

RÉPARATION D'ÉQUIPEMENTS ÉLECTRONIQUES

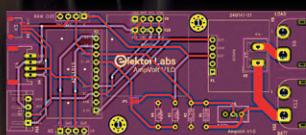
outils, techniques et conseils

FOCUS SUR

**Test et
mesure**

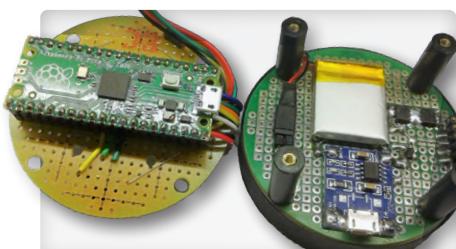
AmpVolt :
module de mesure
de puissance

mesurer la puissance CC et
la consommation énergétique
jusqu'à 50 V et 5 A



**générateur de
référence 10 MHz**

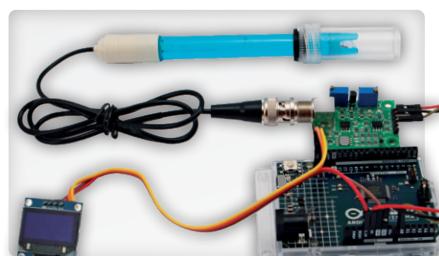
très précis, avec isolation
galvanique



niveau à bulle électronique et disque
stroboscopique pour platines vinyle
régler votre platine vinyle



LC mètre en circuit
étude d'un prototype avec un
Arduino UNO



mesure du pH avec l'Arduino UNO R4
vérifier la qualité de l'eau

L 19624 - 507 - F: 15,50 € - RD



NOTRE GAMME PAR DES TECHNICIENS POUR LES TECHNICIENS



Tirer le meilleur parti de votre projet: www.reichelt.com

Uniquement le meilleur pour vous - provenant de plus de 1500 marques

Nos responsables produits sont employés par Reichelt depuis de nombreuses années et connaissent les exigences de nos clients. Ils rassemblent une large gamme de produits de qualité, à la fois parfaits pour les besoins dans les domaines de la recherche et du développement, la maintenance, l'infrastructure informatique et la production en petites séries et adaptés pour les fabricants.

Cartes de développement pour votre projet

Les cartes de développement sont idéales pour réaliser différents projets électroniques personnels à un coût raisonnable. Que ce soit pour réaliser des centres multimédias, l'automatisation domestique, la surveillance du réseau ou d'autres projets IoT, les ordinateurs monocarte offrent d'innombrables possibilités grâce à leur conception compacte et à leur compatibilité avec les langages de programmation modernes.

Bundle NVIDIA Jetson Nano 1010

Le NVIDIA® Jetson Nano est l'entrée idéale dans le monde du Machine Learning et fournit jusqu'à 472 GFLOPS de puissance de calcul grâce à ses réseaux neuronaux.

- 4x 1,4 GHz, 4 Go de RAM
- boîtier et refroidissement inclus



Référence:
JETSON NANO 1010

231,43
(192,86)

seeed

Le Raspberry Pi All-In-Bundle de reichelt

Le Raspberry Pi 4 Bundle contient tout le nécessaire pour pouvoir démarrer immédiatement. Mettez en œuvre des projets tels que le lecteur multimédia HD, la radio Internet, le serveur de webcam, l'automatisation de la maison ou utilisez-le simplement pour naviguer sur Internet de manière générale !

Le bundle inclut :

- le Raspberry Pi 4 B 8 Go
- un boîtier de haute qualité et tendance
- un puissant bloc d'alimentation USB-C
- une carte microSD de 16 Go (classe 10) avec NOOBS préinstallé
- un refroidisseur 4 pièces pour Raspberry Pi



Référence:
RPI 4B 8GB ALLIN

112,22
(93,52)



reichelt
elektronik – The best part of your project

reichelt
elektronik **MAGAZINE**

Découvrir et explorer –
Cartes de développement
pour votre projet

A lire ►
<https://rch.lt/MG797f>



RASPBERRY PI, ARDUINO & CO.

CARTES DE DÉVELOPPEMENT POUR VOTRE PROJET

Découvrez maintenant ►
<https://rch.lt/boards-fr>



Types de paiement :

PRIX DU JOUR! Prix à la date du: 16. 4. 2024

Excellent rapport qualité prix

Plus de 150 000 produits sélectionnés

Livraison fiable - depuis l'Allemagne dans le monde entier

www.reichelt.com

Assistance téléphonique: +49 4422 955 363

reichelt
elektronik – Tirer le meilleur parti de votre projet

Les réglementations légales en matière de résiliation sont applicables. Tous les prix sont indiqués en € TVA légale incluse, frais d'envoi pour l'ensemble du panier en sus. Seules nos CGV sont applicables (sur le site <https://rch.lt/CG-FR> ou sur demande). Semblables aux illustrations. Sous réserve de coquilles, d'erreurs et de modifications de prix.
reichelt elektronik GmbH, Elektronikring 1, 26452 Sande (Allemagne), tél. +33 9 75 18 03 04

47^{ème} année n° 507
mai-juin 2024
ISSN 0181-7450

N° de TVA Intracommunautaire : FR90319937454

Dépôt légal : mai 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.elektermagazine.fr

Pour toutes vos questions : service@elektor.fr

Devenez membre : www.elektermagazine.fr/abo

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

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



Assez classique

Ce numéro est consacré au thème « test et mesure », et nous savons, grâce aux retours de nos lecteurs, qu'il s'agit d'un domaine qui suscite un vif intérêt parmi nos membres. Plusieurs facteurs contribuent à cette popularité. Tout d'abord, ce numéro cible spécifiquement les électroniciens classiques (et je dis « classiques » avec un profond respect). Les circuits de mesure et de test sont très souvent analogiques, et requièrent l'usage de nombreux composants (discrets). Sélectionner les composants adéquats demande une expertise considérable et permet la création de montages innovants. Dans un monde où le prototypage devient de plus en plus rapide, il est essentiel de préserver ces connaissances. En plus de leur valeur éducative (et de leur potentiel à captiver), les projets présentés dans ce numéro ont également des applications pratiques, notamment dans l'environnement privilégié des électroniciens : leurs propres laboratoires. Elektor a une longue tradition dans ce domaine. En 1978, Elektor a publié l'article « TV Scope » un projet permettant de transformer un téléviseur en oscilloscope. À cette époque, c'était un projet marquant, permettant d'économiser une somme considérable grâce à une approche DIY. Rares sont les lecteurs qui envisageraient aujourd'hui de construire leur propre oscilloscope. Cependant, nos auteurs parviennent toujours à identifier des niches sur le marché ou au moins des situations où le bricolage électronique est avantageux. Jetez un coup d'œil au générateur de référence 10 MHz (page 96), vous trouverez d'autres exemples dans ce numéro. Je tiens aussi à recommander tout particulièrement l'article de mon collègue Jean-François Simon, qui, fort de son expérience en service de réparation, offre un aperçu pratique et précieux sur le test des composants. (page 26).



Proposez une contribution à Elektor!

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

www.elektermagazine.com/submissions



Elektor Labs : idées et projets

La plateforme Elektor Labs est ouverte à tous. Publiez des idées et des projets électroniques, discutez des défis techniques et collaborez avec les autres.

www.elektermagazine.fr/labs

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

réparation d'équipements électroniques

outils, techniques et conseils

26

Rubriques

- 3 Édito
- 6 STM32 Wireless Innovation Design Contest 2024 les gagnants
- 33 démarrer en électronique...
... plus de théorie sur les ampli-op
- 48 drôle de composant, la série
contrôleur de tube cathodique
- 86 sur le vif
double détente
- 92 2024 : l'odyssée de l'IA
détection d'objets
- 106 projet 2.0
corrections, mises à jour et courrier des lecteurs

Articles de fond

- 23 embedded world 2024
nouveaux produits présentés au salon
- 26 réparation d'équipements électroniques
outils, techniques et conseils
- 40 Sparkplug en un coup d'œil
une spécification pour les données MQTT
- 69 The Arduino-Inside Measurement Lab
un instrument de test et de mesure 8 en 1 pour le labo électronique
- 88 oscilloscope numérique FNIRSI 1014D
de bonnes performances pour des budgets serrés
- 112 Raspberry Pi 5 et au delà
entretien avec Eben Upton, PDG de Raspberry Pi



oscilloscope numérique FNIRSI 1014D
de bonnes performances pour
des budgets serrés

88

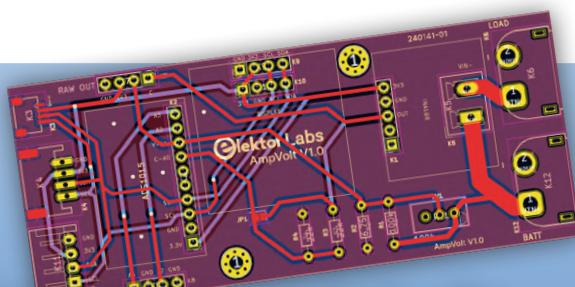
Industrie

- 62 explorer les défis et la valeur commerciale
de l'électronique open source (2)
- 66 le connecteur circulaire M12 A
une solution de choix pour les applications industrielles

éclairage à commande radar

comment éclairer automatiquement un escalier en détectant une présence humaine

50



AmpVolt : module de mesure de puissance (1)
mesurer la puissance CC et la consommation énergétique jusqu'à 50 V et 5 A

18

Projets



- 8 **LC mètre en circuit**
étude de prototype
- 18 **AmpVolt : module de mesure de puissance (1)**
mesurer la puissance CC et la consommation énergétique jusqu'à 50 V et 5 A
- 36 **un générateur de signaux simple**
pure synthèse numérique directe
- 50 **éclairage à commande radar**
comment éclairer automatiquement un escalier en détectant une présence humaine
- 54 **niveau à bulle électronique et disque stroboscopique actif pour platines vinyle**
régler votre platine vinyle avec cet outil tout-en-un
- 74 **analyseur de gain-phase avec une carte son**
pour les fréquences de 100 Hz à 90 kHz
- 80 **mesure du pH avec l'Arduino UNO R4**
vérifier la qualité de l'eau
- 96 **générateur de référence 10 MHz**
très précis, avec isolation galvanique
- 102 **mise à jour #2 : compteur d'énergie basé sur l'ESP32**
quelques améliorations

Bientôt dans ces pages

Le numéro de juillet-août 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 "IdO et capteurs".

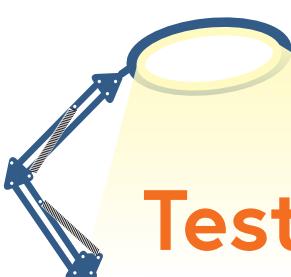
Visitez la page « IdO et capteurs » d'Elektor pour plus de contenu !
www.elektermagazine.com/iot-sensors

- Caméra d'imagerie thermique DIY
- Chambre à nuages pour la radioactivité
- Les meilleurs capteurs pour les stations météo
- Détecteur de flux d'air avec Arduino
- Interface d'alarme GSM
- Testeur I2C peu couteux
- Détecteur de fuites d'eau
- AWS Cloud pour Arduino et Cie.



Le numéro de juillet-août 2024 du magazine Elektor sera publié aux alentours du 10 juillet 2024. La date d'arrivée du magazine papier chez les abonnés dépend des aléas d'acheminement.

FOCUS SUR



Test et mesure



STM32 Wireless Innovation Design Contest : les gagnants

Jean-François Simon (Elektor)

Après plusieurs semaines de compétition intense, le concours 2024 STM32 Wireless Innovation Design Contest a couronné ses trois premiers lauréats. Félicitations aux gagnants !



STM32 Wireless Innovation Design Contest

Pour en savoir plus sur le concours STM32 Wireless Innovation Design Contest et sur tous les projets participants, rendez-vous sur la page web du concours où vous trouverez tous les détails nécessaires.

elektormagazine.com/st-contest



Figure 1.
De gauche à droite :
CJ Abate (Elektor),
Thibaut Dontail (4^e place),
Yvon Rannou (ST),
Balthazar Deliers (3^e prix),
Erik Jansen (Elektor),
Cédric Jiminez (1^{er} prix),
Roman Ludin (ST).

Après plusieurs mois exaltants de compétition, pendant lesquels des dizaines de projets innovants ont été soumis, STM32 Wireless Innovation Design Contest [1] (organisé par STMicroelectronics et Elektor) a couronné ses trois premiers gagnants après une période d'évaluation intense. Félicitations aux lauréats pour leur travail remarquable : Cédric Jiminez (premier prix), Alain Romaszewski (deuxième prix), et Balthazar Deliers (troisième prix).

Projets STM32 gagnants

Après un examen minutieux, le jury a annoncé les lauréats le 10 avril 2024 sur le stand de STMicroelectronics [2](4A-148) au salon

embedded world 2024. Les trois gagnants ont été choisis parmi de nombreuses propositions de projets exceptionnels, chacun apportant une perspective unique au domaine de la technologie sans fil (voir **figure 1**).

Cédric Jiminez a remporté le prestigieux premier prix (2 500 €) avec son projet **Open-Vario** [3]: un variomètre connecté multifonctionnel open-source pour le parapente et le deltaplane, doté de fonctions telles que le positionnement GNSS, un accéléromètre, la détection thermique, le calcul de la finesse et l'enregistrement des données de vol, le tout basé sur le STM32WB5MM-DK Discovery Kit (**figure 2**). Le jury a été très impressionné





Figure 2. Open-Vario



Figure 3. ZigBee environmental measurement center



Figure 4. Electric Meter that Matters

par la conception et les caractéristiques du projet, ainsi que par le niveau de détails dans la documentation exhaustive que Cédric a élaborée. Félicitations pour cette victoire bien méritée !

Alain Romaszewski a remporté le deuxième prix (1 500 €) avec son **projet ZigBee environmental measurement center** [4] pour les plantes d'intérieur ou les serres, basé sur le kit STM32WB5MM-DK (**figure 3**). Il comprend des capteurs pour surveiller l'humidité du sol, la température, les conditions ambiantes et les niveaux de CO₂, ainsi que des systèmes d'arrosage et d'éclairage automatisés basés sur ces mesures, avec une gestion des données via un serveur MQTT et une application Node-RED. Bravo, Alain, pour ce projet très bien documenté et ingénieusement conçu, qui intègre de nombreux modules externes tout en étant logé dans un élégant boîtier imprimé en 3D.

Le troisième prix (1 000 €) a été attribué à Balthazar Deliers pour son projet **Electric Meter that Matters** [5], qui fait la liaison entre un compteur électrique intelligent Linky et un écosystème de maison connectée en utilisant le protocole Matter over Thread, ce qui permet de surveiller la consommation d'énergie en

temps réel à partir d'un smartphone (**figure 4**). Le système intègre du matériel sur mesure pour la conversion de données et la connexion au kit de développement STM32WB5MM-DK, le développement de logiciels en C/C++ et Python, et une intégration à la maison connectée permettant de visualiser facilement la consommation énergétique. Tout cela illustre une démarche innovante dans la gestion de l'énergie domestique. Félicitations !

Le concours vous a-t-il inspiré ?

Le concours STM32 Wireless Innovation Design Contest a offert aux inventeurs et aux passionnés de technologie l'opportunité de libérer leur créativité et d'explorer diverses avenues dans le domaine des applications sans fil [6]. De l'IdO [7] à la domotique, le concours a mis en évidence les diverses façons dont la technologie sans fil peut façonner l'avenir. Vous sentez-vous inspiré ? Quand vous réaliserez vos propres projets basés sur des produits STM32, nous vous encourageons à partager vos idées avec les membres de la communauté électronique internationale. Nous vous invitons à publier vos projets sur la plateforme en ligne Elektor Labs : www.elektormagazine.fr/labs. 

Solutions STM32

Visitez le site web STMicroelectronics (www.st.com) pour plus d'informations sur toutes les solutions innovantes à base de STM32, y compris les cartes NUCLEO-WBA52CG, STM32WB5MM-DK, et Nucleo-WL55JC.



240241-04

LIENS

- [1] 2024 STM32 Wireless Innovation Design Contest : <https://www.elektormagazine.com/st-contest>
- [2] STMicroelectronics : [https://www.st.com/](https://www.st.com)
- [3] Open-Vario sur Elektor labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/the-open-source-multifunction-variometer-for-paragliding>
- [4] ZigBee Environmental Measurement Center sur Elektor labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/zigbee-environmental-measurement-center-for-indoor-plants-or-greenhouse>
- [5] Electric Meter that Matters sur Elektor labs : <https://www.elektormagazine.fr/labs/the-electric-meter-that-matters>
- [6] Wireless applications : <https://www.elektormagazine.com/wireless-communication>
- [7] IoT : <https://www.elektormagazine.com/iot-sensors>

LCmètre en circuit

étude de prototype

Michael Monkenbusch (Allemagne)

Lors du dépannage d'une carte électronique, il est utile de pouvoir tester les composants passifs directement sur le circuit imprimé sans avoir à les dessouder. Mais cette approche est également essentielle, pour minimiser les interférences avec le reste des composants pendant le test. Ce prototype de circuit peut mesurer des capacités de 1 pF à 80 mF ou des inductances de 1 mH à 40 H. Il utilise une méthode de mesure à basse tension qui minimise l'impact des résistances parasites en parallèle ou en série. Le traitement du signal est principalement analogique ; un Arduino UNO se charge du calcul de L, C et de la résistance « parasite ».

Il y a quelque temps, j'ai expérimenté avec un générateur de fonctions pour tester rapidement un condensateur en mesurant le courant qui le traverse à partir de la forme d'onde de la tension appliquée, en utilisant un oscilloscope. Le circuit initial était simple, puisque j'utilisais une petite résistance shunt en série avec le condensateur pour mesurer l'intensité du courant. Là, une onde de tension triangulaire offre un avantage : pendant les pentes ascendantes et descendantes constantes de la forme d'onde appliquée (dans l'idéal), le courant traversant le condensateur a une valeur constante (positive ou négative) proportionnelle à la capacité, C (voir l'encadré **Méthode de mesure**).

Un courant supplémentaire $IR(t) = U(t)/R_p$ dû à une résistance parallèle (de fuite) R_p serait proportionnel à la tension de commande triangulaire $U(t)$. Lorsque la tension de commande oscille entre des valeurs négatives et positives, elle sera nulle à certains instants t_0 pendant les pentes ascendantes et descendantes constantes du signal triangulaire. Alors, à ces instants, le courant résistif parasite $IR(t_0) = 0$ et la tension mesurée à ces moments reflète uniquement C et est indépendante de R_p . En pratique, on peut effectuer la mesure en échantillonnant le courant aux moments où $U(t) = 0$. Cela résume l'approche initiale visant à réaliser un circuit simple de mesure de C qui fournit une tension proportionnelle

à C et indépendante des fuites ou d'autres résistances parallèles.

Une analyse approfondie du circuit a révélé des possibilités d'extension, permettant non seulement d'estimer la valeur de la résistance parallèle R_p , mais aussi de mesurer une potentielle résistance en série en une seule opération. De plus, si nous remplaçons le condensateur C par une bobine L , la tension de commande $U(t)$ par un courant de commande $I(t)$, et que nous inversons également les rôles des résistances parallèles et séries, un circuit similaire peut servir à mesurer les inductances. La mesure du courant serait remplacée par une mesure de la tension aux bornes de la bobine (au lieu de la tension aux bornes d'une résistance shunt).

Ces caractéristiques rendent l'utilisation de cette méthode pour tester des composants, en circuit, sans les dessouder. Pour que cela soit réalisable, il est utile de noter que, lorsqu'ils ne sont pas alimentés, la plupart des composants semi-conducteurs, dans le pire des cas, exposent des jonctions de diodes, augmentant ainsi la probabilité de créer des trajets de courant parasites. Si la tension appliquée reste inférieure à 100 mV, les courants à travers ces jonctions restent négligeables. Pour les bobines, la tension résultante doit rester inférieure à cette limite. Ces faibles tensions permettent également de négliger la polarité des condensateurs électrolytiques.

Dans le prototype de circuit présenté, les tensions aux bornes de la résistance shunt

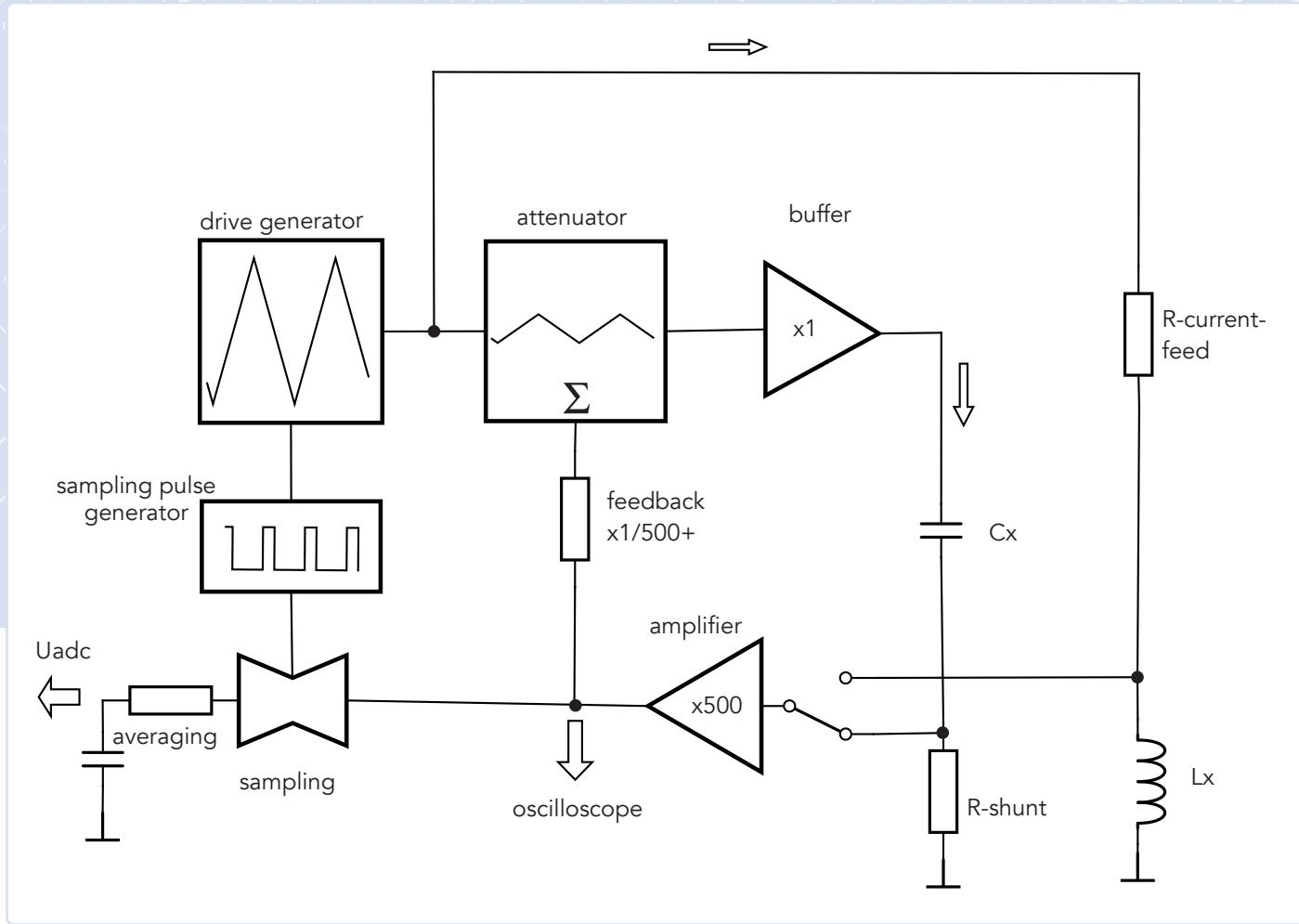


Figure 1. Schéma fonctionnel du circuit.

et de la bobine restent inférieures à 10 mV. L'échantillonnage synchrone et le calcul de la moyenne renforcent la stabilité de mesure face aux perturbations causées par les sources de bruit internes et externes.

Schéma fonctionnel

Le schéma fonctionnel du circuit est illustré à la **figure 1**. Ce circuit comprend divers éléments fonctionnels, tels qu'un générateur produisant une onde triangulaire définie, des comparateurs et une logique destinée à générer les impulsions pour l'intervalle d'échantillonnage, un amplificateur de signal A et le(s) étage(s) d'échantillonnage avec des amplificateurs tampons (non représentés). La connexion à l'Arduino inclut un CAN 16 bits à quatre voies ADS1115 de Texas Instruments. Les entrées analogiques Ax du microcontrôleur sont utilisées pour déterminer les positions des commutateurs, et les sorties numériques adressent un certain nombre de commutateurs MOS pour prendre en charge une sélection automatique de gamme partielle. Ainsi, le croquis Arduino peut effectuer la

mesure et afficher les valeurs de C ou L et les éventuelles résistances parasites (effectives) avec d'autres informations complémentaires sur un afficheur LCD 4×20.

Schéma

Le circuit (partie analogique) est représenté à la **figure 2**. Il contient les parties suivantes :

- Tensions de référence (U4, U11).
- Générateur du signal triangulaire (U12A...D).
- Génération de la fenêtre d'échantillonnage (U2A, U2B, U3A, U3B, U13A, U13B).
- Amplificateur de signal (U16A, U16B).
- Inversion de polarité synchrone (Q8, U1B).
- Échantillonnage, calcul de la moyenne (U5B, U5C, U5D ; C2, C3, C4 ; U5A) et mise en mémoire tampon (U1C, U1D).

La tension de commande triangulaire est générée par intégration (U12A) en accumulant un courant dans C1, déterminé par la résistance connectée via l'interrupteur SW2

à la tension de référence à commutation de polarité (Q1, U12C). U12B compare la sortie du signal à l'oscillation de tension de l'ampli-op ($\pm 2,5$ V) pour déclencher l'inversion de polarité (Q1) de la référence de tension de haute précision qui contrôle la valeur déterminant la pente.

U12D sert de tampon pour la tension triangulaire atténuee (R3, R8) pour piloter le composant testé Cx à faible impédance. Le courant induit par le condensateur traverse la résistance shunt sélectionnée par SW2 avec le groupe de MOSFET Q2... Q7 à variation automatique. La tension shunt résultante de quelques millivolts est amplifiée (facteur total ≈ 500) par U16A et U16B. Après cette première étape d'amplification, le signal de rétroaction positive est extrait par R74 et envoyé à l'atténuateur de tension de commande (R3, R8) pour l'augmenter de telle sorte que la chute de tension shunt soit ajoutée. Le signal amplifié ICx(t) peut être utilisé pour la surveillance à l'aide d'un oscilloscope. Il est ensuite traité dans le circuit par une inversion de polarité synchrone effectuée par (Q8, U1B).

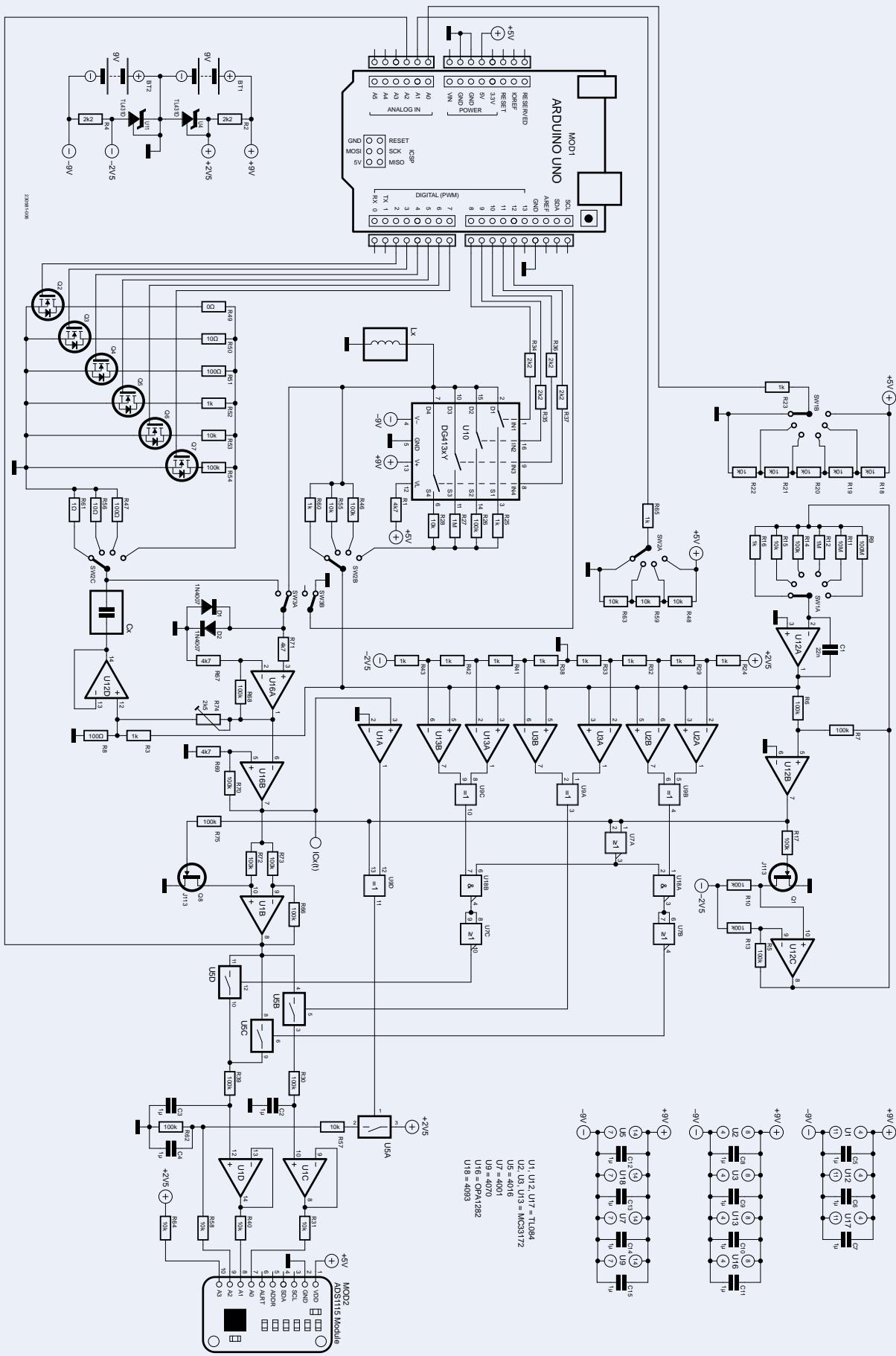


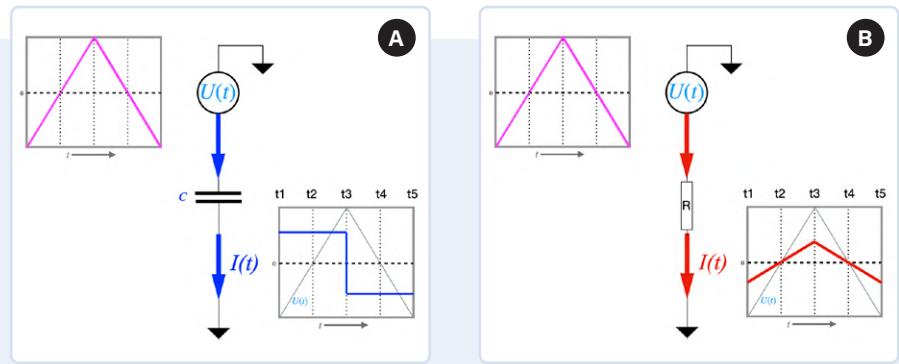
Figure 2. Schéma de la partie analogique du projet.

Méthode de mesure

La charge Q stockée dans un condensateur est proportionnelle à la tension U . Lorsque la tension $U(t)$ appliquée au condensateur augmente, la charge stockée augmente également. Cela implique que le courant ($I(t)$) doit circuler. Mathématiquement, cette relation est exprimée par $I(t) = C(dU/dt)$. Si U augmente avec une pente constante, le courant est constant. Le passage d'une pente ascendante à une pente descendante implique un changement de direction du courant. Ceci est illustré dans l'**exemple A**.

Pour une résistance, le courant est proportionnel à U (**exemple B**), le courant à travers une résistance parallèle à C ajoute simplement le courant du condensateur. A tout instant t_0 avec $U(t_0) = 0$ seulement, le courant capacitif prévaut. L'échantillonnage à ces instants (et la multiplication avec le signe de la pente) donne des valeurs de courant qui dépendent uniquement de C . Si le courant $I(t)$ augmente linéairement autour de t_0 , l'intervalle de temps d'échantillonnage peut avoir une extension symétrique finie autour de t_0 , ce qui permet de moyenner les influences des diverses sources de bruit.

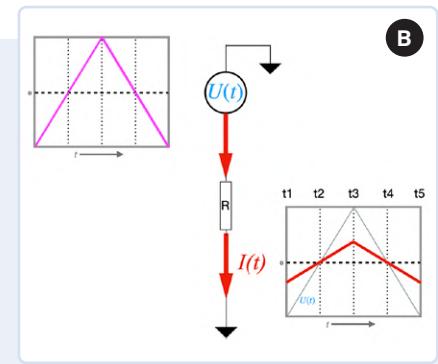
Maintenant, en présence d'une résistance série R_s , l'effet observé est que la transition du courant entre les valeurs positives et négatives, suite à un changement de pente de $U(t)$, n'est plus instantanée mais suit plutôt un transitoire avec une constante de temps définie. Cette constante $\tau_s = RC$, où R représente la valeur de $R_s \parallel R_p = R_s R_p / (R_s + R_p)$. Pour des valeurs élevées de R_p ,



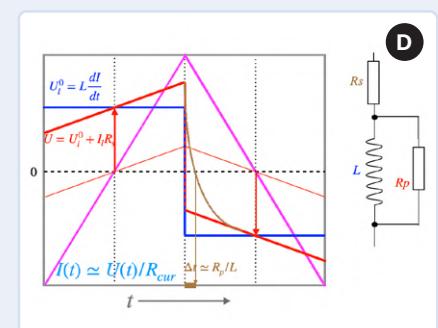
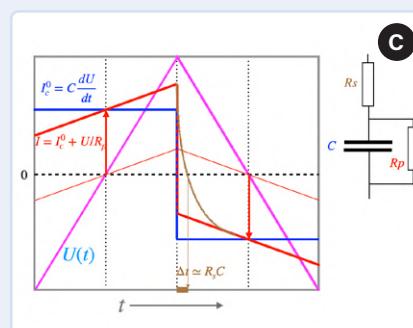
cette résistance est très proche de R_s . Après quelques cycles de τ_s , les effets transitoires sont terminés. Si l'intervalle d'échantillonnage central commence à ce point, il n'y aura pas d'influence résiduelle de R_s sur la valeur de C déduite. Dans le circuit présenté dans l'**exemple C**, l'intervalle de temps $\Delta t \approx \tau_s$ est déterminé par la conversion du délai entre le changement de signe de la pente et le passage par zéro de $I(t)$ en une tension.

Notez que la résistance shunt utilisée pour la mesure de $I(t)$ s'ajoute également à la résistance série effective R_s . Pour compenser cela, la correction de rétroaction de $U(t)$ est ajoutée au circuit (voir l'**encadré Rétroaction**).

Pour adapter le circuit à des mesures d'inductances L plutôt que de capacités,



il faut inverser les rôles du courant et de la tension. En alimentant le composant testé (L) avec un courant $I(t)$ augmentant linéairement, on génère une tension induite constante $U(t)$ sur l'inducteur, où $U = L(dI/dt)$. Un effet similaire à celui de la résistance parallèle pour les condensateurs est observé ici comme une tension supplémentaire due à la résistance (série) de la bobine, tandis que toute résistance parallèle à la bobine correspond à l'effet de la résistance série du condensateur (voir l'**exemple D**). Alors que pour les condensateurs de bonne qualité, la résistance parallèle est souvent tellement élevée que son effet est pratiquement invisible, la résistance série des bobines est presque toujours visible sous la forme d'une pente dans la tension détectée aux bornes de la bobine.



Pour un condensateur idéal, la sortie de U1B serait une tension continue proportionnelle à sa valeur de capacité (voir l'**encadré Méthode de mesure**). Les composants non idéaux tels que la résistance parallèle, etc. induisent une pente dans le courant à travers R_{shunt} et donc une ondulation de la tension de sortie de U1B. Par conséquent, la tension d'ondulation en dents de scie doit être échantillonnée pendant des fenêtres temporelles appropriées puis moyennée, afin de déterminer les valeurs C et R_p appropriées et stables.

Les fenêtres d'échantillonnage sont extraites par la logique (U7, U18) pilotée par le signal des comparateurs (U2, U3, U13 ;

dans le prototype, j'ai utilisé des amplificateurs audio MC33172 de STMicroelectronics) qui détectent les transitions de la tension de commande (non atténuée) aux niveaux fournis par le diviseur de tension entre R24 et R43. L'association des transitions suivantes produit un signal logique qui est haut lorsque la tension de commande se situe dans la fenêtre entre les niveaux concernés.

Ainsi, une fenêtre centrale, symétrique au passage par zéro de la tension de commande est créée pour l'échantillonnage principal qui donne la valeur de C et est fournie au commutateur MOSFET U5B, qui échantillonne ensuite la sortie de l'amplificateur

autour de la partie centrale de la pente et en fait la moyenne en C2. D'autres fenêtres d'échantillonnage décentrées sont sélectionnées de sorte que seules les fenêtres « tardives » des pentes ascendantes ou descendantes sont combinées par ET logique avec Sync1 ou NON logique avec Sync1. En fournissant ces signaux respectivement à U5C et U5D, le signal de tension de l'amplificateur dans les deux fenêtres décentrées sélectionnées (fronts montants et descendants) est moyenné à travers C3. La moyenne d'échantillonnage du signal principal ainsi que celle des deux périodes décentrées utilisent des constantes de temps qui sont déterminées par R30×C2

Rétroaction

En mode capacité, la tension de la résistance shunt est ajoutée à la tension de commande $U(t)$ de sorte que la tension nette appliquée au condensateur testé corresponde à la forme et à la valeur de l'onde triangulaire sans distorsion. La rétroaction utilise la tension de shunt tamponnée et amplifiée ($\times 20$) et l'injecte via R74 dans le diviseur de tension atténuateur R3/R8. La sortie du diviseur de tension est tamponnée par U12D pour fournir une impédance de source très faible à la tension de commande. La résistance de rétroaction R74 doit être réglée à une valeur telle que l'atténuation par R74/R8 corresponde à l'amplification pour obtenir un facteur de rétroaction ≈ 1 .

Pour des facteurs plus élevés, la boucle devient instable. En pratique, R74 doit être réglé à un facteur proche de 1 en utilisant un condensateur de haute qualité dans la gamme de 100...1.000 nF comme condensateur de test. La rétroaction sert à éliminer l'influence de la résistance shunt sur l'effet de résistance en série. Elle n'a pas d'influence sur la précision de la valeur C déduite de l'échantillonnage central, tant que la durée du transitoire dû à R_s est suffisamment courte par rapport à la période du signal triangulaire.

Pour les mesures d'inductance, aucune rétroaction n'est implémentée, puisque la gamme imposée par l'amplificateur limite la tension utile sur la bobine à <10 mV à l'extrême basse de la (des) résistance(s) de réglage du courant R50, R55... qui se compare aux 2,5 V à l'extrême « chaude » ; l'erreur de courant qui en résulte est négligeable (si l'on vise une précision d'environ 1%).

gration R9, R11, R12, R14, R15, et R16, ainsi que celles des résistances shunt ou d'alimentation en courant, influencent directement l'erreur des valeurs finales de capacité C ou d'inductance L affichées. En outre, les résistances R5, R10, et R13, ainsi que R66, R72, et R73 utilisées dans les étages d'inversion de signe, doivent être égales. L'atténuateur R3, R8 ainsi que le facteur d'amplification déterminé par R67, R68 et R69, R70 ont également un impact sur le résultat.

Le croquis Arduino permet d'entrer les valeurs exactes (mesurées) de C1, des résistances shunt et d'alimentation en courant ainsi que les facteurs d'atténuation et d'amplification. Pour le prototype que nous présentons ici, j'ai mesuré ces résistances séparément, avec un multimètre numérique à 6 chiffres, et j'ai saisi leurs valeurs dans le croquis. Pour les résistances, une alternative possible serait d'utiliser des composants de tolérance de 0,1%. Mesurer C1 peut être l'option la plus facile. Il est essentiel de rappeler que, pour tous ces composants, si leurs valeurs réelles diffèrent des valeurs spécifiées sur les schémas, il suffit d'entrer les valeurs correctes dans le croquis !

Pour maintenir la précision de mesure de C en présence d'une faible résistance parallèle ou de L en présence d'une résistance série élevée, il est judicieux d'ajuster la symétrie de la fenêtre centrale d'échantillonnage par rapport au passage à zéro de $U(t)$ et éventuellement la longueur de l'intervalle central d'échantillonnage avec les résistances du diviseur de tension R33, R38.

Autres remarques

Le choix du MOSFET BS170 pour la commutation de la résistance shunt dans ce prototype était destiné à tester le concept avec des transistors que j'avais disponibles. La mesure a révélé une résistance d'enclenchement d'environ $1,7\ \Omega$, que j'ai ajoutée aux valeurs de résistances shunt dans le croquis. Ceci pose problème pour les deux valeurs les plus basses (nominale : $1\ \Omega$ et $10\ \Omega$) - pour le test j'ai remplacé la valeur $1\ \Omega$ par la résistance du MOSFET. Pour améliorer cela, il serait préférable de commuter ces deux faibles valeurs de shunt en utilisant, par exemple, un Si4136DY ($0,0025\ \Omega$ à $4,5\ V$). La diode intrinsèque des MOSFET de puissance à faible résistance ne nuit pas à cette application, puisque la tension maximale appliquée reste inférieure à $0,2\ V$.

et $R_{39} \times C_3$; cependant, ces constantes de temps ont un autre facteur $1/f$ - environ 4 pour l'échantillonnage principal et 8 pour l'échantillonnage décentré - f étant la fraction de la période de pente pendant laquelle la fenêtre d'échantillonnage est ouverte. Les largeurs relatives des fenêtres d'échantillonnage (f) sont contrôlées par les niveaux du diviseur de tension vus par la rangée de comparateurs (U2, U3, U13).

Pour obtenir une approximation de la résistance série, le moment du passage par zéro (= la moitié du saut de tension lors de l'inversion de pente si $R_p = \infty$) du signal est détecté par U1A (comparateur) et combiné avec le signal Sync1 par XOR (U9D), qui reste idéalement au niveau Haut durant le délai entre l'inversion de signe («zéro») et l'instant où le saut de tension (idéalement soudain) de la tension shunt amplifiée est à $1/2$ de son amplitude. Ce délai est relatif à la constante de temps $\tau_s = R_{series}C$. Elle est convertie en tension en ouvrant le commutateur (U5A) à la tension de référence à cet instant et en faisant la moyenne avec R57, C4 et R62. Ainsi, le délai - et par la suite la résistance en série - peuvent être estimés.

Mode inductance

SW3 permet de basculer entre le mode capacité et le mode inductance. En mode inductance, l'inductance à mesurer remplace la résistance shunt en mode capacité. Le courant de commande appliqué est fourni via les résistances R60, R55 et R46 dont les valeurs varient de $1\ k\Omega$ à $1\ M\Omega$, et qui sont alimentées par la tension trian-

Gammes et codage des commutateurs

Une fois la pente réglée, soit manuellement, soit automatiquement par l'algorithme du programme, une résistance shunt (ou de courant d'alimentation) est choisi de sorte que la tension résultante se situe idéalement dans l'intervalle de $400\ldots4000\ mV$ pour assurer une précision optimale. Les tensions sont également affichées sur l'écran LCD. Pour le réglage automatique, la tension brute à la sortie de l'unité de commutation synchrone U1B est directement transmise à l'entrée analogique A2 de l'Arduino, afin d'éliminer tout retard temporel pouvant être causé par le calcul de la moyenne.

Les résistances shunt ou les résistances de courant d'alimentation sont sélectionnées manuellement par SW1, ou, avec l'option de sélection automatique, la dernière position inclut, respectivement, les MOSFET (Q2... Q7 pour la mesure de capacité Cx ou les groupes de résistances commutées U10 pour la mesure d'inductance Lx).

Considérations relatives à la précision

Les imprécisions des valeurs du condensateur d'intégration C1, des résistances d'inté-

Figure 3. Schéma du frontal de sortie du LC mètre, avec les sondes de 0,5 m.

La commutation des résistances d'alimentation en courant d'inductance expose les interrupteurs à des tensions plus élevées, mais avec une valeur minimale prévue de $1\text{ k}\Omega$, la commutation est compatible avec la résistance de $10\ldots20\ \Omega$ de la série DG411...13. Pour l'échantillonnage et le calcul de la moyenne, les commutateurs CD4016, malgré leur résistance à l'enclenchement de plusieurs centaines d'ohms, conviennent parfaitement, et leurs niveaux de tension sont compatibles avec les amplificateurs.

Attention : Les résistances R₃₁, R₄₀, R₅₈, et R₆₄, qui connectent la sortie des amplificateurs tampons à tension moyenne au CAN 16 bits, ainsi que R₁ à la référence numérique du commutateur DG411...13, ne peuvent pas être omises. Ils protègent les puces de l'excès de courant d'entrée dû aux différences de gamme de tension entre le rail 5 V de l'Arduino et l'alimentation $\pm 9\text{ V}$ de l'ampli-op.

Connexion aux composants testés

La capacité étant mesurée via le courant traversant C, il est possible de connecter le condensateur à tester avec deux câbles blindés : l'un pour la tension de commande et l'autre pour l'entrée de l'amplificateur/shunt. Ceci permet de limiter la capacité parasite aux extrémités non blindées des câbles (une longueur de 0,5 m convient parfaitement). Toute capacité parasite interne est soustraite par le programme Arduino.

Les petites bobines à tester doivent être reliées par des fils torsadés très courts. Les mesures d'inductances plus élevées peuvent être effectuées à l'aide d'un câble blindé (qui peut être plus long) afin de réduire l'induction de bruit (**figure 3**).

Exemples

Pour démontrer le fonctionnement de base du circuit comme capacimètre, l'afficheur avec un condensateur styroflex de 470 nF est montré dans la **figure 4a** et **4b**. Les deux figures montrent les résultats obtenus avec différentes pentes de la tension de commande U(t). La pente est indiquée par la valeur de la résistance d'intégrateur choisie RC dans la dernière

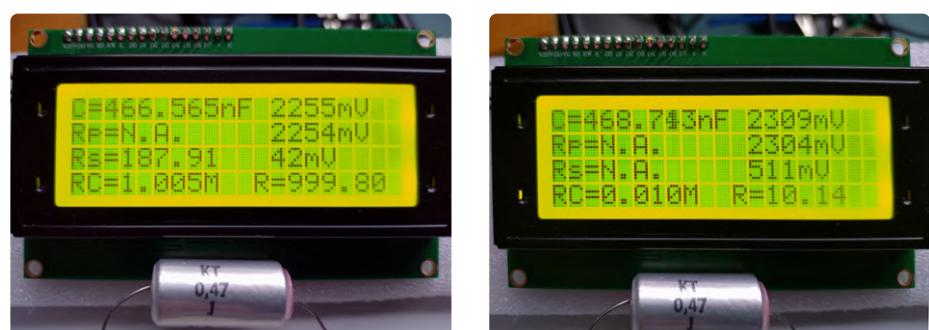
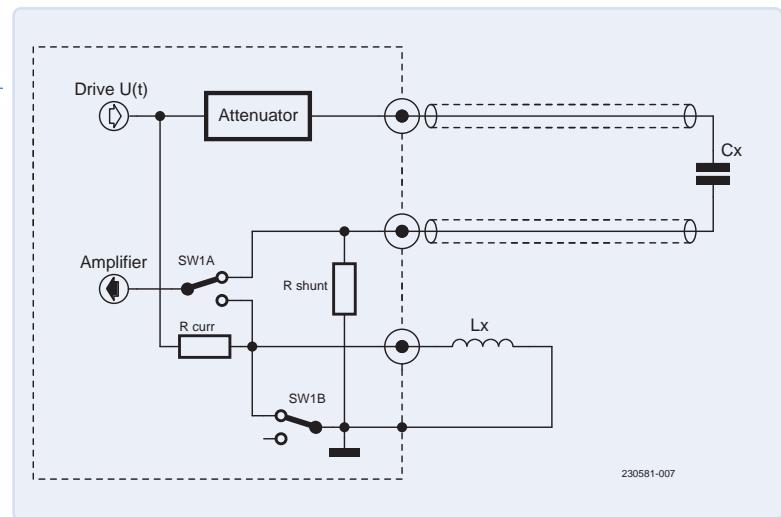


Figure 4. Mesures obtenues avec différentes pentes de la tension de commande $U(t)$, avec les valeurs déterminées par la gamme automatique de la résistance de shunt R , **a)** avec estimation d'une résistance série $R_s = 187\ \Omega$ (gauche), et **b)** sans la résistance (droite).

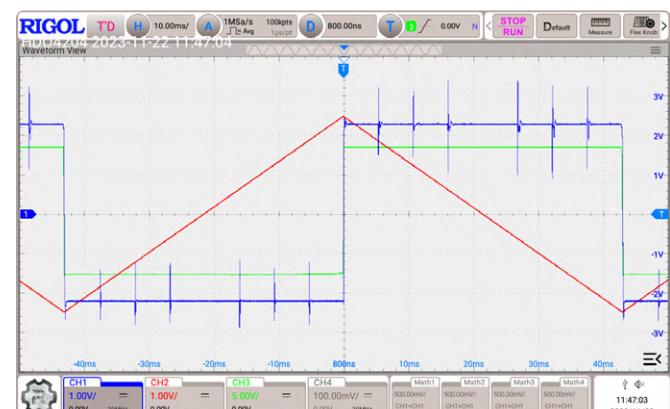


Figure 5. La tension brute échantillonnée.



Figure 6. Prototype du projet de l'auteur.

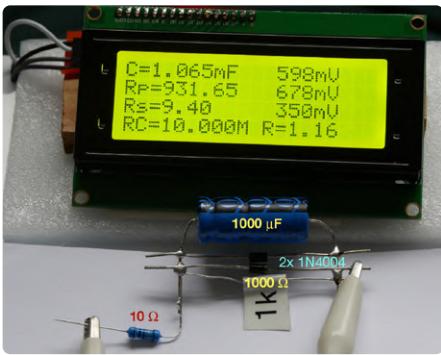


Figure 7. Lectures avec un condensateur électrolytique en circuit de 1 000 μF en parallèle avec deux diodes dans les deux sens et une résistance de 1 k Ω , plus une résistance en série de 10 Ω .

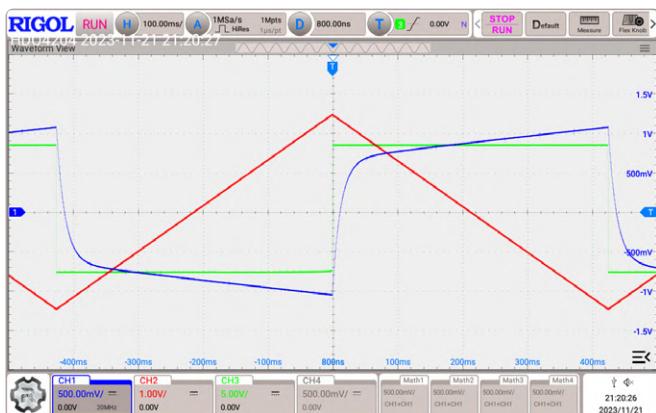


Figure 8. La courbe de tension brute (bleue) montre le saut transitoire de temps fini lors des inversions de pente.

ligne d'affichage, là aussi la valeur réelle (déterminée par auto-range) de la résistance shunt $R = R_{\text{shunt}}$ est montrée. Le résultat primaire C est affiché avec la tension brute à Ao de l'ADS1115. La deuxième ligne montre la valeur estimée, R_p , de la résistance parallèle et la tension correspondante à A1 de

l'ADS1115, qui est trop élevée pour être détectée et est donc indiquée par l'affichage de «N.A.».

Enfin, la troisième ligne donne une estimation de la résistance en série avec la tension en A3 de l'ADS1115. La plage de tension est de 0...4,096 mV, plus la valeur dans l'inter-

valle de la plage est élevée, meilleure sera la résolution/précision. R_p est dérivé de la différence de tension Ao-A1 mesurée sur un intervalle d'échantillonnage décentré et central. A3 est une conversion (non linéaire) du délai entre l'inversion de pente et le passage à zéro du signal par rapport à

Croquis Arduino

La communication avec le microcontrôleur comprend l'utilisation d'un shield ADC 16 bits à 4 canaux basé sur l'ADS1115 et l'affichage des données se fait sur un écran LCD 4x20, tous deux connectés via I²C. D'autres tensions auxiliaires sont lues directement via les entrées analogiques de l'Arduino A0...A2, utilisées pour décoder les positions des commutateurs de gamme et pour supporter la fonction (semi) automatique de sélection de gamme. D'autres GPIO numériques sont utilisés pour contrôler les commutateurs MOSFET qui sélectionnent les résistances de shunt ou d'alimentation en courant. Les valeurs réelles des résistances correspondantes doivent être mises à jour dans le code source pour obtenir une précision optimale. La fonction principale du microcontrôleur est d'interpréter les tensions ADC mesurées et de les convertir en informations souhaitées sur C/L, R_p et R_s .

$$C_x = \frac{U_{\text{adc}0}}{U_{\text{ref}}} \cdot \frac{R_c \cdot C_1}{R_{\text{shunt}} \cdot A} - C_{\text{offset}}$$

et de même

$$L_x = \frac{U_{\text{adc}1} \cdot R_c \cdot C_1}{\alpha \cdot U_{\text{ref}}} \cdot R_{\text{current-feed}}$$

A étant le facteur qui combine l'atténuation appliquée à la tension de commande $\approx 1/10$ avec l'amplification $\alpha \approx 500$, c'est-à-dire $A \approx 50$; pour les valeurs réelles, voir le croquis Arduino ! La résistance parallèle (résistance série pour les inductances) la différence des tensions de la fenêtre d'échantillonnage décentrée « tardive » $U_{\text{adc}1}$ et de la fenêtre centrale $U_{\text{adc}0}$ est utilisée, U_{refpp} est la différence de tension de commande entre les centres des deux fenêtres d'échantillonnage.

$$R_p = \frac{U_{\text{ref}} \cdot f_p \cdot R_{\text{shunt}} \cdot A}{U_{\text{adc}1} - U_{\text{adc}0}}$$

respectivement pour les bobines

$$R_s = \frac{U_{\text{adc}1} - U_{\text{adc}0}}{\alpha \cdot U_{\text{ref}} \cdot f_p} \cdot R_{\text{current-feed}}$$

L'analyse du transitoire qui contient des informations sur la résistance en série de C ou la résistance en parallèle de L (ou d'autres pertes) est plus complexe. Dans un premier temps, le délai entre le changement de pente et le passage à zéro du signal τ_{ESR} doit être déduit de la mesure de tension sur le troisième canal de l'ADC $U_{\text{adc}2}$:

$$\tau_{\text{ESR}} = 2 \cdot R_c \cdot C_1 \cdot \frac{R_{44} \cdot U_{\text{adc}2}}{R_{45} \cdot (U_{\text{ref}} - U_{\text{adc}2})} - \tau_{\text{offset}}$$

où τ_{offset} (quelques μs) est un offset qui corrige les retards temporels lors des détections de zéro.

Dans le cas où la résistance parallèle de C peut être négligée (c'est-à-dire qu'il n'y a pas de pente dans le signal de courant), la résistance série peut facilement être obtenue par $R_s = \tau_{\text{ESR}} / (\ln(2) C_x)$. Dans le cas d'un effet de résistance parallèle substantiel, la pente supplémentaire doit être prise en compte, et la formule devient un peu plus complexe. Si la pente liée à R_p domine le passage à zéro, une estimation fiable de R_s n'est pas possible et l'afficheur indiquera N.A. Les expressions réelles peuvent être consultées dans la source du programme Arduino.

Liste des composants

Résistances (toutes à 1%, film métallique, $\geq 1/8W$)

R1, R71 = 4,7 k Ω
 R2, R4, R34, R35, R36, R37 = 2,2 k Ω
 R3 = 1,0 k Ω (1)
 R5, R6, R7, R10, R13, R66, R72, R73 = 100,0 k Ω (2)
 R8 = 100,0 Ω (1)
 R9 = 100,0 M Ω (3)
 R11 = 10,0 M Ω (3)
 R12, R27 = 1,0 M Ω (3)
 R14, R26, R46, R54, R62 = 100,0 k Ω (3)
 R15, R28, R53, R55, R57 = 10,0 k Ω (3)
 R16, R25, R52, R60 = 1,0 k Ω (3)
 R17, R30, R39, R75 = 100,0 k Ω
 R18, R19, R20, R21, R22, R31, R40, R48, R58, R59, R63, R64 = 10,0 k Ω
 R23, R45, R65 = 1,0 k Ω
 R24, R29, R32, R33, R38, R41, R42, R43 = 1,0 k Ω (2)
 R44 = 1,0 M Ω
 R47, R51 = 100,0 Ω (3)
 R49 = 0,0 Ω (3)
 R50, R56 10,0 Ω (3)
 R61 = 1,0 Ω (3)
 R67, R69 = 4,7 k Ω (1)
 R68, R70 = 100,0 k Ω (1)
 R74 = 5 k Ω trimmer

Condensateurs

C1 = 22 nF, coefficient basse température
 C2...C14 = 1 μ F, céramique, multicouche

Semi-conducteurs

D1,D2 = 1N4007, diodes de protection
 Q1, Q8 = J113, n-j FET switch
 Q2, Q3, Q4...Q7 = BS170, Mcommutateur MOSFET
 Q2,Q3 = Si4136DY, MOSFET (4)
 U1, U12 = TL084, ampli-op quadruple
 U2, U3, U13 = MC34072PG, ampli-op double
 U2, U3, U13 = LM393B +1k collector R, dual comparator (5)
 U16 = OPA2182, fast zero-offset opamp
 U4, U11 = TL431D, 2.5V reference
 U10 = DG413Y, quad MOSFET switch (current drive)
 U5 = CD4016B, quad MOSFET switch (sampling)
 U7 = CD4001B, quad 2-input NOR
 U9 = CD4070B, quad 2-input XOR
 U18 = CD4093B, quad 2-input NAND

Divers

SW1 = commutateur rotatif, 6x2
 SW2 = commutateur rotatif, 4x3
 SW3 = commutateur à bascule, 2x2

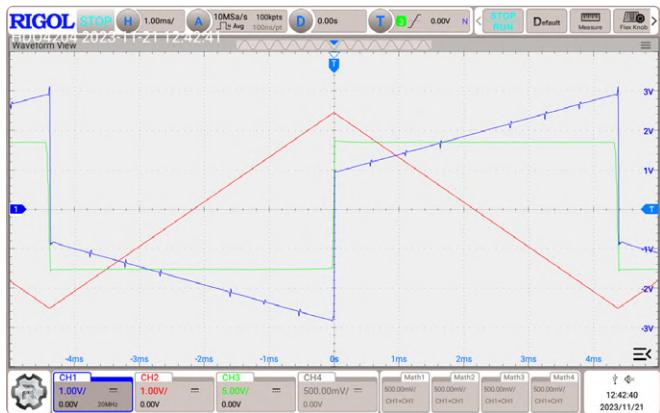


Figure 9. Courbe d'inductance.

la période de la tension de commande. La tension brute échantillonnée est représentée dans la **figure 5**. La courbe rouge représente $U(t)$ et la courbe bleue représente la tension au port $ICx(t)$. Hormis les pics, la réponse correspond à celle d'un condensateur idéal. Les pics observés résultent probablement des chevauchements dans la génération des impulsions d'échantillonnage avec le câblage non optimal (désordonné) du prototype (**figure 6**). Ces pics mettent en évidence les intervalles d'échantillonnage. Le grand espace central (environ 25 ms) représente la fenêtre d'échantillon-

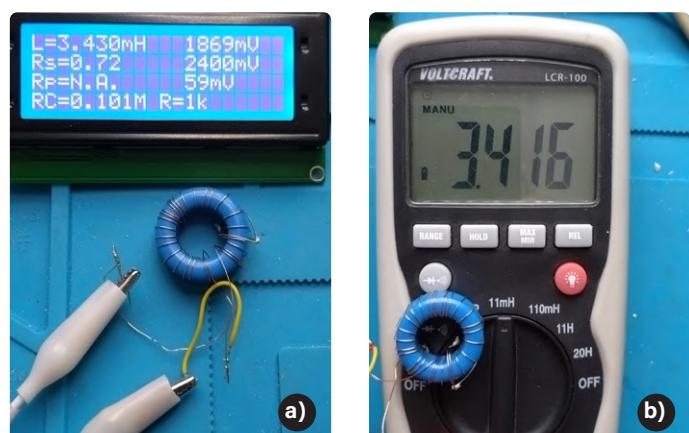


Figure 10. a) Mesures obtenues avec ce projet (à gauche), et b) avec un inductancemètre commercial (à droite).

Remarques:

- (1) : Les tolérances de ces composants peuvent être compensées par les valeurs d'amplification et d'atténuation entrées dans le programme Arduino.
- (2) : Des valeurs égales parmi ces résistances affectent la précision
- (3) : Ces résistances sont essentielles pour la précision. Utilisez des résistances de précision (à faible tolérance).
- (4) : Alternative plus précise au BS170, avec un Ron inférieur.
- (5) : Alternative au MC33172.

nage principale, tandis que les marques autour de 38 ms indiquent la fenêtre d'échantillonnage où l'augmentation de tension due à une résistance parallèle est examinée.

Le deuxième exemple illustre une simulation avec un grand condensateur électrolytique en circuit de 1 000 μ F parallèle à deux diodes orientées dans les deux sens et à une résistance de 1 k Ω et une résistance en série de 10 Ω (**figure 7**). La capacité élevée nécessite l'utilisation d'une pente avec une période d'environ 1 s ($RC = 10$ M Ω). Comme le montre la **figure 8**, la courbe de tension brute (en bleue) montre le transitoire de saut de temps fini lors de l'inversion de pente, ainsi que la tension $ICx(t)$ qui s'incline à des moments ultérieurs indiquant la présence de la résistance parallèle. La tension appliquée est insuffisante pour que les diodes puissent conduire un courant élevé ; elles restent donc « invisibles ». Cette figure montre également que les valeurs déduites pour C et Rp peuvent être faussées dans une situation extrême si le signal transitoire dû à Rs domine aux instants où commence la fenêtre d'échantillonnage centrale.

Inductances

La **figure 9** illustre une courbe d'inductance typique obtenue avec un noyau annulaire de 29 tours, $L = 3.45$ mH ($Al \approx 4000$ nH/nz), tandis que les **figures 10a** et **10b** montrent les mesures obtenues en utilisant ce circuit et un inductancemètre commercial, respectivement. Comme pour les inducteurs typiques, les courbes présentent une pente notable due à la résistance de la bobine. Le rapport entre la partie constante dépendant de L (taille du saut), qui dépend du taux dI/dt de variation du courant de commande, et la pente dépendant de la résistance (indépendante de dI/dt) peut être optimisé en choisissant un taux approprié. Cependant, certaines limitations subsistent : une amplitude de saut relative trop faible à des taux faibles, et des oscillations parasites

prolongées après le saut (causées par des capacités parasites) à des taux trop rapides (c'est-à-dire lorsque le temps entre le saut et la fenêtre d'échantillonnage est trop court). Des exemples d'application pour différents condensateurs et bobines sont disponibles sur YouTube [2].

Stratégie de mesure et surveillance

Pour obtenir l'information la plus complète et la plus rapide sur le composant testé, ainsi que pour évaluer la pertinence des résultats, il est conseillé de surveiller le signal $ICx(t)$ à l'aide d'un oscilloscope. Cela permet de détecter immédiatement toute violation des conditions de validité du test, facilitant ainsi le choix de la meilleure valeur de pente. De plus (que le signal soit surveillé ou non), la cohérence des mesures lorsque la pente de commande (R_c) est modifiée indique des valeurs fiables et l'inspection des tensions ADC brutes permet d'évaluer la précision. Dans tous les cas, la résistance ESR doit être considérée seulement comme une estimation approximative.

Modifications possibles

- Pour étendre la plage de résistance parallèle autorisée, diminuez la fenêtre centrale d'échantillonnage (en diminuant les valeurs de R33 et R38).
- Cette réduction de la fenêtre d'échantillonnage peut nécessiter une réduction de la valeur de R30 pour maintenir la valeur $f \times R30$ constante.
- Les tensions aux bornes de C/L et R_p peuvent également être mesurées en utilisant les entrées analogiques A2, A3 de l'Arduino, si une précision moindre est acceptée.
- Il est possible de réduire encore la tension $U(t)$ de ± 250 mV pour éviter complètement les erreurs de R_p en présence de diodes Schottky, en réduisant R8. Le facteur d'atténuation réel doit être modifié dans le programme Arduino.

Il est également possible de concevoir la partie analogique de telle sorte que l'alimentation de 5 V de l'Arduino soit suffisante. Pour ce faire, il faudrait utiliser des ampli-op adaptés (par exemple un OPAx388s), le rail-splitting pour créer une masse virtuelle (par exemple un TLE2426). Cependant, pour la commutation automatique de la résistance de courant de la bobine, il serait nécessaire de trouver des alternatives adéquates pour DG411...13. ↗

230581-04



À propos de l'auteur

Michael Monkenbusch est un physicien à la retraite qui a travaillé dans les domaines de la diffusion des neutrons, de l'instrumentation et de la physique de la matière molle. C'est en renouant avec son vieux passe-temps, l'électronique qu'il a réalisé le projet présenté ici.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (michael.monkenbusch@googlemail.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr)



Produits

➤ JYE Tech Capacitance Meter DIY Kit

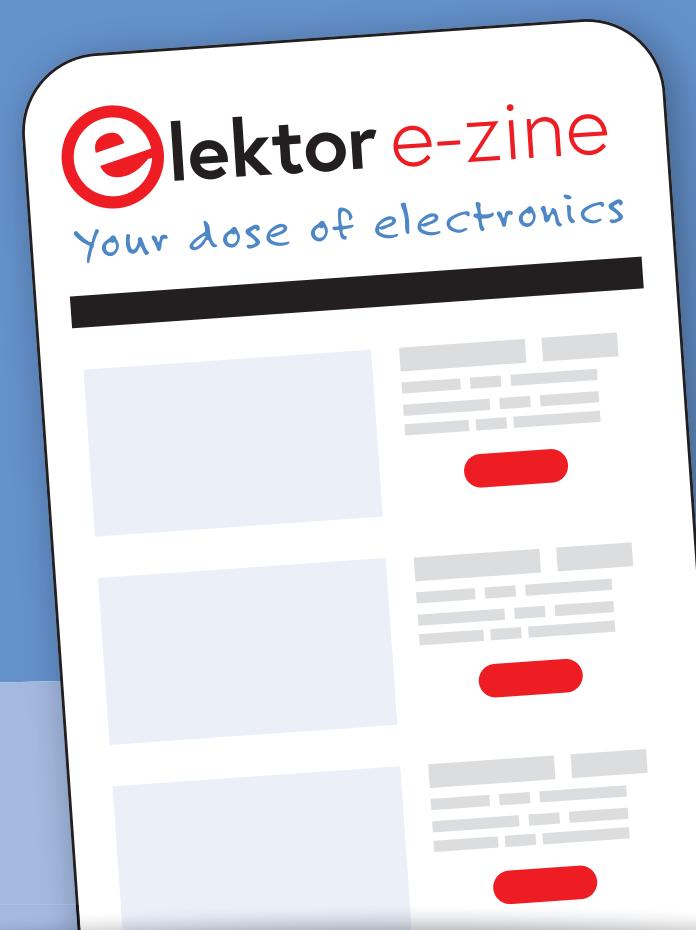
www.elektor.fr/17472

➤ Peak Atlas LCR45 - LCR Meter with LCR Impedance

www.elektor.fr/17563

LIENS

- [1] Téléchargement de fichiers : <https://elektormagazine.fr/230581-04>
- [2] Ce projet sur YouTube : <https://youtu.be/hfbUxPfHmeg>



Chaque semaine passée sans s'abonner à la lettre d'information d'Elektor est une semaine de plusieurs articles et projets électroniques que vous ratez ! Pourquoi attendre plus longtemps ? Rester informé, être créatif et gagner des prix - Abonnez-vous maintenant pour en faire partie !

www.elektor.fr/ezine/fr



À quoi pouvez-vous vous attendre ?

Éditorial

Chaque vendredi, vous recevrez les meilleurs articles et projets de la semaine. Nous couvrons les projets basés sur les MCU, l'IdO, la programmation, l'IA, et plus encore !

E-choppe

Ne manquez pas les promotions sur l'e-choppe Elektor. Tous les mardis et dimanches (et occasionnellement les jeudis), nous avons une offre spéciale pour vous.

Envoi des partenaires

Vous souhaitez rester informé des activités en cours dans le secteur ? Alors ce courriel vous donnera les meilleures informations. Non régulier, mais toujours le mercredi.



AmpVolt : module de mesure de puissance (1)

mesurer la puissance CC et la consommation énergétique jusqu'à 50 V et 5 A

Saad Imtiaz (Elektor)

Pour la surveillance de l'énergie et du courant via des ports USB, il existe des modules peu coûteux adaptés. De même, de nombreux appareils permettent de mesurer la consommation énergétique du réseau CA. Cependant, les options se raréfient pour les tensions continues supérieures à 12 V et surtout supérieures à 24 V. Lorsque l'on pense aux petits systèmes solaires et aux vélos électriques, cette plage de tension devient de plus en plus intéressante, et c'est là que notre projet entre en jeu. Optant pour une flexibilité maximale, nous avons choisi une approche modulaire. Dans cette première partie de la série AmpVolt, nous vous présentons une petite carte permettant de mesurer des courants et des tensions jusqu'à 50 V et 5 A, qui peut être connectée au microcontrôleur de votre choix.

When developing the AmpVolt module, my aim was to combine precision, flexibility, and modularity. The core components — a precision INA169 current sensor, a voltage Lors du développement du module AmpVolt, mon objectif était de combiner précision, flexibilité et modularité. Pour cela, j'ai sélectionné les composants de base - un capteur de courant de haute précision INA169, un diviseur de tension et un module CAN (ADC) 12 bits ADS1015. Ces composants fonctionnent ensemble pour fournir des mesures précises de courant et de tension sur une vaste gamme.

The module présenté ici est conçu pour être connecté à tout type de microcontrôleur alimenté en 3,3 V ou 5 V avec une interface I²C. Afin de renforcer la polyvalence du module, nous y avons également ajouté un écran OLED, contrôlé via le même bus I²C. Pour plus d'options de connectivité, nous avons intégré trois connecteurs pour les signaux I²C sur le circuit imprimé : un connecteur Grove et un connecteur Qwiic au pas de 2 mm et un connecteur JST XH au pas de 2,54 mm. Envisageant l'intégration avec les systèmes de batteries usuels, nous avons utilisé des connecteurs XT60PW pour la connexion à la charge et à la source. La figure 1 représente le schéma fonctionnel du projet AmpVolt, où vous pouvez observer le module de mesure ainsi que le(s) microcontrôleur(s) connecté(s). L'INA169 et l'ADS1015 sont tous deux des produits de Texas Instruments [1][2]. Pour ce projet, nous avons utilisé des cartes de connexion fabriquées en Chine (BoB) pour connecter ces deux puces [3][4]. Il existe plusieurs cartes BoB compatibles avec l'ADS1015 avec des brochages identiques et qui sont également adaptées au projet AmpVolt. Contrairement aux capteurs de courant à effet

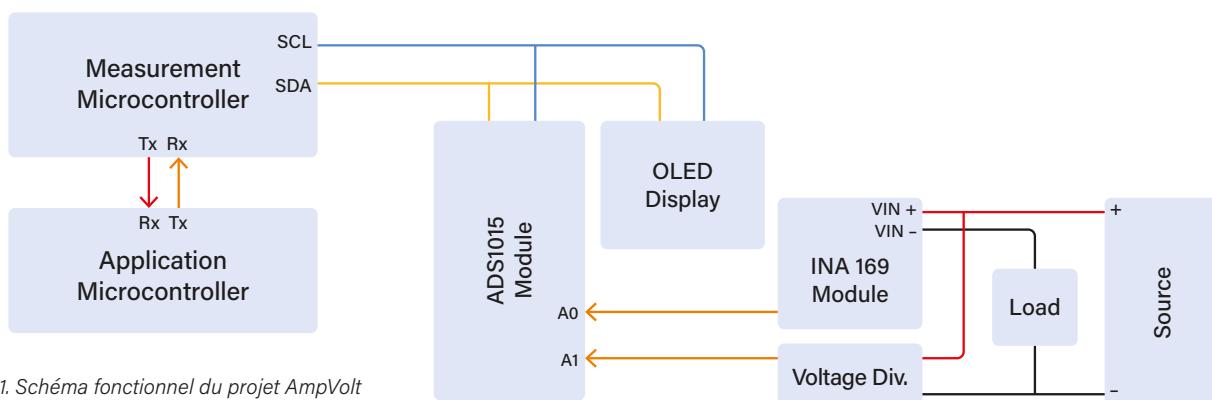


Figure 1. Schéma fonctionnel du projet AmpVolt

Hall qui sont moins précis que les résistances shunt à faible courant, le module INA169 utilise une méthode de mesure du courant par résistance shunt. Ces modules sont peu coûteux et largement disponibles sur le marché.

Le choix du module ADC ADS1015 a été crucial pour ce projet en raison de sa précision de 12 bits et son gain programmable qui permettent d'obtenir des mesures très précises. Il est important de noter que tous les microcontrôleurs ne disposent pas de CAN interne avec une précision de 12 bits, et certains, comme l'ESP32 d'Espressif, peuvent présenter des problèmes de tension de référence et de linéarité. Cette incohérence entre différents microcontrôleurs souligne la nécessité d'avoir un CAN externe fiable. L'ADC ADS1015 a donc été choisi pour sa précision de 12 bits, offrant un bon équilibre entre précision, vitesse et efficacité énergétique adaptés à une large variété d'applications. Bien qu'un ADC ADS1115 de 16 bits puisse offrir une résolution plus élevée, le choix de l'ADS1015 s'explique principalement par son taux d'échantillonnage plus élevé.

Schéma

En bref, le schéma (**figure 2**) illustre les connexions entre les cartes BoB INA169 et ADS1015 référencées respectivement comme K1 et K2, le diviseur de tension, et l'écran OLED. Comme le module INA169 fournit 1 V par 1 A, nous avons utilisé un diviseur de tension constitué des résistances R3 et R4 pour s'adapter aux systèmes de 3,3 V ; mais, s'il doit être utilisé avec un contrôleur de 5 V si l'usage avec un microcontrôleur de 5 V est requis, le cavalier JP1 peut être court-circuité pour bypasser le diviseur de tension. Pour la mesure de tension, nous avons utilisé un diviseur de tension formé par les résistances R1 de 100 kΩ et R2 de 6,7 kΩ. Ce circuit permet de mesurer des tensions jusqu'à 50 V, couvrant largement les besoins de la plupart des applications en courant continu.

En ce qui concerne la connectivité, il était essentiel de faciliter l'intégration du module dans divers systèmes, ce qui a été une priorité absolue. Ainsi, le module est équipé d'un connecteur Qwiic en K3 permettant des connexions *plug-and-play* rapides, un connecteur Grove I2C en K4 pour une intégration transparente avec l'écosystème de Seeed

Caractéristiques techniques

- Tension d'entrée (pour les modules) : 3,3 V ou 5 V, selon la carte microcontrôleur.
- Tension d'entrée (source) : 50 V CC max.
- Charge de courant max : 5 A.
- Diviseur de tension pour la mesure de la tension de la source.
- Module INA169 pour la mesure du courant
- Diviseur de tension pour le module INA169 pour les microcontrôleurs 3,3 V.
- Module ADC ADS1015 pour une précision de 12 bits.
- Écran OLED pour afficher les mesures de puissance en temps réel.

Studio, et un connecteur au pas de 2,54 mm pour des configurations personnalisés. L'ajout des connecteurs XT60PW K6 et K12 pour les connexions de la batterie et de la charge reflète la fiabilité et la facilité d'utilisation dans les environnements exigeant une haute puissance. Le connecteur K7 est utilisé si l'on n'utilise pas l'ADC ADS1015, de sorte que la sortie non traitée des capteurs pour un échantillonnage avec un autre ADC, tel qu'un ADC interne dans votre microcontrôleur. Le connecteur K8 permet d'exploiter pleinement l'ADS1015 lorsqu'il est nécessaire de mesurer une autre tension analogique.

Les connecteurs K9 et K10 sont dédiés à l'écran OLED. Vous vous demandez peut-être : pourquoi deux connecteurs ? Nous voulions offrir une flexibilité maximale. Selon les modules d'affichage OLED, la broche de 3,3 V se trouve sur la broche 1 pour certains, tandis que pour d'autres, elle est sur la broche 2.

La tension d'entrée, qu'elle provienne d'une batterie ou d'une autre source au connecteur K12, ne doit pas dépasser 50 V, compte tenu de la configuration actuelle du diviseur de tension formé par les résistances R1 de 100 kΩ et R2 de 6,7 kΩ. Pour plus de flexibilité, nous avons ajouté une résistance variable RV1 pour régler le diviseur de tension en fonction des exigences de votre application. De plus, la charge maximale de courant ne doit pas dépasser 5 A - la limite maximale de la carte d'expansion INA169. Vous trouverez un résumé des caractéristiques techniques dans l'encadré ci-dessus.

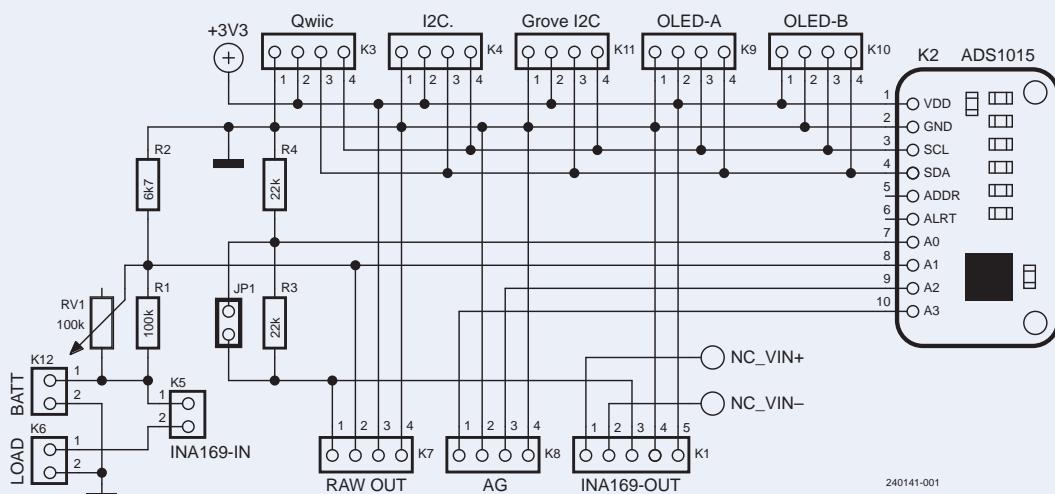


Figure 2. Schéma du module AmpVolt.

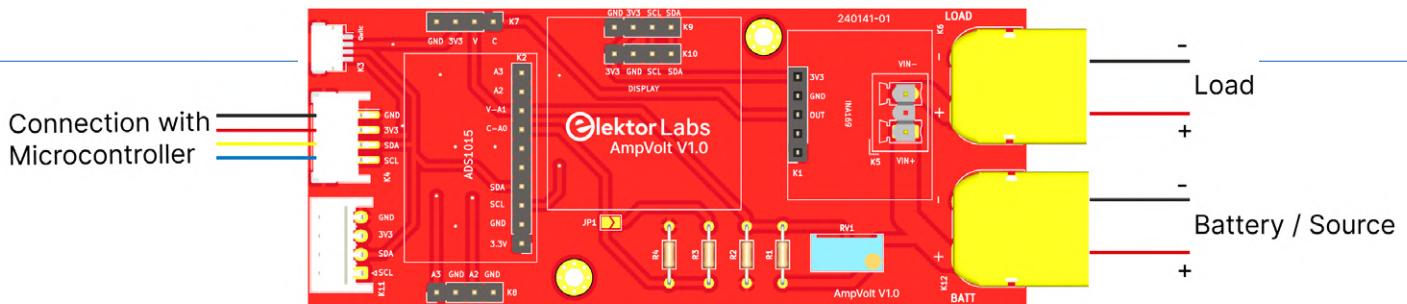


Figure 3. Schéma du câblage du module AmpVolt.

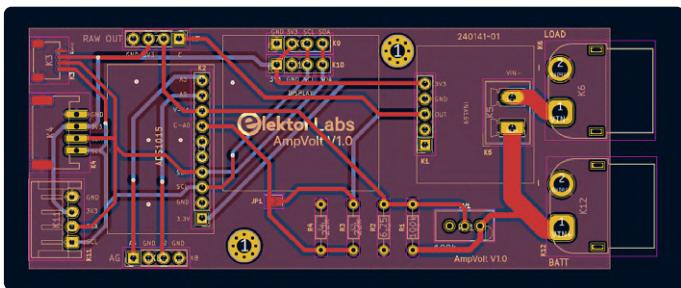


Figure 4. Circuit imprimé du module AmpVolt.

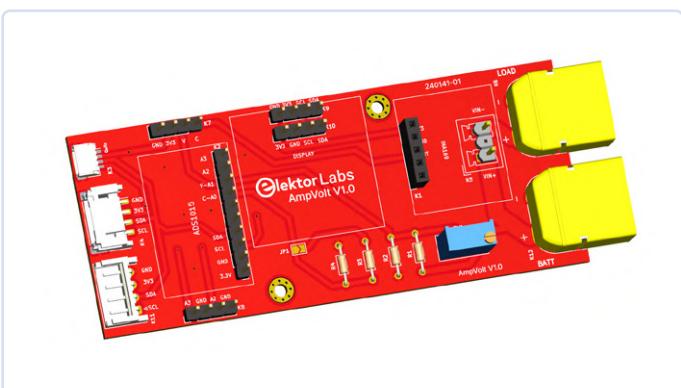


Figure 5. Rendu 3D du circuit imprimé.

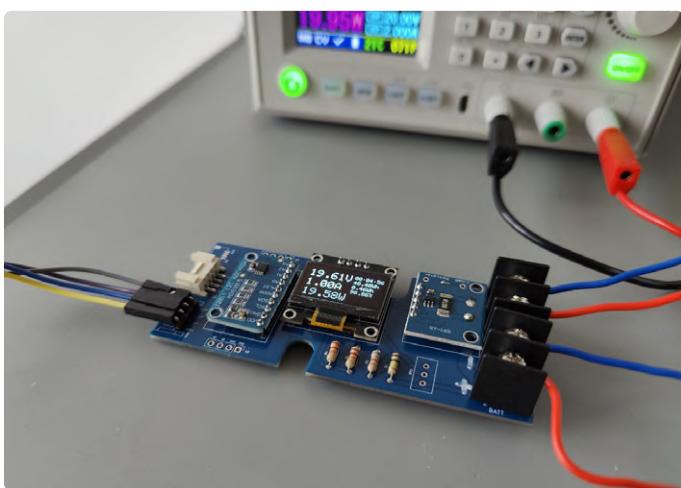


Figure 6. Test du module AmpVolt

Circuit imprimé

L'équipe d'Elektor Lab a conçu un circuit imprimé avec KiCad 7 [5]. Le schéma de câblage de base est illustré dans la **figure 3**. Veuillez noter que, dans l'illustration, les cartes BoB réelles ne sont pas représentées, mais elles sont nécessaires.

Le circuit et la disposition, présentés dans les **figure 4** et **5**, ont une dimension de 96,5 × 40 mm. Ils sont conçus pour être simples et compacts, facilitant ainsi leur utilisation en série entre la source et la charge. Les interfaces haute tension et le microcontrôleur sont disposés sur les côtés opposés du circuit, ce qui améliore la sécurité électrique et la flexibilité de l'intégration. Conçue pour un montage par vis M3, la carte permet une installation sécurisée, et prévoit des dispositions pour un boîtier imprimé en 3D pour les applications spécialisées.

Les diviseurs de tension sont stratégiquement positionnés à proximité des bornes d'alimentation pour minimiser les résistances parasites et les interférences électromagnétiques, ce qui est essentiel pour maintenir la fidélité du signal. L'écran OLED est situé au centre, ce qui permet une surveillance directe des données. De plus, le module ADC ADS1015 est proche des lignes du microcontrôleur, ce qui réduit la dégradation du signal en optimisant la longueur des pistes. Le module capteur de courant INA169 est judicieusement placé près de la terminaison de la charge, soutenu par des pistes de 4 mm capables de supporter un courant élevé, ce qui illustre notre engagement pour l'intégrité opérationnelle et la sécurité de l'utilisateur.

Logiciel

Nous avons développé un micrologiciel standard pour une ESP32-C3 avec l'EDI Arduino. Notre croquis [5] permet de mesurer la tension et le courant, d'afficher ces mesures sur un écran OLED [6], et de calculer la consommation d'énergie et l'état de charge (SoC) d'une batterie connectée. Le micrologiciel est compatible avec différents microcontrôleurs et comprend intègre des configurations pour les communications série et I²C nécessaires pour connecter le module ADC ADS1015 et l'affichage OLED. Pour voir le prototype AmpVolt en fonctionnement, référez-vous à la **figure 6**.

Les fonctions clés du code sont `readVoltage()` et `readCurrent()` utilisent l'ADS1015 pour mesurer la tension via un diviseur de tension et le courant via un capteur de courant. L'énergie consommée est calculée en utilisant le concept d'intégration de la puissance dans le temps. Plus précisément, le code calcule l'énergie consommée par intervalles de temps, en convertissant la puissance instantanée (mesurée en watts) en énergie (wattheures, Wh) sur ces périodes. Le calcul repose sur la formule suivante :

$$\text{Energy consumed [Wh]} = \sum \left(\frac{\text{Power [W]} \times \text{Time [s]}}{3600} \right)$$

La puissance (W) exprimée en watts (W), est calculée en multipliant la tension (V) par le courant (I), selon la formule $V \times I$. L'intervalle de temps correspondant à la durée entre deux mesures successives de l'énergie est enregistré en secondes, puis converti en heures en divisant par 3 600 (nombre de secondes dans une heure). Cette méthode permet d'intégrer efficacement la puissance dans le temps pour calculer la consommation totale d'énergie.

Dans la fonction loop, l'énergie consommée est mise à jour en ajoutant la puissance calculée pour chaque intervalle (toutes les secondes, dans ce cas) à un total cumulatif. Cette addition continue fournit une mesure dynamique de l'énergie utilisée au fil du temps, ce qui permet au système de suivre et de signaler avec précision la consommation d'énergie au fur et à mesure que le module fonctionne.

Le calcul de l'état de charge (SoC) permet d'évaluer l'autonomie de la batterie et de contrôler l'efficacité de son utilisation. Il est déterminé par le rapport entre l'énergie consommée et la capacité totale de la batterie, exprimé en pourcentage. La formule utilisée est la suivante :

$$\text{State of Charge (SoC)} = \left(\frac{\text{Energy Consumed}}{\text{Battery Capacity}} \right) \times 100\%$$

L'«énergie consommée» est l'énergie totale accumulée au fil du temps, exprimée en Wh, et la «capacité de la batterie» est la capacité énergétique totale de la batterie, également exprimée en Wh. Ce calcul donne un aperçu en temps réel de la quantité d'énergie consommée par la batterie par rapport à sa capacité totale, ce qui donne une estimation importante de la durée de vie restante de la batterie et indique le moment optimal pour procéder.

Taux d'échantillonnage

L'ADC ADS1015 peut atteindre, selon sa fiche technique, une fréquence d'échantillonnage maximale de 3.300 échantillons par seconde. Cependant, lorsque cet ADC est utilisé dans l'environnement Arduino, ce taux est sensiblement réduit. En effet, en mode de test single-shot, le taux d'échantillonnage se réduit à 312 échantillons/s, et en mode continu, il peut atteindre jusqu'à 1500 échantillons/s. Cette diminution est due à la couche d'abstraction matérielle (HAL) d'Arduino qui, bien qu'elle facilite l'abstraction et la simplicité du code, impose une restriction significative sur la vitesse de traitement de l'ESP32.

Au cours des phases de test, nous avons fait des tentatives pour améliorer le taux d'échantillonnage en ajustant la vitesse I²C de la norme 10 kHz à 90 kHz. Ce réglage a permis d'obtenir une augmentation modeste d'environ 20 à 30 échantillons/s en mode single-shot et de 100 échantillons/s en mode continu. Ce résultat met en évidence les limites imposées par le HAL du Framework Arduino sur les capacités de performance de l'ESP32.

Il convient de noter que l'utilisation de l'ESP32 dans son environnement natif, en particulier l'ESP-IDF, pourrait considérablement améliorer l'efficacité de la fréquence d'échantillonnage. L'ESP-IDF permet un contrôle plus direct sur le matériel, ce qui peut permettre de libérer toutes les capacités d'échantillonnage de l'ADS1015.

Néanmoins, pour répondre aux besoins d'un public plus large et assurer l'accessibilité, notre première implémentation de micrologiciel décrite ici reste dans le cadre d'Arduino. Cette démarche vise à trouver un équilibre entre performance et simplicité. Cependant, pour ceux qui recherchent les meilleures performances de mesure tout en bénéficiant de la facilité de programmation offerte par Arduino et ses

Liste des composants

Résistances

R1 = 100 kΩ

R2 = 6,7 kΩ

RV1 = 100 kΩ trimmer multi-tour ou selon les besoins

R3,R4 = 22 kΩ

Modules

INA169 Current Sensor Breakout Board [2]

ADS1015 Breakout Board [3]

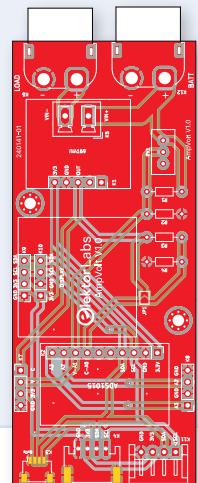
Module d'affichage OLED 128x64 0,96 pouce [4]

Connecteurs

2x AMASS XT60 PW

Connecteur Grove

Connecteur Qwiic



Aperçu du croquis Arduino

Variables de configuration et variables globales

- › Initialise la communication série et I²C avec des broches SDA et SCL spécifiques.
- › Configure le module ADC ADS1015 pour la lecture des entrées
- › Définit des constantes pour les valeurs de résistance des diviseurs de tension et de courant, permettant des mesures précises de la tension et du courant.
- › Établit des variables pour le calcul de l'énergie consommée au cours du temps et le suivi de l'heure de début pour les calculs du temps écoulé.

Principales fonctions

- › `readVoltage()` : Lit et calcule la tension en fonction des valeurs de l'ADC et du rapport du diviseur de tension, en tenant compte de tout offset.
- › `readCurrent()` : similaire à `readVoltage()`, mais calcule le courant en utilisant les valeurs de l'ADC et le rapport du diviseur de courant.
- › `sendData()` : envoie des données (tension, courant ou puissance) par communication série en fonction de la commande reçue.
- › `calculateAndSendAdditionalData()` : calcule des données supplémentaires telles que la puissance et l'état de charge, puis les envoie au format JSON via une liaison série.
- › `readCommand()` : lit les commandes du port série et renvoie une commande complète lorsqu'un caractère de retour à la ligne est détecté.

Fonctions utilitaires

- › `updateDisplay()` : actualise l'écran OLED avec la tension, le courant, la puissance et d'autres données pertinentes.
- › `elapsedTimeAsString()` : calcule le temps écoulé depuis le démarrage du module et le formate sous forme de chaîne de caractères.

nombreuses bibliothèques, une option intéressante consiste à utiliser deux microcontrôleurs.

Interface série

Dans le micrologiciel développé par Elektor, nous avons déjà intégré une interface simple pour envoyer les données à un autre «contrôleur d'application» (ou vers un PC via un pont série-USB). Le contrôleur d'application (qui pourrait être le contrôleur principal d'un projet IdO) est ainsi déchargé de la tâche d'échantillonnage et de tout calcul de puissance/énergie. Cela se fait dans le «microcontrôleur de mesure». La fonction `sendData()` gère la communication série en répondant aux commandes spécifiques du contrôleur d'application reçues via le port série. Lorsqu'une commande est reçue, la fonction détermine le type de données demandées - qu'il s'agisse de la tension (#v), du courant (#i) ou de la puissance (#p) - et effectue ensuite la mesure nécessaire en appelant `readVoltage()`, `readCurrent()` ou en calculant la puissance directement dans la fonction.

La fonction `calculateAndSendAdditionalData()` joue un rôle crucial en procédant à des calculs de mesures supplémentaires telles que la puissance et l'état de charge (SoC) d'une batterie. Elle prépare ensuite ces données dans une structure JSON pour la transmission en série. Voici une description étape par étape de son processus :

- **Calcul de la puissance :** cette étape implique l'appel `readVoltage()` et `readCurrent()` pour obtenir les mesures actuelles de tension et de courant. La puissance est ensuite calculée en multipliant ces deux valeurs.
- **Calcul de l'état de charge (SoC) :** le SoC est une évaluation de la capacité résiduelle de la batterie. Il est calculé en intégrant la puissance dans le temps pour obtenir l'énergie consommée. Ensuite, cette valeur est comparée à la capacité totale de la batterie, prédéfinie dans le code (`batteryCapacityWh`). Le SoC est exprimé en pourcentage de la capacité totale
- **Formatage et transmission des données :** après avoir calculé ces mesures, la fonction les convertit en une chaîne JSON. Cette chaîne comprend la tension, le courant, la puissance, l'énergie consommée et le SoC, ce qui facilite l'analyse sur tout appareil recevant les données en série.

Le code utilise la fonction `millis()` pour suivre et mettre à jour périodiquement la consommation d'énergie, introduisant ainsi un aspect temps réel dans la surveillance de la consommation énergétique sur une durée étendue. Il comprend également une fonction `updateDisplay()`, qui sert à actualiser l'écran OLED avec les relevés actuels et d'autres informations pertinentes telles que le temps écoulé depuis le début

de la mesure, calculé grâce à la fonction `elapsedTimeAsString()`. Dans l'ensemble, le code [5] est simple. Il assure une collecte précise des mesures électriques, une transmission fluide de données et des mises à jour en temps réel fournies à l'utilisateur via d'un écran OLED. Vous trouverez un bref aperçu du code dans l'encadré.

Améliorations futures

Le parcours d'amélioration du module AmpVolt prévoit plusieurs avancées techniques visant à augmenter la précision et la facilité d'utilisation. Une mise à jour notable consistera en l'intégration d'un mode d'étalonnage logiciel. Cette fonction devrait améliorer la précision des mesures de basse tension et de courant grâce à des techniques avancées d'ajustement de courbe, réduisant ainsi les erreurs de mesure de manière significative.

En outre, nous sommes en train de développer une fonction innovante qui permet d'alimenter le microcontrôleur directement à partir du connecteur source. Cette fonction simplifiera la configuration des projets en réduisant le nombre de composants nécessaires, rationalisant ainsi le processus d'intégration.

En outre, nous travaillons actuellement à la conception d'une carte d'extension personnalisée compatible avec la gamme de cartes de contrôleurs XIAO de Seeed Studio, afin d'élargir la polyvalence et la gamme d'applications du module. La prochaine version V2 de ce projet promet d'incorporer ces améliorations, offrant une précision et une commodité accrues dans les solutions de surveillance de l'énergie. 

240141-04

Questions ou commentaires ?

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



Produits

- **Qoitech Oti Arc - Power Supply, Power Meter and Data Acquisition**
www.elektor.fr/19270
- **Renewable Energy at Home**
www.elektor.fr/20747
- **ESP Terminal**
www.elektor.fr/20526

LIENS

- [1] INA169 Current Sense Amplifier | Fiche technique : <https://www.ti.com/product/INA169>
- [2] ADS1015 12-bit ADC | Fiche technique : <https://www.ti.com/product/ADS1015>
- [3] GY-169 - INA169 Fiche technique : https://s.click.aliexpress.com/e/_DFZSO21
- [4] ADS1015 Module 12-bit ADC: https://s.click.aliexpress.com/e/_DnMmvRJ
- [5] AmpVolt V1.0 | Source code and PCB files: <https://github.com/ElektorLabs/AmpVolt>
- [6] 0.96» OLED Display (Blue, I2C, 4-Pin): <https://elektor.com/products/0-96-oled-display-blue-i2c-4-pin>

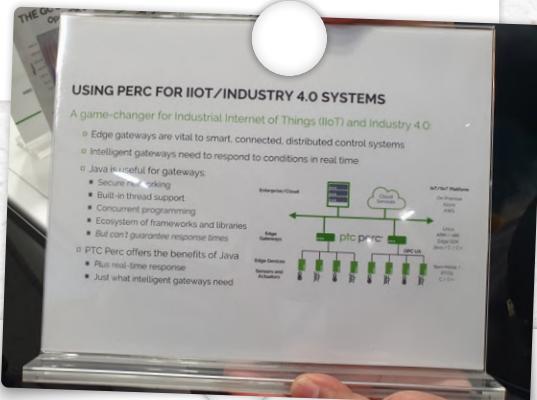
EDI'TEDS' PICKS embedded world 2024

Le salon Embedded world 2024 s'est déroulé du 9 au 11 avril à Nuremberg, en Allemagne.

Il s'agissait d'un événement incontournable pour tous ceux qui s'occupent de microcontrôleurs et de systèmes embarqués. Cette année, il y a eu 32 000 visiteurs et plus de 1 100 exposants répartis dans sept halles. Les rédacteurs en chef d'Elektor, Brian Tristam Williams et Jens Nickel, ainsi que Jean-François Simon et Saad Imtiaz, ingénieurs d'Elektor Lab, ont profité de l'occasion pour faire le tour des exposants et découvrir un grand nombre de nouveaux produits intéressants. Comme toujours, leur sélection personnelle ne peut être qu'un petit échantillon de toutes les innovations rencontrées sur le salon. Vous en trouverez encore plus sur notre chaîne YouTube, www.youtube.com/ElektorIM.

PTC

Java est un langage puissant pour la programmation multiplateforme avec un écosystème colossal. Mais lorsqu'il s'agit d'applications en temps réel, Java n'est pas adapté en raison des processus imprévisibles du garbage collector (gestion de la machine virtuelle en Java). La plateforme Java en temps réel PTC Real-Time Java de PTC comble cette lacune, avec une machine virtuelle et un ensemble d'outils pour le comportement en temps réel. Les passerelles IoT ne sont qu'une des applications possibles.
www.ptc.com/en/products/developer-tools/perc



Arduino

Arduino a présenté de nouvelles solutions Pro, par exemple de nouveaux blocs d'extension pour le modèle Opta, afin de permettre davantage d'entrées/sorties. Le bloc Opta Digital Expansion intègre 16 entrées programmables (0-24 V numérique ou 0-10 V analogique) et 8 sorties, avec un choix de 8 relais électromécaniques ou statiques selon le modèle. Le bloc Opta Analog Expansion offre 6 entrées programmables 0-10 V ou 4-20 mA et 6 sorties 0-10 V, 4-20 mA ou PWM. Ces modules sont conçus en collaboration avec Finder, et permettront aux professionnels de faire évoluer leurs projets d'automatisation tout en s'intégrant parfaitement à l'écosystème Arduino ou à l'IDE PLC Arduino. SOLO Motor Controllers, partenaire d'Arduino, était également présent pour faire la démonstration de ses différents modules de contrôle de moteur, pilotés soit par un Arduino R4, soit par un Arduino Pro. Le banc d'essai de démonstration (voir photo) utilisait CANOpen pour piloter des moteurs et des actionneurs linéaires.

www.arduino.cc/pro/hardware-arduino-opta-expansions
www.solomotorcontrollers.com/

seeed studio TinyML Sensors



Seeed

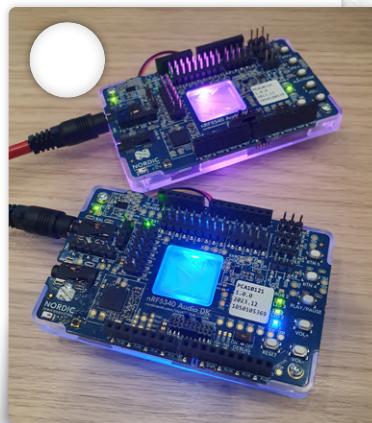
Les modules Grove sont réputés pour un prototypage facile et rapide, et maintenant l'IA y fait son apparition. L'intelligence artificielle peut être utilisée pour l'analyse de données combinées provenant de différents capteurs Grove (fusion de capteurs) ainsi que pour la reconnaissance (basique) de la parole et de l'image. Le Grove Vision AI Module V2 est déjà disponible. Il peut être associé à une caméra et à un contrôleur compact XIAO ESP32-S3. Des modèles pré-entraînés sont également accessibles sur la plateforme publique SenseCraft AI, et d'autres vont suivre.
wiki.seeedstudio.com/grove_vision_ai_v2



Nordic

Bluetooth LE Audio peut changer la donne en matière de transmission audio sans fil. Il est désormais possible d'envoyer un canal gauche et un canal droit depuis une source à deux haut-parleurs différents, indépendamment l'un de l'autre, mais en bonne synchronisation pour de la stéréo. Nous pouvons penser tout d'abord aux haut-parleurs à piles et à la musique, mais ce n'est pas la seule application. Une autre utilisation pourrait être celle des appareils auditifs, qui peuvent devenir plus compacts parce qu'ils n'ont plus besoin de communiquer entre eux. Nordic a présenté des kits de développement audio appelés nRF5340 Audio DK pour sa puce nRF5340 Bluetooth LE 5.4. Bien souvent, lorsque l'on utilise de nouvelles technologies très tôt, elles ont un certain prix (environ 180 € chez certains grands distributeurs), et vous aurez besoin d'au moins deux exemplaires, mais en posséder trois serait encore mieux. Dans un avenir proche, nous verrons probablement des cartes de développement et des modules moins chers et moins fournis sur le marché.

[www.nordicsemi.com/Products/
Development-hardware/nRF5340-Audio-DK](http://www.nordicsemi.com/Products/Development-hardware/nRF5340-Audio-DK)



Batronix

Batronix lance aujourd'hui son propre oscilloscope, baptisé Magnova. Ce modèle introduit une nouvelle approche en revisitant l'interface utilisateur. Il dispose d'un grand écran tactile Full-HD de 15 pouces, de quatre encodeurs rotatifs et... c'est à peu près tout, en plus d'un bouton de mise sous tension, d'un bouton marche/arrêt et d'un bouton d'acquisition SINGLE. Cette conception lui confère une apparence élégante, notamment grâce aux connecteurs BNC situés sur le côté, comme vous pouvez le voir sur la photo. Bien que son succès commercial reste à confirmer, il est très agréable de constater qu'il y a de l'innovation dans ce domaine. Batronix met l'accent sur plusieurs éléments clés : une interface utilisateur entièrement nouvelle, un grand écran tactile mat, un fonctionnement silencieux grâce à un refroidissement passif, un logiciel avancé avec une large gamme de décodeurs de signaux intégrés sans frais supplémentaires, de bonnes capacités analogiques, un CAN de 12 bits, un taux d'échantillonnage de 4x1 GSa/s et trois options de bande passante allant de 100 à 350 MHz.

www.batronix.com/magnova



Lattice

Lors du salon, Lattice s'est surtout concentré sur la présentation de ses produits haut de gamme à faible consommation, tels que le Lattice Avant-E. La société présentait une très belle démonstration, qui regroupait des données provenant de plusieurs capteurs : une caméra pour la reconnaissance d'images embarquée, un LiDAR, un radar, etc. La configuration de la démo est montrée ici.

[www.latticesemi.com/en/Products/FPGAandCPLD/
Avant-E](http://www.latticesemi.com/en/Products/FPGAandCPLD/Avant-E)



Cologne Chip

Nous avons eu une discussion très agréable avec Cologne Chip, connu pour être l'un des rares fabricants de FPGA basés dans l'UE. Même la puce de silicium est fabriquée dans une « usine » allemande ! L'une des caractéristiques intéressantes de la famille GateMate est l'évolutivité. Les GateMate A1 et A2 sont disponibles dès maintenant, et le A4 le sera bientôt. Ils sont tous compatibles broche à broche, ce qui signifie que vous pouvez prototyper votre projet avec un GateMate A1 ou A2, puis passer à l'A4 lorsqu'il sera disponible, sans modifier votre schéma. Ils offrent un bon rapport qualité-prix et la chaîne d'outils logiciels est également open-source. Quelques cartes de développement sont disponibles, notamment une carte très abordable proposée par Olimex.

www.colognechip.com
[www.olimex.com/Products/FPGA/GateMate/
GateMateA1-EVB/open-source-hardware](http://www.olimex.com/Products/FPGA/GateMate/GateMateA1-EVB/open-source-hardware)



LabTalk en direct du salon

Il va sans dire que nous avons également eu droit à une émission en direct du salon. Brian Tristan Williams et Jens Nickel, rédacteurs d'Elektor, ont été assistés par Stuart Cording, auteur et créateur de vidéos, expert de longue date dans le domaine des microcontrôleurs et de leurs outils. Dans cette émission d'une heure, Stuart, Brian et Jens ont discuté avec les ingénieurs d'Elektor Lab Saad Imtiaz et Jean-François Simon des aspects les plus intéressants du monde de l'embarqué 2024. Invités de marque : Pedro Minatel et Anant Gupta d'Espressif. ↗

Elektor TV
Si vous avez manqué le Live Stream,
vous pouvez regarder la vidéo à
l'adresse suivante:
<https://youtu.be/eYugqSVygo>



Raspberry Pi

Raspberry Pi a présenté de nouveaux produits inédits, notamment le M.2 HAT+ pour les applications SSD et le nouveau moniteur Raspberry Pi. Le tout nouveau module Raspberry Pi AI Camera, qui ressemble à n'importe quel autre module caméra de la fondation, est un nouveau produit très intéressant. Mais celui-ci intègre toute la puissance de l'intelligence artificielle sur le module lui-même, ce qui signifie qu'il fonctionnera pour vous même en étant connecté à un petit Raspberry Pi de la gamme, tel que le Zero. La démonstration était visible de tous, avec deux démonstrations, l'une faisant de la détection d'objets en direct à 30 images par seconde, tandis que l'autre était capable de faire de la détection d'images humaines et de superposer des images en mode filaire en temps réel.

[raspberrypi.com](https://www.raspberrypi.com)

Espressif Systems

Espressif Systems a récemment présenté plusieurs nouveaux produits, dont les modèles ESP32-C5, -C6 et -C61. L'ESP32-C5 est notamment doté d'une connectivité Wi-Fi bi-bande, permettant un fonctionnement simultané sur les fréquences 2,4 GHz et 5 GHz. Cela améliore la connectivité pour une gamme d'applications IdO. L'ESP32-H2 est actuellement disponible pour ses clients, tandis que le module le plus puissant de la gamme Espressif, l'ESP32-P4, devrait être lancé en août. L'ESP32-P4 est conçu pour les applications sécurisées à hautes performances et dispose d'un périphérique intégré à grande vitesse pour une meilleure connexion. Son processeur RISC-V double cœur peut monter jusqu'à 400 MHz. Il se positionne comme une solution de premier plan dans les systèmes embarqués et l'IdO, en raison de sa capacité à permettre des interfaces homme-machine avancées et un edge computing efficace.

www.espressif.com/en/products/socs/esp32-p4



M5Stack

M5Stack s'apprête à lancer plusieurs nouveaux produits, chacun utilisant les puces ESP32 d'Espressif pour diverses applications. Le NANO C6 ultra-compact, de la taille d'un pouce et doté de la puce ESP32-C6, offre des fonctionnalités de connectivité avancées adaptées aux environnements à espace restreint. Le CORE MP135 se concentre sur la connectivité longue portée avec LoRaWAN et LTE, idéale pour les applications IdO à distance. Le Cardputer, un ordinateur unique de la taille d'une carte de crédit, avec un écran OLED et un clavier, alimenté par l'ESP32-S3, offre des capacités d'E/S étendues, combinant la portabilité et la fonctionnalité. M5Stack a également présenté en avant-première le StamPLC, une alimentation programmable et un multimètre numérique (DMM), tous sur l'ESP32-S3. Ces outils sont destinés à améliorer les systèmes d'automatisation, de mesure et de contrôle.

www.m5stack.com



VF : Laurent Rauber — 240239-04

réparation d'équipements électroniques

outils, techniques et conseils



Jean-François Simon (Elektor)

Savoir réparer et dépanner ses propres appareils électroniques permet non seulement d'économiser de l'argent, mais aussi de prolonger la durée de vie de son équipement, et constitue une expérience très enrichissante ! De la maîtrise des outils essentiels aux techniques de dépannage, en passant par les défauts des composants les plus courants, ce guide vous aidera à aborder vos réparations avec davantage de confiance.

Tout d'abord, voyons les outils qui seront utiles pour la plupart des réparations électroniques. Bien sûr, chacun aura sa liste d'outils préférés, selon ses habitudes personnelles. Voici ma liste. Si vous êtes débutant, elle pourra peut-être vous être utile pour commencer. Si vous ne possédez qu'un ou deux de ces outils, et que la liste vous semble bien trop longue ou bien trop chère, pas de panique ! D'une part, il est toujours possible de « faire sans », jusqu'à ce que vous décidiez que le moment est venu d'acheter un nouvel outil, et, d'autre part, la plupart de ces outils peuvent être trouvés



Figure 1. Outils essentiels.

soit à très bas prix en Chine, soit à des prix abordables sur le marché de l'occasion dans votre pays.

Commençons par les outils essentiels (**figure 1**). Vous aurez besoin au minimum d'un multimètre, d'un fer à souder et de soudure, d'un oscilloscope et d'une alimentation réglable. Pour examiner les soudures et inspecter le circuit imprimé à la recherche de défauts, une petite loupe avec un grossissement suffisant (10× dans mon cas) sera d'une aide précieuse. Même une loupe très bon marché sera infiniment mieux que pas de loupe du tout ; personnellement, j'utilise un modèle en plastique à 3 euros chez RS (réf. 136-8106) qui m'est bien utile. Cela peut se discuter, mais, à mon avis, un

deuxième multimètre et un deuxième fer à souder sont également des outils indispensables. Deux multimètres sont utiles en même temps, entre autres pour tester les alimentations, en contrôlant la tension tout en faisant augmenter le courant de sortie. Quant au second fer à souder, il sera presque irremplaçable en complément du premier, pour dessouder toutes sortes de composants CMS avec un fer dans chaque main. En ce qui concerne la soudure, n'oubliez pas la tresse à dessouder (je recommande la variante étamée) et flux en gel. Pour nettoyer après la soudure, des coton-tiges et de l'alcool isopropylique à 99 % (ou, à défaut, à 90 %) font l'affaire. Je recommande de mettre l'alcool dans de petites bouteilles

en plastique (50 ou 100 ml, par exemple), ce qui permet d'en appliquer de petites quantités, et de consacrer l'une de ces bouteilles à un mélange 50 % alcool isopropylique, 50 % acétone – très efficace pour les résidus difficiles à éliminer. Bien entendu, si vous en avez les moyens, un nettoyant professionnel comme le Fluxclene est parfait, mais pas indispensable. Pour éliminer la corrosion sévère causée par la pénétration d'eau ou la fuite d'électrolyte d'un condensateur, un stylo grattoir en fibre de verre s'avère très utile.

Les outils optionnels à la rescousse

On peut s'en passer, mais une fois qu'on les a achetés, ils se révèlent vraiment pratiques. Je recommande une station à

Deux réparations passées

Une fois, j'ai dépanné une télécommande d'équipement industriel alimentée par une batterie au lithium, et qui refusait de fonctionner. Tous les éléments de la carte semblaient inactifs. Pas de consommation de courant, pas de réaction aux pressions sur les boutons, même en remplaçant la batterie par une alimentation. En fait, un simple contrôle visuel a permis de trouver la solution : la broche centrale du connecteur de recharge était cassée. En conséquence, la batterie s'était déchargée complètement et le CI de surveillance de la batterie avait mis l'ensemble de la carte en sommeil profond. Pour débloquer cette protection, il faut charger la batterie, non pas avec une alimentation de laboratoire, mais avec le circuit intégré en question, ce qui n'est pas possible si la broche est manquante. Ouvrez l'œil !

Une autre fois, il s'agissait d'un contrôleur de moteur assez complexe qui affichait « arrêt d'urgence enclenché », alors que ce n'était pas le cas. J'ai identifié le bornier dédié à l'arrêt d'urgence en consultant le manuel, et j'ai suivi les pistes jusqu'à l'un des microcontrôleurs de la carte, à une bonne vingtaine de centimètres, en vérifiant de nombreux composants sur le chemin. J'ai finalement trouvé un transistor CMS en court-circuit, juste avant que le signal n'atteigne le microcontrôleur. Victoire ! Cet appareil à plus de 1 500 euros a finalement été réparé en remplaçant un composant à 20 centimes.



Figure 2. Un limiteur de courant fait maison.

dessouder bon marché. C'est tellement efficace pour dessouder proprement et rapidement transistors, condensateurs, circuits intégrés DIP, connecteurs, relais, etc., que je pense qu'il serait dommage de s'en priver trop longtemps, surtout avec des produits aussi abordables que les modèles ZD-915 ou ZD-8915 à moins de 100 €. J'ajouterais à cette catégorie : un ESR-mètre ou un LCR-mètre, ainsi qu'un testeur de composants très bon marché comme le modèle T4.

Un limiteur de courant ?

Dans la catégorie des petits outils artisanaux que l'on se constitue au fil des années, je citerais également un limiteur de courant à ampoule. Il est particulièrement utile lors de la réparation d'alimentations secteur, notamment lorsque celles-ci présentent des défauts tels qu'un pont de diode ou des transistors court-circuités sur le circuit primaire, un fusible qui a sauté, etc. Après la réparation, il est bon de limiter le courant maximal, au cas où un problème nous aurait échappé, pour éviter que les mêmes composants ne grillent à nouveau.

Le principe est très simple : placez une ampoule à incandescence, dont la tension correspond à celle du réseau électrique dans votre pays, en série avec l'un des deux fils d'alimentation. En cas de problème (au pire, un court-circuit franc entre phase et neutre), il n'y aura pas d'explosion, la lampe s'allumera simplement, vous laissant le temps de la débrancher sans dommages. Il est conseillé de disposer de plusieurs lampes de différentes puissances, afin de pouvoir limiter le courant à une valeur plus ou moins élevée, en fonction de l'appareil que l'on souhaite tester. Cela peut se faire très simplement avec quelques ampoules de recharge et une douille ; il suffit de visser

l'ampoule de son choix en fonction des besoins. Notez qu'il faut absolument des ampoules à incandescence, et non CCFL ou LED ; pour en trouver, vous devrez peut-être passer par les petites annonces, car elles ont complètement disparu des rayons des magasins dans de nombreux pays.

Pour ma part, j'ai réalisé un montage un peu plus compliqué que nécessaire (**figure 2**), en utilisant un commutateur rotatif pour connecter un certain nombre de petites ampoules halogènes en parallèle (20 W / 230 V, G9), ce qui me permet de limiter le courant en cinq paliers – de 80 mA à environ 400 mA.

Voyons maintenant quelques méthodes de réparation.

Quelques conseils pour démarrer

Commencez par faire un point détaillé sur la situation. Savez-vous exactement comment se manifeste la panne ? S'il s'agit d'un appareil que vous possédez ou que vous utilisez vous-même au moment où la panne s'est produite, vous en avez probablement une bonne idée. Mais prenez le temps de le noter et de relever tout ce qui pourrait constituer un indice. L'appareil a-t-il un écran qui indique un message d'erreur ? Fonctionne-t-il à froid et s'arrête-t-il après s'être réchauffé ? Ou l'inverse ? L'appareil a-t-il subi un choc ? Le fait de taper légèrement sur l'appareil affecte-t-il son fonctionnement ? Tous ces indices vous aideront à démarrer, ne les négligez pas. Dans la mesure du possible, essayez de constater vous-même la panne, s'il s'agit d'une réparation que vous effectuez pour quelqu'un d'autre.

Jetez un coup d'œil sur Internet pour voir si quelqu'un d'autre, dans n'importe quel

forum, a eu le même problème avec le même appareil. Voyez si un manuel d'entretien ou des schémas sont disponibles.

Vient ensuite le démontage. Pensez à prendre des photos pour faciliter le remontage, et numérotez les connecteurs avec un marqueur permanent à pointe fine si nécessaire, afin de les reconnecter sans ambiguïté lors du remontage.

Inspection visuelle

Pour le diagnostic, commencez par un bon contrôle visuel : je ne compte plus le nombre de fois où cela m'a permis de trouver immédiatement, sinon le défaut précis, du moins son emplacement sur le circuit imprimé, grâce à des composants grillés, des signes de surchauffe, des composants manquants (les pattes des composants se cassent parfois sous l'effet d'un choc, après avoir été fatigués par les cycles thermiques), des joints de soudure fissurés, et ainsi de suite. Utilisez également vos autres sens : une odeur suspecte ? Un bruit étrange lorsque vous secouez le boîtier ? Essayez d'identifier les blocs fonctionnels. Alimentations, circuits du panneau avant, section numérique, section analogique, étages de sortie le cas échéant, etc. Utilisez votre sens de déduction pour tenter de localiser les sources possibles de problèmes. Choisissez une direction : soit dans le sens du flux (flux d'énergie ou flux d'information), soit à contre-courant. Des entrées vers les sorties, ou vice versa. Il n'y a pas de règle absolue ; au début, on peut choisir arbitrairement, et alterner les deux techniques au fur et à mesure que le diagnostic progresse. Pour une alimentation qui ne s'allume pas du tout, il est souvent commode de commencer par l'entrée secteur, et de vérifier l'un après l'autre les éléments de la chaîne : fusible OK, pont de diodes OK, transistor PFC OK, etc. En revanche, si l'alimentation s'allume mais qu'il y a un défaut sur une seule de ses multiples sorties, il est plus pertinent de commencer par la sortie, en remontant.

L'alimentation fonctionne-t-elle ?

En règle générale, commencez par vérifier les rails d'alimentation. Parfois, il existe des points de test ; sinon, vous pouvez mesurer la tension aux bornes des condensateurs électrolytiques. Les tensions courantes sont 12 V, 5 V, 3,3 V, etc. Une tension fluctuante

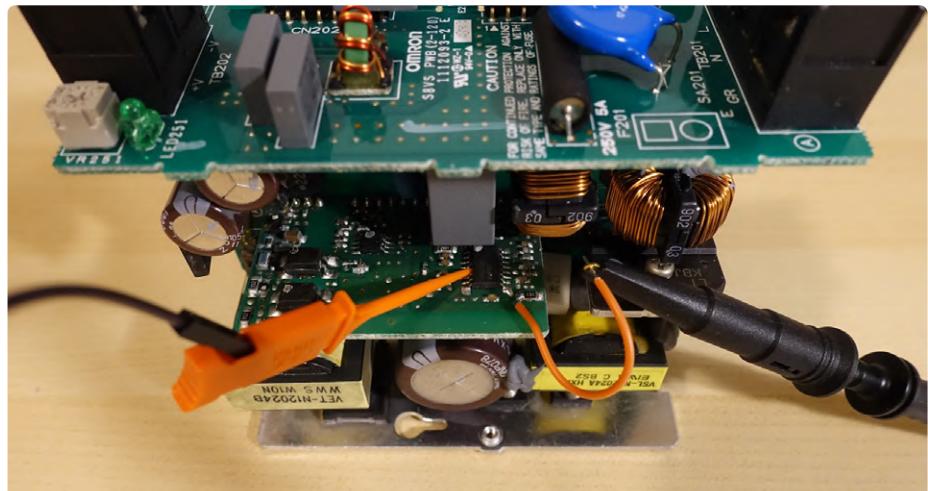


Figure 3. Comment faire une mesure sous tension en toute sécurité.

ou absente vous alertera d'une éventuelle défaillance.

Si les alimentations semblent fonctionner, vérifiez que les blocs fonctionnels que vous rencontrez sont également alimentés, en mesurant les tensions aux bornes d'alimentation des circuits intégrés et des microcontrôleurs. Les fiches techniques et l'expérience vous indiqueront les numéros de broches à surveiller. En cas de tension nulle, vérifiez à l'aide d'un ohmmètre que le rail n'est pas en court-circuit à la masse. Si c'est le cas, cherchez le court-circuit ; si ce n'est pas le cas, cherchez en amont pourquoi l'alimentation n'est pas allumée.

Dans la mesure du possible, j'essaie de dessouder le moins de composants possible. Néanmoins, il arrive souvent qu'il y ait un doute et qu'il faille dessouder un composant pour confirmer une mesure, surtout lorsqu'il s'agit de trouver des courts-circuits. Attention ! J'ai souvent rencontré des circuits imprimés sans sérigraphie, et il peut arriver à n'importe qui de re-soudre accidentellement un circuit intégré SO-8 ou SO-14 à l'envers (tourné de 180°), ce qui entraîne colère et frustration lors du test suivant. Reportez-vous aux photos prises au préalable.

Au cours de cette phase de dépannage, il faudra probablement alterner fréquemment entre les tests de composants en circuit (hors tension), le dessoudage, le ressoudage, l'échange éventuel de composants, les tests sous tension, et ainsi de suite. Dans tous les cas, prenez votre temps et gardez les idées claires. Surtout, ne soudez ni ne dessoudez jamais sur un circuit sous tension ! Et veillez à ce que cela ne se produise pas non plus par accident. Outre la question de la sécurité, il existe un risque très réel de créer des défauts en court-circuitant deux pattes adjacentes avec le fer à souder.

Mesurer en toute sécurité

N'effectuez jamais de mesures à l'oscilloscope sur le côté primaire (côté secteur, avant le transformateur) d'une alimentation, à moins d'être parfaitement informé et d'avoir une certaine expérience des sondes différentielles et des transformateurs d'isolement. Côté secondaire, il y a moins de risques pour la sécurité, mais toujours un risque de créer des pannes. Plutôt que de prendre le risque de glisser avec la pointe de la sonde, je préfère souvent souder un petit morceau de fil à l'endroit concerné pour y agripper la sonde. Une autre option consiste à utiliser des mini grippes-fils fins et de bonne qualité, comme ceux d'EZ-Hook (voir **figure 3**). Cela me laisse les mains libres pour mettre le circuit sous tension et modifier les réglages de l'oscilloscope. Lorsque je travaillais dans un atelier de réparation électronique, j'utilisais constamment mon ordinateur pour rechercher les fiches techniques et les brochages des innombrables nouveaux composants que je ne connaissais pas lors de la réparation d'un appareil particulier. Lorsque l'on travaille sans schémas, qui sont rarement disponibles, et parfois sur des circuits imprimés sans sérigraphie, les catalogues de marquage CMS sont des outils inestimables pour identifier les composants. [1] et [2] sont deux exemples bien connus, mais il en existe d'autres.

Enfin, vient le moment où vous avez trouvé un composant défectueux. Vos mesures sont catégoriques : il est grillé. Félicitations ! Cherchez dans les environs, sur toutes les pistes partant de toutes les pattes de ce composant, s'il n'y a pas d'autres dommages.

Remplacement des composants

Pour remplacer le composant, essayez dans la mesure du possible de le remplacer par

un composant identique, en recherchant tous les fournisseurs habituels : Farnell, RS, Mouser, Digikey, Distrelec, etc. Si possible, évitez eBay et Aliexpress, où la probabilité de recevoir un composant contrefait atteint parfois 100 %.

Si le composant est difficile à trouver ou obsolète, il n'y a pas d'autre choix que de trouver un équivalent. Faites attention au type de boîtier, à son brochage, ainsi qu'à ses principales caractéristiques : tension et courant maximum pour les transistors, vitesse de commutation, etc. En cas de doute, n'hésitez pas à demander de l'aide sur un forum, dont les membres sont généralement très serviables et sympathiques.

Dans la section suivante, nous allons examiner quelques défauts courants qui peuvent survenir pour certains des composants les plus courants, ainsi que quelques conseils pour les tester.

Modes de défaillance des composants

Il est bon d'avoir une idée des types de défaillances qui peuvent survenir pour un type de composant donné afin de pouvoir effectuer une recherche efficace. Il est courant d'entendre que les condensateurs électrolytiques sont toujours les coupables. C'est parfois le cas des alimentations à découpage très bon marché, qui sont construites avec des condensateurs limités à 85°C au lieu des condensateurs un peu plus chers qui résistent à 105°C. Souvent,

la marge est très faible, tant au niveau de la tension que de la capacité, ce qui sollicite excessivement les condensateurs, qui finissent par rendre l'âme juste après l'expiration de la garantie légale.

Cependant, dans les appareils mieux conçus, ou dans les instruments de mesure et les équipements industriels, c'est loin d'être le cas général. Voici une liste des défaillances les plus courantes, classées par type de composant.

Condensateurs électrolytiques : Parfois bombés, comme le montre la **figure 4**, ou ayant perdu de l'électrolyte, ayant perdu de la capacité ou ayant une valeur d'ESR trop élevée. Testez-les à l'aide d'un multimètre en mode condensateur, d'un ESR-mètre ou d'un LCR-mètre. Ceux qui sont bombés ou qui ont fui devront être forcément remplacés ; pour ceux qui ont un aspect normal, dessoudez une patte pour éviter que les composants voisins n'interfèrent avec la mesure.

Transistors de puissance (bipolaires ou MOSFET) : Souvent en court-circuit, parfois en circuit ouvert. Testez avec un multimètre en mode diode. Identifiez d'abord le brochage. Pour un transistor bipolaire, vérifiez les jonctions base-émetteur et base-collecteur. Vérifiez également qu'il n'y a pas de continuité entre le collecteur et l'émetteur. Pour un MOSFET, vérifiez que la diode interne du MOSFET est visible (tension de jonction d'environ 0,5 ou 0,6 V)

entre le drain et la source (**figure 5**) et que la grille est isolée des deux autres broches.

Diodes de puissance, ponts de diodes de redressement : Souvent en court-circuit, plus rarement en circuit ouvert. Lorsqu'on les teste en mode diode, on devrait trouver une tension d'environ 0,6 ou 0,7 V pour les diodes conventionnelles dans le sens direct, et OL (infini) dans le sens inverse. Pour les diodes Schottky, la tension est plus faible, de l'ordre de 0,3 V.

Résistances de puissance : Souvent ouvertes. Cas typique : résistances « ciment » utilisées pour limiter le courant de démarrage de certaines alimentations à découpage.

Diodes traversantes ou CMS, ou diodes Zener, et petits transistors bipolaires ou MOSFET : En court-circuit ou en circuit ouvert. Testez-les en mode diode.

Les circuits intégrés de puissance : C'est-à-dire ceux qui peuvent potentiellement dissiper un peu de chaleur, tels que les contrôleurs de moteur : broches d'alimentation court-circuitées à la masse, ou broches de sortie court-circuitées à la masse ou au VCC. C'est souvent le cas des circuits intégrés de pilotage PWM, du côté primaire des alimentations à découpage. En particulier, ceux qui intègrent la logique de commande et le transistor de puissance



Figure 4. Les fameux condensateurs électrolytiques bombés. (Source : Wikipédia [3])



Figure 5. Utilisation du mode diode pour tester un MOSFET de puissance.

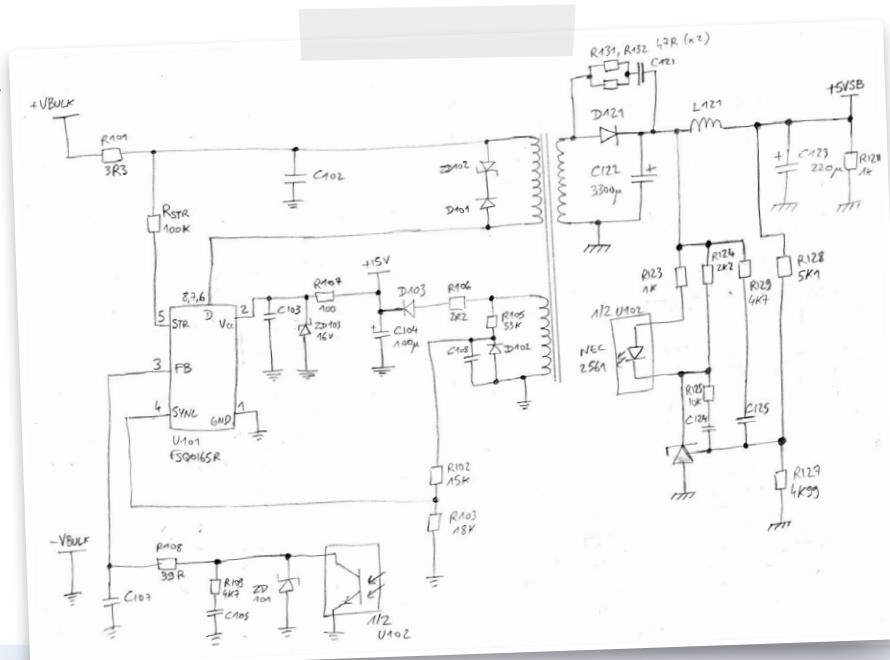
dans le même boîtier (comme le VIPER20 de ST et d'autres) sont fragiles.

Condensateurs à film plastique : Perte de capacité. Plus rarement, court-circuit. La perte de capacité est fréquente, surtout lorsque ces condensateurs sont utilisés comme « chute de tension » capacitive, c'est-à-dire pour obtenir une tension de quelques volts afin d'alimenter un circuit logique à partir du secteur. Dans ce cas, un courant alternatif constant traverse en permanence le condensateur qui vieillira prématûrement.

Transformateurs : Circuit ouvert ou court-circuit entre les spires (entraînant une surintensité et une surchauffe).

Résistances traversantes ou CMS : Parfois visiblement brûlées, parfois en circuit ouvert, non visibles à l'œil nu. Cela peut être facilement vérifié à l'aide d'un ohmmètre : en raison des différents composants en parallèle avec la résistance testée, la résistance mesurée doit toujours être inférieure à la valeur indiquée sur le marquage de la résistance. Si ce n'est pas le cas, la résistance est en circuit ouvert ou a considérablement dérivé vers une valeur plus élevée.

Condensateurs céramiques CMS : Parfois court-circuités. Dans ce cas, tout le rail d'alimentation est court-circuité à la masse. Pour le localiser sur la carte, vous pouvez utiliser une alimentation de laboratoire. Réglez la tension à une valeur faible, par exemple 1 V ou 2 V, et le courant maximal à environ 1 A. Branchez-la sur le rail d'alimentation en respectant la polarité. Cela forcera un courant dans le court-circuit. Utilisez ensuite le multimètre en mode millivoltmètre pour vous rapprocher de plus en plus du court-circuit. La tension est la plus faible aux bornes du condensateur court-circuité. Certains recommandent d'utiliser une alimentation plus puissante et de régler le courant à une valeur plus élevée ; cela peut faire chauffer le composant court-circuité, qui peut alors être vu avec une caméra thermique. Si vous utilisez cette technique, soyez prudent, un courant plus élevé peut également brûler certaines pistes. Dans de très rares cas, ces condensateurs peuvent également se retrouver en circuit ouvert – voir l'exemple dans l'encadré.



Quelques astuces supplémentaires

- Utilisez des pointes de touche les plus pointues possibles pour vaincre la couche d'oxydation sur les soudures et effectuer des mesures fiables sur les composants sans avoir à appuyer trop fort. Le risque de dérapage est ainsi réduit. Les pointes de touche de multimètre bon marché sont souvent en laiton plaqué et ont tendance à s'émousser rapidement. Pour ma part, j'utilise des pointes en inox Hirschmann PRUEF 2. Elles sont très pointues et je les réaffûte régulièrement avec une petite pierre à aiguiser.
- Lorsque les marquages des composants sont rendus difficiles à lire par un épais vernis transparent, on peut souvent utiliser de l'acétone pour l'enlever et y voir plus clair. Utilisez des coton-tiges et un outil en bois dur, comme une baguette du restaurant japonais, pour gratter. N'utilisez pas d'outil métallique, qui rayerait la surface du composant et rendrait le marquage encore plus difficile à lire.
- Certaines alimentations à découpage nécessitent une charge minimale pour fonctionner. Une résistance de puissance appropriée suffit, mais elle n'est pas toujours présente sur le circuit imprimé lui-même. Pensez-y si l'alimentation que vous dépannez ne veut pas démarrer ou ne parvient pas à réguler correctement sa tension de sortie.
- Parfois, avant d'être soudés à la vague, les composants CMS sont collés avec un point de colle rouge pour les maintenir lorsqu'ils sont à l'envers. Il est difficile de les dessouder sans endommager le composant et les pastilles. Il faut chauffer toutes les bornes en même temps avec une grosse panne et beaucoup de soudure. Pour les petits composants à deux bornes, une panne « couteau » peut faire l'affaire pour chauffer les deux côtés simultanément. Pour les composants plus grands, utilisez deux fers à souder. Pendant que vous chauffez, insérez doucement une lame de scalpel sous le composant pour détacher la colle.
- Attention aux condensateurs chargés ! En particulier, les condensateurs principaux du côté primaire des alimentations à découpage sont souvent chargés à 325 V DC. Il existe parfois une résistance dédiée pour les décharger lorsque l'appareil est éteint, mais ce n'est pas toujours le cas. Avant toute mesure, vérifiez à l'aide d'un voltmètre qu'ils sont complètement déchargés et déchargez-les si nécessaire. J'utilise une paire de sondes de multimètre reliées entre elles par une résistance de 2,7 kΩ / 5 W, visible sur la photo ci-contre. Ne faites pas cela avec un tournevis, cela endommage à la fois le tournevis, la soudure et le condensateur à cause du pic de courant beaucoup trop brutal.
- Pour ouvrir les boîtiers en plastique clipsés, n'utilisez pas de tournevis, car ils laissent des marques sur le plastique. Vous pouvez acheter des spatules spéciales appelées « spudgers » qui sont plus larges, fines et flexibles, afin d'éviter les marques. J'utilise un vieux couteau d'office, que j'ai volontairement désaffûté complètement avec du papier de verre, pour le rendre totalement inoffensif.
- La soudure au plomb est la plus facile à utiliser pour le prototypage et le bricolage en général, et j'essaie de l'utiliser autant que possible. Elle peut cependant être difficile à approvisionner en raison des restrictions imposées par la directive RoHS. Il faut éviter de mélanger de la soudure au plomb et de la soudure sans plomb lors de la réfection d'une soudure ; cela donne de mauvais résultats. Il faut soit acheter un rouleau de chaque et utiliser l'une ou l'autre selon le cas, soit enlever soigneusement la soudure sans plomb avec de la tresse à dessouder avant de refaire la soudure avec l'alliage au plomb. Dans tous les cas, choisissez une bonne marque, telle que Loctite, Kester, Stannol, etc. chez un fournisseur connu ; évitez les marques inconnues d'AliExpress.

Boutons-poussoirs : Parfois court-circuités (entraînant un fonctionnement erratique de l'appareil), ou parfois n'établissant plus aucun contact (l'appareil ne répond plus aux pressions sur ce bouton), en particulier lorsqu'ils ont été en contact avec de l'eau.

Soudures : Certains alliages sans plomb sont susceptibles de se fissurer avec l'âge, à la suite de cycles thermiques répétés. Ces fissures sont difficiles à voir à l'œil nu, mais une fissure minuscule peut suffire à rompre complètement la continuité. Cela montre l'importance d'inspecter l'ensemble de la carte à la loupe. Un exemple de fissures assez importantes est visible sur la **figure 6**. D'autres, beaucoup plus fines, sont beaucoup plus difficiles à trouver.

Quartz : Ils sont généralement fiables, mais peuvent cesser d'osciller après un choc. Si le microcontrôleur auquel un quartz est connecté et actif, avec des LED qui clignotent ou quelque chose qui s'affiche sur l'écran LCD, cela prouve que le quartz fonctionne. Si aucune activité n'est visible, le plus simple est de vérifier l'une de ses bornes à l'aide d'un oscilloscope, par rapport à la masse. Vous devriez trouver une oscillation stable, d'une amplitude d'au moins quelques centaines de millivolts, à la fréquence indiquée sur le quartz. Vérifiez ensuite la deuxième borne. L'un des signaux aura une amplitude plus grande que l'autre, ce qui est normal.

Remarque : Il convient d'utiliser une sonde $\times 10$ pour éviter de trop perturber l'oscillation. Parfois, la capacité d'entrée de la sonde de l'oscilloscope est suffisante pour stopper l'oscillation d'un quartz, même si le quartz est en bon état. Dans ce cas, essayez à nouveau sur la deuxième borne : cette fois, vous devriez voir une oscillation. Les oscillateurs ont souvent un côté d'entrée

avec une impédance élevée, sur lequel ce phénomène peut se produire. Le côté sortie, avec son impédance plus faible, est moins facilement perturbé. Si vous ne voyez rien sur aucune des bornes, soit le microcontrôleur n'est pas sous tension, soit le quartz est défectueux.

Autres défaillances : Dans un atelier de réparation d'électronique industrielle, on rencontre des pannes un peu différentes de celles qui affectent l'électronique grand public. Par exemple, les dommages causés par les liquides sont très courants, en raison de la pénétration d'eau lorsque les machines sont lavées. Comme l'équipement est souvent sous tension, avec des tensions élevées (400 V CA) et des disjoncteurs conçus pour des courants importants, les dommages peuvent être sérieux. J'ai souvent rencontré des marques de brûlures, des pistes/fils/connecteurs vaporisés, des thermistances CTN ouvertes, des MOV en court-circuit, ainsi qu'une oxydation importante sur les pistes, les pastilles et les composants. Enfin, on rencontre souvent des connecteurs oxydés ou présentant de mauvais contacts, s'étant desserrés sous l'effet des vibrations. Cela entraîne fréquemment la formation d'arcs électriques entre les broches adjacentes.

Pour aller plus loin

Vous devriez maintenant pouvoir aborder les réparations avec plus de confiance et de sérénité. Je vous encourage vivement à tenter l'expérience : les résultats et la satisfaction que vous en tirerez en valent la peine. N'hésitez pas à faire un tour sur les forums et sur YouTube, où vous trouverez des contenus très intéressants. Chaque spécialiste de l'électronique sur YouTube a sa propre personnalité et ses propres méthodes, souvent différentes, et c'est ce qui en fait la richesse. Par exemple, pour la réparation des instruments de mesure,

certaines vidéos de The Signal Path, ou Feedback Loop, sont inspirantes ; pour les alimentations à découpage, DiodeGoneWild produit des vidéos riches en informations ; enfin, pour les amateurs d'informatique rétro, jetez un œil aux vidéos de Tony359. Bonne chance pour vos réparations et amusez-vous bien ! 

240069-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (jean-francois.simon@elektor.com) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de l'auteur

Jean-François Simon a une passion de longue date pour l'électronique et s'intéresse à des sujets aussi variés que la conception de circuits, le test et la mesure, le prototypage, la radio logicielle (SDR), etc. Il aime créer, modifier et améliorer ses outils et d'autres systèmes. Il a une formation d'ingénieur et aime aussi la mécanique, l'usinage et tout ce qui est technique. Jean-François a récemment rejoint le laboratoire d'Elektor.



Produits

- **Multimètre PeakTech 3350**
www.elektor.fr/19986
- **UNI-T UPO1102CS Oscilloscope 2-ch (100 MHz)**
www.elektor.fr/20495
- **DER EE DE-5000 LCR-mètre (100 kHz)**
www.elektor.fr/20675

LIENS

- [1] Un catalogue de codes de marquage SMD bien connu : <https://smd.yooneed.one>
- [2] Autre catalogue utile de codes de marquage SMD : <http://marsport.org.uk/smd/mainframe.htm>
- [3] Source de l'image du condensateur bombé : https://commons.wikimedia.org/wiki/File:D865PERL_bulge_2.jpg
- [4] Chaîne YouTube de The Signal Path : <https://youtube.com/@Thesignalpath>
- [5] Chaîne YouTube de Feedback Loop : <https://youtube.com/@feedback-loop>
- [6] Chaîne YouTube de DiodeGoneWild : <https://youtube.com/@DiodeGoneWild>
- [7] Chaîne YouTube de Tony359 : <https://youtube.com/@tony359>



démarrer en électronique

...plus de théorie sur les ampli-op

Eric Bogers (Elektor)

Dans le dernier épisode, nous avons exploré l'amplificateur opérationnel (ou ampli-op). Nous avons analysé quelques montages amplificateurs et appris à calculer le gain. Après des simplifications justifiées, nous avons obtenu deux formules simples et utiles. Dans cet épisode, nous continuons à examiner les propriétés et (malheureusement) les défauts de ce merveilleux composant.

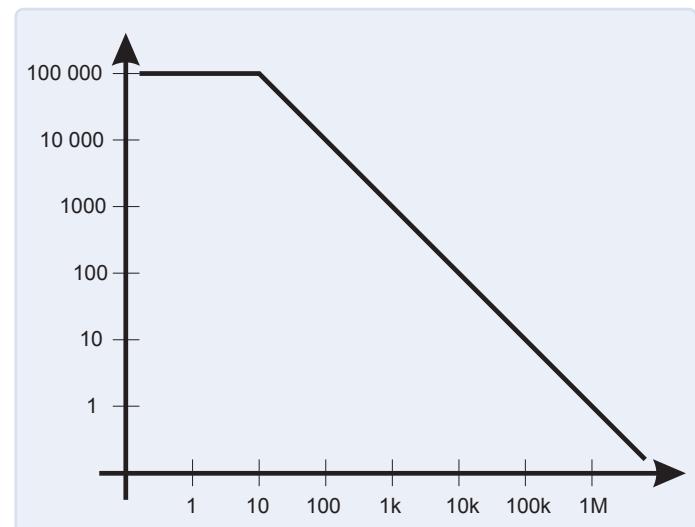


Figure 1. Gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence.

Gain en boucle ouverte et fréquence de transition

Le gain en boucle ouverte d'un ampli-op est déterminé pour des tensions continues. Pour les tensions alternatives, le gain diminue en fonction de la fréquence (**figure 1**).

Cette figure montre la variation du gain en boucle ouverte en fonction de la fréquence pour un ampli-op à compensation interne (pour des raisons de simplicité, nous nous limitons aux ampli-op à compensation fréquentielle). Le gain en boucle ouverte diminue de 20 dB par décade – soit 6 dB par octave. En interne, il y a donc un filtre passe-bas de premier ordre.

Dans notre exemple, le gain en boucle ouverte pour une tension continue est de 100 000, et la fréquence de transition - la fréquence à laquelle le gain en boucle ouverte diminue jusqu'à 1 - est de 1 MHz. Nous voyons que le gain en boucle ouverte en CC reste au niveau de 100 000 jusqu'à environ 10 kHz, avant de diminuer de 20 dB par décade. (Rappel : la fréquence de transition est également appelée *fréquence de gain unitaire*).

On a vu précédemment que, pour déterminer le gain d'un montage à ampli-op, le gain en boucle ouverte a peu d'importance, mais qu'il est uniquement déterminé par le rapport de deux résistances

externes. Cependant, cela n'est vrai que si le gain en boucle ouverte est significativement plus élevé que le gain défini par ces deux résistances.

Si nous souhaitons dimensionner un circuit « en toute sécurité », nous devons nous assurer que le gain en boucle ouverte est au moins plus élevé d'un facteur 10 que le gain réglé en externe. Si, pour un ampli-op ayant une fréquence de transition de 1 MHz, nous réglons le gain à 10×, le circuit pourra fonctionner jusqu'à environ 10 kHz. Les ampli-op pour les applications audio se distinguent donc non seulement par un faible bruit, mais aussi par une fréquence de transition élevée - dans le cas du NE5534, par exemple, elle est de 10 MHz.

Slew Rate

Un ampli-op tel que le LM324 a une fréquence de transition de 100 kHz ; pour un simple étage tampon amplifié à 1×, cette valeur est presque suffisante pour les applications audio : Tant que la tension de sortie ne dépasse pas 100 mV, un tel circuit fonctionnera sans problème.

Mais, lorsque l'amplitude de la tension de sortie augmente jusqu'à,



10 V par exemple (à une fréquence de 20 kHz), nous obtenons une distorsion désagréable. Il s'agit d'un problème de vitesse de balayage. En effet, la tension de sortie d'un ampli-op ne peut pas changer infinitement vite ; le slew rate indique la vitesse à laquelle elle change (en V par unité de temps). Dans le cas du LM324, le slew rate est de 0,05 V/μs. L'amplitude maximale sans distorsion (de haut en bas) est alors de

$$U_{pp} = \frac{S}{\pi \cdot f}$$

Donc, la valeur effective est :

$$U_{eff} = \frac{S}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f} = \frac{0,05 \frac{V}{\mu s}}{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot 0,02 \frac{1}{\mu s}} = 0,28 \text{ V}$$

Pour les applications audio, une tension de sortie de 15 V sera nécessaire (pour avoir une marge de sécurité ou une réserve de sortie), et donc le slew rate minimum requis est :

$$S = U_p \cdot 2 \cdot \pi \cdot f = 15 \text{ V} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 0,02 \text{ MHz} = 1,88 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

Courant offset

Dans les ampli-op à transistor bipolaire, le problème est que de faibles courants (de l'ordre de quelques nanoampères) circulent vers les entrées. Ces courants provoquent une chute de tension dans les résistances externes, qui sont à leur tour à l'origine d'un décalage de tension continue correspondant.

Il est possible de réduire cette tension offset sur la sortie de l'ampli-op en diminuant le plus possible les valeurs des résistances externes (tout en veillant à ne pas utiliser une résistance d'entrée trop faible). Une autre possibilité est d'utiliser des résistances de valeurs aussi proches que possible sur les deux entrées, comme le montre **figure 2**.

La résistance R3 devra être choisie pour avoir la même valeur dans ce montage que la résistance parallèle de R1 et R2 ; si ces valeurs

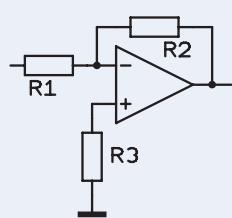


Figure 2. Réduction de l'offset de la tension continue.

étaient respectivement de 10 kΩ et 100 kΩ, nous choisirions une résistance de 9,1 kΩ

Une autre solution - principalement utilisée en ingénierie audio - consiste à laisser la tension d'offset telle quelle et à ajouter des condensateurs de couplage entre les différents étages.

Amplificateurs CA

Les montages à ampli-op dont nous avons parlé jusqu'à présent constituaient des amplificateurs de tension continue. Bien entendu, ils peuvent également amplifier des tensions alternatives - en respectant les limites qui leur sont imposées par la fréquence de transition et la vitesse de balayage.

Dans les applications audio, cependant, nous ne cherchons pas du tout à amplifier les tensions continues - la fréquence est comprise entre 20 Hz et 20 kHz.

Pour limiter la fréquence, il suffit d'ajouter quelques condensateurs au montage (**figure 3**). Nous calculerons leur valeur plus tard, mais considérons d'abord les fréquences de coupure. La fréquence de coupure est la fréquence à laquelle le gain (par rapport au gain de la gamme de transfert) diminue de 3 dB. Nous avons tendance à utiliser cette gamme de fréquence initialement de 20 Hz à 20 kHz. Cependant, si nous mettons plusieurs étages d'amplification en série, tous dimensionnés pour cette gamme particulière, alors nous devons additionner l'atténuation des étages individuels et, avec des filtres d'ordre supérieur, nous devons faire face à des flancs correspondants raides, et, à cause des tolérances des composants utilisés, les fréquences de coupure ne seront plus exactement aux points souhaités.

Pour résumer : avec des fréquences de coupure de 20 Hz et 20 kHz, nous « détruirions » les caractéristiques de fréquence du circuit ; il est donc préférable d'utiliser des fréquences de coupure des différents étages d'amplification bien en dehors de la plage de transmission réelle. La limitation réelle de cette gamme à 20 Hz à la limite inférieure et à 20 kHz à la limite supérieure se fait alors à l'étage d'entrée (si possible, de préférence avec un filtre LC en amont du premier semi-conducteur, pour éviter de démoduler les perturbations HF des émetteurs locaux).

Bien entendu, vous devez décider vous-même où vous définissez

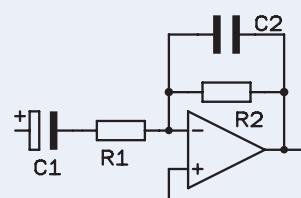


Figure 3. Limitation de la gamme de transfert..



réellement ces fréquences de coupure : cela dépend aussi du nombre d'étages d'amplification connectés en série. Dans notre exemple, nous gardons un facteur 3 comme « marge de sécurité » et choisissons donc respectivement 6 Hz et 60 kHz. Notre étage amplificateur doit amplifier d'un facteur 10, nous choisissons donc des valeurs de 10 kΩ et 100 kΩ pour les résistances externes.

Comme il y a un point zéro virtuel à l'entrée inverseuse de l'amplificateur, la résistance d'entrée du circuit est égale à la valeur de R1, qui forme ainsi un filtre passe-haut avec C1. Au point -3dB, l'impédance de C1 est exactement égale à la valeur de la résistance de R1. Donc :

$$C_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 6 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ k}\Omega} = 2,65 \mu\text{F}$$

La valeur disponible la plus proche est 2,2 µF, ce qui donne une fréquence de coupure de 7,2 Hz. Comme cela nous éloigne encore suffisamment de 20 Hz, il n'y a plus de souci.

On choisit la valeur du condensateur C2 de manière à ce que son impédance à la fréquence de coupure maximale soit la même que la valeur de la résistance de R2 :

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot X} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 60 \text{ kHz} \cdot 100 \text{ k}\Omega} = 26,5 \text{ pF}$$

Là encore, nous pouvons utiliser la valeur standard de 22 pF sans problème.

Problèmes d'offset avec un amplificateur non inverseur

Contrairement à l'amplificateur inverseur, l'amplificateur non inverseur possède, dans sa configuration de base, une entrée ouverte, ce qui signifie que son impédance d'entrée est égale à l'impédance d'entrée (élevée) de l'ampli-op

En métrologie, ces entrées à haute impédance sont souvent bénéfiques, mais dans d'autres domaines, elles ne nous causent que des désagréments : Les courants d'offset provoquent un décalage de tension continue d'autant plus important, et l'irradiation des entrées provoque d'énormes interférences. Il est donc absolument nécessaire d'appliquer une résistance entre l'entrée ouverte et la masse, comme le montre la **figure 4**.

Pour minimiser le décalage de la tension continue, R3 devrait être égal à la résistance parallèle de R1 et R2 ; cependant, si nous souhaitons plutôt une résistance d'entrée élevée, R3 devrait avoir une valeur de 100 kΩ...1 MΩ dans le cas des ampli-op bipolaires et une valeur de 1 MΩ...10 MΩ dans le cas des ampli-op avec entrées FET. C'est tout pour cet épisode ; la prochaine fois, nous aborderons (entre autres) les connexions symétriques et l'amplificateur sommateur. ↵

240031-04

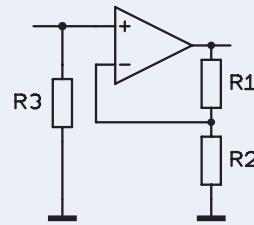


Figure 4. Résistance d'entrée pour l'amplificateur non inverseur.

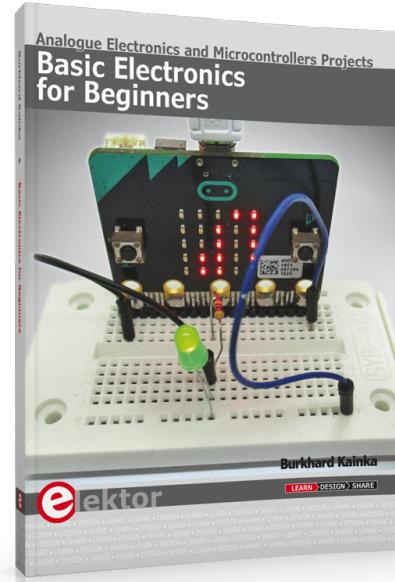
Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **B. Kainka, Basic Electronics for Beginners** (Elektor, 2020)
version papier : www.elektor.fr/19212
version numérique : www.elektor.fr/19213



Note de la rédaction : la série d'articles « démarrer en électronique » est basée sur le livre « Basiskurs Elektronik » de Michael Ebner, publié par Elektor.

un générateur de signaux simple

pure synthèse numérique directe

Willem den Hollander (Suisse)

Et si vous construisiez votre générateur de signaux ? Instructions et conseils de construction d'un générateur de signaux simple et performant à l'aide d'un AD9851. L'article aborde l'adaptation du module, le principe théorique et le logiciel.

Dans sa gamme de CI, Analog Devices propose des générateurs de signaux DDS (en anglais Direct Digital synthesis, soit synthèse numérique directe). Ces CI ne fonctionnent pas seuls : ils nécessitent des circuits externes pour l'initialisation, le réglage de la fréquence ainsi qu'un filtre passe-bas. AliExpress [1] propose des modules complets, comprenant la puce AD, le filtre et d'autres composants, à un prix très compétitif. Le minigénérateur de signaux décrit ci-après, utilise un module à puce AD9851. Il produit un signal sinusoïdal de fréquence comprise entre 1 Hz et 70 MHz. Le comparateur de la puce, compare le signal de sortie sinusoïdal à une tension continue

réglable et produit ainsi une onde carrée de rapport cyclique réglable. L'ajout d'un codeur rotatif, d'un afficheur et d'un petit microprocesseur en fait un générateur de signaux complet.

Qu'a-t-il dans le ventre ?

Le signal est produit par synthèse numérique directe (DDS). C'est un oscillateur à commande numérique (en anglais NCO = numerically controlled oscillator) qui produit une onde sinusoïdale numérique à l'aide d'une table de correspondance (LUT = lookup

table). Un convertisseur numérique/analogique (CN/A, en anglais DAC) la transforme en signal analogique. La fiche technique de l'AD9851 [2] fournit des informations détaillées. La **figure 1** montre le module avec l'AD9851. Pour qu'il entre dans le boîtier choisi, la LED a été ôtée et un coin du module coupé. On a aussi ôté le potentiomètre de réglage de la tension continue d'entrée du comparateur : celle-ci est produite par un CA/N (en anglais ADC) intégré au microcontrôleur de commande du module.

L'AD9851 se contrôle selon deux modes : parallèle ou série. Il faut plus de huit fils en mode parallèle contre quatre fils en mode série, nous avons donc retenu le mode série pour l'initialisation et la sélection de la fréquence. Les signaux de « chargement série » (ainsi nommés dans la fiche technique) sont illustrés à la **figure 2**. Le 4^e signal réinitialise l'appareil. Un microcontrôleur fournit ces signaux via le périphérique SPI (en anglais Serial Parallel Interface) intégré. Un codeur rotatif permet

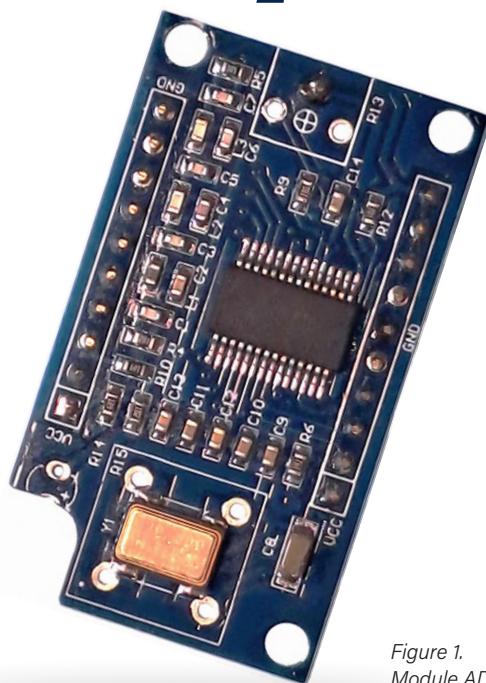


Figure 1.
Module AD9851-.

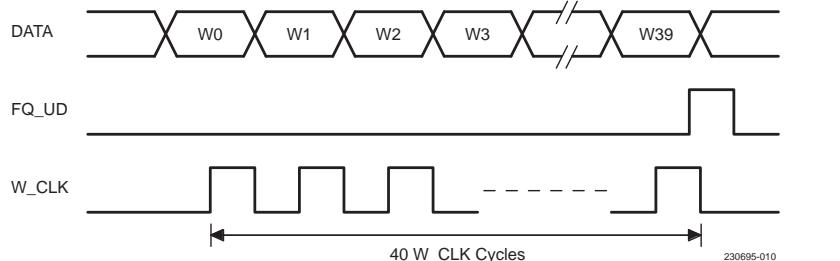


Figure 2. Signaux de chargement série. (Source : fiche technique de l'AD9851 [2])

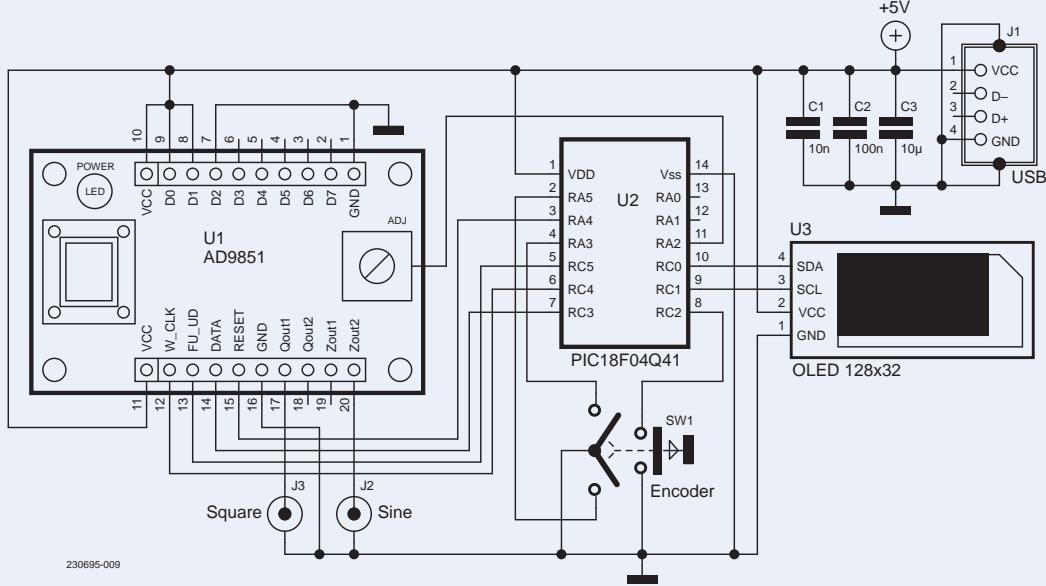


Figure 3. Schéma du générateur DDS.

de faire varier la fréquence. En outre, un petit écran affiche la fréquence instantanée. Un générateur de signaux DDS ne produit pas de signaux sinusoïdaux purs - le signal de sortie contient de multiples harmoniques de la fréquence d'échantillonnage.

Aperçu du schéma de câblage

La figure 3 illustre le schéma de principe. Comme un petit nombre d'E/S est nécessaire, le microcontrôleur *Microchip PIC18F04Q41* à 14 broches suffit. Il contrôle le module DDS par quatre sorties, lit le codeur rotatif par trois entrées et commande l'affichage via le bus I² C, par deux autres sorties. La tension CC de sortie est produite sur la broche 11.

Les broches restantes sont : 1 & 14 pour l'alimentation et 12 & 13 pour la programmation. On peut programmer le PIC18F04Q41 avec un *PICKIT 4*, *PICKIT 5*, *ICD 4*, *ICD 5* ou

MPLAB Snap. Les versions antérieures de ces outils sont incompatibles avec ce PIC. Le processeur a été programmé avant montage sur la carte imprimée (CI). Il reste possible de programmer le processeur in situ en soudant des fils à ses broches de programmation, fils que l'on dessoudera après programmation. L'alimentation de 5 V est fournie par un connecteur *USB*.

Le PIC18F04Q41 appartient à une nouvelle série de PIC dont les modules d'E/S série pour SPI et I² C bénéficient d'améliorations. Notre application en profite bien. Le module SPI dispose d'un tampon de registre de sortie, ce qui permet de produire les 40 bits requis pour le signal de sortie série en un seul flux continu. Ce signal série, est cadencé à 16 MHz, ce qui permet de changer la fréquence de sortie du générateur en moins de 3 µs. En outre, configurer le module I² C est plus aisément

qu'auparavant. La fréquence instantanée du signal produit s'affiche sur un petit écran *OLED* de 0,91", contrôlé par un bus I² C cadencé à 400 kHz.

Modification des paramètres

Un appui sur le poussoir du codeur déplace le curseur (trait de soulignement) de gauche à droite, et revient à gauche une fois le bord droit atteint. Tourner le codeur augmente/diminue le nombre en dessous et à gauche du décodeur. Cela permet de couvrir rapidement toute la gamme de 1 Hz à 70 MHz. Si le nombre affiché change, un signal est envoyé au module DDS, afin que la fréquence de sortie reflète la nouvelle valeur.

Comme indiqué ci-dessus, la tension CC renvoyée à l'entrée du comparateur du module est produite par un CN/A interne du microcontrôleur. Pour modifier cette tension, appuyer sur

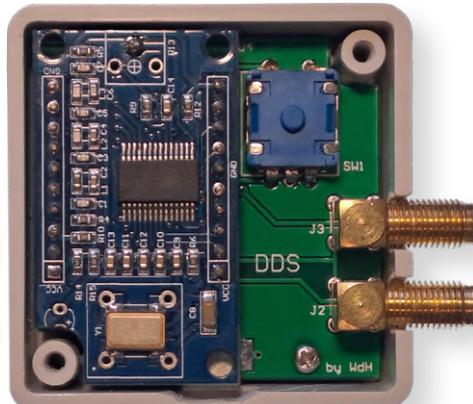
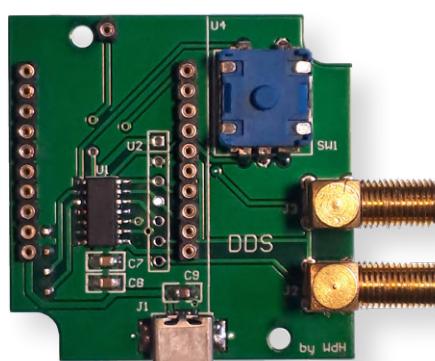
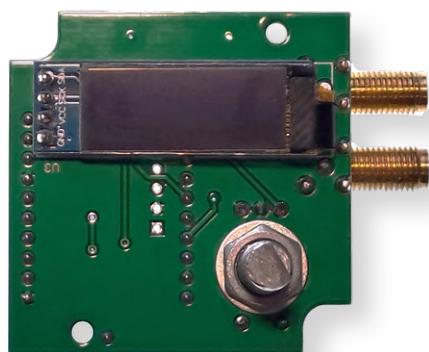


Figure 4a. Face avant de la CI, avec l'écran.

Figure 4b. Arrière de la CI, sans module DDS.

Figure 4c. Arrière de la CI avec module DDS installé.



Liste des composants

Modules

U1 = module AD9851
U3 = écran OLED 128x32 de 0,91 pouces

μcontrôleur

U2 = PIC18F04Q41-I/SL

Condensateurs

Tous les condensateurs sont SMD, 0805
C1 = 10 nF
C2 = 100 nF
C3 = 10 µF

Divers

SW1 = Encodeur rotatif
J1 = Connecteur Mini USB
J2, J3 = Connecteur SMA, 90°
Boîtier = Strapubox 1551RGY
Bouton de l'encodeur rotatif
Circuit imprimé

que 20 mm de haut. Un connecteur femelle à profil ultra bas avec broches à profil bas, a permis de limiter la hauteur à une valeur compatible. Le microprocesseur n'est disponible qu'en boîtier **SMD**. Les trois capacités et le connecteur USB sont aussi des **CMS**, ce qui a simplifié l'implantation.

Microprogramme

Le microprogramme [3] a été écrit en assembleur. Il n'occupe que 13 % de la mémoire de programme du processeur. On configure d'abord les ports, puis deux cellules logiques configurables (**CLC**) en bascules de détection des transitions positives causées par la rotation du codeur. Ensuite, le timer2 est configuré pour fournir un délai de 10 ms d'élimination des rebonds du commutateur, et le timer4 pour fournir un délai d'environ 100 ms. Ce dernier est nécessaire après l'initialisation de l'afficheur OLED. Après initialisation du CN/A fournit la tension continue du comparateur, on configure le module de bus I²C pour communiquer avec l'écran OLED à une fréquence de 400 kHz, et enfin le module SPI qui contrôle le module DDS. Ensuite on initialise, l'écran, le module DDS et les interruptions.

Des interruptions gèrent tout le programme. La partie programme est uniquement constituée de NOP (instructions nulles). Le processeur ne fait qu'attendre les interruptions. La routine de service d'interruption du poussoir déplace le curseur vers la droite. Si l'interrupteur reste enfoncé, la valeur de sortie du CNA s'affiche comme vu ci-dessus. Si la bascule du 2^e CLC change d'état, la 2^e routine de service d'interruption s'exécute. L'état de la sortie du CLC indique s'il faut incrémenter ou décrémenter la valeur de fréquence affichée. Après affichage de la nouvelle valeur, on calcule et transmet les octets de contrôle du module DDS et le processeur — attend de nouveau une interruption. ↗

VF : Yves George — 230695-04

À propos de l'auteur

Passionné d'électronique dès l'âge de 12 ans, Willem den Hollander possède une maîtrise en ingénierie électronique et a travaillé 37 ans en recherche et développement dans l'électronique grand public. Son quartet gagnant : alimentations, circuits numériques, logique programmable et microprocesseurs. Plusieurs de ses projets ont été publiés dans Elektor.

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (wdenhollander@solnet.ch) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- OWON AG051 Générateur de formes d'ondes arbitraires (5 MHz) www.elektor.fr/18874
- FNIRSI DPOX180H (2-en-1) Oscilloscope numérique à phosphore 2 voies (180 MHz) & générateur de signaux www.elektor.fr/20640

LIENS

[1] Boutique AliExpress : <https://aliexpress.com>

[2] Fiche technique de l'AD9851 : <https://analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ad9851.pdf>

[3] Téléchargement du micrologiciel sur la page web de cet article : <https://elektormagazine.fr/230695-04>

Ils nous font confiance, n'est-ce pas ?



Nouveaux produits

- Multimètre intelligent FNIRIS DMT-09
- Node-RED and Raspberry Pi PoE
- Raspberry Pi Foundation Raspberry Pi 5 (8 Go de RAM)
- Kits d'apprentissage
- FNIRIS 1018D 2-en-1 Oscilloscope (100 MHz)

Meilleures ventes

- UT603 LCD-mètre
- Elektor Légo® 1978-2023 d'Elektor sur cible
- Elektor Labo Kit horloge de sable (basé sur Raspberry Pi)
- Multimètre OWON XDM1141
- PNB1014BD Oscilloscopage 100 MHz à 2 canaux & préamplificateur de sonde

“Produit livré rapidement, bien emballé et conforme à la commande”

★★★★★ by Albert Jouret

Rated 4.6 / 5 | 398 reviews

Trustpilot

NOUVELLE
E-CHOPPE

“Excellent Transaction – RAS ! Sur une dernière commande, d'un montant de 50 euros, tout s'est bien déroulé et plus rapidement que prévu. L'objet est en excellent état et conforme à l'annonce.”

★★★★★ by Aida Alda

Rated 4.6 / 5 | 400 reviews

Trustpilot

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**

“Très satisfait – Envoi très rapide, bien emballé. Je recommande vivement !”

★★★★★ by FORTIN GUILLAUME

Rated 4.6 / 5 | 544 reviews

Trustpilot

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



Sparkplug en un coup d'œil

une spécification pour les données MQTT

Source : Adobe Stock

Tam Hanna (Hongrie)

Le fameux protocole MQTT est l'un des outils les plus simples pour connecter des appareils électroniques distribués, tels que des capteurs, des contrôleurs et des appareils de stockage de données. Tant que les messages transmis respectent les règles de la norme et que le courtier peut être adressé correctement, l'échange de données est possible. Un nouveau protocole appelé Sparkplug tente de formaliser les données de l'utilisateur avec une couche supplémentaire, ce qui facilite l'offre de services auxiliaires et la création d'un écosystème diversifié, entre autres avantages. Voici un premier coup d'œil - avec quelques exemples pratiques.

Le protocole MQTT [1], basé sur TCP/IP, est devenu la norme de l'internet des objets ; il est léger, polyvalent et facile à comprendre. En outre, MQTT peut très bien gérer les participants au réseau qui ne sont que temporairement actifs ou accessibles. Cependant, MQTT n'assure qu'une communication fiable - l'organisation des données de l'utilisateur est du ressort du développeur.

En plus, MQTT n'a offert pendant longtemps qu'une authentification rudimentaire, et la gestion des appareils connectés (au-delà de la transmission du message *Last Will* [2]) nécessitait une intervention du développeur ou l'utilisation d'un second service. L'absence de normalisation signifiait également que ce travail devait être effectué par chaque développeur et, dans le pire des cas, être refait pour chaque projet. Le nouveau protocole, appelé Sparkplug, impose désormais un modèle aux données utilisateur transmises via MQTT, ce qui garantit enfin une structure organisée et gérable.

Dans cet article, nous examinerons les concepts de base et réaliserons les premiers essais pratiques avec cette technique, qui n'en est encore qu'à ses débuts.

Veuillez également lire le document du standard !

Pour des contraintes d'espace, cet article technique ne peut pas offrir une description exhaustive Sparkplug.

Néanmoins, la spécification du protocole dans sa version 3.0 est rigoureusement détaillée. Il est donc recommandé de conserver le document PDF de 140 pages [3] à proximité. Cet article inclut fréquemment des références croisées aux sections de ce document où des informations complémentaires sont disponibles.

Premier aperçu

Crée à l'origine par Cirrus Link, la norme Sparkplug [3] est gérée depuis quelque temps par la Fondation Eclipse, qui tente depuis longtemps de se positionner en tant que « touche-à-tout » dans le secteur de l'IoT.



La deuxième version du protocole a introduit l'utilisation des *Google Protocol Buffers* [4] comme format de données de conteneur. La version 3.0 de Sparkplug, exclusivement utilisée dans cet article, était axée sur la clarification des paramètres définis dans la spécification. Pour comprendre un système Sparkplug, examinons le schéma présenté dans la **figure 1**, qui illustre un réseau IoT.

Tout comme dans un réseau MQTT ordinaire, on trouve un serveur MQTT au centre. Il convient de noter qu'il s'agit - en général - d'un serveur MQTT ordinaire. Selon la spécification, les implémentations MQTT désignées comme *Sparkplug-Compliant MQTT Server* dans la version de base doivent seulement remplir les quatre critères suivants, qui ne sont pas particulièrement compliqués :

Un serveur MQTT conforme à Sparkplug DOIT prendre en charge
... la publication et la souscription sur QoS 0
... la publication et la souscription sur QoS 1
... tous les aspects des messages Will, y compris l'utilisation du drapeau retain et du QoS 1
... tous les aspects du drapeau retain

Les *Sparkplug-Aware MQTT Servers*, quant à eux, sont des implémentations avancées qui supportent les réseaux Sparkplug grâce à une « intelligence à valeur ajoutée » - leurs exigences exactes sont listées dans le document de spécification à la section 12.66.

Il convient de noter que la majorité des composants de l'infrastructure présentés dans la figure 1 ne sont pas absolument nécessaires pour un réseau MQTT - la version «de base» se compose uniquement d'un serveur MQTT et d'un *Sparkplug Edge Node*, qui peut être implémenté comme un client MQTT.

Le diagramme contient des éléments familiers - les *Edge Nodes* sont les capteurs ou les stations distantes qui transmettent au réseau les informations à traiter sous la forme de messages MQTT structurés selon les règles de Sparkplug.

Les clients MQTT qui reçoivent ces messages et les utilisent à des fins commerciales sont appelés « applications hôtes ». L'application hôte principale est utile dans la mesure où elle est particulièrement liée aux nœuds Edge individuels. La norme parle d'une application dont l'état en ligne ou hors ligne affecte le comportement du nœud Edge. L'élément important suivant est la structure du message, décrite en

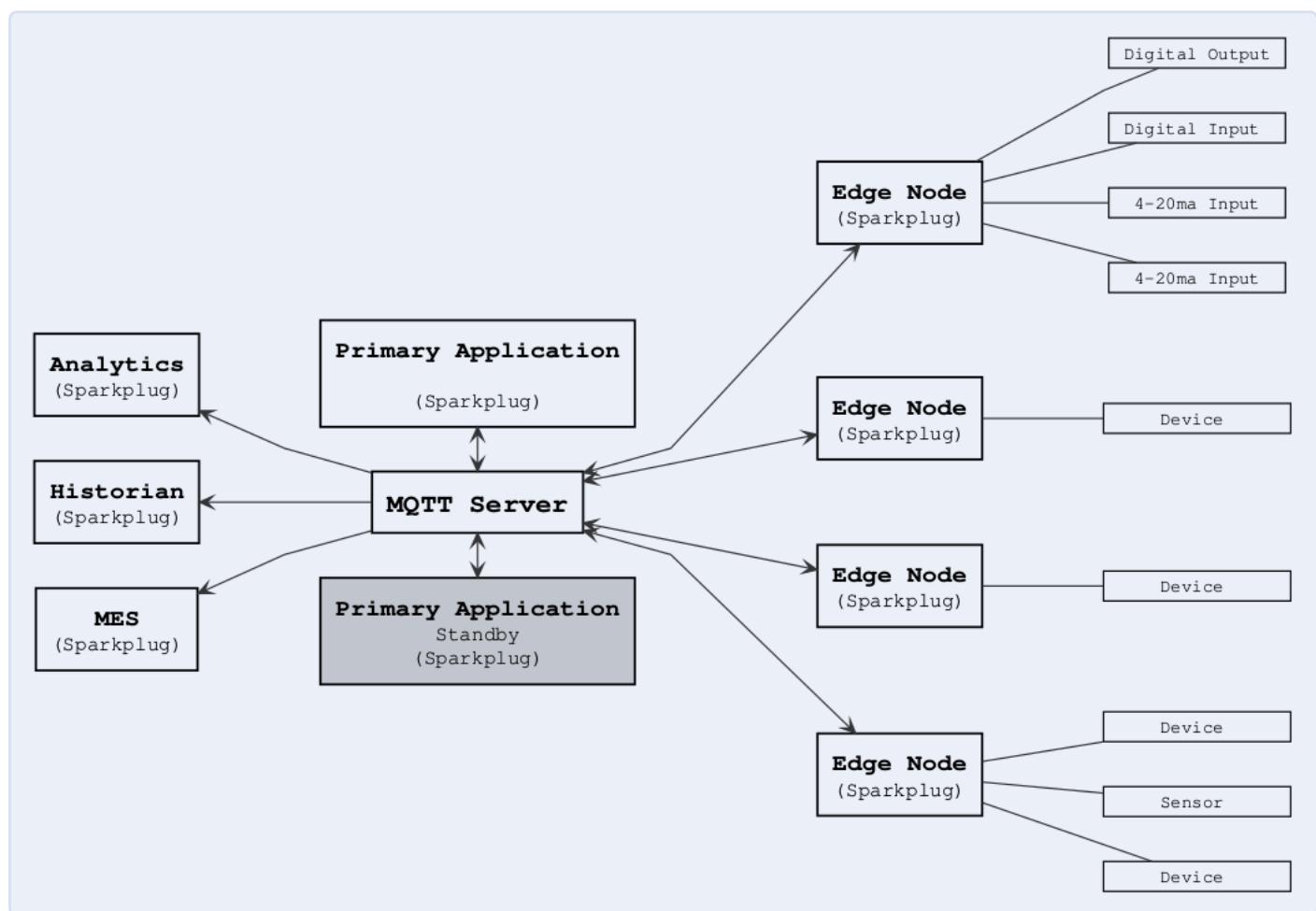


Figure 1. Ces composants fonctionnent ensemble pour créer un système Sparkplug. (Source : [3])

- **NBIRTH** – Birth certificate for Sparkplug Edge Nodes
- **NDEATH** – Death certificate for Sparkplug Edge Nodes
- **DBIRTH** – Birth certificate for Devices
- **DDEATH** – Death certificate for Devices
- **NDATA** – Edge Node data message
- **DDATA** – Device data message
- **NCMD** – Edge Node command message
- **DCMD** – Device command message
- **STATE** – Sparkplug Host Application state message

Figure 2. Il n'existe que neuf types de message. (Source : [3])

détail dans la section 4.1. Lorsqu'ils envoient des messages, les clients MQTT doivent respecter la structure suivante lors de la création de l'infrastructure du thème :

`namespace/group_id/message_type/edge_node_id/[device_id]`

`namespace` est utilisé pour «encoder» les canaux compatibles avec Sparkplug, et doit toujours être `spBv1.0.group_id` décrit la structure - analogue au `Tag` utilisé par divers fournisseurs de services cloud, il s'agit d'un moyen de spécifier plus en détail l'emplacement des nœuds individuels.

Le `message_type` est plus important. Au moment de la publication de cet article, la Fondation Eclipse n'en a spécifié que neuf, qui sont listés dans la **figure 2**.

Les attributs `edge_node_id/[device_id]` décrivent le dispositif terminal et le dispositif secondaire responsables de l'envoi du message. Il convient de noter que la norme MQTT permet de créer des «filtres» avec différents caractères spéciaux - il est donc possible, par exemple, d'enregistrer tous les messages de type particulier comme pertinents. De plus amples informations à ce sujet sont disponibles sur [5].

Analyse de la structure du message

Le deuxième facteur à prendre en compte lorsque l'on travaille avec la spécification Sparkplug est le rôle des différents messages, comme le montre la figure 2. Étant donné que la spécification décrit le flux de données avec des diagrammes de temps (déroulants), nous essaierons de regrouper les types de messages importants par rôle et par payload. Toutefois, si vous souhaitez consulter les diagrammes vous-même, la section 5 de la spécification est recommandée.

Commençons par les messages `DBIRTH` et `NBIRTH`. Comme le suggère le mot «`BIRTH`» (naissance) dans les noms, ces messages indiquent que de nouvelles parties du réseau Sparkplug deviennent disponibles. `NBIRTH` indique l'apparition d'un nouveau nœud, tandis que `DBIRTH` indique l'apparition d'un nouvel appareil.

Il est important que la charge utile des messages fournit une structure qui permette au récepteur de générer une image numérique complète (souvent appelée «jumeau numérique») de tout ce qui change au niveau du point d'extrémité qui vient d'être ajouté. Il découle de la même logique que `NDEATH` et `DDEATH` sont tous deux responsables de la disparition des points d'extrémité.

Les messages `NDEATH` sont responsables de la disparition d'un nœud et sont envoyés par le serveur MQTT lorsque le nœud disparaît.

L'enregistrement fait partie du message `NBIRTH`. Le message `DDEATH`, responsable de la disparition d'un appareil, est envoyé par le nœud - il est important de noter que l'envoi de ce message ne dépend pas du nœud.

Les messages `NDATA` et `DDATA` permettent de transmettre des valeurs calculées et d'envoyer des commandes afin de modifier l'état d'un attribut détenu dans le dispositif terminal pour lui donner une nouvelle valeur. Le message `DDATA` est important parce qu'il introduit le concept de rapport par exception (*Report by Exception*) - dans la spécification, l'abréviation RBE est souvent utilisée pour cette procédure. Dans le monde de sparkplug cela signifie que les changements d'état ne doivent être envoyés à l'hôte que si une «exception» - un changement qui mérite l'attention - s'est produite.

La procédure normalement utilisée - désignée dans la spécification sous le nom de *Time-Based Reporting* - est également autorisée, mais elle est explicitement décrite comme indésirable :

"Again, time-based reporting can be used instead of RBE, but is discouraged and typically unnecessary."

Payload : Google Protocol Buffers

Ceux qui sont familiers avec la programmation bas niveau connaissent les problèmes liés à la sérialisation des structures de données. Avec les Protocol Buffers, Google propose une normalisation - conceptuellement basée sur JSON et autres - qui facilite la création de « conteneurs sérialisables indépendants de la plateforme ».

La spécification Sparkplug s'appuie sur les Protocol Buffers comme charge utile, probablement aussi en raison de leur prise en charge très étendue, pour laquelle il existe maintenant des bibliothèques adaptées dans presque tous les langages de programmation. Les développeurs sérieusement intéressés par Sparkplug peuvent consulter le site web de Protocol Buffers [4].

Il convient de noter que les Protocol Buffers représentent un protocole binaire. Dans la pratique, ainsi que dans le document de spécification, vous voyez souvent des annotations JSON structurées comme suit :

```
{
  "timestamp": <timestamp>,
  "metrics": [
    {
      "name": <metric_name>,
      "alias": <alias>,
      "timestamp": <timestamp>,
      "dataType": <datatype>,
      "value": <value>
    },
    ...
  ],
  "seq": <sequence_number>
}
```

Il s'agit d'un format redéfini à partir des données binaires, qui n'a rien à voir avec les informations envoyées physiquement sur les ondes. En principe, l'extrait présenté ici nous montre tout ce que l'on peut attendre d'un message Sparkplug.

`timestamp`, utilisé depuis l'époque Unix, doit être indiqué en UTC et est un entier de 64 bits qui décrit les millisecondes écoulées. Le champ `metrics`, qui est ici « à valeur unique », contient les données



de l'utilisateur à transmettre dans le message.

Enfin, il existe un numéro de séquence qui, comme dans d'autres protocoles, permet de garantir l'intégrité de la transmission des données. Une explication complète des champs de données transmis dans les différents messages dépasserait le cadre de cet article et serait peu utile - si vous souhaitez réaliser une « implémentation de bas niveau », il est recommandé de consulter la section 6 de la spécification. Dans la pratique, les bibliothèques sont généralement utilisées pour effectuer l'implémentation.

Passons à la pratique !

Dans l'intérêt de garder la spécification « concrète », le document officiel mentionne le fait qu'un Raspberry Pi utilisant une carte d'E/S fait plus ou moins « officiellement » partie de la spécification et sert d'exemple d'implémentation d'un nœud Edge Sparkplug. Dans ce contexte, il est intéressant de savoir ce que nous voulons utiliser comme point d'entrée des données ou comme implémentation de l'application hôte (sur un PC).

Il convient de noter que la Fondation Eclipse propose une liste d'implémentations compatibles [6]. Pour être listé, un produit doit passer un test de compatibilité - mais cela dépasse le cadre de cet article. Eclipse Tahu [7] fournit également une bibliothèque *wrapper* presque clés en main qui facilite le déploiement des paquets.

Dans les étapes suivantes, nous voulons utiliser *Ignition* d'Inductive Automation - c'est l'une des rares implémentations d'un hôte Sparkplug.

Un courtier de messages est nécessaire en arrière-plan - l'auteur utilise Ubuntu 20.04 LTS, c'est pourquoi nous allons démarrer Mosquitto dans un conteneur Docker.

Un fichier de configuration est nécessaire ici - Mosquitto a sauvegardé la configuration dans la version 2.0.0, c'est pourquoi la connexion de clients anonymes n'est pas autorisée sans la modification montrée ici :

```
tamhan@TAMHAN18:~$ cat mosquitto.conf
allow_anonymous true
listener 1883
persistence true
persistence_location /mosquitto/data/
log_dest file /mosquitto/log/mosquitto.log
```

Le démarrage proprement dit se déroule ensuite comme suit :

```
tamhan@TAMHAN18:~$ docker run -it
-p 1883:1883 -p 9001:9001
-v $(pwd)/mosquitto.conf:/mosquitto/config/
mosquitto.conf eclipse-mosquitto
```

Après avoir configuré le courtier MQTT, l'étape suivante consiste à visiter le site web [8], où nous téléchargeons Ignition. Le logiciel est livré avec un assistant d'installation, qui est activé comme suit :

```
tamhan@TAMHAN18:~/Downloads$ chmod +x
ignition-8.1.25-linux-64-installer.run
tamhan@TAMHAN18:~/Downloads$
./ignition-8.1.25-linux-64-installer.run
```

Il convient de noter que cette commande ne démarre pas toujours le conteneur Mosquitto, alors que le système s'intègre plus tard dans le processus de démarrage de *systemd*. Si un comportement inhabituel se produit parce que le serveur Mosquitto n'a été démarré qu'après le conteneur de la plate-forme, il est possible d'y remédier avec la séquence de commandes suivante :

```
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/ignition$ ./ignition.sh stop
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/ignition$ ./ignition.sh start
```

Lors de l'installation, le mot de passe du superutilisateur est demandé afin d'effectuer l'« intégration ». Dans les étapes suivantes, l'auteur a décidé d'utiliser le répertoire d'installation */usr/local/bin/ignition* - ceci est important à savoir car le script requis ultérieurement pour la désinstallation y est caché.

Dans la zone de sélection des modules pour Ignition, vous devez d'abord sélectionner l'option *Custom* afin de marquer toutes les options dans la fenêtre de liste des modules qui apparaît ensuite. Il est primordial de sélectionner, entre autres, les paquets *Web Browser* et *Web Dev*. L'assistant d'installation propose ensuite de démarrer la plate-forme. Cela fonctionne normalement et est confirmé par un message de succès structuré comme suit :

```
INFO [IgnitionInstaller] [2023/03/12 22:15:50]:
Gateway Address: http://localhost:8088
```

Dans certains cas, le système se bloque. Vous devez alors vous rendre dans le répertoire d'installation pour forcer un redémarrage manuel :

```
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/ignition$ ./ignition.sh start
```

L'étape suivante consiste à visiter l'URL d'Ignition Gateway et à installer l'édition *Maker*. Il s'agit d'une version légèrement limitée du produit, qui est gratuite pour les utilisateurs non commerciaux.

Après le démarrage réussi (le message Ignition *Gateway is starting* pourrait apparaître à l'écran pendant un certain temps), nous sélectionnons l'option *Enable QuickStart* pour mettre la plate-forme dans un état « quick-start ready ».

Le système est entièrement modulaire en interne. C'est pourquoi, dans la première étape, nous optons pour l'option *Config Systems Modules* pour activer la gestion des modules. Apparaît alors un groupe d'archives prêtes à l'emploi [9] avec des modules de fournisseurs tiers - pour utiliser la plateforme Sparkplug, nous avons besoin des éléments *MQTT Transmission* et *MQTT Engine*, que nous installons un par un depuis l'interface web.

À l'étape suivante, nous passons à l'option de configuration *Config Mqttengine MQTT Engine Settings*, où nous sommes informés - comme le montre la **figure 3** - que l'instance Mosquitto située dans le conteneur Docker a été trouvée avec succès.

Il existe également un autre paramètre sous *Config Mqtttransmission*

Figure 3. L'instance Mosquitto a été automatiquement détectée.

MQTT Transmission Settings, dont l'exactitude doit également être vérifiée. Pour que la plate-forme du serveur reste compacte, le système est également conçu de manière modulaire. Le bouton Get Designer vous permet de télécharger un composant séparé appelé *Designer*, qui vous permet de configurer les paramètres existants dans la plate-forme. Téléchargez l'archive dans la première étape et décompressez-la - le démarrage effectif de l'application se fait alors comme avec n'importe quel autre utilitaire de ligne de commande :

```
tamhan@TAMHAN18:~/designerlauncher/app$  
./designerlauncher.sh
```

L'étape suivante consiste à établir un contact avec l'application *Designer* récemment lancée. Pour ce faire, nous choisissons d'abord l'option *Add Designer*, puis nous cliquons sur l'option *Localhost* pour ajouter une nouvelle « *platform entry* ». Le bouton *Open Designer* nous permet ensuite de modifier les informations.

Nous choisissons ensuite l'option *SampleQuickStart* et cliquons sur *Open* pour charger l'exemple de démarrage. En cliquant sur l'option

View Panels OPC Browser, un autre panneau s'ouvre, dans lequel différentes sources de données OPC sont disponibles. Développez la section *Expand Devices* pour afficher l'appareil [*Sample_Device*]. Une opération de glisser-déposer est alors nécessaire, comme le montre la figure 4.

Ensuite, nous devons veiller à fermer le Designer et à utiliser l'option *Save* (enregistrer) et *Close* (fermer) pour enregistrer et « charger » toutes les modifications apportées dans l'application locale. Nous pouvons alors revenir à l'interface web, où nous pouvons définir une nouvelle configuration en utilisant l'option *MQTT TRANSMISSION Settings Transmitters Create new Settings*. Il est alors important que le texte « *default* » soit saisi dans le champ *Tag Provider* - l'enregistrement des modifications met à jour le statut du système.

Ensuite, nous ouvrons la console de la station de travail, où nous activons le test *subscriber* contenu dans le paquet Mosquitto et le connectons au canal *spBv1.0/#*. La seule chose importante à savoir ici est que le symbole # sert de symbole de remplacement, généralement représenté par * :

```
tamhan@TAMHAN18:~$ mosquitto_sub  
-h localhost -t spBv1.0/#
```

Nos efforts sont récompensés par l'apparition de fichiers binaires, comme le montre la figure 5.

Configuration du Raspberry Pi

L'étape suivante nécessite un ordinateur de traitement - puisque la spécification fait référence au Raspberry Pi à plusieurs reprises, nous voulons l'utiliser dans les étapes suivantes. L'auteur utilise un Raspberry Pi 4 avec une version assez récente du système d'exploitation. La séquence de commandes suivante est nécessaire pour activer les composants :

```
pi@raspberrypi:~/sparkspace $ git clone  
https://github.com/eclipse/tahu.git  
Cloning into 'tahu'...  
.  
pi@raspberrypi:~/sparkspace  
$ cd tahu/java/examples/raspberry_pi  
pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/  
examples/raspberry_pi $ mvn clean install
```

Le code d'exemple fourni par la Fondation Eclipse n'est pas fonctionnel

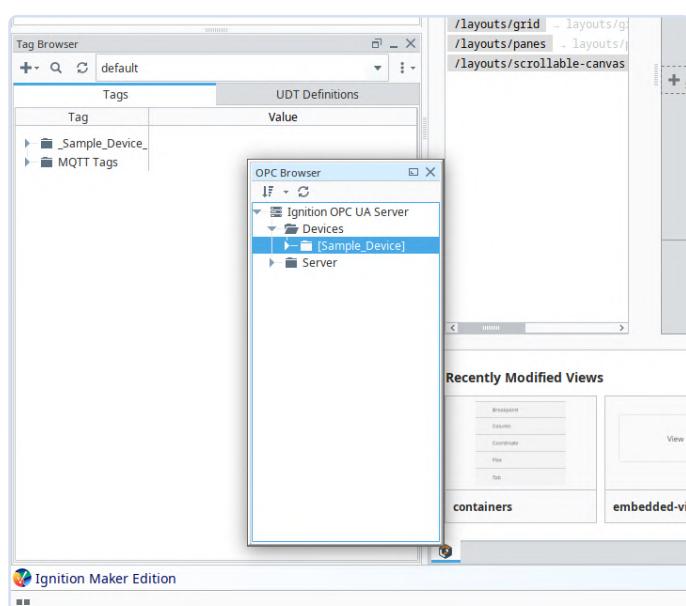


Figure 4. La fonction « glisser-déposer » dans la section « par défaut » est utile.



en soi, mais doit être complété par les dépendances et les bibliothèques nécessaires en utilisant la gestion des paquets Maven dans la première étape.

L'étape suivante concerne le fichier *SparkplugRaspberryPiExample.java*, que l'on peut ouvrir dans un éditeur comme suit :

```
pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/  
examples/raspberry_pi/src/main/java/  
org/eclipse/tahu $ pico SparkplugRaspberryPiExample.java
```

L'exemple de code suppose qu'un courtier MQTT externe sera responsable du traitement effectif des informations. Dans la configuration des postes de travail de l'auteur, son adresse IP est 192.168.1.68, c'est pourquoi une adaptation est nécessaire :

```
public class SparkplugRaspberryPiExample  
implements MqttCallbackExtended {  
    private static final String  
        DFLT_MOTT_SERVER_HOST_NAME = «192.168.1.68»;
```

Ensuite, Maven doit être rappelé pour télécharger les éléments manquants :

```
pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/  
examples/raspberry_pi $ ls  
dependency-reduced-pom.xml pom.xml  
src target THIRD-PARTY.txt  
pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/  
examples/raspberry_pi $ mvn clean install
```

Si vous avez déjà installé une version de Java sur votre Raspberry Pi, vous pouvez lancer le programme résultant comme suit :

```
pi@raspberrypi:~/sparkospace/tahu/java/  
examples/raspberry_pi/target $ java  
-jar example_raspberry_pi-1.0.1.jar
```

Dans la plupart des cas, une erreur se produit à ce stade, liée à la bibliothèque *libdio* - ce n'est pas critique pour nous, car nous nous pencherons sur la structure du programme à l'étape suivante et nous voulons examiner de plus près certains aspects intéressants.

Tout d'abord, nous examinerons le calcul du numéro de séquence, qui s'effectue de la manière suivante :

```
// Used to get the sequence number
private long getNextSeqNum() {
    long retSeq = seq;
    if (seq == 256) {
        seq = 0;
    } else {
        seq++;
    }
    return retSeq;
}
```

Il est également intéressant d'examiner le format dans lequel les informations fournies par la carte d'E/S (qui n'est pas utilisée ici) sont présentées pour être interprétables par l'hôte. Le code nécessaire à cet effet ressemble à ceci :

```
SparkplugBPayload payload =  
    new SparkplugBPayloadBuilder(getNextSeqNum())  
        .setTimestamp(new Date())  
    // Create an «Inputs» folder of process variables
```

```
tamhan@TAMHAN18:~$ mosquitto_sub -h localhost -t spBv1.0/#  
♦♦♦0  
  
RandomShort1♦♦♦♦0 8JP0  
  
RandomShort2♦♦♦♦0 8JP?%  
RandomDouble1♦♦♦♦0  
8Ji♦♦♦  
    &qN@%  
RandomDouble2♦♦♦♦0  
8Jib8♦♦Q@  
  
RandomLong2♦♦♦♦0 8JX%  
  
RandomLong1♦♦♦♦0 8JX  
RandomInteger2♦♦♦♦0 8JP  
RandomInteger1♦♦♦♦0 8JP
```

Figure 5. Les caractères spéciaux indiquent qu'il s'agit de données binaires.

```

.addMetric(new MetricBuilder
(PibrellaInputPins.A.getPin().getDescription(),
MetricDataType.Boolean,
pibrella.getInput(PibrellaInputPins.A)
.isHigh()).createMetric())
.addMetric(new MetricBuilder
(PibrellaInputPins.B.getPin().getDescription(),
MetricDataType.Boolean,
pibrella.getInput(PibrellaInputPins.B).
isHigh()).createMetric())
...
.createPayload();

// Publish the Device BIRTH Certificate now
executor.execute(
new Publisher(NAMESPACE + «/» +
groupId + «/DBIRTH/» +
edgeNode + «/» + deviceId, payload));

```

Les messages sont alors généralement reçus de la même manière en utilisant l'API Target :

```

public void messageArrived
(String topic, MqttMessage message) throws Exception {
System.out.println(«Message Arrived on topic « + topic);

// Initialize the outbound payload if required.
SparkplugBPayloadBuilder outboundPayloadBuilder =
new SparkplugBPayloadBuilder
.getNextSeqNum()).setTimestamp(new Date());

String[] splitTopic = topic.split(«/»);
if (splitTopic[0].equals(NAMESPACE) &&
splitTopic[1].equals(groupId) &&
splitTopic[2].equals(«NCMD») &&
splitTopic[3].equals(edgeNode)) {

SparkplugBPayload inboundPayload =
new SparkplugBPayloadDecoder().
buildFromByteArray(message.getPayload());
...

```

Dans ce contexte, il est également intéressant de noter que le standard est capable de traiter des charges utiles étendues. Un bon exemple en est la boucle `for` suivante, qui énumère les différentes commandes fournies sur le Raspberry Pi :

```

SparkplugBPayload inboundPayload =
new SparkplugBPayloadDecoder().
buildFromByteArray(message.getPayload());

for (Metric metric : inboundPayload.getMetrics()) {
System.out.println(«Metric: « +
metric.getName() + « :: « +
metric.getValue());

```

```

if (metric.getName().equals
(«Node Control/Next Server»)) {
System.out.println(«Received a Next Server command.»);
} else if (metric.getName().
equals(«Node Control/Rebirth»)) {
publishBirth();
} else if (metric.getName().
equals(«Node Control/Reboot»)) {
System.out.println(«Received a Reboot command.»);
} else if (metric.getName().
equals(«Node Control/Scan Rate ms»)) {
scanRateMs = (Integer) metric.getValue();
if (scanRateMs < 100) {
// Limit Scan Rate to a minimum of 100ms
scanRateMs = 100;
}
}

```

Pour les étapes suivantes, cependant, nous voulons utiliser un exemple un peu plus simple, qui est disponible sous `/home/pi/sparkspace/tahu/java/examples/simple/src/main/java/org/eclipse/tahu.`

Ouvrez d'abord le fichier Java et ajustez deux des dizaines de variables membres :

```

public class SparkplugExample
implements MqttCallbackExtended {

// HW/SW versions
...
private String serverUrl =
«tcp://192.168.1.68:1883»;
private long PUBLISH_PERIOD = 1000;
// Publish period in milliseconds

```

Comme précédemment, vous devez bien entendu adapter la valeur stockée dans la variable `serverUrl` à la situation de votre réseau. La réduction du délai `PUBLISH_PERIOD` permet alors une transmission plus rapide des données à l'application principale.

Après avoir enregistré le fichier modifié, il est nécessaire de retourner dans le répertoire racine du projet et de lancer une nouvelle compilation avec l'outil de gestion de paquets Maven :

```

pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/
examples/simple $ mvn clean install

```

Le passage au dossier racine est principalement nécessaire parce que le fichier `pom.xml` s'y trouve - il est chargé de contrôler la compilation générale du projet.

La récompense de nos efforts est un fichier `.jar`, qui se trouve dans le répertoire `~/sparkspace/tahu/java/examples/simple/target`. L'activation se fait ensuite :

```

pi@raspberrypi:~/sparkspace/tahu/java/
examples/simple/target $ java

```



-jar example_simple-1.0.1.jar

Pour voir les résultats, vous devez revenir à l'application Designer, où le résultat s'affiche comme le montre la **figure 6**.

Pour les oublious : Réinitialisation de la passerelle

Soyons honnêtes : il est facile d'oublier le mot de passe de la passerelle. Heureusement, ce problème n'est pas difficile à résoudre. Allez dans le répertoire d'installation et exécutez les trois commandes suivantes :

```
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/ignition$ ./gwcmd.sh --passwd
Password has been reset. Gateway needs to be restarted.
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/
ignition$ ./ignition.sh stop
Stopping Ignition-Gateway...
tamhan@TAMHAN18:/usr/local/bin/
ignition$ ./ignition.sh start
Starting Ignition-Gateway with systemd...
Waiting for Ignition-Gateway...
running: PID:382296
```

Après avoir redémarré la passerelle, vous pouvez vous connecter via l'URL - la passerelle présente alors au premier utilisateur une fenêtre dans laquelle vous pouvez spécifier un nouveau nom d'utilisateur et le mot de passe correspondant pour le compte de l'administrateur.

Un système efficace

Avec Sparkplug, la Fondation Eclipse entre dans la course avec un écosystème solide qui semble bien adapté pour « dominer » la prolifération incontrôlée que l'on peut sans doute trouver dans le domaine du MQTT. Cependant, comme dans le cas de nombreux autres systèmes, la véritable valeur d'un tel standard ne devient apparente que lorsqu'il est largement adopté. L'effet de réseau est incontournable. ↵

230038-04

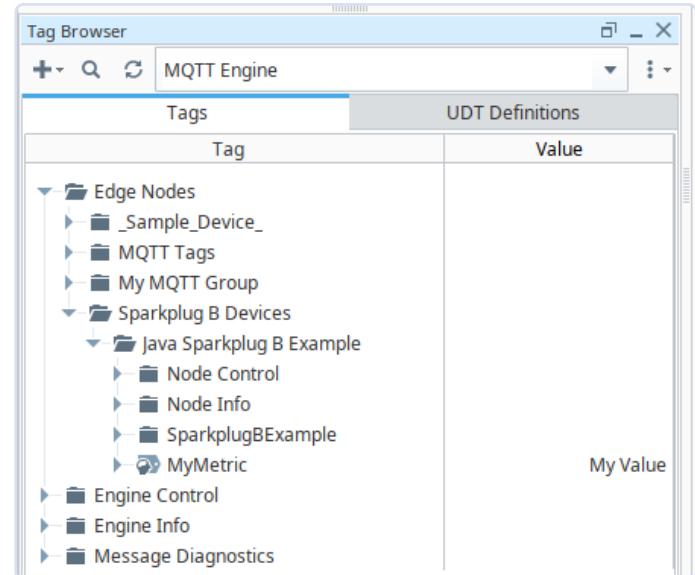


Figure 6. Assurez-vous que la boîte combo est correctement paramétrée.

Questions ou commentaires ?

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

À propos de l'auteur

Avec plus de 20 ans d'expérience, Tam Hanna est un ingénieur spécialisé dans l'électronique, l'informatique et les logiciels. Il est designer indépendant, auteur de plusieurs ouvrages et journaliste (@tam.hanna sur Instagram). Durant ses moments libres, il se consacre à la conception et à la production de solutions imprimées en 3D. Il nourrit également une passion pour le commerce et la dégustation de cigares haut de gamme.

LIENS

- [1] MQTT basics: <https://hivemq.com/mqtt>
- [2] MQTT: Last Will: <https://hivemq.com/blog/mqtt-essentials-part-9-last-will-and-testament>
- [3] Standard document : <https://sparkplug.eclipse.org/specification/version/3.0/documents/sparkplug-specification-3.0.0.pdf>
- [4] Google Protocol Buffers : <https://developers.google.com/protocol-buffers>
- [5] MQTT: Topics : <https://hivemq.com/blog/mqtt-essentials-part-5-mqtt-topics-best-practices>
- [6] Logiciel Sparkplug : <https://sparkplug.eclipse.org/compatibility/compatible-software>
- [7] Eclipse Tahu : <https://github.com/eclipse/tahu>
- [8] Inductive Automation Ignition download: <https://inductiveautomation.com/downloads>
- [9] Modules tiers : <https://inductiveautomation.com/downloads/third-party-modules/8.0.17>

contrôleur de tube cathodique



Figure 1. Intel 8275 CRTC. (Source : Jameco Electronics)

David Ashton (Australie)

Dans les années 80, afficher du texte sur des écrans était une tâche herculéenne, loin de la facilité du *plug-and-play* d'aujourd'hui. Pensons à ceux qui manipulaient les contrôleurs de tubes cathodiques (CRTC), ces héros méconnus du début de l'informatique.

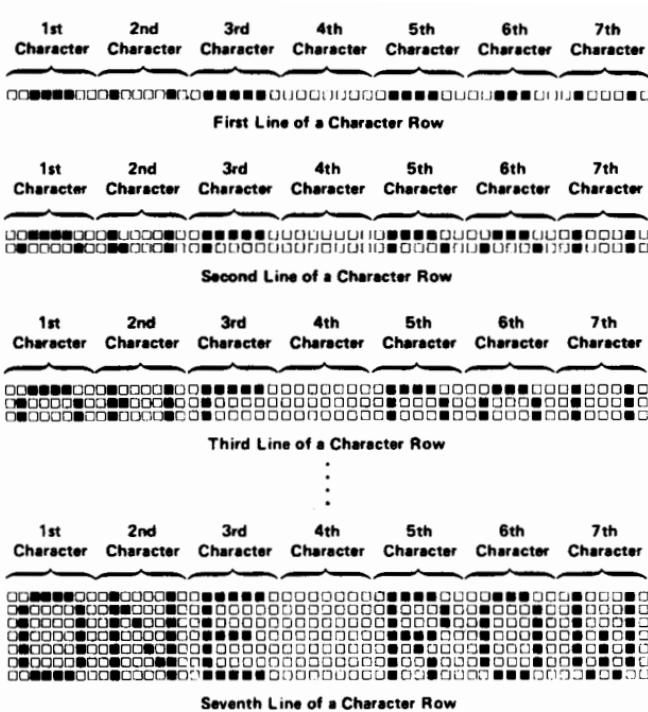


Figure 2. Constitution d'un texte à partir de lignes de pixels - avec une matrice de 5x7 caractères. (Source : Intel)

De nos jours, afficher du texte ou même des graphiques ou des films avec votre microcontrôleur est... eh bien, peut-être pas un jeu d'enfant, mais reste assez facile. Vous pouvez utiliser l'un des afficheurs LCD répandus, ou si votre microcontrôleur est un peu plus haut de gamme comme un Raspberry Pi, il suffit de brancher un moniteur HDMI. Il existe des bibliothèques de logiciels qui permettent d'afficher assez facilement le contenu souhaité.

Pensez donc aux concepteurs de microprocesseurs des années 80. Les afficheurs LCD étaient encore rudimentaires, adaptés principalement pour les calculatrices. On était restreint à l'utilisation de LED ou de quelques afficheurs à sept segments, multiplexés afin d'économiser les précieuses lignes d'E/S. Les moniteurs CRT étaient disponibles, mais comment générer tous ces signaux vidéo avec leurs timing et niveaux précis ?

C'était la tâche du CRTC, ou contrôleur de tube cathodique. Il s'agissait de puces périphériques, souvent dotées de 40 broches (**figure 1**), proposées par les principaux fabricants de microprocesseurs, pour faciliter l'affichage de texte sur les moniteurs CRT. Ces derniers nécessitaient que les données des pixels soient écrites à l'écran, ligne par ligne, utilisant généralement jusqu'à 600 lignes. Pour un signal TV, la ligne présente des niveaux de luminosité variables, mais pour l'affichage de texte, les niveaux sont soit hauts (pour afficher un point), soit éteints (pas de point). De cette manière, il est possible d'afficher des motifs de points pour composer des caractères et des symboles lisibles (voir **figure 2**).

Ces puces étaient utilisées avec un générateur de caractères (CG) ROM. Ceux-ci avaient généralement sept lignes d'adresse de caractères, qui étaient pilotées par le code ASCII du caractère à générer, et, pour chaque code ASCII, ils émettaient le modèle de pixel pour

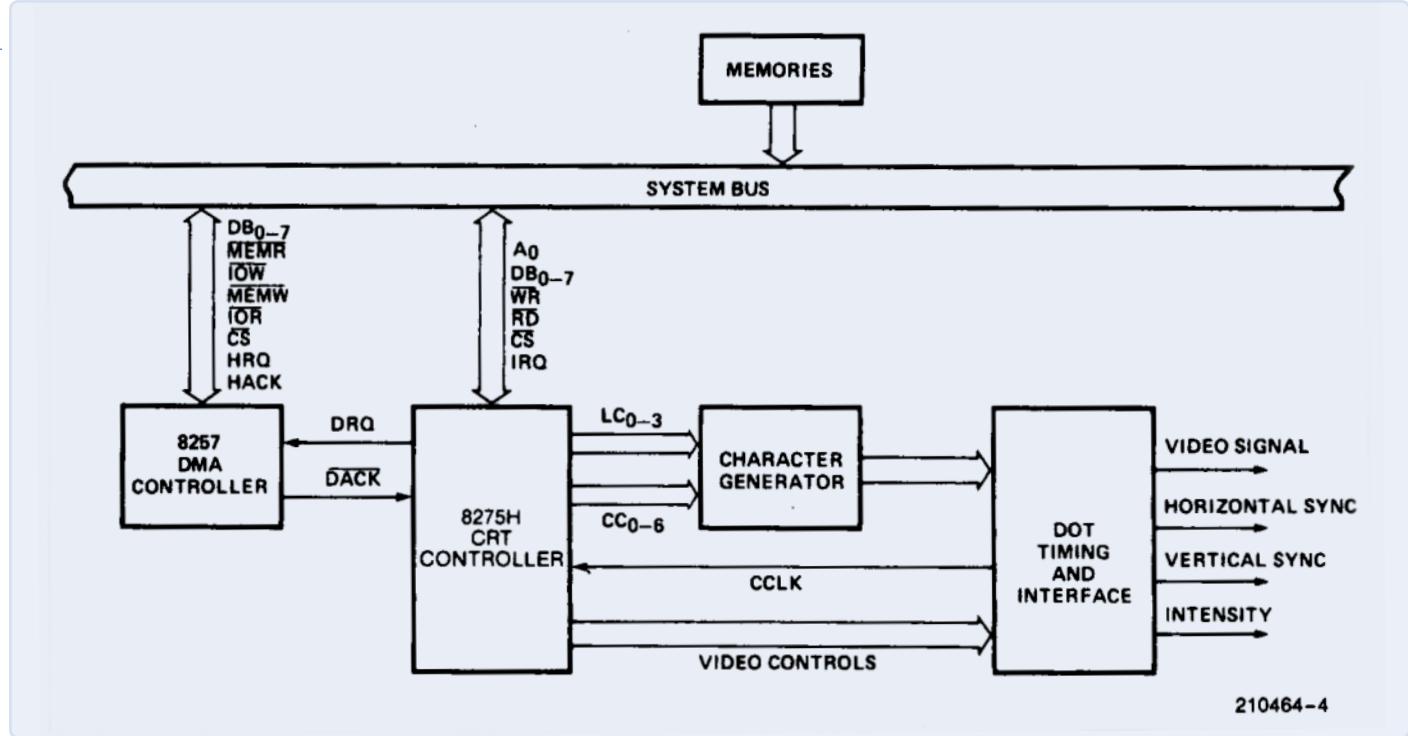


Figure 3. Schéma fonctionnel d'un CRTC. (Source : Intel)

210464-4

ce caractère, stocké sous forme de lignes et de colonnes. Les formats de caractères courants étaient de 5×7 points de haut, et de 7×9 pour une meilleure résolution. Le CRTC sélectionnait la ligne d'un caractère en utilisant un plus grand nombre de lignes d'adresse (appelées nombre de lignes).

Affichage de caractères, ligne par ligne

Le CRTC commence par transmettre à la CG-ROM le code du premier caractère, à l'adresse correspondant à la ligne 1, pour obtenir la rangée supérieure de pixels. Il change ensuite l'adresse à celle du deuxième caractère, et obtient la rangée supérieure de pixels. Cette opération se répète pour chaque caractère jusqu'à la fin de la ligne. Le CRTC modifie alors l'adresse pour passer à la deuxième ligne de pixels et réitère le processus pour chaque caractère de la ligne. Tout au long de ce processus, les pixels du CG sont transmis en série au moniteur. Ainsi, une ligne complète de caractères est affichée sur l'écran. Ensuite, une nouvelle ligne de caractères est chargée dans la mémoire du CRTC, qui répète le processus pour une autre ligne de caractères. Il était possible de programmer jusqu'à 80 caractères × 64 lignes, et le CRTC générait également les signaux de synchronisation horizontale et verticale. La plupart des CRTC disposaient uniquement de la mémoire nécessaire pour stocker deux lignes de codes de caractères. L'une était traitée pendant que l'autre était chargée. En général, on utilisait l'accès direct à la mémoire (DMA) - ce qui permettait de réduire la charge sur le microprocesseur (**figure 3**).

Ils intégraient également des fonctions supplémentaires comme la détection de pointeur lumineux. Ainsi, un stylo ou un pistolet (pour les jeux vidéo) doté d'une résistance ou d'un transistor sensible à la lumière pouvait servir à enregistrer les coordonnées à l'écran où le pointeur était dirigé. La position du curseur pourrait être programmée et un bloc de caractères entier s'illumine pour afficher le curseur. Les CRTC offraient aussi la possibilité de configurer des attributs spécifiques pour chaque caractère, permettant par exemple de les souligner, de les afficher à l'envers, en surbrillance ou en mode clignotant.

J'ai travaillé sur des systèmes de terminaux qui utilisaient des CRTC, mais je n'ai jamais eu l'occasion de les programmer. Ils simplifiaient certes le travail du concepteur de système, mais leur configuration nécessitait encore un effort pour les configurer en fonction du format de caractère et d'écran utilisé, et pour programmer l'accès DMA.

La prochaine fois que vous éprouverez des difficultés à utiliser un écran LCD, qu'il soit textuel ou graphique, pensez aux concepteurs d'antan qui devaient maîtriser les subtilités des CRTC ! ↗

240058-04



À propos de l'auteur

David Ashton est né à Londres, a grandi en Rhodésie (aujourd'hui Zimbabwe), a vécu et travaillé au Zimbabwe et vit aujourd'hui en Australie. Depuis son plus jeune âge, il a été passionné par l'électronique. La Rhodésie n'étant pas un centre majeur pour l'électronique, il a dû apprendre à s'adapter et à trouver des solutions créatives. Il a acquis très tôt des compétences en adaptation, substitution et recherche de composants, des compétences dont il est toujours fier. Il a dirigé un laboratoire d'électronique mais a principalement travaillé dans les télécommunications.

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

éclairage à commande radar

comment éclairer automatiquement un escalier en détectant une présence humaine

Gino de Cock (Belgique)

Il existe déjà des systèmes d'éclairage et des détecteurs de présence commandés par des capteurs de mouvement à infrarouge (PIR), et ils sont omniprésents. Ces dispositifs fonctionnent assez bien, mais seulement pour les cibles en mouvement émettant de la chaleur. De leur côté, les détecteurs de présence à base de radars offrent une meilleure précision et sont capables de repérer une présence immobile. Ils conviennent donc à la commande automatique de l'éclairage dans les bureaux et les pièces sombres de petites dimensions. Dans cet article, nous utilisons un radar de ce type pour allumer et éteindre la lumière dans un escalier sombre.

Vous connaissez certainement ces systèmes d'éclairage automatiques commandés par des détecteurs de mouvement à infrarouge (PIR). Ils s'allument lorsque vous passez devant et s'éteignent automatiquement une fois le mouvement disparu. Aussi pratiques soient-ils, ces détecteurs ont leur propre autonomie, ce qui les amène parfois à se comporter de manière un peu bizarre. Avec l'introduction de détecteurs de présence peu coûteux à base de radars, il est désormais possible de résoudre certains des problèmes liés aux capteurs PIR. Les détecteurs radar détectent une présence réelle même lorsque vous ne bougez pas, ce qui permet de garder la lumière allumée, par exemple, lorsque vous lisez dans les toilettes. Comme il s'agit d'un radar, il est à l'abri de fausses détections positives dues,

par exemple, à des conditions de luminosité changeantes, à une abeille ou à de l'air chaud en mouvement.

Module radar HLK-LD2410

Le capteur HLK-LD2410 [1] est un module de détection de présence humaine à haute sensibilité. Il fonctionne dans la bande de longueurs d'onde de 1,2 cm (24 GHz) pour les services d'amateurs, les satellites d'amateurs, la radiolocalisation et l'exploration terrestre par satellite, loin de la bande Wi-Fi de 2,4 GHz, très active. Développé par Hi-Link Electronics, le module permet la détection d'une présence humaine physique pour les systèmes domotiques. Son principe de fonctionnement repose sur un radar à ondes continues modulées en fréquence (FMCW)



Source : Adobe stock

qui permet de détecter les corps humains en mouvement ou immobiles.

La théorie des radars FMCW en bref

Le radar repose sur deux principes de fonctionnement. Premièrement, il utilise l'effet Doppler pour détecter les objets. Un signal en ondes continues (CW) est transmis, puis réfléchi par des matériaux conducteurs comme du métal ou de l'eau, et donc aussi par le corps humain. Lorsque l'objet réfléchissant (la cible) est en mouvement, la longueur d'onde du signal réfléchi (et donc sa fréquence) change proportionnellement à la vitesse de la cible. C'est ce que l'on appelle l'effet Doppler. Nous le connaissons tous grâce au son des voitures et des trains qui passent. Le son est plus aigu lorsque le véhicule se rapproche de vous et plus grave lorsqu'il s'éloigne.

Il est possible d'effectuer la mesure de la distance d'une cible avec un radar CW en ajoutant une modulation de fréquence (FM). Lorsque la fréquence du signal est balayée linéairement vers le haut (ou vers le bas), le signal réfléchi reçu n'a pas la même fréquence instantanée que le signal émis, car il est retardé. Les deux fréquences sont légèrement différentes et cette différence est proportionnelle à la distance entre l'émetteur et la cible. Toutefois, comme il existe également un effet Doppler, cette méthode ne fonctionne avec



Figure 1. L'auteur a utilisé le circuit décrit dans cet article pour éclairer un escalier en toute sécurité. La lumière ne doit en aucun cas s'éteindre lorsque quelqu'un se trouve dans l'escalier. La bande de LED est montée sous la rampe et éclaire les marches. Le capteur est placé en haut de l'escalier, de sorte que toutes les marches sont à portée du radar.

précision que pour des objets statiques ou se déplaçant lentement.

Toute la complexité de l'explication donnée ici est ramenée à une sortie numérique unique à l'intérieur du module HLK-LD2410 pour indiquer l'état de la cible détectée. La sortie est au niveau haut lorsqu'une personne est détectée, qu'elle soit en mouvement ou non. L'application qui utilise le module radar peut donc rester simple, puisqu'elle n'a à réagir qu'à un état binaire.

Le circuit

L'application décrite dans cet article est un système d'éclairage automatique pour escalier (**figure 1**). Un détecteur de présence humaine utilisant un radar déclenche la lumière lorsqu'une personne est détectée, et l'éteint dans le cas contraire. En outre, le système ne doit fonctionner que lorsque l'intensité de la lumière ambiante est faible (détection de l'obscurité). Le schéma du circuit est présenté à la **figure 2**.

Une photorésistance (LDR, R2) sert à déterminer l'obscurité. Lorsqu'il fait sombre, la résistance R2 est haute, bien plus que la valeur de $R_1 + P_1$, de sorte que la tension sur la grille de

IC1 est haute. IC1 se trouve ainsi activé, ce qui a pour effet de placer à l'état bas la grille du MOSFET à canal P T1. T1 commence ainsi à conduire et déclenche MOD1, module convertisseur CC-CC économique. Le module radar MOD2 s'allume également et la détection de la présence humaine est activée. Le circuit est ainsi armé, ce qu'indique le témoin LED1. En l'absence de présence humaine, la sortie de MOD2 est basse, le MOSFET à canal N T2 se bloque et la charge (chaîne de LED) n'est pas alimentée. Si une présence humaine se manifeste, la sortie de MOD2 passe à l'état haut et déclenche T2, qui à son tour active la charge. Comment faire plus simple ?

Ambiance discothèque involontaire

Une chose pourrait cependant être améliorée : lorsque la lumière est allumée, la photorésistance ne perçoit plus l'obscurité. La tension sur la grille du circuit intégré IC1 diminue et il se bloque. Le reste du circuit se met hors tension et la lumière s'éteint. Ensuite, la photorésistance détecte l'obscurité et déclenche IC1, etc. Le système commence donc à osciller. Pour éviter cet effet d'ambiance discothèque,

les composants R4 et IC2 ont été ajoutés. IC2 a la même fonction qu'IC1, sauf qu'il est contrôlé par la sortie du module radar au lieu de la photorésistance. IC1 et IC2 ont des sorties à collecteur ouvert et peuvent donc être connectés en parallèle pour piloter T1 dans une configuration de OU logique câblé. Dès qu'une présence humaine est détectée, le circuit IC2 est activé. Le circuit reste ainsi alimenté de la même manière qu'IC1, même lorsque ce dernier est désactivé. Ainsi, la lumière ne s'éteint que lorsque la présence humaine a disparu. Cette configuration garantit que le circuit possède deux états stables.

Alimentation

Le circuit est destiné à piloter une simple chaîne de LED alimentée en continu sous une tension de 24 V maximum. Cette tension s'applique aux broches 3 (+) et 4 (-) du connecteur K1. La charge est connectée aux broches 2 (+) et 1 (-).

Le module radar fonctionne en 5 V continu. À cet effet, le module MOD1, convertisseur continu-continu MP1584 économique, sert à abaisser la tension d'alimentation de la chaîne de LED à une valeur appropriée pour le module radar. Les modules convertisseurs continu-continu à base de MP1584 sont disponibles en ligne dans de nombreuses variantes, réglables ou avec tension de sortie fixe. Les deux versions sont applicables, même si la tension de sortie n'est pas de 5 V, car il suffit de modifier la valeur d'une résistance pour obtenir

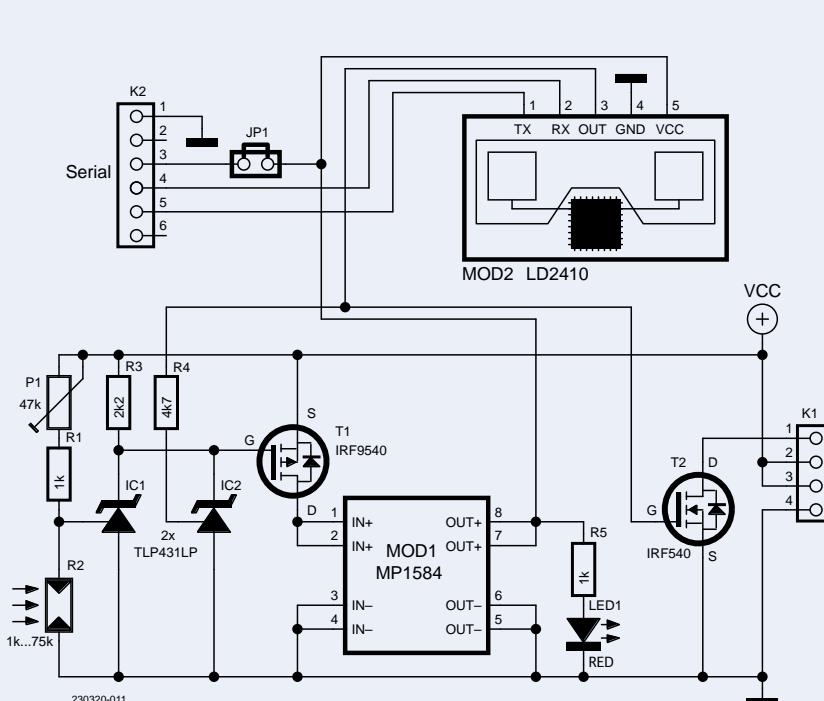


Figure 2. Le schéma. L'utilisation de deux modules bon marché rend la conception simple et économique.

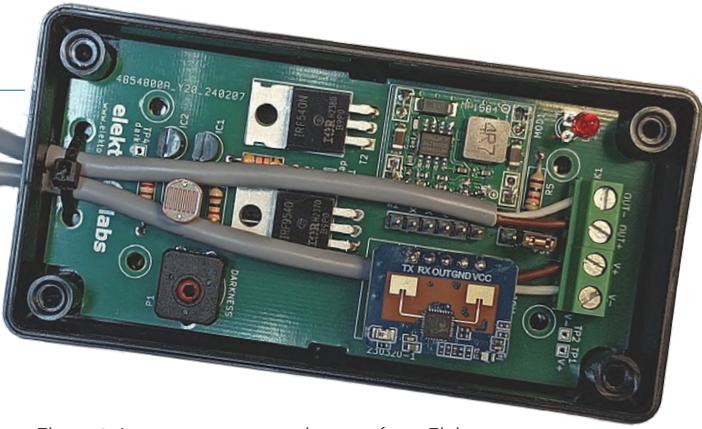


Figure 3. Le prototype construit et testé par Elektor Labs tient dans un boîtier en plastique économique.

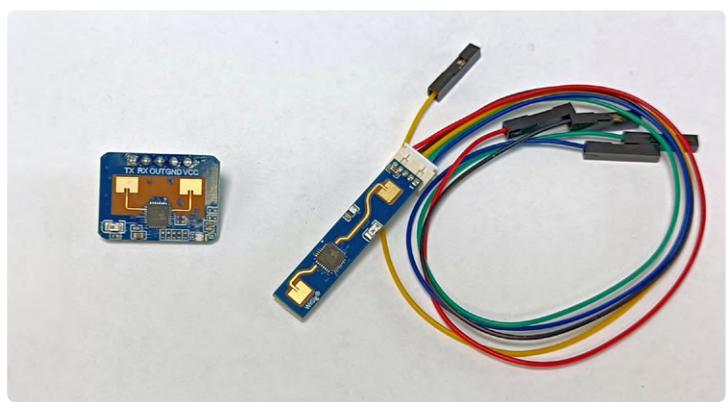


Figure 4. Deux versions de détecteur de présence humaine basés sur le HLK-LD2410. L'une et l'autre peuvent être utilisées avec notre circuit imprimé.

une sortie de 5 V. Pour calculer la valeur de la résistance, appliquez l'équation suivante :

$$V_{out} = 0.8 \frac{R_A + R_B}{R_B}$$

Ici, R_A est la résistance entre la broche 4 du circuit intégré MP1584 et V_{out} ; R_B est la résistance entre la broche 4 et la masse GND. Sur le module utilisé pour notre prototype, R_B avait une valeur de 8,2 kΩ. Comme le module était configuré pour une sortie de 12 V, R_A avait une valeur de 115 kΩ. Pour abaisser la sortie à 5 V, R_A doit avoir une valeur de 43 kΩ. Sur notre prototype, cela peut se faire en soudant une résistance de 68 kΩ en parallèle à R_A . Une autre solution consiste à remplacer R_A par une résistance de 39 kΩ en série avec une résistance de 3,9 kΩ (lorsque $R_B = 8,2$ kΩ).

Circuit imprimé

Pour ce projet, le labo d'Elektor a conçu un petit circuit imprimé, avec des points de test destinés à vérifier certains signaux vitaux.

La carte s'insère dans un boîtier bon marché en matière plastique (ABS), de référence 1591XXA, proposé par Hammond (**figure 3**). Le radar offre une bonne pénétration de la coque et ne nécessite pas de trous à l'avant. Le boîtier est ainsi plus esthétique. Bien que la sensibilité soit concentrée devant l'antenne, si vous voulez éviter la détection par l'arrière, protégez cette zone à l'aide d'un film métallique.

Le module radar HLK-LD2410 se présente sous au moins deux formes différentes (**figure 4**) : une carte de 16 × 22 mm, munie d'une grande barrette à 5 voies au pas de 0,1 pouce, et une carte de 7 × 39 mm longue et étroite, dotée d'un petit connecteur au pas de 0,05 puce. Bien que les deux types puissent être utilisés, leurs connecteurs ne sont pas câblés de la même manière. Les signaux du premier type se présentent dans l'ordre TX, RX, OUT, GND et VCC, alors que le second est ordonné comme suit : OUT, TX, RX, GND et VCC. Le circuit imprimé est câblé pour le premier type, mais il y a de la place pour le second. Le module long et étroit que nous avons commandé est livré avec un

câble adaptateur facile à connecter au circuit imprimé. Ainsi, il est possible de mettre en œuvre l'une ou l'autre version de ce module, et ce, sans manipulations excessives.

Le connecteur d'alimentation K1 se monte « en regardant vers le bas », ce qui signifie que les fils de l'alimentation et de l'éclairage passent par-dessus le circuit imprimé jusqu'au côté opposé, le plus court. Les deux trous situés de ce côté peuvent servir à alléger la traction, par exemple avec un collier de serrage (voir **figure 3**). Cependant, si vous voulez faire les choses autrement, n'hésitez pas.

Configuration du radar

Le module HLK-LD2410 est prêt à l'emploi, mais il peut être configuré via un port série à l'aide d'un programme Windows appelé *LD2410 Tool* [2]. D'où la présence du connecteur K2, port série câblé pour un câble USB-série 3,3 V compatible FTDI.

Le module radar doit bien sûr être alimenté pour pouvoir le configurer, et il y a deux façons de le faire : à l'aide du câble USB-série (JP1 fermé) ou à partir de l'alimentation du circuit (JP1 ouvert). Dans ce dernier cas, il faut s'assurer que la photorésistance est dans l'obscurité, sinon le circuit ne s'allumera pas. Utilisez P1 pour ajuster l'intensité de la lumière (le niveau d'obscurité) qui allume le circuit.

Une fois le module radar alimenté, vous pouvez le configurer. Commencez par vous connecter au module. L'outil offre deux modes principaux. Pour aligner le radar, il est préférable d'activer le mode *Engineering* (Ingénierie) et de cliquer sur *Start* (Démarrer) (**figure 5**). La détection en direct s'affiche alors sous la forme de deux graphiques. À gauche, la cible en mouvement et à droite, la cible immobile. L'ouverture de détection se divise en huit portes de 75 cm chacune. Il est possible de régler la sensibilité de chaque porte de 0 à 100, 100 étant la moins sensible (ce qui signifie « désactiver cette porte pour la détection »). Si la ligne bleue ou rouge atteint ou croise la ligne verte, la broche de



Figure 5. Pour configurer le radar, utilisez l'outil appelé *LD2410 Tool*.

Figure 6. Le prototype construit par l'auteur.

sortie passe au niveau haut. Si les niveaux de sensibilité choisis vous satisfont, cliquez sur *Config* pour enregistrer les paramètres de façon permanente dans le capteur.

Voilà, votre détecteur de présence humaine est opérationnel (**figure 6**). Une autre idée d'application serait un détecteur de mouvement à lumière rouge / lumière verte (comme dans la série télévisée populaire *Squid Game*), où une personne doit se trouver à un certain endroit mais n'est pas autorisée à se déplacer. Bonne réalisation ! 

VF : Pascal Godart — 230320-04



À propos de l'auteur

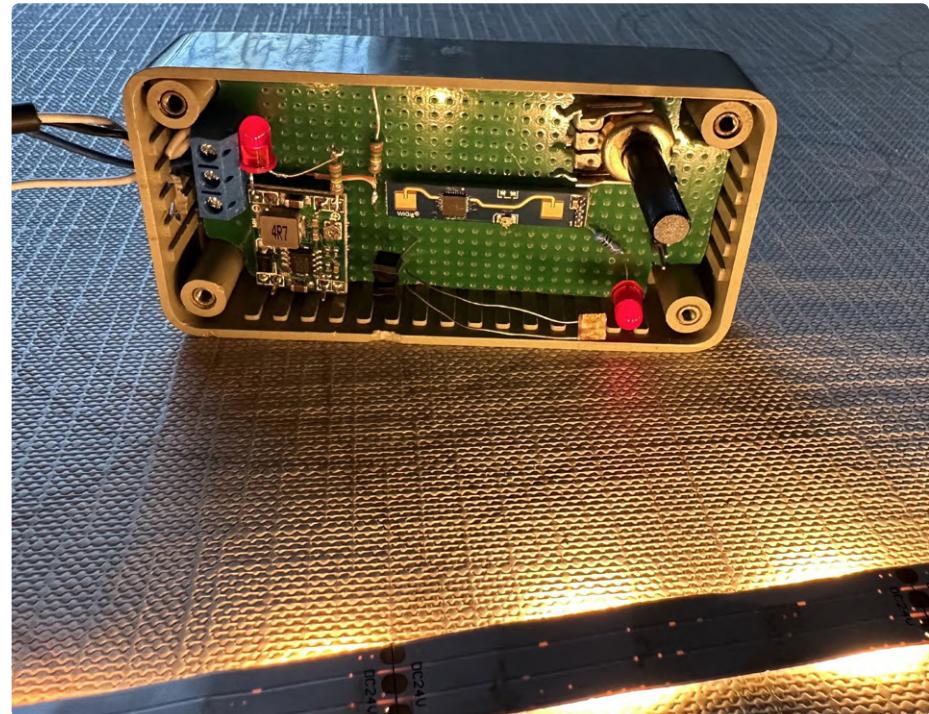
Au cours de ses études d'électronique et dans les années qui ont suivi, Gino de Cock a élargi ses compétences en réparant des téléviseurs. Aujourd'hui, il se consacre pleinement au monde dynamique de l'industrie de la radiodiffusion. Mais dès qu'un défi intéressant se présente à lui, il enfile à nouveau sa « casquette d'électronicien ».



Gino de Cock précise : « Je ne serais pas là où je suis aujourd'hui sans les conseils de l'incroyable Benjamin Van Osselaer. Il n'était pas seulement un maître de la télévision, il était mon mentor, et je saisiss cette occasion pour lui exprimer ma profonde gratitude pour ses enseignements et son inspiration inestimables. »

Questions ou commentaires ?

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



Liste des composants

Résistances (traversantes, 0,25 W)

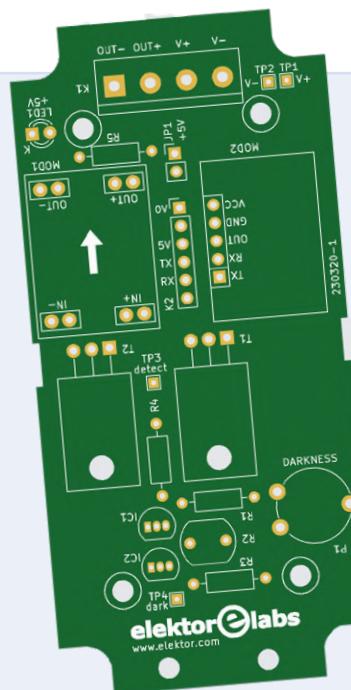
R1, R5 = 1 kΩ
R2 = photorésistance
R3 = 2,2 kΩ
R4 = 4,7 kΩ
P1 = résistance variable multi-tours 47 kΩ

Semi-conducteurs

IC1, IC2 = TL431, TO92
LED1 = LED 3 mm, rouge
T1 = IRF9540
T2 = IRF540

Divers

JP1 = barrette 2 broches, pas de 2,54 mm + cavalier
K1 = bornier à vis pour 4 broches, pas de 5 mm
K2 = barrette 6 broches, pas de 2,54 mm
MOD1 = convertisseur continu-continu MP1584
MOD2 = module radar HLK-LD2410 + support 5 broches, pas de 2,54 mm
Boîtier Hammond 1591XXA



Produits

- **SunFounder Kepler Kit (Ultimate Kit SunFounder Kepler (Kit de démarrage ultime pour Raspberry Pi Pico W))**
www.elektor.fr/20730
- **Capteur de distance à ultrasons Seeed Studio Grove**
www.elektor.fr/20027

LIENS

- [1] Détecteur de présence humaine HLK-LD2410 : <https://hlktech.net/index.php?id=988>
- [2] Outil de configuration LD2410 : <https://h.hlktech.com/Mobile/download/fdetail/204.html>

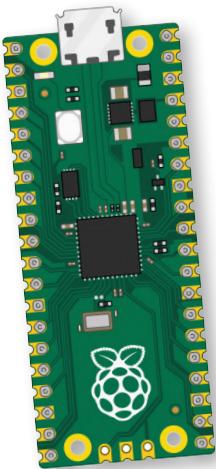


niveau à bulle électronique et disque stroboscopique actif pour **platines** **vinyle**

régler votre platine vinyle avec cet outil tout-en-un

Antonello Della Pia (Italie)

Pour un fonctionnement optimal, une platine vinyle doit être placé parfaitement à l'horizontale et tourner à la bonne vitesse. L'outil que nous présentons, basé sur le Raspberry Pi Pico permet de vérifier ces deux aspects. De plus, grâce à une approche novatrice, il intègre un disque stroboscopique qui se passe de la traditionnelle lumière stroboscopique pulsée de 50 ou 60 Hz.



▲
Figure 1. Le
Raspberry Pi Pico utilisé
dans le projet.

Malgré la prédominance du streaming multimédia en haute résolution, l'intérêt renouvelé pour la lecture de musique analogique, et en particulier pour les disques vinyles, est remarquable et peut sembler étonnant. Cette tendance est confirmée par les statistiques de vente dans l'industrie musicale. Par ailleurs, le marché des équipements dédiés (platines, cellule platine, préamplificateurs phono, accessoires) est plus vaste, plus diversifié et plus accessible qu'auparavant, attirant tant les amateurs que les audiophiles expérimentés dans le domaine de la reproduction musicale.

De l'idée à la réalisation

Sans entrer dans le débat sur la supériorité de la qualité sonore analogique ou numérique, il est clair que le fonctionnement optimal d'une platine vinyle repose sur un équilibre délicat entre divers facteurs électriques et mécaniques. À condition que le matériel soit en bon état et correctement réglé. Les facteurs critiques incluent

l'alignement de la pointe de lecture, la mise à niveau de la platine et la vitesse de rotation précise du plateau. Inspiré par cette idée, j'ai envisagé de créer une version numérique moderne du niveau à bulle classique et du disque stroboscopique généralement utilisés pour le réglage des platines vinyles. Cette idée est devenue réalisable grâce à la disponibilité d'un écran LCD de forme ronde de Waveshare [1] et aux capacités impressionnantes du Raspberry Pi Pico [2]. Ce projet intègre également le module GY-521, qui comprend le capteur de position MPU-6050 de TDK InvenSense, et deux boutons pour l'alimentation, le calibrage, la sélection du mode et la surveillance de la tension de la batterie.

Notre but est de concevoir un appareil auto-alimenté, compact et léger, qui puisse être déposé sur le plateau d'une platine vinyle sans perturber sa rotation. cet appareil offre une plage de mesure de niveau de +/-10° sur les axes x et y (avec une précision de 0,1°) et un mode "linéaire" pour des mesures de +/-90° sur l'axe x. Il ne se limite pas à l'affichage numérique de l'inclinaison, mais représente aussi graphiquement le mouvement de la "bulle" sur l'écran. En mode stroboscopique, il est capable de vérifier les vitesses de rotation standard de 33,33 et 45,00 RPM sans lumière externe.

Le Raspberry Pi Pico

Le cœur de ce projet est le Raspberry Pi Pico, une petite carte peu coûteuse (**figure 1**). Lancée en janvier 2021, elle a été récemment proposée avec une option de connectivité sans fil également. Contrairement aux modèles antérieurs de Raspberry Pi, qui sont des ordinateurs à carte unique (SBC) capables d'héberger et d'exécuter des SE basés sur le noyau Linux (typiquement Raspberry Pi OS), le Raspberry Pi Pico est doté d'un microcontrôleur et des



composants juste nécessaires à son fonctionnement. Son fonctionnement s'apparente à un Arduino UNO classique, mais le Pico offre des performances plus importantes, grâce au microcontrôleur RP2040, un Arm Cortex-M0+ à double cœur avec 264 KB de RAM interne et 2 MB de mémoire flash, et une fréquence d'horloge de 133 MHz qui peut être facilement surcadencée.

Grâce à ses interfaces USB, UART, SPI, I2C, ADC, PWM, et ses 26 broches GPIO multifonctions, sans oublier la version dotée de la connectivité sans fil 2,4 GHz 802.11n, on peut se procurer pour un prix assez bas une carte adaptée même à des projets assez exigeants en termes de puissance de calcul et de gestion de composants externes. Les caractéristiques complètes et toute la documentation relative au Raspberry Pi Pico sont disponibles sur le site du fabricant [3].

Le module GY-521 avec MPU-6050

Le module GY-521 est basé sur la puce MPU-6050, un capteur IMU (unité de mesure inertielle) à six axe en technologie MEMS (*micro electromechanical system*) qui intègre un gyroscope et un accéléromètre. Malgré son ancienneté, ce module est encore fréquemment utilisé dans les projets basés sur Arduino ou d'autres micro-contrôleurs pour déterminer la position d'un objet dans l'espace environnant (par exemple, dans les robots, les drones, la reconnaissance de gestes, les interfaces de réalité virtuelle, les appareils portables). Il est disponible sur le marché, peu coûteux et bénéficie d'un support de bibliothèques dédiées.

Après quelques essais, il s'est avéré que le module est facile à interfaçer et suffisamment précis et stable pour les exigences du projet. Le fonctionnement de ce type de capteur mérite une étude approfondie. Dans cette puce de quelques millimètres carrés, on trouve, en plus des composants électroniques, un MEMS que l'on peut décrire, pour simplifier, comme une minuscule masse en mouvement qui produit une variation de distance et donc de capacité entre un ensemble d'électrodes, en réponse aux contraintes dynamiques subies par la puce. Ces variations sont converties en un signal numérique de 16 bits, transmis via une interface I²C pour un traitement ultérieur. Pour le niveau à bulle électronique, les données des axes x et y seront converties en indications numériques et graphiques claires, affichées sur l'écran. Un article informatif sur la technologie et l'utilisation de ce capteur MEMS et ainsi que d'autres capteurs MEMS est disponible sur le site de Last Minute Engineers [4]. La **figure 2** montre un schéma des axes de détection et de la polarité de rotation redessiné à partir d'un diagramme contenu dans la fiche technique [5].

Disque stroboscopique

Le fonctionnement du disque stroboscopique, couramment utilisé pour mesurer la vitesse de rotation des

platines vinyle, repose sur un phénomène optique bien connu et utilisé depuis longtemps en mécanique (phasage des moteurs à combustion interne et vérification des dispositifs rotatifs à grande vitesse tels que les turbines). L'objet mobile observé, tournant à une vitesse constante, est éclairé par une source lumineuse pulsée, à une fréquence définie, pour qu'il ne devienne visible à l'œil humain que lorsqu'il est exposé à la lumière. Si la fréquence des impulsions lumineuses est égale ou multiple de la vitesse de rotation, l'objet apparaît immobile. Sur le type de disque illustré dans la **figure 3**, on observe un motif de lignes équidistantes tracées sur la périphérie avec l'indication " 50 Hz ". En fait, il devait être utilisé avec une lampe à incandescence (aujourd'hui obsolète) alimentée par le courant alternatif du secteur, qui éclairait sur les demi-ondes positives et négatives, produisant ainsi cent impulsions lumineuses par seconde ($50 \times 2 = 100$ Hz). Le nombre de " notches " nécessaires pour obtenir cet effet stroboscopique à cette fréquence est donné par la formule :

$$n = (f \times 2 \times 60) / \omega$$

où f est la fréquence du réseau en Hz et ω la vitesse angulaire à contrôler exprimée en tours par minute (33,33 et 45,00 RPM). À ce stade, il est clair que le même

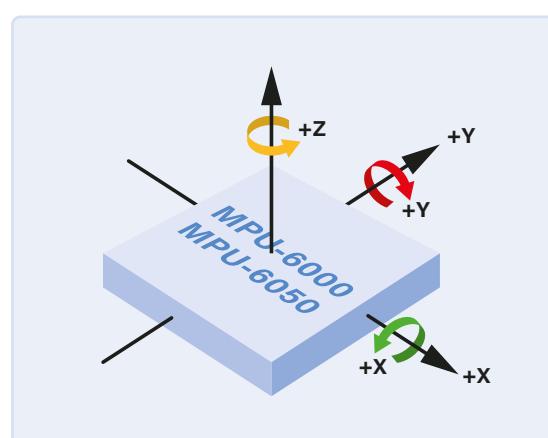


Figure 2. Axes de détection.



Figure 3. Un disque stroboscopique ordinaire (à gauche) et un disque numérique actif (à droite). (Source de l'image du disque :Wikimedia Commons https://en.wikipedia.org/wiki/File:Stroboscopic_disc.svg)

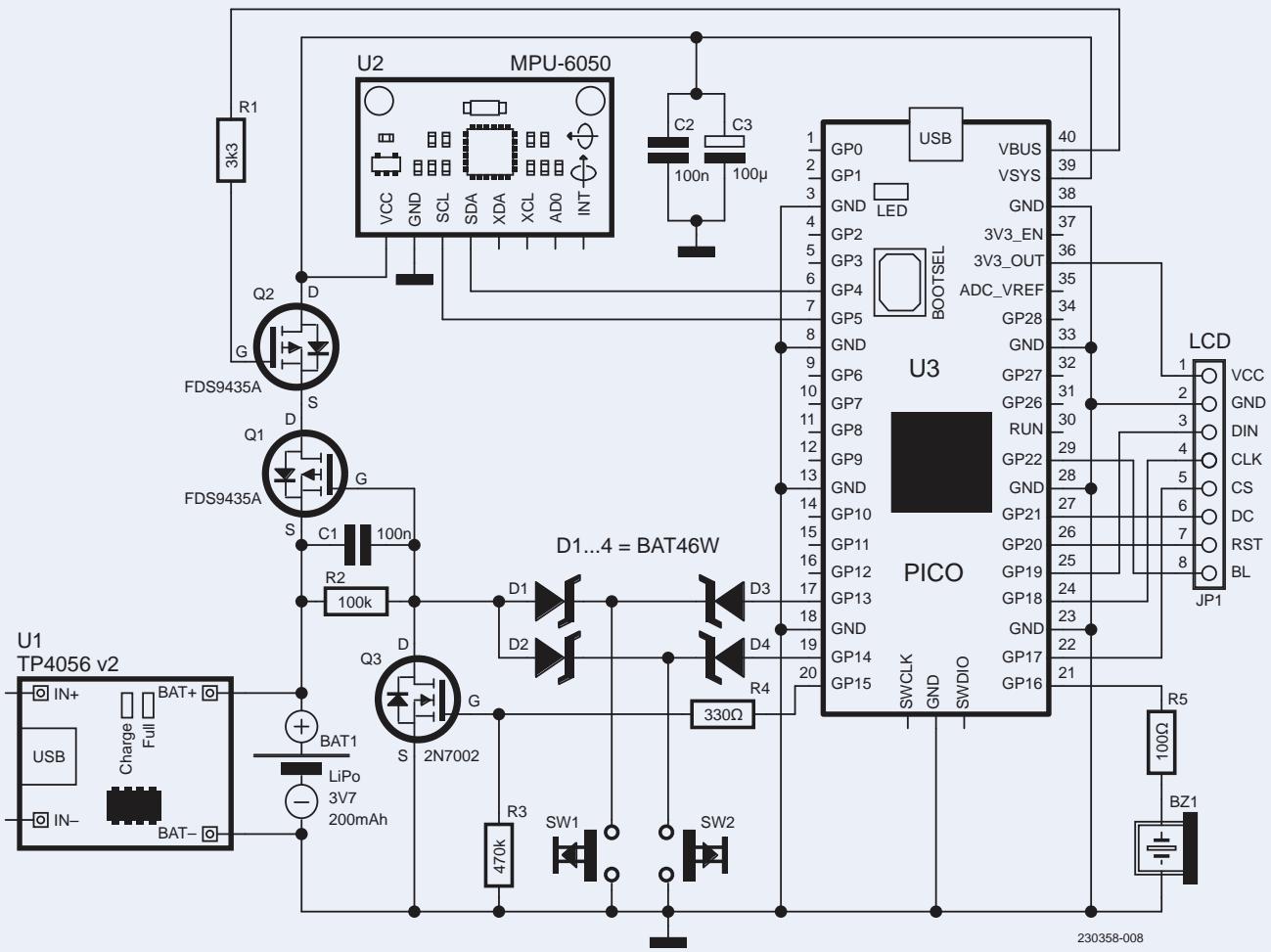


Figure 4. Schéma du projet.

résultat peut être obtenu en conservant un nombre fixe de lignes de référence et en variant la fréquence de la source lumineuse. Plus spécifiquement, avec soixante points de référence, il s'avère que pour les voir immobiles, la fréquence des impulsions lumineuses devra être égale au nombre de tours par minute :

$$\omega = (f \times 60) / n = (f \times 60) / 60 \quad \omega = f$$

Dans la version numérique du disque stroboscopique, soixante segments également espacés sont dessinés le long de la périphérie de l'écran LCD par un logiciel. Ensuite, en alimentant les LED responsables du rétroéclairage (borne BL de l'écran) avec un signal carré de fréquence appropriée (33,33 et 45,00 Hz), on verra les "notches" lorsque la vitesse de rotation de la platine vinyle (et donc de l'écran) coïncide avec la fréquence, sachant que les LED ne s'allument qu'à la demi-période (positive) du signal carré.

Ainsi, au lieu de dépendre d'une source lumineuse externe, ce sont les segments eux-mêmes qui s'illuminent et deviennent visibles à la fréquence souhaitée, d'où le nom de disque "actif". Pour obtenir exactement les fréquences nécessaires, j'ai utilisé une méthode peu conventionnelle, mais qui s'est avérée très efficace, comme nous le verrons dans la description du micrologi-

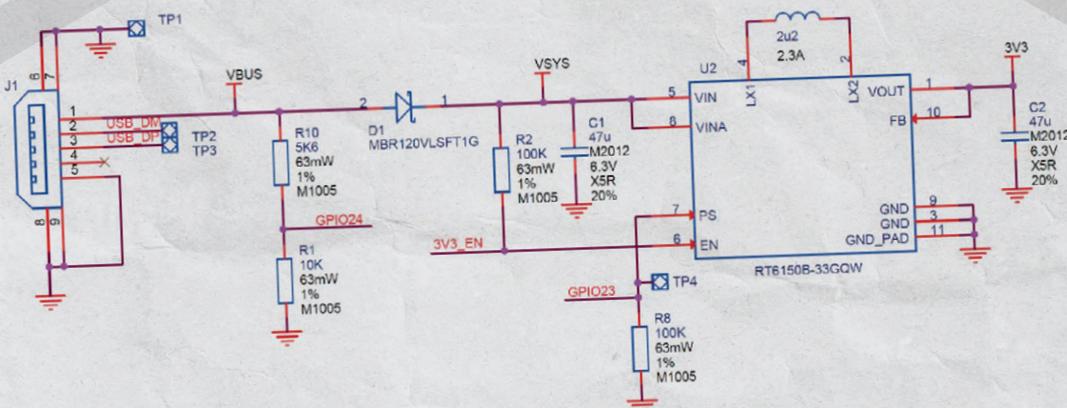
ciel. Il est important de souligner que les autres éléments graphiques de l'écran restent bien visibles, grâce à la persistance rétinienne.

Schéma de câblage

Comme le montre la figure 4, le schéma de câblage est simple. L'écran et le module de détection sont connectés, respectivement, aux broches standards des interfaces SPI et I²C sur le Raspberry Pi Pico, comme on peut le vérifier en consultant le brochage spécifié dans la fiche technique. Le connecteur JP1 est relié à l'écran LCD, et ses fils sont soudés directement sur la carte. L'alimentation de l'écran est assurée par le régulateur de la carte microcontrôleur, dont les broches GPIO ne supportent pas des tensions supérieures à 3,3 V. Cela permet d'éviter tout problème d'interfaçage dès le départ. Le module du capteur intègre un LDO (régulateur à faible chute de tension), ce qui assure la compatibilité des niveaux de signal. Les boutons SW1 et SW2 sont contrôlés par les broches GP13 et GP14 (configurées en entrée avec une résistance *pull-up*) et permettent de sélectionner les fonctions disponibles et d'allumer et d'éteindre l'appareil. Le module U1, équipé de la puce TP4056 et de l'entrée Micro-USB, assure la charge d'une batterie au lithium polymère (LiPo) compacte de 3,7 V nominal et d'une capacité de 200 mAh. Cette batterie



Figure 5. Circuit d'alimentation du Raspberry Pi Pico.
(Source : fiche technique du Raspberry Pi Pico [15])



est équipée d'un circuit de protection intégré, qui offre au moins une heure d'autonomie au projet.

Il est recommandé de charger la batterie (un chargeur de téléphone standard suffit) lorsque l'appareil est éteint, afin que la fin de la charge soit correctement indiquée. Le MOSFET Q1 [6] constitue l'interrupteur principal de l'appareil, normalement maintenu à l'état OFF par R2 (borne de la grille au même potentiel que la source). Lorsque l'un des interrupteurs est activé, la grille prend une valeur négative par rapport à la source à travers D1 ou D2, ce qui fait que Q1 conduit et que le signal atteint (via Q2) la borne VSYS de la carte Raspberry Pi Pico, activant ainsi le microcontrôleur.

Dès que l'exécution du micrologiciel commence, GP15 passe à l'état haut, activant Q3 (et par conséquent Q1), l'écran s'allume et on peut relâcher le bouton. Le MOSFET Q2 peut normalement être considéré comme "transparent" au flux de courant, jusqu'à ce que le câble USB soit connecté pour la programmation ; en effet, dans ce cas, la tension VBUS bloque Q2, empêchant le retour de la même tension vers la batterie à travers la diode interne Q1.

Il est possible d'éteindre le circuit en maintenant l'un des boutons enfoncé jusqu'à ce que l'écran s'éteigne. GP15 revient au niveau bas et Q3 passe à l'état OFF, puis le relâchement du bouton Q1 arrête le flux de courant. Comme mentionné précédemment, ce circuit marche/arrêt (couramment retrouvé sur le web, dans des versions similaires) peut être utilisé avec n'importe quel microcontrôleur, ne nécessite que deux broches libres (un seul bouton suffit) et quelques lignes de code. Le rôle de D3 et D4 est uniquement d'empêcher la tension de la batterie - normalement supérieure à 3,3 V - d'atteindre GP13 et GP14 via R2, D1 et D2, évitant ainsi tout risque de dommage.

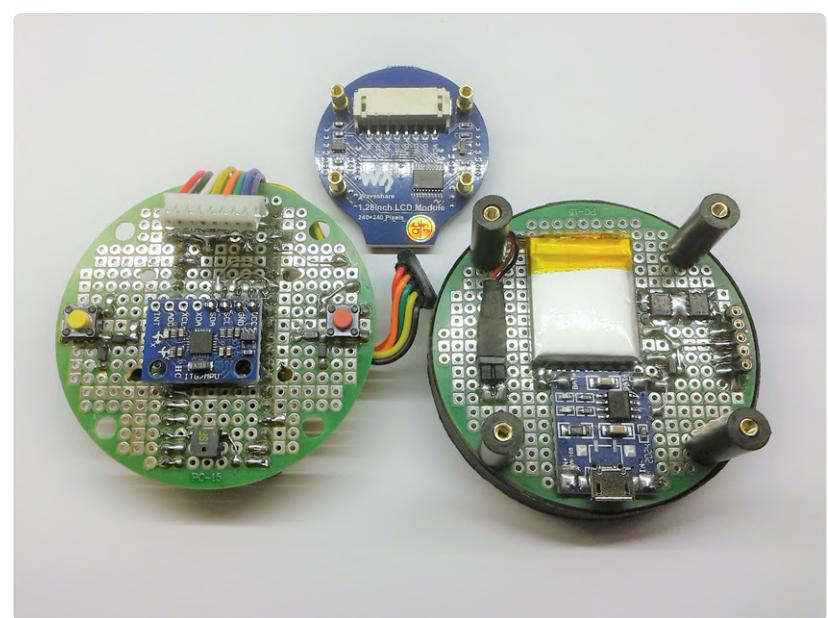
Le schéma de la partie alimentation de la carte, extrait de la fiche technique du Raspberry Pi et présenté à la figure 5, permet de mieux comprendre le fonctionnement du circuit d'alimentation. On y remarque que la diode D1, qui empêche la tension appliquée à VSYS (comme c'est le cas ici) de circuler vers la prise Micro-USB et le diviseur résistif qui permet d'utiliser GPIO24 pour détecter la présence de la tension VBUS. Dans le schéma de

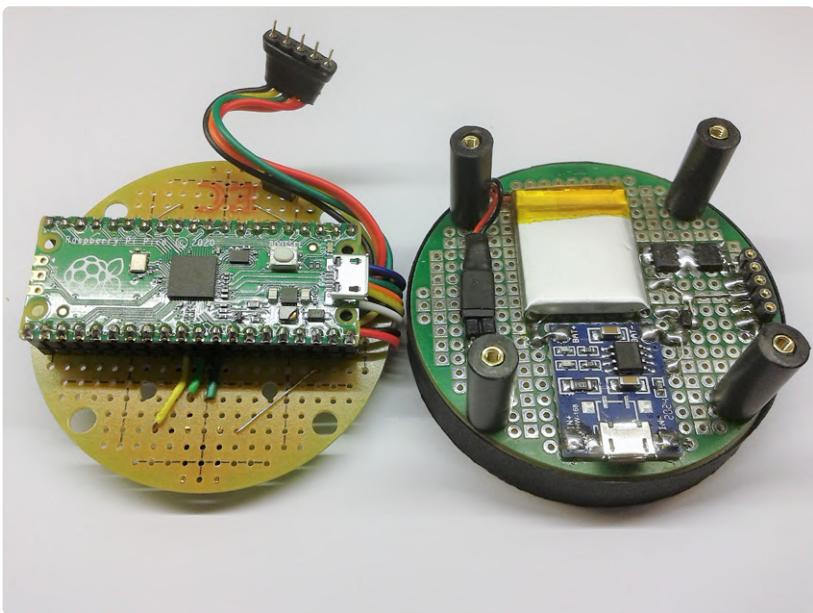
câblage de ce projet, C1 empêche la mise sous tension immédiate lorsque la batterie est connectée, C2 et C3 sont utilisés comme déviateurs d'alimentation habituels, et le buzzer émet un court bip pour signaler l'allumage et l'extinction de l'appareil.

Réaliser le prototype

J'ai construit le circuit sur une carte prototype, comme à mon habitude, mais cette fois, j'ai utilisé deux plaques de base circulaires de 60 mm de diamètre, répandues sur le marché. Elles sont empilées en insérant quatre entretoises, formant ainsi une structure en couches. En observant la figure 6, on peut voir que sur la face supérieure de la première plaque se trouvent les boutons, les diodes, le buzzer et le module de détection de mouvement. Au-dessus de ce dernier, l'écran circulaire est monté, avec son propre connecteur par lequel des fils descendant vers la face inférieure, qui abrite le Raspberry Pi Pico, comme le montre la figure 7. De ce côté, les connexions commencent - via un connecteur à cinq broches réalisé avec des contacts en bande - et passe à la seconde plaque de base, qui abrite les composants nécessaires à

Figure 6. Le prototype - l'alimentation et l'afficheur





▲
Figure 7. Le prototype, présenté du côté Raspberry Pi Pico (à gauche).

l'alimentation (le module TP4056, la batterie, les MOSFET, etc.)

Cette plaque de base est fixée à un petit disque de même diamètre et d'un centimètre d'épaisseur (que j'ai fabriqué en bois, mais n'importe quel matériau rigide et léger convienne), percé en son centre pour laisser passer le pivot central du tourne-disque, pour un support stable aussi bien en mode niveau (tourne-disque immobile) qu'en mode stroboscopique (tourne-disque en rotation). J'ai utilisé des CMS et des traversants, selon la disponibilité, pour un assemblage qui a présenté des défis, compte tenu que tout devait tenir dans les dimensions des cartes, en veillant au centrage de l'écran et du capteur et en essayant d'obtenir un assemblage rigide et stable. Un circuit imprimé spécialement conçu aurait grandement simplifié la fabrication mais impliquant, à mon avis, trop d'efforts pour un seul prototype.

Le Raspberry Pi Pico et l'EDI Arduino

La comparaison peut paraître surprenante, mais en fait, le Pico embarque un microcontrôleur RP2040 et ressemble donc plus à un Arduino UNO (bien que la comparaison en termes de performances soit impitoyable) qu'aux nano-ordinateurs monocartes de la famille Raspberry Pi. De manière générale, l'EDI Arduino permet d'écrire du code pour programmer une vaste gamme de microcontrôleurs et de cartes, bien au-delà des modèles Arduino "officiels". Le gestionnaire de cartes de l'EDI offre la possibilité d'installer ce que l'on appelle des "cores", que l'on peut définir, en simplifiant, comme des modules logiciels supplémentaires capables d'assurer la compatibilité entre de nouvelles cartes et microcontrôleurs, même tiers, avec l'écosystème Arduino (EDI, bibliothèques existantes, structure des croquis).

La liste - assez impressionnante - des noyaux disponibles et donc des cartes et des microcontrôleurs compatibles est disponible sur [7]. Parmi les noyaux les plus populaires on retrouve ceux destinés aux microcontrôleurs AVR ATtiny et ATmega, ESP8266, ESP32, STM32, et à présent RP2040. Tous les dispositifs de la liste peuvent donc être

programmés en utilisant l'EDI Arduino et le langage C/C++ - avec quelques astuces, il est possible d'inclure du code Assembleur dans les croquis - et en tirant parti de la plupart des bibliothèques déjà existantes pour Arduino. Ces noyaux, généralement dans le domaine public, sont écrits par des programmeurs passionnés et compétents. Le noyau développé par Earle F. Philhower, III pour le Raspberry Pi Pico surpassé même le noyau officiel d'Arduino en polyvalence et en performance. Toutes les informations et la documentation associées sont disponibles sur la page GitHub de l'auteur [8]. Lors de la première utilisation d'un Raspberry Pi Pico avec l'EDI Arduino, quelques étapes simples sont nécessaires. Après l'installation du noyau et la sélection de la bonne carte, (**figure 8**), branchez un câble micro USB à la carte et, avant de la connecter à l'ordinateur, appuyez sur le bouton BOOTSEL et maintenez-le enfoncé.

Selectionnez le croquis classique *Blink* parmi les exemples et chargez-le. La LED intégrée du Raspberry Pi Pico commencera à clignoter, et le nom de la carte ainsi que son numéro de port seront affichés dans le menu *Outils Port*. À ce stade, vous pourrez éditer, compiler et charger des croquis directement, comme avec n'importe quelle carte Arduino.

Micrlogiciel et fonctionnement

J'ai écrit le programme de ce projet en utilisant l'EDI Arduino 1.8.19 après avoir installé le noyau Raspberry Pi Pico Arduino, comme expliqué précédemment. L'écran est piloté par le contrôleur GC9A01, qui est peu répandu et n'est pas pris en charge par des bibliothèques librement disponibles, j'ai donc choisi d'utiliser la bibliothèque de démo fournie par le fabricant, en l'adaptant aux besoins du projet.

Tous les fichiers nécessaires (configuration, pilotes, polices, bibliothèques) et le fichier *main* sont contenus dans le dossier du croquis nommé *Raspberry_Pico_Livella_Digital_Strobo.ino* et sont tous accessibles depuis l'EDI Arduino et disponibles sur [9]. De plus, l'installation de deux autres bibliothèques est nécessaire, *MPU6050_light.2.1* [10], très bien documentée, pour contrôler le module capteur, et *RunningAverage 0.4.2* [11], utile pour calculer la moyenne mobile des données collectées en utilisant un buffer circulaire. Le listage est assez long - plusieurs centaines de lignes de code.

Je recommande donc à ceux qui sont intéressés de l'ouvrir dans l'éditeur et d'examiner les nombreux commentaires et détails que j'ai ajoutés. Cependant, je décrirai ici la logique du programme et les sections les plus intéressantes du code. En examinant le listage, vous devriez immédiatement remarquer la présence des fonctions *setup1()* et *loop1()* en plus de celles présentes par défaut dans chaque croquis Arduino. Cela est dû à la capacité double cœur du microcontrôleur RP2040. Chaque cœur peut exécuter indépendamment les



instructions contenues dans les fonctions `setup()` et `loop()` respectives. Au démarrage, après l'inclusion habituelle des bibliothèques et fichiers externes, la définition des variables et instances nécessaires, la routine principale de configuration, core0, assure la configuration des broches, l'initialisation de l'EEPROM, des protocoles de communication SPI et I²C, du capteur MPU-6050, et de l'afficheur.

Après vérification de la tension de la batterie (GP15 au niveau logique haut), l'alimentation est activée. Ensuite, une série d'instructions conditionnelles, basées sur l'état des boutons, gèrent les routines de calibrage, les premières informations affichées par l'écran et définissent le mode de fonctionnement. À ce stade, il est important de noter l'utilisation récurrente des instructions `rp2040.idleOtherCore()` et `rp2040.resumeOtherCore()`, qui sont nécessaires car les deux coeurs ne peuvent pas écrire simultanément dans la mémoire flash et d'autres périphériques. Pour assurer une exécution correcte et sans blocage du code, chaque cœur doit, si nécessaire, être en mesure de se mettre en pause et de réactiver l'autre par la suite.

Dans le cas où le mode niveau à bulle est sélectionné la boucle `main()` (toujours sur `core0`) est chargée de traiter les données du capteur MPU-6050 (coordonnées x et y), de traiter la moyenne mobile, de formater les chaînes avec la fonction `sprintf()` [12], d'afficher les données et de dessiner la "bulle" en mouvement sur l'écran avec les fonctions `Paint_DrawString_EN()` et `Paint_DrawCircle()` incluses dans la bibliothèque `GUI_paint.cpp` fournie par son fabricant. L'effet de mouvement de la bulle est obtenu simplement en dessinant un cercle noir avec les coordonnées actuelles et, immédiatement après, un cercle vert ou blanc avec les nouvelles coordonnées, dans un processus continu d'effacement et de réécriture.

Grâce à l'augmentation de la fréquence d'horloge du microcontrôleur à 250 MHz, paramétrable depuis le menu approprié de l'EDI - et au tampon de moyenne mobile, l'effet de mouvement est suffisamment réaliste. Sinon,

si le mode *strobe* a été sélectionné, `loop()` exécute uniquement la routine qui pilote les LED de rétroéclairage de l'écran. Juste en cas d'appui simultané sur les deux boutons, la fonction qui affiche la tension de la batterie est appelée. `Setup1()` ne contient que l'instruction `delay(1000)` qui retarde le démarrage de `loop1()` de 1 s. Le second noyau exécute ensuite les fonctions `drawBackgroundElements()` et `buttonsOperation()`, qui sont chargées, respectivement, de redessiner en permanence les éléments fixes de l'arrière-plan de l'écran et de détecter et gérer les pressions sur les boutons. La répartition des tâches entre les deux coeurs améliore considérablement la vitesse de réponse de l'interface et la fluidité des graphiques. Chaque fonction utilisée dans le code est décrite et commentée. Je vais ajouter ici quelques brefs commentaires explicatifs pour les fonctions qui me paraissent particulièrement intéressantes. La fonction `drawStrobeMarks()`, inspirée d'un exemple disponible en ligne [13], a été simplifiée et adaptée pour ce projet. Elle se charge de dessiner 60 segments équidistants, le long de la périphérie de l'écran. Partant du concept de division de la périphérie en 60 parties, chacune représentée par la valeur de $2\pi/60$ radians. Une boucle `for` est utilisée pour calculer ces coordonnées, qui sont ensuite utilisées par la fonction `Paint_DrawLine()` pour dessiner chaque segment sur l'écran.

La fonction `flashBacklight()` gère le rétroéclairage en mode stroboscopique, en générant une onde carrée à une fréquence de 33,33 ou 45,00 Hz avec un cycle de 50%, ce qui permet d'éclairer l'écran pendant la demi-période positive, rendant les segments sur la circonference visibles aux intervalles de temps appropriés. La durée exacte, en μ s, de chaque demi-période est obtenue en mesurant le temps écoulé avec la fonction `rp2040.getCycleCount()`, qui renvoie le nombre de cycles d'horloge exécutés depuis la mise sous tension du microcontrôleur. À une fréquence d'horloge de 250 MHz, un cycle dure $1/250\ 000\ 000 = 0,00000004$ s. Cela donne une granularité de mesure de 4 ns. Une microseconde écoulée correspond à 250 cycles.

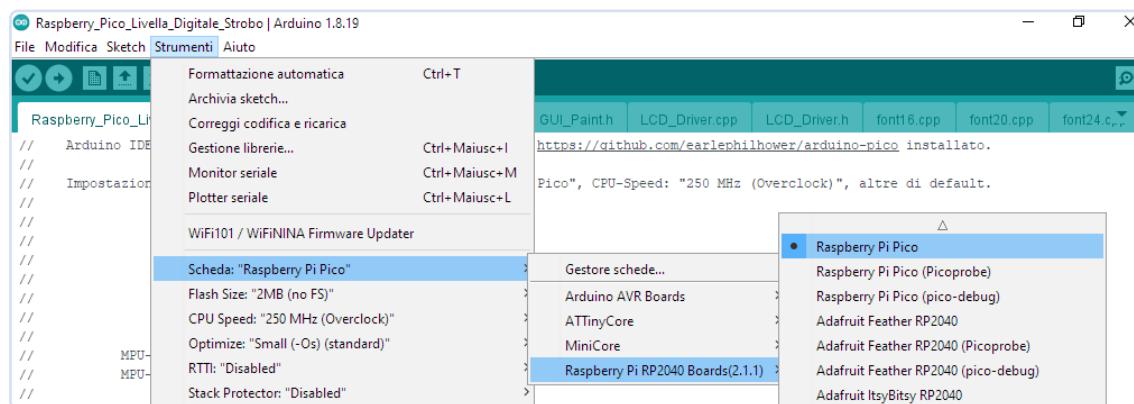


Figure 8. Sélection de la carte Raspberry Pi Pico dans l'EDI Arduino.



▲
Figure 9. Quelques photos du prototype.

L'onde carrée est générée sur la broche GP22 appelée `DEV_BL_PIN`, qui contrôle le rétroéclairage de l'écran. Sur le prototype, les fréquences obtenues, mesurées avec un compteur de fréquence/tachymètre, étaient de 33,333 Hz et 45,000 Hz, avec une précision extrême et une variation de seulement quelques millièmes de Hertz. De plus, la fonction `rp2040.fifo.push(pushCount)` est utilisée pour transmettre au deuxième cœur le nombre (divisé par 60) des demi-périodes écoulées, afin d'afficher un segment de référence plus long à chaque rotation effectuée. J'ai déjà mentionné l'utilisation d'une EEPROM pour stocker les paramètres de calibrage. Toutefois, le microcontrôleur RP2040 n'est pas doté d'une telle mémoire. Cependant, la bibliothèque `EEPROM.h` permet de la simuler en utilisant une partie de la mémoire flash. Avec l'instruction `Eeprom.begin(4096)` les sections de l'EEPROM émulée sont copiées en RAM pour que le programme puisse y accéder pour les opérations de lecture et d'écriture.

La fonction `storeOffsetsValues()` se charge de calculer les valeurs de décalage des mesures, de les stocker une structure définie par l'utilisateur (`struct`) et de les écrire, en bloc, dans l'EEPROM grâce à la fonction `Eeprom.put(eeAddress, offsetValues)`. À chaque mise sous tension, la fonction `setOffsetsValues()` lit les données en utilisant `Eeprom.get(eeAddress, offsetValues)` et fixe les valeurs d'offset correctes pour le gyroscope et l'accéléromètre. Le type de données `struct` (type composé défini par l'utilisateur) permet de traiter simultanément comme un seul bloc plusieurs valeurs appartenant à des types de données différents (byte, int, float, string, boolean, char). Il est important de préciser que la bibliothèque `Eeprom.h` et les fonctions `Eeprom.begin()` et `rp2040.xxxxx()` du programme sont spécifiques au cœur *Raspberry Pi Pico Arduino*.

Utilisation pratique

Pour conclure cet article, il convient de donner quelques recommandations pratiques sur l'utilisation de cet appareil. Avant tout, vous devez effectuer un calibrage, qui consiste à placer l'appareil au-dessus d'une surface de référence stable, plane et horizontale. Sans le déplacer, appuyez simultanément sur les deux boutons : le message

Calibration, wait... apparaît sur l'écran et, après quelques secondes, le message *Calibration done!* s'affiche suivi de l'écran de fonctionnement du niveau à bulle circulaire, avec un indicateur vert *CAL* - visible uniquement dans ce cas - qui indique que le calibrage a été effectué avec succès. Cela signifie que les valeurs de référence pour la correction d'éventuelles erreurs d'offset sont enregistrées dans la mémoire de l'appareil et qu'elles seront automatiquement utilisées à chaque redémarrage.

Pour éteindre l'appareil, il suffit de maintenir enfoncé l'un des boutons pendant une période prolongée. En utilisation normale, une pression sur le bouton rouge allume l'instrument en mode niveau à bulle circulaire (des pressions courtes ultérieures sur le même bouton permettent de basculer entre le mode circulaire et le mode linéaire). Vous placez ensuite le niveau à bulle sur la platine vinyle, en utilisant la tige comme référence. Si la platine vinyle n'est pas parfaitement horizontale, vous devrez, selon votre configuration, ajuster les supports ou le système de suspension, jusqu'à ce que la bulle électronique sur l'écran se stabilise au centre et devienne verte, et que les indications numériques se rapprochent le plus possible de zéro.

Utilisez le bouton jaune pour allumer et activer le mode stroboscopique (une nouvelle pression permet de basculer brièvement le mode de test entre 33,33 et 45,00 RPM). Ensuite, lorsque la platine vinyle est en rotation, de préférence dans une lumière ambiante faible, la vitesse sera vérifiée. Si elle est correcte, les segments sur le contour de l'écran apparaîtront immobiles. S'ils semblent tourner dans le sens horaire, cela indique que la vitesse est trop élevée ; s'ils semblent tourner dans le sens antihoraire, cela indique que la vitesse est trop basse. Le segment central le plus long, qui s'allume brièvement à chaque tour. Si la vitesse est correcte, il apparaîtra toujours dans la même position. Certaines platines vinyles permettent de régler le nombre de tours à l'aide d'une commande spéciale, d'autres à l'aide de trimmers plus ou moins accessibles. Sur les modèles à entraînement par courroie, une vitesse incorrecte peut aussi être causée par l'usure de la courroie. D'autres causes générales peuvent être une lubrification insuffisante du pivot ou des dysfonctionnements liés à l'alimentation ou au moteur. En cas de doute, il est toujours recommandé de consulter un technicien spécialisé pour une révision complète. Enfin, la **figure 9** montre quelques captures d'écran de l'appareil en fonctionnement.

Wrapping Up With a Video

Nous avons abordé divers sujets dans ce projet, comme l'utilisation du Raspberry Pi Pico et son potentiel, sa programmation sous l'EDI Arduino tout en exploitant sa fonction double cœur, les capteurs de mesure inertielle MEMS, avec un exemple pratique d'interface et d'utilisation, l'utilisation de l'écran LCD circulaire,



Liste des composants

Résistances

R1 = 3,3 kΩ (toutes 1/4 W 1%)
R2 = 100 kΩ
R3 = 470 kΩ
R4 = 330 Ω
R5 = 100 Ω

Condensateurs

C1, C2 = 100 nF, 50 V, multicouches en polyéster ou en céramique
C3 = 100 µF, 10 V, électrolytique

Semi-conducteurs

Q1, Q2 = FDS9435AMOSFET à canal P
Q3 = 2N7002 MOSFET à canal N
D1, D2, D3, D4 = BAT46W Diode Schottky, petits signaux
U1 = TP4056 Module de charge, sans protection
U2 = GY-521 MPU-6050 Module
U3 = Carte Raspberry Pi Pico

Divers

Écran = Écran LCD rond Waveshare de 1,28 pouce 240x240, 19192
BUZZER = Buzzer, CMS
SW1, SW2 = Bouton-poussoir N.O., pour circuit imprimé
BAT1 = 3,7 V Batterie LiPo, 200 mAh, avec protection
Connecteurs à bandes M/F
Spacers
carte de prototypage ronde, PC-15, 60 mm



Produits

- **Raspberry Pi Pico RP2040**
www.elektor.fr/19562
- **Dogan Ibrahim, Hardware Projects for Raspberry Pi, Elektor 2014 (E-book)**
www.elektor.fr/16969



À propos de l'auteur

Depuis son enfance, Antonello Della Pia est passionné par l'électricité et les appareils électroniques. Il est diplômé en génie électrique.

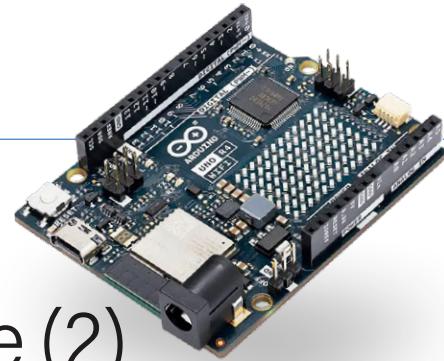
Antonello a toujours cultivé et développé sa passion pour l'électronique analogique et numérique. Actuellement, il s'amuse avec les micro-contrôleurs et la programmation, cherchant à améliorer ses compétences. Antonello aime développer et proposer des projets aussi originaux que possible et, espère-t-il, intéressants.

Question or Comments?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).

LIENS

- [1] Page web du module afficheur LCD de Waveshare : <http://tinyurl.com/5n87a8pt>
- [2] Raspberry Pi : https://fr.wikipedia.org/wiki/Raspberry_Pi
- [3] Page web du Raspberry Pi Pico : <https://raspberrypi.com/products/raspberry-pi-pico/>
- [4] Tutoriel MPU6050 sur le site LastMinuteEngineers : <http://tinyurl.com/rxr8av6k>
- [5] Fiche technique MPU6050 : <http://tinyurl.com/mwr5fwb6>
- [6] Fiche technique FDS9435A : <https://onsemi.com/pdf/datasheet/fds9435a-d.pdf>
- [7] Unofficial list of 3rd party boards support URLs – Arduino IDE : <http://tinyurl.com/5edvv332>
- [8] Raspberry Pi Pico Arduino core by Earle F. Philhower, III : <http://tinyurl.com/489kwb3k>
- [9] Logiciel pour ce projet : <https://elektormagazine.fr/230358-04>
- [10] MPU6050_light – Bibliothèque Arduino : https://github.com/rfetick/MPU6050_light
- [11] RunningAverage – Bibliothèque Arduino : <https://github.com/RobTillaart/RunningAverage>
- [12] C library function – sprintf() – tutorialspoint : <http://tinyurl.com/58ymn9wz>
- [13] ArduinoWatch – moononournation : <https://github.com/moononournation/ArduinoWatch>
- [14] Vidéo de démo – YouTube: <https://youtu.be/tun6wH5gKDA>
- [15] Fiche technique du Raspberry Pi Pico : <https://datasheets.raspberrypi.com/pico/pico-datasheet.pdf>



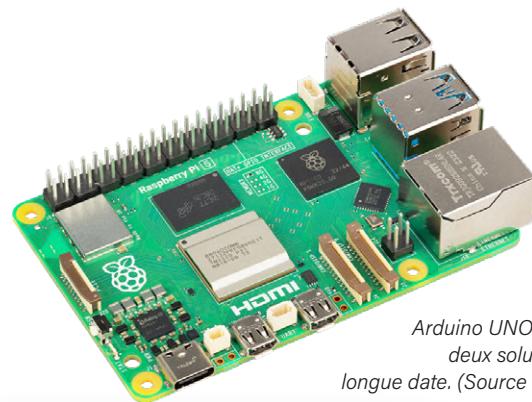
explorer les défis et la valeur commerciale de l'électronique (2)

open source



Par Mark Patrick (Mouser Electronics)

Dans le premier volet [1] de cette série de deux articles consacrée à l'open source, nous nous sommes tout d'abord penchés sur ce qui définit un logiciel ou un matériel open source avant de voir quelles étaient les certifications disponibles et de passer en revue quelques-uns des produits matériels de développement et d'éducation les plus populaires. Dans ce deuxième article, nous allons voir ce que les solutions open source ont à apporter au marché de l'électronique. Nous observerons également quelques tendances comme l'association de matériel closed source avec des solutions open source avant de conclure sur la viabilité de l'utilisation de matériel open source (ou OSHW, pour Open Source Hardware) dans des produits commerciaux.



Arduino Uno et Raspberry Pi sont deux solutions open source de longue date. (Source : Mouser Electronics)

de pénuries dans la chaîne d'approvisionnement. En effet, la mise à disposition de fichiers de conception ouverts permet de fabriquer ce matériel localement et favorise le développement rapide de variantes de conception.

L'impact des logiciels open source sur le PIB de l'UE

En 2021 sont parus les résultats d'une étude [2] menée par la Commission européenne sur les avantages financiers liés à l'utilisation de logiciels et de matériel open source. D'après cette étude, les entreprises européennes ont investi 1 milliard d'euros dans les logiciels open source pour l'année 2018, ce qui a, selon les estimations, créé une valeur de 65 à 95 milliards d'euros. Toujours d'après la Commission européenne, une augmentation de 10 % de la part de l'open source pourrait doper le PIB de 0,4 % à 0,6 % supplémentaire en injectant pas moins de 100 milliards d'euros dans l'économie.

Les logiciels open source dont le code source est mis à disposition sur des sites de référentiels tels que Github peuvent bénéficier du travail collaboratif de milliers de développeurs qui auront à cœur de déboguer et de perfectionner ensemble le système. La productivité et l'engagement associés aux logiciels open source dépassent de loin ce que l'on peut observer, même pour les meilleures solutions propriétaires soutenues par une communauté. Il en résulte que l'utilisateur ressent bien souvent un sentiment de propriété sur ce type de logiciel.

Par ailleurs, les applications modernes sont parfois si complexes et étendues qu'il peut s'avérer difficile de développer une solution propriétaire dans un délai satisfaisant pour répondre aux attentes du marché. De même, l'interopérabilité est un facteur essentiel dans le monde numérique, en particulier dans les domaines de l'Internet des objets (IoT) et des applications Web. Or, les solutions open source sont en mesure de répondre à ces exigences de rapidité de développement et d'interopérabilité.

Que signifie l'open source pour l'industrie électronique ?

Le point fort des systèmes open source réside dans leur accessibilité, laquelle présente à son tour plusieurs avantages dérivés. Pour ce qui est des logiciels, une conception open source facilite le travail des développeurs en leur offrant la possibilité de modifier le code source, ce qui favorise la collaboration, l'innovation et permet de développer des solutions hôtes plus abouties.

Sur le plan du matériel, les avantages sont pratiquement les mêmes, bien qu'il faille tenir compte de la dépense liée à l'acquisition du matériel proprement dit. Le matériel open source a pour autre avantage de pouvoir pallier, dans une certaine mesure, les problèmes

Les défis du matériel open source

Avec la réussite de projets aussi renommés que Mozilla Firefox et Android, la valeur des logiciels open source n'est plus à démontrer. Mais le matériel open source, de son côté, a connu une histoire plus mouvementée. Même le rapport de la Commission européenne publié en 2021 que nous évoquions plus tôt admet qu'il est difficile d'estimer l'incidence du matériel open source sur le marché de l'électronique.

Alors, à quel point le matériel open source peut-il constituer une solution viable en termes de commercialisation et dans quelle mesure cela influence-t-il le marché de l'électronique ?

Utilisé pour le prototypage, le matériel open source peut contribuer à accélérer le développement d'un projet, car il facilite la réalisation d'expériences dans le cadre de la recherche et du développement et permet d'utiliser des conceptions et des bibliothèques de références prédéfinies. Seulement, lorsqu'il s'agit de passer d'une solution en phase de développement à un produit fini prêt à être commercialisé, ce sont justement les atouts du matériel open source qui en deviennent les inconvénients.

L'adaptabilité du matériel open source a un coût. Peu d'applications matérielles finales utiliseront effectivement l'ensemble des E/S disponibles sur des solutions comme le Raspberry Pi 5 [3] ou l'Arduino UNO REV 4 [4]. De ce fait, dès qu'il s'agira de lancer la production du produit final, même en petite série, une solution open source standardisée sera toujours plus coûteuse qu'une conception simplifiée ne comportant rien de plus qu'un microcontrôleur et les composants auxiliaires nécessaires.

En outre, le fait même d'être open source rend ce type de matériel plus facile à cloner – une éventualité qui peut fortement compromettre l'avenir commercial du produit final, surtout si son code est lui aussi open source ou relativement simple à copier.

Les imprimantes 3D

L'impression 3D est un domaine de l'industrie électronique où les avantages des solutions open source soutenues par la communauté ont souvent été mis en avant. Mais même dans ce domaine, le clonage est devenu un problème. L'histoire de MakerBot, aujourd'hui filiale de Stratasys, l'un des plus grands fabricants d'imprimantes 3D au monde, l'illustre parfaitement.

MakerBot a longtemps défendu l'emploi de matériels open source. L'entreprise doit d'ailleurs son premier succès commercial à son projet d'imprimante 3D open source RepRap. Cependant, à partir de son modèle Replicator 2, l'entreprise a délaissé l'open source et opté pour du matériel et une interface graphique propriétaires.

Dans un article de blog de 2012, MakerBot justifie ce choix du fait que la mise sur le marché de copies exactes de leurs produits constituait une menace pour l'entreprise [5]. À l'époque, cette démarche avait suscité des réactions partagées tant au sein de la communauté que dans l'ensemble de l'industrie électronique. Si la plupart des observateurs comprenaient le problème que posait le clonage des produits et soutenaient son changement de politique, d'autres n'ont pas hésité à faire part de leur mécontentement à voir le fabricant renoncer à un modèle commercial basé sur l'open source et le soutien de la communauté.

En mars 2023, dans une lettre ouverte qu'il adresse à la communauté de l'impression 3D [6], Josef Prusa, CEO de Prusa Research et ardent défenseur des solutions open source, appelle à redéfinir le matériel open source de façon à limiter la possibilité de produire des clones

à des fins commerciales, mais sans transiger sur d'autres aspects essentiels du concept open source. Il y pointe également du doigt les entreprises, de plus en plus nombreuses, qui s'appuient sur toute ou partie d'une solution open source pour développer leur propre conception, qu'elles se permettent ensuite de faire breveter avant leur commercialisation, ce qui a pour effet de fermer un marché autrefois ouvert.

L'alliance des solutions open source et des solutions propriétaires

Combiner des solutions open source à des solutions propriétaires permet de profiter des avantages de chacun des deux modèles économiques tout en se prémunissant de leurs faiblesses. L'approche « hybride » la plus courante consiste à se servir de solutions open source en phase de développement et d'évaluation avant de passer à une conception finale sur mesure et plus épurée.

Un ingénieur peut, par exemple, avoir créé un prototype fonctionnel sur la base d'un Arduino UNO REV 4, mais passer ensuite à une conception finale adaptée s'appuyant sur le même microcontrôleur Renesas R4M1 32 bits [7] que celui que l'on retrouve sur la carte UNO REV 4, mais ne comportant rien d'autre que les composants indispensables.

Une autre approche « hybride » du sujet consiste à utiliser des logiciels open source sur des plateformes propriétaires. Les fabricants qui produisent ce type de matériel ont ainsi l'assurance de protéger leur propriété intellectuelle et leur viabilité commerciale, tandis que les utilisateurs finaux peuvent toujours compter sur une large gamme de ressources et de codes de référence open source pour soutenir leur parcours de développement.

Les maisons intelligentes open source

La multiplication des solutions domotiques a aussi fait exploser le nombre d'interfaces et de protocoles. L'incompatibilité entre les différents produits et la complexité des réseaux résultent en une dégradation de l'expérience utilisateur.

Heureusement, le standard de connectivité Matter [8] est venu mettre un peu d'ordre dans le milieu de la maison intelligente en tentant de résoudre les problèmes causés par les solutions propriétaires. Il s'appuie pour cela sur le Wi-Fi open source et le protocole de communication Thread. Le développement de ce standard est géré par la Connectivity Standards Alliance (CSA), un consortium d'entreprises réunissant des fournisseurs de composants matériels, des développeurs de logiciels et des fabricants de produits parmi lesquels figurent des leaders dans leurs domaines respectifs comme Google, Amazon, Intel et Infineon.



Figure 1. Le kit de développement nRF52840 de Nordic Semiconductor prend en charge Matter et les shields Arduino UNO REV 3.
(Source : Mouser Electronics)

Pour beaucoup, Matter est la réponse idéale aux problèmes de communication dans la domotique. En effet, cette solution logicielle libre et open source pour la communication sans fil est soutenue par un grand nombre de fournisseurs et de fabricants. Ce standard permet de s'affranchir de certains problèmes pour améliorer l'interopérabilité et renforcer la sécurité. Il peut en outre être commandé localement sans connexion à Internet.

Le kit de développement (DK) nRF52840 [9] de Nordic Semiconductor [10] permet de développer le système sur une puce (SoC) nRF52840 Multi-Protocol 2,4 GHz [11] à l'aide du protocole open source (**figure 1**). Cet outil de développement complet prend en charge les protocoles de communication Bluetooth 5.2 (comportant la technologie Bluetooth Low Energy), 802.15.4/Thread, ANT/ANT+, ainsi que les applications propriétaires sur la bande 2,4 GHz et la communication en champ proche (NFC).

Le kit de développement nRF52840 permet une approche hybride, ce qui se traduit d'une part par sa compatibilité open source avec Matter et d'autre part par la prise en charge des shields Arduino Uno respectant le standard ouvert REV 3 et acceptant de ce fait le montage de matériel open source tiers. Cette solution hybride proposée par Nordic permet aux ingénieurs d'exploiter des logiciels et du matériel open source en s'appuyant sur son matériel propriétaire, ce qui permet de rationaliser le développement d'appareils IoT, mais qui profite également à l'utilisateur final en favorisant l'interopérabilité entre applications domotiques.

Développement d'un microcontrôleur open source

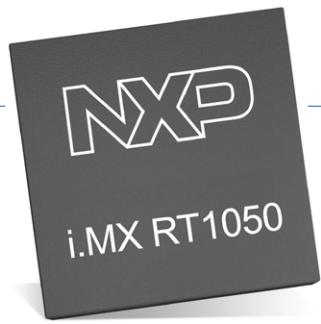
Cette hybridation entre matériel propriétaire et logiciels open source connaît également un certain succès dans le domaine des systèmes d'exploitation temps réel (RTOS) pour microcontrôleurs. Le fait que les RTOS deviennent de plus en plus compliqués à implémenter en raison de leur code a motivé l'émergence de Zephyr [12], un RTOS open source soutenu par la communauté, mais développé sous l'égide d'un consortium d'entreprises leaders dans leurs secteurs respectifs (parmi lesquelles Intel [13], Google, Meta et NXP Semiconductors). Zephyr a été pensé pour suivre l'évolution des exigences en matière de déploiement de microcontrôleurs et s'adapter aussi bien à des solutions Edge que IoT, par exemple.

Grâce à sa conception modulaire et à la facilité de réutilisation de son code, Zephyr permet aux développeurs de gagner du temps dans les premières étapes de leurs projets tout en encourageant la collaboration au sein d'une communauté en plein essor. De tous les RTOS, c'est déjà celui qui compte le plus grand nombre de contributeurs uniques et de commits en amont par mois [14]. Il prend en charge une large gamme de matériel, ce qui démontre la popularité, mais aussi l'excellente capacité d'adaptation de la plateforme.

La famille de microcontrôleurs i.MX RT Crossover [15] de NXP (**figure 2**) est un exemple de solution matérielle propriétaire conçue pour fonctionner avec des logiciels open source comme Zephyr. Afin de favoriser une conception hybride, le matériel NXP est livré avec MCUXpresso, une suite de développement propriétaire, mais gratuite. Cette offre complète est profondément intégrée à sa communauté de développeurs et comprend des interfaces IDE, des kits d'évaluation et des outils de configuration qui permettent la mise en œuvre transparente et efficace de logiciels open source tels que Zephyr et Matter avec les microcontrôleurs NXP dotés de noyaux Arm Cortex-M.

En combinant les microcontrôleurs i.MX RT de NXP, MCUXpresso et

Figure 2. MCU i.MX RT1050 de NXP.
(Source : Mouser Electronics)



des logiciels et intergiciels embarqués open source comme Zephyr, les développeurs peuvent désormais rapidement produire des solutions temps réel pour les marchés industriel et grand public, depuis l'interface homme-machine (IHM) aux systèmes audio haut de gamme.

Conclusion

Si l'importance des solutions open source pour les logiciels ne peut être contestée, cela paraît moins évident pour ce qui est du matériel. De nombreux ingénieurs qui conçoivent des produits commerciaux trouvent que le matériel open source est trop susceptible de se faire cloner, ce qui peut nuire à la réputation du fabricant initial et lui faire perdre sa position sur le marché.

Ajoutons à cela que les principaux critères de sélection du matériel dans le cadre d'un projet sont les performances et les coûts. Une solution open source qui ne répond pas à ces exigences a peu de chances d'être préférée à un produit propriétaire correspondant à ces critères. On remarquera cependant que les conceptions finales prêtes à être mises sur le marché bénéficient souvent de solutions open source. L'open source intervient ici soit au moment du développement ou du prototypage, soit à travers la combinaison de matériel propriétaire et de solutions open source pour ce qui est de la partie logiciel, micrologiciel ou des modules matériels complémentaires tiers.

En adoptant une approche hybride, les ingénieurs bénéficient des avantages des solutions open source sans en subir les éventuels inconvénients. Ils peuvent ainsi réduire les délais de développement tout en ajoutant de la valeur à leurs conceptions. Pour l'utilisateur final, cette approche fournit un produit plus intéressant qu'une conception totalement propriétaire, puisqu'en plus d'offrir une meilleure interopérabilité, il s'avère aussi généralement moins cher et plus convivial à commander, et ce, grâce à l'intégration de solutions open source. ▶

240184-04

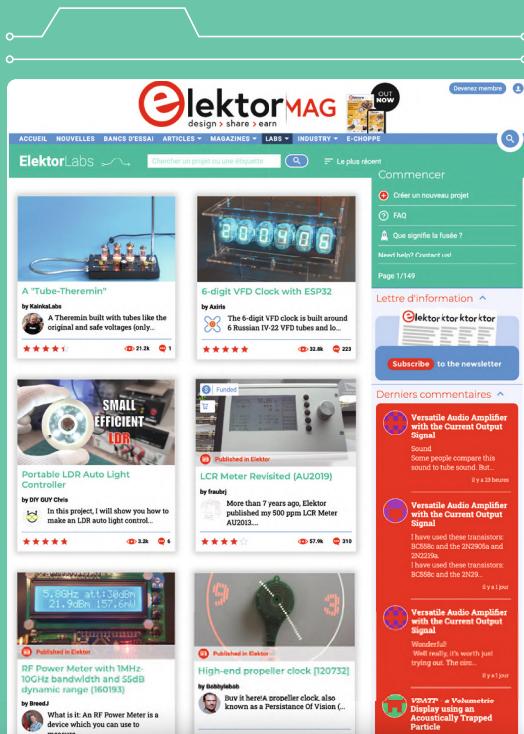


À propos de l'auteur

En tant que directeur du contenu technique chez Mouser Electronics dans la région EMEA, Mark Patrick est responsable de la création et de la diffusion du contenu technique dans la région – un contenu essentiel à la stratégie de Mouser pour soutenir, informer et inspirer le public technique. Avant de prendre la direction du contenu technique, Mark Patrick faisait partie de l'équipe EMEA Supplier Marketing de Mouser et a joué un rôle important dans l'établissement et le développement de relations avec les principaux partenaires de fabrication. L'expérience antérieure de Mark comprend des tâches pratiques d'ingénieur, l'assistance technique, les ventes techniques de semi-conducteurs et divers postes de marketing. Mark est un ingénieur pratique et possède un diplôme de premier ordre en génie électrique de l'université de Coventry. Il est passionné par les vieux synthétiseurs et les motos britanniques, et n'hésite pas à les entretenir ou à les réparer.

LIENS

- [1] « Définition de l'open source et analyse de son importance pour le secteur de l'électronique » : <https://www.elektormagazine.fr/articles/definition-de-l-open-source-et-analyse-de-son-importance-pour-le-secteur-de-l-electronique>
- [2] Étude sur l'incidence des logiciels et du matériel libres sur l'indépendance technologique, la compétitivité et l'innovation dans l'économie de l'UE : <https://tinyurl.com/uk5janxs>
- [3] Raspberry Pi 5 Single Board Computer : <https://tinyurl.com/raspberry-pi-5-mouser>
- [4] Arduino UNO R4 Microcontroller Board : <https://tinyurl.com/arduino-uno-rev-4-mouser>
- [5] Bre Pettis, "Let's try that again," September 24, 2012 :
<https://web.archive.org/web/20121029023851/http://www.makerbot.com/blog/2012/09/24/lets-try-that-again/>
- [6] Josef Průša, "The state of open-source in 3D printing in 2023," March 29, 2023 :
https://blog.prusa3d.com/the-state-of-open-source-in-3d-printing-in-2023_76659/
- [7] Renesas Electronics RA4M1 32-Bit Microcontroller Group: <https://tinyurl.com/Renesas-Electronics-RA4M1>
- [8] Mouser Presents — "Matter for a smarter home" : <https://tinyurl.com/matter-mouser>
- [9] kit de développement (DK) nRF52840 : <https://tinyurl.com/nRF52840-Development-Kit>
- [10] Nordic Semiconductor : <https://tinyurl.com/Nordic-Semiconductor>
- [11] système sur une puce (SoC) nRF52840 Multi-Protocol 2,4 GHz : <https://tinyurl.com/nRF52840-Multi-Protocol>
- [12] Zephyr : <https://zephyrproject.org/>
- [13] Intel: <https://tinyurl.com/intel-mouser>
- [14] Zephyr Project Overview [PDF]: <https://zephyrproject.org/wp-content/uploads/sites/38/2023/09/Zephyr-Overview.pdf>
- [15] NXP Semiconductors i.MX RT Crossover MCUs: <https://tinyurl.com/iMX-RT-Crossover-MCUs>

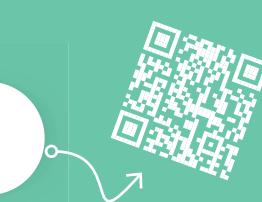


Partagez vos projets dès maintenant !

www.elektormagazine.fr/e-labs

Stimulez vos innovations en électroniques avec
ElektorLabs

- Partage gratuit de projets
- Soutien d'experts
- Opportunités de collaboration
- Accès à des ressources exclusives
- Publication dans la magazine Elektor



elektron
design > share > earn



le connecteur circulaire M12 A

une solution de choix pour les applications industrielles

Baptiste Bouix et Caroline Poulard (Würth Elektronik France)

Aujourd’hui, les réseaux sont à la base de l’automatisation et, pour l’environnement industriel, il existe une solution polyvalente éprouvée pour connecter des modules tels que des capteurs ou des actionneurs : les connecteurs circulaires M12 A, qui sont un excellent moyen de transmission des signaux, des données ou de puissance.

C'est grâce à l'existence d'une norme qu'il est possible de combiner des connecteurs de différents fabricants, comme c'est le cas des connecteurs circulaires M12. Les connecteurs industriels constituent une interface compacte et standardisée qui convient à de nombreuses applications, de la transmission de signaux et de données à la transmission d'énergie. Bien des choses sont devenues possibles grâce à ce connecteur robuste, de bonne tenue mécanique, résistant aux environnements sévères. Le terme « M12 » fait référence au diamètre nominal de 12 mm du filetage de verrouillage. Le large éventail d'applications des connecteurs M12 se reflète également dans le nombre de coding définis par les normes DIN EN 61076-2-xxx désignant des détrompeurs uniques à l'usage d'applications spécifiques.



La poussière et les liquides ne peuvent pas nuire au connecteur circulaire M12 A de Würth Elektronik eiSos : les connecteurs qui répondent aux classes d'étanchéité IP67 et IP68 sont adaptés à une utilisation dans des environnements sévères. (Source: Würth Elektronik eiSos)

Le profil mécanique des connecteurs M12 codés A est le prototype de tous les autres codes (B, D, L, X, S) qui en sont dérivés, ce qui explique l'existence de différents codes (A, D, L, X, S, etc.), chacun doté d'une variété de nombres de broches disponibles. Bien que les interfaces M12 puissent avoir de 2 à 17 broches, les nombres les plus utilisés en pratique sont 3, 4, 5, 8 ou 12. Le nombre de broches dépend des différentes exigences. Par exemple, les capteurs et les applications d'alimentation électrique nécessitent trois ou quatre broches, tandis que les applications Profinet et Ethernet en nécessitent quatre ou huit, et les bus Fieldbus (bus de terrain), CAN et DeviceNet en utilisent généralement quatre ou cinq. La transmission de signaux complexes en nécessite jusqu'à douze. Le **tableau 1** donne une liste des protocoles et du nombre de broches nécessaires au niveau de la couche physique.

Transmission de données avec alimentation

Würth Elektronik eiSos propose des connecteurs circulaires M12 A de types mâles et femelles (DIN EN 61076-2-101). M12 A offre la possibilité de combiner les signaux et une alimentation en courant continu, ce qui est particulièrement adapté aux applications de bus de terrain en automatisation industrielle. La famille WR-CIRC M12 est disponible sous forme de connecteurs montés sur panneau, de connecteurs à installer sur site ou précâblés à 4, 5 ou 8 broches. La gamme actuelle de Würth Elektronik eiSos comprend des fiches et des prises montées sur panneau et sur circuit imprimé en version THT (*Through Hole Technology*, composant traversant), ainsi que des fûts précâblés et à souder pour les câbles (voir l'encladré « **Gamme complète** »). Les domaines d'application se situent dans les environnements industriels, en particulier dans l'automatisation et la robotique, ainsi que dans les domaines des énergies renouvelables, des technologies de la communication et de la construction mécanique. En outre, les modèles de connecteurs M12 pour panneau et pour montage sur site sont certifiés cULus (UL2238). Tous les connecteurs M12 offrent un niveau minimal IP67 ou IP68 d'étanchéité à la poussière, la crasse et l'eau.

Tableau 1 : Aperçu de la couche physique du codage M12 A.

Würth Elektronik propose des connecteurs circulaires avec codage M12 A à 4, 5 ou 8 broches.

Couche physique	Connecteur M12 A [1]
10BASE-T	8 broches
100BASE-T	8 broches
BASE-T plus rapide	8 broches
IO LINK Classe A (maître)	5 broches
IO LINK Classe A (câble)	4 broches
IO LINK Classe A (appareil)	4 ou 5 broches
IO LINK Classe B	5 broches
USB A 2.0	4 broches
Micro-USB 2.0	5 broches
CANbus	5 broches
RS-485	4 broches ou 5 broches
RS-422	4 broches ou 5 broches
RS-423	4 broches ou 5 broches
RS-232	8 broches

Transmission rapide et sans erreur

La transmission rapide et sans erreur de signaux numériques par câble est vitale pour les applications à capteurs et actionneurs. Elle repose sur l'Ethernet sur paires torsadées (*Ethernet Over Twisted Pairs*, EOTP), l'une des couches physiques les plus importantes de l'Ethernet, et qui est à la base des protocoles EtherCAT, EtherNet/IP, Profinet, CC-Link IE, Powerlink, Sercos III et Modbus TCP.

Bien que le connecteur M12 A ne soit pas celui qui a servi au développement de l'interface EOTP, il est possible de l'utiliser dans diverses adaptations. Par exemple, le connecteur circulaire M12 à huit broches peut remplacer le RJ45 dans un système de câblage ANSI/TIA-568 de catégorie 3 utilisé pour l'interface Ethernet 10BASE-T à 10 Mbit/s. Le câble Cat 3 se compose de quatre paires torsadées avec une impédance différentielle typique de 100 Ω. La **figure 1** montre l'affectation recommandée des broches lors du câblage d'un connecteur circulaire M12 A relié à un RJ45 (fiche modulaire 8P8C). En revanche, pour une liaison entre deux connecteurs circulaires M12 A, il est recommandé d'affecter les broches comme indiqué sur la **figure 2**.

Cette affectation des broches minimise le décalage temporel entre les broches d'une même paire. Cette configuration est largement utilisée pour le câblage M12 A EOTP. Bien que 10BASE-T n'utilise que deux paires pour la transmission des signaux, il est déconseillé d'utiliser un câble à deux paires ou un connecteur M12 A à quatre pôles, car cela peut entraîner une confusion avec d'autres applications largement utilisées. En revanche, un connecteur M12 D est recommandé pour le câblage d'un EOTP à deux paires. D'autres variantes de Fast Ethernet sont également possibles, notamment 100Base-T pour les applications jusqu'à 100 Mbit/s, qui nécessitent des connecteurs circulaires M12 D avec des câbles à deux paires, ou une Base-T plus élevée pour des débits de données jusqu'à 10 Gbit/s.

Portefeuille complet

Würth Elektronik eiSos propose la technologie de connexion M12 A convenant pour l'Ethernet, les systèmes de bus industriels, USB 2.0 et I/O-Link. Pour les connecteurs circulaires, les utilisateurs ont le choix entre des versions soudables THT pour les circuits imprimés en position horizontale ou verticale. Il existe également des embases à monter sur panneau avec des broches à souder ou précablées. Tous les éléments sont disponibles en métal et en plastique avec des découpes PG9, M12 et M16 et dans des configurations à 4, 5 et 8 broches, ainsi qu'avec une protection IP68. Würth Elektronik propose également des assemblages de câbles codés M12 A avec protection IP67 en tant que solution unilatérale, qui sont disponibles en version droite et coudée, ainsi que mâle et femelle avec 4, 5 et 8 broches. Les écrous de couplage peuvent être en métal ou en plastique ; des couplages métalliques avec blindage sont également disponibles. Des solutions de câblage personnalisées sont disponibles sur demande. Enfin, les solutions à souder sur site garantissent une grande souplesse pour l'application utilisatrice, car elles sont disponibles en version mâle et femelle à 4, 5 et 8 broches, peuvent être assemblées sur site et bénéficient de la classe de protection IP68. Ici aussi, les écrous de couplage sont disponibles en métal et en plastique.

Cette dernière exige toutefois des connecteurs circulaires codés X et des câbles à quatre paires.

Une question se pose : les normes EOTP à vitesse plus élevée sont-elles réalisables en M12 A sans perte de vitesse et d'intégrité du signal ? Pour les normes EOTP à 100 Mbit/s, il est possible de créer une interface avec un connecteur circulaire M12 A en suivant la même affectation des broches que pour le 10BASE-T. L'intégrité du signal doit être prise en compte lors de la conception d'une telle interface. L'ensemble du câblage, y compris les connecteurs, doit être conforme à la norme ANSI/TIA-568. Chacune des paires de connecteurs et le câble lui-même ont des taux de perte et de diaphonie tolérables qui ne doivent pas être dépassés. Il est recommandé

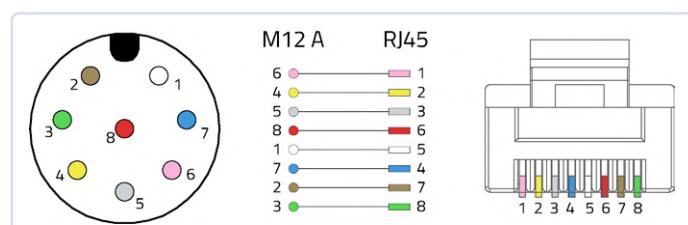


Figure 1. Transmission 10BASE-T : recommandation pour le câblage d'un RJ45 (fiche modulaire 8P8C) avec un connecteur circulaire M12 A. (Source: Würth Elektronik eiSos)

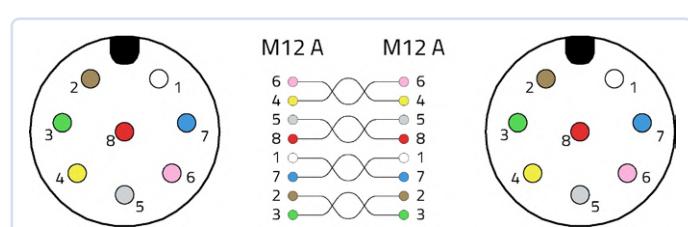


Figure 2. Affectation recommandée des broches de M12 A à M12 A pour la transmission 10BASE-T. (Source: Würth Elektronik eiSos)

Famille de connecteurs circulaires M12 A WR-CIRCM12

L'article technique est tiré de la note d'application ANE019 de Würth Elektronik eiSos et peut être téléchargé gratuitement à l'adresse www.we-online.de/ane019.

de tester les paramètres S d'une telle interface, qui dépendent surtout de la catégorie et de la longueur du câble. Même à des débits de données nettement plus élevés, jusqu'à 10 Gbit/s, il est possible de créer une interface avec un connecteur circulaire M12 A en utilisant la même affectation des broches que pour 10BASE-T et 100BASE-T et en appliquant les mêmes règles en matière d'intégrité du signal. Une telle interface aura généralement une longueur de câble beaucoup plus courte.

Autres applications

Les connecteurs circulaires M12 A se retrouvent dans bien d'autres applications. Par exemple, le système de communication IO-Link peut être utilisé pour connecter des capteurs et des actionneurs intelligents à un système d'automatisation conforme à la norme CEI 61131-9 — en utilisant des connecteurs circulaires M12 A à quatre ou cinq broches qui sont connectés à un câble de 20 mètres à trois ou cinq fils. La connexion est appelée « classe A » pour un câble à trois fils et « classe B » pour un câble à cinq fils. La connexion à l'appareil peut être un câble solidaire ou par un connecteur M12 A à quatre ou cinq broches, selon la compatibilité croisée souhaitée. La technologie de connexion M12 convient parfaitement comme lien intermédiaire pour les systèmes de bus industriels, en particulier pour CANbus, RS-485, Profibus et les niveaux physiques RS-422, RS-423 et RS-232. Bien que le CANbus ait été conçu à l'origine pour être utilisé avec un petit connecteur D-SUB, le connecteur circulaire M12 A à cinq broches est une interface populaire pour ce bus. Seule la paire de signaux CAN_H et CAN_L, qui est câblée sur les broches 4 et 5, est obligatoire. L'appareil peut être alimenté dans cette configuration. Des paires torsadées de câbles de signaux d'une impédance nominale de $120\ \Omega$ sont utilisées pour la transmission électrique.

La couche physique RS-485 est souvent utilisée pour les protocoles industriels Modbus, OSDP, SSCP, SCSI-2, SCSI-3, Profibus, Nanoréseau, DMX 512 et AES 3. La **figure 3** montre une affectation typique des broches RS-485 pour des câbles codés A à cinq conducteurs. Il est également possible d'utiliser des câbles blindés à quatre conducteurs. Le câblage dépend largement de l'alimentation électrique requise, mais il comprend toujours au moins la paire symétrique TxD/RxD en positions deux et quatre pour minimiser le temps de retard.

Profibus permet des topologies décentralisées. Le fait que ce bus puisse être adapté à différentes applications grâce à un principe modulaire rend également cette technologie attrayante dans la production automatisée et l'industrie de transformation. La technique de raccordement M12 est ici indispensable. Alors que les variantes codées A sont utilisées pour l'alimentation électrique,

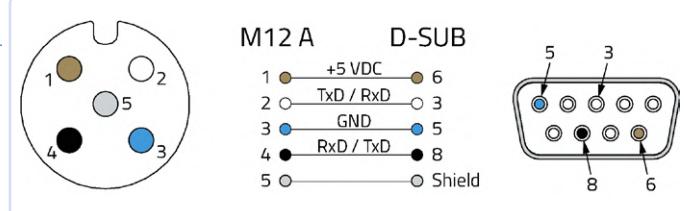


Figure 3. Affectation des broches d'une prise codée M12 A à cinq broches pour l'interface RS-485. (Source: Würth Elektronik eiSos)

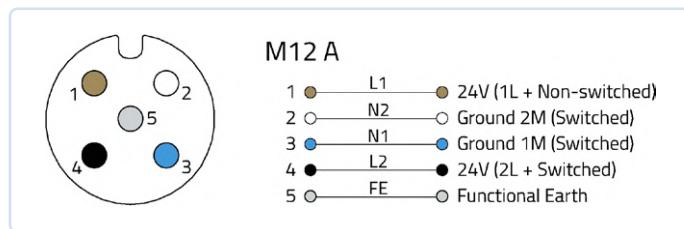


Figure 4. Affectation des broches d'une prise M12 A à cinq broches utilisée pour alimenter les périphériques Profibus. (Source: Würth Elektronik eiSos)

les connecteurs circulaires codés B sont spécialement conçus pour la transmission des signaux Profibus (**figure 4**). D'autres systèmes de bus industriels dans lesquels les connecteurs circulaires M12 A sont utilisés sont RS-411, RS-423 et enfin RS-232. Des connecteurs à 8, 5 et 4 broches conviennent à cet effet. Le câblage dépend surtout des signaux requis, de la puissance et de la mise à la terre nécessaire. ↗

VF : Helmut Müller — 240202-04

À propos des auteurs



Baptiste Bouix est chef de produit international chez Würth Elektronik France. Ses domaines de responsabilité comprennent les connecteurs de liaison entre cartes, les connecteurs de carte et les connecteurs Ethernet. Auparavant, il a travaillé dans l'industrie microélectronique dans la recherche et le développement de processus de fabrication. Diplômé en science des matériaux et en nanotechnologie, il possède une grande expertise dans les technologies du silicium, du traitement du signal et de la mesure. Au fil des ans, il est devenu un spécialiste de la gestion et de la conception de produits orienté transmission de données.



Caroline Poulard est cheffe de produit pour les connecteurs circulaires et les connecteurs D-SUB chez Würth Elektronik France. Ingénierie en mécanique, elle a commencé à travailler dans l'industrie automobile avant de relever de nouveaux défis dans le domaine de l'électronique.

LIEN

[1] Types de connecteurs M12 A :

https://we-online.com/en/components/products/em/connectors/circular_connectors/circular_connectors_m12_a

The Arduino-Inside Measurement Lab

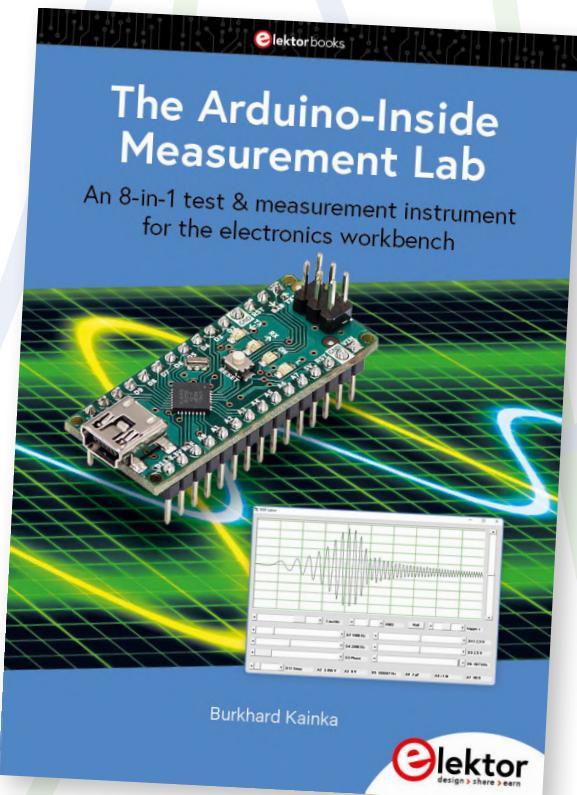
un instrument de test et de mesure 8 en 1 pour le labo d'électronique

Burkhard Kainka (Allemagne)

Le livre d'Elektor portant le titre ci-dessus explore en détail un ensemble d'instruments de test et de mesure contrôlés par Arduino.

Il aborde leur théorie de fonctionnement, leur programmation, et évalue leurs avantages ainsi que leurs limites. Cet article examine une section avancée du livre, où certaines des fonctions essentielles, telles que la génération et la mesure de fréquence, reçoivent des améliorations logicielles dessinées à accroître la précision et à optimiser leur usage pratique dans le labo domestique. Si vous envisagez d'incorporer l'Arduino dans votre labo, il trouvera parfaitement sa place, sur votre établi, au cœur d'un instrument de test multifonctionnel et entièrement DIY, conçu pour une utilisation pratique.

Note de l'éditeur : cet article est un extrait du livre d'Elektor : *The Arduino-Inside Measurement Lab* 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'encadré « **Questions ou commentaires ?** ». En allemand, l'acronyme « MSR » est l'abréviation de « messen, steuern, regeln », qui se traduit en français par « mesurer, contrôler, réguler ». Cette terminologie est également conservée dans la version anglaise du livre afin de correspondre au logiciel de contrôle spécialement développé par l'auteur pour le projet.



L'Arduino Nano a beaucoup plus à offrir que ce qui a été abordé jusqu'à présent (dans le livre, NDLR). Plusieurs ports, entrées analogiques et timers sont encore disponibles. Essayons donc de considérer toutes les options disponibles qui peuvent être utilisées simultanément. Le but reste d'utiliser toutes les fonctions comme si elles appartenaient à des appareils indépendants. Le laboratoire MSR se développe ainsi sans avoir recours à du matériel supplémentaire. Le but ultime du développement est de combiner plusieurs fonctions :

- Oscilloscope avec jusqu'à deux voies, axes temporels commutables et fonctions de déclenchement
- Deux générateurs d'ondes sinusoïdales DDS
- Sorties d'ondes carrées DDS ajoutées
- Deux sources de tension réglables

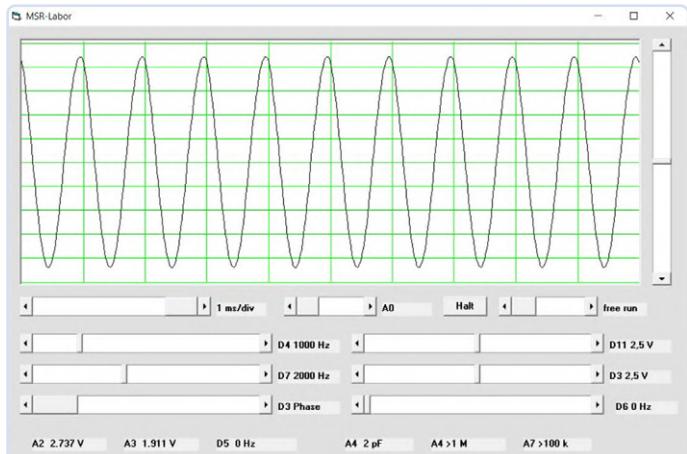


Figure 1. Fonction et connectivité supplémentaires pour «MSR», le noyau logiciel du labo de mesure Arduino-Inside.

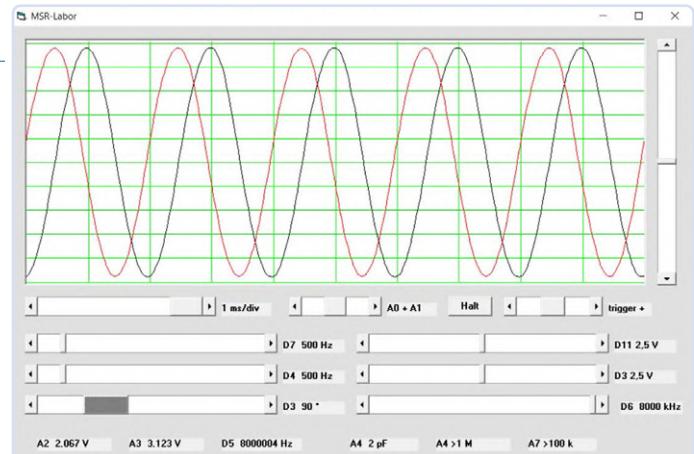


Figure 2. Déphasage de 90 degrés.

En ce qui concerne le logiciel, le programme du labo MSR et d'autres informations sur le projet sont disponibles à l'adresse [1], où vous trouverez également des informations complémentaires dans la publication de l'auteur (en allemand à l'origine).

Pour un bon aperçu, même avec beaucoup plus d'entrées et de sorties, toutes les fonctions sont nommées selon les désignations des broches sur l'Arduino. La **figure 1** montre un exemple d'écran du MSR U/I en fonctionnement et indiquant la convention des noms de broches.

Réglage de la phase du DDS

La table de sinus du générateur DDS (discutée ailleurs dans le livre, NDLR) a une longueur de 256 octets. Pour une période complète, l'octet de poids fort de l'accumulateur de phase doit passer par la plage de 0 à 255. Ainsi, avec la même fréquence sur les deux voies, une relation de phase de 360 degrés au total est représentée dans cette plage. En conséquence, `a1 = 0x0000` est défini, et un paramètre d'un octet reçu est décalé vers l'octet de poids fort de `a2`. La commande `82` déclenche ainsi un saut de phase sur les deux voies, après quoi la relation de phase souhaitée s'applique. Le **listage 1** montre le code du programme concerné.

Dans le programme utilisateur, la différence de phase recherchée est réglée avec le curseur `HScroll9` (**figure 2**). À chaque opération, la commande `82` est envoyée avec le nouvel octet de phase.

Générateur de signaux jusqu'à 8 MHz

Il est possible d'utiliser Timer 0 (avec une résolution de 8 bits) pour générer un signal carré symétrique. Pour l'initialisation, `TCCR0A = 0x42` est défini. Le registre suivant définit le prescaler. Avec `TCCR0B = 0x00`, le générateur est éteint, et avec `TCCR0B = x01` il a la pleine fréquence d'horloge de 16 MHz. D'autres niveaux de prescaler atteignent une division de 1 024. La fréquence exacte est réglée avec `OCROA = 255` (/256, fréquence la plus basse) à `OCROA = 0` (/1, fréquence la plus élevée). Le compteur s'incrémentera et saute à 0 chaque fois que OCROA est atteint. Simultanément, la sortie OC0A est basculée sur le port D6. Il en résulte que la fréquence la plus élevée est de 8 MHz. La fréquence la plus basse est de 16 MHz / 2 / 1,023 / 256 = 30,528 Hz.

```
TCCR0A = 0x42; // Timer0 Toggle OC0A
TCCR0B = 0x00; // off
OCROA = 255;
```

Pour régler la fréquence, deux octets doivent être transmis pour le prescaler et le timer. La commande `90` a été définie à cet effet.

```
if (c == 90){ // OC0A frequency
    TCCR0B = USART_Receive();
    OCROA = USART_Receive();
}
```

Dans le programme utilisateur, chaque changement au niveau de la commande de fréquence `HScroll8` entraîne une nouvelle sortie. Pour un réglage aussi précis que possible, cinq gammes avec des échelles différentes (1, 8, 64, 256, 1 024) sont utilisées. La fréquence de sortie est calculée et affichée sur l'écran de l'utilisateur. Le **listage 2** montre l'extrait de code. La **figure 3** montre les connexions des broches et la **figure 4** montre l'écran utilisateur du MSR.

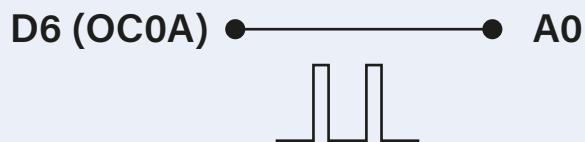


Figure 3. Connexions des broches du générateur de fréquence.

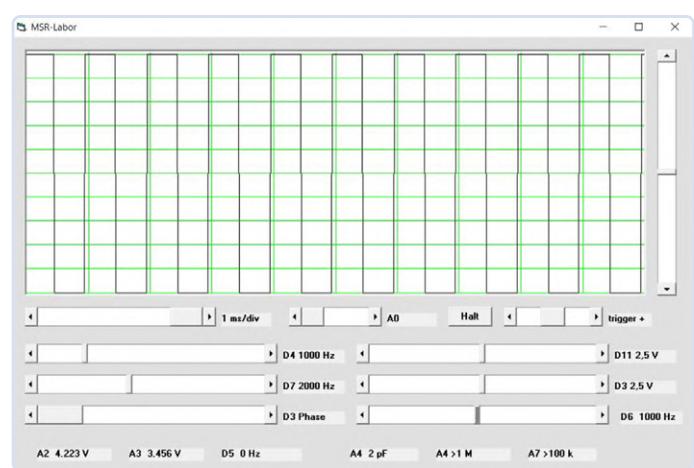


Figure 4. Génération et affichage d'un signal de 1 000 Hz.



Listage 1. Triggering a phase jump.

```
if (c == 82) { // DDS Phase
    a2 = (USART_Receive()) << 8;
    a1 = 0x0000;
}

Private Sub HScroll9_Change()
    phase = HScroll9.Value
    Label15 = "D3 " + Str(Round(phase / 256 * 360)) + " °"
    SENDBYTE 82
    SENDBYTE phase
End Sub
```



Listage 2. La fréquence de sortie est calculée et affichée.

```
Private Sub HScroll8_Change()
    d = HScroll8.Value
    If d = 0 Then pre = 0: n = 0
    If d > 0 Then
        pre = 5
        n = 256 - d
        If n > -1 Then f = 8000000 / 1024 / (n + 1)
    End If
    If d > 192 Then
        pre = 4
        n = 448 - d
        If n > -1 Then f = 8000000 / 256 / (n + 1)
    End If
    If d > 384 Then
        pre = 3
        n = 640 - d
        If n > -1 Then f = 8000000 / 64 / (n + 1)
    End If
    If d > 608 Then
        pre = 2
        n = 864 - d
        If n > -1 Then f = 8000000 / 8 / (n + 1)
    End If
    If d > 832 Then
        pre = 1
        n = 1088 - d
        If n > -1 Then f = 8000000 / (n + 1)
    End If

    If f < 100000 Then Label11.Caption = "D6 " + Str(Round(f))
        + " Hz"
    If f >= 100000 Then Label11.Caption = "D6 " + Str(Round(f
        / 1000)) + " kHz"
    SENDBYTE 90
    SENDBYTE pre
    SENDBYTE n
End Sub
```

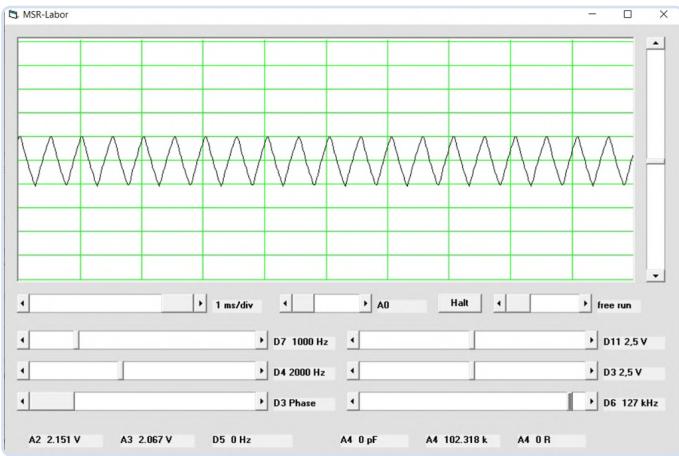


Figure 5. Mesure de l'alias de 2 kHz à 127 kHz.

Il est possible de régler avec précision de nombreuses valeurs de fréquences importantes, mais la plupart des fréquences sont des fractions impaires de 16 MHz. La résolution est élevée aux basses fréquences et devient plus fine à la limite. Les quatre fréquences les plus élevées sont 2 MHz, 2,667 MHz, 4 MHz et 8 MHz. À titre de comparaison : Le générateur DDS ainsi réalisé a une résolution d'environ 1 Hz sur toute la gamme, mais n'atteint que 5 kHz. Le générateur d'ondes carrées permet de régler des fréquences supérieures à la fréquence d'échantillonnage de l'oscilloscope. Cependant, des mesures fiables avec l'oscilloscope ne sont possibles que jusqu'à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, c'est-à-dire jusqu'à environ 31 kHz. Au voisinage du taux d'échantillonnage ou de ses multiples, des courbes complètement erronées sont délivrées. La fréquence d'échantillonnage double est de 125 kHz. Si vous réglez le générateur d'ondes carrées sur 127 kHz, un signal apparent de 2 kHz est généré, c'est-à-dire la fréquence de différence. En principe, ce problème peut être observé avec n'importe quel oscilloscope à mémoire numérique (DSO), alors qu'il ne se produit jamais avec un oscilloscope analogique. La **figure 5** en donne un exemple. On remarque également les bords inclinés de l'oscillogramme, malgré sa véritable forme rectangulaire. Ils sont causés par le temps d'échantillonnage fini du convertisseur AN. Le condensateur d'échantillonnage et de maintien a besoin d'un certain temps pour se charger jusqu'à la tension actuelle. Cependant, à des fréquences très élevées, l'état aura déjà changé pendant le temps d'échantillonnage. Par conséquent, les tensions entre les valeurs limites sont mesurées dans les transitions. À très haute fréquence, des tensions triangulaires sont même affichées, comme l'illustre la **figure 6**.

Mesure de fréquence

Le compteur numérique utilise timer 1, avec une résolution de 16 bits. Comme il n'est possible de compter que jusqu'à 65 535 avec cet arrangement, une interruption est déclenchée à chaque débordement pour incrémenter un compteur supplémentaire. Cela contredit le principe selon lequel il ne devrait y avoir qu'une seule interruption active pour ne pas perturber la sortie DDS en cours. Cependant, l'interruption du Timer1 se produit rarement et seulement lorsque des fréquences supérieures à 65 kHz sont mesurées. Ce listing présente le code correspondant :

```
ISR (TIMER1_OVF_vect)
{
    fh1++;
}
```

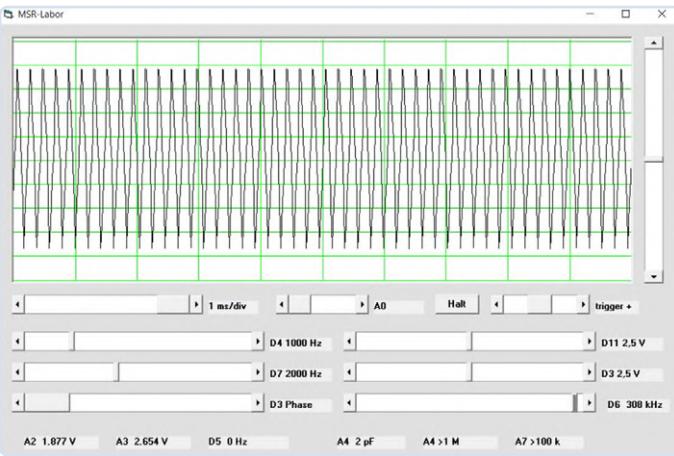


Figure 6. Affichage de la forme d'onde triangulaire à 308 kHz.

...

```
TCCR1A = 0x00;
TCCR1B = 0x07; // Timer1 Input
TIMSK1 = 0x01; // Timer1 Overflow Interrupt
TCCR1C = 0;
```

Pour l'initialisation, on connecte le compteur à l'entrée T1 du port D5. De plus, l'interruption est activée. L'interruption de Timer2 est également utilisée pour contrôler le temps de porte. Un compteur de temps *t* est configuré ici. À *t* = 0, Timer1 est réinitialisé ainsi que son octet de poids fort *fh1*. A *t* = 1, le timer est démarré. Et exactement une seconde plus tard, il est arrêté et lu :

```
ISR (TIMER2_OVF_vect)
{
    PORTB |= 1;
    ...
    t++;
    if (t == 0) { TCCR1B = 0x00; TCNT1 = 0; fh1 = 0; }
    if (t == 1) { TCCR1B = 0x07; }
    if (t == 62501) { TCCR1B = 0x00; f=TCNT1; fh2=fh1; }
    ...
    PORTB &= ~1;
}
```

Les 16 bits de poids faible se trouvent alors dans *f*. En outre, les 8 bits de poids fort se trouvent dans *fh2*. La commande 91 a été définie pour la transmission au PC. Dans le programme utilisateur MSR, la lecture de la fréquence est rafraîchie une fois par seconde. Pour ce faire, la valeur mesurée doit être lue dans le cadre de la fonction de temporisation. Un total de trois octets est combiné pour former un nombre de 24 bits. Voici les extraits de code pertinents pour ces opérations :

```
if (c == 91) { // Timer 1 frequency
    USART_Transmit(fh2);
    USART_Transmit(f >> 8);
    USART_Transmit(f & 0xFF);
}

CLEARBUFFER
SENDBYTE 91
f = READBYTE
f = 256 * f
f = f + READBYTE
```

```

f = 256 * f
f = f + READBYTE
Label9 = «D5 « + Str(f) + « Hz»

```

Le fréquencemètre fonctionne en permanence en arrière-plan sans perturber la sortie DDS et l'oscilloscope. Si vous reliez l'entrée D5 à la sortie D8, il est possible de contrôler le taux d'échantillonnage et l'appel régulier de la fonction d'interruption Timer2 (**figure 7**). Ici, 62 500 Hz est affiché (**figure 8**). Si jamais cette fréquence fluctue ou baisse à la suite d'une modification du micrologiciel, cela indique une erreur causée par un délai trop long durant l'interruption. La sortie de l'onde carrée, D7 ou D4, est la plus adaptée à la mesure de la fréquence du DDS. On peut y trouver des écarts d'un hertz causés en partie par des erreurs d'arrondi. En général, le chiffre le plus bas d'un compteur de fréquence fluctue parce que la fréquence du signal est le plus souvent complètement asynchrone avec la base de temps du compteur.

Dans ce cas, la fréquence de 1 kHz est également confirmée par l'oscilloscope, qui mesure simultanément le signal sinusoïdal correspondant (**figure 9**). Cependant, l'oscilloscope MSR ne peut mesurer que des fréquences inférieures à 31 kHz. Le compteur de fréquence MSR, quant à lui, fonctionne jusqu'à 8 MHz.

Un écart de 4 Hz est observé à la fréquence de mesure la plus élevée de 8 MHz (**figure 10**). Ceci est dû au temps de calcul dans la fonction Timer2, qui provoque une légère prolongation du *gate time*. Plus précisément, il est possible de réduire cette erreur temporelle à 0,5 µs. En général, le compteur de fréquence semble avoir une excellente précision. Cependant, il faut garder à l'esprit que tous les signaux mesurés sont dérivés de la même horloge, à savoir l'horloge système de l'Arduino. Malheureusement, le contrôleur n'utilise pas de quartz mais un résonateur céramique de 16 MHz. Des mesures précises montrent que celui-ci peut avoir un écart allant jusqu'à environ 0,3%, ce qui équivaut à environ 50 kHz à 16 MHz. Par conséquent, avec la fréquence affichée de 8 MHz, une erreur allant jusqu'à 25 kHz est possible.

Il faut tenir compte de ces tolérances lors de toute mesure de fréquence. Cependant, il y a souvent des tâches pour lesquelles seule la précision relative ou l'observation des changements de fréquence (Δf) est importante. Dans d'autres cas, il faut envisager de retirer le résonateur en céramique et de le remplacer par un quartz et des condensateurs adaptés si nécessaire. ↗

240119-04

Questions ou commentaires ?

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



Produits

➤ Burkhard Kainka, *The Arduino-Inside Measurement Lab*,
Elektor 2024

Version papier : www.elektor.de/20818

Version numérique : www.elektor.com/20819

D8 (62.5 kHz) ————— D5 (T1)



Figure 7. Connexions des broches pour le fréquencemètre.

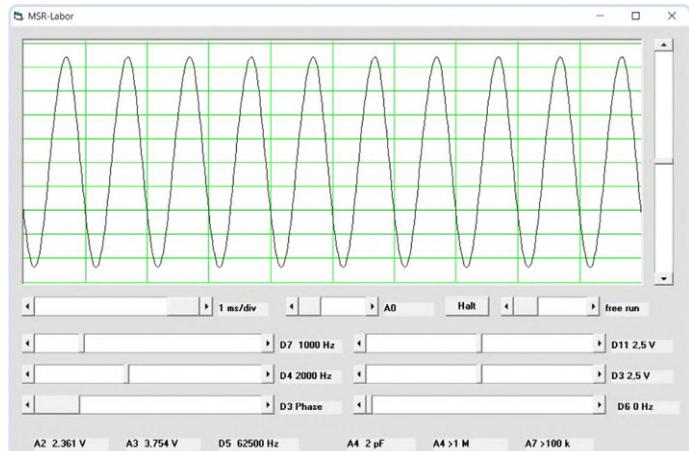


Figure 8. Mesure de la fréquence d'échantillonnage sur D8.

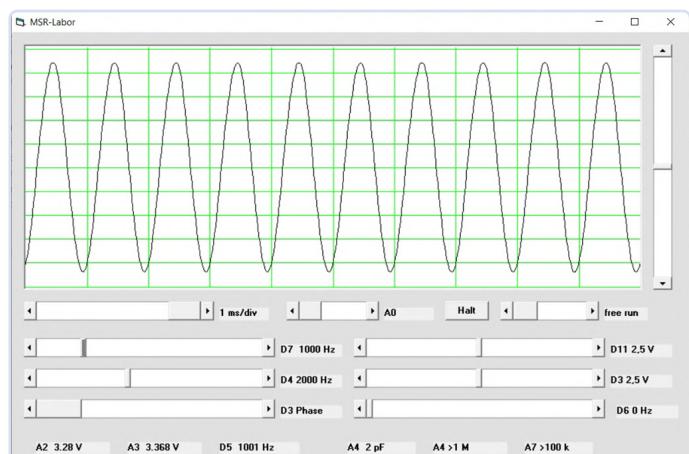


Figure 9. Mesure de la fréquence de sortie de 1 000 Hz générée par le DDS.

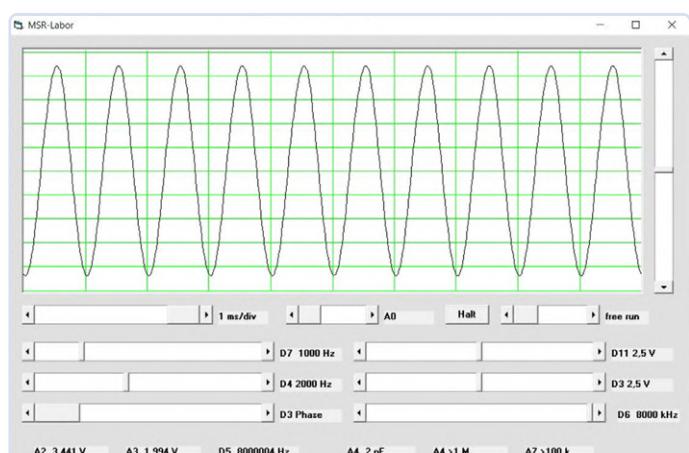


Figure 10. Mesure de 8 MHz sur D6.

LIEN

[1] Logiciel MSR : <https://b-kainka.de/MeasurementLab.html>

analyseur de gain-phase avec une carte son

pour les fréquences de 100 Hz à 90 kHz

Martin Ossmann (Allemagne)

Installé à l'intérieur de votre PC, cette carte est généralement dédiée à la conversion de données audio entre les domaines analogique et numérique. Avec le logiciel approprié, vous pouvez le transformer en un outil de mesure intéressant, capable d'analyser le gain et la phase des réseaux quadripolaires, ainsi que l'impédance complexe des réseaux bipolaires pour des fréquences allant jusqu'à 90 kHz. Le plus impressionnant ? Aucun équipement additionnel ni dépense supplémentaire ne sont nécessaires !

Cet article explique comment vous pouvez utiliser la carte son de votre PC pour mesurer les caractéristiques de fréquence des composants en termes de gain et de réponse en phase, ainsi que l'impédance complexe des composants bipolaires simples tels que les résistances, les condensateurs et les bobines.

Le logiciel accompagnant ce projet a été développé en utilisant l'environnement de développement intégré Processing (open-source) [1], qui est idéal pour accéder aux signaux de la carte son et créer des graphiques d'affichage. Vous trouverez ces programmes sur la page du projet sur Elektor [2].

Pour mesurer la réponse en fréquence d'un composant (le composant à tester, ou DUT), vous pouvez piloter le composant avec un signal sinusoïdal à fréquence variable et mesurer le déphasage et le rapport d'amplitude entre le signal à l'entrée et à la sortie.

Carte son

La carte son de votre ordinateur possède une sortie haut-parleur qui peut alimenter un circuit externe avec un signal sinusoïdal (**figure 1**). En outre, elle dispose d'entrées de ligne stéréo. En envoyant également le signal d'entrée d'un appareil sous test au canal gauche de la carte son, et la sortie de l'appareil sous test au canal droit, vous pouvez mesurer les deux signaux simultanément et déterminer leur déphasage. La carte son du PC mesure les signaux avec un taux d'échantillonnage de 192 kHz et une résolution de 16 bits. Cela permet de mesurer des

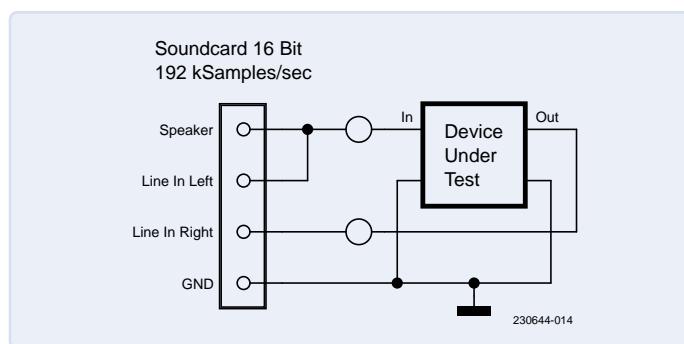


Figure 1. Connexion d'un réseau quadripolaire à la carte son

fréquences jusqu'à la moitié de la fréquence d'échantillonnage, soit environ 90 kHz. Il est donc possible de mesurer les caractéristiques d'un composant tel qu'une antenne DCF77. La haute résolution de la carte permet également de mesurer des signaux relativement faibles. Pour effectuer les mesures, la carte son doit être configurée de manière à ce que le signal de sortie d'un générateur de signal sur la carte soit transmis à la sortie haut-parleur et que les signaux d'entrée de ligne gauche et droite soient les seuls à être transmis au convertisseur A/N de la carte son.

Gain et phase

Pour analyser les caractéristiques de réponse en fréquence d'un composant, à l'entrée de la carte son, nous analysons un signal analogique de fréquence connue mais de gain et de phase inconnus par rapport au signal d'excitation. Le signal (la courbe jaune de la **figure 2**) présente également des signaux d'interférence et de bruit. Pour déterminer le gain et la phase, nous procédons à la résolution d'un problème d'optimisation linéaire en utilisant les valeurs de A et B de façon à ce que le signal

$$s(t) = A \cos(k \alpha) + B \sin(k \alpha)$$

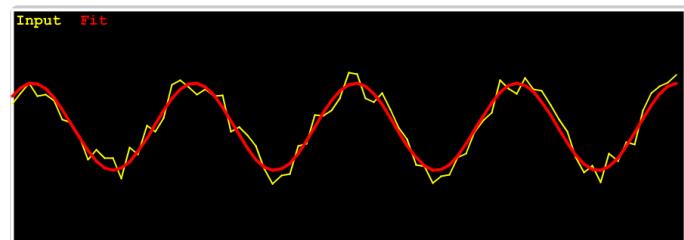


Figure 2. Signal d'entrée $y(t)$ (jaune) et approximation cosinus/sinus $s(t)$ (rouge).

atteint la meilleure correspondance avec le signal mesuré $y(t)$. Nous utilisons la méthode des moindres carrés. Il est raisonnable de fixer le nombre d'échantillons $N = 4\ 096$. Vous pouvez modifier cette valeur facilement dans le programme. Pour déterminer A, le signal est multiplié et additionné avec l'onde cosinus échantillonnée. Pour B, on utilise l'onde sinusoïdale échantillonnée correspondante. A représente la valeur de la fonction cosinus du signal, tandis que B représente la valeur de la fonction sinus. Cette méthode fonctionne de la même manière qu'un mélangeur I/Q dans la conception d'un récepteur SDR. Le signal du récepteur est multiplié par les fonctions cosinus et sinus du signal échantillonné. Un filtrage passe-bas est ensuite appliqué, ce qui est réalisé ici en additionnant les échantillons. On parle également de sommation par la moyenne.

Nous pouvons alors déterminer l'amplitude U et la phase φ avec l'équation suivante :

$$U = \sqrt{A^2 + B^2} \quad \text{en} \quad \varphi = \arctan(B/A)$$

Si des calculs complexes en courant alternatif sont utilisés, A est la partie réelle et B la partie imaginaire de la représentation phasorielle du signal. Le signal approximatif s , est représenté en rouge dans la figure 2. En comparant l'erreur d'approximation restante entre le signal $y(t)$ et l'approximation $s(t)$, on peut en déduire la qualité de la mesure. Lorsque cette erreur est trop élevée, on peut supprimer la mesure. Le programme affiche les erreurs d'approximation relatives entre le signal d'entrée et le signal de sortie, qui doivent toutes deux être inférieures à 50 %. Si la forme d'onde mesurée présente un niveau de bruit élevé, c'est souvent parce que le niveau du signal est trop bas. Pour éviter cela, le programme peut afficher les niveaux des signaux d'entrée et de sortie. Cette information permet également d'identifier une éventuelle surcharge du générateur de signaux.

À partir de l'amplitude et de la phase des signaux d'entrée et de sortie, il est facile de déterminer l'amplitude et la phase de la fonction de transfert, g . Il est possible de calculer le rapport entre l'amplitude des signaux et la différence de phase, comme le montre l'exemple ci-dessous.

Filtre passe-bande actif

Le DUT utilisé ici est un filtre passe-bande actif à deux étages. Le schéma du circuit est représenté sur la **figure 3**, et la **figure 4** montre le circuit construit sur une petite carte perforée carrée. Chaque étage a une fréquence de résonance légèrement différente. La **figure 5** montre le gain combiné (en dB) et la réponse en phase (en degrés) du filtre sur une gamme de fréquences allant de 1 kHz à 90 kHz. Ceci montre la réponse relativement plate du filtre à sa fréquence de résonance $f_0 = 17$ kHz. Le déphasage se produit autour de la fréquence de résonance. La courbe correspond bien à une simulation LTspice du même circuit de filtre.

Mesure d'impédance

Pour mesurer l'impédance d'un composant, on peut construire un réseau diviseur de tension constitué de l'impédance inconnue, Z , et d'une résistance de source, R_q (**figure 6**). La fonction de transfert (complexe) de ce diviseur de tension est donnée par :

$$g = Z / (R_q + Z)$$

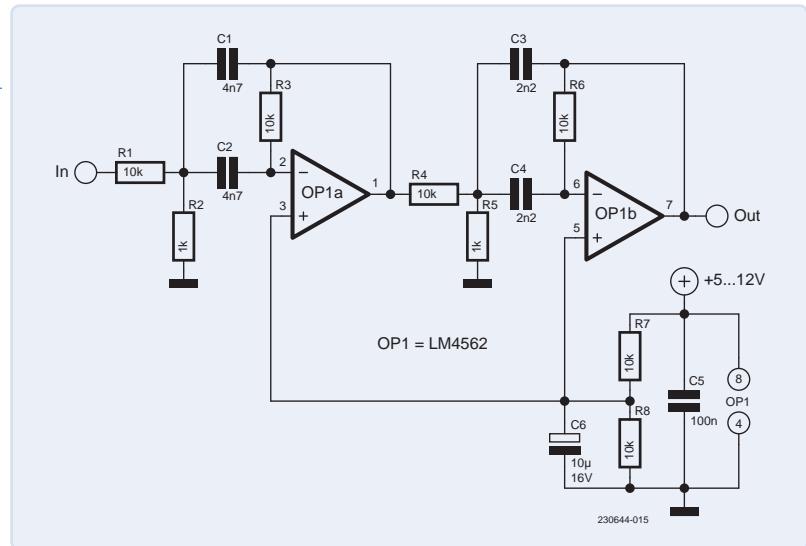


Figure 3. Filtre passe-bande à deux étages.

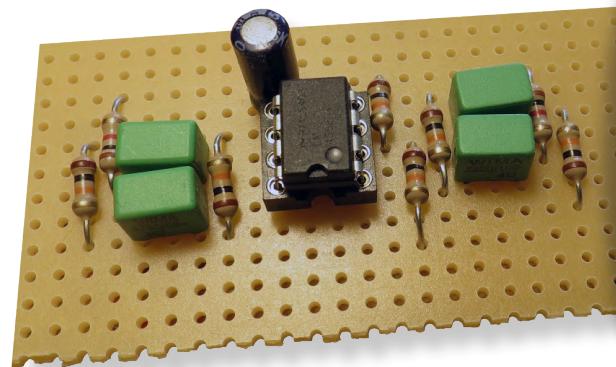


Figure 4. Le filtre passe-bande à deux étages construit sur une petite carte perforée.

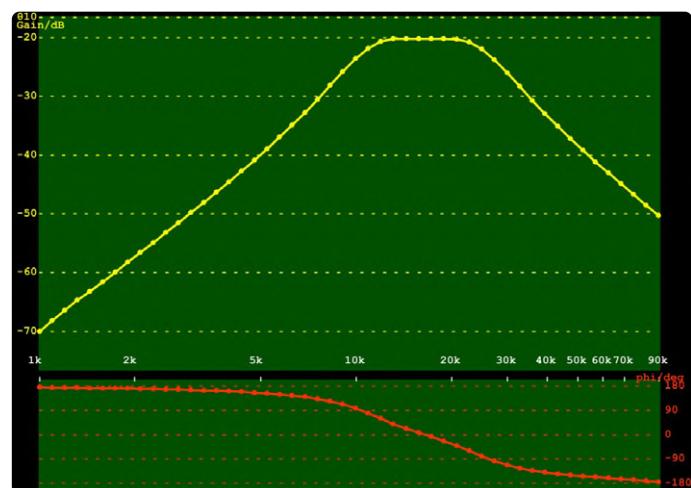


Figure 5. Réponse en fréquence du filtre passe-bande de la figure 3.

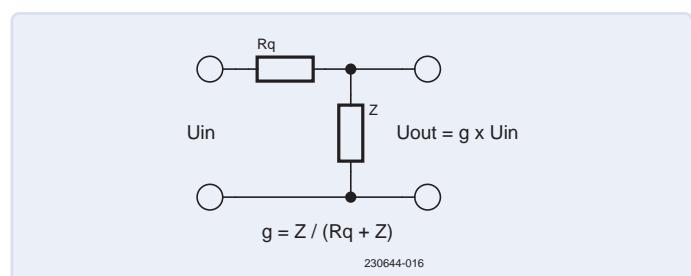


Figure 6. Réseau de diviseurs de tension pour mesurer l'impédance.

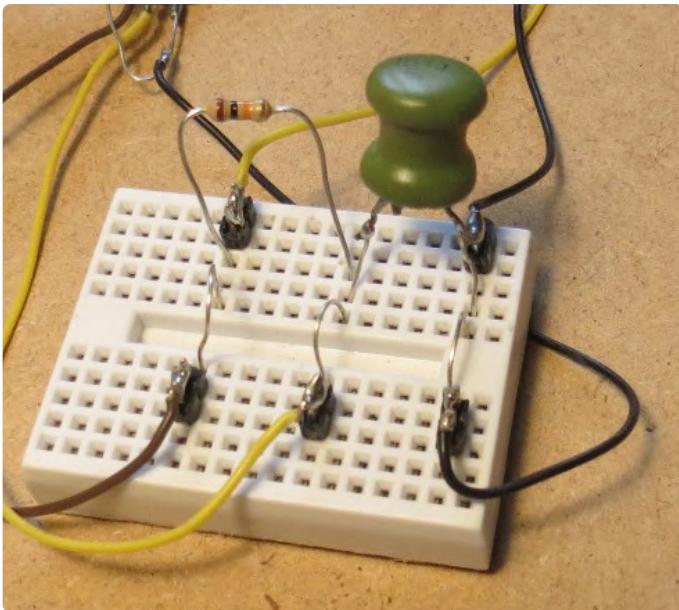


Figure 7. Câblage pour la mesure d'inductance

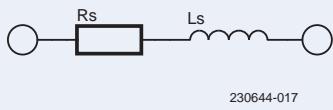


Figure 8. Circuit série équivalent de la bobine.

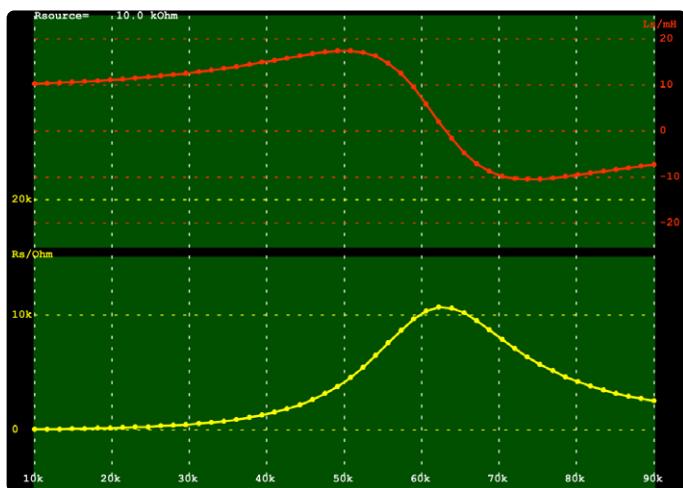


Figure 9. Les propriétés de la bobine, L_s et R_s , de 10 kHz à 90 kHz.

Nous pouvons ainsi déterminer l'impédance, Z , à partir du facteur g

$$Z = Rq \cdot g / (1 - g)$$

Cela nous permet de calculer l'impédance en fonction de la fréquence, contrairement aux simples impédancemètres qui ne fonctionnent qu'à une fréquence fixe. L'impédance est composée d'une partie réelle et d'une partie imaginaire, ou d'une magnitude et d'une phase, à partir desquelles nous pouvons déterminer les composants d'un circuit équivalent. Nous obtenons ainsi les valeurs équivalentes de la capacité ou de l'inductance. La résistance de source, Rq , doit être choisie dans l'ordre de grandeur de l'impédance à mesurer. Elle ne doit pas non plus être trop réduite, car elle pourrait surcharger la sortie du générateur de signaux de la carte son.

Pour les premiers essais, nous pouvons utiliser une bobine fixe avec une inductance $L = 10 \text{ mH}$. Vous pouvez construire le circuit sur une petite carte de prototypage, comme le montre la **figure 7**. La résistance de la source est $Rq = 10 \text{ k}\Omega$. Le circuit équivalent en série de la bobine est représenté sur la **figure 8**. La résistance en série représente la résistance en courant continu du fil de la bobine ainsi que les pertes (dépendant de la fréquence) dans le matériau du noyau et d'autres propriétés. Les valeurs du circuit équivalent en fonction de la fréquence sont indiquées sur la **figure 9**.

Impédance d'entrée

Les caractéristiques de ce montage en fonction de la fréquence signalent un problème. Aux fréquences inférieures à 30 kHz, la valeur de l'inductance série L_s est d'environ 10 mH, comme prévu. Il en va de même pour la résistance série R_s . À des fréquences plus élevées, L_s augmente fortement et devient même négative. Cela signifie qu'à hautes fréquences, le réseau bipolaire se comporte de manière capacitive. En effet, nous n'avons pas pris en compte l'impédance d'entrée de la carte son, qui est en parallèle avec Z . Nous pouvons mesurer cette impédance par le système lui-même en omettant l'impédance, Z , dans le réseau du diviseur de tension comme le montre la figure 6, de façon à ce qu'il ne soit constitué que de l'impédance d'entrée. Un réseau parallèle de condensateur C_p et de résistance R_p est utilisé comme circuit équivalent pour représenter l'impédance d'entrée. Les valeurs mesurées qui en résultent sont indiquées dans le **tableau 1**.

Tableau 1. Valeurs mesurées de l'impédance d'entrée de la carte son.

$k = 0$	$\text{frq} = 1,00 \text{ kHz}$	$R_p = 12,462 \text{ k}\Omega$	$C_p = 713,40 \text{ pF}$
$k = 1$	$\text{frq} = 12,13 \text{ kHz}$	$R_p = 12,044 \text{ k}\Omega$	$C_p = 647,35 \text{ pF}$
$k = 2$	$\text{frq} = 23,25 \text{ kHz}$	$R_p = 11,591 \text{ k}\Omega$	$C_p = 633,22 \text{ pF}$
$k = 3$	$\text{frq} = 34,38 \text{ kHz}$	$R_p = 11,094 \text{ k}\Omega$	$C_p = 624,68 \text{ pF}$
$k = 4$	$\text{frq} = 45,50 \text{ kHz}$	$R_p = 10,582 \text{ k}\Omega$	$C_p = 618,75 \text{ pF}$
$k = 5$	$\text{frq} = 56,63 \text{ kHz}$	$R_p = 10,049 \text{ k}\Omega$	$C_p = 614,45 \text{ pF}$
$k = 6$	$\text{frq} = 67,75 \text{ kHz}$	$R_p = 9,514 \text{ k}\Omega$	$C_p = 610,30 \text{ pF}$
$k = 7$	$\text{frq} = 78,88 \text{ kHz}$	$R_p = 8,984 \text{ k}\Omega$	$C_p = 606,95 \text{ pF}$
$k = 8$	$\text{frq} = 90,00 \text{ kHz}$	$R_p = 8,387 \text{ k}\Omega$	$C_p = 605,17 \text{ pF}$

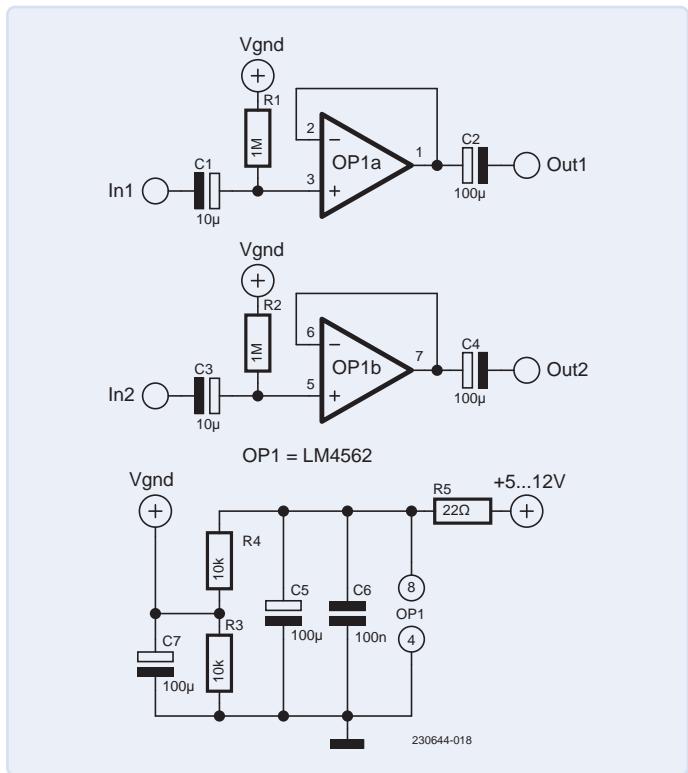


Figure 10. Schéma d'un circuit tampon à deux canaux.

Comme vous pouvez le voir, la carte son a une impédance d'entrée relativement faible d'environ $11\text{ k}\Omega$. L'impédance a une composante capacitive d'environ 650 pF , une valeur élevée par rapport aux caractéristiques d'entrée d'un oscilloscope typique. C'est cette composante capacitive qui a influencé le comportement résonant lors de la mesure sur la bobine.

Conversion d'impédance

Pour réduire l'effet de l'impédance de l'étage d'entrée de la carte son, nous pouvons utiliser des convertisseurs d'impédance. Ceux-ci possèdent des entrées à haute impédance avec une faible capacité et on peut facilement les construire avec des circuits intégrés d'amplificateurs tampons. Dans la **figure 10**, nous proposons un circuit utilisant un ampli-op LM4562, qui peut être facilement construit sur un morceau de carte de prototypage (**figure 11**).

L'ampli-op LM4562 proposé ici utilise un faible courant de polarisation, donc la chute de tension à travers la résistance d'entrée de $1\text{ M}\Omega$ est faible. Son produit gain/bande passante de 55 MHz est suffisamment

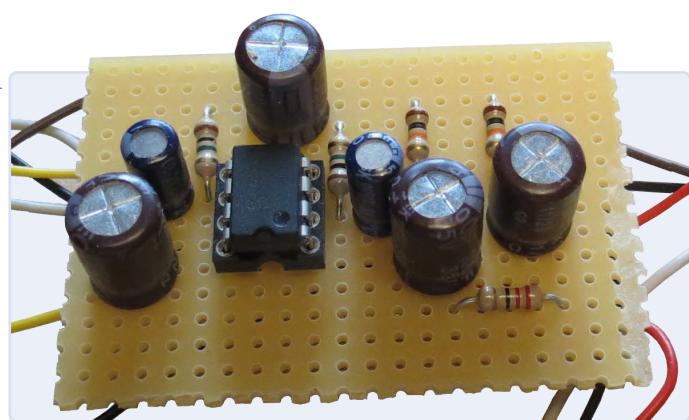


Figure 11. Construction d'un tampon à deux canaux sur une perfboard.

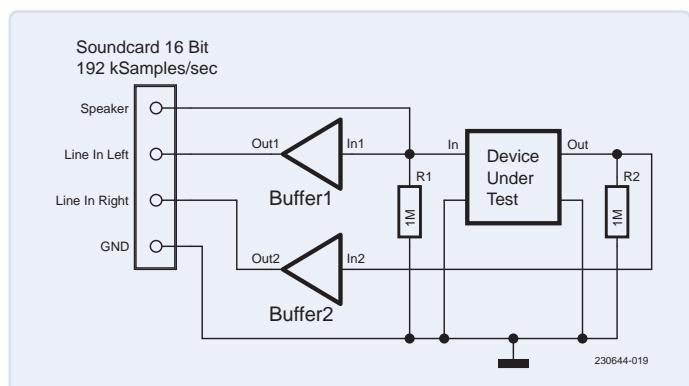


Figure 12. Câblage du tampon, de la carte son et du DTU.

élevé pour cette application. Ce circuit intégré est peu bruyant et très linéaire et il est également peu coûteux, par exemple chez Mouser [3] où vous pouvez procurer le CI traversant au prix de $2,28\text{ £}$.

La connexion du tampon, de la carte son et du DTU est illustrée à la **figure 12**. Il y a maintenant un étage tampon devant chaque entrée de la carte son. Comme le même circuit est utilisé pour les deux canaux, leur influence s'annule lors du calcul du facteur de transfert g . Ces étages tampons ont une entrée de $1\text{ M}\Omega$ similaire aux caractéristiques d'entrée d'un oscilloscope, ce qui permet d'utiliser des sondes d'oscilloscope ordinaires.

Maintenant, en utilisant les tampons, on teste un circuit parallèle composé d'une résistance de $R_p = 10\text{ k}\Omega$ et d'un condensateur de capacité $C_p = 100\text{ pF}$. Les résultats sont donnés dans le **tableau 2**. La mesure est maintenant assez précise sur toute la gamme de

Tableau 2. Mesure d'un circuit parallèle où $R_p = 10\text{ k}\Omega$ et $C_p = 100\text{ pF}$.

$k = 0$	$\text{frq} = 1,00\text{ kHz}$	$R_p = 9,831\text{ k}\Omega$	$C_p = 104,31\text{ pF}$
$k = 1$	$\text{frq} = 10,89\text{ kHz}$	$R_p = 9,828\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,55\text{ pF}$
$k = 2$	$\text{frq} = 20,78\text{ kHz}$	$R_p = 9,827\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,42\text{ pF}$
$k = 3$	$\text{frq} = 30,67\text{ kHz}$	$R_p = 9,821\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,49\text{ pF}$
$k = 4$	$\text{frq} = 40,56\text{ kHz}$	$R_p = 9,816\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,47\text{ pF}$
$k = 5$	$\text{frq} = 50,44\text{ kHz}$	$R_p = 9,809\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,51\text{ pF}$
$k = 6$	$\text{frq} = 60,33\text{ kHz}$	$R_p = 9,800\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,60\text{ pF}$
$k = 7$	$\text{frq} = 70,22\text{ kHz}$	$R_p = 9,792\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,56\text{ pF}$
$k = 8$	$\text{frq} = 80,11\text{ kHz}$	$R_p = 9,780\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,53\text{ pF}$
$k = 9$	$\text{frq} = 90,00\text{ kHz}$	$R_p = 9,761\text{ k}\Omega$	$C_p = 102,20\text{ pF}$

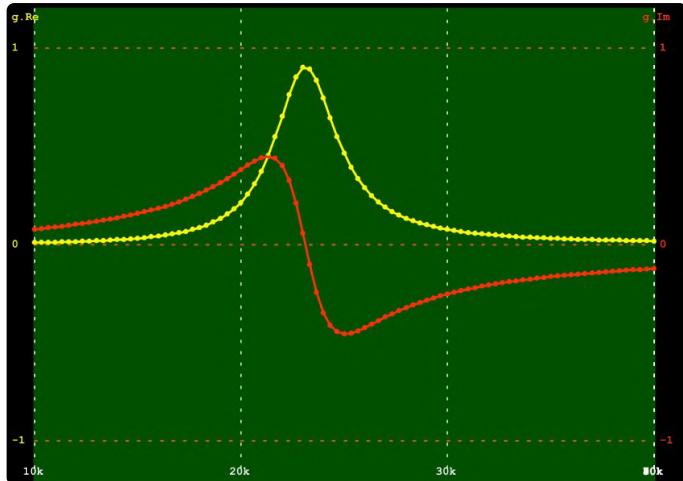


Figure 13. Tracés des parties réelles et imaginaires d'un circuit résonnant parallèle avec $L_p = 10 \text{ mH}$ et $C_p = 4,7 \text{ nF}$.

fréquences grâce à l'impédance d'entrée élevée et aux propriétés de faible capacité des étages tampons. Vous pouvez également déterminer les parties réelle et imaginaire de la fonction de transfert d'un composant. Les parties réelles et imaginaires d'un circuit résonant parallèle avec $L_p = 10 \text{ mH}$ et $C_p = 4,7 \text{ nF}$ sont données dans la **figure 13**. Il est également possible de représenter les parties réelles et imaginaires dans le plan x-y, comme le montre la **figure 14**. C'est ce qu'on appelle un tracé de Nyquist. Pour un circuit résonant parallèle, on obtient un tracé circulaire.

Courbes de référence

Vous aurez souvent déjà une idée de l'aspect des courbes mesurées. Le logiciel vous permet de superposer ces courbes de référence afin de vérifier si le modèle correspond à la réalité. Pour plus de commodité, une bibliothèque de calculs complexes de courant alternatif sera utile pour la création de fonctions de transfert de référence et vous pouvez la télécharger avec le projet. À titre d'exemple, nous allons tester un circuit résonant en série (**figure 15**).

En résonance, ce circuit série-résonant génère un signal de sortie élevé. Si le générateur de signaux est réglé sur le niveau de sortie normal, le signal de sortie de ce circuit surchargera l'entrée de mesure de la tension en résonance. La solution la plus simple consiste à réduire le signal du générateur d'un facteur 10. Il apparaît maintenant que la carte son peut traiter des signaux, même petits, avec une grande précision. La mesure de la fonction de transfert (amplitude et phase) donne les courbes illustrées à la **figure 16**.

La courbe jaune représente l'amplitude de la fonction de transfert. En résonance, elle atteint son pic à environ +30 dB. La courbe s'étend sur une plage allant de -50 dB à +30 dB, ce qui donne une plage dynamique totale de 80 dB. La courbe rouge en bas montre la réponse

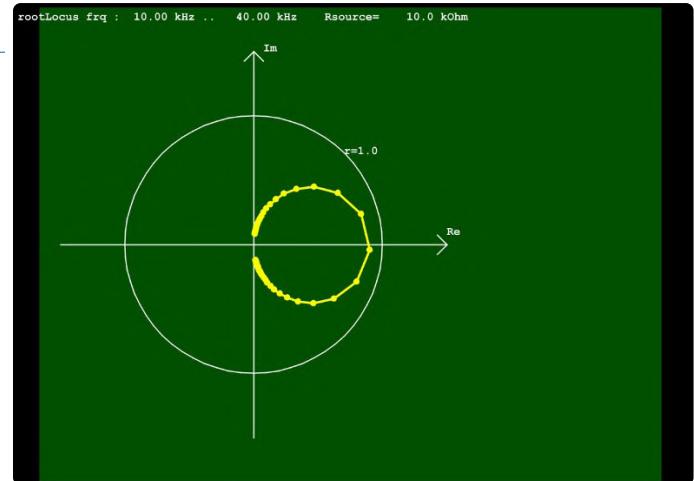


Figure 14. Diagramme de Nyquist du circuit résonnant parallèle.

en phase. Comme prévu, le déphasage se produit principalement autour de la région de résonance. Les croix grises/bleues indiquent le comportement de la fonction modèle associée à la figure 15. Vous pouvez voir qu'elle correspond assez bien. Seul le pic de résonance est plus faible en pratique qu'en théorie, ce qui est dû à des pertes supplémentaires dans la bobine. Si l'on réduit la valeur de R_p à $30 \text{ k}\Omega$, on obtient une courbe qui, même pendant la résonance, correspond mieux. À partir de là, nous pouvons estimer les pertes dans la bobine. Cette approche est une pratique courante pour l'estimation des paramètres, où les paramètres sont réglés pour que la fonction modèle corresponde le plus possible à la mesure réelle.

Options

Le tableau 3 liste les paramètres du circuit et les valeurs des composants qui peuvent être définis dans le programme. Cela donne un large éventail de possibilités pour l'analyse des circuits.

Cet article a démontré la façon dont vous pouvez mesurer la réponse en fréquence des réseaux quadripolaires et des impédances de composants dans la gamme de fréquences de 100 Hz à 90 kHz en utilisant une carte son ordinaire, éventuellement complétée par deux ampli-op tampons fonctionnant comme des convertisseurs d'impédance. Le programme, développé en utilisant la bibliothèque graphique et l'EDI Processing, permet l'affichage des paramètres dépendant de

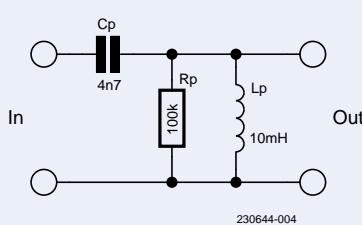


Figure 15. Circuit résonnant en série.

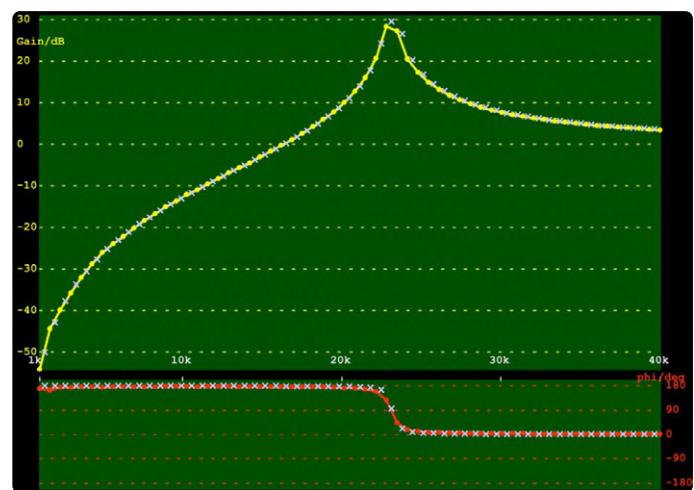


Figure 16. Gain et phase de la fonction de transfert d'un circuit résonnant en série.



la fréquence pour les différents circuits équivalents dans différents formats. Au total, avec très peu d'efforts, vous pouvez, par exemple, mesurer les caractéristiques de réseaux quadripolaires, de condensateurs et d'inductances sur une gamme de fréquences. ↗

230644-04

Tableau 3. Paramètres du programme principal.

Evaluated function selection

<code>selectGreGim</code>	Real and imaginary part of the transfer function
<code>selectZreZim</code>	Real and imaginary part of the impedance
<code>selectRpCp</code>	Equivalent capacitive impedance in parallel to resistor Rp
<code>selectRsLs</code>	Equivalent inductive impedance in series with resistor Rs
<code>selectGainPhase</code>	Gain (dB) and phase (degrees) of the transfer function
<code>selectGasXY</code>	Real and imaginary part of the transfer function as a locus
<code>selectErr</code>	Error level for the sine approximation of both sample sequences
<code>selectRms</code>	Amplitude (RMS) of the two signals
<code>fSample=192000 ;</code>	The sound card sample rate
<code>nSamples=512 ;</code>	Number of samples in one measurement
<code>frqStart=5*kHz ;</code>	Frequency sweep start
<code>frqStop= 80*kHz ;</code>	Frequency sweep stop
<code>FrqNsteps=16 ;</code>	Number of measurements during sweep
<code>logSweep!=true ;</code>	Logarithmic sweep option
<code>SigGenAmplRms=0.25 ;</code>	Sine wave signal generator (RMS) amplitude
<code>Rsource=150*0Ohm ;</code>	Source resistance for impedance measurements

À propos de l'auteur

Dès l'âge de douze ans, Martin Ossmann a commencé à lire Elektor et à expérimenter avec l'électronique. Après avoir suivi des études en électrotechnique, il a travaillé plusieurs années en tant qu'ingénieur en développement. Il est ensuite devenu professeur au département d'électrotechnique et de technologie de l'information de l'université d'Aix-la-Chapelle (FH Aachen). Il est non seulement l'auteur de nombreux articles et publications scientifiques, mais a également conçu de nombreux projets matériels et logiciels innovants publiés dans Elektor durant les trois dernières décennies.

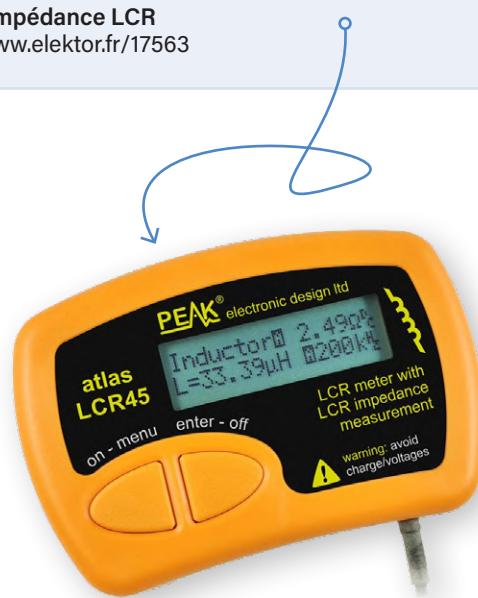
Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (ossmann@fh-aachen.de) ou contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

➤ Peak Atlas LCR45 – LCR-mètre avec mesure de l'impédance LCR
www.elektor.fr/17563



LIENS

- [1] Processing : <https://processing.org>
- [2] Page du projet sur Elektor: <https://elektormagazine.fr/230644-04>

mesure du pH avec l'Arduino UNO R4

vérifier la qualité de l'eau

Boris Landoni (Italie)

Pour connaître le taux d'acidité (ou d'alcalinité) de l'eau de votre piscine ou de votre aquarium, vous avez besoin d'un pH-mètre. Dans cet article, vous trouverez une solution simple mais efficace, basée sur des composants disponibles sur le marché.

Dans cet article, nous présentons un pH-mètre capable de mesurer avec précision la valeur du pH d'une solution. Nous utilisons un capteur dédié, la carte Arduino UNO R4 Minima, et un petit écran OLED de 0,96 pouce. La polyvalence de ce système lui permet d'être utilisé dans différents domaines, en fournissant des résultats fiables et une utilisation conviviale.

L'eau est un élément crucial dans de nombreux domaines. Par exemple, dans l'agriculture hydroponique, où les plantes sont cultivées sans terre, le pH de l'eau joue un rôle clé dans l'absorption optimale des nutriments par les plantes. La surveillance constante du pH de l'eau permet aux agriculteurs et aux utilisateurs d'ajuster les niveaux d'acidité ou d'alcalinité, créant ainsi un environnement idéal pour la croissance et le développement des plantes. Le maintien d'une valeur adéquate du pH de l'eau est également essentiel, par exemple, pour l'entretien courant des piscines - une condition préalable pour garantir aux baigneurs un environnement sain, sécurisé et toujours propice à la baignade. Un pH déséquilibré peut provoquer une irritation des

yeux et de la peau des nageurs et favoriser la prolifération de bactéries et d'algues. En plus, il est possible d'utiliser ce système de mesure du pH dans les aquariums, où la qualité de l'eau est vitale pour la santé des poissons et de tous les autres organismes vivants. Un pH inadéquat peut perturber l'équilibre de l'écosystème aquatique, provoquant stress et maladies pour ses habitants. Avec ce pH-mètre, vous pourrez contrôler le pH de l'eau en temps réel et apporter les corrections nécessaires pour garantir une valeur idéale pour chaque application.

Qu'est-ce que le pH ?

Avant de poursuivre la description du projet, découvrons ce qu'est le pH. Le pH (potentiel hydrogène) est une échelle de mesure utilisée pour indiquer le niveau d'acidité ou d'alcalinité d'une solution. Cette échelle va de 0 à 14, où une valeur de 7 représente la neutralité, tandis que les valeurs inférieures à 7 indiquent l'acidité et celles supérieures à 7 l'alcalinité (**figure 1**).

Le pH est déterminé par la concentration d'ions hydrogène (H^+) présents dans la

Elettronica In
WWW.ELETTRONICAIN.IT

solution. Lorsqu'une substance se dissout dans l'eau, elle peut libérer des ions hydrogène qui déterminent l'acidité de la solution. Si la concentration de ces ions est élevée, le pH sera faible, ce qui indique l'acidité. Inversement, si la concentration en ions hydrogène est faible, le pH sera élevé, ce qui indique l'alcalinité.

Comme nous l'avons mentionné, le pH est un paramètre important dans de nombreux domaines scientifiques et industriels, mais il est également fondamental pour la santé humaine, car divers systèmes biologiques ont besoin d'un environnement ayant un pH spécifique pour fonctionner correctement. La mesure du pH peut être effectuée avec des indicateurs chimiques ou des instruments électroniques appelés pH-mètres, qui fournissent une lecture précise du pH de la solution et sont couramment utilisés dans les laboratoires de chimie et d'analyse environnementale.

Sonde de mesure du pH

Dans notre projet, nous utiliserons une sonde électronique pour mesurer le pH (**figure 2**).

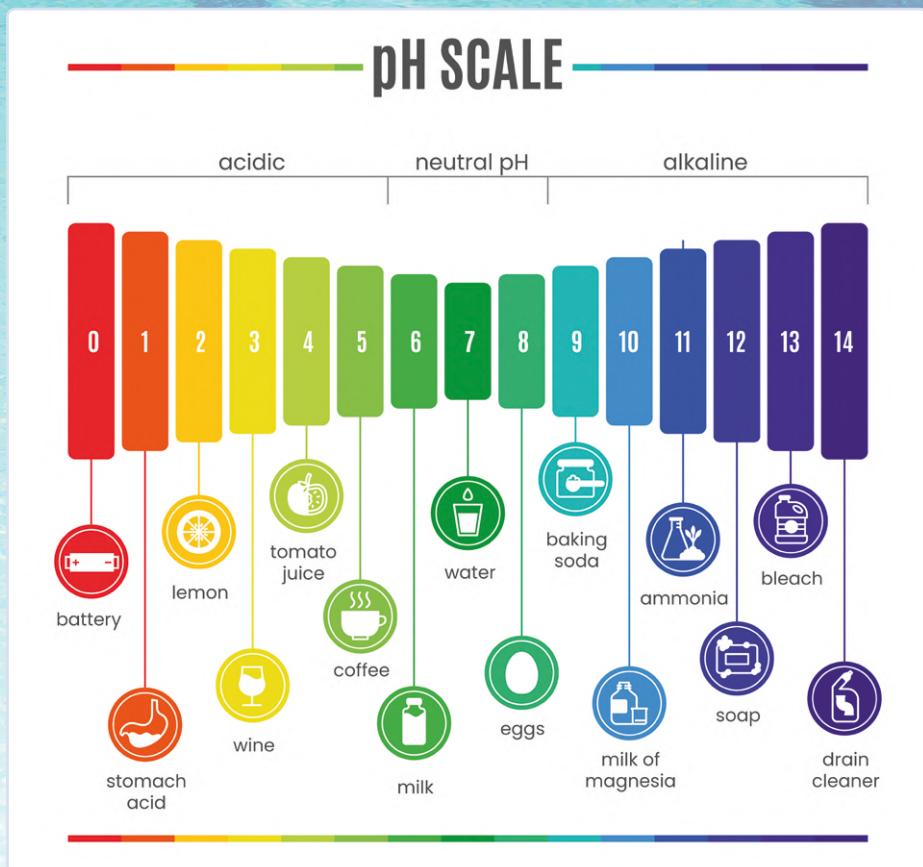


Figure 1. L'échelle utilisée pour indiquer le niveau d'acidité ou d'alcalinité d'une solution. (Source : Freepik / @freepik)

Le fonctionnement d'une sonde électronique d'un pH-mètre repose sur des principes électroniques et chimiques. Elle se compose d'une électrode en verre sensible au pH et d'une électrode de référence. La première se compose d'un verre spécial qui réagit avec les ions hydrogène de la solution. Lorsque l'électrode de verre est immergée dans la solution, une différence de potentiel électrique est créée en fonction du pH de la solution. L'électrode de référence fournit un point de référence stable pour la mesure du pH. En général, on utilise une électrode de référence en gel ou en solution saline. La sonde pH peut détecter la différence de potentiel électrique entre l'électrode de verre et l'électrode de référence. Ce potentiel est converti en valeur de pH grâce à un circuit électronique.

Avant toute utilisation, il est nécessaire de calibrer l'appareil en utilisant des valeurs de pH connues (généralement pH 4 et pH 7) afin de garantir la précision des mesures. Un soin particulier doit être apporté à l'électrode de verre, qui doit être conservée dans une solution spécifique et nettoyée périodiquement pour éliminer les dépôts susceptibles d'affecter les mesures. Nous ne pouvons pas connecter la sonde directement à notre carte Arduino UNO R4, mais le signal doit être amplifié et rendu interprétable par le

microcontrôleur via une carte de traitement du signal (**figure 3**).

La sonde de pH est connectée au module de conditionnement via un connecteur BNC, ce qui garantit une connexion stable et fiable. Le module dispose d'une broche de sortie de tension qui délivre un niveau proportionnel au niveau de pH mesuré. Il est possible de connecter cette broche à l'entrée analogique d'une carte, telle que l'Arduino UNO. Pour un bon fonctionnement, le module doit être alimenté par une tension de 5 VCC, et, compte tenu de sa faible consommation (entre 5 et 10 mA), nous pouvons l'alimenter directement à partir de la broche 5 V de notre carte UNO R4. Pour un fonctionnement optimal, il est nécessaire d'attendre au moins 60 secondes pour obtenir des lectures précises.



Figure 3. La carte de traitement des signaux qui nous permet d'interfacer la sonde de pH à l'Arduino UNO R4. (Source : Elettronica In)



Figure 2. Sonde électronique pour la mesure du pH. (Source : Elettronica In)

Arduino UNO R4 Minima

La quatrième version de l'Arduino UNO, l'Arduino UNO R4 Minima, constitue une avancée majeure dans le domaine du bricolage et de l'électronique (**figure 4**). Cette nouvelle version abrite un processeur Arm Cortex-M4 32 bits, offrant plus de puissance de calcul et 16 fois plus de mémoire que ses prédecesseurs. Malgré ces améliorations, la taille et la compatibilité 5 V restent les mêmes. Cela assure un portage transparent pour les shield et les projets existants, en profitant de l'écosystème étendu et unique déjà créé pour l'Arduino UNO original (**figure 5**).

La nouvelle version offre également une horloge plus rapide, ce qui lui permet d'effectuer des calculs plus précis et de contrôler des circuits complexes et sophistiqués.

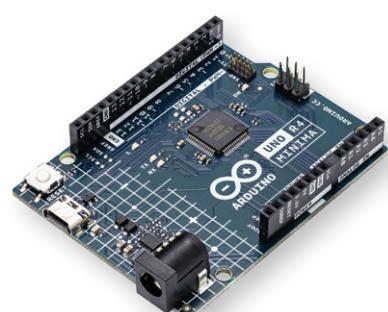


Figure 4. Arduino UNO R4 Minima.

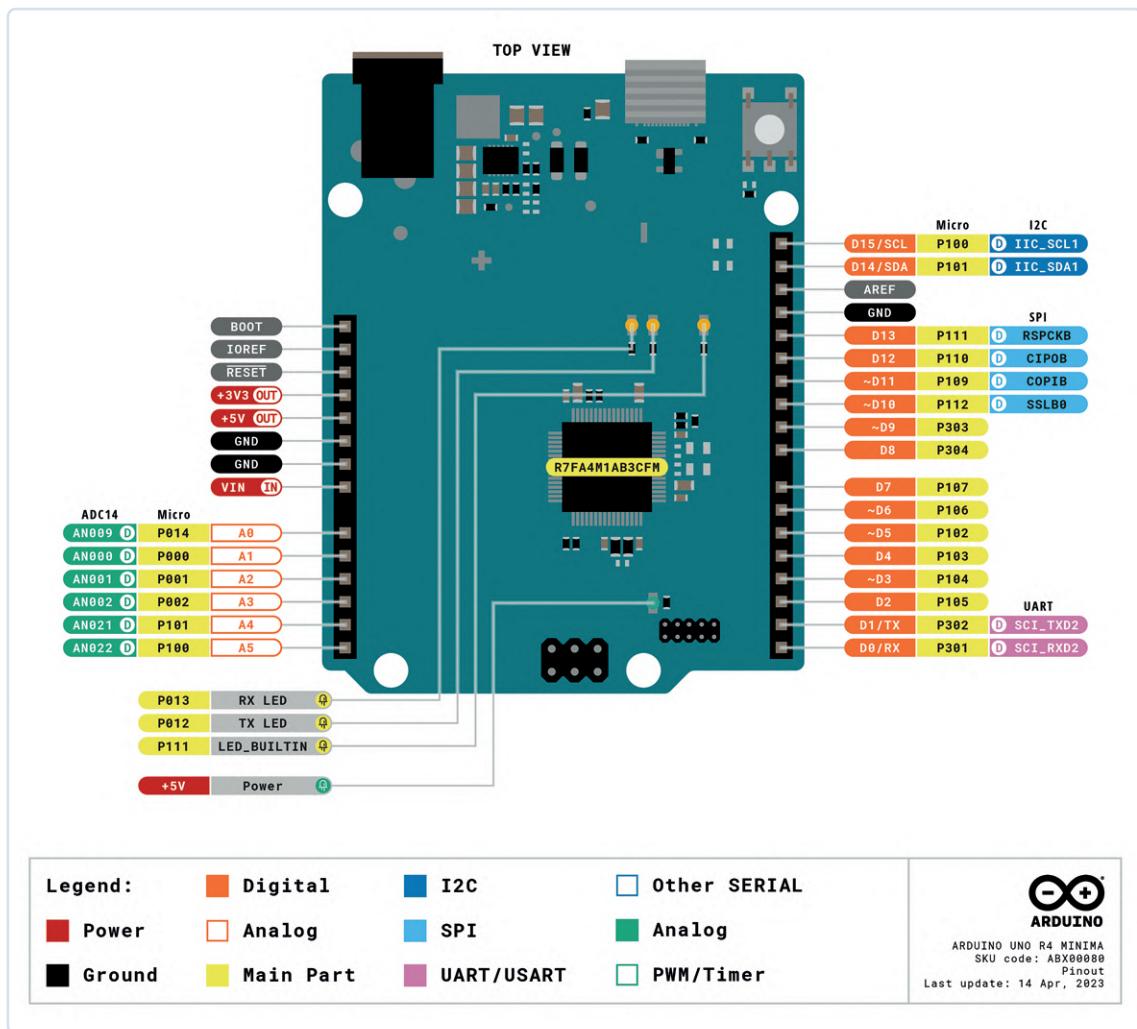


Figure 5. Le brochage de cette nouvelle carte Arduino est identique à celui de la version précédente (Source : arduino.cc)

Downloads

Arduino IDE 2.2.1

The new major release of the Arduino IDE is faster and even more powerful! In addition to a more modern editor and a more responsive interface it features autocompletion, code navigation, and even a live debugger.

For more details, please refer to the [Arduino IDE 2.0 documentation](#).

Nightly builds with the latest bugfixes are available through the section below.

SOURCE CODE
The Arduino IDE 2.0 is open source and its source code is hosted on [GitHub](#).

DOWNLOAD OPTIONS

- Windows** Win 10 and newer, 64 bits
 - Windows** MSI installer
 - Windows** ZIP file
 - Linux** Appimage 64 bits (X86-64)
 - Linux** ZIP file 64 bits (X86-64)
 - macOS** Intel, 10.14: "Mojave" or newer, 64 bits
 - macOS** Apple Silicon, 11: "Big Sur" or newer, 64 bits
- [Release Notes](#)

Elle est également dotée d'un connecteur USB-C, plus petit, plus puissant et plus durable que les connecteurs précédents. Pour utiliser l'Arduino UNO R4 Minima, vous devrez installer le package de la carte UNO R4 Minima, qui fait partie du noyau Arduino pour les appareils Renesas. Pour l'installer, vous devrez télécharger une version de l'EDI Arduino, depuis la page de téléchargement d'Arduino [1].

File Modifica Sketch Strumenti Guida

GESTORE SCHEDE

Arduinuno R4

Tipo: Tutti

Arduino UNO R4 Boards da Arduino

1.0.1 installato

Boards included in this package: Arduino Uno R4 Minima, Arduino Uno R4 WiFi

Maggiori informazioni

RIMUOVI

Figure 6. La version la plus récente de l'EDI Arduino est 2.2.1.

Figure 7. Le paquet « Arduino UNO R4 Boards » doit être installé.



Listage 1. Definitions

```
// the analog output pin of the pH sensor is
// connected to the analog input 0 of the Arduino
#define SensorPin 0

// store the average value of the sensor feedbacks
unsigned long int avgValue;

float b;
int buf[10],temp;

#define SCREEN_WIDTH 128 // OLED screen width in pixels
#define SCREEN_HEIGHT 64 // OLED screen height in pixels
#define OLED_RESET -1 // reset pin (0 -1 if the reset handling is shared)

Adafruit_SSD1306 display(SCREEN_WIDTH, SCREEN_HEIGHT, &Wire, OLED_RESET);
```

Dans cet article, nous utiliserons la dernière version 2 de l'EDI (**figure 6**). Pour installer le package de la carte, ouvrez le gestionnaire de cartes dans le menu de gauche, recherchez UNO R4 Minima et installez la dernière version (ou la version de votre choix) (**figure 7**). Maintenant, la connexion de la carte à l'ordinateur créera un port série virtuel, que vous pourrez utiliser pour programmer l'Arduino.

Câblage

Dans ce projet, nous avons utilisé plusieurs composants pour réaliser un système de mesure du pH, comme le montre le schéma de câblage (**figure 8**). Nous avons connecté le composant principal, qui est la sonde capable de détecter le pH, à son circuit de conditionnement via un connecteur BNC. Comme mentionné précédemment, ce circuit est alimenté directement par les broches 5 V et GND de la carte Arduino UNO R4. La broche P0 du module de détection de pH a été connectée à la broche analogique A0 de la carte Arduino. Cette connexion permettra à la carte principale de lire les valeurs de pH détectées par le capteur.

L'écran OLED utilisé fournit une connexion I²C qui permet de contrôler l'afficheur avec seulement deux fils en plus de l'alimentation. Les broches SDA et SCL de l'afficheur sont donc connectées aux broches SDA et SCL de la carte Arduino R4, tandis que l'alimentation est fournie par les broches 3,3 V et GND. Cette configuration nous permettra de mesurer le pH

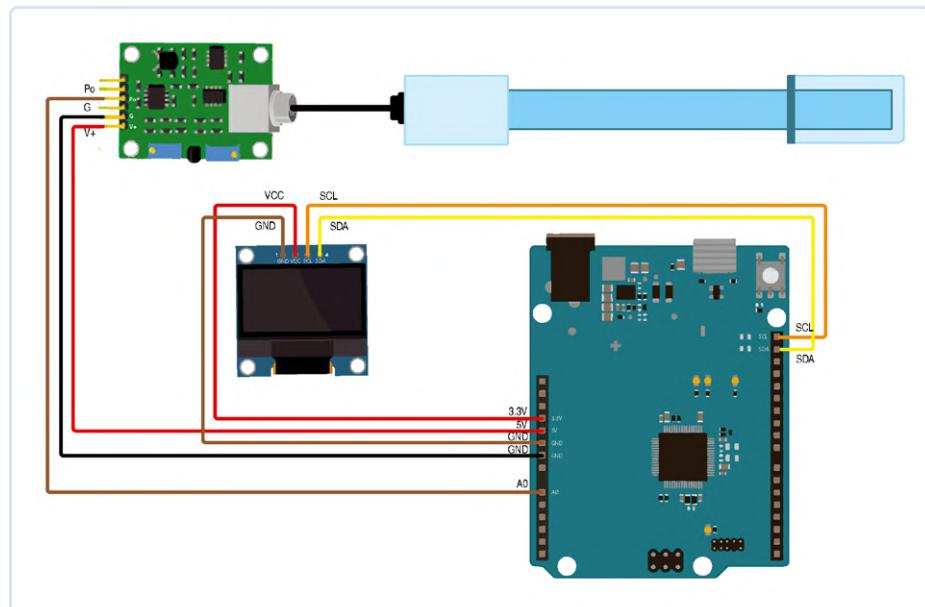


Figure 8. Schéma de câblage du projet.

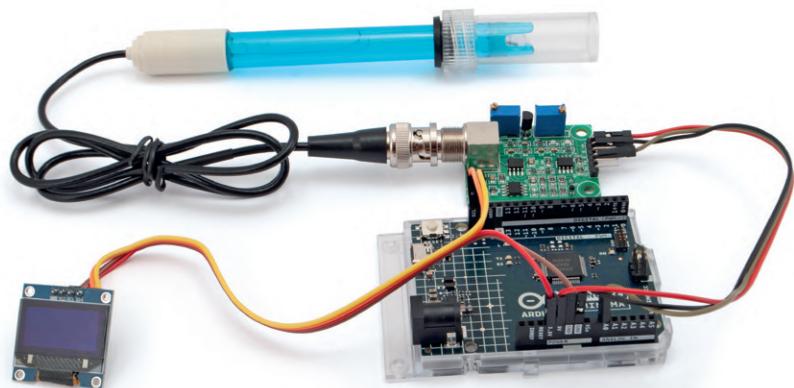


Figure 9. Le prototype terminé, prêt à être testé.

à l'aide de la sonde et d'afficher les résultats sur l'écran OLED. Il est important de suivre attentivement les instructions données, ainsi que les connexions indiquées dans le schéma de câblage, afin d'assurer le bon fonctionnement du système.

Micrologiciel

Le code écrit pour l'Arduino UNO R4, téléchargeable sur la page de ce projet sur Elektor Labs[2], nous permet de lire les valeurs du capteur de pH et de les afficher sur l'OLED. Regardons le code plus en détail. Les bibliothèques nécessaires au fonctionnement du programme sont incluses dans les premières lignes de code, en particulier la bibliothèque *Wire* pour l'I²C et les bibliothèques *Adafruit_GFX* et *Adafruit_SSD1306* pour le contrôle de l'écran OLED. Ensuite, on définit quelques constantes et variables utilisées dans le programme (**listage 1**).

La fonction `setup()` est exécutée au démarrage et joue un rôle crucial dans l'initialisation du programme (**listage 2**). Tout d'abord, la broche numérique 13 est configurée en sortie pour contrôler une LED. Ensuite, la communication série via le moniteur série est initialisée à une vitesse de transmission de 9 600 bauds. Si la mémoire ne peut pas être allouée, un message d'erreur s'affiche et le programme s'interrompt.

Si, en revanche, l'écran est correctement initialisé, une série de commandes est exécutée pour le configurer. Après un court délai, l'affichage est effacé. La taille du texte est réglée sur 2 et le curseur est placé aux coordonnées de l'écran (10, 5). Ensuite, le texte « PH Sensor » est affiché en appelant la fonction `display.display()`. Un délai de 3 secondes est introduit pour permettre à l'utilisateur de lire le message sur l'écran avant que le programme ne passe à la fonction `loop()`. La fonction `loop()` est le cœur du croquis Arduino et est exécutée en continu après la phase de configuration (**listage 3**).

Dans la boucle `loop()`, 10 valeurs d'échantillon sont acquises à partir du capteur de pH via la broche analogique 0. Ces valeurs sont ensuite classées en ordre croissant pour calculer la valeur moyenne des six échantillons centraux, afin de réduire le bruit. Cette valeur est ensuite convertie en millivolts puis en valeur de pH correspondante. La valeur du pH est ensuite affichée sur le moniteur série avec une précision de deux décimales puis affichée sur l'OLED.

Ensuite, un voyant connecté à la broche numérique 13 s'allume et s'éteint pour fournir un retour visuel, et enfin le programme exécute un délai de 800 ms avant de recommencer la boucle, en effectuant les mêmes opérations d'acquisition et de calcul des valeurs de pH. Cette boucle se répète indéfiniment tant que l'Arduino reste alimenté. La **figure 9** montre le prototype fonctionnel terminé.

Vérifions la qualité de l'eau

Dans cet article, nous avons présenté un système de mesure du pH utilisant un capteur dédié, la carte Arduino UNO R4 Minima, et un écran OLED. Ce système offre une solution polyvalente pour mesurer avec précision le pH d'une solution dans divers domaines, tels que l'agriculture hydroponique, les piscines et les aquariums. C'est un excellent point de départ pour réaliser votre application personnalisée.

230711-04



À propos de l'auteur

Boris Landoni est un expert en électronique et un véritable passionné de ce domaine. Son engagement l'a amené à devenir le directeur général de *Elettronica In*, le magazine d'électronique le plus populaire en Italie. Il est également le responsable d'*open-electronics.org*, une plateforme consacrée aux projets open-source qui rassemble des amateurs et des professionnels passionnés.



Produits

› **Arduino UNO R4 Minima**
www.elektor.fr/20527

› **Arduino UNO R4 Experimenting Bundle**
www.elektor.fr/20648

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Listage 2. `setup()`

```
void setup() {  
    pinMode(13, OUTPUT);  
    Serial.begin(9600);  
    Serial.println("Ready");  
  
    if (!display.begin(SSD1306_SWITCHCAPVCC, 0x3C)) {  
        Serial.println(F("SSD1306 allocation failed"));  
        for (;;) ;  
    }  
  
    display.display();  
    delay(2);  
    display.clearDisplay();  
    display.clearDisplay();  
    display.setTextColor(WHITE);  
    display.setTextSize(2);  
    display.setCursor(10, 5);  
    display.print("pH Sensor");  
    display.display();  
    delay(3000);  
}
```



Listage 3. loop()

```
void loop() {
    // Get 10 sample values from the sensor to
    // get a more accurate measurement
    for (int i = 0; i < 10; i++) {
        buf[i] = analogRead(SensorPin);
        delay(10);
    }

    // Sort the analog values from smallest to largest
    for (int i = 0; i < 9; i++) {
        for (int j = i + 1; j < 10; j++) {

            if (buf[i] > buf[j]) {
                temp = buf[i];
                buf[i] = buf[j];
                buf[j] = temp;
            }
        }
    }

    avgValue = 0;

    // take the average value of 6 center sample
    for (int i = 2; i < 8; i++)
        avgValue += buf[i];

    // convert the analog into millivolts
    float phValue = (float)avgValue * 5.0 / 1024 / 6;

    // convert millivolts into pH value
    phValue = 3.5 * phValue;

    Serial.print("    pH:");
    Serial.print(phValue, 2);
    Serial.println(" ");

    display.clearDisplay();
    display.setTextSize(2);
    display.setCursor(20, 5);
    display.println("Ph Value");
    display.setTextSize(3);
    display.setCursor(30, 35);
    display.print(phValue);
    display.display();

    digitalWrite(13, HIGH);
    delay(800);
    digitalWrite(13, LOW);
}
```

LIENS

- [1] Page de téléchargement de l'EDI Arduino 2: <https://arduino.cc/en/software>
- [2] Page du projet sur Elektor Labs :
<https://elektormagazine.fr/labs/measuring-ph-value-with-arduino>



Source: Adobe Stock

sur le vif

double détente

Ilse Joostens (Belgique)

Ceux qui me connaissent savent mon goût pour les jeux de mots et autres lapsus, comme celui qui un jour me fit commander une pizza au savon au lieu d'une pizza au saumon. Dans un genre plus embarrassant, je vous laisse deviner sur quelle voyelle mon compagnon a trébuché l'autre jour en demandant au boucher un « filet de saxe ». Eric Bogers, de la rédaction d'Elektor, lui aussi amateur de facéties langagières, garde le souvenir amusé de son père appelant les balles de ping-pong des « pangpong butts » – littéralement des « fesses de pince-pong ». J'ai choisi ce calembour intraduisible comme nom de code officieux pour le projet de lanceur de balles de ping-pong que j'avais initié l'an dernier, et dont j'avais présenté le prototype dans cette rubrique [1].

Pour cent balles t'as plus rien

À en juger par vos réactions, ce projet de balles de ping-pong flottant sur jet d'air semble avoir suscité un certain intérêt, notamment de la part de clubs de tir souhaitant offrir à leurs jeunes membres une activité moins barbante que le tir répété sur des cibles en carton. Le *plinking* [2], qui consiste à tirer sur toutes sortes de cibles non standard telles que des balles de ping-pong (**figure 1**), apporte à cet égard une diversité ludique certaine.

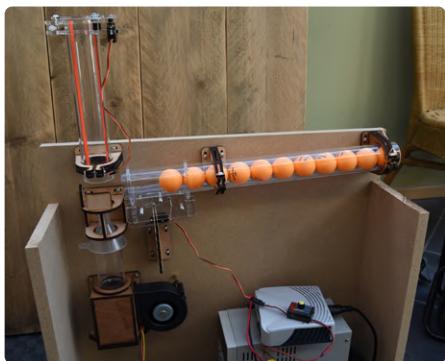


Figure 1. Le prototype (2023).

Après une pause due aux aléas de la vie, j'ai repris le projet. Bonne nouvelle pour les plus impatients d'entre vous, les fichiers CAO de la partie mécanique peuvent être téléchargés depuis [3] – l'archive contient également des photos, comme celle de la **figure 2**. J'ai aussi attaqué la partie électronique. À l'exception d'un module radio au pas de 2 mm, mais dont le soudage ne posera a priori pas de difficulté, tous les composants sont des traversants classiques (**fig. 3**). L'absence de CMS devrait rassurer ceux qui redoutent leur petitesse, et à tout le moins rendre le projet accessible au plus grand nombre.

Cela vous surprendra peut-être, mais le tir fait partie des disciplines sportives les plus sûres. À en croire les frais d'assurance des clubs, il serait à peu près aussi dangereux que le bridge. Je dis « à peu près », car je connais un tireur qui de temps à autre perd un plombage à force d'utiliser des (très) gros calibres. Quoi qu'il en soit, la sécurité doit rester une priorité, même si on ne parle ici que d'armes à air comprimé. Avoir des câbles électriques sous l'impact potentiel de projectiles n'aurait

probablement pas été une bonne idée, aussi ai-je opté pour une télécommande sans fil et des composants provenant de fournisseurs réputés, donc un peu plus chers que la moyenne. Ce dernier point décevra sans doute ceux qui espéraient un projet bon marché, mais c'est le prix à payer pour éviter d'incessants allers et retours dans le champ de tir pour remettre en marche un système ayant subi un énième dysfonctionnement.

Certains lecteurs m'ont demandé s'ils pourraient adapter les pièces mécaniques pour créer leur propre système. Tout ce que je puis dire est que ledit système repose sur l'effet anaconda... koala... euh... Coandă [4] (ou Bernoulli pour certains auteurs), mais que je n'ai pas utilisé de formules mathématiques complexes pour le mettre en œuvre. J'ai agi par essais et erreurs. Comme moi, n'hésitez pas à expérimenter vous-même !

Ne tirez pas sur la serveuse

Concevoir un produit demande un effort mental certain, et comme j'aime travailler jusque tard dans la nuit, je me maintiens

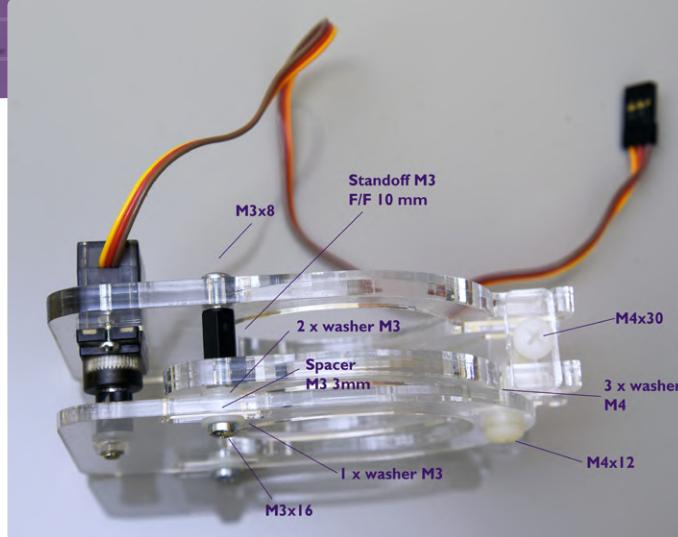


Figure 2. Mécanisme de libération des balles (exemple).



Figure 3. Modélisation 3D de la carte de commande.

éveillée avec du café en capsules – facile et rapide à préparer. Or les capsules de café ont une forme arrondie. J'avais donc songé à leur appliquer l'effet Coandă du lanceur de balles, non pas pour tirer dessus bien sûr, mais pour construire un distributeur de capsules. Ce que j'ai finalement fait (**figure 4**). Comme vous le voyez sur la photo, il comporte six chargeurs de dix capsules chacun. S'il vous intéresse, l'archive du lien [5] contient les fichiers CAO et des photos de la partie mécanique. L'utilité d'un tel engin dans une cuisine est sans doute discutable, mais il pourrait trouver sa place dans un atelier de fabrication communautaire ou, pourquoi pas, dans l'espace de détente d'un stand de tir.

Choux (blancs) de Bruxelles

Une découpeuse laser facilitera l'assemblage de ces projets – les ateliers communautaires en disposent souvent. J'aurais aimé vous les proposer en kit, mais ce n'est hélas plus possible en raison de la réglementation européenne. Je parle ici de cet océan de règles qui engendrent des choses aussi diversement

enquiquinantes que les *pop-ups* d'acceptation des cookies, les bouchons en plastique inséparables de leur bouteille, ou la jungle des labels de qualité. Le dédain collectif pour la bureaucratie n'y change rien, les réglementations s'accumulent. Pour un kit, celle sur le recyclage des matériaux d'emballage [6] obligerait la petite entreprise que je suis à s'enregistrer dans plusieurs pays européens, à soumettre des déclarations annuelles, et à en subir les coûts afférents. Bon nombre de petites entreprises jettent l'éponge en raison de ce poids administratif et financier. N'y a-t-il donc pas plus important ? Le renforcement de notre industrie, par exemple ? Ou notre indépendance stratégique en vue des prochaines élections américaines ? Ou la création d'une industrie des puces européenne, à l'instar de la Corée du Sud prête à investir 430 milliards d'euros pour créer la plus grande « Silicon Valley » du monde ? De tout ça, les bureaucrates de Bruxelles se soucient comme d'une guigne [7].

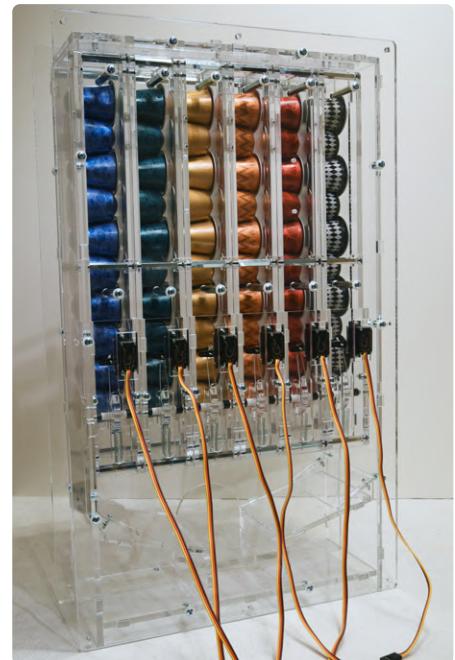


Figure 4. Mon projet de distributeur de capsules de café.

VF : Hervé Moreau — 240030-04

LIENS

- [1] Ilse Joostens, Sur le vif – nouvelle cible, Elektor 5/6 2023 : <https://www.elektormagazine.fr/news/visite--domicile>
- [2] Plinking, Wikipédia : <https://en.wikipedia.org/wiki/Plinking>
- [3] Fichiers CAO du lanceur de balles : <https://bit.ly/3SRssG1>
- [4] Effet Coandă, Wikipédia : https://fr.wikipedia.org/wiki/Effet_Coand%C4%83
- [5] Fichiers CAO du distributeur de capsules : <https://bit.ly/3SRCvuz>
- [6] Packaging license in the EU: The obligations in all member countries: <https://verpackungslizenz24.de/en/eu-packaging-licence>
- [7] Critique (en néerlandais) du livre Bureaucracy is a squid de René ten Bos : <https://bazarow.com/recensie/bureaucratie-is-een-inktvis-2>

oscilloscope numérique FNIRSI 1014D

de bonnes performances
pour des budgets serrés

Günter Spanner (Allemagne)

Un oscilloscope est un outil essentiel dans un labo d'électronique. Lorsqu'on travaille sur des projets en électronique numérique et analogique simples, une bande passante de 100 MHz et deux voies sont largement suffisantes. Un générateur de fréquence ou de fonction est également utile dans de nombreuses applications. Avec le FNIRSI 1014D, les deux fonctions sont rassemblées en un seul appareil.

Regardons-le de plus près.

Avec une station de soudage, un multimètre et une alimentation, le prochain outil indispensable dans un atelier d'électronique est l'oscilloscope [1]. Cependant, pour un atelier amateur, il n'est pas nécessaire d'avoir un appareil avec une bande passante de 500 MHz, de nombreuses voies ou des fonctions d'analyse sophistiquées. Pour des activités impliquant des amplificateurs, des capteurs et des cartes à microcontrôleurs comme Arduino, ESP, Raspberry Pi, ou la réparation d'appareils électroniques grand public, une bande passante de 100 MHz et deux voies sont tout à fait suffisants. Un générateur de fréquences ou de fonctions est également utile dans de nombreuses applications, comme pour générer des signaux de test ou vérifier des filtres. Avec le FNIRSI 1014D [2], vous obtenez les deux fonctions dans un seul appareil.

L'oscilloscope est livré avec deux sondes commutables (1x et 10x), une alimentation USB, un manuel et un outil de réglage des sondes. L'oscilloscope est alimenté par une alimentation USB qui fournit



2 A sous 5 V. Avec des dimensions de 310 mm × 145 mm × 70 mm, il est compact et portable, mais suffisamment grand pour être utilisé confortablement. Grâce à ses pieds dépliables, il peut être placé avec un bon angle de vue dans le laboratoire.

Caractéristiques techniques

Les caractéristiques techniques les plus importantes sont :

- 2 voies avec une bande passante de 100 MHz
- Écran LCD de 7 pouces avec une résolution de 800×480 pixels
- Taux d'échantillonnage de 1 Géch/s
- Profondeur de mémoire : 240 Kbit
- Impédance d'entrée : 1 MΩ (1:1) et 10 MΩ (1:10)
- Sensibilité : 50 mV à 400 V
- Base de temps : 50 s à 10 ns
- Modes de déclenchement : Simple/Normal/Auto - Front : Montant/Descendant
- Couplage : CA/CC
- Bouton de réglage automatique
- Générateur de fréquence avec 14 formes d'ondes jusqu'à 10 MHz (sinusoïdale)
- Export avec USB

Comme bien souvent avec les oscilloscopes numériques, outre la représentation du signal, les valeurs telles que la tension (crête, RMS, minimum, maximum, etc.), la fréquence et le rapport cyclique sont affichées numériquement (**figure 1**). L'utilisateur peut sélectionner les valeurs à afficher à partir d'un menu. Deux curseurs permettent de mesurer avec précision les intervalles de temps et les tensions.

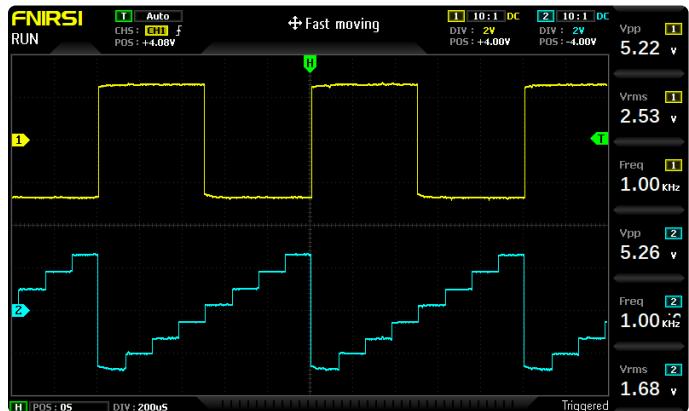


Figure 1. Formes d'ondes et résultats des mesures.

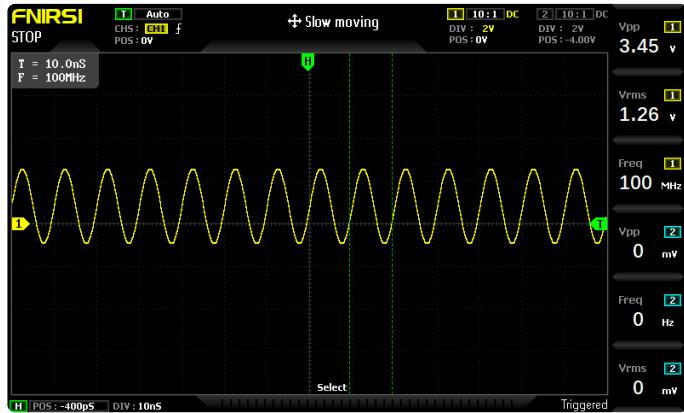


Figure 2. Un signal de 5 V à 100 MHz généré par le FNIRSI 1014D.

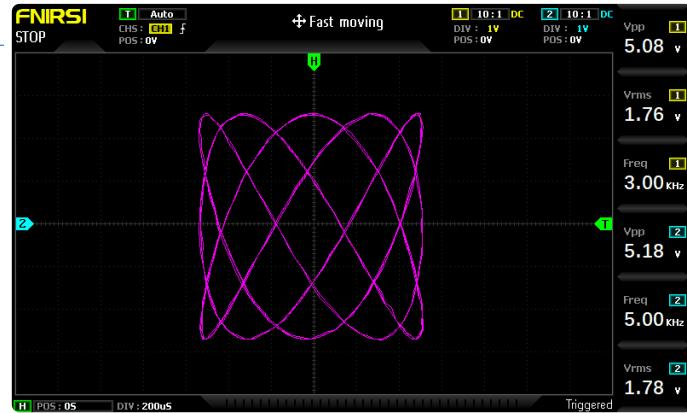


Figure 3. Fonctionnement X/Y et figure de Lissajous.

Une fonction d'auto-set configure automatiquement l'oscilloscope, pour mesurer les signaux en fonction du signal d'entrée actuel. Même une simple représentation en transformée de Fourier (FFT) du signal peut être affichée.

Le FNIRSI-1014D peut supporter une tension d'entrée maximale de 400 V. Le déclenchement peut se faire sur front montant ou descendant. L'oscilloscope est également doté d'une fonction de déclenchement automatique qui fonctionne de manière fiable.

Alimentation : bloc d'alimentation USB ou batterie externe

En plus de l'alimentation USB standard, l'oscilloscope peut également être alimenté par une batterie externe. Dans ce cas, l'oscilloscope est complètement isolé électriquement, ce qui permet d'effectuer des mesures dans des alimentations à découpage, etc., sans avoir besoin d'un transformateur d'isolation. Cet aspect en lui seul rend le FNIRSI 1014D intéressant pour cette application, en évitant les dépenses de sondes différentielles coûteuses, qui coûtent aussi cher que l'oscilloscope, même dans une version économique. En outre, l'utilisation d'une batterie externe rend l'oscilloscope très portable et permet de l'utiliser dans n'importe quel endroit, tel qu'un rack ou une voiture.

En utilisant une batterie externe standard de 12 Ah ($I_{\max} > 2 \text{ A}$), le FNIRSI 1014D fonctionne pendant environ 5 heures en continu. Cette durée est suffisante pour la plupart des applications.

Attention : Le manuel du FNIRSI 1014D indique que « l'alimentation d'origine doit être utilisée ». L'utilisation d'une batterie externe se fait donc à vos risques et périls, même si aucun problème n'est apparu au cours des tests.

Contrôle des performances

En ce qui concerne la bande passante spécifiée de 100 MHz, certains éléments ne doivent pas être négligés. Pour mesurer un signal dont la composante en fréquence maximale est de 50 MHz, il faut un oscilloscope doté d'une bande passante de 100 MHz. Pour qu'une mesure soit vraiment significative et bien résolue, la règle du 1:5 est couramment utilisée. Un oscilloscope avec une bande passante de 100 MHz peut afficher de manière efficace et précise un signal dont la composante en fréquence maximale est de 20 MHz.

Pour les mesures sur des cartes Arduino, amplificateurs audio, Raspberry Pi, etc., une bande passante de 100 MHz est tout à

fait suffisante. Néanmoins, la bande passante spécifiée du FNIRSI 1014D de 100 MHz est quelque peu élevée. L'appareil répond à peine au critère classique de bande passante de -3 dB, même s'il affiche un signal de 100 MHz d'une manière acceptable (figure 2). Pour plus de détails, voir la section « Pour les professionnels : bande passante et taux d'échantillonnage » ci-dessous. La sensibilité minimale de 50 mV/div n'est pas extraordinaire. En général, la plupart des oscilloscopes à mémoire numérique (DSO) offrent une sensibilité d'au moins 10 mV/div. Pourtant, les valeurs mesurées se situent dans les tolérances spécifiées et les options d'analyse sont satisfaisantes.

Sauvegarde et analyse de signaux

Toutes les mesures peuvent être sauvegardées sous forme de capture d'écran et/ou de forme d'onde et être accessibles par le biais d'une galerie. Lors de l'enregistrement d'une forme d'onde, celle-ci peut être analysée même après la mesure, comme si les signaux de mesure étaient encore présents (figure 3). Pour les formes d'onde et les captures d'écran, une mémoire interne de 1 Go est disponible, qui peut être lue par un ordinateur. En mode USB, le FNIRSI 1014D est simplement reconnu comme un disque amovible, et aucun pilote ou logiciel supplémentaire n'est nécessaire. Aucune fonction avancée, telle que les fonctions mathématiques, le décodage de bus, etc., n'est disponible, ce qui est raisonnable compte tenu du prix. On peut cependant disposer d'un affichage simple de la transformée de Fourier. Comme l'oscilloscope ne possède pas d'applications de mesure détaillées, sa valeur est limitée à une simple analyse harmonique (figure 4).

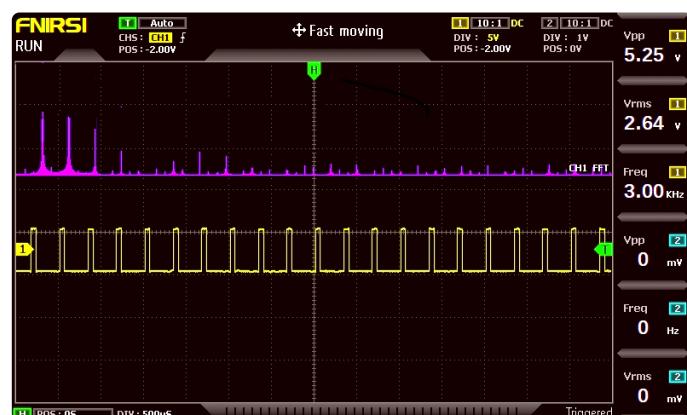


Figure 4. L'affichage de la FFT est assez simple.

Pour les professionnels : bande passante et taux d'échantillonnage

Comme indiqué précédemment, les spécifications relatives à la bande passante (100 MHz) et au taux d'échantillonnage (1 Géch/s) sont un peu « étirées ». Les termes « taux d'échantillonnage », « bande passante » et « suréchantillonnage » sont déterminants dans le cas des oscilloscopes, car ils influencent les performances et la précision de ces appareils.

Voici quelques notions de base : le taux d'échantillonnage fait référence au nombre de points de données qu'un oscilloscope enregistre par seconde et est mesuré en échantillons/s (1 Géch/s = 1 000 000 000 d'échantillons par seconde). Un taux d'échantillonnage plus élevé permet une reconstitution plus précise des signaux rapides. Le taux d'échantillonnage doit être suffisamment élevé pour représenter correctement une forme d'onde. Selon le théorème d'échantillonnage de Nyquist-Shannon, le taux d'échantillonnage doit être au moins le double de la composante de fréquence la plus élevée du signal à analyser, afin de garantir une reproduction correcte. Par conséquent, pour un signal ayant une fréquence maximale de 100 MHz, un taux d'échantillonnage d'au moins 200 Méch/s (200 mégachantillons par seconde) est nécessaire.

Le suréchantillonnage consiste à faire fonctionner l'oscilloscope avec une fréquence d'échantillonnage nettement supérieure à la fréquence d'échantillonnage minimale requise pour l'affichage du signal. Il permet aux oscilloscopes de capturer les signaux avec une plus grande précision, en particulier lorsqu'il s'agit d'afficher des changements de signaux rapides.

Un oscilloscope peut capturer le signal avec un taux d'échantillonnage élevé, puis utiliser des techniques de traitement numérique du signal pour créer une représentation plus précise du signal. Cela permet de mieux capturer les détails et les événements rapides du signal. En résumé, le taux d'échantillonnage indique le nombre de points de données par seconde qu'un oscilloscope enregistre, tandis que le suréchantillonnage est une technique par laquelle l'oscilloscope fonctionne avec un taux d'échantillonnage plus élevé, afin de capturer et d'afficher des informations plus précises sur le signal. Par conséquent, un taux d'échantillonnage de 1 Géch/s (= 1000 Méch/s) est bien adapté à une bande passante de 100 MHz (suréchantillonnage de 5×). Malheureusement, le FNIRSI 1014D a un taux d'échantillonnage en temps réel de seulement 200 Méch/s, et non de 1 Géch/s. Il utilise deux convertisseurs analogique-numérique à deux canaux de 100 MHz en mode entrelacé. L'oscilloscope emploie un CA/N de performance moyenne et utilise un échantillonnage décalé successif, ce qui nécessite un signal stable pour combiner la forme d'onde réelle.

Un oscilloscope en temps réel, comme son nom l'indique, numérise l'entrée en temps réel en échantillonnant suffisamment rapidement pour capturer et afficher avec précision un signal entrant. Chaque point de données sur l'écran a été échantillonné directement après le point précédent. Ces instruments sont parfois appelés oscilloscopes « single-shot » en raison de leur capacité à capturer un signal en une seule acquisition. Un oscilloscope à échantillonnage, quant à lui, utilise un « balayage » sur une fenêtre temporelle. Pour ce faire, il ajoute un petit délai fixe à chaque itération. Cela ne fonctionne qu'avec des signaux répétitifs. En utilisant

cette technique, le FNIRSI 1014D atteint un taux d'échantillonnage « effectif » de 1 Géch/s.

Le calcul de la moyenne est un autre problème. En général, l'étendue du calcul de la moyenne peut être réglée. La FNIRSI 1014D utilise manifestement une moyenne fixe. Cela indique généralement qu'il y a quelque chose à cacher. Dans ce cas, le FNIRSI 1014D met en œuvre des astuces mathématiques pour compenser la bande passante et le taux d'échantillonnage limités ou la faible sensibilité. Enfin, la bande passante d'un oscilloscope correspond à la fréquence à laquelle l'amplitude du signal d'entrée de l'oscilloscope est atténuée de 3 décibels (dB), par rapport à sa valeur basse fréquence. En d'autres termes, il s'agit de la fréquence à laquelle l'amplitude de la tension d'un signal d'entrée sinusoïdal est réduite à environ 71 % de sa valeur d'origine. Pour les oscilloscopes, la bande passante à -3 dB est un paramètre critique, car elle indique la gamme de fréquences que l'oscilloscope peut capturer et afficher avec précision. Dans la pratique, un signal dont la fréquence est égale à la bande passante à -3 dB est toujours affiché sur l'oscilloscope, mais son amplitude est réduite d'environ 30 % par rapport aux fréquences inférieures. Au-delà du seuil de -3 dB, la capacité de l'oscilloscope à représenter fidèlement les composantes de haute fréquence d'un signal diminue (**figure 5**). Cela signifie généralement que la bande passante est plate. C'est le principal problème du FNIRSI 1014D. La réponse en fréquence n'est pas régulière et atteint à peine la barre des 100 MHz.

La ligne verte dans la figure 5 indique la décroissance habituelle d'un oscilloscope. La ligne bleue a été mesurée sur l'appareil FNIRSI 1014D. Ainsi, même si le critère de -3 dB pour un signal de 100 MHz est respecté, la bande passante instable peut conduire à des résultats de mesure incorrects à des fréquences plus élevées.

Le générateur de fonctions

L'une des caractéristiques les plus intéressantes du FNIRSI 1014D est son générateur de fonctions intégré. Bien qu'il ne soit pas aussi crucial qu'un oscilloscope, un générateur est un outil standard dans la plupart des laboratoires d'électronique. Qu'il s'agisse de tester des amplificateurs, des résonateurs ou de servir d'horloge de référence pour les circuits numériques, un générateur de fonctions est indispensable.

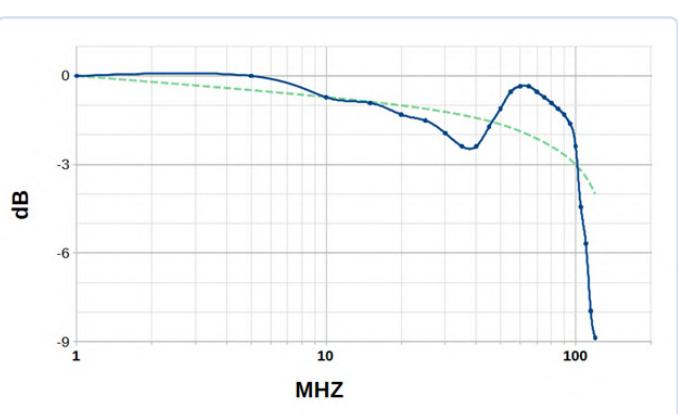


Figure 5. Bande passante mesurée du FNIRSI 1014D.

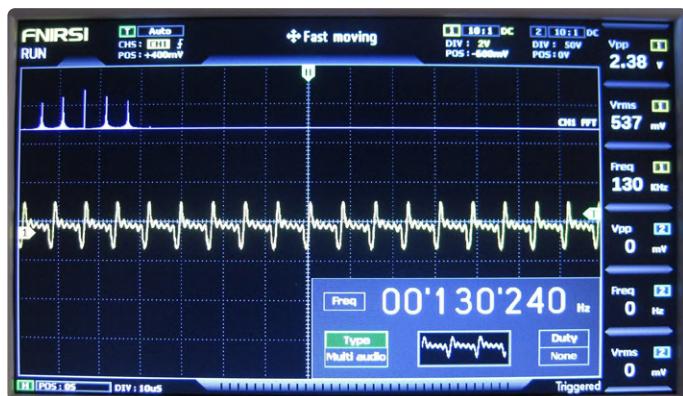


Figure 6. Générateur de fonctions intégré.

Le générateur du FNIRSI 1014D offre les fonctions suivantes :

- Amplitude fixe de crête à crête de 2,5 V
- Gamme de fréquences : 1 Hz à 10 MHz (sinus); 1 Hz à 2 MHz (tout les autres)
- 14 types de fonctions : sinusoidale, carré, triangulaire, dent de scie, pas, demi-onde, onde complète, exponentielle, logarithmique, exp-log, racine carrée, multi-audio, impulsion de synchronisation, personnalisé
- Rapport cyclique : 1% à 99 % (onde carrée)

Malheureusement, l'amplitude du générateur est fixée à 2,5 Vpp, ce qui limite sa polyvalence dans une certaine mesure. Pourtant, la plupart des applications standard restent possibles, telles que le test de courbes de résonance ou d'amplificateurs audio. Grâce au rapport cyclique variable, des impulsions et des ondes carrées asymétriques sont également disponibles.

Le générateur de fréquence intégré (**figure 6**) peut donc remplacer un appareil supplémentaire sur l'établi, à condition qu'aucune caractéristique particulière ne lui soit demandée.

Avantages et inconvénients

Dans l'ensemble, les résultats des tests donnent l'impression suivante :

Avantages

- Facilité d'utilisation
- Petite taille mais grand écran pour le format
- Affichage net et lumineux avec toutes les informations (Vpp, Vavg, fréquence, etc.) clairement visibles
- Un générateur de fonctions avec un connecteur BNC à l'avant est inclus

- La fonction FFT de base est disponible
- Alimentation par USB (5 V, 2 A), possibilité d'alimentation simplement avec une batterie externe

Inconvénients

- Pas de fonctions mathématiques (addition, soustraction, etc.)
- Calcul de la moyenne fixe
- Forme de bande passante « inhabituelle »
- 1 Géch/s uniquement en mode échantillonnage

Abordable et portable

Le FNIRSI 1014D ne trouvera probablement pas sa place dans de nombreux laboratoires de recherche et de développement haut de gamme. Par contre, pour ceux qui recherchent un appareil d'entrée de gamme à un prix abordable, il remplit bien sa fonction. Ses points forts ne résident pas dans les mesures à haute fréquence, ou dans l'extrême précision des amplitudes des signaux. Pourtant, pour la plupart des tâches impliquant un Arduino [3], un ESP32 [4] ou un Raspberry Pi [5], l'appareil peut sans aucun doute fournir des services utiles.

Dans l'ensemble, le FNIRSI 1014D est un oscilloscope numérique portable et abordable, doté de deux canaux avec des caractéristiques et des performances suffisantes. Il convient parfaitement aux ateliers de bricolage, aux écoles, aux passionnés d'électronique ou aux réparations courantes.

VF : Laurent Rauber — 240074-04

Questions ou commentaires ?

Contactez Elektor (redaction@elektor.fr).



Produits

- **FNIRSI 1014D Oscilloscope 100 MHz à 2 voies et Générateur de signaux (2-en-1)**
www.elektor.fr/20639



LIENS

- [1] Jean-François Simon, « choisir et utiliser un oscilloscope (tutoriel) », [elektormagazine.fr, novembre 2023 : https://www.elektormagazine.fr/articles/oscilloscope-guide-debutants](https://www.elektormagazine.fr/articles/oscilloscope-guide-debutants)
- [2] Le FNIRSI 1014D sur l'e-choppe Elektor : <https://elektor.fr/fnirsi-1014d-2-in-1-2-ch-oscilloscope-100-mhz-signal-generator>
- [3] Articles sur Arduino sur notre site web : <https://elektormagazine.fr/tags/arduino>
- [4] Articles sur l'ESP32 sur notre site web: <https://elektormagazine.fr/tags/espressif/esp32>
- [5] Raspberry Pi Select Page sur notre site web : <https://elektormagazine.fr/raspberry-pi>

2024 l'odyssée de l'IA

détection d'objets

Brian Tristam Williams (Elektor)

En explorant la détection d'objets sur notre Raspberry Pi *headless*, nous détaillons la configuration de la caméra et le réglage de TensorFlow Lite pour les applications en temps réel.

Dans dans l'épisode précédent [1], j'ai installé Tensorflow Lite sur le Raspberry Pi, qui exécute une version de Raspberry Pi OS sans interface utilisateur graphique (GUI), aussi connue sous le nom d'installation « *headless* » (sans tête). Cette fois, je vais détailler comment j'ai réussi à faire fonctionner la caméra et à essayer de détecter des objets.

Faire fonctionner la caméra

Je voulais d'abord installer quelques paquets de caméras pour tester la caméra. J'utilise une version *headless* du Raspberry Pi OS, donc je ne peux pas simplement lancer une application de caméra. Cette fois,

je n'utilise même pas de clavier, car j'utilise l'application PuTTY [2] sous Windows pour se connecter en SSH au Raspberry Pi (**figure 1**). Il suffit d'entrer le nom d'hôte de l'appareil - dans mon cas *raspberrypi* - dans la fenêtre de PuTTY et de cliquer sur *Open*. Vous pouvez également utiliser une adresse IP.

Une fois la connexion établie, vous devez saisir votre nom d'utilisateur et votre mot de passe pour le Raspberry Pi. Il est possible d'enregistrer ces informations d'identification, et c'est recommandé, car vous aurez à le faire souvent.

Auparavant, nous devions exécuter `sudo raspi-config` et activer *Camera* sous *Interface Options*, mais avec les récentes distributions du Raspberry Pi OS, la caméra est détectée automatiquement.

Pour tester rapidement la caméra sur le système *headless*, j'ai installé quelques paquets :

```
sudo apt-get install -y libraspberrypi-bin
sudo apt-get install libcamera-apps
```

Après s'être reconnecté, j'ai testé la caméra en transmettant sa sortie en direct à mon moniteur, en utilisant

`libcamera-hello`

Cela a fonctionné, et c'est formidable que je puisse voir la sortie en direct de la caméra embarquée sur le moniteur (**figure 2**), mais c'est là que se termine le succès du matériel, et nous y reviendrons plus tard. Comme j'ai rebooté, j'ai dû accéder à nouveau au sous-répertoire *tflite1* et lancer l'environnement virtuel. Après de multiples débogages, essais et erreurs, j'ai fini par créer un nouvel environnement virtuel appelé *new-tflite-env*, et j'y ai accédé avec

```
source new-tflite-env/bin/activate
```

Comme il s'agit d'une installation *headless*, j'ai dû installer *opencv-python-headless* dans cet environnement, en saisissant

```
pip3 install opencv-python-headless
```

Ensuite, j'ai dû me passer des scripts recommandés dans le guide que je consultais sur GitHub, car les méthodes Python utilisées étaient destinées à un système d'exploitation à interface graphique, ce qui n'est pas le cas de notre système. Nous avons besoin du paquet *TensorFlow Lite*, que nous avons déjà installé, ainsi que de *numpy*. À ce stade, j'avais déjà installé une longue liste de paquets Python, prêts à prendre

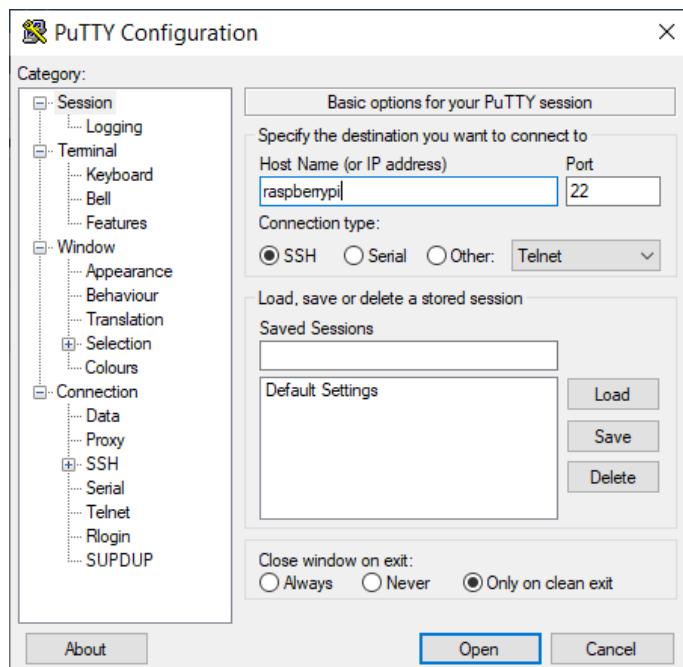


Figure 1. Interface utilisateur PuTTY.



Figure 2. `libcamera-hello` nous indique que notre caméra fonctionne.

en charge le travail. Pour voir quels sont les paquets installés dans votre environnement, saisissez `pip3 list` dans l'invite de commande. Ma liste ressemble à celle de la **figure 3**. Si vous n'avez pas encore installé `numpy`, faites-le avec la même démarche que pour `opencv-python-headless` ci-dessus.

Script de test

Passons maintenant au script de test (**listage 1**). Notre petit script Python utilise l'interpréteur TensorFlow Lite pour charger le modèle et effectuer la détection d'objets sur les images entrées. Il capture en continu des images vidéo depuis une caméra, traite chaque image pour qu'elle corresponde aux exigences d'entrée du modèle TensorFlow Lite pré-entraîné (`detect.tflite`), puis utilise le modèle pour détecter des objets dans ces images. Les objets détectés dont le score de confiance est supérieur à 0,5 sont affichés sur la console avec leur étiquette, leur score de confiance et les coordonnées de leur boîte englobante. Le script utilise OpenCV pour la capture vidéo et le prétraitement des images, et l'API Python de TensorFlow Lite pour l'inférence du modèle. Principaux éléments du script :

- Initialisation de l'interpréteur TensorFlow Lite : Charge le modèle `detect.tflite` et le prépare pour l'inférence.
- Configuration de la capture vidéo : Initialise la capture vidéo de la webcam en utilisant OpenCV (`cv2.VideoCapture(0)`).
- Prétraitement des images : Convertit les images capturées en RGB, les redimensionne pour correspondre aux dimensions d'entrée du modèle, et les encapsule dans un format de lot accepté par TensorFlow Lite.
- Détection d'objets : Introduit les images prétraitées dans le modèle TensorFlow Lite et récupère les résultats de la détection.
- Traitement des résultats : Itère sur les résultats de détection, filtre par un seuil de confiance de 0,5, et imprime l'étiquette, le score de confiance et la boîte englobante pour chaque objet détecté.

Le script fait appel à un traitement en temps réel adapté aux applications nécessitant un retour immédiat de détection d'objets à partir du flux vidéo, affichant les objets identifiés et leurs emplacements dans l'image, avec des boîtes englobantes. Le nombre de détections possibles par seconde dépend de la puissance de votre Raspberry Pi, j'attendrais donc plus d'un Raspberry Pi 5 par rapport au 4 que j'utilise.

```
briantw@raspberrypi:~/tfLite1$ nano headless-cv.py
driXXX-Xf-X 5 briantw briantw 4096 Apr 3 09:04 new-tflite-env
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 1978 Apr 3 09:20 headless-cv.py
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 5427 Apr 3 10:10 test_frame.jpg
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 1568 Apr 3 10:15 headless-od2.py
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 1439 Apr 3 13:02 test.py
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 111280 Apr 3 13:02 captured_frame.jpg
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 2740 Apr 3 13:02 captured_frame2.jpg
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 251149 Apr 3 13:19 headless-od.py
-rwxr--r-- 1 briantw briantw 109830 Apr 3 13:02 headless-od2.py
Package Version
abs==py 2.1.0
argparse 1.6.3
certifi 2024.2.2
charset-normalizer 3.3.2
flatbuffers 20181003210633
gast 0.5.4
google-pasta 0.2.0
grpcio 1.62.1
PyYAML 3.10.0
idna 3.6
keras 3.1.1
libclang 18.1.1
Markdown 3.6
markdown-it-py 3.0.0
mypyrsafe 2.1.5
nduri 0.1.2
ml-dtypes 0.3.2
namex 0.0.7
numpy 1.26.4
opencv-python 4.9.0.80
opencv-python-headless 4.9.0.80
opt-einsum 3.5.0
optree 0.11.0
packaging 24.0
pip 24.0
protobuf 4.25.3
Pygments 2.17.2
requests 2.31.0
rich 13.7.1
setuptools 66.1.1
six 1.16.0
tensorboard 2.16.2
tensorboard-data-server 0.7.2
tensorflow 2.18.1
tensorflow-io-gcs-filesystem 0.36.0
termcolor 1.1.0
tflite-runtime 2.14.0
typing_extensions 4.10.0
urllib3 2.2.1
werkzeug 3.0.2
wheel 0.33.0
xarray 1.16.0
(new-tflite-env) briantw@raspberrypi:~/tfLite1$ nano headless-cv.py
(new-tflite-env) briantw@raspberrypi:~/tfLite1$ pip3 install numpy
Looking in indexes: https://pypi.org/simple, https://www.piwheels.org/simple
Requirement already satisfied: numpy in ./new-tflite-env/lib/python3.11/site-packages (1.26.4)
```

Figure 3. Paquets installés dans mon environnement virtuel.

Pour exécuter le script avec l'invite de commande, il suffit de saisir

`python3 objdet.py`

Défis

En théorie, tout est parfait, mais lorsque j'ai exécuté ce script, il ne détectait rien. Finalement, j'ai essayé de réduire le seuil de confiance à 0,2 au lieu de 0,5, et tout ce qu'il détectait était « ??? » avec des niveaux de confiance variables. Pour déboguer, j'ai ajouté une ligne pour enregistrer l'image capturée dans un fichier :

`cv2.imwrite('test_frame.jpg'), frame`

Je l'ai placé juste après l'instruction `cap.read()`. En exécutant et en vérifiant la sortie, j'ai découvert qu'il sauvegardait un fichier de 5 427 octets qui ressemblait à ceci, d'après la commande `file` :

`test_frame.jpg: JPEG image data, JFIF standard 1.01, aspect ratio, density 1x1, segment length 16, baseline, precision 8, 640x480, components 3`

Tout semble correspondre à ce que l'on pourrait attendre, même s'il s'agit d'un fichier peu volumineux, et je n'ai donc rien soupçonné d'anormal jusqu'à ce que je jette un coup d'œil au fichier sur mon PC. J'ai utilisé SCP dans l'invite de commande Windows pour transférer le fichier :

`C:\Users\Brian>scp briantw@raspberrypi:/home/briantw/tfLite1/test_frame.jpg .`

Après avoir saisi votre mot de passe, il récupère le fichier du Raspberry Pi et l'écrit dans le répertoire courant (.) de Windows - dans mon cas, le répertoire par défaut de l'utilisateur. Lorsque j'ai ouvert le fichier, à ma grande surprise, il n'avait capturé qu'une image noire. J'ai essayé d'y remédier avec toutes sortes de moyens, des recherches Google à l'utilisation de ChatGPT, sans parvenir à faire en sorte que la caméra fournisse à mon script Python autre chose qu'une image noire.

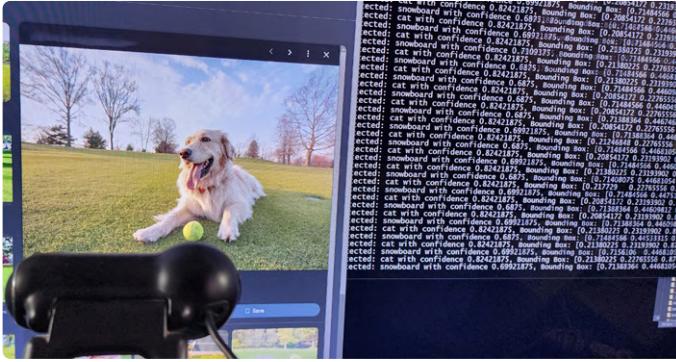


Figure 4. Un chat avec un snowboard.

J'ai même essayé d'activer des délais de quelques secondes dans le code pour donner à la caméra le temps de « tourner » et de s'initialiser, en vain. J'ai également fait un `update` et puis un `upgrade`, et j'ai même mis à jour le micrologiciel en utilisant `sudo rpi-update`, puis j'ai effectué un `sudo reboot`. Curieusement, la caméra fonctionne, comme `libcamera-hello` continue de le prouver, c'est donc un mystère logiciel pour moi.

Finalement, j'ai pris une webcam Logitech et je l'ai branchée sur le Raspberry Pi. Après avoir redémarré le système et réintégré l'environnement virtuel, j'ai relancé le script, qui a fonctionné. Dans le script, vous pouvez sélectionner la caméra utilisée, et, comme vous le voyez dans le listage 1, il est écrit :

```
# Initialize video capture from the camera
cap = cv2.VideoCapture(0)
```

Cela indique à `cv2.VideoCapture()` d'utiliser la caméra 0. Une fois que j'ai branché la webcam USB, elle est devenue camera 0, et le Raspberry Pi Camera Module 3 embarqué est devenu camera 2. Donc, la webcam (0) fonctionne, et le Raspberry Pi Camera Module 3 embarqué (2) se contente de sortir une image noire.

Résultats de la détection

Maintenant que la détection d'objets fonctionne, le système affiche ce qu'il voit. J'ai pointé ma webcam sur toutes sortes d'objets, des numéros du magazine Elektor aux films sur mon écran en passant par les objets de mon bureau, et je peux dire qu'elle est très sensible aux bicyclettes. Elle a bien détecté la « TV », « télécommande » et « plante en pot », avec quelques faux positifs, comme « gâteau » pour la lumière de ma caméra, et elle a détecté une « cravate » là où il n'y en avait pas. Dans la **figure 4**, vous voyez qu'un chien avec une balle est détecté comme une balle et détecter un chat avec un snowboard. Lorsque les scènes sont animées, elle a souvent recours à « bicyclette ».

Encore du travail à faire

Il est évident qu'il y a beaucoup de modifications à apporter et de modèles différents à essayer, et qu'il est même possible de former les nôtres. Quant aux applications : un de mes amis a eu beaucoup de succès dans la détection de personnes sur son système de sécurité domestique en utilisant OpenCV, tandis que les ingénieurs d'Elektor ont eu beaucoup d'objectifs pour la détection d'objets dans la vidéo en direct, par exemple en étudiant le modèle de détection d'objets YOLO plutôt qu'OpenCV [3]. Pour ma part, je m'intéresse à la classification d'objets dans des vidéos et des photographies archivées.

Comme je l'ai mentionné dans le dernier article, j'ai des centaines d'heures de vidéo enregistrées à partir de journaux télévisés anciens, etc., que j'aimerais classer, mais je n'ai certainement pas le temps de les regarder toutes en prenant soigneusement des notes. J'aimerais

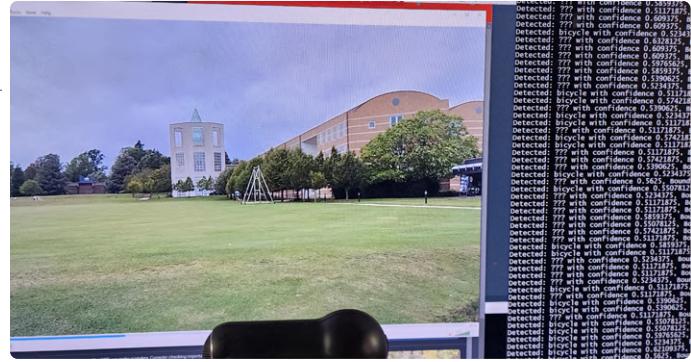


Figure 5. Pas une seule bicyclette en vue.

les numériser et confier à l'IA toutes les tâches de classification, de la détection d'objets à la transcription de la parole en texte, et ajouter le tout à une base de métadonnées en ligne consultable.

Bien que la précision de la détection laisse actuellement à désirer. Ce qui est génial, c'est que vous pouvez changer la source de détection de la caméra en direct au fichier vidéo en changeant juste une ligne dans le script - celle avec l'appel `VideoCapture()`. J'ai essayé un exemple de fichier vidéo, pris au Churchill College à Cambridge l'année dernière, et je l'ai téléchargé sur le Raspberry Pi en utilisant à nouveau SCP :

```
C:\Users\Brian>scp 20230919_174323.mp4 briantw@raspberrypi:/home/briantw/tflite1/20230919_174323.mp4
```

et j'ai ensuite changé la ligne dans le listage 1 en :

```
cap = cv2.VideoCapture('20230919_174323.mp4')
```

et c'est parti pour la détection d'objets dans la vidéo. La bonne nouvelle, c'est qu'il était si facile de changer de source. La mauvaise nouvelle est qu'il n'y avait pas de vélo dans la vidéo (**figure 5**).

Prochaine étape

Maintenant que le système fonctionne et qu'il est capable de détecter des objets, je vais m'efforcer d'améliorer la précision et d'explorer différents modèles et leur entraînement. Si j'ai de la chance, je parviendrais à ce que le système produise des résultats agréables qui serviront à des fins productives. Aurai-je de la chance ? Nous verrons bien. ↗

230181-F-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur (brian.williams@elektor.com).



À propos de l'auteur

Brian Tristam Williams est fasciné par les ordinateurs et l'électronique depuis qu'il a eu son premier « micro-ordinateur » à l'âge de 10 ans. Son aventure avec Elektor Magazine a commencé lorsqu'il a acheté son premier numéro à 16 ans, et depuis lors, il suit le monde de l'électronique et de l'informatique, explorant et apprenant sans cesse. Il a commencé à travailler pour Elektor en 2010 et, aujourd'hui, il s'attache à suivre les dernières tendances technologiques, en se concentrant notamment sur l'IA et les ordinateurs monocartes tels que le Raspberry Pi.



Listage 1. Test de la caméra et détection d'objets

```
import cv2
import numpy as np
from tflite_runtime.interpreter import Interpreter

# Initialize the TensorFlow Lite interpreter
model_path = 'Sample_TFLite_model/detect.tflite'
interpreter = Interpreter(model_path=model_path)
interpreter.allocate_tensors()
input_details = interpreter.get_input_details()
output_details = interpreter.get_output_details()
input_shape = input_details[0]['shape']

# Load labels
with open('Sample_TFLite_model/labelmap.txt', 'r') as file:
    labels = [line.strip() for line in file.readlines()]

# Initialize video capture from the camera
cap = cv2.VideoCapture(0)
while True:
    ret, frame = cap.read()
    if not ret:
        break

    # Preprocess the frame
    frame_rgb = cv2.cvtColor(frame, cv2.COLOR_BGR2RGB)
    frame_resized = cv2.resize(frame_rgb, (input_shape[1], input_shape[2]))
    input_data = np.expand_dims(frame_resized, axis=0)

    # Perform detection
    interpreter.set_tensor(input_details[0]['index'], input_data)
    interpreter.invoke()

    # Retrieve detection results
    # Bounding box coordinates of detected objects
    boxes = interpreter.get_tensor(output_details[0]['index'])[0]
    classes = interpreter.get_tensor(output_details[1]['index'])[0] # Class index of detected objects
    scores = interpreter.get_tensor(output_details[2]['index'])[0] # Confidence of detected objects
    count = int(interpreter.get_tensor(output_details[3]['index'])[0]) # Total number of detected objects

    # Loop over all detections and print detection info
    for i in range(count):
        class_id = int(classes[i])
        score = scores[i]
        bbox = boxes[i]
        # Filter out weak detections by ensuring the confidence is greater than a minimum threshold
        if score > 0.5:
            label = labels[class_id]
            print(f"Detected: {label} with confidence {score}, Bounding Box: {bbox}")

    cap.release()
```

LIENS

- [1] Brian Tristam Williams, « premiers essais avec TensorFlow » Elektor 3/2024 :
<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-336/62796>
- [2] PuTTY — Terminal program for remote access to your headless Pi : <https://putty.org>
- [3] Saad Imtiaz, « CaptureCount » Elektor 3/2024 : <https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-336/62793>

générateur de référence 10 MHz

très précis, avec isolation galvanique

Alfred Rosenkränzer (Allemagne)

Dans des contextes de mesure complexes où il est crucial d'enregistrer et de corrélérer avec précision les fréquences, les appareils de mesure doivent fonctionner de manière aussi synchronisée que possible. Ils sont synchronisés en utilisant une fréquence de référence très précise. Cet article traite de la réalisation d'un tel générateur de référence.

En l'absence de contraintes contradictoires, l'appareil possédant la base de temps la plus précise est désigné comme maître dans ces configurations de mesure et son signal de sortie sert de référence pour les autres appareils. Il est possible de distribuer le signal en utilisant une configuration « daisy chain », où chaque appareil transmet la fréquence de référence de son entrée à sa sortie, formant ainsi une chaîne sérieuse. Une alternative est l'utilisation d'une connexion en étoile utilisant un amplificateur de distribution, permettant la disponibilité de plusieurs signaux de référence en parallèle. Une fréquence de 10 MHz a été établie comme référence standard.

Problèmes de masse

Les boucles de masse représentent un problème répandu dans les installations de mesure et peuvent gravement perturber les mesures sensibles. Contexte : les masses des prises d'entrée et de sortie sont reliées à la terre de protection (PE) de la prise secteur,

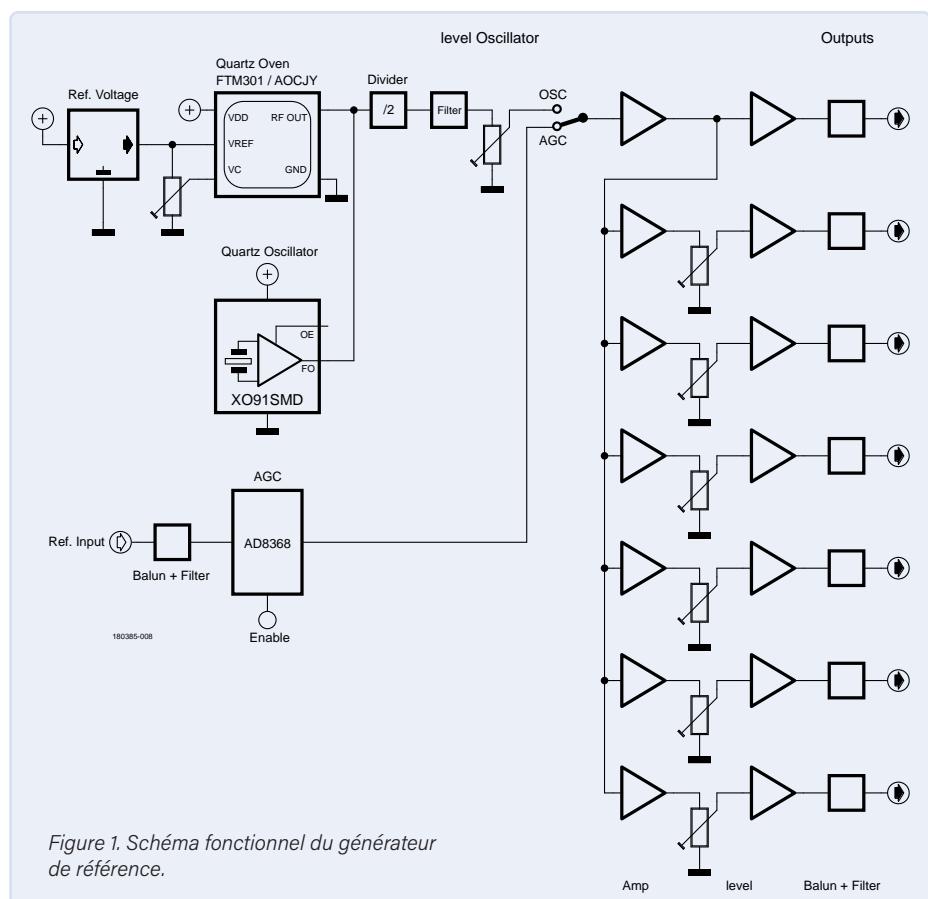


Figure 1. Schéma fonctionnel du générateur de référence.

aux connecteurs des interfaces de données (GPIB, USB) et aux masses des connecteurs des signaux de référence. Les champs magnétiques parasites peuvent se coupler avec ces boucles de masse qui en résultent, ou des courants d'égalisation peuvent circuler ; les signaux utiles sont ainsi perturbés par des signaux parasites indésirables.

Pour éviter les boucles de masse dans les signaux de référence, les boucles de masse peuvent être évitées par une isolation galvanique en utilisant des transformateurs HF. De tels transformateurs sont disponibles en petits boîtiers avec des connecteurs BNC, par exemple chez Mini-Circuits. Pour une configu-

ration *daisy chain*, ils doivent être insérés entre chaque paire d'appareils. Lors de l'utilisation d'un distributeur, un tel transformateur est inséré entre le distributeur et chaque entrée de référence des appareils de mesures. Actuellement, il semble qu'il n'existe pas sur le marché de distributeurs équipés de transformateurs de sortie RF intégrés qui permettraient une connexion simplifiée et sans mise à la terre des appareils de mesure. Cette lacune m'a motivé à développer un générateur de référence qui est non seulement équipé d'un oscillateur de haute précision, mais qui offre également plusieurs sorties non mises à la terre.



Liste des composants

Résistances

SMD 0603, sauf spécification contraire
 R1, R3, R9, R53, R309, R314, R315 = 10k
 R2, R310 = 4k7
 R4 = 820 Ω
 R5 = 0 Ω, SMD 2012 *
 R6, R7 = 1k2
 R8, R14, R52, R64, R75, R86, R97, R108, R123 = 390 Ω
 R10, R17 = 100 Ω
 R11, R18, R54, R57, R58, R61, R63, R66, R69, R72, R74, R77, R80, R83, R85, R88, R91, R94, R96, R99, R102, R105, R107, R110, R115, R118, R121, R124, R126, R129, R130 = 50 Ω
 R13, R67, R68, R78, R79, R89, R90, R100, R101, R111, R112, R113, R114, R119, R120, R307, R308, R318 = 0 Ω *
 R15 = 130 Ω
 R16 = 2k5, trim pot multitour, vertical, RM 1/10"
 R25 = 1k
 R50 = 120 Ω
 R51 = 200 Ω, trim pot multitour, vertical, RM 1/10"
 R55, R56, R60, R65, R71, R76, R82, R87, R93, R98, R104, R109, R116, R117, R122, R127 = 470 Ω
 R59, R70, R81, R92, R103, R128 = 330 Ω
 R62, R73, R84, R95, R106, R125 = 500 Ω, trim pot multitour, vertical, RM 1/10"
 R301, R306 = 150 Ω
 R302, R305 = voir texte
 R303, R304 = 75 Ω
 R311...R313 = 10 Ω, SMD 2012
 R316 = 68 Ω
 R317 = 180 Ω

Condensateurs

SMD 0603, sauf spécification contraire
 C1 = 4,700 μ / 16 V, électrolytique, RM 5 mm, ø 13 mm *
 C2, C4, C8...C11, C19...C22, C34, C35, C51...C54, C56...C65, C82, C83 = 100n
 C3, C5, C12...C18, C33, C36...C40 = 22 μ / 20 V, SMD SMCB
 C6, C7 = 2,200 μ / 16 V, électrolytique, RM 5 mm, ø 13 mm
 C23, C32 = 33p
 C24 = 120p
 C25, C90 = 5p6
 C26 = 10p
 C27 = 150p
 C28, C31 = 100p
 C29 = 12p

C30 = 39p

C66, C68, C70, C72, C74, C76, C78, C87 = 47p
 C67, C69, C71, C73, C75, C77, C79, C88 = 3p3
 C81, C89, C94 = 10n
 C84...C86, C91...C93 = 1n

Bobines

CMS 1210
 L1...L7, L301 = 4μH
 L8 = 1μH
 L9 = 1μH

Semi-conducteurs

D1...D4 = SK56, Schottky, 60 V / 5 A, DO214AA *
 D5...D8 = SK56, Schottky, 60 V / 5 A, DO214AA
 D9, D10 = SK540, Schottky, 40 V / 5 A, DO214AC
 D31 = 1N4148, SOD-123
 LED1...LED3 = LED, SMD 0805
 T1...T2 = 2N3904, SOT23-BEC
 IC1 = 7805
 IC2 = 7905
 IC3 = LT1963AET-3.3 *
 IC4...IC11 = MAX4392ESA, SOIC8
 IC6 = MCP1525TT, SOT-23-3 *
 U1 = AD8368ACPZ-WP, LFCSP-24 *
 U2 = SN74LVC1G80DBVR, SOT-23-5 *
 Y1 = AOCJY-20.000MHZ-F, SMD *
 XO1 = XO91, 20 MHz, SMD *

Divers

X1 = Borne à vis à 2 broches, RM 5 mm
 X5 = Borne à vis à 3 broches, RM 5 mm
 JP1, JP2 = Connecteur à 2 broches
 Tr1 = transformateur 2 × 6 V, 2 × 300 mA, RM 20 mm, pour montage sur circuit imprimé*
 Tr3 = transformateur 2 × 6 V, 2 × 233 mA, RM 27.5 mm, pour montage sur circuit imprimé
 Tr51...Tr81 = ADT1-1, RF transformateur, CMS *
 F1 = fuse 250 mA, 20 × 5 mm
 Porte-fusible pour F1, pour montage sur circuit imprimé
 K1 = relais FTR-B4S, CMS

* voir texte

Circuit

Un schéma fonctionnel du circuit du générateur est illustré dans la **figure 1**. La génération de l'horloge de base de 20 MHz est visible en haut à gauche, avec un simple oscillateur à quartz ou oscillateur à quartz thermostaté (OCXO) plus complexe et calibrable. Après une réduction de fréquence par division par deux à 10 MHz et un filtrage, la fréquence de référence est prête pour la mise en mémoire tampon et la distribution (partie droite). Il est également possible d'utiliser le circuit comme un simple amplificateur de distribution. Si vous avez accès à une fréquence de

référence externe de haute qualité, vous pouvez l'injecter dans l'entrée de référence en bas à gauche. Après une stabilisation de l'amplitude par un amplificateur RF spécial (AGC), ce signal est transmis au bloc d'amplificateurs de distribution à droite en tant que référence.

Circuit

Comme vous pouvez le voir dans le circuit de la figure 2, les parties numériques et analogiques sont alimentées séparément. La génération d'horloge est fournie par l'alimentation 3,3 V autour de Tr1 et IC3. Un OCXO optionnel est également alimenté par cette

branche. Sa configuration permet d'obtenir une fréquence de référence précise et à faible dérive.

Les amplificateurs analogiques sont alimentés symétriquement avec ±5 V par Tr3 et les deux régulateurs de tension classiques IC1 et IC2. Afin de garantir des tensions stables, de nombreux petits condensateurs électrolytiques de découplage de 22 μF et des condensateurs multicouches de 100 nF, sont disposés sur le circuit. La stabilisation du niveau d'un signal de référence externe via l'AGC est réalisée par la branche +5 V, incluant de petits filtres RC (R311/C85 et R312/C84).

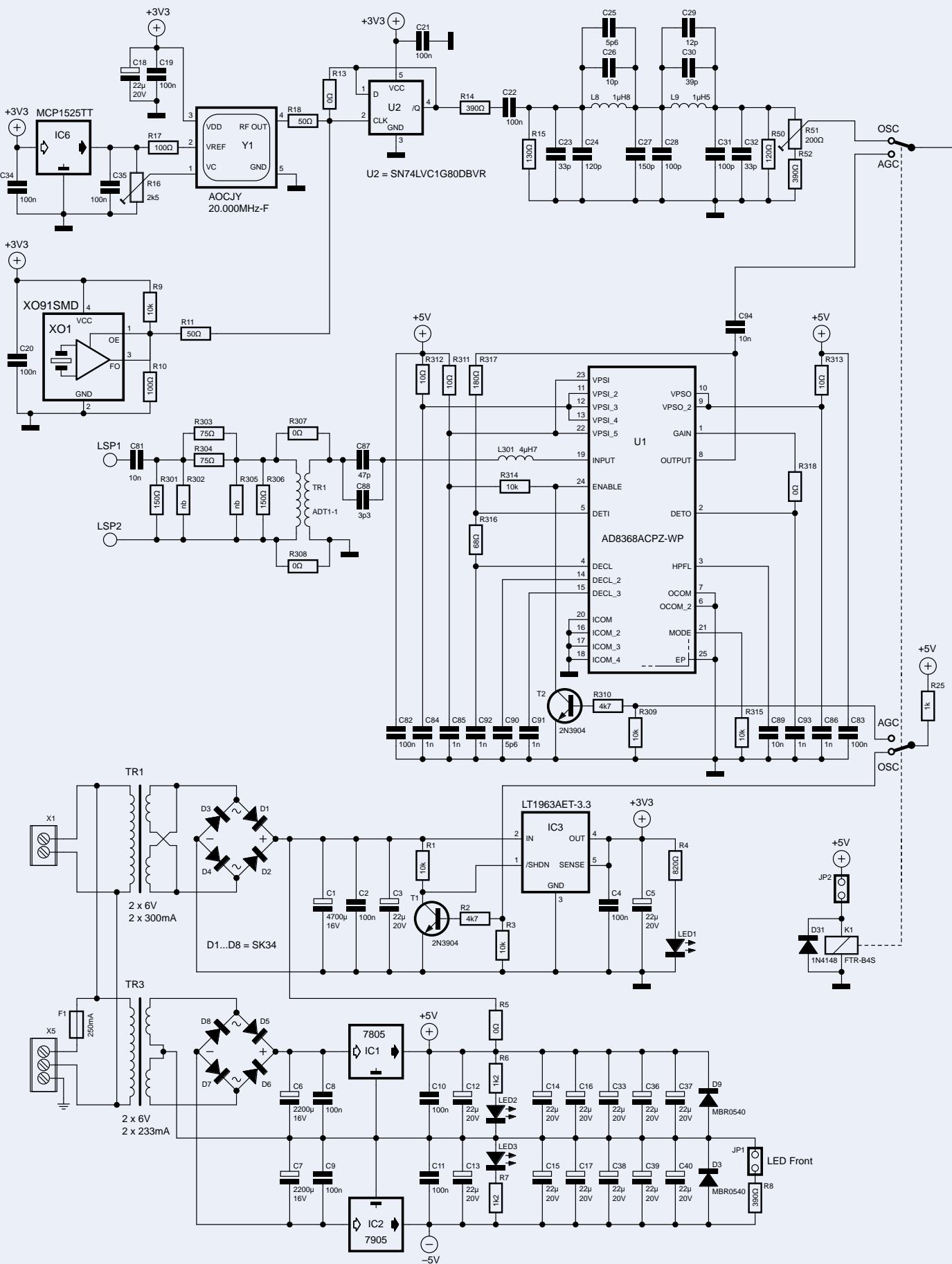
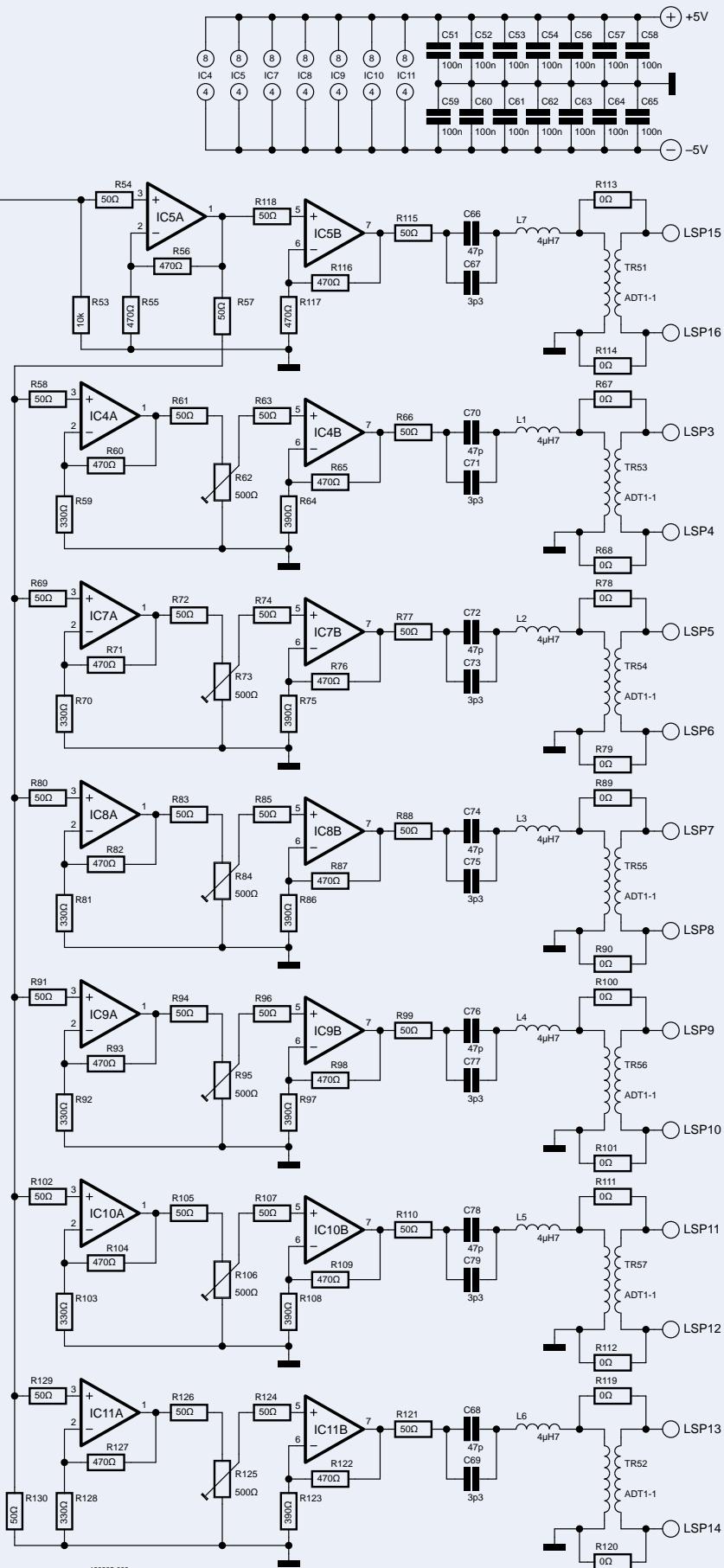


Figure 2. Le circuit détaillé du générateur de référence est un peu plus compliqué, mais les sept amplificateurs de sortie sont conçus de la même manière.



Deux LED sur le circuit imprimé signalent que le système est prêt à fonctionner. Il est possible de monter une diode supplémentaire sur le panneau avant. Lorsque tous les étages de sortie sont assemblés, un courant d'environ 180 mA circule dans la branche ± 5 V.

Oscillateurs

Un générateur à quartz de haute précision tel que le FTM301 de FOX ou, l'OH300-50503CF-020.0M [1] de Connor-Winfield (Y1 dans la figure 2) est utilisé comme oscillateur. Pour des besoins moins exigeants en termes de précision, un simple oscillateur à quartz de 20 MHz (XO1 dans la figure 2, [2]) est également suffisant. Il est important de noter que seul l'un de ces deux dispositifs doit être installé. Si Y1 est monté, le circuit consommera jusqu'à 800 mA de la branche 3,3 V pendant quelques secondes après la mise sous tension pendant le chauffage. Ensuite, le courant se stabilise à environ 350 mA.

La fréquence de l'oscillateur Y1 peut être ajustée en utilisant l'entrée VC (broche 1), avec une tension de contrôle allant de 0 à 2,5 V, générée par IC6 et réglable par le potentiomètre R16. Si XO1 est utilisé à la place de Y1, nous pouvons omettre IC6 et le potentiomètre de réglage R16. Certains oscillateurs disposent de leur propre tension de référence, qui peut être prélevée sur la broche 2. Dans un tel cas, nous pouvons omettre IC6 et installer R17 à la place. Pour les oscillateurs qui ne possèdent pas leur propre tension de référence, il es nécessaire de monter IC6 et R17 peut être omis. La calibration de la fréquence de référence se fait par l'ajustement de R16, nécessitant une source de fréquence de référence externe à la fois adaptée et d'une haute précision.

Si une précision absolue n'est pas essentielle, l'oscillateur à quartz XO1, simple et peu coûteux, logé dans un boîtier XO91, fera l'affaire. Il est important de rappeler qu'un seul oscillateur doit être monté - soit Y1, soit XO1. Utiliser XO1 présente l'avantage d'une consommation de courant plus faible; par conséquent, le transformateur supplémentaire TR1 n'est pas nécessaire, et le redresseur D1...D4 peut être omis. À la place, R5 est monté pour dériver les 3,3 V nécessaires de la branche 5,5 V. R11 est monté lorsque XO1 est utilisé et R18 lorsque Y1 est utilisé.

Afin d'obtenir un rapport cyclique optimal de 50% du signal de 10 MHz, il es possible de diviser les 20 MHz du générateur d'horloge



Figure 3. Le circuit imprimé partiellement assemblé du prototype.

primaire par une bascule D. Une autre solution consiste à utiliser des générateurs 10 MHz, ce qui signifie que U2 est omis et que son entrée est connectée à la broche de sortie en montant R13. Un filtre passe-bas passif de Cauer d'ordre 5 intégrant L8 et L9 permet de supprimer les harmoniques du signal de 10 MHz et de convertir le signal rectangulaire en une onde sinusoïdale. La fréquence de coupure du filtre est de 11 MHz, son ondulation n'est que de 0,1 dB, et les impédances d'entrée et de sortie est de 100Ω . Le diviseur de tension R14/R15 réduit le signal d'entrée, et C22 supprime les composantes de tension continue (= moitié de la tension de fonctionnement). R50, R51 et R52 constituent les terminaisons de la sortie du filtre. Nous pouvons régler l'amplitude avec le potentiomètre R51 ce qui permet de l'adapter à la plage des niveaux d'entrée de l'AGC. Pour choisir entre le signal du générateur interne et l'entrée de référence, il es possible d'utiliser le relais K1 et un commutateur sur le panneau avant.

Amplificateur de distribution

IC5A amplifie le signal par un facteur 2 et le distribue à six des sept étages de sortie via une ligne terminée par 50Ω (R130) afin d'éviter les réflexions sur les pistes du circuit imprimé assurant ainsi une distribution de niveau aussi uniforme que possible sur toutes les entrées des sept étages de sortie. La résistance de 50Ω de ces étages sert à découpler la capacité d'entrée des ampli-op installés. Six de ces étages sont équipés de deux ampli-op vidéo chacun. L'amplitude des signaux sur ces six voies peut être ajustée individuellement à l'aide de trimots de 500Ω .

Le deuxième ampli-op de IC5 pilote un filtre passe-bande série composé des deux

condensateurs C66 et C67 montés en parallèle, de la bobine L7 et enfin du transformateur HF Tr51 ADT1-1 [3] via une résistance de 50Ω . Cet étage de sortie n'a pas de potentiomètre de réglage et sa tension de sortie n'est donc pas réglable.

Si vous n'avez pas besoin d'isolation galvanique, vous pouvez laisser de côté les transformateurs HF Tr51 à Tr57 et mettre à la place deux résistances 0Ω . Dans mon prototype, j'ai utilisé des amplificateurs optoélectroniques MAX4392ESA [4] dans un boîtier SOIC8. Cependant, vous pouvez également utiliser d'autres amplificateurs vidéo adaptés à une alimentation de $\pm 5V$. Avec une isolation galvanique et un panneau avant/arrière métallique, il est évidemment nécessaire de s'assurer que les prises BNC sont isolées !

Entrée de référence et AGC

Dans ce sous-circuit, nous utilisons un circuit intégré AGC AD8368 [5] d'Analog Devices (U1). Le montage de la figure 2 est conforme aux recommandations de la fiche technique. Pour éviter de surcharger l'entrée, un atténuateur de $6dB$ est connecté avant le transformateur d'entrée HF Tr81. Lorsqu'une isolation galvanique n'est pas requise, il est possible de se passer du transformateur qui peut être remplacé par les deux résistances R307 et R308. La stabilisation du niveau par AGC fonctionne avec des signaux d'entrée compris entre 70 et 2 000 mVSS à 50Ω . Des niveaux d'entrée inférieurs réduiront le niveau de sortie - tandis que des niveaux d'entrée plus élevés l'augmenteront.

Alimentation

Après la mise sous tension du circuit avec un OCXO non chauffé, le flux de courant est



Figure 4. Circuit imprimé partiellement assemblé et installée dans un boîtier Teko.

nettement plus important qu'ultérieurement à l'état chauffé. Pour cette raison, un transformateur relativement puissant avec des diodes Schottky et un grand condensateur de filtrage est prévu. Le $3,3V$ stabilisé est généré par le régulateur à faible chute LT1963AET-3,3 (Analog Devices). Le régulateur nécessite un refroidissement. Nous pouvons alors le visser sur la paroi arrière d'un boîtier en aluminium avec isolation. Sa tension de sortie peut être coupée via l'entrée d'arrêt si vous souhaitez utiliser la fréquence de référence externe et utiliser le circuit uniquement comme un amplificateur de distribution. Cette configuration permet d'éviter les interférences entre le signal du générateur interne et le signal de référence externe. Le relais K1 est contrôlé par un commutateur sur le panneau avant, qui est connecté à JP2. Un contact inverseur du relais sélectionne le signal d'entrée pour l'amplificateur de distribution. L'autre contact contrôle l'entrée SHDN de IC3 via T1 et l'entrée ENBL de l'AGC via T2.

Encore une remarque sur ce circuit : une bonne isolation thermique de l'OCXO réduira sa consommation d'énergie. Il a atteint sa précision maximale après 30 minutes au plus tard.

Options de montage

Le circuit imprimé offre plusieurs possibilités de montage. Les composants optionnels sont marqués d'un astérisque dans la liste des composants. Par souci de clarté, les options de montage sont à nouveau spécifiées ici :

OCXO ou générateur à quartz simple

Pour l'OCXO Y1, Tr1, les diodes D1...D4, et C1 doivent être montées. R5 est omis. Pour XO1, Tr1, les diodes D1...D4 et C1 sont omises. R5 est monté à la place.

Oscillateur 20 ou 10 MHz

Pour les oscillateurs de 20 MHz, le diviseur U2 doit être utilisé. R13 est omis. Pour les oscillateurs de 10 MHz, U2 est omis. R13 doit être monté.

Tension de référence de l'OCXO

Si l'OCXO possède une source de tension de référence interne, IC6 n'est pas nécessaire et R17 doit être monté. Sans source de tension de référence interne, IC6 est requis. R17 ne doit pas être monté dans ce cas.

Génération de fréquence interne ou externe, ou les deux

Il est possible d'équiper uniquement les oscillateurs internes ou uniquement l'entrée pour une référence externe avec CAG, ou les deux parties. Lors de l'utilisation d'un générateur interne, l'AGC est désactivé. Lors de l'utilisation de l'entrée externe avec AGC, l'alimentation 3,3 V et donc les oscillateurs et le diviseur sont éteints.

Isolation galvanique

Si l'isolation galvanique n'est pas essentielle,

il est possible d'omettre les transformateurs RF. Dans ce cas, les deux résistances 0 Ω par transformateur doivent être montées pour les ponter. Dans ce cas, il faut respecter la polarité correcte lors de la connexion des prises BNC.

R302 et R305

Ces résistances sont utilisées pour obtenir une valeur de résistance exacte en les connectant en parallèle avec R301 et R306. Les valeurs spécifiées de R301 et R306 sont suffisamment précises pour l'atténuation de 6 dB prévue ici. Vous pouvez donc omettre R302 et R305.

Construction

La **figure 3** montre la carte partiellement assemblée, dont les fichiers Eagle sont téléchargeables gratuitement sur le site d'Elektor [6]. La **figure 4** montre une carte installée dans un boîtier en plastique avec des panneaux avant et arrière en métal. Comme déjà mentionné, les prises BNC doivent être installées avec une isolation galvanique. Le générateur de référence décrit dans cet article est polyvalent, très précis et permet d'éviter les boucles de masse dans les configura-

tions de test complexes. D'ailleurs, quelques cartes vierges sont encore disponibles auprès de l'auteur. ↗

180385-04

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 longtemps exercé comme ingénieur en développement. Ses débuts professionnels se sont déroulés dans le secteur de la technologie télévisuelle professionnelle. Depuis la fin des années 1990, il s'est spécialisé dans le développement de circuits numériques haute vitesse et de circuits analogiques pour les équipements de test de circuits intégrés. L'audio constitue sa spécialité.



Produits

▶ JOY-iT JDS6600 Générateur de signaux et compteur de fréquences
www.elektor.fr/18714

▶ OWON SDS1202 Oscilloscope à 2 voies (200 MHz)
www.elektor.fr/20251

**CONNECTED.
NO MATTER
THE CONDITIONS.**



**WÜRTH
ELEKTRONIK**
MORE THAN
YOU EXPECT

WE meet @ PCIM Europe
Hall 6 - 342

The IP67 & IP68 Protected Industrial Connection

Discover high-quality circular connectors designed for demanding environments. With its ingress protection, our connectors ensure reliable connections for applications such as fieldbus, actuators/sensors, and robotics.

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

Highlights

- New M12 A-coding portfolio
- Adapted to work in demanding environments with IP67 & IP68 protection
- Male & female versions of all connectors
- Available in 4, 5 and 8 polarities

#CIRCULARCONNECTORS



mise à jour #2 : compteur d'énergie basé sur l'ESP32

quelques améliorations

Figure 1. Rendu du nouveau boîtier du compteur d'énergie ESP32.

Saad Imtiaz (Elektor)

Dans l'épisode précédent de cette série, nous avons exploré les schémas et les techniques d'isolation du circuit du compteur d'énergie ESP32. Dans cet article, nous allons discuter des améliorations possibles, de la conception d'un circuit imprimé, et bien plus encore.

En 2023, nous nous sommes fixés pour objectif de développer un compteur d'énergie fiable et convivial basé sur le microcontrôleur ESP32. Dans notre précédent article, « Mise à jour du projet : compteur d'énergie basé sur l'ESP32 » [1], nous avons présenté le schéma fonctionnel, les schémas du circuit, les méthodes d'isolation du circuit, les caractéristiques et la stratégie de notre projet. Faisons un bref récapitulatif avant de procéder à la prochaine mise à jour. L'idée principale était de développer un compteur d'énergie précis et efficace en exploitant les capacités du microcontrôleur ESP32 d'Espressif et du circuit intégré ATM90E32AS pour la mesure de l'énergie. Le projet visait à améliorer l'expérience utilisateur et à accroître la fiabilité grâce à un schéma minutieux et à l'isolation du circuit par l'ADuM3151 facilitant ainsi la communication sécurisée entre l'ESP32 et l'ATM90E32AS d'Atmel (aujourd'hui Microchip). Avec un focus sur la sécurité et l'efficacité, le projet intègre des techniques de réduction du bruit, des améliorations de l'intégrité des signaux et des composants de protection tels que des fusibles et des MOV. Envisageant l'avenir, le plan prévoyait l'intégration des fonctionnalités de surveillance à distance et d'analyse de données pour améliorer la gestion de l'énergie et l'efficacité énergétique. Dans cet article, nous poursuivons les objectifs initiaux tout en apportant de nombreux changements pour renforcer la sécurité d'utilisation, réduire son coût de production, et diminuer la taille. Comme nous

l'avions mentionné dans notre précédent volet, les dimensions du prototype de circuit imprimé étaient de 100x100 mm. Suite à des tests, nous avons éliminé certains composants et optimisé la disposition du circuit imprimé, ce qui a permis de réduire les dimensions à 79,5x79,5 mm - soit environ 20 % de moins que la dernière version. La **figure 1** montre le nouveau boîtier adapté à cette nouvelle version du circuit imprimé. Par ailleurs, pour améliorer la sécurité d'utilisation du compteur d'énergie ESP32, nous avons remplacé l'alimentation directe du secteur par un transformateur abaisseur 220 V à 12 V utilisé pour l'échantillonnage de la tension et aussi pour l'alimentation du circuit. L'ajout d'un transformateur présente quelques inconvénients, notamment des retards de phase, mais la sécurité reste notre priorité ! Étant donné que notre objectif n'est pas de mesurer des pics de tension, ou des surtensions rapides, mais plutôt de mesurer de l'énergie, ces modifications ne devraient pas affecter nos mesures.

Schéma de circuit mis à jour

Nous avons apporté quelques améliorations, notamment le remplacement de l'ESP32 par l'ESP32-S3. Cela augmente considérablement les capacités de notre compteur d'énergie. L'ESP32-S3 présente de nombreux avantages par rapport à l'ESP32 : il offre une plus grande puissance de traitement, des capacités d'intelligence artificielle et de traitement de signaux, une mémoire accrue et des fonctions de sécurité renforcées. Le schéma mis à jour tire parti de ces améliorations, augmentant ainsi les capacités et les fonctionnalités du compteur d'énergie. Pour intégrer l'ESP32-S3 dans notre projet, nous nous sommes appuyés sur les guides de référence de conception d'Espressif [2] et d'autres ressources Internet utiles [3...6]. La **figure 2** présente le schéma du projet.

Nous avons optimisé la disposition du circuit imprimé pour renforcer la sécurité, simplifier l'utilisation et tirer parti de l'efficacité de l'ESP32-S3. Nous avons apporté des modifications significatives : nous avons réduit la taille du circuit imprimé pour obtenir une empreinte plus compacte, nous sommes passés à une alimentation par transformateur pour une

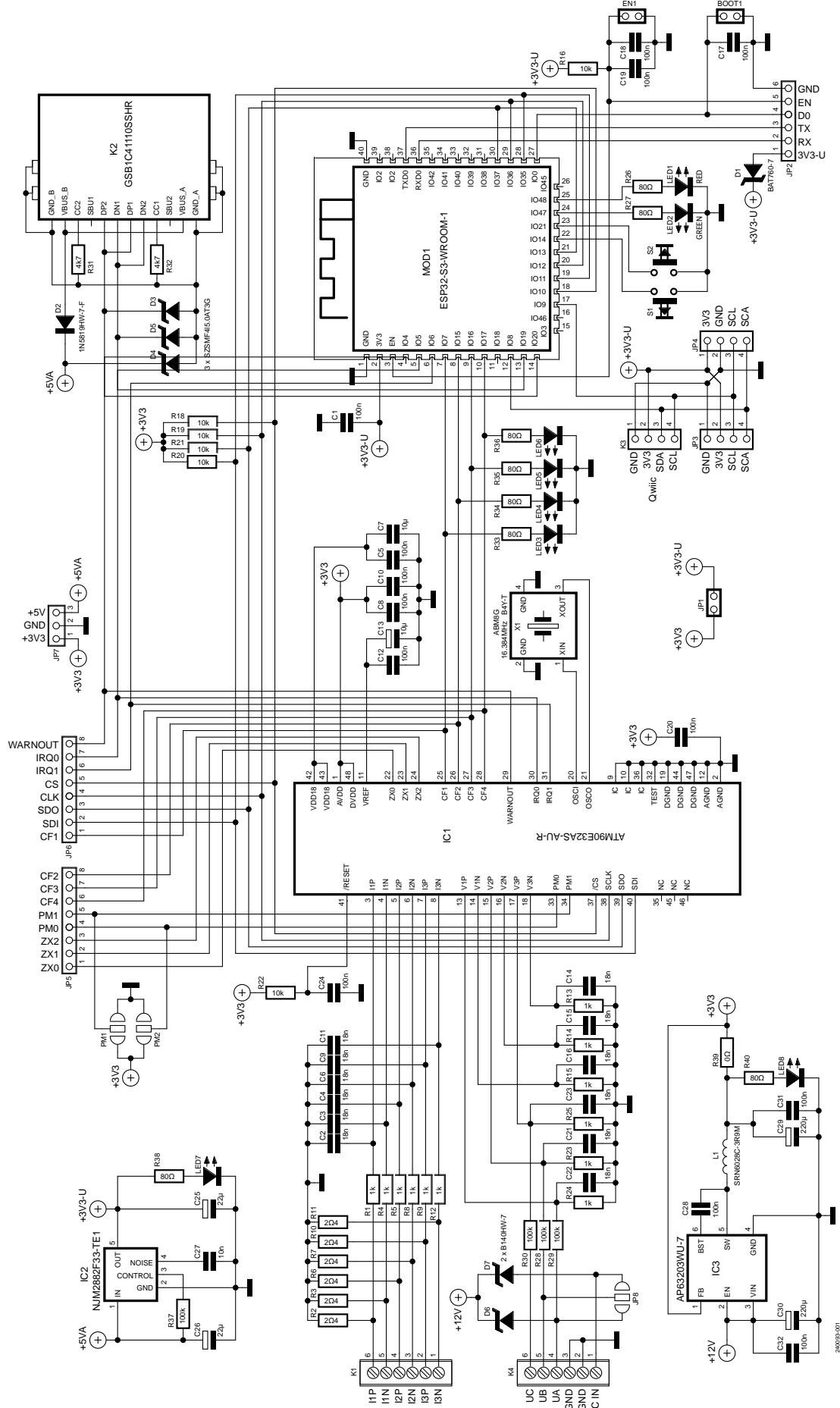


Figure 2. Schéma du projet.

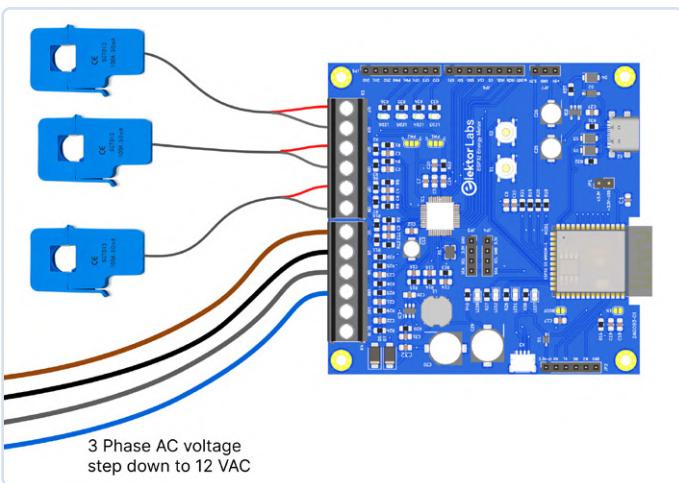


Figure 3. Câblage global d'un système de tension triphasé et de transformateurs à enroulement avec le compteur d'énergie ESP32.

meilleure sécurité, et nous avons augmenté la polyvalence avec une compatibilité monophasée et triphasée. L'utilisation d'un convertisseur buck AP63203WU-7 plus efficace à la place des modules Hi-Link, ainsi que l'ajout des options de connectivité pratiques telles qu'un connecteur USB-C et un connecteur Qwiic, ont tous contribué à l'évolution du projet. Ces améliorations exploitent les capacités de l'ESP32-S3, en se concentrant sur la création d'une solution de surveillance de l'énergie à la fois pratique, adaptable et sécurisée.

Échantillonnage raffiné de la tension et du courant

IC1 reste le même ATM90E32AS, mais il y a une modification notable : il nécessite désormais un transformateur abaisseur de 220 VAC à 12 VAC entre lui et le réseau électrique. Ce changement a été apporté pour rendre le projet plus sécurisé à tester et à utiliser, grâce à l'isolation galvanique fournie par les transformateurs. Lors de mes essais, je n'ai observé aucune différence notable dans les performances.

Ainsi, pour chaque entrée d'échantillonnage de tension de IC1, il n'y a maintenant qu'une seule résistance de 100 kΩ (R27 à R29). La dernière fois, nous avons regroupé toutes les tensions de phase sur une seule entrée. Suite aux nombreux retours de nos lecteurs désirant pouvoir utiliser l'appareil avec une alimentation triphasée ou monophasée selon les besoins, nous avons pris en compte ces suggestions. Nous sommes désormais en mesure de l'utiliser avec les deux. Le système est configuré pour le triphasé, mais pour le rendre monophasé, il suffit de court-circuiter le cavalier JP8. La **figure 3** montre le schéma général du câblage pour un système triphasé. Notez que les fils de phase sont connectés après l'abaissement à 12 VCA par un transformateur - l'utilisation d'un transformateur de sonnette de 12 VAC peut être utile dans ce cas.

Pour l'échantillonnage et la mesure du courant, au lieu d'utiliser la prise casque comme connecteur, nous utilisons un bornier à vis au pas de 5,08 mm, c'est-à-dire K1. Ce choix renforce la robustesse générale du compteur d'énergie. Concernant les capteurs de courant, nous avons opté pour le YHDC SCT013 100 A : 50 mA. Les résistances R1 à R12 associées aux trois entrées de détection de courant sont calibrées en conséquence.

Optimisation de l'alimentation

Le compteur d'énergie est désormais alimenté par le régulateur de tension de commutation buck IC3, à savoir le AP63203WU-7 de Diodes Incorporated. Auparavant, nous avons utilisé des modules Hi-Link HKL5M05, qui s'avéraient plus encombrants et plus coûteux que ce convertisseur buck. En effet, les convertisseurs buck sont plus efficaces et moins chers et occupent moins de place. L'utilisation de IC3 nous

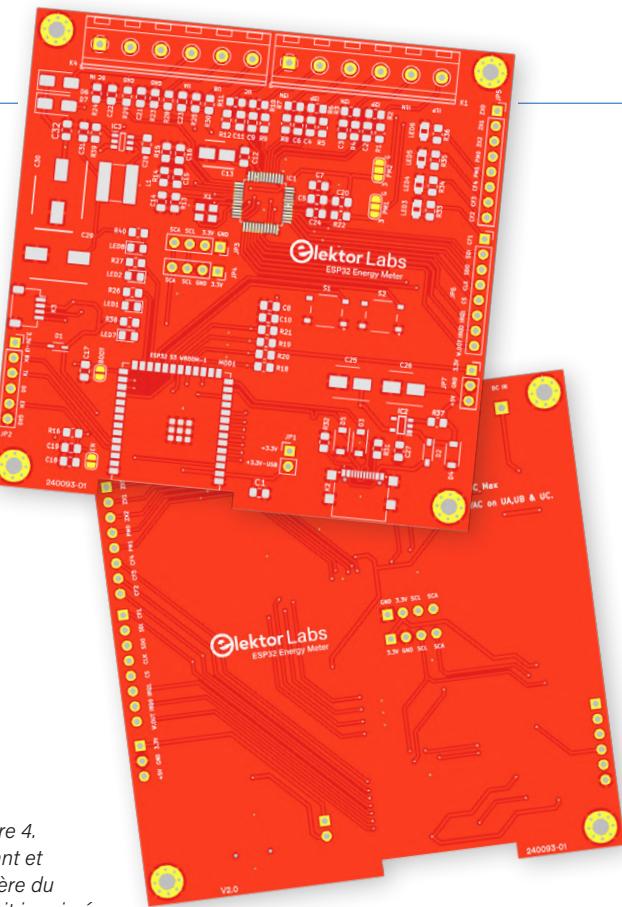


Figure 4.
L'avant et
l'arrière du
circuit imprimé.

permet également d'alimenter le circuit avec 12 VCC sur K4 pour les phases de développement et ainsi que de l'UA, c'est-à-dire la tension de la phase 1 du même connecteur, K4, pour le fonctionnement normal.

Caractéristiques interactives et modulaires

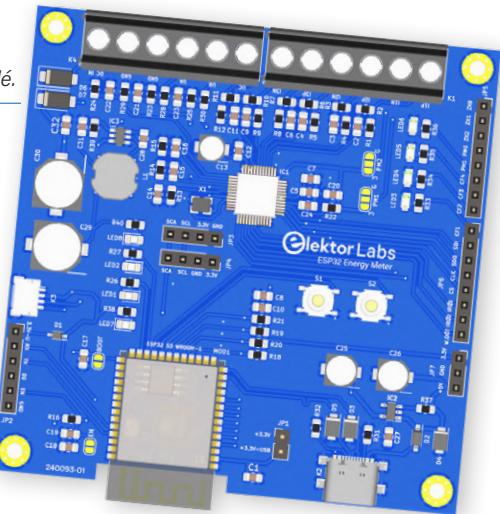
Pour les sorties d'impulsions d'énergie active, réactive, apparente, fondamentale active et harmonique CF1 à CF4, nous avons ajouté des LED [7][8]. Afin de faciliter la sélection du mode d'alimentation d'IC1, nous avons ajouté les cavaliers PM1 et PM2. Dans cette version, toutes les broches de sortie d'IC1 ATM90E32AS destinées au microcontrôleur sont accessibles via les bornes JP5 et JP6. Cela nous permet d'utiliser le compteur d'énergie comme un module avec un autre microcontrôleur si l'ESP32-S3 embarqué n'est pas requis.

L'ESP32-S3 dispose d'une fonction USB intégrée, ce qui rend la programmation du microcontrôleur particulièrement pratique. C'est pourquoi nous avons ajouté le connecteur USB-C K2. Pour le débogage, nous avons ajouté la borne JP2. Nous avons également ajouté les LED d'état LED1 et LED2 contrôlables par l'ESP32-S3, ainsi que les boutons-poussoirs S1 et S2, connectables via JP3 et JP4, pour faciliter l'interaction avec l'écran OLED. Pourquoi deux points de connexion ? Certains écrans OLED I²C ont la masse comme première broche, tandis que d'autres ont une alimentation 3,3 V. Ainsi, il est possible d'utiliser les deux types de broches de l'écran OLED. Enfin, nous avons également ajouté le connecteur Qwiic à K3 afin d'enrichir les fonctionnalités du compteur d'énergie, au cas où l'on souhaiterait ajouter des capteurs ou des modules supplémentaires à ce projet.

Disposition du circuit imprimé

La disposition du circuit imprimé a été méticuleusement optimisée pour la compacité et la facilité de soudure, comme le montre la **figure 4**. En haut, nous avons stratégiquement positionné les connexions d'échantillonnage de tension et de courant en un seul endroit pour faciliter

Figure 5. Modèle 3D du circuit imprimé assemblé.



l'intégration au format rail DIN. Sur le côté droit, les connexions pour tout microcontrôleur externe sont assurées par des connecteurs au pas de 2,54 mm, garantissant ainsi la facilité d'accès et la modularité. Au centre, la connexion pour l'écran OLED est entourée de boutons poussoirs pour une interaction intuitive. Adjacentes à l'écran OLED, les LED d'alimentation et d'état offrent un retour visuel immédiat, tandis que les LED de sortie d'impulsion d'énergie sont commodément situées près des bornes de sortie du microcontrôleur pour une surveillance directe. À la base du circuit, le port USB-C et le module ESP32-S3 sont judicieusement positionnés loin des zones de tension alternative pour améliorer la sécurité. Un condensateur céramique, placé à proximité de l'entrée 3 V de l'ESP32-S3, est utilisé pour le découplage et sert à réduire considérablement tout bruit potentiel. De plus, nous avons intégré des condensateurs électrolytiques dans le circuit, afin de stabiliser davantage l'alimentation et de garantir la fiabilité et les performances du circuit. Cette disposition optimise le processus d'assemblage et améliore le fonctionnement et l'expérience utilisateur en offrant une disposition claire et logique des composants. La **figure 5** illustre le rendu du circuit imprimé assemblé.



Ce projet implique l'utilisation de transformateurs directement alimentés par le secteur. Les personnes n'ayant pas d'expérience avec les tensions du secteur ne devraient pas entreprendre ce projet seules ou devraient solliciter l'assistance de quelqu'un d'expérimenté pour les accompagner dans la réalisation de ce projet.

Prochaines étapes et perspectives

Après une phase de prototypage basée sur le schéma original, nous avons introduit plusieurs améliorations pour augmenter la fiabilité du compteur d'énergie ESP32. Actuellement, nous nous concentrons sur le développement de son micrologiciel.

La nouvelle version du circuit imprimé a été envoyée en production et nous prévoyons de réaliser des tests exhaustifs dès sa réception afin de garantir la fiabilité du système. Parallèlement, nous continuons à développer le logiciel, cherchant à exploiter au maximum les capacités du module ESP32-S3 avec notre compteur d'énergie.

À l'avenir, nous envisageons d'intégrer le compteur d'énergie ESP32 à Home Assistant, afin de simplifier l'interaction de l'utilisateur. Nous nous engageons également à développer un micrologiciel sur mesure pour tirer pleinement parti des capacités de l'appareil.

En conclusion, le projet progresse grâce à des améliorations matérielles et logicielles. Notre but reste de fournir une solution de mesure de

l'énergie à la fois fiable et efficace. Ce projet est également disponible sur la plateforme Elektor Labs [9], où vos commentaires et contributions sont vivement encouragés ! 

240093-04

Questions ou commentaires ?

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



À propos de l'auteur

Saad Imtiaz (ingénieur senior, Elektor) est un ingénieur mécatronicien expérimenté, spécialisé dans les systèmes embarqués, la mécatronique et le développement de produits. Saad a également travaillé dans l'industrie aéronautique et a dirigé une startup technologique. Chez Elektor, il supervise le développement de projets dans les domaines du logiciel et du matériel.



Produits

- **Qoitech Oti Arc - Alimentation, wattmètre et acquisition de données**
www.elektor.fr/19270
- **ESP Terminal**
www.elektor.fr/20526
- **Arduino Nano ESP32**
www.elektor.fr/20562

LIENS

- [1] Saad Imtiaz, "Project Update: ESP32-Based Energy Meter," Elektor 1/2024: <https://elektormagazine.com/magazine/elektor-324/62641>
- [2] ESP32 S3 DevKit-C Schematic: https://dl.espressif.com/dl/schematics/SCH_ESP32-S3-DevKitC-1_V1.1_20221130.pdf
- [3] ESP32 S3 Pinout Help Guide: <https://luisllamas.es/en/which-pins-can-i-use-on-esp32-s3>
- [4] SCH_ESP32-S3-USB-Bridge-MB_V2.1 Schematic: <https://tinyurl.com/usbbridgeschematic>
- [5] ESP32-S3 Pin Reference : http://wiki.fluidnc.com/en/hardware/ESP32-S3_Pin_Reference
- [6] ESP32-S3: Which Pins Should I Use?: <https://atomic14.com/2023/11/21/esp32-s3-pins.html>
- [7] Application Note Poly-Phase Energy Metering IC M90E32AS : <https://tinyurl.com/polyphasemetering>
- [8] Atmel M90E32AS | Fiche technique : https://eu.mouser.com/datasheet/2/268/Atmel_46003_SE_M90E32AS_Datasheet-1368788.pdf
- [9] ESP32 Energy Meter | Elektor Labs :
<https://elektormagazine.fr/labs/esp32-energy-meter-an-open-source-solution-for-real-time-energy-monitoring>

projet 2.0

Corrections, Mises à jour, et Courrier des lecteurs

Compilés par Jean-François Simon (Elektor)



Préamplificateur à tube

Elektor 9/2003, p. 70 (020383)

Bonjour, J'aimerais savoir s'il est toujours possible de se procurer le plan de la sérigraphie de la façade de ce préamplificateur. Pouvez-vous également m'indiquer où je pourrais trouver les relais de commutation de l'entrée ? Il y en a huit, l'article indique la référence Conrad RF A 504602. Pourriez-vous m'aider ? Merci beaucoup !

Jean-Paul Termonia (France)

Les relais nécessaires dans cette section du circuit sont des relais Reed à une rangée de broches (SIP), avec un écartement de 5,08 mm, une bobine de 12 V, type MES1A12 ou SIP-1A12 ou équivalent. Vous les trouverez, par exemple, sous les références : Conrad 2273680, Farnell 9561935, Digikey 3008-SIP-1A12-ND. Vous pouvez également chercher ces numéros de pièces sur eBay. En ce qui concerne le plan de la façade, j'ai recherché dans notre archive, mais il n'est malheureusement plus disponible. Veuillez nous excuser pour cet inconvénient !

Jean-François Simon (Elektor)



Traceur de courbes de transistors

Elektor 02/2009, p. 64 (080068-1)

Après que mon précédent courrier ait été publié dans le dernier numéro, j'espère que ma nouvelle demande pourra également obtenir une réponse ! J'ai besoin de lire les courbes caractéristiques de transistors MOSFET Hitachi anciens afin de pouvoir les sélectionner. Il s'agit des 2SK135/2SJ50 pour l'amplificateur Crescendo. Pouvez-vous m'indiquer si le Traceur de courbes décrit en février 2009 peut convenir à cet usage ou s'il n'est utilisable que pour les MOSFET faible puissance ? Avez-vous une meilleure idée pour cela ? Merci beaucoup, salutations depuis Munich Est !

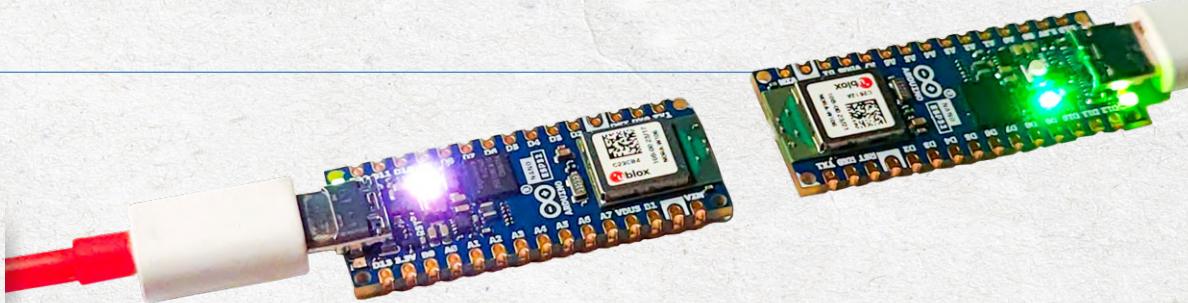
Martin Vogl (Allemagne)

En principe, les MOSFET que vous citez peuvent être analysés par ce traceur de courbes, jusqu'à un courant de drain de 400 mA et une tension Drain-Source de 10 V. Veuillez noter toutefois, que si vous souhaitez réaliser cet appareil, le circuit imprimé et le microcontrôleur R8C/13 ne sont probablement plus disponibles.

Rainer Schuster (Auteur de l'article)



Avez-vous une idée remarquable ou un retour d'expérience intéressant pour Elektor ? Contactez-nous à l'adresse redaction@elektor.fr. Nous sommes impatients de vous lire !



ESP32 et ChatGPT

Elektor édition spéciale Espressif Décembre 2023, p. 16 (230485)

Le projet "ESP32 et ChatGPT" de l'édition de décembre m'a intéressé, j'aimerais l'essayer. J'ai commandé le matériel, je peux donc commencer. Malheureusement, je ne suis pas parvenu à faire fonctionner le programme en C pour l'ESP32-1. Aucune des bibliothèques utilisées ne peut être installée dans l'IDE Arduino. Après avoir effectué quelques recherches, j'ai trouvé la bibliothèque WiFi.h, et je l'ai installée manuellement. Malheureusement, je n'ai pas réussi en ce qui concerne HTTPClient.h.

Pourriez-vous m'aider sur ce point ? Peut-être en complétant la description sur GitHub ou en mettant à disposition les bibliothèques nécessaires. Je préférerais consacrer mon temps à travailler sur le projet plutôt qu'à la façon de parvenir à installer les bases. Merci d'avance.

Andreas Petereit (Allemagne)

Je vous recommande de commencer avec une nouvelle installation de l'IDE Arduino 2.2.1. Si vous avez installé manuellement des bibliothèques et qu'elles ne fonctionnent pas, il est préférable de les désinstaller et de recommencer à partir d'une nouvelle installation, dont vous êtes sûr qu'elle sera fonctionnelle. Voir les instructions ici [1].

Dans le cas d'une telle installation, lorsque vous reliez une des deux cartes ESP32 à l'ordinateur, vous devez obtenir une fenêtre pop-up vous demandant si vous souhaitez installer le Arduino ESP32 core, dans ce cas cliquez sur Oui. Sinon, vous devez vérifier que ce logiciel est installé en ouvrant le Gestionnaire de carte et en cherchant "ESP32". S'il n'est pas installé, vous devez le faire. Durant cette installation, les bibliothèques WiFi.h et HTTPClient.h seront automatiquement installées.

Par ailleurs, la bibliothèque ArduinoJson.h doit être installée en recherchant "ArduinoJson" dans le gestionnaire de bibliothèque que vous atteindrez en cliquant Croquis / Importer une bibliothèque / Gérer les bibliothèques...

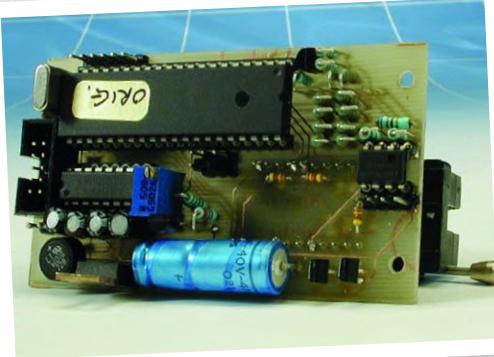
De cette façon, vous ne devriez plus avoir d'erreurs de

compilation. Vous devrez ensuite modifier le fichier .INO et recompiler car vous devrez entrer les informations relatives au réseau WiFi aux lignes 29 et 30, ainsi que la clé API pour OpenAI (ligne 32), que vous n'avez peut-être pas encore créée. Vous devez également entrer l'adresse IP de l'autre carte Nano ESP32 (celle qui exécute le programme MicroPython), que vous ne connaissez peut-être pas encore à ce stade. Pour cela, suivez les étapes décrites dans le guide d'installation MicroPython de l'article, puis modifiez le fichier *ESP32xESP32_2.py*, que vous trouverez également dans le dépôt GitHub, afin d'y ajouter le mot de passe du réseau WiFi. Vous pourrez alors mettre sous tension la carte ESP32-2, voir quelle adresse IP lui est attribuée par le routeur, enfin modifier en conséquence le code dans le fichier .INO de la carte NanoESP32-1.

Vous devrez également changer le contenu de la ligne 140 du fichier .INO. En effet, bien que le programme ait été fonctionnel à la date de parution de l'article, OpenAI a modifié ses API et informé les utilisateurs qu'à compter du 4 janvier 2024, le modèle *text-davinci-003* ne serait plus utilisable. Ainsi, veuillez remplacer à la ligne 140 *text-davinci-003* par *gpt-3.5-turbo-instruct*. Notez également que pour que cette démo fonctionne et puisse accéder à l'API OpenAI depuis l'Arduino NanoESP32-1, tel que cela est décrit dans l'article, vous devrez posséder des "crédits gratuits" sur votre compte OpenAI. Lorsque vous créez un nouveau compte, vous obtenez un "crédit gratuit" équivalent à 5 \$, mais il expire au bout de quelques mois. En l'absence de crédits, vous recevrez le message "Error 429 Rate limit reached for requests" en réponse aux appels transmis par le NanoESP32-1.

Pour conclure, je pense que cet article avait davantage pour but de montrer des exemples de communication entre deux cartes à microcontrôleur, et de montrer un exemple d'accès à une IA en ligne par un microcontrôleur, au travers d'une API, plutôt que de fournir une solutions clés en main. Je vous recommande vivement d'essayer d'autres approches par vous-même !

Jean-François Simon (Elektor)



Programmateur de production polyvalent PICProg 2003

Elektor 09/2003, p. 8 (010102-1)

Où puis-je me procurer le PIC préprogrammé de référence 010202-41 ? Il est mentionné dans l'édition de septembre 2003 qui présente le programmeur PIC universel. J'aimerais en réaliser un. Pouvez-vous également me dire le type de câble nécessaire pour le relier à mon PC dont les sorties sont de type USB ? Vous remerciant à l'avance.

X. R. (France)

Nous ne vendons plus de microcontrôleurs préprogrammés ; cependant, nous essayons de fournir à nos abonnés les programmes téléchargeables lorsque cela est possible. Dans le cas présent, le programme pour PC et le firmware au format HEX, pour le microcontrôleur, sont présents dans le fichier ZIP de la page [7]. Toutefois, bien que je vous remercie de l'intérêt que vous portez à nos projets, je me permets de vous déconseiller de réaliser ce programmeur. Il est obsolète et ne peut programmer qu'un nombre limité d'anciens PIC. Le logiciel associé est également ancien et il n'y a pas de garantie qu'il fonctionne correctement avec les versions récentes de Windows. Vous aurez besoin d'un PC avec un port série, ou un convertisseur USB vers RS232. Enfin, ce programmeur est basé sur un PIC que vous devrez programmer en utilisant un autre programmeur !

Je vous recommande plutôt d'utiliser un programmeur prêt à l'emploi, comme le PicKit 3 (lui-même un peu ancien mais toujours d'actualité), PicKit 4, PicKit 5 ou MPLAB Snap. Le PicKit 3 n'est plus commercialisé par Microchip, mais les copies chinoises bon marché fonctionnent correctement. L'avantage du PicKit 3 réside dans son "PicKit 3 standalone software" qui vous permet de le faire fonctionner grâce au fichier HEX contenant le programme du PIC que vous souhaitez programmer, sans devoir installer MPLAB X qui est assez volumineux. Pour utiliser les versions 4 ou ultérieures, vous devrez installer MPMBX. Vous pouvez insérer le PIC sur une carte de prototypage sans soudure et réaliser les connexions à l'aide de fils volants, ou utiliser un adaptateur (rechercher "ICD2 ZIF" à l'aide de Google).

Jean-François Simon (Elektor)



Le stockage d'énergie aujourd'hui et dans le futur

Elektor 01-02/2024, p. 32 (230636-04)

Quel est l'avantage énergétique des batteries Li-ion prismatiques (batteries monobloc) par rapport aux cellules individuelles 18650 assemblées en pack rechargeable ? Merci beaucoup.

Hans-Rüdiger Funk (Allemagne)

Le rapport volume/capacité des batteries prismatiques est meilleur. Cependant, elles sont plus difficiles à refroidir car il n'existe aucun espace entre les cellules. C'est pour cette raison que des cellules cylindriques sont utilisées dans les automobiles.

Thomas Scherer (Elektor)



Optimisation des centrales solaires sur balcon

Elektor 01-02/2024, p. 10 (230660-04)

J'ai remarqué qu'il n'est pas fait mention de variantes d'OpenDTU, par exemple OpenDTU onBattery. C'est une solution très intéressante qui permet d'ajuster la production à la consommation, afin d'avoir une puissance réinjectée sur le réseau (feed-in), égale à zéro, et également le fonctionnement avec une batterie. Le projet est disponible depuis avril 2023. Il y a dans cette approche un potentiel important pour résoudre les problèmes décrits dans l'article. L'injection nulle (zero feed-in) et également l'injection constante la nuit pourraient être possible avec certes quelques modifications supplémentaires. Les prix de l'énergie sont à nouveau en hausse. Le projet se trouve en [4], et son wiki en [5].

Joachim Nolte (Allemagne)

Merci beaucoup pour cette suggestion !

Thomas Scherer (Auteur de l'article)



Amplificateur pour casque sans transformateur avec 4 x EL504

Numéro spécial circuit Elektor : janvier 2020 (en Allemand uniquement) [6]

J'aimerais connaître les valeurs des condensateurs d'entrée de l'amplificateur pour casque utilisant 4 tubes EL504, page 92 du magazine. Avec mes remerciements !
Helmut Liebetrau (Allemagne)

Merci pour votre e-mail. La valeur n'est pas critique, vous verrez souvent une valeur comprise entre 1 µF et 10 µF pour les condensateurs d'entrée dans ce genre de circuit. Si vous souhaitez la calculer plus précisément, vous devez considérer le filtre passe-haut, constitué par le condensateur en question et la résistance d'entrée du circuit, dans ce cas 10 kΩ. Nous utilisons la formule classique pour un filtre du premier-ordre, $f = 1/(2\pi R C)$. Vous pouvez utiliser un condensateur de 1 µF qui autorisera le passage des fréquences supérieures à environ 16 Hz, ou 2,2 µF qui laissera passer les fréquences supérieures à 7 Hz. Je vous recommande des condensateurs de type MKP4 ou MKS4, 250 V ou 400 V.

Jean-François Simon (Elektor)



Contrôleur de caméra programmable

TimeClick

Elektor 02/2011, p. 54 (100371)

Bonjour, je souhaiterais réaliser le circuit TimeClick pour deux appareils photographiques numériques Canon. Je pense que le microcontrôleur programmable 100371-41, est ancien et n'est plus vendu par Elektor. De plus, l'ATtiny861-20SU semble ne plus être disponible sous cette référence. Existe-t-il un autre type de circuit-intégré adapté à ce projet et offrant les mêmes fonctionnalités ? En attente de votre réponse.

Dick van den Berg (Pays-Bas)

Il est exact que nous ne vendons plus de microcontrôleurs préprogrammés, toutefois l'ATtiny861 est toujours disponible chez Digikey, Mouser etc. Vous pouvez le programmer vous-même si vous le souhaitez. Le code est disponible en [2]. Selon la liste fournie par Microchip des composants compatibles [3], les programmeurs compatibles avec l'ATtiny861 sont : ICD5, PICKIT5, ICE4, PICKIT4, SNAP, Atmel Embedded Debugger EDBG, mini EDBG, nano EDBG, Atmel-ICE, Atmel-ICE Power Debugger. Bonne chance !

Jean-François Simon (Elektor)



VF : Jean Boyer — 240144-04

LIENS

[1] Désinstallation des bibliothèques Arduino :

<https://support.arduino.cc/hc/en-us/articles/360016077340-Uninstall-libraries-from-Arduino-IDE>

[2] Logiciel du projet TimeClick : <https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-201102/19542>

[3] Microchip Device Support list : https://packs.download.microchip.com/DeviceDoc/Device_Support.pdf

[4] OpenDTU OnBattery : <https://github.com/helgeerbe/OpenDTU-OnBattery>

[5] OpenDTU OnBattery wiki : <https://github.com/helgeerbe/OpenDTU-OnBattery/wiki>

[6] Elektor Schaltungs-Sonderheft (Elektor, 2020) : <https://www.elektor.de/products/elektor-schaltungs-sonderheft-2020>

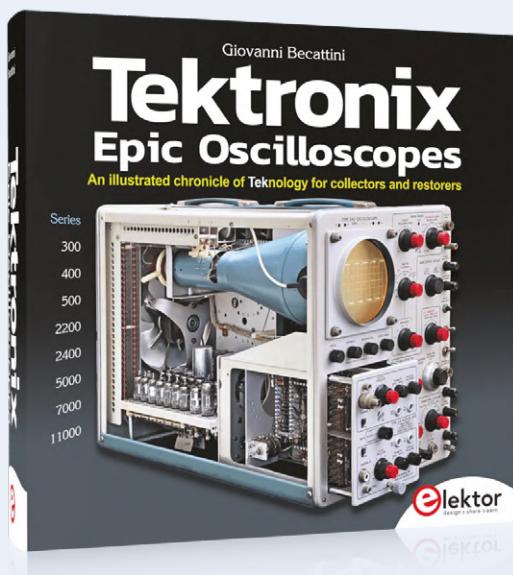
[7] Logiciel PICProg 2003 : <https://www.elektormagazine.com/magazine/elektor-200309/17563>

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.



Tektronix Epic Oscilloscopes

Une chronique illustrée de la Teknologie pour les collectionneurs et les passionnés de restauration d'appareils

Les oscilloscopes ont joué un rôle essentiel dans le progrès des connaissances humaines, non seulement en électronique, mais aussi dans d'autres disciplines scientifiques, chaque fois qu'une grandeur physique peut être transformée en un signal électrique temporel. Ce livre retrace l'évolution d'un appareil crucial à travers de nombreux produits Tektronix. Cette entreprise est à l'origine de l'invention et de la brevetation de nombreuses fonctions que l'on retrouve désormais dans les oscilloscopes modernes. Tek est et sera toujours une référence incontournable en matière d'oscilloscopes.

Prix : 69,95 €

Prix (membres) : 62,96 €

www.elektor.fr/20749

Miniware TS1C Station de soudage sans fil



La station de soudage sans fil Miniware TS1C (avec écran OLED intégré et Bluetooth) est un outil de soudage intelligent qui chauffe jusqu'à 400°C en moins de 20 secondes. Grâce à la batterie intégrée, le stylo à souder sans fil tient bien dans la main et est facile à utiliser.

Prix : 169,95 €

Prix (membres) : 152,96 €

www.elektor.fr/20777



Dragino LoRa/LoRaWAN IoT Kit v3



Prix : 249,00 €

Prix (membres) : 224,10 €

www.elektor.fr/20775

Quick 861DW station de réparation à air chaud (1000 W)

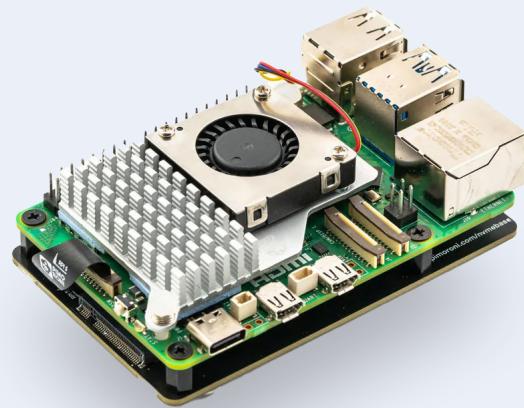


Prix : 349,00 €

Prix (membres) : 314,10 €

www.elektor.fr/20787

Pimoroni NVMe Base pour Raspberry Pi 5 (500 Go SSD)



Prix : 84,95 €

Prix (membres) : 76,46 €

www.elektor.fr/20796

FNIRSI SG-003A générateur de signaux



Prix : 89,95 €

Prix spécial : 74,95 €

www.elektor.fr/20774



(Source: Raspberry Pi)

Raspberry Pi 5 et au delà

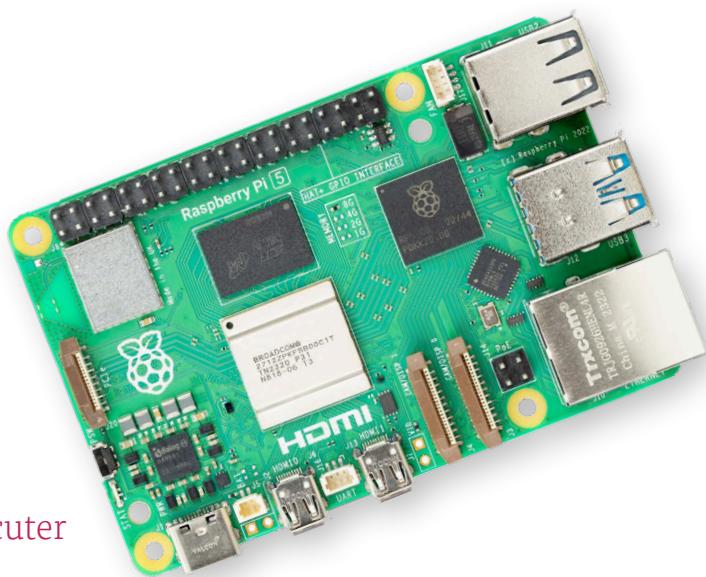
Questions de Jean-François Simon (Elektor)

Cela fait maintenant quelques mois que le Raspberry Pi 5 est sorti, et nous avons eu la chance de pouvoir poser quelques questions à Eben Upton, l'emblématique PDG de Raspberry Pi et cofondateur de la fondation. Nous avons eu l'occasion de discuter des éléments essentiels du développement et de l'impact du Raspberry Pi 5. Parmi les sujets abordés, citons l'expérience informatique complète et sans compromis apportée par le dernier modèle, l'évolution des langages de programmation, l'intégration et l'avenir de l'IA dans les produits Raspberry Pi, les perspectives du microcontrôleur RP2040, et plus encore.

J.F. Simon, Elektor : Le Raspberry Pi 5 est disponible depuis quelques mois maintenant. Comment se déroulent les ventes ?

Eben Upton : Très bien. Nous sommes sur le point d'expédier notre premier million d'unités. C'est un peu plus lent que le Raspberry Pi 4, et cela a été limité par la production jusqu'à très récemment. Bravo à l'équipe de Sony qui nous a permis d'atteindre un rythme de production de 90000 unités par semaine. [Note de la rédaction : Le Sony UK Technology Centre de Pencoed, au Pays de Galles, fabrique les cartes Raspberry Pi]. Cette cadence n'est pas fixée pour toujours, mais cela nous permet de rattraper la demande et de commencer à constituer un petit stock.

JF : Avez-vous vu des projets passionnantes réalisés avec le Raspberry Pi 5, qui auraient été plus difficiles à réaliser avec les versions précédentes, et qui vous ont rendu particulièrement fier de l'avoir commercialisé ?

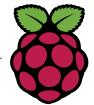


Eben : Je pense que la chose la plus excitante à propos du Raspberry Pi 5 est que nous avons enfin produit l'expérience de PC de bureau « sans compromis », que nous recherchions depuis le lancement du tout premier Raspberry Pi en 2012. Vous voyez des gens (y compris ma fille) utiliser le Raspberry Pi 5 comme leur ordinateur « tout-en-un au quotidien », sans jamais ressentir aucune limitation.

L'ajout d'un port PCIe à une voie accessible à l'utilisateur ouvre également de nouvelles possibilités d'expérimentation. Nous avons suivi avec intérêt les efforts déployés par Jeff Geerling pour faire fonctionner sa gigantesque collection de cartes graphiques pour PC avec Raspberry Pi 5.

JF : Avez-vous des anecdotes intéressantes ou amusantes sur des événements qui se sont produits pendant le développement du Raspberry Pi 5, et que vous pourriez partager maintenant qu'il est sorti ?

Eben : Ce dont les gens ne se rendent pas compte à propos du Raspberry Pi 5, c'est le temps qu'il a passé en développement. Les premiers membres de l'équipe ASIC ont commencé à travailler sur le RP1, alors appelé Projet X, à l'été 2015. [Note de la rédaction : Le RP1 est un southbridge personnalisé, conçu en interne par Raspberry Pi, qui fournit la majorité des capacités d'E/S du Raspberry Pi 5]. Il s'agit donc d'un programme de huit ans, commencé dans une entreprise qui existait depuis moins de trois ans à l'époque ! L'un des aspects les plus intéressants du travail chez Raspberry Pi, c'est



que nous pouvons faire des paris à long terme et les voir porter leurs fruits.

JF : Au début des années 2010, lorsque vous travailiez sur le premier Raspberry Pi, l'un des principaux objectifs était de promouvoir l'étude de l'informatique, d'inciter les gens à retrousser leurs manches et à programmer, et de comprendre comment la machine fonctionne. Aujourd'hui, il existe des outils tels que ChatGPT qui peuvent, moyennant une supervision, générer du code pour vous, qui fonctionne le plus souvent. Pensez-vous que ce type d'outil puisse rendre les gens de plus en plus paresseux intellectuellement ? Que pensez-vous de ces outils ?

Eben : Je ne suis pas sûr d'être d'accord avec le fait que ChatGPT puisse actuellement générer du code de qualité professionnelle, même avec « une supervision ». Quoiqu'il en soit, je ne pense pas qu'ils rendent les gens paresseux ou qu'ils les mettent au chômage, car nous concevons des outils (assembleurs, compilateurs, langages de plus haut niveau) qui ont augmenté la productivité depuis l'aube de l'ère informatique dans les années 1940. Et ils ont principalement pour effet d'augmenter la demande de programmeurs informatiques (voir le paradoxe de Jevon) ! En fait, demander prudemment à ChatGPT de vous écrire du Python est de la « programmation informatique » : il s'agit simplement de programmer dans un langage différent, et malheureusement moins précis.

JF : Dans les années 1980, de nombreux jeunes passionnés se sont fait la main en programmant en BASIC, sur des systèmes tels que le BBC Micro. Aujourd'hui, le Raspberry Pi fait de Python le langage de prédilection des débutants. Comment pensez-vous que ce changement dans les langages de départ influence l'expérience d'apprentissage et l'approche des jeunes programmeurs d'aujourd'hui ?

Eben : Je pense qu'il est très motivant pour les jeunes programmeurs de disposer d'un langage qui combine les facilités d'accès au BASIC avec le niveau élevé d'un « vrai » langage de programmation. Chaque fois que vous demandez à quelqu'un de changer d'ordinateur ou de langage, il y a toujours un risque qu'il dise « non » et qu'il s'arrête là. Il est donc très utile d'amener les étudiants à utiliser Python, qui est un langage très convivial pour les débutants, et c'est très valorisant pour eux de leur dire qu'ils écrivent « hello world », avec le même langage utilisé par les ingénieurs professionnels pour créer des logiciels d'entreprise.

JF : Vous avez mentionné par le passé qu'il était difficile d'intégrer l'IA matérielle dans les produits Raspberry, parce que c'est coûteux, et que cela aurait pénalisé les utilisateurs qui n'en ont pas besoin au profit d'un certain pourcentage de personnes qui l'utiliseront peut-être. Quoi qu'il en soit, l'IA a souvent besoin de

processeurs graphiques puissants pour réaliser des choses intéressantes, ce qui n'est pas facilement réalisable sur un Raspberry Pi. Pourriez-vous nous faire part de vos réflexions sur l'IA et sur la façon dont l'IA et les produits Raspberry Pi peuvent fonctionner ensemble ?

Eben : Si vous acceptez ma remarque selon laquelle nous voulons faire du bon travail pour les tâches d'IA, mais que nous ne pouvons pas pénaliser les utilisateurs non centrés sur l'IA avec une accélération matérielle dédiée, je pense qu'il y a deux conséquences naturelles pour la conception du système. Nous finissons par ajouter beaucoup de performance CPU, de sorte que les petites ou moyennes charges de calcul d'inférence peuvent être exécutées sur le CPU (nous offrons cela avec nos quadruples A76 à 2,4 GHz sur Raspberry Pi 5 et nos doubles Mo+ à 133 MHz sur le RP2040 pour TinyML), avec également une interface rapide pour communiquer avec les accélérateurs pour les calculs plus soutenus (USB 3 sur les Raspberry Pi 4 et 5, PCIe sur le Raspberry Pi 5).

JF : Juste après le lancement du Raspberry Pi 5, de nombreux articles de presse ont été publiés sur les différences entre le 4 et le 5. Quelle est la nouvelle fonctionnalité que vous préférez personnellement ?

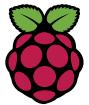
Eben : Honnêtement, les performances. Comme je l'ai dit, c'est le premier Raspberry Pi qui, lorsque je m'assis devant, me fait oublier que je n'utilise pas un ancien PC Intel.

JF : Maintenant que Bloomberg a annoncé la possibilité d'une introduction en bourse et la vente d'actions Raspberry Pi à des investisseurs, certains amateurs et « makers » ont fait part de leurs inquiétudes sur Reddit, X (anciennement Twitter), etc. Serez-vous en mesure de maintenir votre esprit de communauté, face aux pressions qui résultent du fait d'être une société cotée en bourse ?

Eben : Nous n'en sommes qu'au début de notre réflexion sur la possibilité d'une introduction en bourse, mais je suis certain que nous pourrions le faire. Il ne faut pas oublier que nous sommes déjà fortement incités à fabriquer des produits excellents et abordables (parce que nous sommes des geeks et que nous voulons fabriquer les produits que nous voulons acheter), et à gagner de l'argent (parce que les bénéfices du commerce financent la fondation, à laquelle nous


Elektor a rencontré Eben à Cambridge, au Royaume-Uni, en septembre 2023.
Découvrez ce que Eben avait à dire lors de cette interview.
https://youtu.be/YkXCUW_gf2M





sommes profondément attachés). Nos motivations ne changeraient donc pas après l'introduction en bourse, et j'ai du mal à comprendre pourquoi notre attitude changerait.

Mais en fin de compte, c'est à l'usage que l'on se rend compte de la valeur de ses actes. Revenez dans cinq ans pour voir comment nous avons géré tout cela.

JF : Pour changer de sujet, le RP2040 a maintenant trois ans. Avez-vous l'intention d'élargir votre gamme de microcontrôleurs avec d'autres produits dans un avenir proche ?

Eben : Je pense que nous comprenons ce que les gens aiment dans le RP2040, à savoir la performance d'exécution relativement élevée, la grande mémoire et la flexibilité des entrées/sorties. Nous connaissons également ses faiblesses, comme un courant de veille relativement élevé, l'absence de prise en charge de virgule flottante et du DSP, ainsi que le manque d'un modèle de sécurité ou de stockage non volatile sur la puce. Ce sont donc des spécifications évidentes pour un successeur à venir, et nous examinerons très attentivement la manière dont nous pourrions le fournir.

JF : Après le succès du Raspberry Pi 400, y aura-t-il un Raspberry Pi 500 basé sur le matériel du Raspberry Pi 5 ?

Eben : Il n'y a aucune annonce en ce sens pour l'instant, mais le Raspberry Pi 400 a été un grand succès pour nous, et nous aimerais apporter les performances du Raspberry Pi 5 à cette réalisation.

JF : J'ai entendu dire qu'il y avait des magasins officiels Raspberry Pi à Cambridge et à Leeds. Formidable ! Pourriez-vous nous en dire plus sur leur fonctionnement et sur leurs principaux clients ? Je suis sûr que ces magasins sont très utiles pour nouer des contacts avec de nouveaux clients, mais voyez-vous aussi des gens qui viennent acheter des volumes plus importants de produits pour leurs besoins professionnels ? Avez-vous l'intention d'ouvrir d'autres magasins physiques de ce genre ?

Eben : Le magasin de Cambridge était largement rentable en 2023, et nos pop-up stores éphémères font également de très bonnes affaires. Le magasin de Leeds est actuellement déficitaire, mais nous savons qu'il faut du temps pour développer une clientèle et nous pouvons nous permettre d'être patients. Je ne pense pas que nous allons ouvrir des magasins à l'échelle d'Apple, mais nous pourrions assister à une expansion très progressive, avec l'ouverture d'un nouveau magasin lorsque le précédent atteint la rentabilité. Probablement uniquement au Royaume-Uni pour l'instant, mais à plus long terme, qui sait ?

JF : Merci beaucoup de nous avoir consacré du temps pour cette interview. Je suis sûr qu'elle intéressera beaucoup nos lecteurs. Nous vous souhaitons

beaucoup de succès chez Raspberry Pi pour 2024 et au-delà.

Eben : Merci à vous ! 

VF : Laurent Rauber — 240145-04

Questions ou commentaires ?

Envoyez un courriel à l'auteur
(jean-francois.simon@elektor.com) ou contactez
Elektor (redaction@elektor.fr).

À propos de Eben Upton

Eben Upton est le PDG de Raspberry Pi (Trading) Ltd. et cofondateur de la Fondation Raspberry Pi. Il est passionné par les ordinateurs depuis son enfance. Après avoir obtenu des diplômes en physique et en ingénierie, en informatique et un MBA à l'université de Cambridge, il a mené une carrière variée en tant que directeur technique chez Broadcom, a publié des ouvrages universitaires sur les technologies informatiques, et a créé deux sociétés de logiciels. Et bien sûr, il gère la société Raspberry Pi, où il supervise entre autres l'architecture matérielle et logicielle de l'ordinateur Raspberry Pi. Il a reçu plusieurs récompenses pour sa contribution au monde des affaires et de l'éducation. Sous sa direction, la production du Raspberry Pi a été transférée de la Chine à Pencoed, au Pays de Galles, au Sony UK Technology Centre, non loin de sa ville natale.



À propos de Jean-François Simon

Jean-François Simon a une passion de longue date pour l'électronique et s'intéresse à des sujets aussi variés que la conception de circuits, le test et la mesure, le prototypage, l'utilisation de SDR, et plus encore. Il aime créer, modifier et améliorer ses outils et autres systèmes. Il a une formation d'ingénieur et aime aussi la mécanique, l'usinage et tout ce qui est technique. Jean-François a récemment rejoint le labo et l'équipe rédactionnelle d'Elektor.



Produits associés

➤ **Raspberry Pi 5 (8 GB RAM)**
www.elektor.fr/20599

➤ **Raspberry Pi 5 (4 GB RAM)**
www.elektor.fr/20598

➤ **Raspberry Pi Pico RP2040**
www.elektor.fr/19562

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

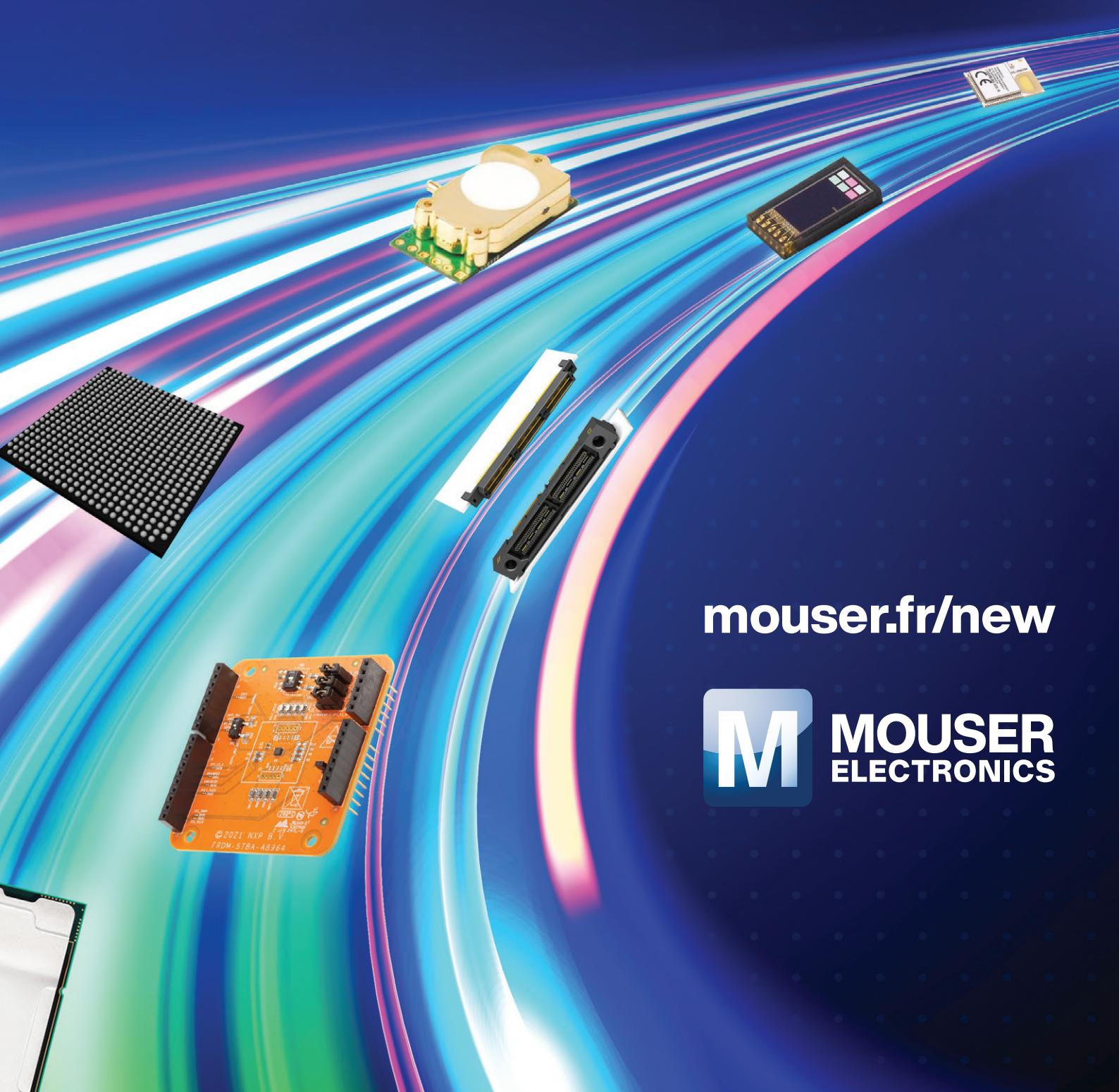


www.elektormagazine.fr/membres

elektor
design > share > earn

À pleine vitesse

Faites confiance au leader dans l'introduction de nouveaux produits™ pour passer du concept au prototype à la vitesse de la lumière



mouser.fr/new



MOUSER
ELECTRONICS