

# signaux analogiques et microcontrôleurs

CA/N, CN/A, mesure du courant, et plus

**Mathias Claussen (Allemagne)**

Alors qu'un µc traite en interne des uns et des zéros, le monde qui l'entoure est analogique. Il est donc parfois nécessaire de lire ou d'émettre des valeurs analogiques. Quelques composants suffisent pour connecter un µc au monde analogique.

Que votre microcontrôleur (µc) soit un Arduino UNO, un STM32 ou autre, il faut souvent traiter plus que des signaux numériques. Le monde qui nous entoure est analogique ; il n'y a pas seulement de la lumière ou de l'obscurité, mais aussi toutes les nuances entre les deux. C'est pourquoi cet article donne un aperçu de la manière dont les valeurs analogiques peuvent être lues aussi bien qu'émises par un microcontrôleur. Pour les développeurs expérimentés, ce texte appartient certainement à la catégorie « rudimentaire », mais pour chacun d'entre nous il faut un début à tout. Et s'il est très facile de configurer et lire des broches numériques, les choses se compliquent lorsqu'il s'agit des entrées/sorties de valeurs analogiques.

Les questions fondamentales sont : Comment introduire des valeurs analogiques dans un µc à fonctionnement numérique et comment doit-on les conditionner pour cela ? Et comment un µc peut-il émettre des valeurs analogiques ? Pour répondre à ces questions, examinons d'abord deux éléments de base importants, le convertisseur analogique-numérique (CA/N) et le convertisseur numérique-analogique (CN/A).

## Convertisseur analogique-numérique (CA/N)

Un convertisseur analogique-numérique (CA/N) est capable de convertir un signal analogique en une représentation numérique. Cette représentation numérique peut ensuite être utilisée par le microcontrôleur pour traiter les données. Un CA/N est fréquemment qualifié par deux paramètres, sa résolution en bits et sa fréquence d'échantillonnage en échantillons par seconde. Dans les microcontrôleurs, la résolution est généralement comprise

entre 10 et 12 bits. Cela signifie que le CA/N subdivise sa plage de tension d'entrée analogique en 1024 (10 bits) ou 4096 valeurs (12 bits) et affecte ensuite la tension appliquée à l'une de ces valeurs. La plage de valeurs est désormais finie et le signal analogique doit être affecté à la valeur numérique la mieux adaptée, même si elle ne correspond pas exactement au niveau déterminé par calcul. Cet écart est appelé erreur de quantification.

La seconde quantité, la fréquence d'échantillonnage en échantillons par seconde, indique combien de fois par seconde le CA/N est capable de convertir une valeur analogique en une valeur numérique. À moins que le signal ne soit une tension continue, la fréquence d'échantillonnage détermine également la bande passante maximale du signal qui peut être traitée. L'inverse de la fréquence d'échantillonnage indique le temps nécessaire au CA/N pour effectuer une conversion analogique-numérique – en d'autres termes, le temps que le logiciel doit attendre après le début d'une conversion avant que la valeur résultante puisse être traitée.

## Plage de tension, résolution et tension de référence

Si nous supposons une plage de tension d'entrée de 0 à 5 V avec une résolution de 10 bits, nous obtenons

$$5 \text{ V} / (2^{10} \text{ bit} - 1) = 4,89 \text{ mV/bit}$$

Une tension de 452 mV, par exemple, se verrait ainsi attribuer en interne la valeur 92

$$452 \text{ mV} / 4,89 \text{ mV/bit} = 92$$

et serait donc traitée comme 449,88 mV. L'erreur de quantification est donc de 2,12 mV. L'écart ne peut être supérieur à 0,5 LSB (bit de poids faible), ce qui correspond à un peu moins de 2,5 mV dans cet exemple.

Si la plage de tension à mesurer est sensiblement inférieure à la plage de tension d'entrée autorisée du CA/N, on peut sur la plupart des CA/N modifier cette plage. Le CA/N compare toujours les valeurs analogiques à une tension de référence. De nos jours, de nombreux µc fournissent une tension de référence interne, voire plusieurs. L'AVR128DB de Microchip servira d'exemple. La **figure 1** montre le schéma fonctionnel de la référence de tension de ce contrôleur.

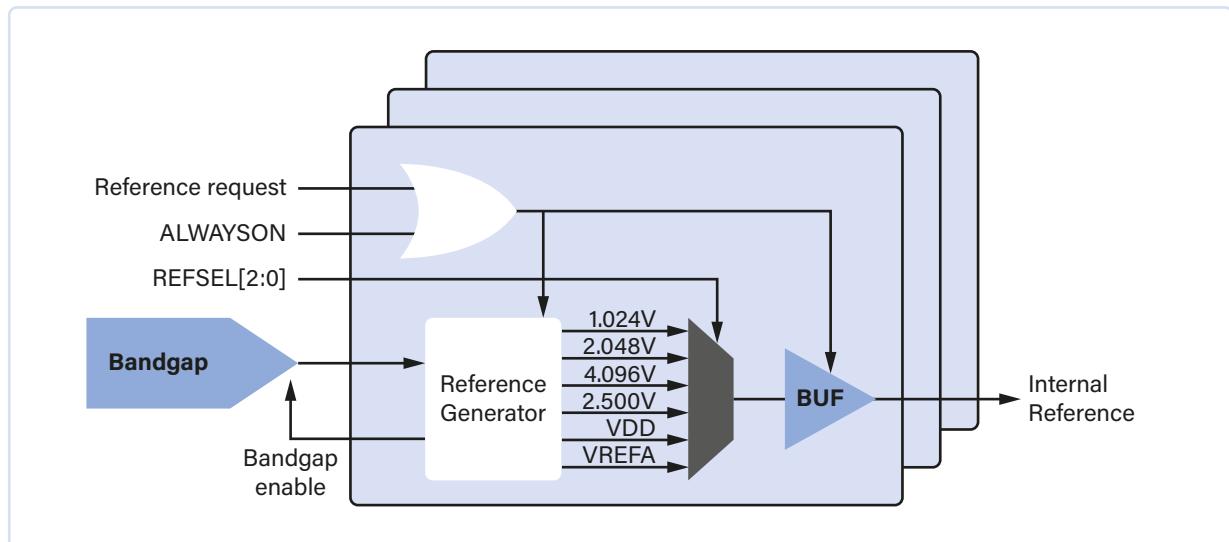


Figure 1. Référence de tension de l'AVR128DB (Source : Microchip, AVR® DB Family datasheet [PDF] - <https://elektor.link/AVR128DBDatasheet>).

Six tensions de référence de 1,024 V, 2,048 V, 4,096 V, 2,5 V, VDD et V<sub>REFA</sub> sont disponibles. Les trois premières tensions peuvent être représentées par  $2^N$  et permettent de convertir facilement les valeurs numériques du CA/N en volts par la suite. Un élément que l'on retrouve sur presque tous les µc est la différence entre GND (masse) et AGND (masse pour la partie analogique du µc). Comme il peut y avoir du bruit à haute fréquence dans le domaine numérique qui passe aussi par les liaisons de masse, tous les CA/N ou CN/A ont leur propre masse. Ainsi, dans la conception du circuit, on peut découpler l'une de l'autre GND et AGND pour éviter les interférences. S'il est prévu que la quantité mesurée ne dépasse pas 1 V, on peut choisir 1,024 V comme référence. Il en résultera une résolution de 1,00098 mV/bit. 452 mV correspondent à la valeur numérique 452 ; lors du traitement ultérieur, l'erreur de quantification serait donc nettement plus faible que dans l'exemple ci-dessus. Cependant, le choix approprié de la tension de référence ne suffit pas pour garantir que les résultats des conversions soient plus proches de la valeur physique (analogique). La qualité de cette tension influe également.

Dans l'AVR128DB, VDD et V<sub>REFA</sub> peuvent également être considérées comme des tensions de référence. VDD est la tension d'alimentation de la puce, et V<sub>REFA</sub> est une broche externe de l'AVR128DB qui vous permet de connecter votre propre source de tension de référence externe. L'utilisation de VDD comme référence peut être un choix malheureux, car cette tension est chargée de bruit provenant de la partie numérique du µc, et il est difficile de « filtrer » ce bruit. La situation est différente avec V<sub>REFA</sub> : ici, on peut utiliser comme référence une source de tension externe de haute précision. Bien sûr, elle est toujours connectée à la tension d'alimentation « sale », mais s'agissant d'un composant externe, on peut bien mieux la filtrer. Une référence stable et sans interférence est la base d'une bonne conversion analogique-numérique.

Il existe une autre façon d'augmenter la résolution d'un CA/N sans modifier la tension de référence : le suréchantillonnage. Le suréchantillonnage utilise le bit de poids faible, qui passe de zéro à un si la valeur du signal ne peut pas correspondre exactement

à la résolution disponible du CA/N. En prenant la moyenne de ce bit de poids faible, on obtient une fraction de un, ce qui signifie une résolution plus élevée. Toutefois, cette méthode réduit la fréquence d'échantillonnage effective. Pour chaque bit ajouté par le suréchantillonnage, la fréquence d'échantillonnage est divisée par quatre. Si, par exemple, un CA/N de 12 bits peut traiter un maximum de 130 ksps (kilo-échantillons par seconde), quatre bits de suréchantillonnage, c'est-à-dire 16 bits au total, ne permettent d'obtenir que 507 échantillons par seconde :

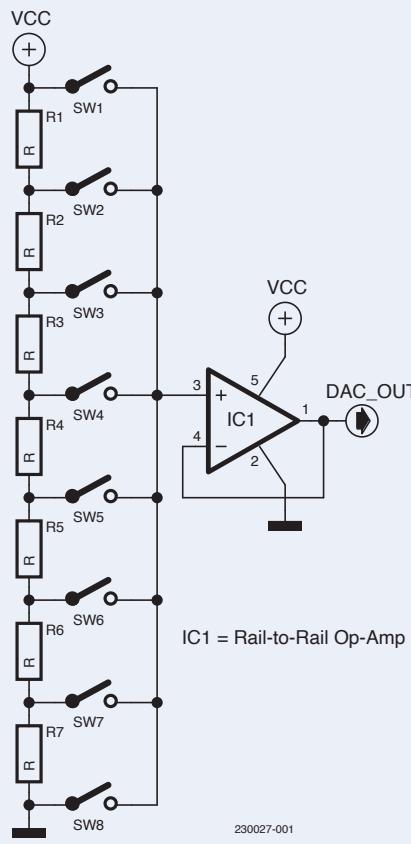
$$130 \text{ ksps} / 4^4$$

En outre, selon le CN/A, le processeur doit effectuer le calcul de la moyenne nécessaire au suréchantillonnage, ce qui représente une charge de calcul supplémentaire. Certains CA/N plus récents, comme ceux de certaines familles de contrôleurs STM32, effectuent cette tâche de manière totalement autonome, sans charge supplémentaire pour le processeur.

Les CA/N se présentent sous différentes formes. Les CA/N les plus courants dans les contrôleurs sont du type SAR (approximation successive). Pour les résolutions élevées de 24 bits et plus à des taux d'échantillonnage relativement faibles (de l'ordre du ksps à quelques échantillons par seconde), les CA/N delta-sigma sont les plus couramment utilisés. Les détails de la conversion delta-sigma et sa mise en œuvre dans un CPLD/FPGA (Complex Programmable Logic Device / Field-Programmable Gate Array) sont décrits dans un article d'Elektor [1]. Il existe d'autres types de CN/A, dont le type Flash ADC qui offre le temps de conversion le plus rapide, raison pour laquelle il est souvent utilisé dans les mémoires flash modernes.

## Convertisseur numérique-analogique (CN/A)

Avec un convertisseur numérique-analogique, vous générerez à nouveau une valeur analogique à partir d'une valeur numérique. Moins courants que les CA/N, certains µc intègrent des CN/A. Sur l'AVR128DB, il s'agit d'un convertisseur numérique-analogique de



10 bits, qui peut donc délivrer 1024 tensions différentes. S'il n'y a pas de CN/A dans le µc, on peut utiliser un CN/A externe comme le MCP4922 de Microchip. Les deux sont des CN/A à réseau de résistances, le MCP4922 est un CN/A 12 bits à deux canaux. Alors qu'un CN/A à réseau de résistances peut être bien intégré dans une puce, il est difficilement réalisable avec des résistances discrètes. Un coup d'œil au CN/A à chaîne de résistances à trois bits de la **figure 2** en donne une idée : le CN/A nécessite

$$2^N - 1 \quad (N = \text{nombre de bits})$$

résistances et N interrupteurs. Pour un CN/A de 16 bits, il s'agirait donc de 65 535 résistances et 65 536 interrupteurs !

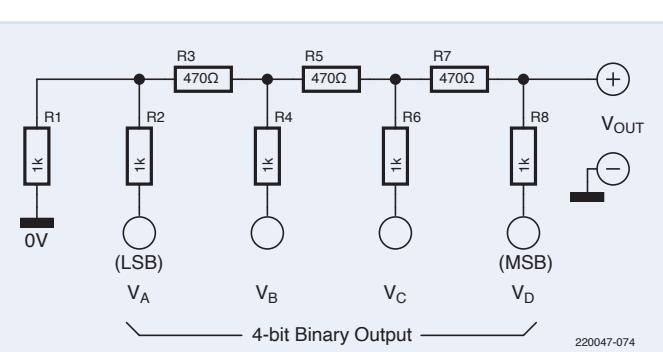
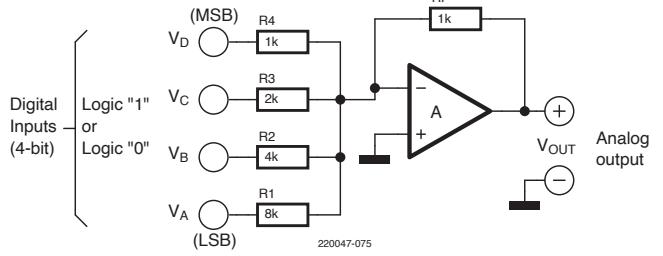
Tout comme un CA/N, un CN/A nécessite également une tension de référence qui spécifie la plage dans laquelle la tension de sortie peut évoluer. Cependant, le CN/A lui-même ne peut piloter que quelques milliampères, même si la sortie est tamponnée par un ampli-op.

En revanche, s'il n'y a pas de CN/A interne et que l'on dispose encore de suffisamment de broches sur un µc, on peut construire un CN/A externe autrement. L'une des options est un CN/A à pondération binaire, comme le montre la **figure 3**. Ici, seules N+1 résistances et un ampli-op sont nécessaires pour N bits.

Les valeurs des résistances sont données par

$$R_N = R_{(N-1)} \cdot 2$$

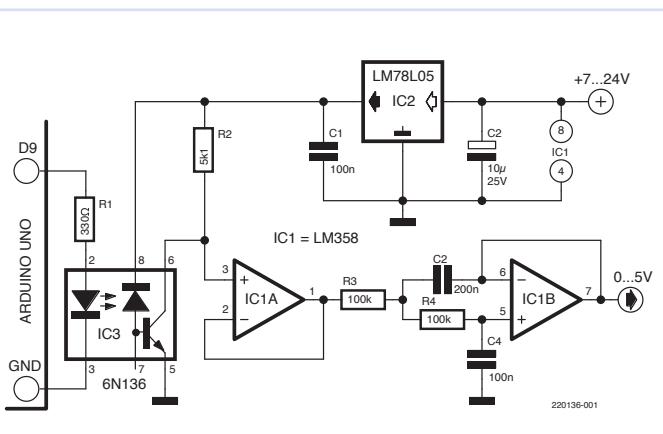
et sont donc doublées à chaque fois. Un tel CN/A peut être utilisé pour générer des signaux VGA analogiques, par exemple, comme le montre la fiche technique [2].



Une autre variante fréquemment utilisée est le CN/A R-2R. Contrairement à un CN/A à pondération binaire, N × 2 résistances et un ampli-op sont nécessaires pour N bits, mais il n'y a que deux valeurs de résistance, alors que dans un CN/A à pondération binaire N, il y a surtout des valeurs fractionnaires gênantes. Le schéma d'un tel CN/A est illustré à la **figure 4**.

Malgré tout, s'il y a pénurie de broches d'E/S sur le µc utilisé, avec quelques circuits externes l'unité MLI peut également servir de convertisseur numérique-analogique (CN/A). La fonction `analogWrite()` de l'Arduino UNO produit des valeurs analogiques de cette manière en utilisant les broches numériques.

La **figure 5** montre un exemple tiré de l'article d'Elektor [3] pour un Arduino UNO.



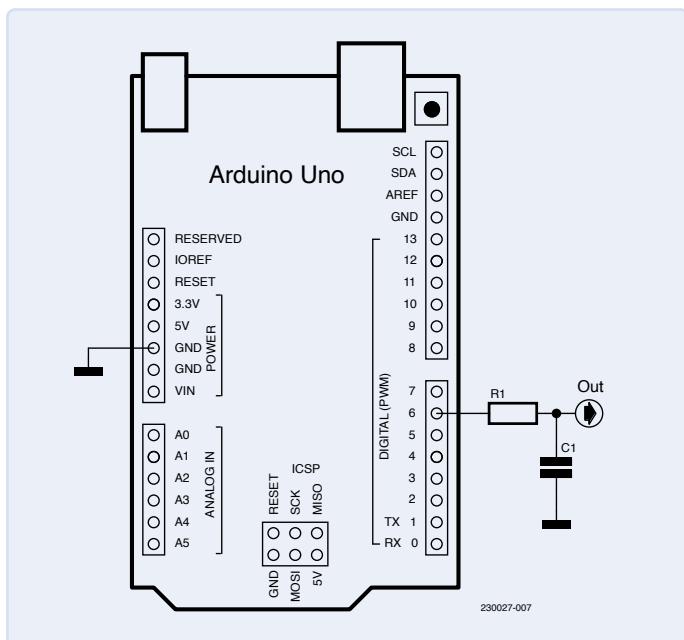


Figure 6. Arduino UNO avec filtre passe-bas RC.

Une configuration plus simple est le circuit de la **figure 6**, qui consiste simplement en un filtre passe-bas RC pour lisser le signal. Cependant, un CN/A comme celui-ci présente des inconvénients. Comme le signal MLI doit être lissé, les valeurs de R et C doivent être calculées pour l'application souhaitée. En outre, il y aura toujours un petit résidu de MIL dans le signal analogique, qui sera perçu comme un bruit indésirable.

## Conditionnement du signal

Les signaux à mesurer ou à émettre ne sont pas toujours directement compatibles avec le µc choisi. Dans le monde numérique, de nombreux développeurs connaissent le problème de la connexion de composants 5 V à des systèmes en 3,3 V. Des problèmes similaires se posent également dans le monde analogique et ses interfaces. L'audio, la vidéo, ainsi que les boucles de courant 4-20 mA ne sont que quelques exemples qui nécessitent un conditionnement du signal. La forme la plus simple de conditionnement du signal est probablement le diviseur de tension, qui peut être utilisé non seulement pour les valeurs analogiques, mais aussi pour adapter les signaux numériques.

## Diviseurs de tension et CA/N

La **figure 7** montre un diviseur de tension non chargé, qui est une forme idéale du diviseur de tension. Lorsqu'une tension (U) est appliquée, un courant (I) apparaît au niveau de  $R_1 + R_2$ . Une tension  $R_1 \times I = U_1$  s'établit maintenant aux bornes de la résistance  $R_1$  et une tension  $R_2 \times I = U_2$  aux bornes de  $R_2$ , où  $U = U_1 + U_2$ . Si vous voulez maintenant mesurer, par exemple, une plage de 0 à 10 V avec un CA/N qui ne peut traiter que 0 à 5 V, la tension doit être divisée par deux. Il est évident qu'il faut pour cela que  $R_1 = R_2$ . Cependant, le courant (I) doit également être pris en compte lors du choix des valeurs de résistance. Bien que les valeurs de  $10 \Omega$  pour  $R_1$  et  $R_2$  donnent mathématiquement les tensions souhaitées pour  $U_1$  et  $U_2$ , un courant de  $500 \text{ mA}$  circule à travers les résistances. Cela pourrait non seulement surcharger la source de tension, mais aussi les résistances elles-mêmes. En effet, une dissipation de puissance de  $P = R \times I^2 = 2,5 \text{ W}$ , que chaque résistance doit dissiper sous forme de chaleur, est beaucoup trop élevée pour la plupart des petits modèles.

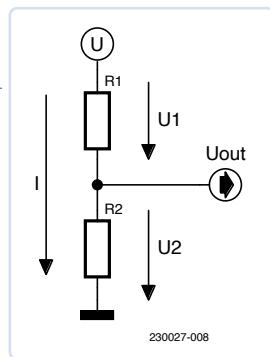


Figure 7. Diviseur de tension non chargé.

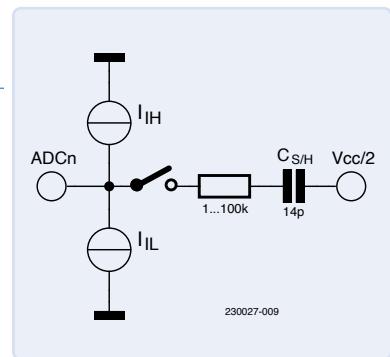


Figure 8. Structure interne de l'entrée CA/N de l'ATmega328P (Source : Microchip, Atmel Atmega328P datasheet [PDF] - <https://elektor.link/ATmega328PDatasheet>).

Une autre option pour réduire la dissipation de puissance serait d'utiliser des résistances de  $1 \text{ M}\Omega$ . Dans ce cas, un courant de seulement  $5 \mu\text{A}$  circulerait et la dissipation de puissance serait de  $25 \mu\text{W}$ , mais cet autre extrême pose un nouveau problème. Si un étage d'échantillonnage et de maintien est installé dans le CA/N, comme dans l'ATmega328 illustré à la **figure 8**, cela peut conduire à des valeurs mesurées incorrectes. Il y a un petit condensateur qui est chargé à l'entrée du CA/N. Lors d'une conversion, le condensateur est connecté à l'entrée analogique pendant un court instant (pour la durée du temps d'échantillonnage configuré) et chargé. Si le courant est trop faible, le condensateur peut ne pas être complètement chargé pendant le temps d'échantillonnage. Si le CA/N effectue la conversion avec le condensateur incomplètement chargé, le résultat sera incorrect.

Un coup d'œil à la fiche technique du µc choisi devrait aider à déterminer les valeurs appropriées. Ici pour l'AVR, une valeur de  $4,7 \text{ k}\Omega$  pour  $R_1$  et  $R_2$  et donc un courant de  $1,06 \text{ mA}$  seraient appropriés.

## Tensions négatives

Les tensions positives sont assez faciles à mesurer, par exemple à l'aide d'un diviseur de tension. Mais que se passe-t-il si la tension à mesurer est négative ? En utilisant un ampli-op en amplificateur

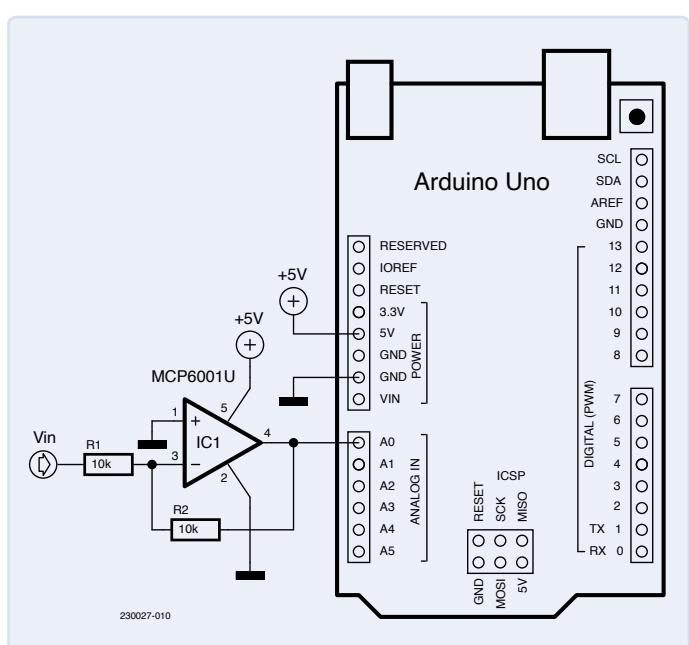


Figure 9. Amplificateur inverseur.

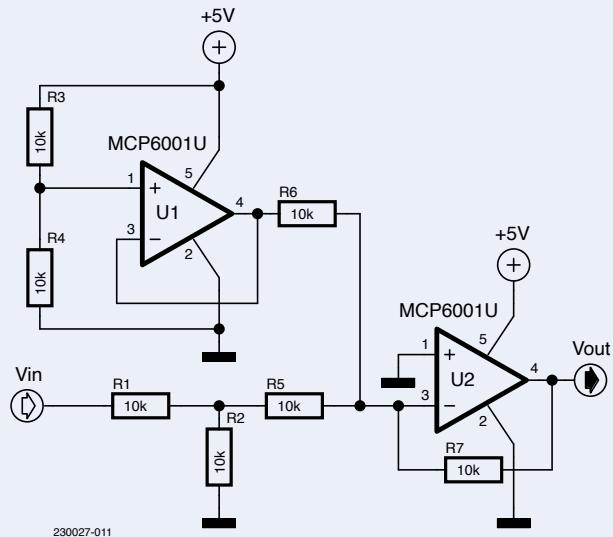


Figure 10. Décalage CC avec des ampli-op.

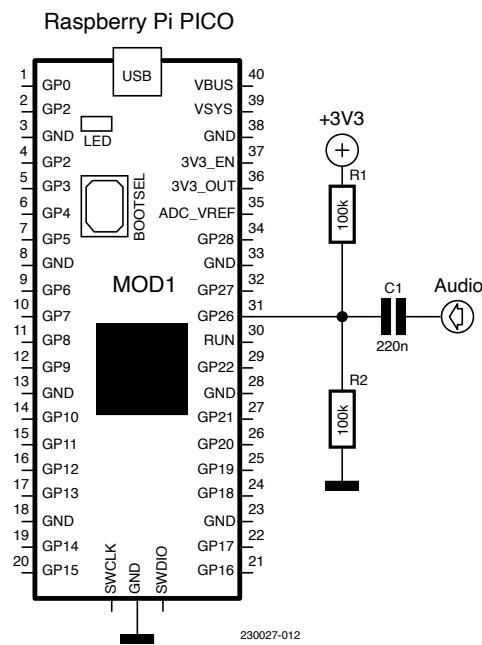


Figure 11. Entrée audio pour le CA/N d'un AVR Microchip.

inverseur et une paire de résistances comme le montre la **figure 9**, on peut inverser la tension.

Tant que la tension à l'entrée de ce circuit reste inférieure à 0 V, l'ampli-op fonctionne correctement. Cependant, si une plage de tension de -5 V à +5 V doit être couverte, il faut se donner un peu plus de mal. En supposant que la plage d'entrée autorisée du contrôleur est de 0 à 5 V, le signal avec une amplitude de 10 V doit d'abord être divisé par deux par un diviseur de tension R1 / R2. Nous devrions donc traiter des valeurs comprises entre -2,5 V et +2,5 V. Cette plage est maintenant décalée de 2,5 V par le diviseur de tension R3 / R4. Le deuxième ampli-op non inverseur, U1, tamponne cette tension. Le schéma complet du circuit est illustré à la **figure 10**.

Lors de l'évaluation ultérieure des valeurs mesurées, il faut tenir compte du fait que le point zéro de la tension d'entrée est

maintenant augmenté de la moitié de la tension d'alimentation, c'est-à-dire de 2,5 V dans cet exemple.

## Signaux audio et CN/A

Une application intéressante pour un µc est le traitement des signaux audio. Selon la source qui fournit le signal, les signaux audio courants ont une tension crête à crête comprise entre 0,894 V<sub>PP</sub> (-10 dBV) et 3,472 V<sub>PP</sub> (+4 dBV). La plupart des appareils non professionnels fonctionnent à -10 dBV, soit 0,894 V<sub>PP</sub>. Le signal a donc une tension minimale de -0,477 V et maximale de +0,477 V. Le CA/N d'un µc tel que le Raspberry Pi RP2040 ne peut pas gérer cela. Mais pourquoi traiter de l'audio avec un CA/N 10 bits ? Par exemple, l'AVR et les µc plus rapides sont tout à fait capables de calculer et d'afficher le spectre de fréquence d'un signal audio. Pour cette application, nous pouvons profiter du fait que la partie CC n'est pas intéressante ; seule la partie CA du signal audio est nécessaire (C1) et pourvue d'un décalage CC de la moitié de la tension d'alimentation du CN/A (R1 / R2) pour éléver le signal audio dans la plage positive. Un schéma de principe est présenté à la **figure 11**. Avec un tel signal, il faut tenir compte de la plage de tension (assez étroite). Avec une tension maximale inférieure à 1 V, le signal doit être amplifié ou la tension de référence interne de l'ADC doit être choisie de manière appropriée afin d'éviter des erreurs de quantification inutilement importantes.

## Mesure du courant

Un CA/N ne peut généralement mesurer que des tensions. Mais dans de nombreux cas, il faut également déterminer les courants. La méthode la plus simple consiste à utiliser une résistance shunt. Si la consommation de courant d'un circuit doit être mesurée, il existe deux options : la mesure côté bas et la mesure côté haut. La **figure 12** montre un circuit très simple pour une mesure côté haut à l'aide de l'Arduino Nano.

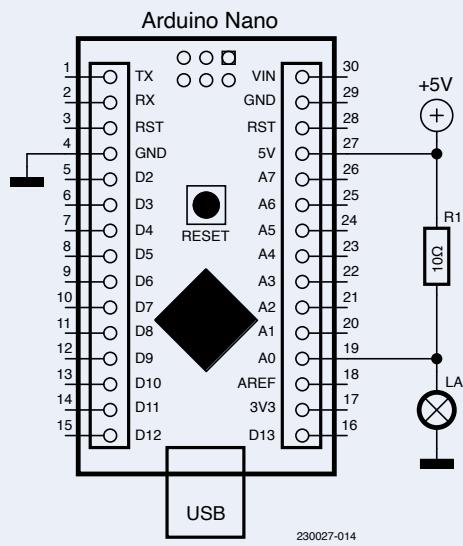


Figure 12. Mesure du côté haut.

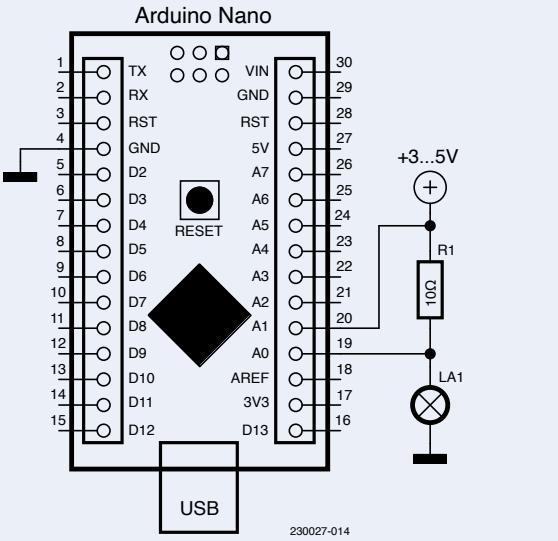


Figure 13. Mesure du côté haut avant et après la résistance de shunt.

La résistance shunt est placée entre la tension d'alimentation positive et la charge. Pour déterminer le courant qui traverse la résistance et donc la charge, il faut mesurer la chute de tension aux bornes de la résistance. Si la tension (constante et connue) fournie à la charge est inférieure ou égale à la tension de référence du CA/N, on peut déterminer sans difficulté la chute de tension dans le shunt. Cependant, si la tension d'alimentation de la charge est variable (mais toujours inférieure à la tension de référence du CA/N), les tensions des deux côtés de la résistance de shunt doivent être mesurées, comme le montre la **figure 13**.

Certes, cet exemple est très idéalisé car la tension d'alimentation de la charge est inférieure ou égale à la tension de référence du CA/N. Les choses se compliquent si la tension d'alimentation est supérieure à la tension de référence du CA/N ou même du µc.

### Contrôle d'une lampe halogène à l'aide d'une mesure de courant

Dans l'exemple suivant, nous voulons mesurer et surveiller la consommation de courant d'une lampe halogène G4 à gradation, alimentée par une tension continue maximale de 12 V. La lampe est autorisée à « consommer » un maximum de 20 W (1,67 A à 12 V). La lampe est considérée comme défectueuse par le µc pour les courants supérieurs à 2 A ou inférieurs à 25 mA.

Nous pourrions maintenant utiliser des diviseurs de tension pour amener la tension avant et après la résistance de shunt dans une plage qui puisse être traitée par le CA/N. La **figure 14** montre un circuit qui a été modifié en conséquence.

Le µc est alimenté en 3,3 V et les résistances sont choisies pour que, à 12 V, un maximum de 2,6 V soit appliqué aux broches du CA/N. La valeur de la résistance shunt est de 0,1 Ω. À 2 A, elle provoque une chute de tension de 0,2 V, mais dissipe encore 0,4 W sous forme de chaleur. La méthode fonctionne en principe, mais elle n'est pas très astucieuse, comme nous le verrons dans un instant.

Le diviseur de tension réduit encore la plage de mesure, de sorte que le CA/N du µc doit pouvoir gérer une chute de tension maximale de moins de 0,05 V à 2 A. Ce n'est pas une bonne idée. De plus, le fait que la chute de tension soit mesurée via deux canaux CA/N ne facilite pas le traitement ultérieur.

Dans ce cas, l'utilisation d'un amplificateur à détection de courant côté haut, tel que l'INA138 de Texas Instruments ou le MCP6C02

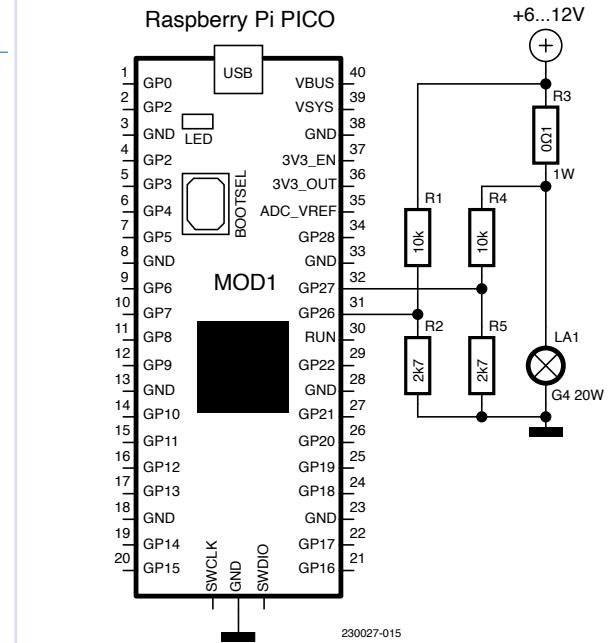


Figure 14. Circuit modifié avec des diviseurs de tension.

de Microchip, est une bien meilleure solution. En outre, on peut ici réduire considérablement la valeur de la résistance shunt. Le shunt de 10 mΩ entraîne une dissipation de chaleur nettement plus faible que son homologue dix fois plus grand. La **figure 15** montre le circuit avec l'amplificateur à détection de courant. La tension de sortie est proportionnelle à la chute de tension dans la résistance et peut donc être facilement traitée avec un canal CA/N.

### Mesure côté bas

Au lieu de placer une résistance de shunt directement devant la charge, on peut également la connecter entre la charge et la masse.

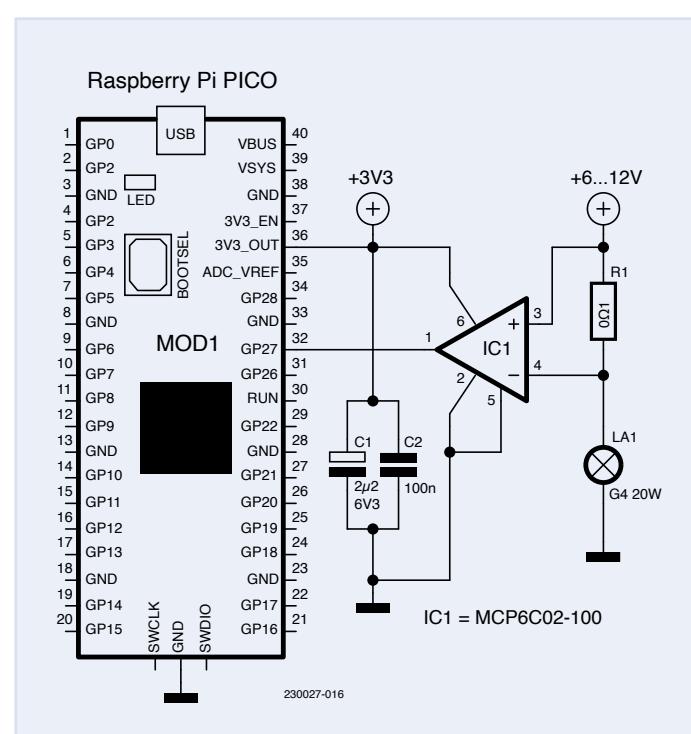


Figure 15. Circuit avec amplificateur de mesure du courant.

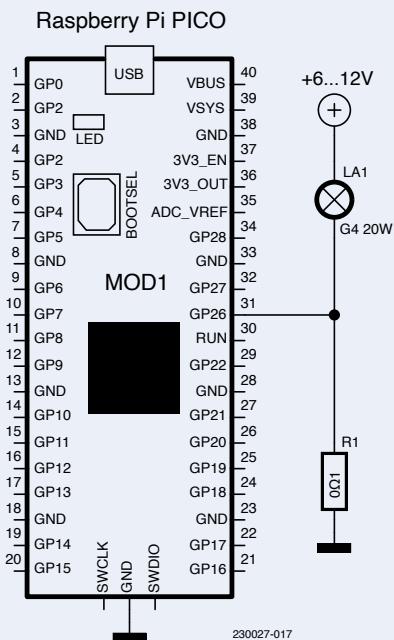


Figure 16. Mesure du côté bas.

Restons sur l'exemple de la lampe halogène. La **figure 16** montre une telle mesure du côté bas.

Ici, on utilise une résistance de  $0,1\ \Omega$  qui provoque une chute de tension de  $0,2\text{ V}$  à  $2\text{ A}$ . L'avantage est que les niveaux de tension à mesurer sont inférieurs à ceux de la tension de référence du CA/N et de la tension d'alimentation du µc. Cependant, à  $25\text{ mA}$ , seuls  $2,5\text{ mV}$  peuvent être mesurés ( $0,1\text{ mV}$  par  $\text{mA}$ ). Dans des conditions idéales, le CA/N 12 bits avec une tension de référence de  $3,3\text{ V}$  résoudrait encore  $0,8\text{ mV}$  par bit. Toutefois, il convient d'examiner le nombre effectif de bits (ENOB) du CA/N, qui prend en compte les erreurs de mesure qui se produisent en pratique à cause de l'erreur de quantification, de la distorsion, du bruit et d'autres facteurs défavorables similaires. Pour le RP2040, un ENOB d'environ 9 est spécifié, ce qui signifie environ  $6,44\text{ mA}$  par bit. Pour cette application, la résolution de la mesure du courant est à peu près suffisante. Cependant, si une résolution plus fine est nécessaire, il peut être utile d'utiliser un amplificateur optique, ce qui permettrait également d'utiliser une valeur de résistance plus petite.

## Amplificateurs opérationnels et capteurs de température

Des bibliothèques entières ont été écrites sur les ampli-op. Lorsqu'ils sont correctement câblés, ces composants fondamentaux et polyvalents ont une myriade d'applications, dont certaines ont déjà été mentionnées dans cet article. Lorsqu'il s'agit de mesurer des tensions, il n'y a pas que les résistances shunt pour lesquelles les tensions se situent dans une plage qui n'est pas idéale pour le CA/N d'un µc. Les capteurs de température sont également concernés par ce problème, du moins s'il s'agit de capteurs purement analogiques, résistifs comme le PT100 ou les thermocouples composés de deux métaux différents, contrairement à ceux qui disposent d'une interface numérique comme le DS18B20 ou le DHT11.

## Thermocouples

Ces éléments constitués de deux métaux agissent comme des sources de tension en fonction de la température. Le thermocouple de type K, très répandu, sert d'exemple. À  $21\text{ }^{\circ}\text{C}$  ou  $69,8\text{ }^{\circ}\text{F}$ , un tel composant délivre une tension de  $0,838\text{ mV}$  en raison de l'effet Seebeck ; à  $22\text{ }^{\circ}\text{C}$  ou  $71,6\text{ }^{\circ}\text{F}$ , cette tension est de  $0,879\text{ mV}$ . La différence de seulement  $40\text{ }\mu\text{V}$  par degré met le CA/N d'un MCU à rude épreuve. En outre, l'utilisation de thermocouples nécessite également une compensation de la soudure froide [4].

En revanche, on peut utiliser un ampli-op pour amplifier la tension d'un thermocouple. La **figure 17** montre un exemple d'un tel circuit mis en œuvre pour un Arduino Nano Every, où une plage de température de  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  à  $400\text{ }^{\circ}\text{C}$  est attendue ( $0$  à  $16,396\text{ mV}$  de tension du thermocouple).

Ici, l'ampli-op non inverseur est utilisé avec un gain de  $A = 200$ . On a ajouté un filtre RC pour minimiser les interférences à l'entrée de l'ampli-op ; un simple capteur de température numérique LM75 se charge de la détection de la température pour la compensation de la soudure froide.

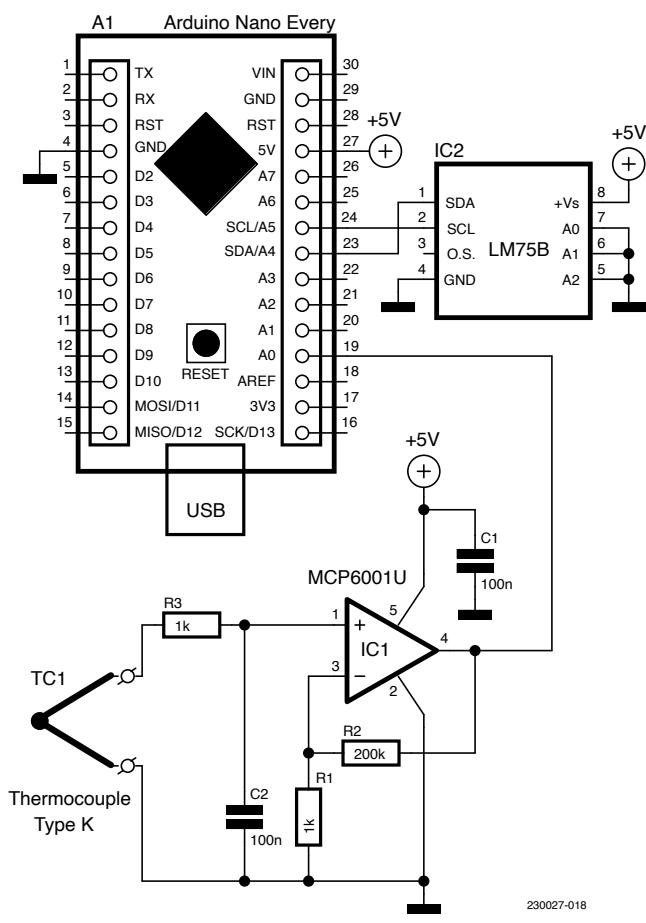


Figure 17. Lecture d'un thermocouple avec l'Arduino Nano Every.

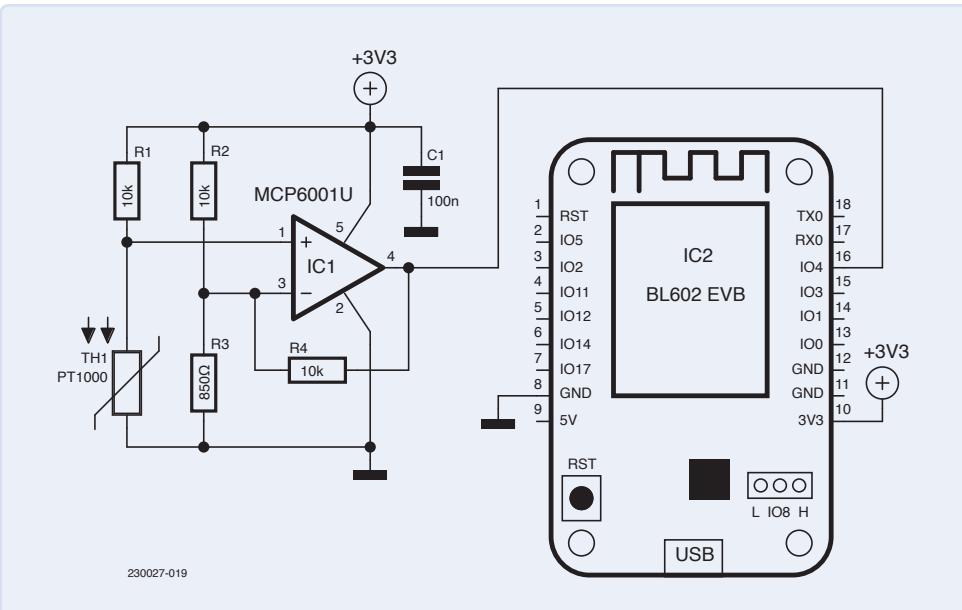


Figure 18. Pont de Wheatstone pour une PT1000.

## PT100 et PT1000

Les PT100 et PT1000 sont des résistances qui dépendent de la température, avec une résistance de  $100\ \Omega$  (PT100) ou de  $1000\ \Omega$  (PT1000) à  $0\ ^\circ\text{C}$ . Pour calculer la température, il faut d'abord mesurer la valeur de la résistance du capteur. Un pont de Wheatstone constitue une bonne option pour déterminer avec précision la valeur de la résistance. Comme pour les thermocouples, les tensions sont assez faibles avec les PT100 et PT1000, et la petite différence entre deux points de mesure doit être déterminée. Là encore, un ampli-op câblé comme un amplificateur différentiel non inverseur fournit l'aide nécessaire. Le circuit pour une carte avec une tension d'alimentation de 3,3 V, telle que la carte d'évaluation Pinecone BL602, est illustré à la **figure 18**.

On amplifie la différence de tension entre l'entrée positive et l'entrée négative de l'ampli-op. Mais que se passe-t-il si la température descend en dessous de  $0\ ^\circ\text{C}$ ? Dans ce cas, l'ampli-op devrait délivrer une tension négative, ce qui n'est pas possible. Une solution consiste à remplacer la résistance R3 de  $10\ k\Omega$  par une résistance de  $850\ \Omega$ . La tension entre R1 et R2 serait alors de  $0,3917\ \text{V}$ , ce qui s'appliquerait également au point situé entre R3 et le PT1000 à une température de  $-38\ ^\circ\text{C}$ . Ainsi, la fenêtre de mesure commence à  $-38\ ^\circ\text{C}$  avec une différence de tension de  $0\ \text{V}$ . À  $20\ ^\circ\text{C}$ , la différence de tension dans le circuit serait de  $0,09444\ \text{V}$ .

## Résumé

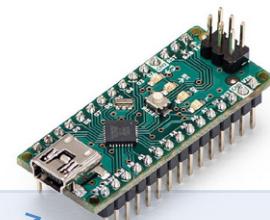
Le traitement et la sortie de valeurs analogiques peuvent être réalisés avec un microcontrôleur sans trop d'efforts. Même si l'ensemble ne semble pas aussi simple que de commander une broche d'E/S

numérique, la manipulation du CA/N est quelque chose que tout le monde devrait essayer. Les exemples présentés ici sont des suggestions pour vos propres tentatives de faire interagir le microcontrôleur avec le monde analogique à l'extérieur de son boîtier. ↗

VF : Denis Lafourcade — 230027-04

## Des questions, des commentaires ?

Contactez Elektor ([redaction@elektor.fr](mailto:redaction@elektor.fr)).



### Produits

➤ **Arduino Nano (SKU 17002)**  
[www.elektor.fr/17002](http://www.elektor.fr/17002)

➤ **Raspberry Pi Pico RP2040 (SKU 19562)**  
[www.elektor.fr/19562](http://www.elektor.fr/19562)

➤ **Carte d'évaluation Pinecone BL602 (SKU 19914)**  
[www.elektor.fr/19914](http://www.elektor.fr/19914)

## LIENS

- [1] Guido Nopper, « convertisseur A/N à PLD, simple à construire », Elektor 9-10/2019 :  
<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-111/51059>
- [2] Conception matérielle avec le RP2040 : <https://datasheets.raspberrypi.com/rp2040/hardware-design-with-rp2040.pdf>
- [3] Giovanni Carrera, « sortie analogique isolée pour Arduino Uno », Elektor 11-12/2022 :  
<https://www.elektormagazine.fr/magazine/elektor-283/61184>
- [4] Compensation de la soudure froide (Wikipédia) : [https://en.wikipedia.org/wiki/Thermocouple#Reference\\_junction](https://en.wikipedia.org/wiki/Thermocouple#Reference_junction)