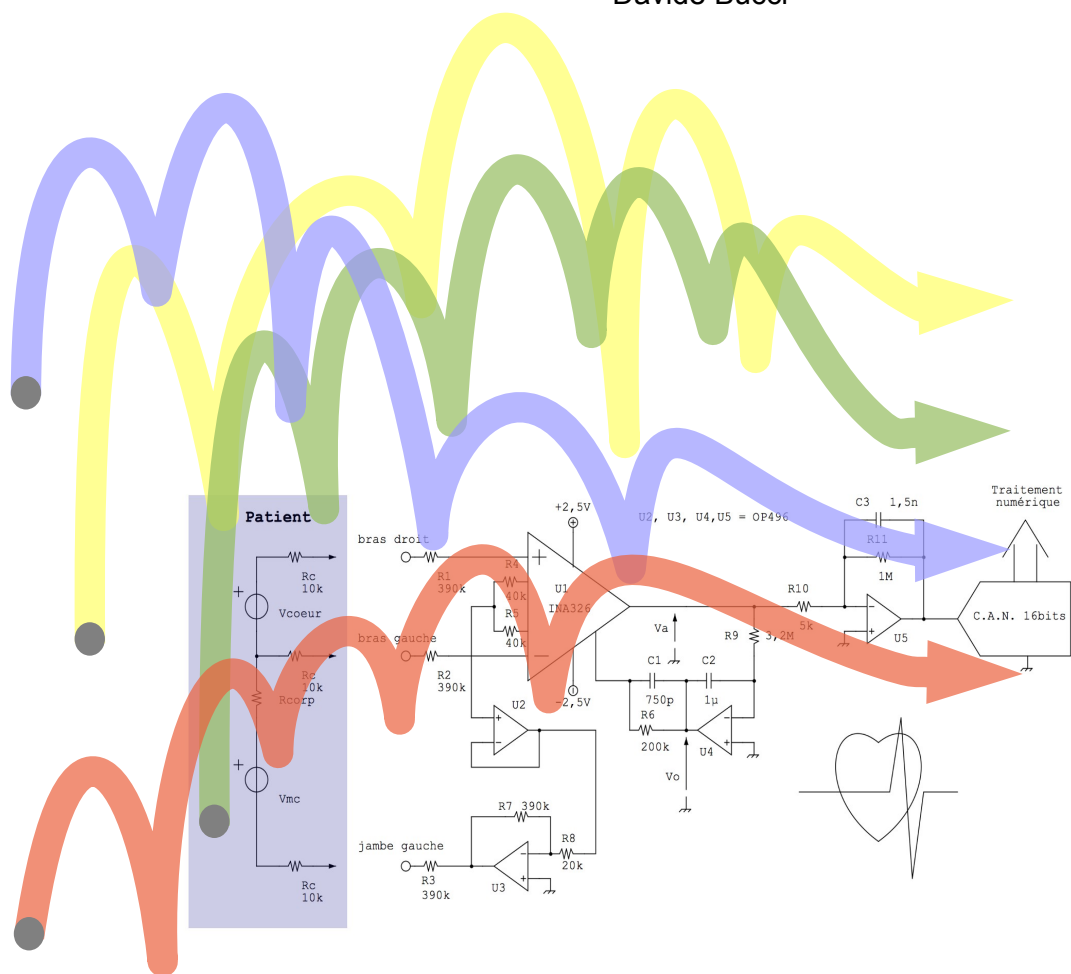


Capteurs et conditionneurs

Davide Bucci



Tronc commun PI

En couverture : interpretation libre basée sur une publicité de Giovanni Pintori pour Olivetti Lettera 22. Circuit simplifié de traitement de signaux pour électrocardiogramme.

Remerciements :

Si ce document a une forme lisible en français aujourd'hui, c'est surtout grâce à la relecture attentive et bienveillante de Nathalie Mathieu, que je souhaite remercier chaleureusement. Je voudrais aussi remercier les élèves qui m'ont fait part des erreurs trouvés dans les premières versions. Toutes les erreurs, omissions, imprécisions qui restent sont miennes.

D.B. janvier 2024

1. Introduction

Le premier élément d'une chaîne de mesure est le capteur. Son rôle est de transformer une grandeur physique à mesurer (un mesurande) en une grandeur électrique de type quelconque. Bien évidemment, cette opération doit se faire de façon reproductible et avec une loi connue. Le fonctionnement des capteurs se base sur des principes physiques très différents. Nous allons suivre ici la classification proposée par [Asch, 2003], c'est à dire que nous allons subdiviser les différents types de capteurs suivant la grandeur électrique qu'ils fournissent. Cette stratégie n'est pas la seule applicable, mais va nous permettre de traiter des problèmes du conditionnement du signal en même temps que les capteurs.

2. Capteurs générateurs de f.e.m.

2.1. Généralités. Certains phénomènes physiques peuvent induire, dans un dispositif adéquat, l'apparition d'une force électro motrice (f.e.m.), sous l'influence d'une grandeur physique déterminée. Pour la modélisation électrique de ces capteurs, on utilise un schéma équivalent de type Thévenin, représenté figure 1. La tension fournie à vide par le capteur est $e(m)$ et dépend de façon connue du mesurande m . La résistance interne du capteur Z_c fait en sorte que la tension à la sortie V_s diffère de $e(m)$ si le courant I_s n'est pas négligeable.

Plusieurs phénomènes physiques peuvent être utilisés pour réaliser des capteurs de ce type, nous allons dans la suite voir quelques exemples.

2.2. Exemples.

2.2.1. Thermocouples. Un thermocouple est un capteur de température basé sur l'effet Seebeck. Le principe, montré figure 2, est que lorsque deux soudures entre des conducteurs métalliques différents ne se trouvent pas à la même température, une force électro motrice apparaît, liée à la différence de température des deux jonctions.

Conventionnellement, dans le cas d'un thermocouple, on appelle les deux soudures respectivement « soudure chaude » et « soudure froide » et la mesure est intrinsèquement différentielle. Pour mesurer la température en un point particulier, il faut adopter une température de référence (par exemple, en plaçant la soudure froide dans un bac contenant un mélange d'eau et de glace), ou il faut utiliser un circuit de compensation de soudure froide¹.

D'un point de vue pratique, les bacs d'eau glacée ont disparu depuis un certain temps en faveur des autres méthodes de compensation plus compacts, économiques et efficaces. Le but de ces derniers est de mesurer la température de la soudure froide (avec un principe physique différent de l'effet Seebeck) et soustraire l'effet de la température de cette soudure pour obtenir une lecture absolue. Cette technique peut être réalisée avec différentes stratégies.

1. Le problème est inversé lorsque l'on souhaite mesurer des températures cryogéniques. De façon plus générale, on peut parler de « soudure de mesure » et « soudure de référence ».

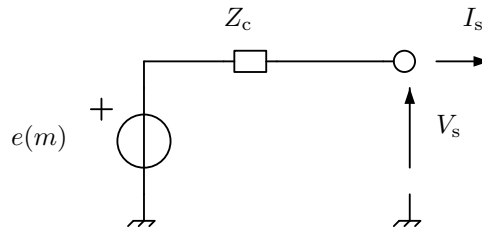


FIGURE 1. Représentation Thévenin d'un capteur générateur de f.e.m.

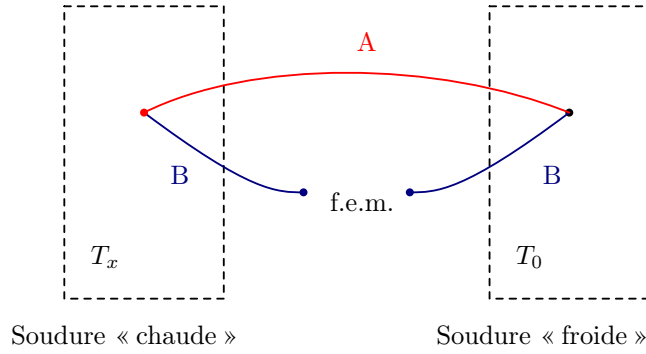


FIGURE 2. Effet Seebeck entre deux jonctions réalisées entre deux conducteurs métalliques différents (A et B).

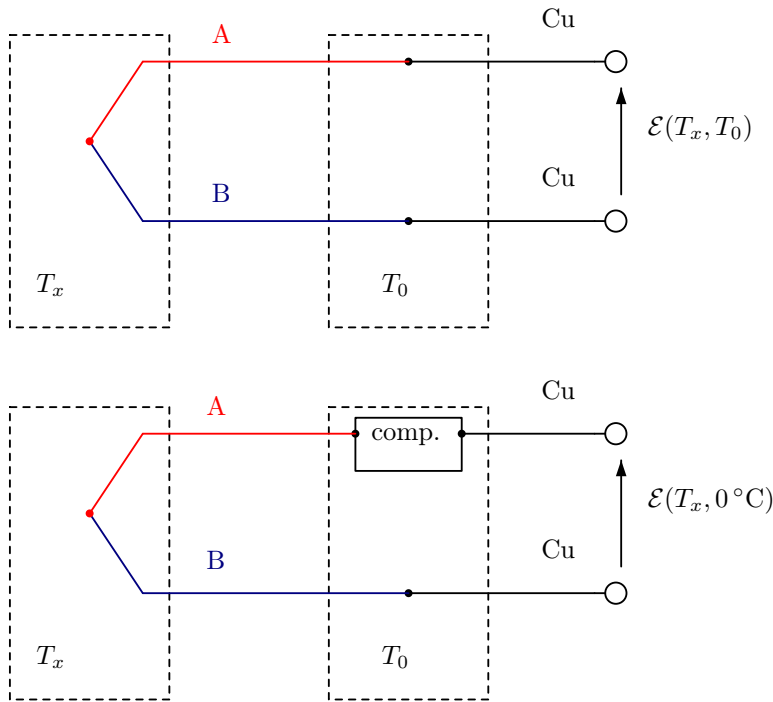


FIGURE 3. Application d'une compensation à la « soudure froide », pour obtenir une indication absolue de température T_x .

Une solution commune est de soustraire l'effet de la soudure froide au niveau de la tension délivrée par le thermocouple, comme représenté figure 3.

La compensation de soudure froide entraîne une complexité accrue de la chaîne de mesure. De plus, les tensions générées sont faibles (la sensibilité est de l'ordre de $41\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ pour un thermocouple de type K) et nécessitent un étage d'amplification approprié. Cependant, les thermocouples sont parmi les systèmes les plus utilisés en industrie pour la mesure de température, suite à leur versatilité et à leur gamme de mesure extrêmement étendue (de la cryogénie à des températures dépassant les 1700°C).

Pour cette raison, des circuits d'amplification et de compensation compacts sont disponibles chez les principaux fabricants de circuits intégrés. Par exemple, nous citons la famille

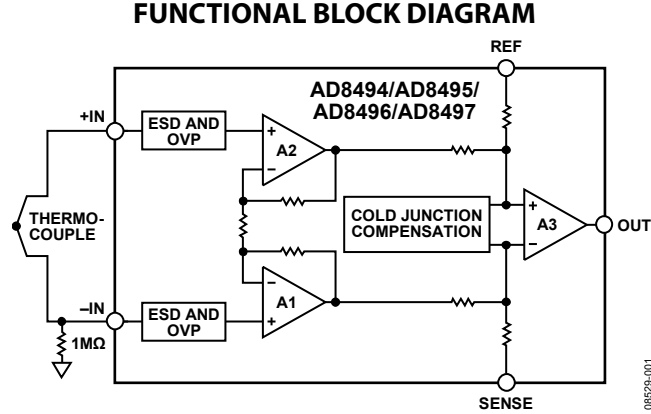


FIGURE 4. Extrait de la fiche technique du AD8494-7 de chez Analog Devices. Ce dispositif permet de réaliser l'amplification du signal et la compensation de la soudure froide.

AD8494-7, dont un extrait de la fiche technique est montrée en figure 4. Ces composants sont capables d'amplifier le signal et réaliser la compensation de la soudure froide. En fait, ceux-ci peuvent mesurer la température de leur boîtier et de l'utiliser pour obtenir la compensation. Cette technique peut par conséquent être efficace seulement si la soudure froide est physiquement proche du circuit intégré.

2.2.2. *Types de thermocouples.* Différents types de thermocouples sont disponibles sur le marché et sont identifiés par une lettre qui est associée au couple de métaux utilisés. Les types de thermocouples les plus utilisés sont les suivants :

- E** Chromel (nickel-chrome)/Constantan (cuivre-nickel)
- K** Chromel (nickel-chrome)/Alumel (aluminium-nickel)
- J** Fer/Constantan
- S** Platine-rhodium (10%)/Platine
- R** Platine-rhodium (13%)/Platine
- B** Platine-rhodium (30%)/Platine-rhodium (6%)
- N** Nicrosil (nickel-chrome-silicium)/Nisil (nickel-silicium)
- T** Cuivre/Constantan

À chaque type de thermocouple correspond une relation entre la tension délivrée et la température mesurée, qui doit être conforme au modèle, avec une certaine tolérance. La définition des modèles et des tolérances est de la compétence des différents organismes de normalisation et de standardisation.

Les réponses typiques des thermocouples cités sont représentées figure 5. Certains types de thermocouples offrent un signal plus élevé température égale (par exemple les types E et J), mais montrent des effets de nonlinéarité plus marqués ou une gamme de température plus réduite. Pour tenir compte des effets non-linéaires sur une gamme de température étendue, les lois $\mathcal{E}(T_x, 0^\circ\text{C})$ sont spécifiées à l'aide d'un polynôme, auquel des termes exponentiels sont rajoutés :

$$\mathcal{E}(T_x, 0^\circ\text{C}) = \sum_{i=0}^N c_i T_x^i + a_0 e^{a_1(T_x - a_2)^2} \quad (2.1)$$

Le National Institute of Standards and Technology (NIST), aux États Unis, publie un catalogue des coefficients à utiliser pour les types de thermocouples cités plus haut [NIST, ITS-90]. Par exemple, le tableau 1 montre les coefficients pour un thermocouple de type K dans plusieurs intervalles de température.

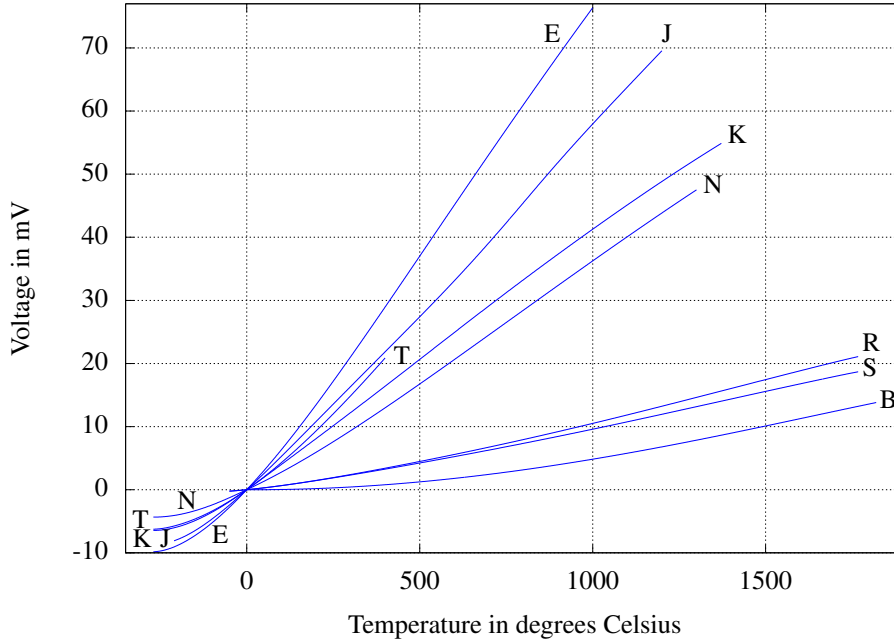


FIGURE 5. Relation entre la tension fournie en sortie des principaux types de thermocouples et la température, la jonction de référence étant maintenue à 0 °C. Tiré de [Bucci, 2017].

range : -270 °C to 0 °C	range : 0 °C to 1372 °C
0.000000000000E+00	-0.176004136860E-01
0.394501280250E-01	0.389212049750E-01
0.236223735980E-04	0.185587700320E-04
-0.328589067840E-06	-0.994575928740E-07
-0.499048287770E-08	0.318409457190E-09
-0.675090591730E-10	-0.560728448890E-12
-0.574103274280E-12	0.560750590590E-15
-0.310888728940E-14	-0.320207200030E-18
-0.104516093650E-16	0.971511471520E-22
-0.198892668780E-19	-0.121047212750E-25
-0.163226974860E-22	
exponential :	
a0 = 0.118597600000E+00	
a1 = -0.118343200000E-03	
a2 = 0.126968600000E+03	

TABLE 1. Tableau des coefficients applicables dans la formule 2.1 pour calculer la tension fournie (en millivolt) par un thermocouple de type K, valeurs publiées par le [NIST, ITS-90].

Pour des intervalles de température réduits ou lorsqu'une très grande fidélité n'est pas nécessaire, on se contente de représenter le comportement du thermocouple avec un seul coefficient de proportionnalité, qui est appelé sensibilité. Pour un thermocouple de type K, dans des températures comprises entre 0 °C et 100 °C, on note $S \approx 41 \mu V / ^\circ C$, ce qui permet d'obtenir une erreur inférieure à quelques degrés.

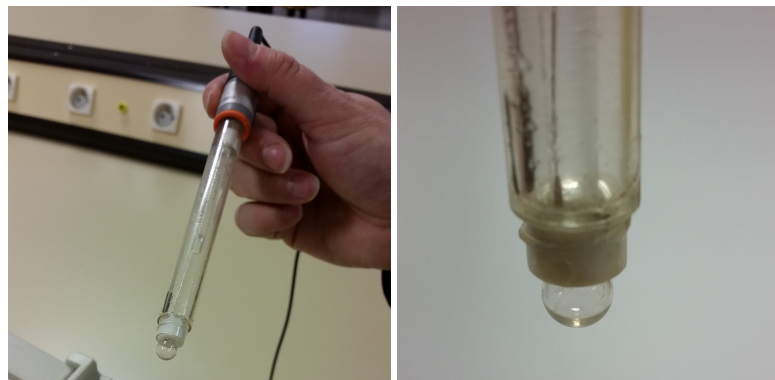


FIGURE 6. Photos de la sonde Sentek P14/S7 utilisée pour la mesure du pH d'une solution. D'après [Bucci, 2017]

2.2.3. *Mesure du potentiel hydrogène (pH)*. La mesure du potentiel hydrogène (pH) est une des mesures les plus importantes dans un laboratoire de chimie ou biologie. En fait, il s'agit de la mesure de l'acidité ou basicité d'une solution et traditionnellement est effectuée à l'aide de papiers imbibés avec des réactifs chimiques capables de changer de couleur selon le pH de la solution à mesurer (« papiers tournesol » et « papiers pH »). Alternativement, une méthode électrochimique est disponible grâce à l'emploi d'électrodes en verre, spécifiquement produites pour cet usage, comme montré en figure 6. Elles contiennent une solution tampon qui peut échanger des ions H^+ avec la solution dans laquelle elles sont plongées, à travers une paroi de verre semi-perméable. Ils fournissent une tension proportionnelle au pH à mesurer. La constante de proportionnalité varie selon le type d'électrode, mais des valeurs typiques à retenir sont de l'ordre de quelques -60 mV à unité de pH.

Une difficulté liée à la mesure du pH est que l'impédance série (appelée Z_c dans le schéma de la figure 1) de l'électrode en verre est très élevée, supérieure à quelques dizaines de megaohms. Pour cette raison, certaines sondes proposent un amplificateur placé très proche des électrodes de mesure, comme par exemple la CSIM-11 de chez Campbell Scientific, dont on propose en figure 7 un extrait de fiche technique. Le but de cet amplificateur est de baisser considérablement l'impédance de sortie de la sonde, pour la rendre moins sensible aux perturbations dues au câble et la rendre ainsi plus facile à l'emploi.

Une autre précaution importante à prendre est due à la constante de proportionnalité entre le pH et la tension délivrée qui dépend de la température. Cela oblige souvent à effectuer une mesure de température en même temps que la mesure de pH. Cela permet de compenser les variations dues à la température sur la lecture de la tension d'électrode. Toujours à propos de la CSIM-11 citée précédemment, la pente change d'environ de $-0,2\text{ mV/pH/}^\circ\text{C}$, ce qui veut dire que nous passons de -58 mV/pH pour 20°C , à -59 mV/pH pour 25°C et -60 mV/pH pour 30°C .

Ces propriétés et les dérives de la sonde demandent un étalonnage régulier, à l'aide de solutions tamponnées avec pH connu.

Body Material	ABS (Standard version) PPS / Ryton® (High Temperature version)
pH Range	0 to 14 pH
Output	± 413 mV (± 59 mV per unit pH @ 25°C; 0 mV output at 7 pH)
Temperature Range	0°C to 80°C (Standard version) 0°C to +110°C (High Temperature version)
Pressure Range	30 psig (submerged). Mounting to pressurized pipes or tanks requires a non-refillable variation of the sensor. Speak with CSI for details.
Accuracy	$\pm 0.1\%$ over full range
Sodium Error	Less than 0.05 pH in 0.1 Molar Na ⁺ ion @ 12.8 pH
Impedance	Less than 1 Mohm @ 25°C
Reference Cell	KCl/AgCl
Zero Potential	7.0 pH ± 0.2 pH
Wetted Materials	ABS or PPS (Ryton®), Teflon®, Viton®, Glass
Response Time	95% of reading in 10 seconds
Drift	Less than 2 mV per week
Mounting	Threading at either end of probe is 3/4" NPT male
Power	Internally powered by two 3-volt lithium batteries

FIGURE 7. Extrait de la fiche technique de la sonde pH CSIM-11 de chez Campbell Scientific. On remarque la nécessité d'alimenter l'amplificateur interne à la sonde avec des batteries.

3. Capteurs générateurs de courant

3.1. Généralités. Lorsque l'action d'une grandeur physique entraîne la génération de porteurs de charge dans un matériau, ce phénomène peut se traduire par une variation du courant qui traverse le dispositif. Des exemples de ce type de comportement se retrouvent dans les cas suivants :

- rayonnement provoquant des phénomènes de ionisation
- rayonnement optique qui engendre par effet photoélectrique la génération de porteurs libres.

L'information étant transportée par un courant, du point de vue électrique on utilise une représentation de type Norton de ces capteurs, comme montré figure 8. Le mesurande m induit un certain courant $i(m)$ qui est fourni par le générateur équivalent, alors que l'admittance interne du capteur est représentée par Y_c . Nous allons présenter dans la suite quelques exemples de capteurs qui peuvent être vus sous cette forme.

3.2. Exemples.

3.2.1. Photomultiplicateurs. Lorsqu'un photon arrive sur un conducteur, si son énergie est suffisante, il peut extraire un électron qui devient ainsi libre. Cet effet est appelé effet photoélectrique externe, découvert au XIXe siècle et interprété pour la première fois par A. Einstein dans un des fameux articles qu'il publia en 1905. En exploitant ce principe, on peut donc fabriquer un capteur de lumière. Une anode applique un champ électrique et collecte les électrons extraits. Le courant généré est proportionnel au nombre d'électrons produits

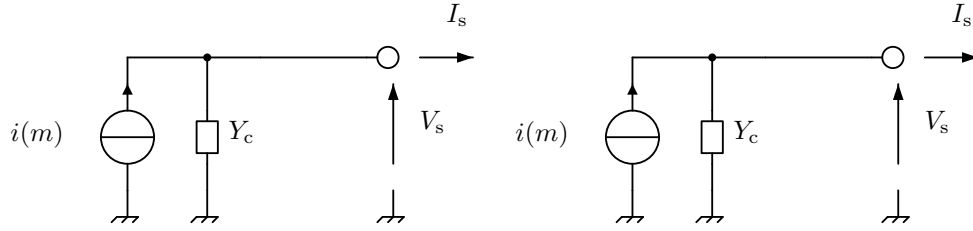


FIGURE 8. Représentation Norton d'un capteur générateur de courant.

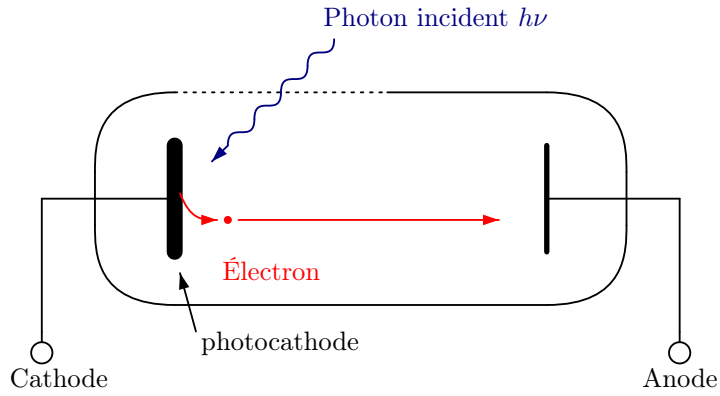


FIGURE 9. Principe de fonctionnement d'un capteur basé sur l'effet photoélectrique.

par unité de temps et est donc proportionnel au flux lumineux à mesurer, à condition que l'énergie de chaque photon soit suffisante.

La figure 9 montre un schéma de principe de ce que l'on pourrait réaliser pour exploiter l'effet photoélectrique pour la détection de la lumière. Une unité importante pour quantifier l'efficacité des dispositifs basés sur cet effet est en premier lieu l'*efficacité quantique*, c'est à dire le rapport entre le nombre d'électrons extraits et le nombre de photons absorbés. Un deuxième paramètre est la *sensibilité*, c'est à dire le courant i généré, sur l'intensité lumineuse reçue (l'unité de mesure est par conséquent un courant sur une puissance lumineuse : A/W).

En pratique, on se rend compte que les courants générés peuvent être assez faibles et difficiles à traiter. Le gain interne au dispositif rend plus facile la détection de très faibles intensités lumineuses. En pratique, on place des anodes intermédiaires (dynodes). Celles-ci multiplient le nombre d'électrons suite à l'émission secondaire d'électrons sur chacune d'entre elles, selon le principe schématisé figure 10. Les dynodes sont reliées à un système de polarisation constitué par un pont de résistances qui répartit la tension d'alimentation totale du tube.

Un extrait de fiche technique d'un tube photomultiplicateur est donné figure 11. Il s'agit d'un dispositif sensible dans le visible (longueurs d'onde de 300 nm à 850 nm) et qui est constitué d'une photocathode et de 10 étages d'amplification. L'amplification dépend linéairement de la tension de polarisation appliquée, ce qui permet de régler la plage de fonctionnement du dispositif selon les besoins.

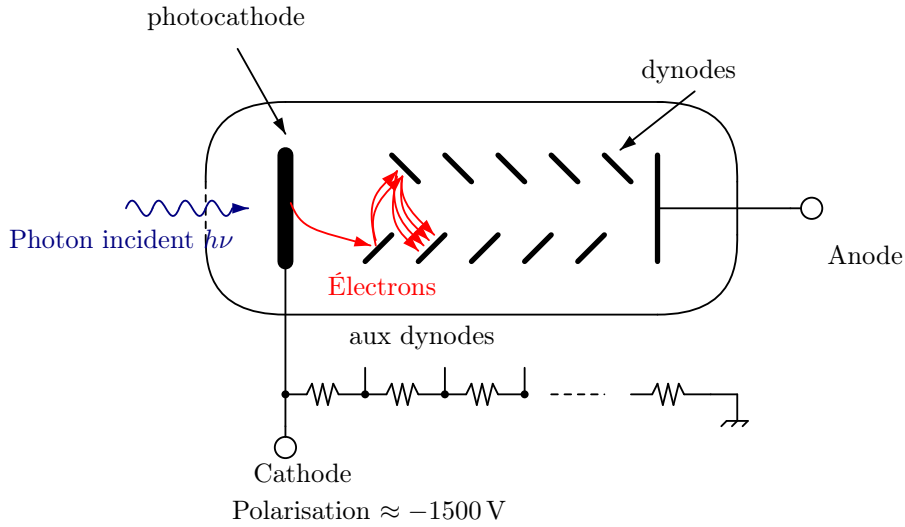


FIGURE 10. Principe de fonctionnement d'un photomultiplicateur.

PHOTOMULTIPLIER TUBE R1878

Figure 1: Typical Spectral Response

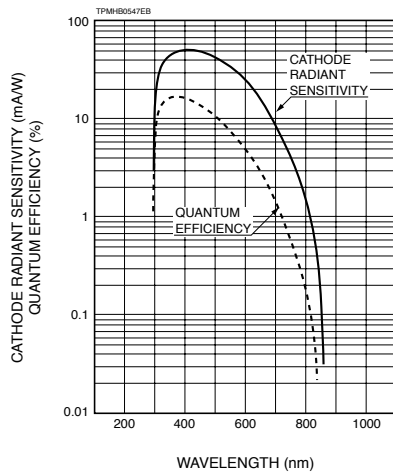


Figure 2: Typical Gain Characteristics

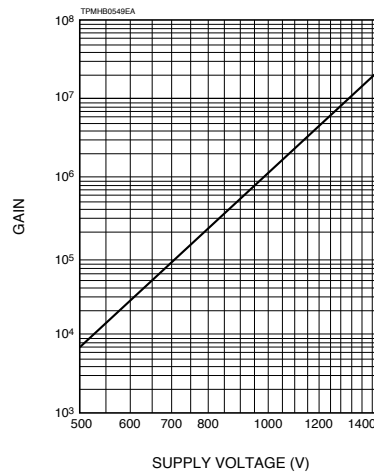


FIGURE 11. Extrait de la fiche technique du photomultiplicateur R1878 de chez Hamamatsu. Sur la gauche, le constructeur a représenté l'efficacité quantique et la sensibilité de la photocathode selon la longueur d'onde, sur la droite le gain obtenu grâce aux dynodes par rapport à la tension de polarisation appliquée.

Bien que relativement encombrants, fragiles et nécessitant des tensions élevées, les photomultiplicateurs sont encore aujourd'hui d'importance essentielle lorsque l'on souhaite mesurer des intensités lumineuses très faibles, voire presque compter les photons un par un.

3.2.2. *Photodiodes.* Dans un semi-conducteur, les porteurs de charge peuplent deux bandes d'énergie séparées par une bande interdite. Ces bandes sont appelées bande de valence et bande de conduction. Des électrons de la bande de valence peuvent être transférés vers la

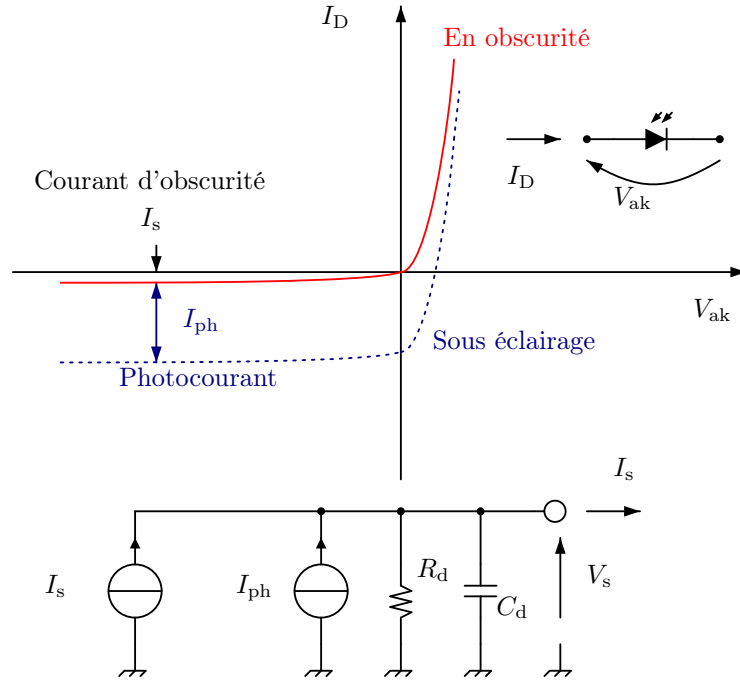


FIGURE 12. Symbole électrique d'une photodiode, caractéristique électrique typique en obscurité et sous éclairage, et circuit équivalent.

bande de conduction par l'absorption d'un photon d'énergie suffisante, supérieure à la bande interdite. Cette opération entraîne la création d'une paire électron trou. Par analogie avec l'effet photoélectrique externe décrit au paragraphe 3.2.1, on parle ici d'effet photoélectrique interne.

Dans une jonction PN, le champ interne permet de séparer la paire électron trou et de fournir un certain courant. Celui-ci est proportionnel au nombre de porteurs créés, lui même proportionnel au nombre de photons absorbés au niveau de la jonction. Le symbole de ce dispositif et son circuit équivalent sont donnés figure 12. La même figure montre aussi comment la caractéristique courant/tension de la photodiode en obscurité est translatée vers le bas par le photocourant.

Les applications sont diverses et vont de la mesure de puissance lumineuse à la détection de présence en passant par la détection de couleurs, la mesure de position, la transmission de signaux sur fibre optique (telecom) etc.

La figure 13 montre un extrait de fiche technique d'une diode au silicium. Le gap du silicium est 1,12 eV, cela veut dire que lorsque la longueur d'onde des photons dépasse environ 1100 nm, ils ne vont plus avoir suffisamment d'énergie pour générer une paire de porteurs et au delà de cette limite la sensibilité chute rapidement.

Le circuit équivalent contient les générateurs associés au courant d'obscurité et au photocourant, ainsi que la résistance interne (de quelques mega ohms jusqu'à quelques giga ohms) et la capacité de jonction. Cette dernière peut être un facteur limitant pour la vitesse du dispositif.

On peut citer également les photodiodes à avalanche dans lesquelles un processus d'ionisation par impact s'ajoute à la génération des porteurs par effet photoélectrique interne,

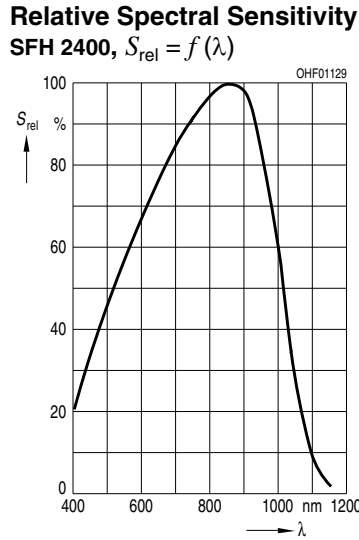


FIGURE 13. Sensibilité par rapport à la longueur d'onde d'une photodiode SFH2400 au silicium de chez Osram.

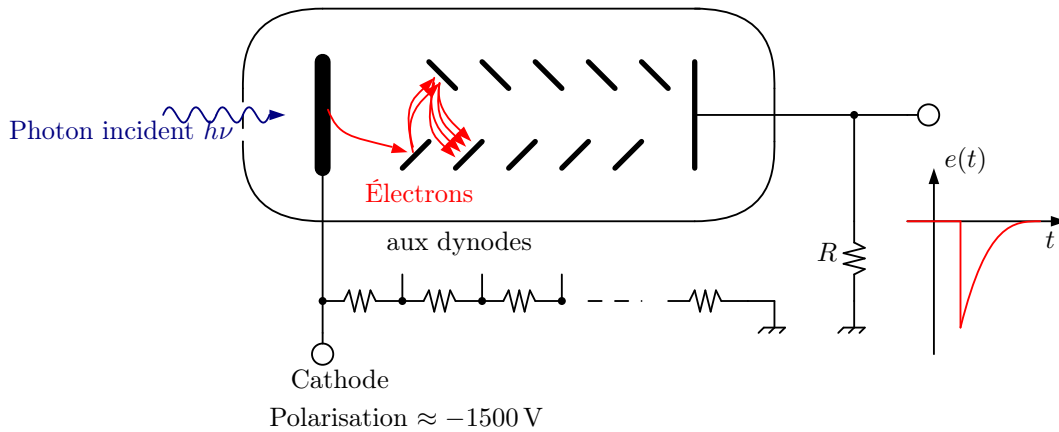


FIGURE 14. Conditionnement du signal issu d'un photomultiplicateur à l'aide d'une résistance R

et permet d'obtenir un gain au sein du dispositif. Ce dispositif, utile pour la détection des flux lumineux de faible intensité concurrence le photomultiplicateur.

3.3. Circuits de conditionnement. Le but d'un circuit de conditionnement est de transformer la grandeur électrique fournie par le capteur en une tension. Dans notre cas, nous considérons des convertisseurs courant/tension. Plusieurs solutions existent et sont utilisées. Nous nous contentons ici de décrire les plus simples et répandues.

3.3.1. Une simple résistance. L'idée est simplement d'utiliser une résistance dans laquelle on fait passer le courant fourni par le capteur et on prélève une tension à ses bornes. C'est une solution applicable avec des photomultiplicateurs et on peut voir figure 14 un exemple où le signal $e(t)$ issu du système est obtenu par ce moyen à travers la résistance R .

C'est une solution que l'on peut adopter aussi avec des photodiodes, comme montré figure 15. Un inconvénient est néanmoins que le signal en tension à la sortie du circuit

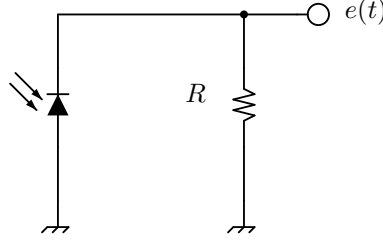


FIGURE 15. Conditionnement du signal issu d'un photomultiplicateur à l'aide d'une résistance R .

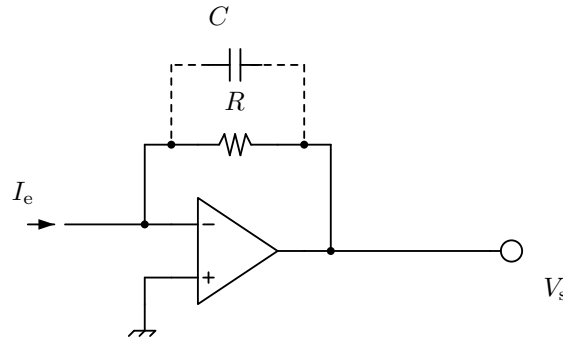


FIGURE 16. Circuit classique d'un amplificateur transrésistance réalisé avec un amplificateur opérationnel.

change la polarisation du capteur et peut engendrer des non linéarités dans sa réponse. Ceci se présente lorsque $e(t)$ est comparable à la tension de coude de la diode. Dans la diode il y a du courant direct et la tension entre les bornes de la résistance n'est donc plus en relation linéaire avec le flux lumineux. C'est cependant un système très souvent utilisé lorsqu'on cherche à obtenir de bonnes caractéristiques pour des applications en radiofréquences (dans ce cas, $R = 50\Omega$), éventuellement en superposant une polarisation inverse pour améliorer la linéarité du dispositif en cas de fortes intensités lumineuses.

3.4. Amplificateur à transrésistance. Nous avons vu au paragraphe 3.3.1 que le conditionnement fait par une simple résistance peut engendrer des problèmes de linéarité. Mieux vaut avoir toujours V_s proche de zéro, tout en continuant à mesurer le courant I_s , et obtenir, à l'aide du circuit de conditionnement une tension proportionnelle *ailleurs*, c'est à dire fabriquer ce qu'on appelle un circuit transrésistance. Garder $V_s \approx 0$ a un deuxième avantage car l'influence des admittances Y_c (y compris celle des câbles) devient moindre.

Une solution classique est montrée figure 16, qui est aussi appelée « convertisseur courant/tension ». Si l'on suppose idéal l'amplificateur, la présence de la contre-réaction garde la tension à l'entrée du circuit toujours proche du potentiel de référence. La résistance R dans la contre-réaction permet d'obtenir à la sortie du circuit :

$$V_e = -RI_e \quad (3.1)$$

Pour détecter des courants faibles on est obligé d'utiliser des valeurs élevées de la résistance R . Bien que des valeurs allant jusqu'à des dizaines de gigaohms sont disponibles au

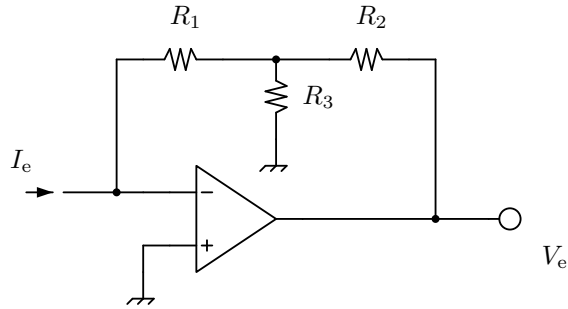


FIGURE 17. Montage en T pour les résistances de contre réaction.

catalogue des fournisseurs, leur prix justifie la recherche de solutions alternatives, dont une est montrée figure 17. Une analyse du circuit permet d'écrire :

$$V_e = - \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_1 R_3}{R_3} I_e \quad (3.2)$$

Le terme de proportionnalité peut être interprété comme une seule résistance de valeur élevée. Les problèmes principaux liés à ce montage sont un bruit supérieur à celui obtenu avec une seule résistance, ainsi qu'une tension de décalage plus importante.

Dans les montages montrés figures 16 et 17, les contraintes à respecter sont les suivantes :

- La stabilité (au sens des systèmes asservis). Certains capteurs ont une composante capacitive. Nous en avons parlé à propos des photodiodes, figure 12 celle-ci est représentée par le condensateur C_d . Une analyse plus poussée du circuit de la figure 16 avec un modèle réaliste de l'amplificateur opérationnel, montre que le circuit peut parfois devenir instable si C_d est trop grand. Un condensateur en parallèle avec la résistance R limite la bande passante du montage et évite les oscillations parasites. Plus d'informations peuvent être trouvées dans la notice d'application [TI SBOA055A] de chez Texas Instruments.
- La nécessité d'avoir des courants de polarisation faibles, voire très faibles par rapport aux courants à convertir. Avec l'emploi d'étages d'entrée basés sur des transistor MOS, on trouve des amplificateurs très performants. La fiche technique du LMC6001 déclare 25 fA à 25 °C. Le LMP7721 assure des courants de polarisation inférieurs à 20 fA à 25 °C, avec une valeur typique de 3 fA. Ce sont des valeurs impressionnantes car 1 fA correspond à environ 6000 électrons par seconde.
- Lorsque l'on mesure des courants de l'ordre du nanoampère, la simple présence d'humidité sur le circuit peut rendre légèrement conductrices des matières supposées isolantes. Des techniques particulières (anneaux de garde, supports en Téflon, blindages etc.) sont à utiliser. Pour plus d'informations, consulter la note d'application [BB SBOA061] de chez Burr-Brown/Texas Instruments.

4. Capteurs générateurs de charge

4.1. Généralités. Certains capteurs exploitent des phénomènes de variation de la polarisation diélectrique de certains matériaux, qui se traduit par l'apparition de charges superficielles. En particulier :

- Dans les matériaux piezo-électriques, c'est une force appliquée qui engendre les charges. C'est le cas des cristaux de quartz, de certaines céramiques et de polymères développés pour cette application.

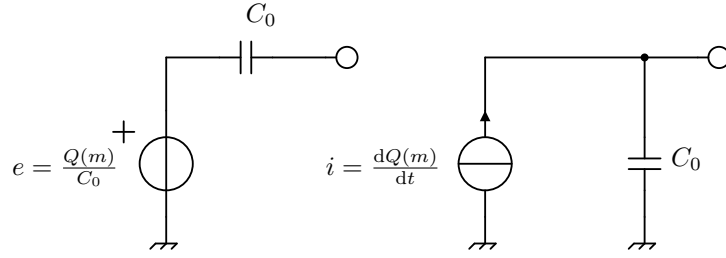


FIGURE 18. Circuits équivalents possibles pour représenter un capteur générateur de charges.

- Une variation de température engendre la génération de charges par effet pyroélectrique (sulfate de triglycine, par exemple).

En figure 18, on peut voir deux façons différentes de représenter le comportement électrique d'un capteur générateur de charges. La première sur la gauche est une équivalence de type Thévenin, à laquelle on rajoute une résistance en parallèle au condensateur C_0 , pour représenter les pertes internes au capteur. La deuxième est en revanche une équivalence de type Norton. Selon les nécessités et l'opportunité, on utilise l'un ou l'autre circuit pour représenter le fonctionnement du capteur du côté électrique. Passons maintenant à quelques exemples de capteurs de ce type.

4.2. Exemples.

4.2.1. *Capteurs pyroélectriques pour la détection infrarouge.* Une des applications les plus répandues des capteurs pyroélectriques est la détection de la lumière infra rouge. Les systèmes sensibles à la présence des personnes dans un environnement, pour activer des alarmes ou pour allumer automatiquement la lumière, sont souvent basés sur cette technique. Un exemple est donné figure 19, où l'on trouve un capteur sensible dans l'infrarouge thermique avec des longueurs d'onde comprises entre environ $5\ \mu\text{m}$ et $12\ \mu\text{m}$.

On remarque la présence d'un transistor à effet de champ à l'intérieur du dispositif, pour amplifier les signaux avant même qu'ils sortent du boîtier. Un système de détection de mouvement couple un capteur de ce type avec une lentille de Fresnel et un circuit qui amplifie le signal. Une alarme est déclenchée lorsque le signal obtenu a des variations supérieures à un seuil fixé.

4.2.2. *Capteurs piézo-électriques.* Lorsqu'un matériau piézo-électrique est soumis à l'application d'une contrainte mécanique, une polarisation est générée. Des électrodes opportunément positionnés sur celui-ci permettent de disposer d'une certaine charge, proportionnelle à la contrainte mécanique. Ce principe est réversible : cela a permis la naissance d'une vaste série de capteurs et d'actuateurs basés sur ce phénomène.

Plusieurs exemples de capteurs piézo-électriques existent : microphones, accéléromètres, capteurs de déplacement. Nous citons aussi une application musicale dans les « pads » des batteries électroniques, où un disque piézoélectrique détecte le coup frappé par le batteur.

4.3. **Conditionnement.** Plusieurs techniques existent pour le conditionnement des capteurs fournissant une charge (voir par exemple [TI SLOA033A] pour un article spécifique aux capteurs piézo-électriques). L'idée de base est que si l'on charge une capacité à l'aide de la charge fournie, on obtient une tension proportionnelle à cette dernière. Cela peut se faire en exploitant la capacité naturelle du capteur. Si l'on observe l'équivalent Thévenin montré figure 18, on peut comprendre cette façon de fonctionner. Le condensateur C_0 , interne au capteur, présente une tension à ses bornes une fois chargé. Si l'on est capable de

Pyroelectric Infrared Sensors



Dual Type Pyroelectric Infrared Sensor IRA-E700 Series

2

Pyroelectric infrared sensors, IRA series, exhibit high sensitivity and reliable performance made possible by Murata's ceramic technology and Hybrid IC technique expertise developed over many years.
 IRA-E700 series realizes cost benefits and higher performance with a new infrared sensor element of improved material parameters and fabrication.
 IRA-E700 series is available in two types.
 IRA-E710ST0 has enhanced immunity to RFI (Radio Frequency Interference).

■ Features

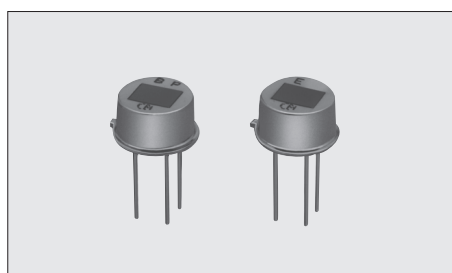
1. High sensitivity and excellent S/N ratio
2. High stability to temperature changes
3. Slight movement can be detectable.
4. High immunity to external noise (Vibration, RFI etc.)
5. Custom design is available.
6. Higher in cost-performance

■ Applications

1. Security
2. Lighting appliances
3. Household or other appliances

■ Rating (25°C)

Part Number	IRA-E700ST0	IRA-E710ST0
Responsivity (500K, 1Hz, 1Hz)	4.3mV _{pp} (Typ.)	
Field of View	$\theta_1 = \theta_2 = 45^\circ$	
Optical Filter	5μm long-pass	
Electrode	(2.0 × 1.0mm) × 2	
Supply Voltage	2 to 15V	
Operating Temperature	-40 to 70°C	
Storage Temperature	-40 to 85°C	



■ Dimensions & Circuit Diagrams

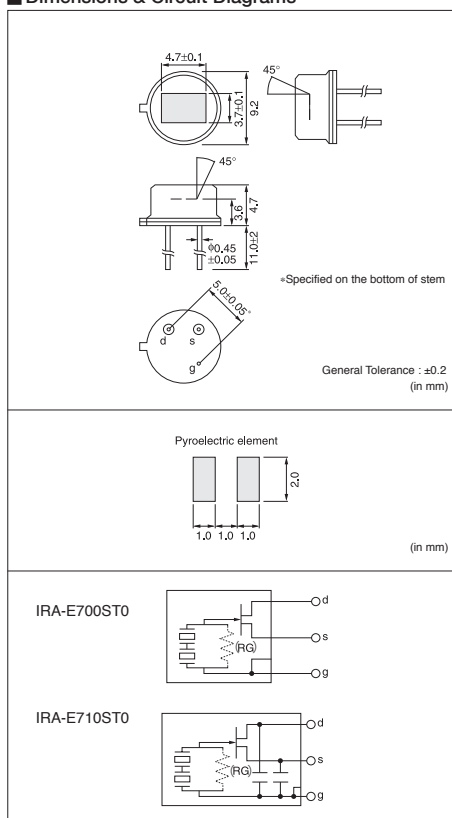


FIGURE 19. Extrait de fiche technique du capteur pyroélectrique IRA-E700 produit par Murata.

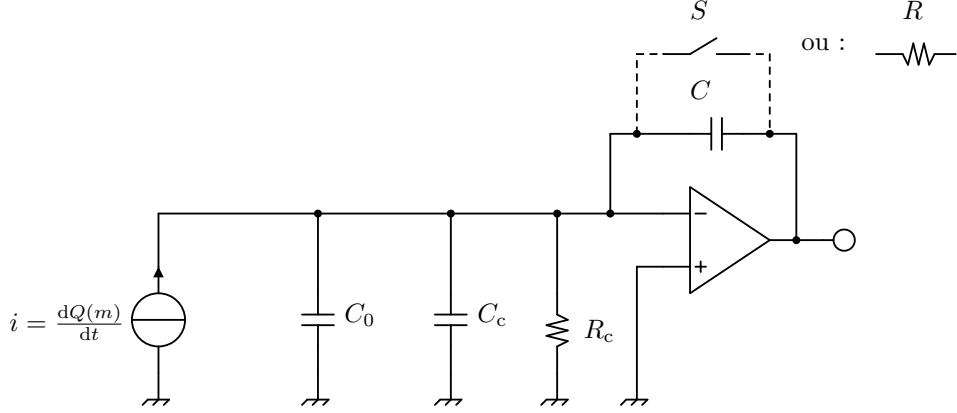


FIGURE 20. Circuit de conditionnement utile pour les capteurs délivrant une charge.

la mesurer sans décharger le condensateur (ou en tout cas, sans le faire trop rapidement), on atteint notre objectif. Donc, cela s'obtient en exploitant un amplificateur à impédance d'entrée élevée.

Une deuxième possibilité est d'utiliser le circuit donné figure 20, où un amplificateur opérationnel est utilisé pour intégrer la charge fournie par le capteur. Une analyse du circuit, en supposant idéal l'amplificateur opérationnel, nous conduit à observer que le courant du capteur ne circule pas dans les condensateurs C_0 et C_c . Ceux ci représentent respectivement la capacité interne du capteur et la capacité du câble de liaison. Le courant ne circule pas dans la résistance R_c , qui représente la résistance d'isolation du câble. Toute la charge débitée par le capteur charge la capacité C dans l'anneau de contre-réaction de l'amplificateur opérationnel. La tension à la sortie du circuit est donc :

$$V_s = -\frac{Q(m)}{C} \quad (4.1)$$

Un problème de ce circuit est qu'il n'existe pas de contre-réaction en continu. Une fois le circuit mis en marche, le condensateur C_0 peut se charger, par exemple à cause des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel utilisé. Cela veut dire qu'après un certain temps la tension V_s se rapproche des rails d'alimentation et tôt ou tard l'amplificateur sature.

Un premier moyen de contourner cette difficulté consiste à placer un interrupteur en parallèle au condensateur C , pour le décharger au début de chaque mesure. Une deuxième solution classique consiste à mettre une résistance R en parallèle avec le condensateur C . Pour ce dernier cas, une analyse dans le domaine de Laplace nous permet d'écrire :

$$V_s(p) = -\frac{Q(p)}{C} \frac{pRC}{1 + pRC} \quad (4.2)$$

c'est à dire une expression similaire à l'équation 4.1, à laquelle on rajoute un terme de type passe-haut avec fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.3)$$

Dans ce cas, il faut dimensionner R et C pour avoir une bande passante adaptée à l'application considérée et permettant d'assurer la stabilité du circuit.

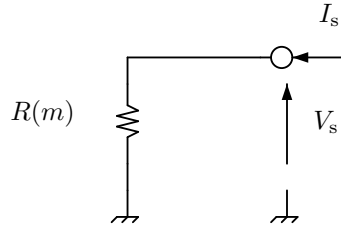


FIGURE 21. Circuit équivalent d'un capteur résistif : une « simple » résistance de valeur liée à la grandeur physique à mesurer.

5. Capteurs résistifs

Beaucoup de capteurs se comportent comme des résistances variables, dont la valeur est liée au mesurande. Le circuit équivalent, montré figure 21, est donc une simple résistance.

A priori, un certain nombre de phénomènes physiques ont une influence sur la résistance d'un matériau conducteur ou semi-conducteur. Tout mesurande qui agit sur les caractéristiques suivantes d'un conducteur ou d'un semi-conducteur est capable d'en faire varier la résistivité :

- la mobilité des porteurs (température, contrainte, champ magnétique)
- la densité des charges libres (température, flux lumineux)
- les dimensions géométriques (contraintes, position d'un curseur)

Nous allons présenter quelques exemples de capteurs basés sur des principes physiques différents.

5.1. Exemples.

5.1.1. *Photorésistance*. Si l'on considère un barreau de semi-conducteur, la résistance de ce dernier est étroitement liée à la densité de porteurs (électrons et trous) qui peuvent participer à la conduction. Dans le cas d'un semi-conducteur intrinsèque, cette densité est relativement faible, ce qui rend sa résistance relativement élevée. Si en revanche le barreau de semi-conducteur est soumis à un flux de photons d'énergie suffisante pour créer des paires électron/trous, la densité de porteurs libres augmente suite à cet éclairage. Nous avons un dispositif dont la résistance dépend du flux de lumière incidente.

Des cellules qui exploitent les propriétés du sulfure de cadmium (CdS) sont utilisées pour les mesures d'éclairage. Ces composants sont sensibles dans les longueurs d'onde du visible. En figure 22 on voit une courbe reliant la résistance d'une photorésistance Silonex NORPS-12 en fonction du flux lumineux. On remarque la possibilité de faire varier la résistance en mesurant ce dernier sur 4 décades au moins, la résistance en obscurité étant de quelques megaohms.²

5.1.2. *Sonde de température au platine « Pt100 »*. Une sonde « Pt100 » est formée par un enroulement d'un fil de platine sur un support de protection en verre ou en céramique, de manière à présenter une résistance de 100 Ω à une température de 0 °C. La résistance R de cet enroulement a une dépendance en température T_x plutôt bien représentée par l'équation suivante :

$$R(T_x) = R_0(1 + AT_x) \quad (5.1)$$

2. On peut remarquer la mesure de l'intensité lumineuse en pieds-chandelle, alors que dans le S.I. l'unité correspondante est le lux. Les symboles et les unités utilisés ne sont pas non plus écrits de façon correcte. On trouve malheureusement encore très souvent ce type de choses dans la littérature et dans les fiches techniques on trouve tout, y compris des erreurs.

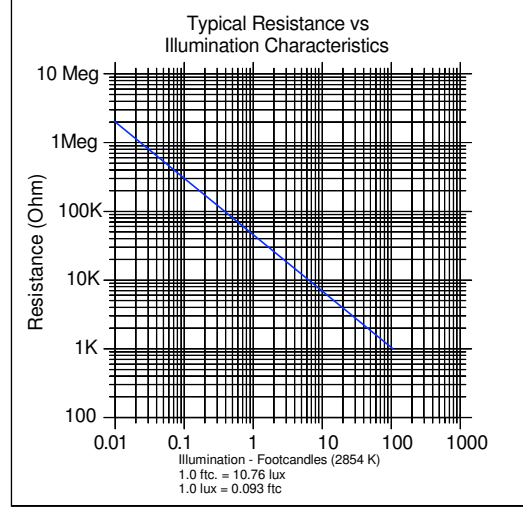


FIGURE 22. Extrait de fiche technique de la photorésistance NORPS-12 de chez Silonex.

où $R_0 = 100 \Omega$ et $A = 3,85 \times 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$. La loi linéaire donnée par l'équation (5.1) permet d'obtenir une erreur inférieure à $0,5 \text{ } ^\circ\text{C}$ sur la mesure de températures allant de $0 \text{ } ^\circ\text{C}$ à $100 \text{ } ^\circ\text{C}$. Comme nous avons vu pour les thermocouples au paragraphe 2.2.2, des lois polynomiales plus complexes existent pour obtenir une plus haute fidélité. La norme IEC 751 spécifie la relation entre la température mesurée et la résistance électrique et définit deux classes de tolérance (A et B) selon les performances demandées.

Des variantes de ce capteur fonctionnant avec le même principe sont le Pt500 et Pt1000, où dans la relation (5.1) la valeur de R_0 vaut respectivement 500Ω et 1000Ω .

La figure 23 montre une fiche technique commune à plusieurs capteurs Pt100, Pt500 et Pt1000. On remarque la classe de tolérance « B », ainsi que le coefficient A à utiliser dans l'équation (5.1).

5.1.3. *Jauges d'extensométrie (strain gauges ou strain gages)*. L'idée à la base de la construction d'une jauge d'extensométrie est qu'un conducteur soumis à une contrainte mécanique voit sa résistance électrique varier. Pour mieux comprendre ce phénomène, nous observons qu'un fil conducteur homogène soumis à traction tend à augmenter sa longueur l et réduire légèrement sa section S , ce phénomène étant réversible tant que l'on reste dans les limites de déformation élastique de ce qui compose le fil. La résistance électrique de ce fil est donnée par l'équation suivante, bien connue :

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad (5.2)$$

où ρ est la résistivité du matériau choisi. On peut en déduire que toute déformation mécanique agissant sur l et S entraîne un changement de la résistance électrique. Si cette analyse est simple, elle cache souvent que le changement le plus important est celui de ρ , qui dépend aussi de la contrainte appliquée. Suite à l'application d'une contrainte, une déformation $\Delta l/l$ induit un changement de résistance $\Delta R/R$. Cela conduit à la relation suivante :

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{\Delta l}{l} \quad (5.3)$$

où le coefficient de proportionnalité K est appelé facteur de jauge et varie entre 2 et 4 pour la plupart des métaux et 50 et 200 en module pour les semi-conducteurs.

5.2. Précautions. Lors de la mesure de la résistance, plusieurs précautions sont à prendre pour assurer une mesure correcte :

Platinum Resistance Temperature Detector sealed with Cement in a Cylindrical Ceramic Body

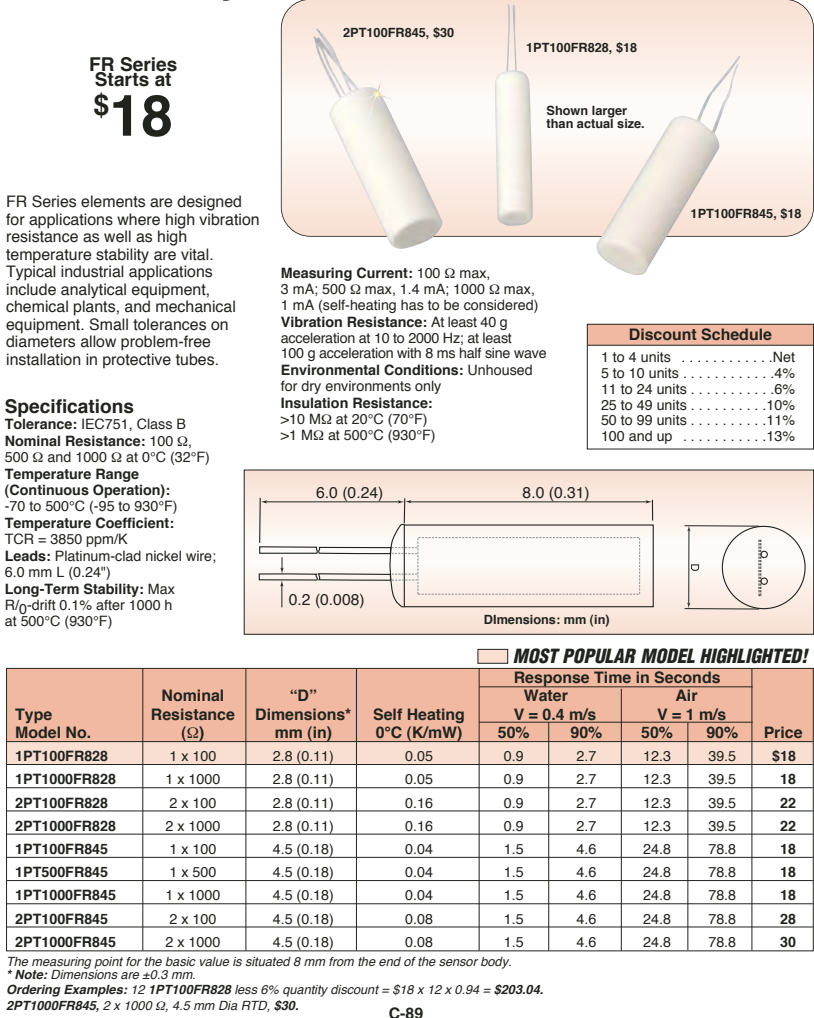


FIGURE 23. Fiche technique d’une famille de capteurs de température au platine, de chez Omega engineering.

- Il faut contrôler la puissance électrique dissipée par effet Joule dans la résistance. Cela induit des phénomènes d’auto-échauffement qui donnent lieu à une augmentation de température du capteur.
- Les fils de liaison ont une résistance non nulle.
- Le capteur pouvant se trouver dans des environnement industriels, il faut soigner l’isolement et la protection de cet élément et des conducteurs.

5.3. Conditionnement. On peut distinguer deux nécessités selon le type de capteur utilisé :

- L’information sur la mesure à effectuer est donnée par la mesure de la résistance $R(m)$
- On s’intéresse plutôt à une variation de résistance : $R = R_0 + \Delta R(m)$

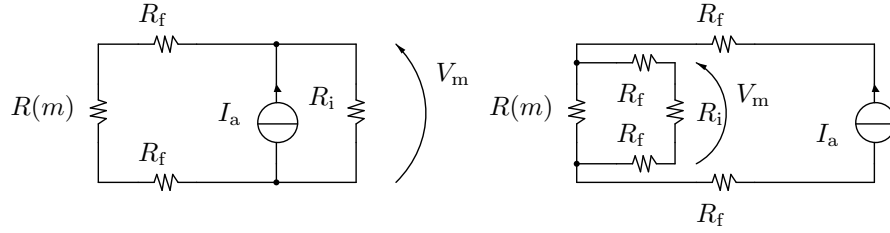


FIGURE 24. Stratégies de conditionnement adoptées pour un capteur résistif (mesure absolue de résistance). Sur la gauche, mesure à 2 fils. Sur la droite, mesure à 4 fils.

Ces stratégies de conditionnement sont différentes, on les traitera donc séparément.

5.3.1. *Mesure absolue d'une résistance $R(m)$* . Lorsque l'information est donnée par la mesure absolue d'une résistance (c'est le cas par exemple de la sonde platine décrite au paragraphe 5.1.2), on peut envisager d'alimenter le capteur avec un courant I_a connu. La tension V_m que l'on prélève à ses bornes est reliée au courant par la loi de Ohm bien connue :

$$V_a = R(m)I_m \quad (5.4)$$

En réalité, le capteur pouvant se trouver loin du système de conditionnement, à la résistance $R(m)$ se rajoutent les résistances R_f dues aux fils de liaison, comme montré en figure 24 sur la gauche. Ce que l'on mesure est la résistance $R(m) + 2R_f$. Nous avons aussi explicitement représenté figure 24 montrant la résistance R_i , équivalente au voltmètre. Les voltmètres électroniques permettent de dépasser assez facilement les dizaines voire les centaines de megaohms. Ces valeurs sont telles que R_i est considérée infinie dans un bon nombre d'applications. L'influence de R_f peut en revanche être néfaste et dépendante de facteurs peu contrôlables. Ce type de mesure est appelé « mesure à deux fils », pour la distinguer avec la technique de « mesure à quatre fils » que nous allons décrire par la suite.

L'idée à la base de la technique dite à quatre fils (ou « contact Kelvin ») est représentée sur la figure 24, à droite. L'idée est d'utiliser deux fils différents pour transporter le courant de mesure et un deuxième couple de conducteurs pour effectuer la mesure de tension. Les câbles utilisés pour mesurer la tension aux bornes de $R(m)$ ne transportent pratiquement pas de courant, R_i étant élevée. V_i est donc insensible aux résistances des fils R_f .

5.4. Mesure d'une variation de résistance : pont de Wheatstone. Lorsque l'on souhaite mesurer la variation d'une résistance autour d'une position d'équilibre (c'est le cas avec les jauges d'extensométrie vues au paragraphe 5.1.3), on exploite le montage en pont de Wheatstone donné figure 25.

Le principe est de mesurer la différence de tension entre les noeuds A et B, qui est nulle pour un pont parfaitement équilibré $R_2R_3 = R_1R_4$. Deux types d'alimentations sont utilisés :

- Alimentation en tension, où une source de tension est utilisée pour l'excitation du pont (le courant circulant dans le pont peut varier si les résistances changent). En calculant V_{AB} comme différence entre deux ponts diviseurs de tension, on obtient :

$$V_{AB} = \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)} E \quad (5.5)$$

- Alimentation en courant, où une source de courant est utilisée (la tension d'excitation peut varier). On peut calculer V_{AB} en écrivant d'abord le courant circulant dans chaque moitié du pont, en obtenant :

$$V_{AB} = \frac{R_2R_3 - R_1R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} I_a \quad (5.6)$$

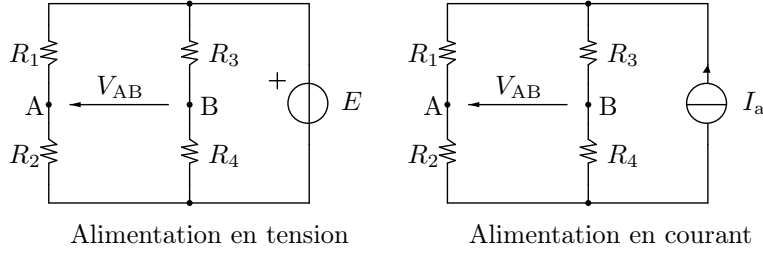


FIGURE 25. Ponts de Wheatstone, alimentation en tension ou en courant.

Ces expressions sont complètement générales, mais dans les utilisations pratiques, on différencie les situations selon le nombre d'éléments variables.

5.4.1. *Un seul élément variable.* Une seule des quatre résistances du pont constitue notre capteur. On pose :

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2(m) \quad (5.7)$$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_0 \quad (5.8)$$

Dans le cas d'une alimentation du pont en tension, en utilisant l'équation (5.5), on peut trouver :

$$V_{AB} = \frac{\Delta R_2(m)}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2(m)}{2R_0}} \cdot \frac{E}{4} \quad (5.9)$$

On observe que la tension V_{AB} dépend de façon non linéaire de ce que l'on veut mesurer, c'est à dire de $\Delta R_2(m)$. Si en revanche $\Delta R_2(m) \ll R_0$, on peut écrire :

$$V_{AB} \approx \frac{\Delta R_2(m)}{R_0} \cdot \frac{E}{4} \quad (5.10)$$

Avoir une réponse non linéaire n'est pas un défaut en soi, car on peut la prendre en compte lors des calculs à la fin de la chaîne de mesure. Cependant, c'est un effet à prendre en considération. Pour une alimentation en courant, on peut écrire :

$$V_{AB} = \Delta R_2(m) \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2(m)}{4R_0}} \cdot \frac{I_a}{4} \approx \Delta R_2 \frac{I_a}{4} \quad (5.11)$$

où, encore une fois, la linéarisation est justifiée seulement si $\Delta R_2(m) \ll R_0$. On remarque cependant que dans le cas de l'alimentation en courant le terme non linéaire est deux fois moins important que dans le cas de l'alimentation en tension, ce qui représente un certain avantage pour la première.

5.4.2. *Deux éléments variables.* Nous avons maintenant :

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1(m) \quad (5.12)$$

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2(m) \quad (5.13)$$

$$R_3 = R_4 = R_0 \quad (5.14)$$

La tension de déséquilibre V_{AB} est :

— alimentation en tension :

$$V_{AB} = \frac{\Delta R_2(m) - \Delta R_1(m)}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2(m) + \Delta R_1(m)}{2R_0}} \cdot \frac{E}{4} \quad (5.15)$$

— alimentation en courant :

$$V_{AB} = (\Delta R_2(m) - \Delta R_1(m)) \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2(m) + \Delta R_1(m)}{4R_0}} \cdot \frac{I_a}{4} \quad (5.16)$$

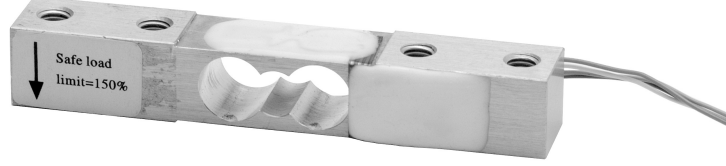


FIGURE 26. Photographie tirée de la fiche technique de la cellule de charge DF2S-5 et DF2S-3 de chez HBM. Quatre jauges de contrainte sont fixées sur un support déformable qui fonctionne en tant que ressort et sont montées dans une configuration « push-pull ».

On remarque que ces expressions se simplifient si $\Delta R_2 = -\Delta R_1 = \Delta R(m)$ (montage dit en « push-pull »). Dans ce cas :

— alimentation en tension :

$$V_{AB} = \frac{\Delta R(m)}{R_0} \cdot \frac{E}{2} \quad (5.17)$$

— alimentation en courant :

$$V_{AB} = \Delta R(m) \frac{I_a}{2} \quad (5.18)$$

On observe avant tout qu'il s'agit maintenant d'expressions linéaires et que la sensibilité est plus élevée que dans le cas où seulement un élément sensible est présent. Cette configuration est utilisée pour les jauges de contraintes montées en traction/compression où l'on peut utiliser la symétrie mécanique du système.

5.4.3. *Quatre éléments variables.* Nous considérons tout de suite une situation similaire au montage « push pull » étudié précédemment :

$$R_1 = R_0 - \Delta R(m) \quad (5.19)$$

$$R_2 = R_0 + \Delta R(m) \quad (5.20)$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R(m) \quad (5.21)$$

$$R_4 = R_0 - \Delta R(m) \quad (5.22)$$

La tension de déséquilibre V_{AB} est donc :

— alimentation en tension :

$$V_{AB} = \frac{\Delta R}{R_0} E \quad (5.23)$$

— alimentation en courant :

$$V_{AB} = \Delta R I_a \quad (5.24)$$

On peut observer que ces expressions sont linéaires (alors que dans certains des cas précédents la linéarité était valable seulement pour des petits changements des valeurs des résistances).

5.5. Exemple : jauge d'extensométrie en pont de Wheatstone. Le montage en pont de Wheatstone avec quatre éléments sensibles disposés en configuration « push pull » est d'emploi courant avec les jauges d'extensométrie. Dans les figures 26 et 27, on observe des extraits de fiche technique d'un groupe de jauges de contrainte montées sur un élément déformable qui fonctionne en tant que ressort (l'ensemble s'appelle aussi « cellule de charge »). Des éléments similaires constituent le cœur de petites balances électroniques exploitables pour des applications très variées.

Le paramètre « sensitivity » de la figure 27 est intéressant. Celui-ci indique, pour une alimentation en tension, la tension différentielle en sortie (les jauges de contraintes sont

Specifications

Type		DF2S-5						DF2S-3					
Max. capacity (E_{\max})	kg	1	3	5	10	15	20	1	3	5	10	15	20
Max. platform size	mm	150 x 150						150 x 150					
Sensitivity (C_n)		$2 \pm 10 \%$ (1 kg: $1.8 \pm 10 \%$)						$2 \pm 10 \%$ (1 kg: $1.8 \pm 10 \%$)					
Zero balance	mV/V	0 ± 0.5						0 ± 0.5					
Temperature effect on zero balance (TK_0)	% of C_n	± 0.5000						± 0.2000					
Temperature effect on sensitivity (TK_C)	/ 10 K	± 0.1000						± 0.0500					
Hysteresis error (d_{hy})		± 0.0500						± 0.0300					
Non-linearity (d_{lin})	% of C_n	± 0.0500						± 0.0300					
Creep (d_{cr}) over 5 min.		± 0.0500						± 0.0300					
Off center load error ¹⁾	%	± 0.1000						± 0.0500					
Input resistance (R_{iC})	Ω	1000 ± 10						1000 ± 10					
Output resistance (R_o)		1000 ± 10						1000 ± 10					
Reference excitation voltage (U_{ref})		5						5					
Nominal range of excitation voltage (B_U)	V	5 ... 15						5 ... 15					
Insulation resistance (R_{is})	G Ω	> 2						> 2					
Nominal temperature range (B_T)		-10 ... +40 [+14 ... +104]						-10 ... +40 [+14 ... +104]					
Service temperature range (B_{ts})	$^{\circ}\text{C}$ [$^{\circ}\text{F}$]	-20 ... +50 [-4 ... +122]						-20 ... +50 [-4 ... +122]					
Storage temperature range (B_{st})		-30 ... +70 [-22 ... +158]						-30 ... +70 [-22 ... +158]					
Limit load (E_L)		150						150					
Lateral load limit (E_{lg}), static	%	300						300					
Breaking load (E_d)	of E_{\max}	150						150					
Deflection at E_{\max} (s_{nom}), approx.	mm	< 0.4						< 0.4					
Weight (G), approx.	g	30						30					
Protection class according to EN60529 (IEC529)		IP54						IP54					
Material: Measuring element		Aluminum						Aluminum					
Coating		Silicone rubber						Silicone rubber					

¹⁾ At loading with 30 % of max. capacity and 75 mm excentricity.

FIGURE 27. Caractéristiques techniques tirées de la fiche technique des jauges d'extensométrie DF2S-5 et DF2S-3 de chez HBM.

montées en configuration pont de Wheatstone). Par exemple, si l'on choisit d'alimenter le pont avec une tension de 3,3 V, on obtient $V_{AB} \approx 6,6 \text{ mV}$ à la pleine échelle.

6. Capteurs réactifs

Il existe une vaste famille de capteurs réactifs. Ces dispositifs transforment le mesurande en une variation de capacité ou d'inductance. Par exemple, une bobine noyée dans le sol peut détecter une voiture à l'entrée d'un parking par un changement de son inductance ou facteur de pertes. Une autre application importante d'un capteur inductif de déplacement linéaire est le transformateur différentiel variable linéaire. Il s'agit d'un transformateur dont le noyau peut être déplacé pour modifier le couplage entre les enroulements. La bobine d'entrée est alimentée par une tension alternative d'amplitude constante. Deux bobines de sortie (connectées avec une phase de 180°) délivrent à leur sortie une tension alternative dont l'amplitude dépend de la position du noyau par rapport aux bobines.

Il existe une vaste gamme de capteurs de proximité ou de position fonctionnant sur un principe capacitif. Nous citons aussi les microphones à condensateur qui peuvent aussi inclure un matériau « electret » capable de garder un état de polarisation pratiquement permanente.

Nous ne décrivons pas cette classe de capteurs de manière très détaillée. Nous nous contenterons de présenter quelques points qui peuvent être considérés :

- la mesure d'une réactance implique l'emploi de signaux en courant alternatif, pas forcément sinusoïdaux, mais toujours variables dans le temps
- si la réactance est placée dans un oscillateur, ses changements peuvent être détectés par la variation de la fréquence de sortie, facilement mesurable avec des compteurs numériques
- il existe de nombreuses variantes du pont de Wheatstone, adaptées aux éléments réactifs et fonctionnant en courant alternatif (pont de Maxwell, pont de Sauty, etc.).

7. Conclusion

Dans ce chapitre, plusieurs familles de capteurs électriques différents ont été décrites. Nos descriptions étaient orientées vers leur représentation dans un circuit électronique. Nous nous sommes donc plutôt intéressés aux caractéristiques électriques qu'aux principes de fonctionnement. Ainsi, nous avons traité en même temps les circuits de conditionnement adoptés pour chaque type de capteur. Nous avons essayé de suivre une approche pratique et plusieurs exemples tirés de fiches techniques ont été discutés.

Bibliographie

- [Malvino, 2008] A. P. Malvino, *Principes de l'électronique*, 7e édition, Dunod, Paris 2008.
- [Horowitz and Hill, 2015] P. Horowitz, A. Hill, *The Art of Electronics*, 3rd édition, Cambridge University Press, 2015.
- [Asch, 2003] G. Asch et collaborateurs, *Acquisition de données, du capteur à l'ordinateur*, 2me édition, Dunod, Paris 2003.
- [NIST, ITS-90] NIST ITS-90 Thermocouple Database NIST Standard Reference Database 60, Version 2.0 (Web Version) http://srdata.nist.gov/its90/main/its90_main_page.html
- [Bucci, 2017] D. Bucci, *Analog Electronics for Measuring Systems*, ISTE/WILEY 1st ed., 2017.
- [Poly 1A PMP] P. Benech, D. Bucci, L. Monts, F. Poinssotte, J. Potte, N. Ruty, *Electronique Phelma 1A PMP*, polycopié édition 2011-2012
- [Poly 1A PET] Laurent Aubard, Jalal Jomaah, Nathalie Mathieu, Patrice Petitclair, Fanny Poinssotte, Lionel Bastard *Electronique Phelma 1A PET*, polycopié édition 2011-2012
- [TI SBOA055A] T. Wang, B. Erhman, *Compensate Transimpedance Amplifiers Intuitively* Application Report SBOA055A, March 1993 - Revised March 2005, Texas Instruments
- [BB SBOA061] *Designing photodiode amplifier circuits with OPA128* Application Bulletin, January 1994, Burr-Brown/Texas Instruments
- [TI SLOA033A] J. Karki, *Signal Conditioning Piezoelectric Sensors* Application Report SLOA033A, September 2000, Texas Instruments