

Chapitre 5

Capteurs et conditionneurs

5.1 Introduction—Exemples

5.1.1 Terminologie

Le *mesurande* m est la grandeur physique à mesurer, par exemple un déplacement, une vitesse, une pression, une température, un flux lumineux.

Le *capteur* (*sensor*) est le premier élément de la chaîne de mesure : il traduit l'action du mesurande en une grandeur électrique $s = f(m)$ où la caractéristique f est déterminée par les lois physiques du capteur (c'est un transducteur particulier).

Côté sortie, le capteur se présente, du point de vue électrique :

- comme un générateur : s est un courant, une tension ou une charge; le capteur est dit *actif* et délivre directement un signal électrique;
- ou comme une impédance : s est une résistance, une self ou une capacité; le capteur est dit *passif* et une source extérieure est nécessaire pour obtenir un signal électrique; l'ensemble capteur passif et circuit *conditionneur* se comporte comme une source électrique.

5.1.2 Exemples de capteurs actifs

Les capteurs passifs sont généralement des convertisseurs d'énergie (mécanique, thermique, radiative, ...) en énergie électrique.

- effet thermoélectrique (Seebeck) : la force électromotrice (ddp) du thermocouple est la somme des effets de la soudure entre les deux métaux (effet Peltier) et du gradient de température dans le métal (effet Thomson).
- effet piézoélectrique
- induction électromagnétique : ddp produite par la variation du flux causée par le déplacement d'un conducteur par rapport à un champ magnétique
- effet photoélectrique : photovoltaïque (photopiles) ou photoconducteur (photodiodes), voir 4.6.2, p. 48.
- effet Hall (le capteur n'est pas un convertisseur d'énergie dans ce cas) : une ddp apparaît perpendiculairement au courant dans un matériau soumis à un champ magnétique.

5.1.3 Exemples de capteurs passifs

L'impédance d'un capteur passif peut dépendre de la géométrie du capteur et des propriétés électriques des matériaux qui le constituent :

- la résistance d'un conducteur filiforme dépend de sa section S , de sa longueur l et de la résistivité ρ du conducteur $R = \rho \frac{l}{S}$
- la capacité d'un condensateur plan dépend de la distance e entre les conducteurs, de leur surface S et de la permittivité diélectrique de l'isolant $C = \varepsilon \frac{S}{e}$
- la self-inductance d'un solénoïde dépend de sa section S , du nombre N d'enroulements, de la longueur l et de la perméabilité magnétique μ du noyau $L = \mu N^2 \frac{S}{l}$

5.1.3.1 Effets de géométrie

La géométrie du capteur peut être modifiée s'il comporte un élément mobile : par exemple, la position d'un curseur sur un potentiomètre, le niveau d'un fluide dans un réservoir dont les parois constituent les armatures d'un condensateur, ou la position du noyau mobile d'une inductance.

Cette géométrie peut aussi être simplement modifiée par les déformations induites par les forces appliquées ou les changements de paramètres thermodynamiques (dilatation notamment).

5.1.3.2 Effets des propriétés électromagnétiques des matériaux

Les propriétés électromagnétiques des matériaux sont fonction de paramètres environnementaux, comme la température, la pression, l'humidité, le flux optique incident,... En choisissant de façon adéquate le matériau et la géométrie pour optimiser la sensibilité, chacune de ses influences peut servir de principe à la constitution d'un capteur passif.

Exemples :

- la température influe sur la résistivité \Rightarrow thermistances métalliques ou à semi-conducteurs ;
- le flux optique peut modifier la résistivité de certains semi-conducteurs \Rightarrow photorésistances ;
- les contraintes mécaniques modifient la résistance du matériau auxquelles elles sont appliquées \Rightarrow jauges extensométriques (ou jauges de contraintes).

5.1.4 Notion de corps d'épreuve

Il est parfois plus facile de mesurer l'effet d'un mesurande primaire m_1 sur un transducteur appelé *corps d'épreuve* qui le traduit en mesurande secondaire m_2 auquel est sensible le capteur. Par exemple, pour évaluer une force (mesurande primaire), on peut l'appliquer à une barre en flexion ; elle produit alors une déformation (mesurande secondaire) qui peut être mesurée par une jauge de contrainte. Une pression acoustique appliquée à une membrane provoque son déplacement qui peut être mesuré par un capteur : c'est le principe du microphone électrodynamique.

5.2 Caractéristiques de la chaîne de mesure

5.2.1 Caractéristiques du capteur

Le relevé de la loi $s = f(m)$ constitue l'*étalonnage* du capteur.

L'*étendue de mesure* est l'intervalle $[m_1, m_2]$ de valeurs du mesurande à l'intérieur duquel la relation $s = f(m)$ est exploitable pour évaluer m .

On définit la *sensibilité* du capteur $S = \frac{ds}{dm}$. Lorsque le mesurande n'est pas fonction du temps, le capteur délivre un signal continu et on parle de sensibilité statique, S_0 . Si le mesurande est fonction du temps, on caractérise le capteur par sa sensibilité dynamique qui dépend de la fréquence. Le capteur est *linéaire* si S est indépendante du mesurande m . En statique, la caractéristique du capteur est une droite. L'erreur de linéarité est l'écart entre la caractéristique réelle et son approximation linéaire.

En première approximation, le capteur peut être modélisé par un système du premier ordre régi par l'équation différentielle :

$$s(t) + \tau \frac{ds}{dt} = S_0 m(t)$$

Il est linéaire si S_0 et τ sont indépendants de m . Sa fonction de transfert s'écrit alors :

$$S(f) = \frac{S_0}{1 + 2\pi j f \tau}$$

Il se comporte alors comme un passe-bas du premier ordre. Mais on rencontre aussi des capteurs se comportant comme des systèmes du second ordre (autorisant alors des résonnances).

5.2.2 Erreurs de mesure

5.2.2.1 Erreurs déterministes

Les erreurs déterministes sont des décalages de signe en général connu qui provoquent un biais dans les mesures. Elles peuvent être partiellement compensées... tant qu'elles restent faibles.

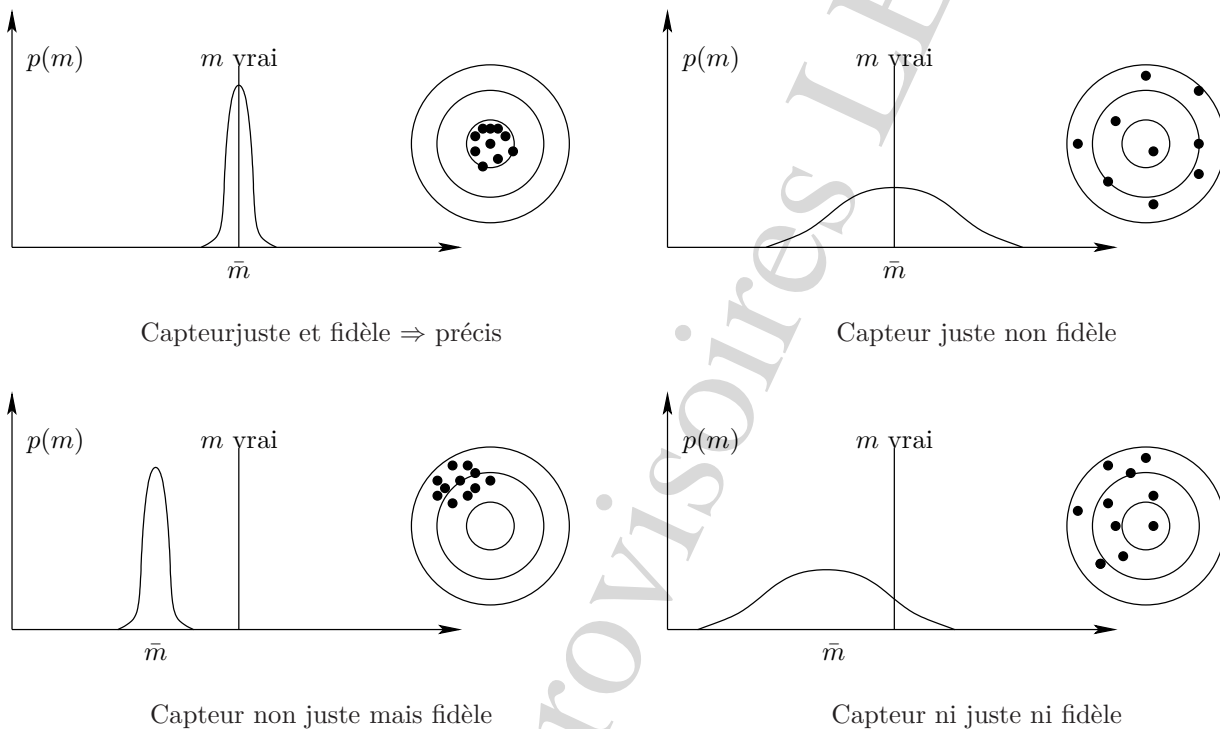
- erreur d'étalonnage (notamment en cas de vieillissement du capteur)

- erreur de rapidité si la constante de temps de la chaîne de mesure est trop grande par rapport par exemple à la période du signal
 - erreur de finesse : elle caractérise la perturbation systématique induite par le capteur et ses liaisons sur le système physique (on parle aussi de la discrétion du capteur) ; elle dépend du capteur et de son couplage avec le milieu.
 - la finesse d'un voltmètre dépend du rapport $R_{\text{Voltm.}}/R_{\text{Th}}$ entre sa résistance interne et la résistance de Thévenin du circuit vu par le voltmètre
 - la finesse d'une thermistance est d'autant meilleure que l'effet Joule d'auto-échauffement est faible, la capacité calorifique de la thermistance faible devant celle du milieu.
- La suppression des contacts mécaniques et thermiques permet d'améliorer la finesse d'un capteur : les meilleures finesesses sont obtenues par la télédétection (par exemple par effet Doppler pour mesurer une vitesse).

5.2.2.2 Erreurs aléatoires

Les erreurs aléatoires dont le signe n'est pas connu a priori contribuent à la dispersion des mesures : erreurs de lecture, erreur de quantification (en numérique), erreurs dues aux signaux parasites et bruits divers, aux fluctuations des sources...

5.2.2.3 Précision d'un capteur



5.2.3 Grandeurs d'influence sur la chaîne

Grandeurs parasites susceptibles d'affecter le signal électrique délivré par le capteur indépendamment du mesurande. Grandeurs d'influence ambiantes :

- la température qui modifie à la fois la géométrie et les propriétés physiques du matériau ;
- la pression, les accélérations et vibrations ;
- la lumière ambiante (naturelle et artificielle) ;
- l'humidité ;
- les champs électromagnétiques en général ;
- les fluctuations des alimentations électriques.

Réduction des erreurs liées aux grandeurs d'influence :

- en s'en protégeant : isolation thermique, découplage mécanique, filtrage optique ou électronique, blindage magnétique, découplage électrique ;
- en les fixant : enceinte thermostatée, alimentation régulée ;

- en les compensant par une structure différentielle de la chaîne (deux capteurs en opposition tous deux soumis à la grandeur d'influence, mais avec un seul sensible au mesurande).

5.3 Capteurs de température

5.3.1 Introduction : bilan thermique

5.3.2 Principes physiques et capteurs de température

5.3.2.1 Thermocouples

5.3.2.2 Thermométrie à diodes et transistors

Voir 4.4, p. 464.4.

5.3.3 Thermométrie résistive

La sensibilité thermique $s_R(T)$ et le coefficient de température $\alpha_R(T)$ d'une thermistance R sont définis respectivement par :

$$s_R(T) = \frac{dR}{dT} \quad \text{et} \quad \alpha_R(T) = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} \quad \text{où } T \text{ est la température absolue en Kelvin}$$

5.3.3.1 Résistances métalliques

Capteurs linéaires, peu sensibles mais de grande étendue de mesure. La résistivité du métal est créée par les impuretés et les défauts du réseau, mais aussi par l'agitation thermique (chocs), compliquée par la dilatation du réseau.

Expression approchée de la résistance d'une thermistance métallique :

$$R(t) = R_0 (1 + At + Bt^2)$$

où t est la température en degrés **Celsius**, A est positif et de quelques 10^{-3} K^{-1} , B modélise la courbure ($B < 0$ pour le platine et $B > 0$ pour le nickel).

Leur coefficient de température s'exprime

$$\alpha(t) = \frac{1}{R} \frac{dR}{dt}$$

$$\alpha(t) = \frac{A + 2Bt}{1 + At + Bt^2} \quad \text{de l'ordre de } A \sim 4 \times 10^{-3} \text{ K}^{-1}$$

5.3.3.2 Thermistances à semi-conducteurs

Capteurs non-linéaires, très sensibles mais de faible étendue de mesure.

La résistivité des semi-conducteurs dépend du nombre de porteurs donc de la température; elle est élevée, donc une thermistance à semi-conducteur peut être très petite et ainsi présenter une faible inertie thermique.

CTN Thermistances à coefficient de température négatif (CTN) $\frac{dR}{dT} < 0$ à base d'oxydes

Leur résistance peut être représentée par

$$R(T) = R_0 \exp \left[\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right] \quad \text{où } \beta \text{ vaut entre 3000 et 5000 K}$$

T est la température absolue, et T_0 est une température absolue de référence.

$$\alpha_T = \frac{1}{R} \frac{dR}{dT} = -\frac{\beta}{T^2} < 0 \quad \alpha_T \sim -4 \times 10^{-2} \text{ K}^{-1}$$

CTP Thermistances à coefficient de température positif (CTP) $\frac{dR}{dT} > 0$

5.3.3.3 Linéarisation amont en thermométrie résistive

La relation $R(T)$ résistance-température n'est pas linéaire, mais il est possible en associant une résistance ρ en série ou en parallèle avec R , de linéariser localement la dépendance en température de la résistance équivalente au prix d'une perte de sensibilité : il s'agit alors de linéarisation amont¹.

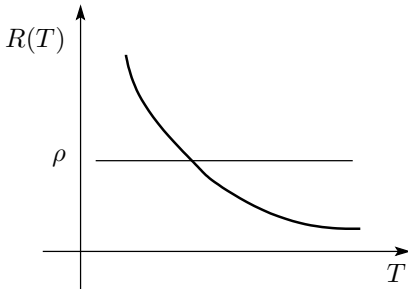


FIG. 5.1 – Thermistance à semi-conducteur de type CTN

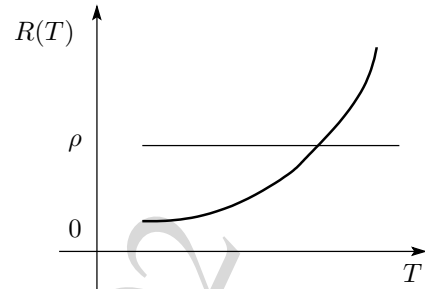


FIG. 5.2 – Thermistance à semi-conducteur de type CTP

On rappelle qu'il y a équivalence entre concavité de $R(T)$ vers le haut et dérivée seconde positive $\frac{d^2R}{dT^2} > 0$.

Si on note r la résistance équivalente à l'association en parallèle de ρ et $R(T)$, à très basse température dans le cas de la figure 5.1, et à très haute température dans le cas de la figure 5.2, $R(T) \rightarrow \infty$, donc $r \rightarrow \rho$. Dans le domaine de températures où la résistance ρ joue le rôle prépondérant, $r \rightarrow \rho$ la concavité est vers le bas, alors qu'elle est vers le haut dans le domaine où $\rho \ll R(T)$. Le changement de concavité se fait quand la dérivée seconde s'annule, donc au point d'inflexion, au voisinage duquel la courbe $r(T)$ ne comporte plus de terme quadratique et s'avère donc très proche de la tangente locale. La sensibilité de la résistance équivalente est bien sûr plus faible en valeur absolue que celle de R .

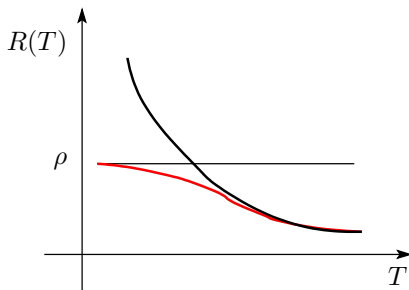


FIG. 5.3 – Thermistance à semi-conducteur de type CTN linéarisée

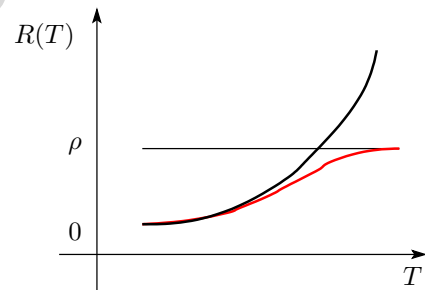


FIG. 5.4 – Thermistance à semi-conducteur de type CTP linéarisée

$$r = \frac{\rho R}{\rho + R} \Rightarrow \frac{dr}{dT} = \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{dR}{dT}$$

$$\frac{d^2r}{dT^2} = \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{d^2R}{dT^2} - \frac{2\rho^2}{(\rho + R)^3} \left(\frac{dR}{dT}\right)^2$$

Si ρ est choisie telle que, pour $T = T_*$,

$$(\rho + R) \frac{d^2R}{dT^2} = 2 \left(\frac{dR}{dT}\right)^2 \tag{5.1}$$

la courbe $r(T)$ présente un point d'inflexion en T_* .

$$\alpha_r = \frac{1}{r} \frac{dr}{dT} = \frac{\rho + R}{\rho R} \frac{\rho^2}{(\rho + R)^2} \frac{dR}{dT} = \frac{\rho}{R(\rho + R)} \frac{dR}{dT}$$

¹La linéarisation aval va concerner la relation résistance-tension par exemple, cf. 5.4.1.5, 59.

$$\frac{\alpha_r}{\alpha_R} = \frac{\rho}{\rho + R} \quad \text{donc le coefficient thermique diminue.}$$

5.3.3.3.1 Cas d’une thermistance à CTN

$$\frac{dR}{dT} = -\frac{\beta}{T^2}R \quad \text{et} \quad \frac{d^2R}{dT^2} = \frac{\beta}{T^4}R(\beta - 2T)$$

La relation 5.1 s’écrit donc

$$(\rho + R)(\beta - 2T_*) = 2\beta R$$

On en tire :

$$\rho = R(T_*) \frac{\beta - 2T_*}{\beta + 2T_*}$$

La linéarisation est possible si $T_* < \beta/2 \approx 1500 \text{ K}$ à 2500 K .

$$r = R_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{T_0}{\beta} \right)$$

5.3.3.3.2 Cas d’une thermistance métallique

$$B(\rho + R') = R'_0 (A + 2Bt)^2$$

Donc impossible avec du platine, mais possible avec du nickel.

$$\rho = R'_0 \left(\frac{A^2}{B_{Ni}} - 1 \right) \quad \text{donc} \quad \alpha_r/\alpha_R \approx 1$$

La correction est très faible car les thermistances sont beaucoup plus linéaires que les CTN.

5.3.3.3.3 Linéarisation série des thermistances métalliques

Pour linéariser des thermistances métalliques, on préfère associer en série deux thermistances de métaux de coefficient B de signes opposés, par exemple du nickel et du platine.

$$R_{Pt} = R_{Pt}^0 (1 + A_{Pt}t + B_{Pt}t^2)$$

$$R_{Ni} = R_{Ni}^0 (1 + A_{Ni}t + B_{Ni}t^2)$$

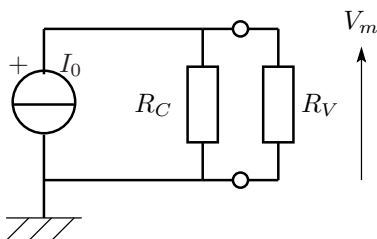
$$R = R_{Pt} + R_{Ni} = R_{Pt}^0 + R_{Ni}^0 + (R_{Pt}^0 A_{Pt} + R_{Ni}^0 A_{Ni}) t + (R_{Pt}^0 B_{Pt} + R_{Ni}^0 B_{Ni}) t^2$$

On choisit donc $R_{Pt}^0 B_{Pt} \approx -R_{Ni}^0 B_{Ni}$. Sachant que $B_{Ni}/B_{Pt} \approx -10$, et qu’il faut choisir des valeurs normalisées, on peut prendre $R_{Pt}^0 = 1000 \Omega$ et $R_{Ni}^0 = 100 \Omega$.

5.4 Conditionneurs pour capteurs résistifs

5.4.1 Montages de base, sensibilité

5.4.1.1 Source de courant



Supposer la source courant idéale, sinon intégrer R_{Norton} à la résistance du voltmètre.

$$V_m = (R_C // R_V) I_0 \approx R_C I_0 \quad \text{si} \quad R_V \gg R_C$$

Sensibilité résistive :

$$S = \frac{dV_m}{dR_C} = I_0 = \text{constante}$$

Le conditionneur est linéaire^a.

FIG. 5.5 – Montage à source de courant

^aCela n’implique pas forcément que l’ensemble de la chaîne soit linéaire : il faudrait pour cela que la résistance du capteur présente aussi une dépendance linéaire en fonction du mesurande.

Mais les sources de courant sont souvent constituées à partir d’une source de tension associée à une grande résistance, impliquant des courants faibles et donc une faible sensibilité. Par ailleurs, ce montage très simple ne permet pas de compensation vis à vis des grandeurs d’influence. Il sera donc rarement utilisé.

5.4.1.2 Montage potentiométrique

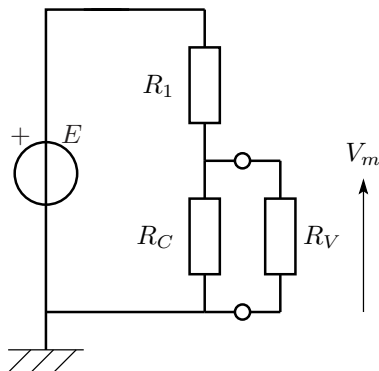


FIG. 5.6 – Montage potentiométrique

On suppose pour simplifier que la source de tension est idéale.

$$V_m = \frac{R_C // R_V}{R_1 + R_C // R_V} E$$

si $R_v \gg R_C$ $V_m = \frac{R_C}{R_1 + R_C} E$

Le conditionneur est non-linéaire ; la sensibilité dépend du point de fonctionnement :

$$S_1 = \frac{dV_m}{dR_C} = \frac{R_1}{(R_1 + R_C)^2} E$$

À R_C fixée, la sensibilité maximale est obtenue en choisissant R_1 telle que

$$\frac{dS_1}{dR_1} = 0 \text{ soit } R_1 = R_C$$

Alors

$$S_1^{\max} = \frac{E}{4R_C}$$

La tension de sortie au repos ne peut pas être nulle dans le montage potentiométrique : pour annuler V_m lorsque $R_C = R_{C_0}$, plusieurs solutions sont envisageables : l'utilisation de deux sources symétriques, le filtrage passe-haut (si R_C varie rapidement autour d'une valeur moyenne) et les montages à pont de Wheatstone.

5.4.1.3 Montage à alimentations symétriques

5.4.1.4 Montages en pont de Wheatstone

5.4.1.4.1 Montage à un capteur en quart de pont

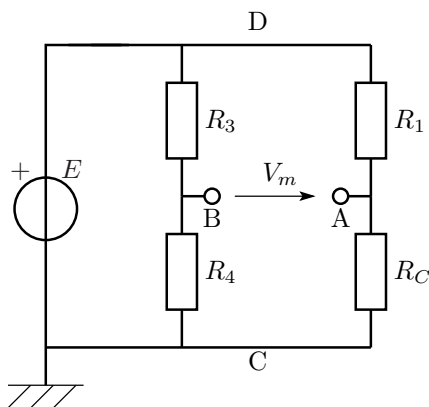


FIG. 5.7 – Quart de pont à 1 capteur

Il s'agit de deux montages potentiométriques dont un de référence (sans capteur) connectés en différentiel.

$$V_m = \left(\frac{R_C}{R_1 + R_C} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) E \tag{5.2}$$

On choisit les résistances pour équilibrer le pont $V_m = 0$ lorsque $R_C = R_{C_0} : R_1 R_4 = R_3 R_{C_0}$.

La sensibilité est celle du montage potentiométrique précédent (voir 5.4.1.2, p.58). Le conditionneur reste non-linéaire. On peut choisir $R_1 = R_{C_0}$ pour maximiser la sensibilité en R_{C_0} ; alors $R_3 = R_4$ et

$$S_1^{\max} = \frac{E}{4R_C}$$

5.4.1.4.2 Montage à deux capteurs en demi-pont Si on peut disposer de deux capteurs identiques, il est possible de doubler la sensibilité en insérant un capteur dans chaque branche du pont, de façon à cumuler les déséquilibres : on obtient le montage dit « demi-pont ».

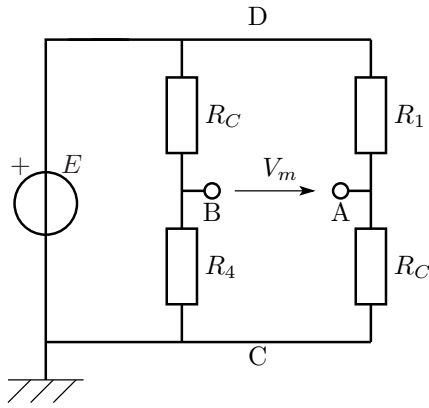


FIG. 5.8 – Demi-pont à 2 capteurs

$$V_m = \left(\frac{R_C}{R_1 + R_C} - \frac{R_4}{R_C + R_4} \right) E \quad (5.3)$$

La sensibilité s'exprime :

$$S_2 = \frac{dV_m}{dR_C} = \left(\frac{R_1}{(R_1 + R_C)^2} - \frac{R_4}{(R_4 + R_C)^2} \right) E$$

Si le pont est équilibré en $R_C = R_{C_0}$, $R_1 = R_4 = R_{C_0}$. Alors

$$S_2 = \frac{2R_{C_0}}{(R_{C_0} + R_C)^2} E$$

dépend de R_C et vaut $S_2(R_{C_0}) = E/2R_{C_0}$.

5.4.1.4.3 Montage à quatre capteurs en pont complet Enfin, s'il est possible de disposer de capteurs résistifs R_C^+ et R_C^- de sensibilités opposées² au mesurande, on peut encore doubler la sensibilité en avec deux capteurs en opposition (*push-pull*) par branche : on obtient alors le pont dit « complet ».

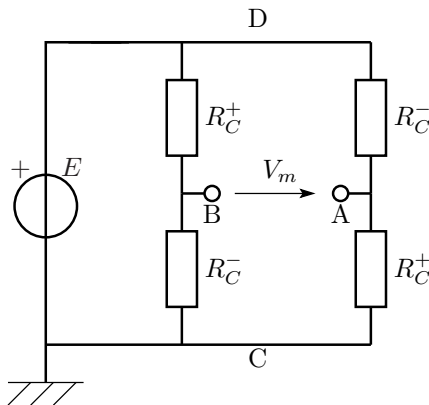


FIG. 5.9 – Pont complet à 4 capteurs

$$V_m = \left(\frac{R_C^+}{R_C^+ + R_C^-} - \frac{R_C^-}{R_C^- + R_C^+} \right) E \quad (5.4)$$

$$\frac{dR_C^+}{dm} = -\frac{dR_C^-}{dm}$$

La sensibilité résistive au point R_{C_0} associé à m_0 vaut donc :

$$S_4 = \frac{E}{R_{C_0}}$$

soit 4 fois celle du montage en quart de pont.

Cette structure différentielle présente aussi l'avantage de compenser l'effet de certaines grandeurs d'influence (par exemple la température) qui affecteraient également les deux capteurs R_C^+ et R_C^- .

5.4.1.5 Linéarisation aval : montage à pont actif

Enfin, notamment si la résistance du capteur varie linéairement avec le mesurande, on peut souhaiter que le conditionneur soit lui aussi linéaire. C'est l'avantage du montage à pont actif.

²Ce n'est pas le cas en thermométrie, mais c'est parfois possible dans les mesures de déformation à jauges extensométriques par exemple.

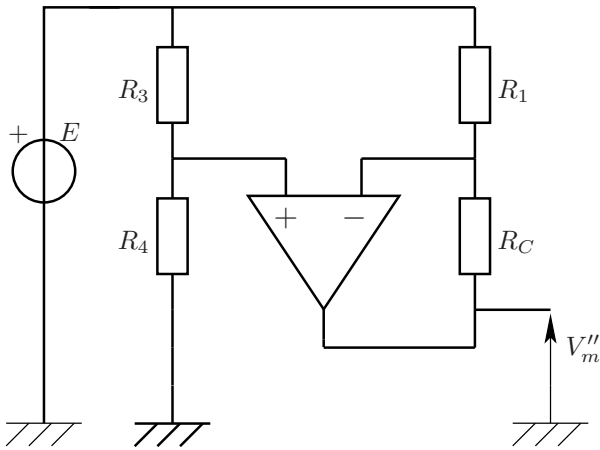


FIG. 5.10 – Pont actif

En fixant de plus par exemple $R_1 = R_3$, donc $R_4 = R_{C_0}$,

$$S_5 = \frac{E}{R_1 + R_{C_0}} \quad \text{soit} \quad S_5 = \frac{E}{2R_{C_0}}$$

c'est à dire celle du demi-pont passif.

5.4.2 Compensation des grandeurs d'influence

5.4.2.1 Influence des fils de liaison dans les ponts

5.5 Capteurs de déformation

5.5.1 Élasticité

Un solide soumis à une contrainte F/S en $N \cdot m^{-2}$ (compression par exemple) se déforme de façon réversible tant que l'on reste dans la limite d'élasticité. Au delà, des phénomènes d'hystérésis peuvent apparaître, puis une fatigue au bout de quelques millions de cycles, voire une rupture si la contrainte est trop forte. La *déformation* selon une direction est définie par :

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L} \tag{5.6}$$

Dans le domaine élastique, la déformation ε_{\parallel} dans le sens de la contrainte est donnée par la loi de Hooke :

$$\varepsilon_{\parallel} = \frac{1}{E} \frac{F}{S} \tag{5.7}$$

où E est l'élasticité du matériau ou module de Young, de l'ordre de 10^{11} pour les métaux. La contrainte produit aussi une déformation de signe opposé perpendiculairement à sa direction, qui s'exprime :

$$\varepsilon_{\perp} = -\nu \varepsilon_{\parallel} \tag{5.8}$$

où ν est le coefficient de Poisson, de l'ordre de 0,3.

5.5.2 Principe des jauges extensométriques

Une jauge extensométrique est un capteur résistif collé au corps d'épreuve et subissant les mêmes déformations sous l'effet de contraintes. Sa résistance $R = \rho L/S$ varie sous l'effet des déformations (L et S) mais aussi de sa résistivité (ρ).

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} - \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$$

Si la jauge est soumise à une contrainte selon la direction de L , la déformation transverse va modifier sa section de façon identique selon les deux directions x et y par exemple :

$$\frac{\Delta x}{x} = \frac{\Delta y}{y} = -\nu \frac{\Delta L}{L} \quad \text{donc} \quad \frac{\Delta S}{S} = -2\nu \frac{\Delta L}{L}$$

La résistance R_C assure la contre-réaction sur l'AO, qui, sauf saturation, va fonctionner en linéaire.

$$V_+ = \frac{R_4}{R_4 + R_3} \quad \text{et} \quad \frac{E - V_-}{R_1} = \frac{V_- - V_m}{R_C}$$

On en déduit :

$$V_m = \frac{R_1 R_4 - R_3 R_C}{R_1 (R_3 + R_4)} E \tag{5.5}$$

La sensibilité résistive est donc constante :

$$S_5 = -\frac{R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} E$$

Si on choisit les résistances pour annuler la tension de sortie au repos,

$$R_1 R_4 = R_3 R_{C_0}$$

L'effet piézorésistif est responsable de la variation de résistivité avec le volume de la jauge :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = C \frac{\Delta V}{V}$$

où C est la constante de Bridgman.

- pour les métaux $C \approx 1$
- pour certains semi-conducteurs, $C \approx 100$ à 200

Alors

$$\frac{\Delta V}{V} = \frac{\Delta S}{S} + \frac{\Delta L}{L} = (1 - 2\nu) \frac{\Delta L}{L}$$

Ainsi :

$$\frac{\Delta R}{R} = \left[\underbrace{1 + 2\nu}_{\text{géométrie}} + \underbrace{C(1 - 2\nu)}_{\text{résistivité}} \right] \frac{\Delta L}{L} = K \frac{\Delta L}{L}$$

où K est le facteur de jauge.

- pour les métaux $K \approx 2$
- pour certains semi-conducteurs, $K \approx 100$

5.5.3 Caractéristiques des jauges extensométriques

	métalliques	à semi-conducteurs
facteur de jauge	$K \propto 2$	$K \propto 100$
sensibilité	faible	forte
linéarité	bonne	mauvaise
étendue de mesure	grande	faible
influence de la température	faible	forte
forme	multi-brins pour aug- menter la sensibilité	brin unique