Chapitre 2
Les Conditionneurs

2.1 Conditionneurs des capteurs passifs

Les types de conditionneurs les plus généralement utilisés sont :

- Le montage potentiométrique qui est l'association en série d'une source, du capteur et d'une impédance qui peut être ou non du même type. C'est un montage simple, dont l'inconvénient majeur est sa sensibilité aux parasites.
- Le pont d'impédances dont l'équilibre permet la détermination de l'impédance du capteur et/ou dont le déséquilibre est une mesure de la variation de cette impédance. C'est donc un double potentiometre. Le caractère différentiel de la mesure peut de réduire de façon importante l'influence des parasites.
- L'amplificateur opérationnel dont le gain sera déterminé par l'impédance du capteur.
- Circuit oscillant où est incluse l'impédance du capteur qui en fixe la fréquence.

2.1.1. Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs

21.1.1. Principaux types de conditionneurs

Les variations, de l'impédance Z_c d'un capteur passif, liées aux évolutions du mesurande ne peuvent être traduites sus la forme d'un signal électrique qu'en associant au capteur une source de tension E ou de courant I et généralement d'autres impédances Z_i constituant alors le conditionneur du capteur.

On peut distinguer deux groupes principaux de conditionneurs selon qu'ils transforment l'information liée aux variations d'impédance du capteur :

Dans le premier groupe, la variation de l'impédance du capteur est traduite par une variation de différence de potentiel, i.e., variations sur l'amplitude du signal de mesure :

$$V_x = E \cdot f(Z_i, Z_c) \text{ ou } I_x = I \cdot f(Z_i, Z_c)$$

C'est le cas des montages potentiométriques et des ponts.

Dans le deuxième, la variation d'impédance est utilisée pour modifier la fréquence d'un oscillateur, i.e, variations sur la fréquence du signal de mesure :

$$f_x = g(Z_i, Z_c)$$

Nous ne traiterons ici que le premier groupe.

2.1.1.2. Qualité d'un conditionneur

a) Sensibilité et linéarité

A la variation Δx du mesurande corresponde une variation ΔZ_c de l'impédance du capteur qui selon le type de conditionneur entraîne soit une variation de l'amplitude de la tension de mesure soit de sa fréquence. La sensibilité globale S_a de l'association du conditionneur et du capteur est:

Dans le premier cas :

$$S_a = \frac{\Delta V_x}{\Delta x} = \frac{\Delta V_x}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta x}$$

Dans le second cas :

$$S_a = \frac{\Delta f_x}{\Delta x} = \frac{\Delta f_x}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta x}$$

La sensibilité propre du conditionneur est, selon le cas :

$$\frac{\Delta V_x}{\Delta Z_c} \text{ ou } \frac{\Delta f_x}{\Delta Z_c}$$

La sensibilité du capteur est:

$$S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta x}.$$

b) Compensation des grandeurs d'influence

Si le capteur est sensible à une grandeur d'influence (température, rayonnement, ..), il est important de pouvoir éliminer du signal de mesure sa contribution aux variations de Z_c .

On considère le cas d'un conditionneur et d'un capteur d'impédance Z_c :

$$V_x = E \cdot f(Z_i, Z_c)$$

La grandeur d'influence, de valeur g, pouvant affecter aussi bien certains composants du conditionneur que le capteur lui-même, une variation dg entraîne une variation dV_x de la tension de mesure :

$$dV_x = \left(\sum_i \frac{dV_x}{dZ_i} \cdot \frac{dZ_i}{dg} + \frac{dV_x}{dZ_c} \cdot \frac{dZ_c}{dg} \right) dg \ .$$

Les évolutions de la grandeur d'influence n'ont aucun effet sur la tension de mesure lorsqu'est satisfaite la condition :

$$\sum_i \frac{dV_x}{dZ_i} \cdot \frac{dZ_i}{dg} + \frac{dV_x}{dZ_c} \cdot \frac{dZ_c}{dg} = 0 .$$

2.1.2. Montage potentiométrique

2.1.2.1 *Mesure des résistances*

Le capteur de résistance R_c en série avec une résistance R_1 est alimenté par une source de tension continue E_s de résistance interne R_s . La tension V_x est mesurée aux bornes du capteur R_c par un appareil de mesure de résistance d'entrée R_d .

La tension V_x s'écrit:

$$V_x = E_s \frac{R_c R_d}{R_c(R_s + R_1) + R_d(R_1 + R_s + R_c)}$$

La tension aux bornes du capteur est indépendante de l'appareil de mesure à condition que sa résistance d'entrée R_d soit grande devant celle du capteur R_c, dans ce cas :

$$V_x = E_s \frac{R_c}{R_1 + R_s + R_c} \qquad \text{si } R_d \succ\succ R_c$$

La tension V_x n'est pas linéaire vis à vis de R_c : on va chercher à linéariser.

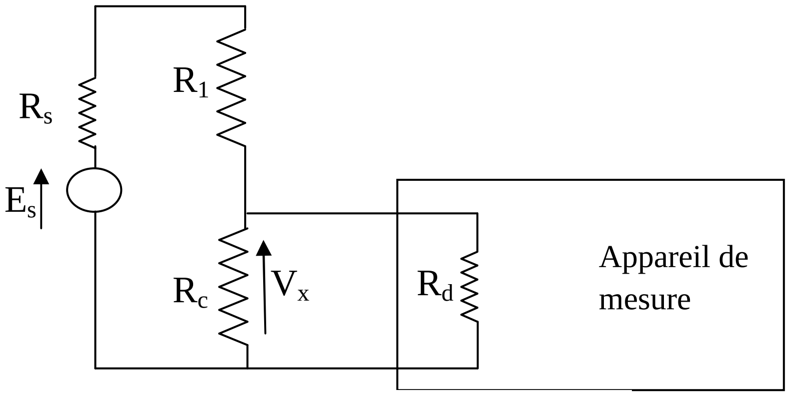


Figure 2.1 : Alimentation par une source tension

a) *Linéarisation de la mesure afin d'obtenir* ΔV_x *proportionnel à* ΔR_c

Solution n°1 : Fonctionnement en « petit signaux »

Pour une variation du mesurande de $x_0 \rightarrow x_0 + \Delta x$, la résistance du capteur varie de $R_{c_0} \rightarrow R_{c_0} + \Delta R_c$ et la variation de tension mesurée V_x peut elle aussi s'écrire sous la forme $V_{x_0} = V_{x_0} + \Delta V_x$

$$V_x = E_s \frac{R_{c_0} + \Delta R_c}{R_1 + R_s + R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{R_{c_0} + R_1 + R_s}}$$

A condition que les variations du capteur sont négligeable devant les autre résistances du circuit, c'est- à-dire $\Delta R_c \prec\prec R_{c_0} + R_1 + R_s$, on peut alors considérer la variation de tension correspondante linéaire

$$V_x = E_s \frac{R_{c_0} + \Delta R_c}{R_1 + R_s + R_{c_0}} \text{ avec}$$

$$\Delta V_x = E_s \frac{(R_1 + R_s)\Delta R_c}{(R_{c_0} + R_1 + R_s)^2}.$$

Dans ces conditions, la sensibilité du montage potentiométrique est maximale si on choisit

$$R_1 + R_s = R_{c_0} \text{. Alors } \Delta V_x = \frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}.$$

Solution n°2 : Alimentation par une source de courant

Le montage est alimenté par une source de courant, ayant une impédance interne très élevée $R_s \succ\succ R_{c_0} + R_1$. Dans ce cas, la linéarisation est immédiate puisque

$$\Delta V_x = I_x \cdot \Delta R_c$$

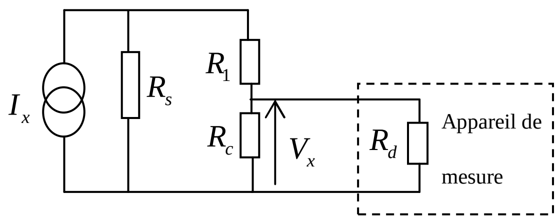


Figure 2.2 : Alimentation par une source de courant

Solution n°3: Montage push-pull

On remplace le capteur fixe R_1 par un second capteur, identique au premier mais dont les variations sont de signe contraire $R_1 = R_{c_0} - \Delta R_c$. Cette association de deux capteurs fonctionnant en opposition est dite push-pull. On a alors $\Delta R_c = -\Delta R_1$

$$V_x = V_{x_0} + \Delta V_x = E_s \frac{R_{c_0} + \Delta R_c}{R_{c_0} + \Delta R_c + R_s + R_{c_0} - \Delta R_c}$$

Soit $$\Delta V_x = E_s \frac{\Delta R_c}{R_s + 2R_{c_0}}.$$

Avec ce montage, on une sensibilité double par rapport à celle obtenue en fonctionnement en petit signaux (si $R_s \prec\prec R_{c_0}$) et une variation de tension linéaire avec ΔR_c.

b) Compensation des grandeurs d'influence à l'aide d'un montage push pull

La situation initiale, prise comme origine des variations correspond à :

$$x = x_0 \text{ et } g = g_0$$

$$R_{c_1} = R_{c_2} = R_{c_0} \text{ , } V_x = V_{x_0} = \frac{E_s}{2}$$

Après variation du mesurande et de la grandeur d'influence on a:

$$R_{c_1} = R_{c_0} + \Delta R_{c_1} \text{ où } \Delta R_{c_1} = S_g \Delta g + S \Delta x_1$$

$$R_{c_2} = R_{c_0} + \Delta R_{c_2} \text{ où } \Delta R_{c_2} = S_g \Delta g + S \Delta x_2$$

$S_g = \Delta R_c / \Delta g$ la sensibilité de chacun des capteurs à la grandeur d'influence, et $S = \Delta R_c / \Delta x$ leur sensibilité au mesurande.

En supposant que $R_s \prec\prec R_{c_0}$, la variation de tension ΔV_x peut s'écrire:

$$\Delta V_x = \frac{E_s}{4R_{c_0}} \cdot \frac{\Delta R_{c_2} - \Delta R_{c_1}}{1 + (\Delta R_{c_1} + \Delta R_{c_2})/2R_{c_0}} .$$

Ce qui amène à distinguer deux cas suivants:

- *Cas n°1 : le capteur 1 n'est pas soumis au mesurande*

  $$\Delta x_1 = 0 \Rightarrow \Delta R_{c_1} = S_g \Delta g \Rightarrow \Delta V_x = \frac{E_s}{4R_{c_0}} \cdot \frac{S \Delta x_2}{1 + S_g \Delta g / R_{c_0}} \text{ si } \Delta x_2 \prec\prec R_{c_0}$$

- *Cas n°2 : les deux capteurs fonctionnent en push-pull*

  $$\Delta x = \Delta x_2 = -\Delta x_1 \Rightarrow \Delta V_x = \frac{E_s}{2R_{c_0}} \cdot \frac{S \Delta x}{1 + S_g \Delta g / R_{c_0}}$$

Dans les deux cas examinés, on obtient une variation de tension ΔV_x proportionnelle aux seules variations du mesurande mais il est important de noter que la sensibilité du montage $S_a = \dfrac{\Delta V_x}{\Delta x}$ dépond de la grandeur d'influence par le terme $S_g \Delta g / R_{c_0}$ et d'autre part la sensibilité du capteur.

a) Elimination de la composante permanente de la tension de mesure :

Avec la méthode potentiométrique, la variation de tension ΔV_x, qui porte l'information est superposée à une tension V_{x_0}, généralement supérieure. Ceci risque de rendre la mesure imprécise dans le cas de phénomènes statiques pour lesquels ΔR_c est constant ou lentement variable.

Exemple $V_{x_0} = 6$ *Volt et* $\Delta V_x = 7\,mV$, *il est très difficile de faire une lecture précise* ΔV_x *sur le calibre 8 V du voltmètre.*

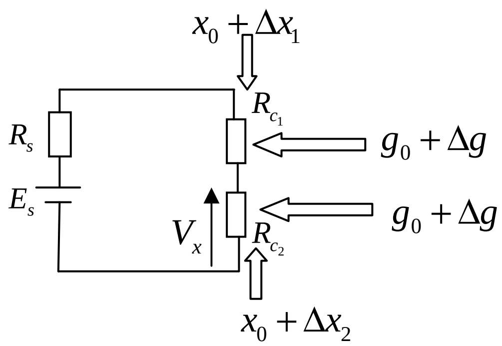
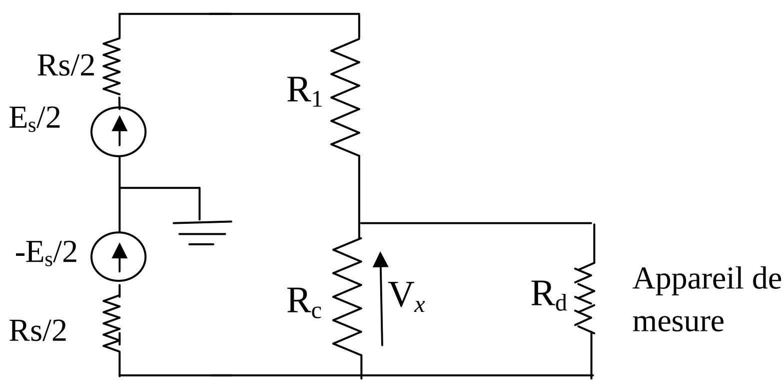


Figure 2.3 : Compensation des grandeurs d'influence à l'aide d'un montage push pull.

Solution : Alimentation symétrique

L'alimentation symétrique impose aux extrémités du potentiomètre des tensions égales et opposées par rapport à la masse. La tension mesurée ΔV_x a pour expression

$\Delta V_x \quad E \quad \frac{R - R_1}{+ R_c}$



2.1.2.2 Les inconvénients du montage potentiométrique

L'avantage de ce montage est bien sûr sa simplicité de mise en œuvre. La difficulté majeur lors de l'utilisation de montage est risque de venir de sa sensibilité au dérives de la source et aux parasites. Les deux exemples suivants l'illustrent.

a) *Alimentation dissymétrique*

Si le circuit est le siège simultanément d'une variation de résistance du capteur $R_c = R_{c_0} + \Delta R_c$ et d'une fluctuation de la tension $E_s = E_{s_0} + \Delta E_s$, alors la variation de tension mesurée a pour expression si l'hypothèse $\Delta R_c \prec\prec R_{c_0}$ est respectée:

$$\Delta V_x = E_{s_0} \frac{(R_s + R_1)\Delta R_c}{(R_1 + R_s + R_{c_0})^2} + \Delta E_s \frac{R_{c_0}}{R_1 + R_s + R_{c_0}}$$

Il est donc difficile, à priori, de séparer dans la variation ΔV_x la part du à ΔR_c de celle due à ΔE_s.

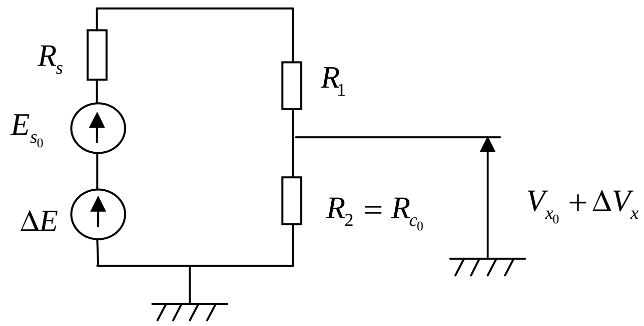


Figure 2.4 : Alimentation dissymétrique

b) *Alimentation symétrique*

Il faut considérer dans ce cas les tensions parasites ΔE_1 et ΔE_2 induites dans les deux branches de la source: elles superposent leurs effets à celui de ΔR_c.

La variation globale de la tension de mesure est, au second ordre prés :

$$\Delta V_x = \frac{E}{2}\frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} + \frac{\Delta E_1 + \Delta E_2}{2}$$

Sauf dans le cas particulier où les variations de la source seraient $\Delta E_1 = -\Delta E_2$, il est impossible de mettre en évidence ΔR_c.

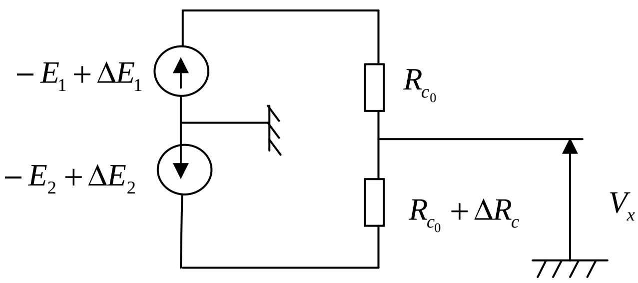


Figure 2.5 : Alimentation symétrique

2.1.3. Montages en pont

L’intérêt des montages en pont résulte de la nature différentielle de la mesure qui la rend moins sensible aux bruits et aux dérives de la source. Cette propriété générale est mise en évidence ci-dessous dans l’exemple particulier d’un pont résistif.

Si une fluctuation ΔE_s vient s’ajouter

à la f.é.m. de source E_{s_0} , alors les potentiels en A et B sont respectivement égaux :

$$V_A = E_{s_0} \frac{R_{c_0} + \Delta R_c}{R_{c_0} + \Delta R_c + R_1} + \Delta E_s \frac{R_{c_0} + \Delta R_c}{R_{c_0} + \Delta R_c + R_1}$$

$$V_B = E_{s_0} \frac{R_4}{R + R_3} + \Delta E_s \frac{R_4}{R_4 + R_3}$$

Le pont initialement équilibré, ce qui signifie $V_x = 0$, en ayant choisi

$$\frac{R_{c_0}}{R_{c_0} + R_1} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} .$$

La tension de mesure V_x a pour expression:

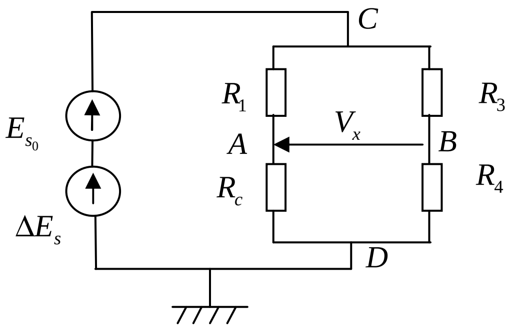


Figure 3.6 : Pont résistif influence des fluctuations de la tension d’alimentation

$$V_x = V_A - V_B = \left(1 + \frac{\Delta E_s}{E_{s_0}}\right) \frac{R_1 \Delta R_c}{(R_{c_0} + \Delta R_c + R_1)(R_1 + R_{c_0})}$$

La compensation avec le montage potentiométrique montre que l'influence de la fluctuation ΔE_s est considérablement réduite dans le montage en pont des lors que $\Delta R_c \prec\prec R_{c_0}$.

2.1.3.1 Mesure des résistances à l'aide d'un pont Weatston

Tension de déséquilibre :

Dans ce cas, la résistance interne de la source de tension est telle que $R_s \prec\prec R_1, R_2, R_3, R_4$

L'expression de V_x est donnée par:

$$V_x = E_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

Le pont est dit équilibré lorsque $V_x = 0$, ce qui correspond à $R_2 R_3 = R_1 R_4$.

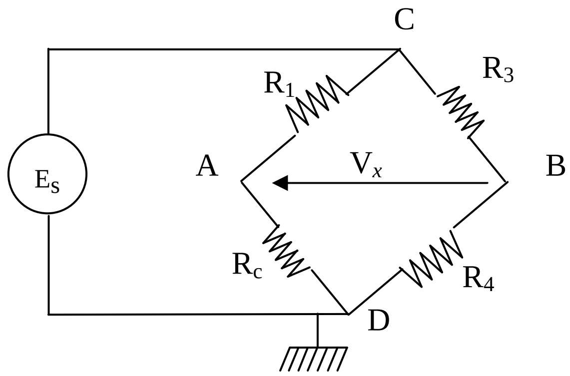


Figure 3.7 : montage en pont

Montage ¼ de pont avec 3 résistances fixes et un capteur :

Le pont de Weatston est donc constitué de 3 résistance fixes telles que $R_1 = R_3 = R_4 = R_{c_0}$ et d'un capteur dont la résistance est $R_2 = R_{c_0} + \Delta R_c$. La tension de déséquilibre du pont a pour expression :

$$V_x = \frac{E_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c_0}}}$$

V_x n'est linéaire avec R_{c_0} , cependant pour de très faibles variations de résistances $\Delta R_c \prec\prec R_{c_0}$, on a alors:

$$V_x = \frac{E_s}{4}\frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}$$

Dans le cas général, c'est – à- dire si ΔR_c n'est pas négligeable devant R_{c_0} , l'expression de V_x peut être linéarisée avec un amplificateur opérationnel associé au pont.

Montage ½ de pont avec 2 résistances fixes et 2 capteurs :

Le pont est maintenant constitué de 2 résistances fixes telles que $R_3 = R_4 = R_{c_0}$ et deux résistances variables dans deux branche contigües du pont $R_1 = R_{c_0} + \Delta R_1$ et $R_2 = R_{c_0} + \Delta R_2$. La tension de déséquilibre du pont a pour expression :

$$V_x = \frac{E_s}{4}\frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{\Delta R_2 + \Delta R_1}{2R_{c_0}}}$$

À ce type de montage peuvent être associés le montage suivant :

Montage push-pull :

R_1 et R_2 sont les résistances de deux capteurs auxquels le mesurande impose des variations égales et opposées :

$\Delta R_2 = S\Delta x + S_g \Delta g = \Delta R_c + S_g \Delta g$ et $\Delta R_1 = -S\Delta x + S_g \Delta g = -\Delta R_c + S_g \Delta g$

Si la sensibilité aux grandeurs d'influences est telle que $S_g \Delta g \prec\prec R_{c_0}$, alors :

$$V_x = \frac{E_s}{2}\frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}$$

V_x est linéaire et ayant un facteur 2 sur la sensibilité par rapport au montage ¼ du pont.

Montage pont entier avec 4 capteurs en push- pull :

Chaque branche du pont est un capteur résistif soumis au mesurande, les résistances des capteurs placées dans deux branche contigües varient d'une quantité égale mais en sens contraire.

$\Delta R_2 = -\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R_4$.

La tension de mesure a pour expression :

$$V_x = E_s \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}$$

V_x : Linéaire, grande sensibilité et élimination des grandeurs d'influence.

2.1.3.2 Compensation de la dérive thermique de la source d'alimentation du pond :

a) *Compensation avec des diodes*

La variation de la tension de diode de 2.5 mV/°C peut être employée pour faire varier la tension d'alimentation du pont de Wheatstone.

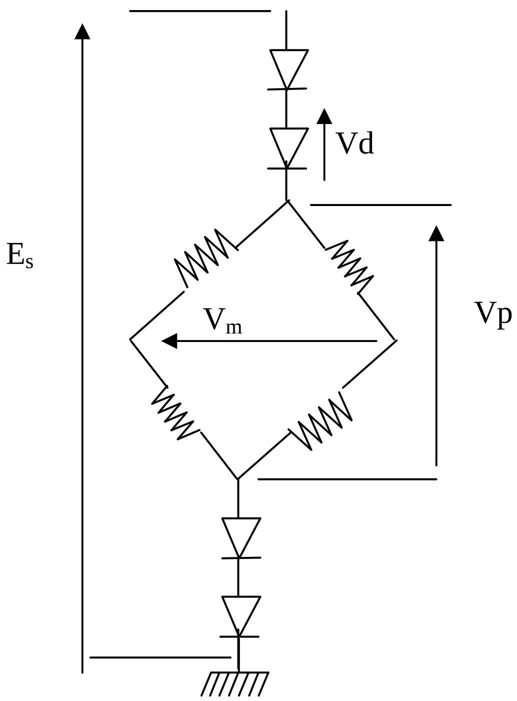


Figure 2.8 : Compensation de la dérive thermique par des diodes

La tension d'alimentation du pont est :

$$V_p = E_s - 4.V_d$$

En considérant les variations, E_s , Vd et Vp s'écrivent :

$$E_s' = E_s + \Delta E_s$$

$$V_d' = V_d + \Delta V_d$$

Donc :

$$V_p' = (E_s + \Delta E e_s) - 4.(V_d + \Delta V_d)$$

$$V_p' = E_s - 4.V_d + (\Delta E_s - 4.\Delta V_d)$$

$$V_p' = V_p + (\Delta E_s - 4.\Delta V_d)$$

Donc pour que la tension d'alimentation du pond reste constante, et ainsi compenser la dérive thermique de la tension d'alimentation, il faut avoir :

$$\Delta E_s - 4.\Delta V_d = 0$$

$$\Delta E_s = 4.\Delta V_d$$

Donc le choix des diodes, et de leur nombre, se fait selon leurs sensibilités et celle de la source à la température.

Ici la variation de la tension de la source d'alimentation est compensée par la variation de la tension aux bornes de quatre diodes.

b) Compensation avec un transistor

La variation de la tension du pont est corrigée en utilisant un transistor monté suivant le schéma de la Figure ci-dessous La variation de la tension d'alimentation du pont est fonction de la tension aux bornes d'une diode.

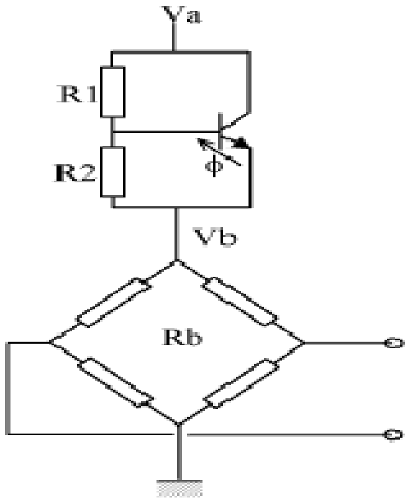


Figure 2.9 : Polarisation à l'aide d'un transistor

Pour apporter la correction nécessaire à la dérive thermique du pont. Les valeurs de R1 et R2 sont choisis en fonction de la tension d'alimentation. A titre expérimentale, ces valeurs sont données dans le Tableau suivant :

Va (Volt)	R1(KΩ)	R2(KΩ)
5	3.32	1.43
9	4.02	806
12	4.22	604

2.2 Conditionneur du signale :

2.2.1 Adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure

Le capteur, associé à son conditionneur, équivaut à un générateur constitué d’une source et d’une impédance interne délivrant le signal au circuit qui le charge. Afin que le signal soit obtenu dans les meilleures conditions de sensibilité et stabilité vis à vis des variations éventuelles d’impédance interne, le générateur équivalent doit charger par une impédance appropriée.

2.2.1.1 Capteur source de tension :

Lorsque l'information électrique délivrée par les capteurs actifs se présente sous forme d'une f.é.m. ($E_c(x)$) en série avec une impédance Z_c, qui peut être importante et variable, le signal électrique peut être lu aux bornes d'une impédance Z_i et on a :

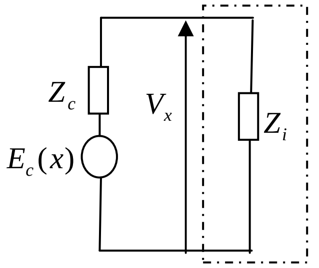


Figure 2.10 : modèle du capteur source de tension

$$V_x = E_c(x)\frac{Z_i}{Z_c + Z_i}$$

Pour que la mesure soit la plus proche possible de la tension délivrée par le capteur, il faut donc utiliser des dispositifs à forte impédance d’entrée de manière à obtenir une tension en sortie du conditionneur aussi proche que la tension en sortie du capteur.

On ait $V_x \approx E_c(x)$, soit encore que $Z_i \succ\succ Z_c$.

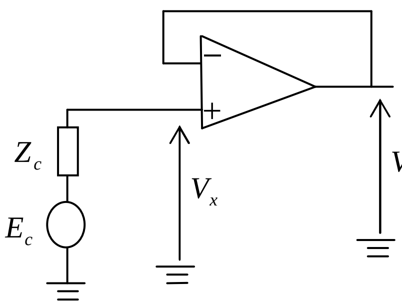


Figure 2.11 : Montage suiveur

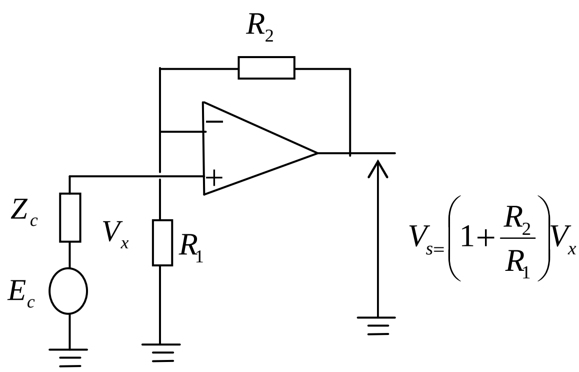


Figure 2.12 Montage non inverseur

Les dispositifs a grande d'impédance d'entrée utilisables sont à base pour réaliser l'adaptation d'impédance sont à base : d'amplificateur opérationnel en montage suiveur simple (non-inverseur).

2.2.1.2 Capteur source de courant :

Dans ce cas, le capteur peut se modéliser par une source de courant $I_c(x)$ avec une impédance interne Z_c en parallèle. Le signal électrique V_x est alors donné par:

$$V_x = Z_i I_x \text{ avec } I_x = I_c(x)\frac{Z_c}{Z_c + Z_i}$$

Pour que le signal électrique I_x, soit pratiquement égal à $I_c(x)$ et indépendant de Z_c, il faut que l'impédance d'entrée Z_i du circuit de mesure soit très inférieur à Z_c :

$Z_i \prec\prec Z_c$, on a $I_x \approx I_c(x)$.

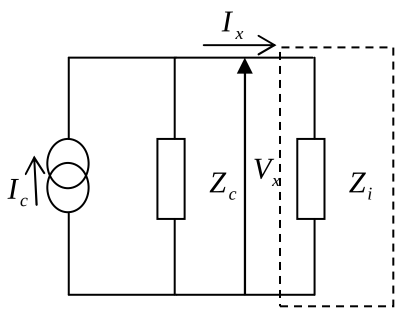


Figure 2.13 : Modèle du capteur type source de courant

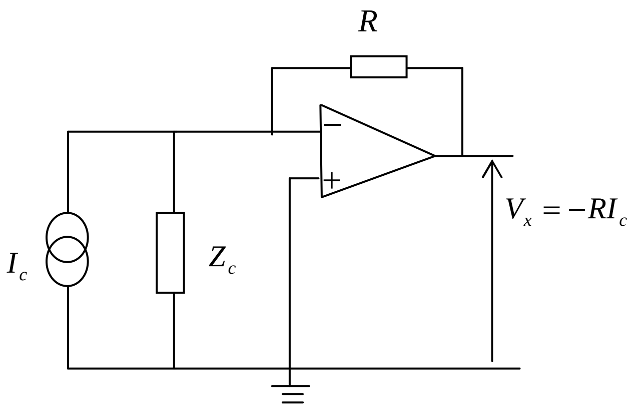


Figure 2.14 : Convertisseur-tension

2.2.1.3. Capteur source de charge

Dans le cas, enfin, où le capteur est un générateur de charge $q_c(x)$ d'impédance interne capacitive C_c. C'est le cas d'un cristal piézo-électrique. Il faut faire attention dans le cas où l'on vient brancher une impédance équivalente résistive à ses bornes. Cette résistance peut engendrer une décharge trop rapide de la capacité empêchant toute mesure.

Dans ce cas, il est préférable d'utiliser un amplificateur de charge qui délivre une tension proportionnelle avec la charge est indépendante de la capacité du capteur et des câbles de liaison.

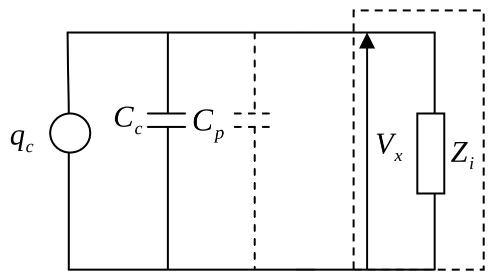


Figure 2.15 : modèle du capteur type source de charge

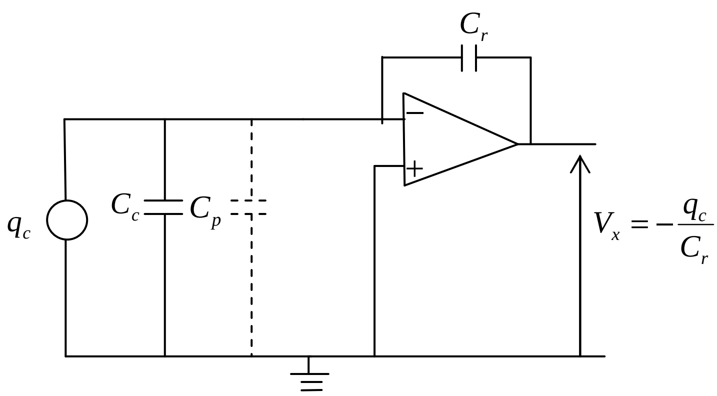


Figure 2.16 : amplificateur de charge

2.2.3 Linéarisation

Il existe un certain nombre de procédés de linéarisation qui permettent de corriger les défauts de linéarité d'un capteur ou de son conditionneur, lorsque dans leur domaine d'emploi dés écart à la linéarité interdisent de considérer la sensibilité comme constante à la précision des mesures.

Ces procédés peuvent être classés en deux groupes :

D'un part ceux qui interviennent sur la source même du signal électrique de façon à linéariser ce dernier dès son origine.

D'un part, ceux qui interviennent en aval de la source afin de corriger la non linéarité du signal qu'elle fournit par un traitement analogique ou numérique.

2.2.3.1 Linéarisation analogique à la source du signal

a). Correction du non linéarité du capteur

- *Pré-polarisation du capteur*

Lorsque la courbe d'étalonnage du capteur présente une plage où le fonctionnement est quasi linéaire, il peut être possible, dans certains cas, de décaler le point de fonctionnement dans la zone linéaire en appliquant au capteur un mesurande constant de valeur appropriée. Cette méthode n'est applicable que dans les cas où l'information recherchée est liée aux seules variations du mesurande et est indépendante de la valeur constante à laquelle elles sont superposes. Exemple : un flux modulé $\phi_1(t)$ reçu par un phototransistor peut être superpose à un flux lumineux constant ϕ_0, choisi pour être dans une zone linéaire.

- *Modification de l'impédance mesurée par adjonction de composants fixes*

La méthode consiste, à placer en parallèle sur le capteur de résistance R_c , une résistance R indépendante de x , afin que la résistance R_d du dipôle ainsi constitué ait une variation quasi linéaire dans une plage limitée autour d'une valeur donnée du mesurande. Cette méthode est très employée avec les thermistances.

- *Association de capteurs dont les non linéarités sont de sens contraire*

A titre d'illustration, on considère le cas de deux capteurs résistifs sensible à un même mesurand x mais réalisés dans des matériaux différents et tels que leur résistances aient respectivement pour expression :

$$R_1(x) = R_{01}\left(1 + A_1 x + B_1 x^2\right),\ R_2(x) = R_{02}\left(1 + A_2 x - B_2 x^2\right)$$

L'association en série de ces deux capteurs présentera une résistance variant linéaire en fonction de x :

$$R(x) = \left(R_{01} + R_{02}\right)\left(1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} \cdot x\right)$$

À condition que:

$$\frac{R_{01}}{R_{02}} = \frac{B_2}{B_1}.$$

Cette méthode est très utilisée avec les sondes métalliques de température.

- *Fonction en push-pull de capteur identiques*

Deux capteurs identiques, dont la non linéarité est due à un terme quadratique sont placés dans les branches contiguës d'un pont et soumis à des variations égales et opposées du mesurande le terme quadratique est éliminé de la tension de mesure qui est alors proportionnelle aux variations du mesurande.

b) Correction de non-linéarité du conditionneur de capteur passif

On dit, il y a non linéarité du conditionneur lorsque la tension de mesure n'est pas proportionnelle aux variations d'impédance du capteur. Ceci risque de se produire dans les montages potentiométriques et les ponts dès lors que la condition $\left|\frac{\Delta Z_c}{Z_{c_0}}\right| \prec\prec 1$ n'est pas satisfaite. On a vu certaines méthodes push-pull et choix du rapport potentiométrique rendaient la non-linéarité possible. A ces méthodes, on peut ajouter divers montages dont lesquels le conditionneur est associé à un ampli opérationnel.

- *Linéarisation par réaction sur la tension de déséquilibre du pont*

Le capteur R_c est placé dans la boucle de réaction de l'amplificateur. A l'équilibre $R_1 = R_3 = R_4 = R_{c_0}$ avec $R_c = R_{c_0} + \Delta R_c$, la tension d'équilibre V_d s'écrit:

$$V_d = V_A - V_B$$

où $$V_B = \frac{E}{2} \text{ et } V_A = \frac{R_c}{R_{c_0} + R_c} \cdot E + \frac{R_{c_0}}{R_{c_0} + R_c} \cdot V_x$$

V_x Étant la tension de mesure prise à la sortie de l'amplificateur. L'amplificateur est supposé idéal donc $V_A = V_B$, ce qui permet d'écrire:

$$V_x = -\frac{E}{2} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}$$

Dans ce montage le capteur doit être isolé de la masse. Cette condition n'est pas toujours réalisable.

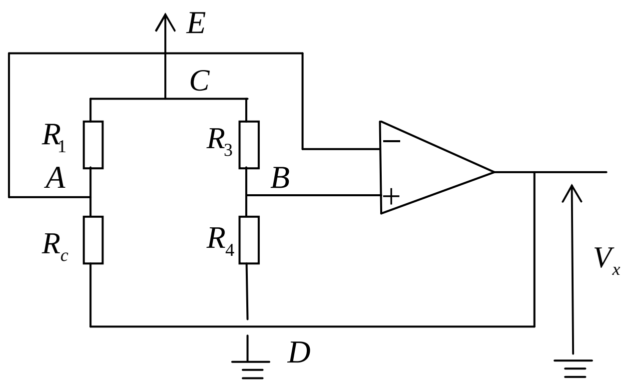


Figure2.17 : Linéarisation du pont de Weatstone par réaction sur la tension de déséquilibre

2.2.3.2 Linéarisation analogique en aval de la source du signal

a) Correction de non-linéarité du conditionneur de capteur passif

Lorsque l'on utilise un capteur de mesure unique, par exemple résistif, avec pour conditionneur un pont de Weatstone ou montage potentimétrique à alimentation symétrique, la tension délivrée n'est pas fonction linéaire des variations de résistance du capteur, elle a pour expression :

$$V_x = \frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c_0}}}$$

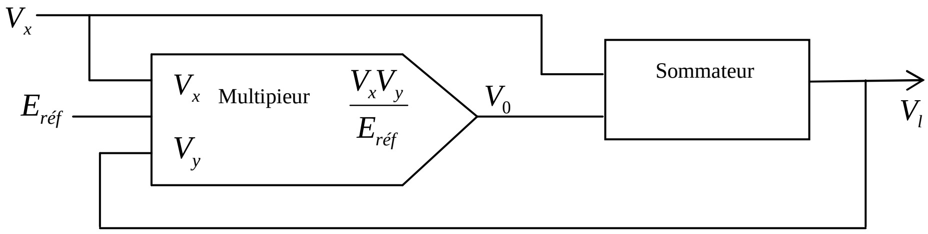


Figure 2.18 : Linéarisation du pont de Weatstone par un multiplieur en aval

Le montage illustré par la figure 4.9 permet d'obtenir à partir de la tension V_x, une tension V_l qui est fonction linéaire de ΔR_c.

La tension de sortie du multiplieur est $V_0 = \frac{V_x \cdot V_y}{E_{réf}} = \frac{V_x \cdot V_l}{E_{réf}}$

Les gains sur les deux voies d'entrée du sommateur étant a et b, on a en sortie une tension

$$V_l = aV_x + bV_0 = aV_x + b\frac{V_x \cdot V_l}{E_{réf}}$$

d'où

$$V_l = \frac{aV_x}{1 - \frac{bV_x}{E_{réf}}}$$

En remplaçant V_x par son expression on obtient:

$$V_l = \frac{aE}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c_0}} \left(1 - \frac{b}{2} \cdot \frac{E}{E_{réf}}\right)}$$

Pour un choix approprié pour $b = \frac{2E_{réf}}{E}$, on élimine le terme responsable de la non linéarité, alors seulement $V_l = \frac{aE}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}}$

Un autre montage figure 4.10 présente l'intérêt de fournir une tension V_l linéarisée indépendante de la tension d'alimentation du pont E. Ce montage comporte un amplificateur d'instrumentation de gain unité et un diviseur analogique dont la tension de sortie $V_l = 10\frac{V_N}{V_D}$ en volts.

La tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation, monté en inverseur est :

$$V_0 = -V_x = -\frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c_0}}}.$$

Si on considère les résistances d'entrée du diviseur grandes devant R, on écrit alors : $V_N = \frac{2}{3}V_0$ et $V_D = \frac{E + 2V_0}{3}$ et en déduit $V_l = 10\frac{V_N}{V_D} = -10\frac{\Delta R_c}{2R_{c_0}}$ en volts.

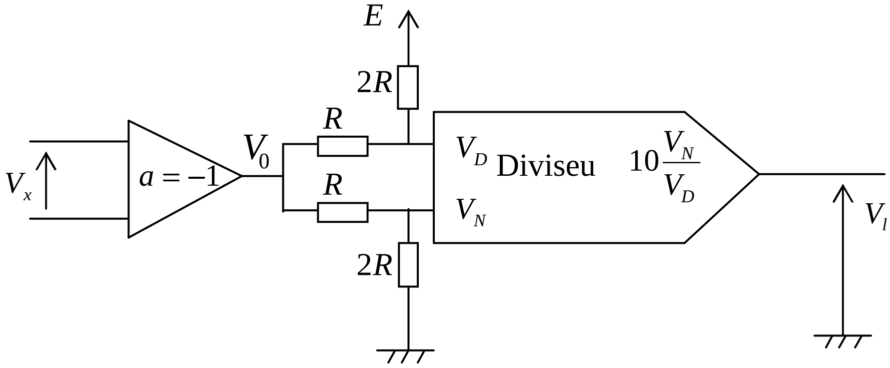


Figure 2.19 : Linéarisation du pont de Weatstone par un diviseur en aval

b) Méthodes analogiques générales de linéarisation d'un signal

On considère un capteur actif ou passif et son conditionneur, qui est à l'origine d'une tension de mesure V_x fonction non linéaire du mesurande x. A partir de la courbe d'étalonnage ou d'un tableau des valeurs expérimentales associées de V_x et du mesurande x on établit l'équation reliant x à V_x, par exemple $x = a_0 + a_1V_x + a_2V_x^2 + ... + a_nV_x^n$.

Pour des raisons évidentes de simplicités lors de la réalisation, on limite le nombre de termes au minimum compatible avec la précision recherchée. Le dispositif de linéarisation de V_x doit délivrer en sortie une tension V_l linéairisée et donc proportionnel à x .

$$V_l = A \cdot x = A \cdot (a_0 + a_1V_x + a_2V_x^2 + ... + a_nV_x^n)$$

Qu'on écrira:

$$V_l = A_0 + A_1V_x + A_2V_x^2 + ... + A_nV_x^n$$

Avec $A_k = Aa_k$

Il en résulte qu'en général, la linéarisation analogique est réalisable par une association de multiplieur fournissant les termes V_x^k et additionneur pondérés.

2.2.3.3 Linéarisation Numérique

Le programme à réaliser doit établir la correspondance entre les valeurs numérique de la tension de mesure V_x délivrée par un convertisseur analogique/ numérique et la valeur du mesurande x correspondant.

Deux méthodes permettent établir cette correspondance :

- Le calcule de x à partir d'une relation analytique $x = f(V_x)$
- La tabulation d'un ensemble de valeur de x et de V_x avec éventuellement une interpolation linéaire.

a) Linéarisation par calcul :

Cette méthode est très utilisée pour la plupart des thermocouples. En effet, l'expression de la température est donnée par un polynôme d'ordre n de la f.e.m mesurée $T = f(V_x)$, que l'on peut écrire par exemple :

$$T = \sum_{i=0}^{5} a_i . V_x^i$$

Ou encore

$$T = a_0 + V_x\left(a_1 + V_x\left(a_2 + V_x\left(a_3 + V_x\left(a_4 + V_x(a_5)\right)\right)\right)\right).$$

Puis on fait le calcul itératif ci-dessous, qui nécessite un tableau contenant les coefficients a_i du polynôme et surtout qui doit être fait pour chaque valeur deV_x.

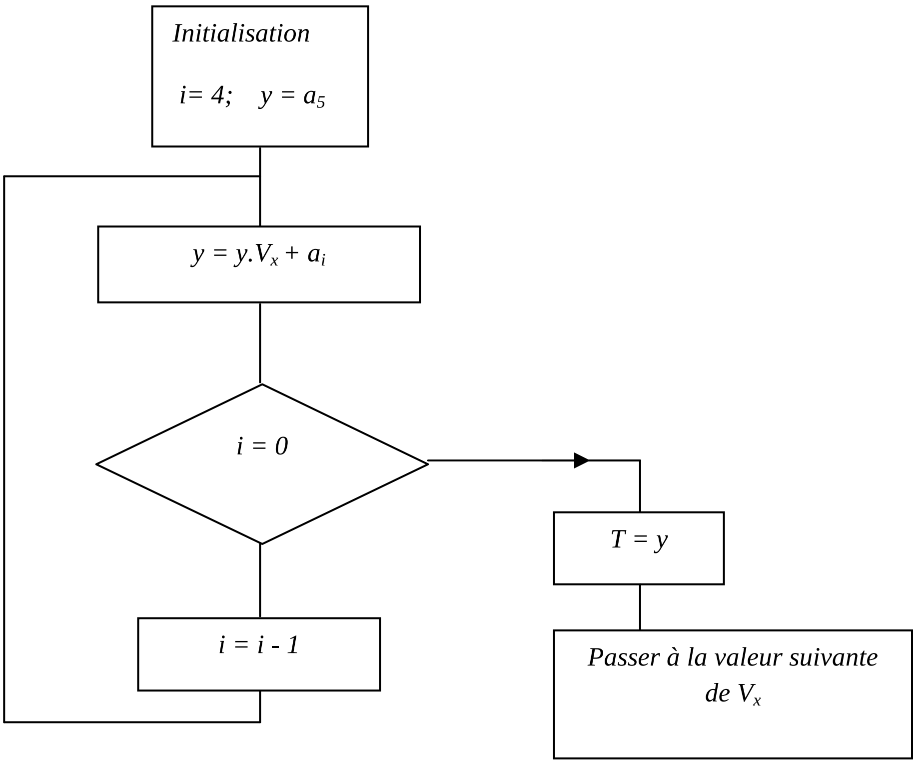


Figure 2.23 : Algorithme de calcul itératif de T

2.2.4 Amplification du signal et réduction de la tension de mode commun

2.2.4.1 La tension de mode commun : définition et origines

Dans un circuit où la tension de mesure V_x est la tension différentielle entre deux conducteurs: $V_x = V_A - V_B$, (figure 2.21) la tension de mode commun V_{MC} représente la valeur de tension commune à V_A et V_B et qui n'est support d'aucune information ; en posant :

$$V_{MC} = \frac{V_A + V_B}{2}$$

On peut écrire :

$$V_A = V_{MC} + \frac{V_x}{2} \text{ et } V_B = V_{MC} - \frac{V_x}{2}$$

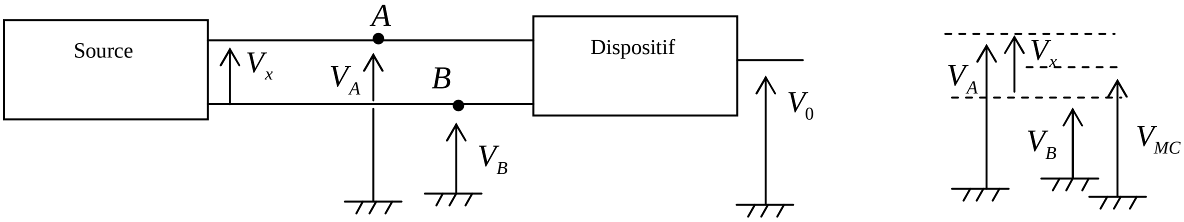


Figure 2.21 : Définition générale des tensions différentielle et de mode commun

La tension de mode commun V_{MC} peut être très supérieure au signal V_x et dans certains cas, l'expérimentateur ne la connait pas avec précision. Un des problèmes les plus importants en instrumentation est l'élimination ou réjection du mode commun afin d'obtenir et de traiter un signal proportionnel à V_x et donc indépendant de V_{MC} .

a) Tension de mode commun due à l'alimentation

Le cas se présent lorsque V_A et V_B dépendants de la tension d'alimentation. Pour un pont de Weatstone, avec 3 résistances fixes R_{c_0} et un capteur $R_c = R_{c_0} + \Delta R_c$ on alors que $\Delta R_c \prec\prec R_{c_0}$:

$$V_A = \frac{E}{2} + \frac{E}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} \qquad \text{et} \qquad V_B = \frac{E}{2}$$

Si par exemple : $E = 20$ volt et $\frac{\Delta R_c}{R_{c_0}} = 10^{-2}$ alors $V_{MC} = 10{,}025$ V $\cong 10$ V et $V_x = 50$ mV.

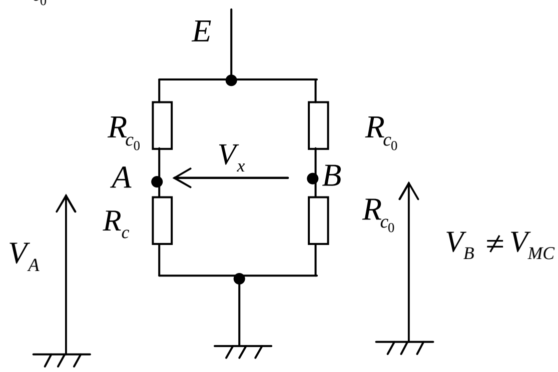


Figure 2.22 : Tension différentielle et de mode commun dans le cas du pont de Weatstone

b) Tension de mode commun de masse

Entre deux points éloignés de mise à la masse existent en général:

- Une impédance de masse Z_M à l'ordre de l'Ohm,
- Une f. é. m. de masse E_M qui a pour origines principales les inductions électromagnétiques (50H) et la circulation de courant de retour des diverses installations. Les distances entre points de mise à la masse pouvant atteindre des contraintes de matière la f. é. m. de masse E_M peut être supérieur à plusieurs dizaine de volts.

Lors que la source du signal (E_c, R_c) qui est reliée à la masse au point M_c est distante de l'installation de mesure dont la masse est fixée en M_i, la f. é. m. de masse E_M entre M_c et M_i établit pour l'installation de mesure une tension de mode commun figure (2.23).

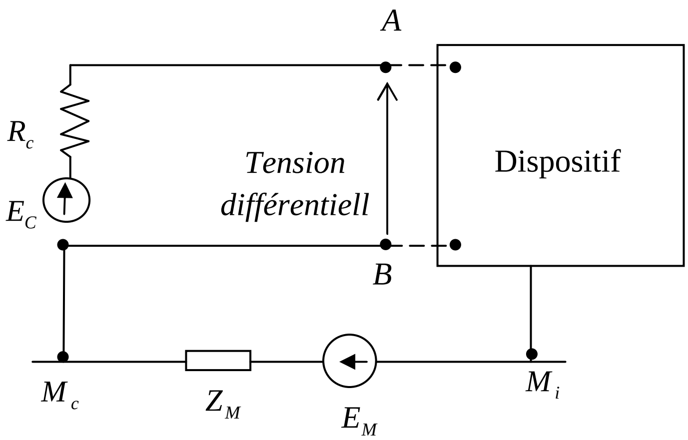


Figure 2.23 : Définition générale des tensions différentielle et de mode commun

Aux deux extrémités A et B de la liaison, on a en circuit ouvert par rapport à la masse les potentielles $V_B = E_M$ et $V_A = E_M + E_c$, habituelle on peut supposer que $E_c \prec\prec E_M$ donc

$$V_{MC} = E_M \text{ et } V_x = E_c .$$

2.2.4.2 Amplificateur différentiel et taux de rejection de mode commun

Lorsque le signal apparaît comme tension différentielle aux extrémités d'une liaison, son traitement par ampli différentiel s'impose :

Un ampli différentiel peut être considérer comme constitué de deux voies de gain $-A_1$ et A_2 et d'un sommateur dont la sortie est celle de la sortie de l'ampli différentiel.

La tension de sortie V_0 de l'ampli différentiel a pour expression $V_0 = A_2 V_+ - A_1 V_-$

Soit $V_{MC} = \frac{V_+ + V_-}{2}$ et $V_d = V_+ - V_-$

$$V_0 = \frac{A_1 + A_2}{2} V_d + (A_2 - A_1) V_{MC}$$

Le gain différentiel est $A_d = \frac{A_1 + A_2}{2}$ et le gain en mode commun s'écrit : $A_{MC} = A_2 - A_1$

La tension de sortie peut être écrite sous la forme $V_0 = A_d \left(V_d + \frac{A_{MC}}{A_d} V_{MC} \right)$ ou en posant $\tau_r = \frac{A_d}{A_{MC}}$, le taux de rejection du mode commun, $V_0 = A_d \left(V_d + \frac{1}{\tau_r} V_{MC} \right)$.

La réduction de l'influence de la tension de mode commun sur la sortie est d'autant mieux assurée que le taux de rejection de mode commun τ_r est grand.

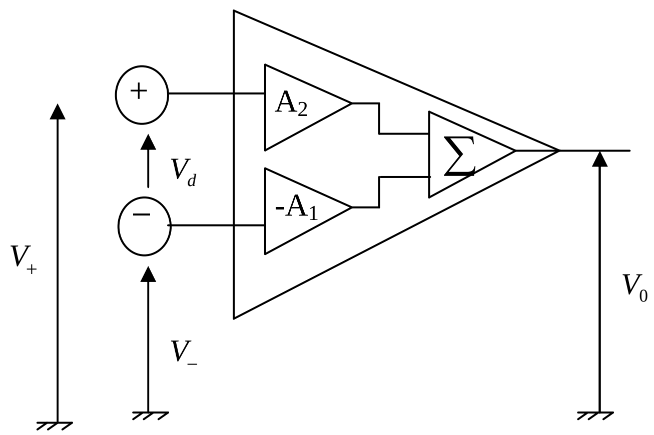


Figure 2.24 : Structure de l'amplificateur différentiel