
CHAPITRE III

CONDITIONNEMENT DES CAPTEURS

INTRODUCTION

Le conditionnement de la mesure consiste à rendre la mesure issue du capteur (le signal électrique de sortie) exploitable. Le choix d'un conditionneur est une étape importante dans la réalisation d'un ensemble de mesure. C'est en effet, l'association capteur – conditionneur permet de déterminer le signal électrique et ses caractéristiques.

III.1. CONDITIONNEMENT DES CAPTEURS ACTIFS

Dans ce cas, le capteur actif se comporte comme un générateur : une source de tension, une source de courant ou une source de charges électrostatiques.

III.1.1. Capteur source de tension

Dans ce cas, on peut adopter le modèle de la figure III.1 pour la sortie du capteur auquel on vient connecter une impédance correspondante à l'impédance d'entrée du circuit de conditionnement.

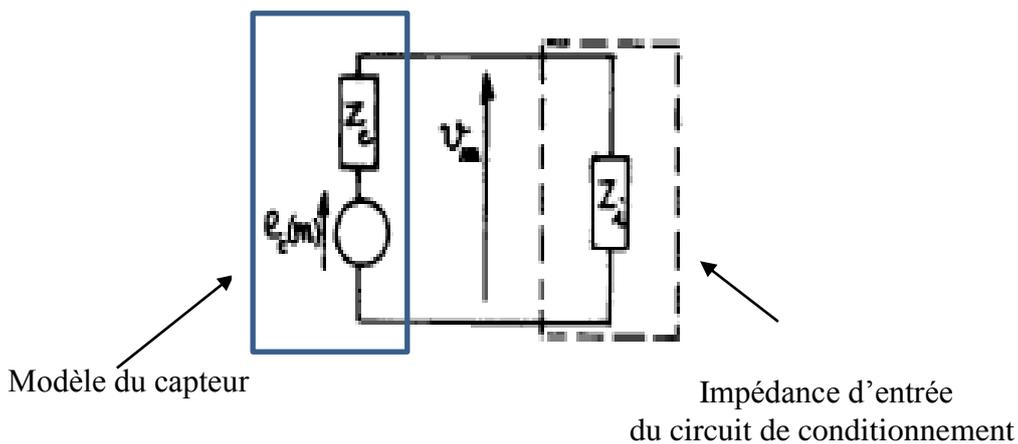


Figure III.1 : Modèle du capteur source de tension

Pour ce type de capteurs, on utilisera habituellement 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 pourra utiliser par exemple, un montage suiveur (inverseur ou non inverseur) à base d'amplificateurs opérationnels, comme on peut utiliser un amplificateur différentiel lequel est appelé plus classiquement amplificateur d'instrumentation.

La figure III.2 illustre trois types de montages pour le conditionnement du capteur source de tension.

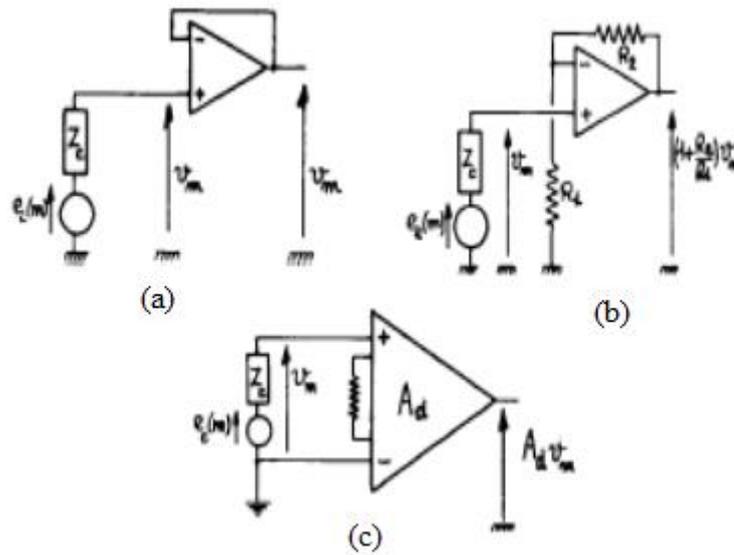


Figure III.2: Exemple de conditionneurs pour capteur source de tension.

III.1.2. Capteur source de courant

Dans ce cas, le capteur peut se modéliser par une source de courant idéale $i_c(m)$ liée avec son impédance interne Z_C en parallèle.

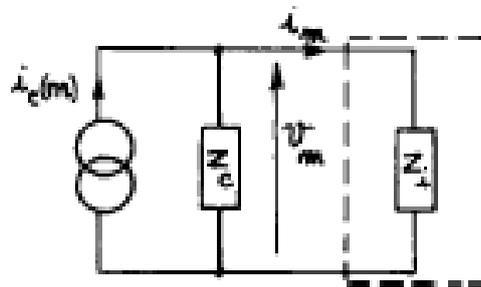


Figure III.3: Modèle du capteur type source de courant.

On fait appel dans ce cas à un convertisseur courant-tension de manière à obtenir une tension V_m proportionnelle au courant de sortie du capteur. Le montage de la figure III.4 illustre un exemple de convertisseur courant-tension.

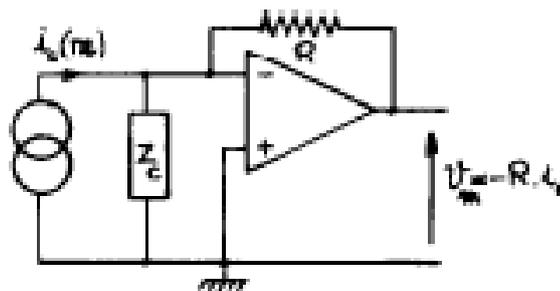


Figure III.4: Convertisseur courant-tension

III.1.3. Capteur source de charge

Le capteur en tant que générateur présente une impédance interne capacitive. C'est le cas par exemple d'un cristal piézo-électrique. Il faut faire attention dans le cas où l'on vient brancher une impédance équivalente résistive à ses bornes. En effet, cette résistance peut engendrer une décharge trop rapide de la capacité et empêchant par la suite toute mesure.

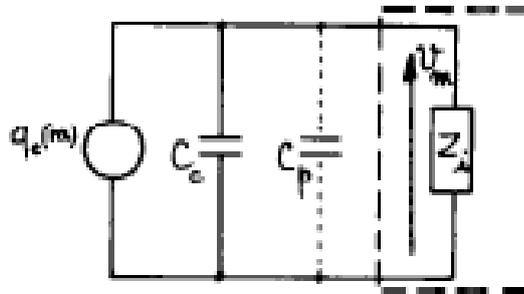


Figure III.5: Modèle du capteur type source de charge

Dans le cas d'un capteur source de charge, il est préférable d'utiliser un amplificateur et convertisseur de charge tension dont le principe est présenté sur la figure III.6.

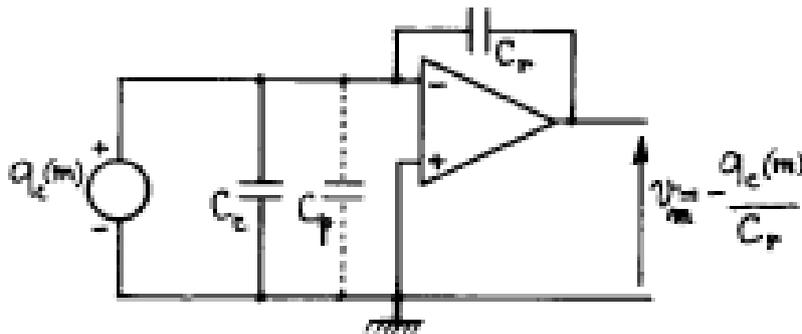


Figure III.6: Convertisseur charges-tension à base d'Amplificateur de charge

III.2. CAPTEURS PASSIFS

Il s'agit généralement d'impédance dont l'un des paramètres déterminants est sensible à la grandeur mesurée. L'impédance présente dans l'élément de transduction réagit aux variations du mesurande aux travers des effets du mesurande sur le corps d'épreuve. L'impédance peut être résistive, capacitive ou inductive. Les sous-sections suivantes abordent ces trois impédances et les variations qu'ils subissent en fonction de la variation de diverses grandeurs physiques.

III.2.1. Variation de résistivité

La conductivité d'un matériau indique avec quelle facilité les électrons peuvent se déplacer dans ce matériau. L'inverse de la conductivité, c'est la résistivité. Dans un conducteur (métal), le parcours d'un électron dans la bande de conduction peut être entravé par l'oscillation des atomes. Plus la température est basse, moins les atomes oscillent et moins il

est probable que l'électron soit bloqué. A des températures extrêmement basses se produit le phénomène de la supraconductivité.

Au contraire, plus la température est élevée et plus les atomes oscillent ce qui augmente la probabilité d'un électron de voir son chemin bloqué. Il aura plus de difficulté à circuler. La résistivité (et la conductivité) est donc dépendante de la température et on peut donc utiliser cette propriété pour mesurer la température. La relation entre la résistivité et la température T est :

$$\rho = \rho_0(1 + \alpha_1\Delta T + \alpha_2\Delta T^2 + \dots) \quad (\text{III.1})$$

Avec ρ_0 la résistance à une température de référence ; ΔT la différence entre la température actuelle et celle de référence et α_i coefficients de température.

Dans le cas des semi-conducteurs, la résistance évolue suivant une loi logarithmique en fonction de la température et elle dépend du dopage du semi-conducteur. Le changement de température modifie le nombre d'électrons et de trous libres, changeant ainsi la résistivité du semi-conducteur. La résistance d'un conducteur ou d'un semi-conducteur, dépend aussi de la géométrie. Ainsi, pour un fil cylindrique de longueur l et de section A , la résistance est donnée par la relation:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A} \quad (\text{III.2})$$

Si cette géométrie est modifiée, cela entrainera des changements aux valeurs des variables l et A , ce qui fera varier la valeur de la résistance R . Cela est utilisé dans les jauges de contraintes qui sont des résistances utilisées pour mesurer la déformation des poutres soumises à des forces.

La résistivité de certains semi-conducteurs est aussi dépendante du flux lumineux. Le rayonnement lumineux fait passer des électrons de la bande de valence à la bande de conduction. Donc, comme le nombre d'électrons de la bande de conduction (et de trous dans la bande de valence) a changé, la résistance du semi-conducteur sera modifiée. Enfin, la résistivité ρ de certains matériaux, dont le chlorure de lithium dépend du niveau d'humidité. On peut donc déduire le niveau d'humidité en mesurant la variation de la résistance.

III.2.2. Variation de capacitance

La capacité C est définie comme étant le rapport entre la quantité Q de charges électriques stockées sur deux armatures (plaques métalliques) et le champ électrique V entre ces plaques provoqué par ces charges électriques :

$$C = \frac{Q}{V} \quad (\text{III.3})$$

La capacité dépend de la géométrie des plaques et du milieu séparant les deux armatures et qui est traversé par le champ électrique. Par exemple, la capacité de deux plaques rectangulaire parallèles de surface A distancées d'une distance d est :

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{d}{A} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

ε_r : La constante diélectrique relative du matériau soumis au champ électrique présent entre les deux armatures. A titre de référence, la constante diélectrique du vide (dite aussi permittivité du vide) est $\varepsilon_0 = 8.854 \times 10^{-12}$ Farads/mètre et la constante diélectrique relative de l'air est $\varepsilon_r = 1.000264$.

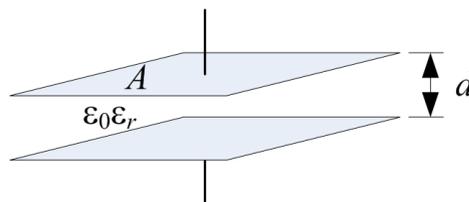


Figure III.7: Condensateur à plaques rectangulaires parallèles

La capacitance d'un condensateur cylindrique est :

$$C = 2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r \frac{l}{\ln(D/d)} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

D et d les diamètres respectifs des électrodes externes et internes et l la longueur du cylindre.

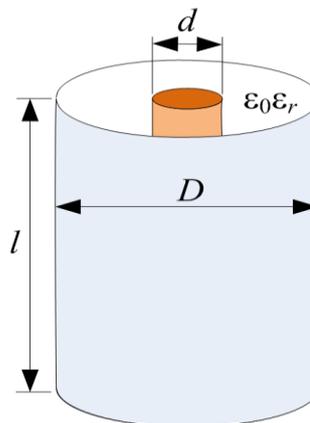


Figure III.8: Condensateur cylindrique

La constante diélectrique relative ε_r d'un matériau placé entre les deux électrodes du condensateur peut être changée par des variations de température et/ou d'humidité.

Pour la mesure de très basses températures, on utilise des verres comme diélectriques, car ceux-ci réagissent à la température par un changement de leur constante diélectrique relative.

La capacité peut varier avec le changement de géométrie, par exemple la distance d entre les deux armatures d'un condensateur plan - voir l'équation (III.4). Ce principe peut être utilisé dans un capteur de pression à membrane, celle-ci étant l'une des deux plaques du condensateur. La déformation de la membrane change la capacité.

III.2.3. Variation d'inductance

L'inductance L est une mesure du rapport entre le flux Φ du champ magnétique généré par un fil conducteur traversé par un courant d'intensité I :

$$L = \frac{\Phi}{I} \quad (\text{III.6})$$

En vertu de la loi de Faraday, la tension $e(t)$ est :

$$e(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (\text{III.7})$$

Ce qui mène à la relation entre la tension et le courant dans une inductance :

$$e(t) = -L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.8})$$

Il faut donc que le courant $i(t)$ varie dans le temps pour que l'on puisse mesurer l'inductance. L'inductance d'une bobine de N spires enroulées autour d'un noyau magnétique (Figure III.9) est donnée par :

$$L = \mu_0 \mu_r \frac{N^2 S}{l} \quad (\text{III.9})$$

Avec $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ la perméabilité magnétique du vide, μ_r la perméabilité magnétique relative du noyau magnétique, S la surface du noyau magnétique et l la longueur du circuit magnétique.

L'inductance d'une bobine à l'air libre est :

$$L = \mu_0 \frac{N^2 S}{l} \quad (\text{III.10})$$

L'inductance peut être changée par les variations de la perméabilité magnétique relative μ_r qui est fonction des contraintes mécaniques présentes dans un matériau ferromagnétique soumis à une force.

L'inductance peut aussi être changée en modifiant la réluctance du circuit magnétique ou en changeant le nombre de tours de la bobine.

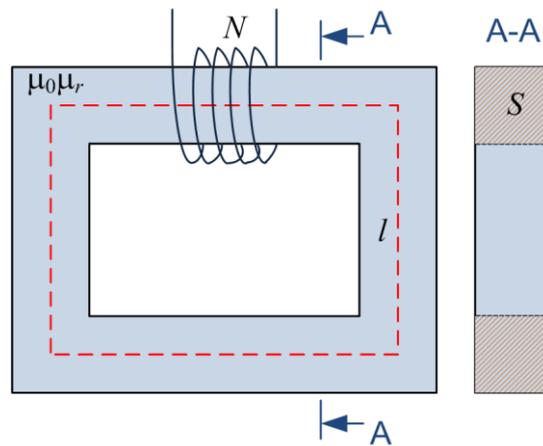


Figure III.9: Inductance faite avec un fil conducteur bobiné.

La réluctance est la difficulté du champ magnétique à parcourir un circuit magnétique. L'inductance se calcule à partir de la réluctance comme suit :

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}} \quad (\text{III.11})$$

Pour un circuit magnétique fait d'un seul matériau, la réluctance est :

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r S} \quad (\text{III.12})$$

Avec : l la longueur du circuit magnétique (la longueur de la ligne rouge pointillée sur la Figure III.9) et S la section du noyau magnétique.

III.3. CONDITIONNEMENT DES CAPTEURS PASSIFS

Ce type de capteurs donne une image du mesurande par l'intermédiaire d'une variation de son impédance. Les variations de l'impédance Z_C d'un capteur passif suite à une évolution d'un mesurande ne peuvent être traduites sous la forme d'un signal électrique qu'en associant au capteur un circuit électrique appelé conditionneur qui nécessite une source d'alimentation externe (e_s ou i_s) et d'autres impédances Z_K .

Le choix d'un conditionneur est une étape importante dans une chaîne de mesure. En effet, l'association capteur et conditionneur permet de déterminer le signal électrique. La constitution du conditionneur influe beaucoup sur un certain nombre de performances de l'ensemble de mesure : sensibilité, linéarité, insensibilité à certaines grandeurs d'influence. La résistance du capteur R_C doit être insérée dans l'un des montages suivants:

- Montage potentiométrique.
- Montage à base d'un pont de Wheatstone.
- Montage oscillant.
- Montage à base d'un amplificateur.

III.3.1. Montage potentiométrique

III.3.1.1. Cas des résistances

On utilise un simple pont diviseur alimenté par une source de tension continue e_s . L'impédance interne de la source (R_s) et l'impédance de l'appareil de mesure (R_d) doit être prises en compte. Le capteur est modélisé par la résistance R_C montée en parallèle avec l'impédance d'entrée de l'appareil de mesure R_d .

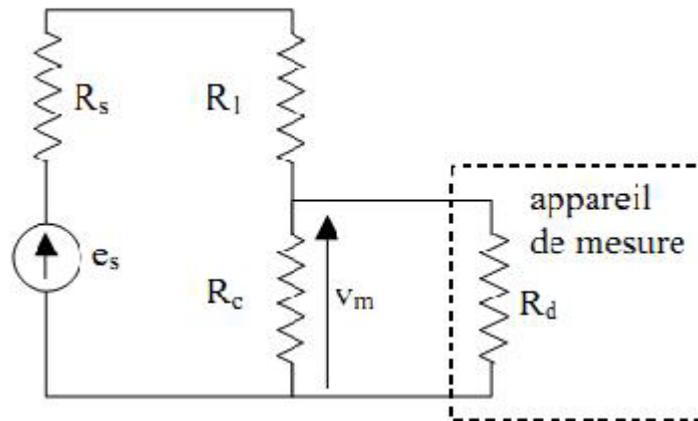


Figure III.10: Modèle du montage potentiométrique

La tension V_m est mesurée aux bornes du capteur par un appareil de mesure de résistance d'entrée R_d .

$$V_m = e_s \frac{R_C R_d}{R_C(R_1 + R_S) + R_d(R_S + R_1 + R_C)} \quad (\text{III.13})$$

En négligeant R_S et en supposant que la résistance R_d est très grande on peut obtenir l'expression suivante:

$$V_m = \frac{R_C}{R_C + R_1} e_s \quad (\text{III.14})$$

On constate que la relation qui lie la tension de sortie (V_m) au paramètre image du mesurande (R_C) n'est pas linéaire. La sensibilité du montage n'est donc pas constante.

a. Linéarisation de la mesure

Pour linéariser la réponse du capteur afin d'obtenir ΔV_m proportionnel ΔR_C , On peut utiliser les deux solutions suivantes :

✓ **Solution N°1 (Fonctionnement en petits signaux):** Dans ce cas on se place : aux petites variations du mesurande: $\Delta R_C \ll R_C + R_1$

$$\begin{aligned} R_C &\rightarrow R_{C0} + \Delta R_C \\ V_m &\rightarrow V_{m0} + \Delta V_m \end{aligned}$$

Alors on obtient :

$$\Delta V_m = \frac{(R_1) \Delta R_C}{(R_1 + R_{C0})^2} \cdot e_s \quad (\text{III.15})$$

C'est une relation linéaire d'où on peut directement extraire la sensibilité du capteur laquelle est donnée par $S_C = \Delta V_m / \Delta R_C$. Cette sensibilité du montage potentiométrique est maximum si on choisit : $R_1 = R_{C0}$.

Soit:

$$\Delta V_m = \left(\frac{e_s}{4}\right) \cdot \frac{\Delta R_C}{R_{C0}} \quad (\text{III.16})$$

✓ **Solution N°2 (Montage Push-Pull)**

Dans ce cas, on remplace la résistance fixe R_1 par un second capteur, identique au premier mais dont les variations sont de signe contraire ($R_1 = R_{C0} - \Delta R_C$). C'est le cas, par exemple, de deux jauges d'extensiométrie identiques subissant des déformations égales mais de signes contraires.

Dans ce cas la tension : $\Delta V_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_C}{2R_{C0} + R_S}$ et si en négligeant R_S on obtient :

$$\Delta V_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_C}{R_{C0}} \quad (\text{III.17})$$

Remarque: Cas d'une source d'alimentation en courant:

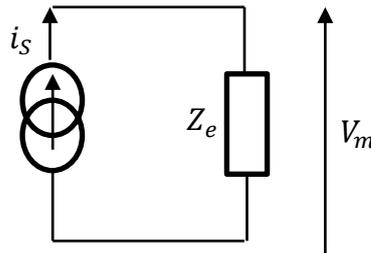


Figure III.11: Capteur alimenté en courant

L'utilisation d'une source de courant I_S rend le montage directement linéaire si l'on néglige l'impédance interne de la source, c'est à dire :

$$\Delta V_m = I_S \cdot (\Delta R_C) \quad (\text{III.18})$$

b. Elimination de la composante permanente de la tension de mesure

Avec la méthode potentiométrique, la variation de tension ΔV_m , qui porte l'information est généralement superposée à une tension supérieure V_{m0} . Ceci risque de rendre la mesure imprécise dans le cas de phénomènes statiques pour lesquels ΔR_C est constant ou lentement variable. Pour résoudre ce problème, on utilise généralement un filtre pass-haut ou un montage en pont.

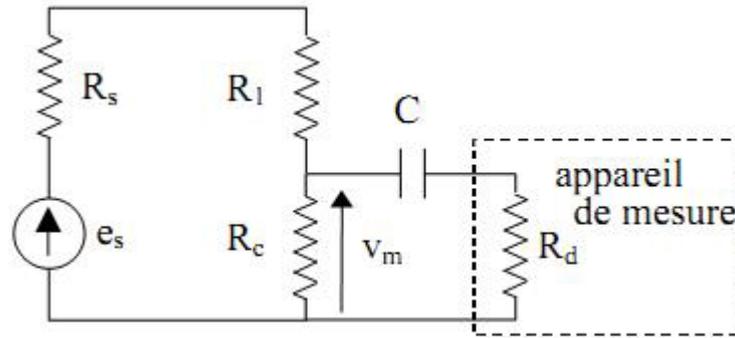


Figure III. 12: Filtre passe haut pour éliminer V_{m0}

III.3.1.2. Cas des impédances complexes (Z_c)

Il s'agit dans ce cas, soit de capteurs capacitifs (détecteur de niveau par exemple), soit de capteurs inductifs (détecteur de position ou de déplacement par exemple). On utilise alors une source d'alimentation sinusoïdale associée à un pont diviseur.

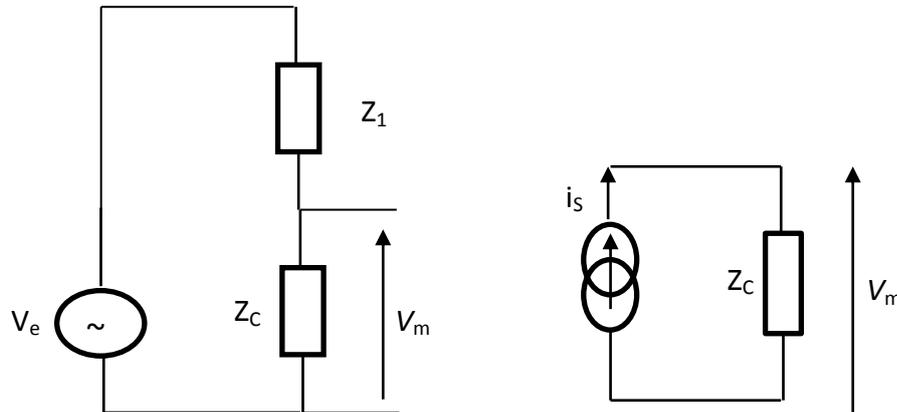


Figure III.13: Montage en pont dans le cas d'impédances complexes.

Dans le cas où $Z_1=R_1$ (une résistance fixe) et en choisissant: $R_1 \gg |Z_{c0}|$, l'expression de ΔV_m se simplifie comme suit:

$$\Delta V_m = \left(\frac{V_e}{R_1}\right) \cdot \Delta Z_c \tag{III.19}$$

De même, si l'impédance Z_c est alimentée avec une source de courant constant i_s , la variation de la tension de mesure est donnée par :

$$\Delta V_m = I_s \cdot \Delta Z_c \tag{III.20}$$

III.3.2. Montage en pont

L'utilisation d'un montage potentiométrique présente l'inconvénient d'avoir en sortie une tension continue même en l'absence de variations du mesurande. L'emploi d'un montage en pont de Wheastone présente l'avantage de s'affranchir de cette tension continue. La structure générale du pont de Wheatstone est indiquée par la figure III.14.

III.3.2.1. Mesure des résistances à l'aide d'un Pont de Wheatstone

Dans ce cas le capteur est une résistance R_C . Avec (e_s, R_s) ou (i_s, R_s) caractérisent la source de tension ou de courant. R_d est la résistance du dispositif de détection de l'équilibre du pont ou bien de mesure de son déséquilibre (impédance d'entrée de l'appareil de mesure).

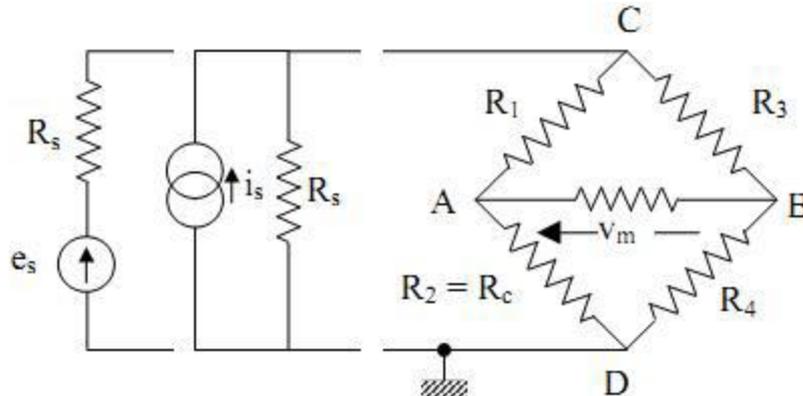


Figure III.14 : Montage en pont de Wheatstone

➤ Condition d'équilibre du pont

Si on néglige R_s et on suppose que R_d très grande:

$$\begin{cases} V_A = \frac{R_C}{R_C + R_1} \cdot e_S & \text{Au nœud A} \\ V_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \cdot e_S & \text{Au nœud B} \end{cases} \quad (\text{III.}\dots)$$

Au Nœud B :

On obtient une tension de mesure encore appelée tension déséquilibre du pont :

$$V_m = V_A - V_B = \frac{R_C R_3 - R_1 R_4}{(R_C + R_1)(R_3 + R_4)} \cdot e_S \quad (\text{III.21})$$

Le pont est dit équilibré lorsque $V_A = V_B$ ce qui implique que le courant dans la branche AB est nul, ce qui correspond à :

$$R_2 R_3 = R_1 R_4 \quad ; \quad R_2 = R_C \quad (\text{III.22})$$

On remarque que la condition d'équilibre du pont ne dépend que de résistances du pont : elle est indépendante des résistances de la source et du détecteur de déséquilibre.

➤ Tension de déséquilibre

Lorsque le dispositif de mesure possède une grande impédance d'entrée (oscilloscope, carte d'acquisition,...), on peut alors considérer :

$$R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4.$$

***Alimentation par une source de tension**

Dans ce cas la résistance de la source R_s est très négligeable devant les autres résistances. Alors la tension de déséquilibre est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} i_d = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_2 + R_1)(R_4 + R_3)} \cdot e_S \\ V_m = R_d i_d = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_2 + R_1)(R_4 + R_3)} \cdot e_S \end{cases} \quad (III.23)$$

***Alimentation par une source de courant**

La résistance de la source est très supérieure aux autres résistances ; alors V_m peut s'écrire comme suit :

$$V_m = \frac{R_C R_3 - R_1 R_4}{(R_C + R_1)(R_4 + R_3)} \cdot i_S \quad (III.24)$$

Le capteur résistif peut être incorporé dans le pont avec plusieurs manières :

a. Montage 1/4 de pont avec 3 résistances fixes et un capteur

Dans ce cas, le pont est constitué de trois résistances fixes $R_1 = R_3 = R_4 = R_{C0}$ et un seul capteur résistif : $R_2 = R_C = R_{C0} + \Delta R_C$.

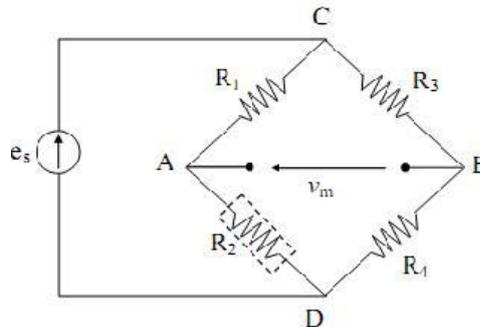


Figure III.15: Montage 1/4 de pont

La variation de la résistance du capteur entraîne l'apparition d'une tension de déséquilibre qui a pour expression :

$$\begin{cases} V_m = \frac{e_S}{4} \cdot \frac{\frac{\Delta R_C}{R_{C0}}}{\left(1 + \frac{\Delta R_C}{2R_{C0}}\right)} & \text{En tension} \\ V_m = \frac{i_S}{4} \cdot \frac{\Delta R_C}{(1 + \Delta R_C / 4R_{C0})} & \text{En courant} \end{cases} \quad (III.25)$$

Il est clair que V_m n'est pas linéaire avec ΔR_C . Cependant, pour de très faibles variations de la résistance $R_{C0} \gg \Delta R_C$, on a alors :

$$\begin{cases} V_m = \frac{e_S}{4} \cdot \frac{\Delta R_C}{R_{C0}} & \text{En tension} \\ V_m = \frac{i_S}{4} \cdot \Delta R_C & \text{En courant} \end{cases} \quad (III.26)$$

Dans le cas général, où ΔR_C n'est pas négligeable devant R_{C0} , l'expression de la tension V_m peut être linéarisée en utilisant des amplificateurs opérationnels associés au pont.

b. Montage 1/2 de Pont avec 2 résistances fixes et 2 capteurs

Dans ce cas, le pont est constitué de deux résistances fixes $R_3 = R_4 = R_{C0}$ et de deux résistances variables (capteurs) de résistance $R_1 = R_{C0} + \Delta R_1$ et $R_2 = R_{C0} + \Delta R_2$.

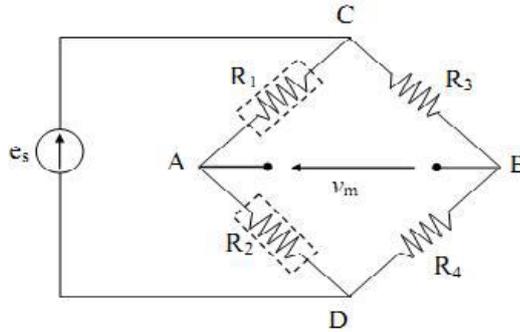


Figure III. 16: Montage 1/2 de pont

La tension de déséquilibre a pour expression:

$$\begin{cases} V_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_{C0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{2R_{C0}}} & \text{En tension} \\ V_m = \frac{i_s}{4} (\Delta R_2 - \Delta R_1) \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{2R_{C0}}} & \text{En courant} \end{cases} \quad \text{(III.27)}$$

Ces expressions sont clairement non linéaires. A ce type de montage peut être réalisé en push-pull.

Montage push-pull

Si on suppose que les résistances R_1 et R_2 sont deux capteurs auxquels le mesurande impose des variations égales et opposées. Par exemple, deux jauges d'extensiométrie subissant des déformations égales et de signe contraire. On peut écrire : $\Delta R_1 = -\Delta R_2 = \Delta R_C$. Dans ces conditions, la tension de déséquilibre devient :

$$\begin{cases} V_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_C}{R_{C0}} & \text{En tension} \\ V_m = \frac{i_s}{2} \Delta R_C & \text{En courant} \end{cases} \quad \text{(III.28)}$$

On remarque que V_m devient linéaire et la sensibilité est augmentée de deux fois par rapport à celle du montage quart du pont.

c. Montage en Pont entier avec 4 capteurs en Push-Pull

Dans ce cas, chaque branche du pont comporte un capteur résistif soumis au mesurande, les résistances des capteurs placés dans deux branches contiguës varient d'une quantité égale mais en sens contraire.

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

La tension de mesure à pour expression :

$$\begin{cases} V_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_C}{R_{C0}} & \text{En tension} \\ V_m = i_s \cdot \Delta R_C & \text{En courant} \end{cases} \quad \text{(III.29)}$$

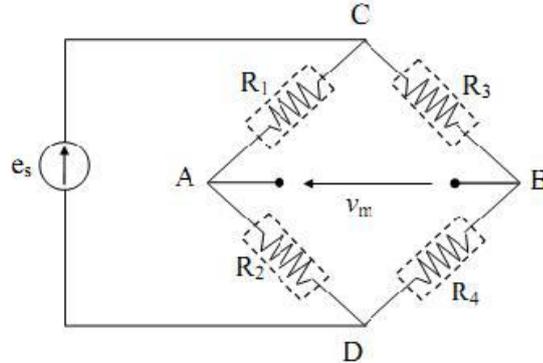


Figure III.17: Montage en pont entier

Avec ce type de montage, V_m possède une meilleure linéarité, une grande sensibilité et élimination des grandeurs d'influence.

III.3.2.2. Mesure des impédances complexes à l'aide d'un Pont de Wheatstone

Il est tout d'abord nécessaire de déterminer quelles sont, les conditions optimales de mesure en fonction de l'impédance du capteur:

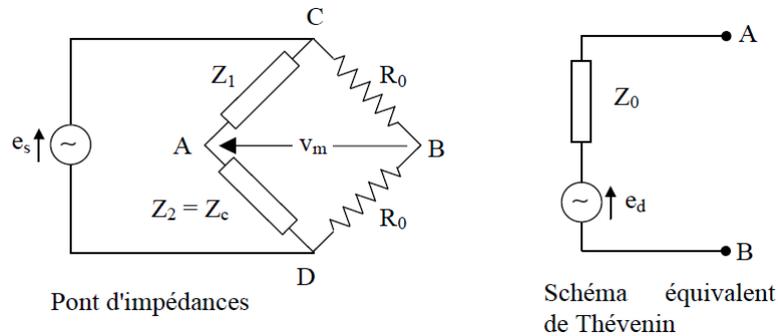


Figure III.18: Montage en pont pour la mesure de Z_C

Entre les points de mesure A et B, le pont d'impédances peut être ramené à un schéma équivalent de Thévenin caractérisé par:

- La tension en circuit ouvert :

$$e_d = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \text{(III.30)}$$

- L'impédance interne :

$$Z_0 = \frac{R_0}{2} + \frac{Z_2 Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad \text{(III.31)}$$

- Le courant de court-circuit :

$$i_d = \frac{e_d}{Z_0} = e_s \frac{Z_2 - Z_1}{(Z_1 + Z_2)R_0 + 2Z_1 Z_2} \quad \text{(III.32)}$$

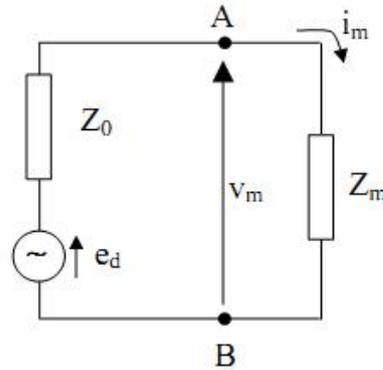


Figure III. 19: Schéma équivalent de Thévenin

Si l'on branche entre A et B un appareil de mesure dont l'impédance d'entrée est Z_m , alors :

- La tension V_m aux bornes de Z_m s'écrit :

$$V_m = e_d \cdot \frac{Z_m}{Z_m + Z_0} = e_d \cdot \frac{1}{1 + Z_0/Z_m} \quad (\text{III.33})$$

- Le courant i_m parcourant Z_m s'écrit :

$$i_m = e_d \cdot \frac{1}{Z_m + Z_0} = i_d \cdot \frac{1}{1 + Z_0/Z_m} \quad (\text{III.34})$$

Noter que le signal de mesure doit être indépendant de Z_m , c'est pourquoi on choisira :

- ✓ $Z_m \gg Z_0$ afin de mesurer la tension : $V_m = e_d$
- ✓ $Z_m \ll Z_0$ afin de mesurer le courant : $i_m = i_d$

Le choix entre la mesure d'une tension ou d'un courant est dicté par l'ordre de grandeur de l'impédance interne Z_0 du pont.

La condition $Z_m \gg Z_0$ est d'autant plus facile à réaliser que l'impédance Z_0 est plus faible. Dans le cas de capteurs inductifs, l'impédance Z_0 étant de l'ordre du $K\Omega$ (20 mH à 10 kHz par exemple), cette condition est satisfaite et l'utilisateur peut envisager la mesure de la tension de déséquilibre V_m . Par contre, pour des capteurs capacitifs, Z_0 est de l'ordre de 100 $K\Omega$ (100 pF à 10 kHz) et il est beaucoup plus difficile de satisfaire la condition $Z_m \gg Z_0$. Dans ce cas, $Z_m \ll Z_0$ est facilement réalisable et donc pour des capteurs capacitifs c'est la mesure du courant i_m qui est appropriée. Dans ce qui suit, voici deux exemples pour un capteur inductif et un capteur capacitif.

a. Pont de mesure pour capteurs inductifs

Dans ce cas, le capteur est une bobine à noyau mobile par exemple comme il est illustré sur la figure III.20. La mesure est portée sur la tension de déséquilibre du pont :

$$V_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (\text{III.35})$$

Où : $e_s = E_0 \cdot \cos(\omega_s t)$ est la force électromotrice de la source d'alimentation.

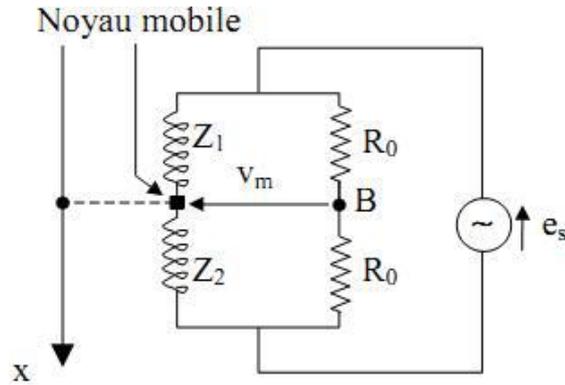


Figure III. 20: Montage d'un capteur inductif

Le pont est souvent utilisé en fonctionnement push-pull pour la linéarité la réponse:

$$\begin{cases} Z_1 = Z_{C0} + \Delta Z_1 \\ Z_2 = Z_{C0} + \Delta Z_2 \end{cases} \quad (III.36)$$

Avec :

$$\Delta Z_1 = -\Delta Z_2 = \Delta Z_C \quad (III.37)$$

D'où :

$$V_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta Z_C}{Z_{C0}} \quad (III.38)$$

b. Pont de mesure pour capteurs capacitifs

La mesure porte sur le courant de déséquilibre i_m Avec : $i_m = j\omega_s(C_1 - C_2)e_s$ où $e_s = E_s \cos(\omega_s t)$ est la source d'alimentation du pont.

Une tension de mesure indépendante de ω_s est obtenue à l'aide d'un convertisseur courant/tension capacitif délivrant la tension :

$$V_m = \frac{-i_m}{j\omega_s} = \frac{C_2 - C_1}{C} e_s \quad (III.39)$$

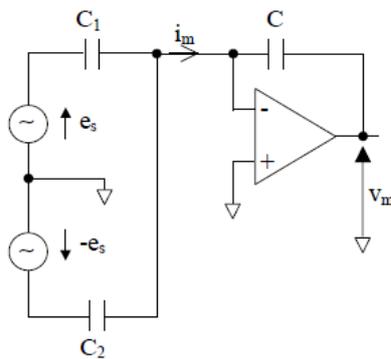


Figure III. 21: Montage d'un capteur capacitif

Si C_1 et C_2 sont, par exemple, les capacités de deux condensateurs cylindriques ayant un conducteur commun dont la position x du point milieu détermine la capacité de chacun, on

peut alors les exprimer sous la forme suivante : $C_1(x) = C_0(1 - \alpha x)$ et $C_2(x) = C_0(1 + \alpha x)$ soit : $v_m = V_m \cos(\omega_s t)$ où $V_m = S \cdot x$ Avec : $S = \frac{2\alpha E_s C_0}{c}$ (III.40)

On constate que l'expression de v_m est de la forme $v_m = S \cdot x \cos(\omega_s t)$ autrement dit la tension de mesure est le résultat d'une modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse de la tension d'alimentation e_s par le déplacement de x .

III.3.3. Montages oscillants

L'emploi d'un oscillateur comme conditionneur permet de transférer sur la fréquence des oscillations, l'information liée à la valeur de l'impédance du capteur. Le signal délivré par l'oscillateur est dit « modulé en fréquence » par le mesurande. Cette méthode de conditionnement offre plusieurs avantages :

- L'information portée par la fréquence possède une immunité aux parasites supérieure à celle d'une information portée par l'amplitude.
- La conversion sous forme numérique est simple ; elle consiste à compter les périodes du signal pendant un temps déterminé.
- Le signal modulé en fréquence peut être transmis par voie hertzienne permettant alors des télémesures, utile en particulier sur des pièces tournantes.

On distingue deux types d'oscillateurs : Les oscillateurs sinusoidaux et de relaxation.

III.3.3.1. Oscillateurs de relaxation

L'oscillateur de relaxation le plus couramment utilisé est le multivibrateur astable (Figure III.22). C'est un générateur de signaux rectangulaires.

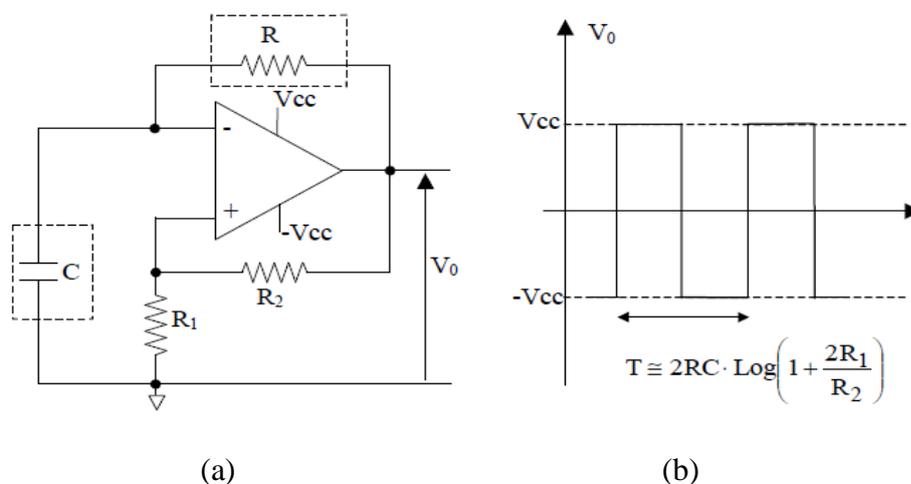


Figure III.22: (a) Schéma électrique d'un montage astable à circuit R-C, (b) Signal de sortie de l'astable.

Dans le montage de la figure III.22, le capteur est soit la capacité $C = C_0 + \Delta C$ soit la résistance $R = R_0 + \Delta R$. La période des oscillations est directement reliée à la valeur de la capacité du capteur capacitif par la relation suivante:

$$T = 2RC \cdot \log\left(1 + \frac{2R_1}{R_2}\right) \quad (\text{III.41})$$

On a alors, une variation de la fréquence F de la tension V_0 :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{C_0} \quad \text{Ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta R}{R_0} \quad (\text{III.42})$$

Soit :

$$F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0}\right) \quad \text{ou} \quad F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta R}{R_0}\right) \quad (\text{III.43})$$

III.3.3.2. Oscillateurs sinusoïdaux

La fréquence d'un oscillateur sinusoïdal peut être fixée, en particulier, par la résonance d'un circuit constitué d'une bobine d'inductance L_0 et d'un condensateur de capacité C_0 associés en série ou en parallèle. Le circuit présente une impédance purement résistive à la fréquence de résonance F_0 dont l'expression est :

- Pour un circuit oscillant série : $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$ (III.44)

- Pour un circuit oscillant parallèle :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \quad (\text{III.45})$$

Où : $Q_L = \frac{L_0 \Omega_0}{R_s}$ est le coefficient de qualité de la bobine, R_s étant sa résistance série et $\Omega_0 = 2\pi F_0$. Habituellement, $Q_L \gg 1$, Si bien que l'on peut généralement poser dans tous les cas la même fréquence de résonance (III.44).

Lorsqu'un capteur inductif ou capacitif est l'un des éléments du circuit résonant, ces variations de réactance entraînant un changement de la fréquence de résonance (ΔF_0). Selon le type de capteur et en supposant le cas des faibles amplitudes :

$$\begin{cases} \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta L}{2L_0} \\ \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0} \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Soit :

$$F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0}\right) \quad \text{ou} \quad F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta L}{2L_0}\right) \quad (\text{III.47})$$

III.3.4. Montage dans un amplificateur

Dans le montage à base d'un amplificateur opérationnel comme il est montré sur la Figure III.23 (amplificateur inverseur), la tension en sortie de l'amplificateur V_o est donnée par la relation:

$$V_o = -V_{CC} \cdot \frac{R_C}{R} \quad (\text{III.48})$$

La tension de sortie V_o dépend ainsi de la tension d'entrée V_{CC} , de la résistance R et de la résistance R_C de l'élément de transduction du capteur.

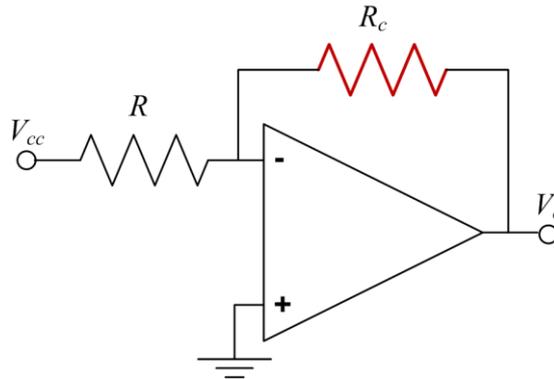


Figure III.23: Montage dans un amplificateur