

Chapitre3 : Conditionneurs de Capteurs Passifs

3.1 Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs

3.2 Montage potentiométrique

3.3 Les ponts

3.4 Les oscillateurs

3.1 Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs

3.1.1 Principaux types de conditionneurs

Les variations de l'impédance Z_C d'un capteur passif liées aux évolutions d'un mesurande m ne peuvent être traduites sous la forme d'un signal électrique qu'en associant au capteur une source de tension e_s ou de courant i_s et généralement d'autres impédances Z_K .

On peut distinguer deux groupes principaux de conditionneurs selon l'information qu'ils transfèrent et qui est en relation avec l'impédance du capteur :

- Soit sur l'amplitude du signal de mesure :

$$V_m = e_s F(Z_K, Z_C)$$

C'est le cas des **montages potentiométriques** et des **ponts** ;

- Soit sur la fréquence du signal de mesure :

$$F_m = G(Z_K, Z_C)$$

Il s'agit alors d'**oscillateurs**.

Le montage potentiométrique (fig.1) présente l'intérêt de la simplicité, mais son inconvénient majeur est sa **sensibilité aux parasites**.

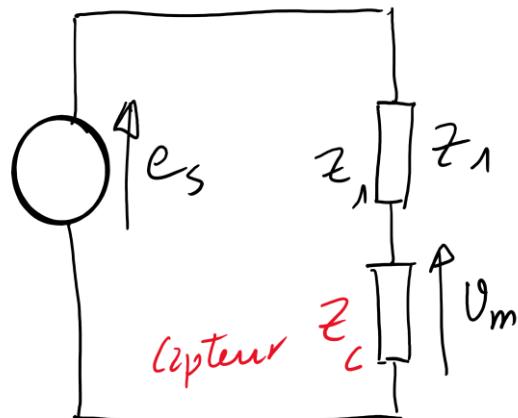


Fig.1

Il en est de même de l'alimentation par source de courant (fig.2) qui peut être considérée comme un cas limite (Z_1 très grande devant Z_C) du montage potentiométrique.

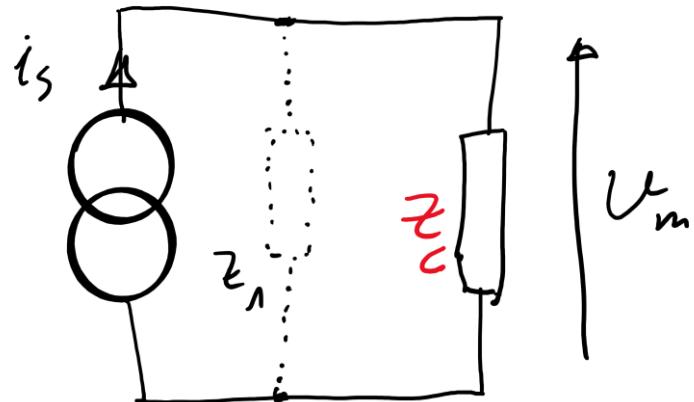


Fig.2 $z_1 \gg z_c$

Le pont par contre (fig.3) qui est effectivement un double potentiomètre permet une mesure différentielle, réduisant de façon importante l'influence des parasites.

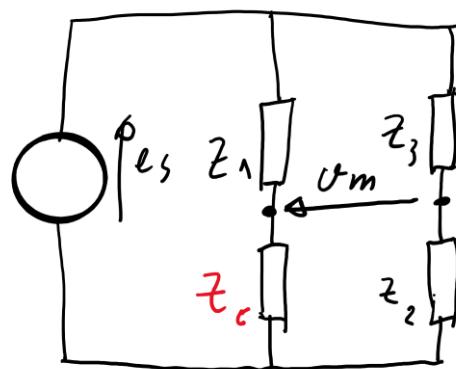


Fig.3

Les oscillateurs utilisés en conditionneurs peuvent être de type sinusoïdal ou de relaxation (fig.4).

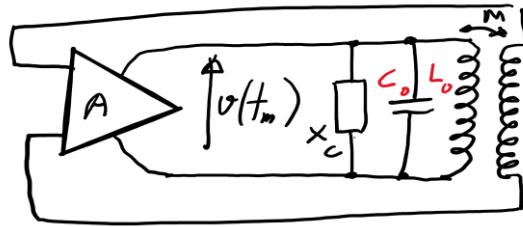


Fig.4

Ils délivrent un signal dont la fréquence est modulée par l'information, ce qui lui assure une bonne protection contre les parasites, en particulier dans le cas de télémesures. En plus la conversion de l'information sous forme numérique est facilitée puisqu'il suffit de faire un comptage de périodes.

3.2 Montages potentiométriques

3.2.1 Mesure des résistances (TD N°1)

Le capteur de résistance R_C en série avec une résistance R_1 est alimenté par une source de résistance R_S et de f.é.m. e_s continue ou alternative (fig.1).

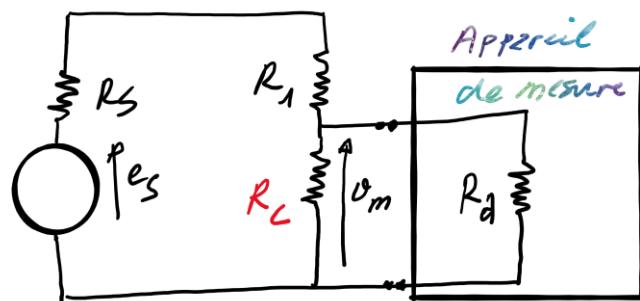


Fig.1

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

On peut écrire :

$$Vm = \frac{Rc \cdot Rd}{Rc(Rs + R1) + Rd(Rs + R1 + Rc)}$$

La tension aux bornes du capteur **est indépendante de l'appareil** de mesure à condition que : $Rd \gg Rc$

Dans ce cas :

$$Vm = \frac{Rc}{(Rs + R1 + Rc)} \quad (1)$$

On peut remarquer que la tension Vm **n'est pas une fonction linéaire de Rc .**

Linéarisation de la mesure

On souhaite que la variation ΔVm de la tension mesurée soit proportionnelle à la variation ΔRc de la résistance du capteur.

- ***Première solution : fonctionnement en « petits signaux »***

La résistance du capteur variant de R_{C0} à $R_{C0} + \Delta R_C$

La tension Vm de V_{mo} à $V_{mo} + \Delta Vm$

A partir de (1), on peut écrire :

$$v_{m_0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{C0} + \Delta R_C}{(R_{C0} + R_1 + R_s)} \frac{1}{[1 + \frac{\Delta R_C}{R_{C0} + R_1 + R_s}]}$$

A condition que $\Delta R_C \ll R_{C0} + R_1 + R_s$ on peut écrire :

$$\Delta v_m = e_s \frac{\Delta R_C}{R_{C0} + R_1 + R_s}$$

- ***Seconde solution : alimentation par source de courant***

Le montage est alimenté par une source de courant, c'èd d'impédance interne R_s très élevée :

$$R_s \gg R_{C_0} + R_1$$

Dans ce cas, la condition $\Delta R_C \ll R_{C_0} + R_1 + R_s$ est toujours vérifiée.

En posant $i_s = \frac{e_s}{R_s}$ on a :

$$\Delta v_m = i_s \cdot \Delta R_C$$

- **Troisième solution : montage push-pull**

On remplace la résistance fixe R_1 par un second capteur, identique au premier, mais dont les variations sont de signe contraire :

$$R_1 = R_{C_0} - \Delta R_C$$

Cette association de deux capteurs fonctionnant en opposition est dite push-pull.

Exemple : Deux jauge d'extensométrie identiques subissant des déformations égales et de signes contraires.

On a alors :

$$v_{m_0} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{C_0} + \Delta R_C}{R_{C_0} + \Delta R_C + R_s + (R_{C_0} - \Delta R_C)}$$

Soit :

$$\Delta v_m = e_s \frac{\Delta R_C}{2R_{C_0} + R_s}$$

3.3 Les ponts (TD N°3)

L'intérêt des ponts résulte de la nature différentielle de la mesure qui la rend moins sensible aux bruits et dérives de la source.

Cette propriété générale des ponts est mise en évidence dans l'exemple suivant d'un pont résistif (fig.1).

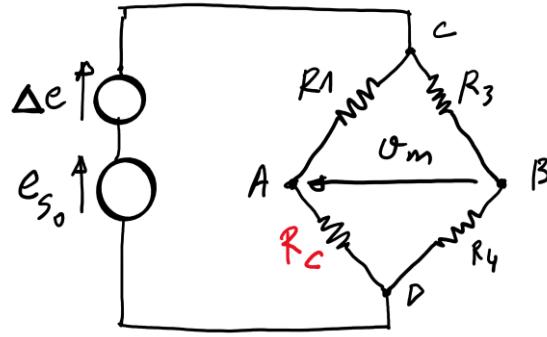


Fig1 : Pont résistif

Influence des fluctuations de la tension d'alimentation

Le pont est initialement équilibré : $v_A = v_B$

$$\text{et } \frac{R_{C_0}}{R_1 + R_{C_0}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Lorsqu'on a une fluctuation Δe s'ajoutant à la f.e.m. e_{s_0} de la source, on peut écrire :

$$v_A = e_{s_0} \frac{R_{C_0} + \Delta R_C}{R_1 + R_{C_0} + \Delta R_C} + \Delta e \frac{R_{C_0} + \Delta R_C}{R_1 + R_{C_0} + \Delta R_C}$$

$$v_B = e_{s_0} \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

La tension de mesure v_m a pour expression :

$$v_m = v_A - v_B = e_{s_0} \left(1 - \frac{\Delta e}{e_{s_0}} \right) \frac{R_1 \Delta R_C}{(R_1 + R_{C_0} + \Delta R_C)(R_1 + R_{C_0})}$$

$$v_m \approx \frac{e_{s_0} \Delta R_C}{4R_{C_0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_C}{2R_{C_0}}}$$

On peut remarquer que l'influence de la fluctuation Δe sur v_m est considérablement réduite dès que $\Delta R_C \ll R_{C_0}$

3.3.1 Mesures des résistances – Pont de Wheatstone (rappel)

a) *Equation générale. Condition d'équilibre (TD N°2)*

e_s et R_s caractérisent la source (fig.2) ;

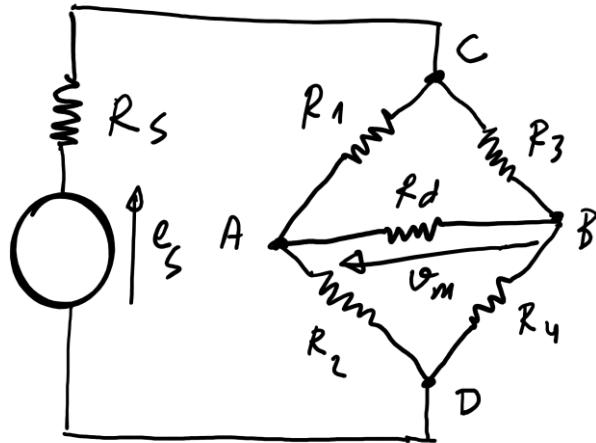


Fig.2 Pont de Wheatstone

Structure générale

R_d est la résistance du dispositif de **détection de l'équilibre** du pont ou de mesure de son **déséquilibre**.

Les équations de Kirchhoff permettent de calculer i_d :

$$i_d = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{[R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)]}$$

Le pont est dit équilibré lorsque $v_A = v_B \Rightarrow i_d = 0$

Ce qui donne la condition :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3$$

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

b) Tension de déséquilibre

Le pont est généralement alimenté par une source dont la résistance R_s est faible : $R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d$

Si on pose $R_s = 0$, cela implique :

$$i_d = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_{c1} (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Lorsque le dispositif de mesure est à grande impédance d'entrée (voltmètre, amplificateur, etc.) on a : $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$

Dans ces conditions

$$i_d = \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Et puisque $v_m = R_d i_d$

Cela implique

$$v_m = e_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

(3.4) Les Oscillateurs

(3.4.1) Oscillateurs Sinusoïdaux

La fréquence d'un oscillateur (fig.3) 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 :

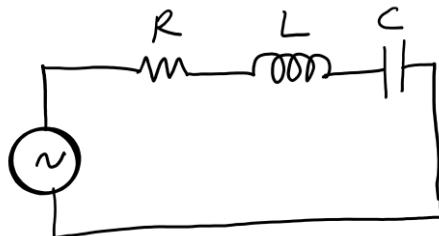


Fig.3 Circuit RLC

Le circuit présente une impédance purement résistive à la fréquence F_0 de résonance dont l'expression est :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \text{ , pour un circuit série ;}$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}} \text{ , pour un circuit oscillant parallèle.}$$

Où Q_L est le coefficient de qualité de la bobine :

$$Q_L = L_0\Omega_0 / R_S$$

R_S étant sa résistance série et $\Omega_0 = 2\pi F_0$

En général $Q_L^2 \gg 1$, et on peut poser $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}$

Lorsqu'un capteur inductif ou capacitif est l'un des éléments du circuit résonant, ses variations de réactance entraînent un changement de la fréquence des oscillations.

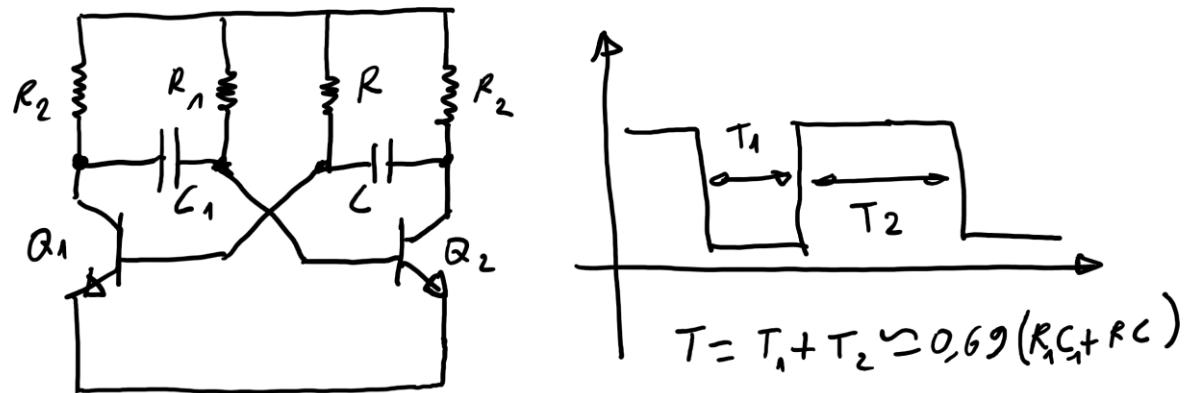
Selon le type de capteur, et en supposant faible l'amplitude de variation de sa réactance, la variation de la fréquence est la suivante :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta L}{2L_0} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0} \quad (\log.)$$

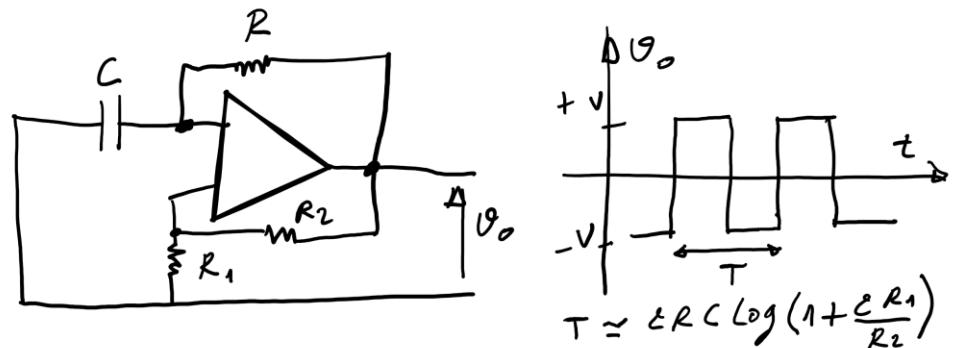
$$\text{Soit } F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta L}{2L_0}\right) \quad \text{ou} \quad F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0}\right)$$

(3.4.2) Oscillateurs de Relaxation

Le dispositif le plus couramment utilisé est le multivibrateur astable (fig2) qui est un générateur de signaux rectangulaires.



a) A deux transistors avec couplage de collecteur. $T = T_1 + T_2 \approx 0,69(RC_1 + RC)$



b) A amplificateur opérationnel. $T = 2RC \log \left(1 + \frac{2R_1}{R_2} \right)$

Fig2 : Montages multivibrateurs astables.

La fréquence F de ces signaux est liée à la valeur des composants par une relation de la forme :

$$F = \sim \frac{a}{R_c}$$

La constante **a** dépendant du montage particulier.

La capacité C ou la résistance R peuvent être celles d'un capteur :

$$C = C_0 + \Delta C \quad \text{ou} \quad R = R_0 + \Delta R$$

On a alors :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{C_0} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta R}{R_0}$$

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

Comme pour l'oscillateur sinusoïdal, la fréquence du multivibrateur est modulée par les variations de l'impédance du capteur.

Remarque importante

Selon le type du conditionneur associé au capteur, la tension mesurée, **support de l'information**, se présente sous des formes différentes et chacune de celles-ci pose **un double problème** :

- 1 **Adaptation** de la bande passante des appareillages de traitement au spectre de fréquence du signal de mesure.
- 2 Détermination de la méthode et des circuits permettant **la détection de l'information** portée par le signal de mesure (chapitre suivant).

