

POLYTECH' Marseille - Département Mécanique Energétique

2<sup>ème</sup> Année SIIC

# **Conditionnement Electronique**

## **des Capteurs**

L. BERGOUGNOUX

Maître de Conférences

## Table des Matières

<b>Introduction</b>	<b>4</b>
<b>1. Capteurs et chaînes d'acquisition</b>	<b>5</b>
1.1. Définitions et caractéristiques générales	5
1.2. Capteurs actifs	6
1.3. Capteurs passifs	7
1.4. Corps d'épreuve - Capteurs composites	9
1.5. Grandeurs d'influence	10
1.6. Chaîne d'acquisition	11
1.6.1. Rôle et constitution	11
1.6.2. Les principaux composants de l'acquisition	12
1.6.3. Les règles	13
1.7. Capteurs intelligents	14
<b>2. Quelques caractéristiques métrologiques</b>	<b>15</b>
2.1. Paramètres importants relatifs aux capteurs	15
2.1.1. Etalonnage des capteurs	15
2.1.2. Limites d'utilisation des capteurs	15
2.1.3. Etendue de mesure associée à un capteur	15
2.2. Erreurs de mesure	16
2.2. Qualités d'une chaîne de mesure	16
2.4. Sensibilité	17
2.4.1. Définition	17
2.4.2. Sensibilité en régime statique	18
2.4.3. Sensibilité en régime dynamique et réponse en fréquence	18
2.5. Rapidité - Temps de réponse	21
2.5.1. Définitions	21
2.5.2. Temps de réponse d'un système du 1 <sup>er</sup> ordre	22
2.5.3. Temps de réponse d'un système du 2 <sup>nd</sup> ordre	23
2.6. La métrologie en France	24
<b>3. Conditionneurs des capteurs passifs</b>	<b>25</b>
3.1. Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs	25
3.1.1. Principaux types de conditionneurs	25
3.1.2. Qualités d'un conditionneur	26
3.2. Montage potentiométrique	27
3.2.1. Mesure des résistances	27
3.2.2. Mesure des impédances complexes	30
3.2.3. Les inconvénients du montage potentiométrique	31
3.3. Les ponts	33
3.3.1. Mesure des résistances à l'aide d'un Pont de Wheatstone	34
3.3.2. Mesures des impédances complexes	38
3.4. Les oscillateurs	40
3.4.1. Oscillateurs sinusoïdaux	40
3.4.2. Oscillateurs de relaxation	42
<b>4. Conditionneurs du signal</b>	<b>43</b>

<b>Conditionnement électronique des capteurs</b>	<b>3</b>
4.1. Adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure	43
4.1.1. Adaptation d'impédance	43
4.1.2. Conditionneur de capteur source de courant	44
4.1.3. Conditionneur de capteur source de charge	44
4.2. Linéarisation	45
4.2.1. Linéarisation analogique à la source du signal	45
4.2.2. Linéarisation analogique en aval de la source du signal	47
4.2.3. Linéarisation numérique	49
4.3. Amplification du signal et réduction de la tension de mode commun	50
4.3.1. La tension de mode commun : définition et origines	50
4.3.2. Amplificateur différentiel et taux de réjection de mode commun	52
4.3.3. Amplificateur d'instrumentation	53
4.3.4. Amplificateur d'isolement	54
4.4. Détection de l'information	55
4.4.1. Tension de mesure modulée en amplitude avec conservation de la porteuse	55
4.4.2. Tension de mesure modulée en amplitude avec suppression de la porteuse	57
4.4.3. Tension de mesure modulée en fréquence	60

---

**Annexes** **61**

A.1. Indices de protection	62
A.2. Symbolisation d'après la norme NF E 04-203	63
A.3. Jauges de contrainte, Montages en pont et Mesure de déformation	63
A.3. Jauges de contrainte, Montages en pont et Mesure de déformation	64
A.4. Exemples de Capteurs Inductifs	66
A.5. Exemples de Capteurs Capacitifs	67
A.6. Quelques interfaces de communication	69

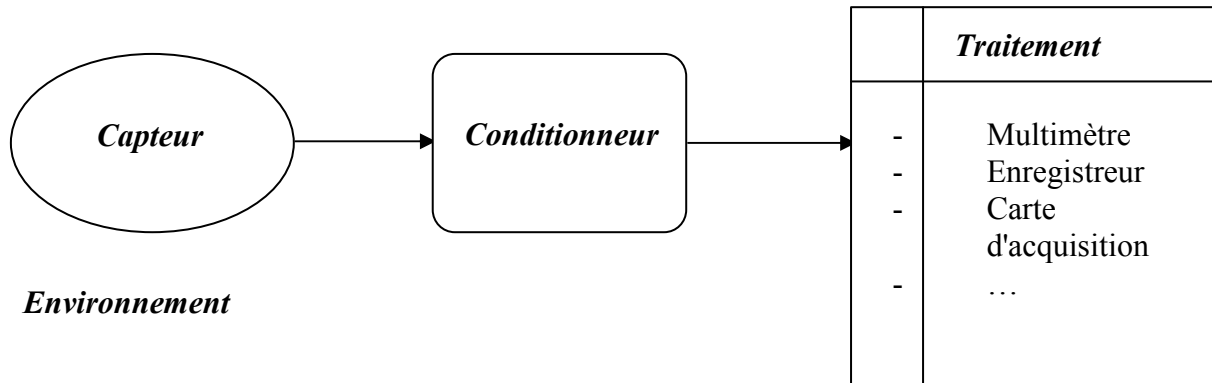
---

**Pour en savoir plus** **71**

La rédaction de ce document s'est très largement inspirée de deux ouvrages – Les capteurs en instrumentation industrielle et Acquisition de données – cités dans la rubrique pour en savoir plus.

## Introduction

A la base de toute mesure, il y a un capteur, premier maillon de la chaîne de mesure et résultat de l'exploitation judicieuse d'une loi physique. La conception d'un capteur fait appel en général à toutes les disciplines : physique, chimie, mécanique, électronique,...



L'industriel ou le chercheur, qui veut faire une mesure, doit résoudre des problèmes de choix qui découlent d'un cahier des charges, c'est à dire le choix :

- du capteur,
- du conditionneur du capteur,
- du mode de traitement des informations,
- du transport des informations jusqu'au lieu d'exploitation.

Ce cours va traiter des moyens d'interfaçage entre le capteur et le système de traitement choisi.

Après une présentation générale des deux types de capteurs, les actifs et les passifs, des différents éléments constituant une chaîne de mesure, ce document abordera quelques notions de métrologie applicables aux capteurs et aux conditionneurs. La troisième partie sera consacrée aux conditionneurs de capteurs passifs ; les montages potentiométriques, les ponts et les oscillateurs y seront décrits. Enfin, le dernier chapitre traitera des différents montages permettant de "conditionner" le signal de mesure.

## 1. Capteurs et chaînes d'acquisition

### 1.1. Définitions et caractéristiques générales

Mesurande  $m$  : c'est la grandeur physique en général non électrique que l'on veut mesurer (déplacement, température, pression, etc...). C'est la grandeur d'entrée du capteur ou l'excitation.

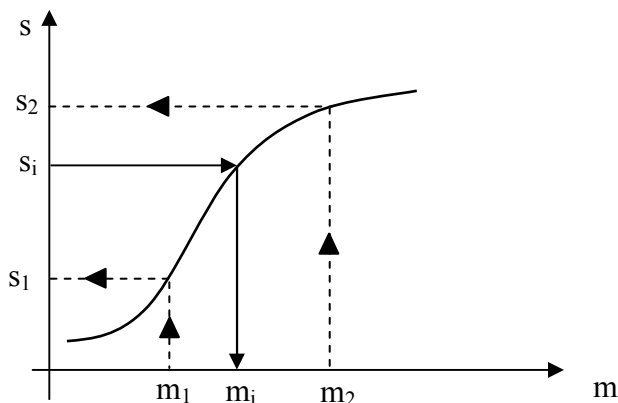
Mesurage : c'est l'ensemble des opérations expérimentales qui conduisent à la connaissance de  $m$ .

Réponse ou grandeur de sortie  $s$  : c'est l'information délivrée par le capteur et qui dépend de  $m$ . Toute valeur de  $s$  doit permettre de remonter à chaque instant à une seule valeur de  $m$  et inversement (relation biunivoque)  $\Rightarrow s = F(m)$ .

L'expression théorique reliant  $s$  à  $m$  est définie par les lois physiques mises en jeu dans le fonctionnement du capteur par ses caractéristiques propres (forme, matériau, ...) et par les caractéristiques de son environnement.

Cela implique que :

- L'exploitation numérique de la grandeur de sortie du capteur en fonction du mesurande,  $s = F(m)$ , résulte en général d'un étalonnage.



*Courbe d'étalonnage d'un capteur :*

- 1) son établissement : des valeurs connues du mesurande  $m \rightarrow s$ ,
- 2) son exploitation  $s_i \rightarrow m_i$ .

- D'autre part, on essaiera toujours d'avoir si possible une relation de proportionnalité entre les variations de l'excitation et celle de la réponse du capteur  $\Leftrightarrow \Delta s = S \cdot \Delta m$ , où  $S$  est la sensibilité du capteur qu'on précisera plus loin. A  $\Delta s$  donné, plus  $\Delta m$  est petit plus le capteur est sensible.

Un des problèmes importants dans la conception et l'utilisation d'un capteur est la constance de sa sensibilité  $S$  qui doit dépendre aussi peu que possible :

- de la valeur de  $m \Rightarrow$  le capteur est linéaire donc  $S = \Delta s / \Delta m$ ,
- de sa fréquence de variation  $\Rightarrow$  largeur de la bande passante,
- du temps  $\Rightarrow$  vieillissement,
- de l'action d'autres grandeurs physiques de son environnement qui ne sont pas l'objet de la mesure  $\Rightarrow$  les grandeurs d'influence (température, humidité, vibrations, ...).

Au niveau des capteurs, on distinguera les actifs et les passifs dont une liste exhaustive est faite par J. Toux, "Capteurs", Techniques de l'Ingénieur **R 410**.

## 1.2. Capteurs actifs

La réponse en sortie d'un capteur actif peut être un courant, une tension ou une charge.

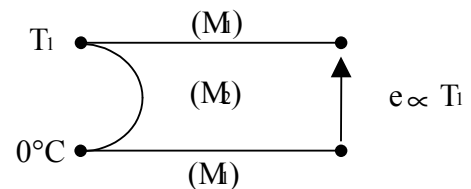
Mesurande	Effet utilisé	Grandeurs de sortie
Température	Thermoélectricité	Tension
Flux de rayonnement optique	Pyroélectricité	Charge
	Photoémission	Courant
	Effet photovoltaïque	Tension
	Effet photoélectromagnétique	Tension
Force Pression Accélération	Piézo-électricité	Charge
Vitesse	Induction électromagnétique	Tension
Position (aimant)	Effet Hall	Tension

Quelques uns de ces effets sont décrits ci-dessous.

### Thermoélectricité<sup>1</sup> :

Un circuit, formé de deux conducteurs de nature chimique différente dont les jonctions sont à des températures  $T_1$  et  $T_2$ , est le siège d'une force électromotrice  $e(T_1, T_2)$ .

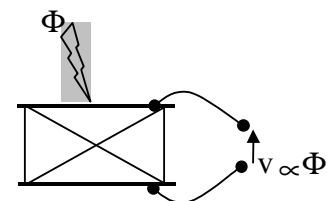
Application : mesure de  $T_1$  lorsque  $T_2 = 0^\circ\text{C}$ .



### Pyro-électricité :

les cristaux pyro-électriques<sup>2</sup> ont une polarisation électrique spontanée qui dépend de leur température.

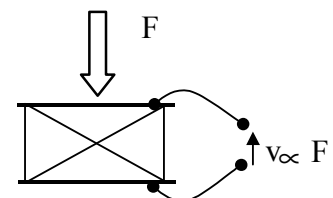
Application : un flux lumineux absorbé par le cristal élève sa température ce qui entraîne une modification de sa polarisation qui est alors mesurable aux bornes d'un condensateur associé.



### Piézo-électricité :

L'application d'une force et plus généralement d'une contrainte mécanique sur ce type de matériaux (quartz) entraîne une déformation qui suscite l'apparition de charges électriques.

Application : mesure de force ou de grandeur s'y ramenant (pression, accélération) à partir de la tension provoquée par les variations de charge du piézo-électrique aux bornes d'un condensateur associé.



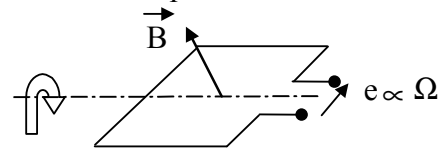
<sup>1</sup> Découvert en 1821 par Seebeck, physicien allemand.

<sup>2</sup> par exemple le sulfate de triglycine.

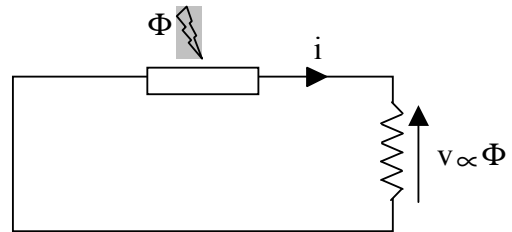
**Induction électromagnétique :**

Lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ d'induction fixe, il est le siège d'une f.é.m. proportionnelle au flux coupé par unité de temps donc à sa vitesse de déplacement.

*Application :* la mesure de la f.é.m. d'induction permet de connaître la vitesse de déplacement qui est à son origine.

**Photoélectricité<sup>1</sup> :**

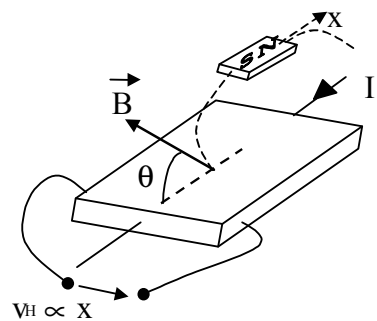
Il en existe plusieurs, qui diffèrent par leurs manifestations, mais ils ont tous pour origine la libération de charges électriques dans la matière sous l'influence d'un flux lumineux ou plus généralement d'un rayonnement électromagnétique dont la longueur d'onde est inférieure à une valeur seuil caractéristique du matériau.

**Effet Hall :**

Un matériau, semi-conducteur sous forme de plaquette, est parcouru par un courant I et soumis à une induction B faisant un angle  $\theta$  avec le courant. Il apparaît, dans la direction perpendiculaire à l'induction et au courant une tension  $v_H = K_H \cdot I \cdot B \cdot \sin\theta$  avec  $K_H$  qui dépend du matériau et des dimensions.

*Application :* un aimant lié à l'objet dont on veut connaître la position détermine les valeurs de B et  $\theta$  au niveau de la plaquette : la tension  $v_H$  est alors fonction de la position de l'objet.

Les capteurs à effet Hall peuvent être classés parmi les capteurs actifs mais ils ne sont pas des convertisseurs d'énergie.




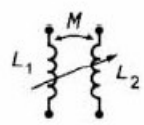
**1.3. Capteurs passifs**

Pour les capteurs passifs, le mesurande m agit sur la résistance, l'inductance ou la capacité du capteur, c'est à dire sur l'impédance.

L'impédance d'un capteur passif et ses variations ne sont mesurables qu'en intégrant le capteur dans un circuit électrique, par ailleurs alimenté : c'est son conditionneur. Les différents types de conditionneurs, leurs avantages et leurs inconvénients seront abordés au chapitre 3.

<sup>1</sup> Découvert en 1887 par H. Hertz, physicien allemand.

Le tableau ci-contre montre les transformations possibles qu'offrent ces grandeurs

Grandeur de traduction	Transformations possibles
	Résistance $R$ : $R = f(\rho, \ell, s)$ $\rho$ résistivité, $\ell$ longueur, $s$ section
	Capacité $C$ : $C = f(S, e, \epsilon)$ $S$ surface des armatures, $e$ distance entre armatures, $\epsilon$ permittivité
	Inductance $L$ : $L = f(\ell, S, \mu, n)$ $\ell$ longueur, $S$ surface d'une spire, $n$ nombre de spires, $\mu$ perméabilité
	Inductance mutuelle : $M = f(L_1, L_2)$

*Capteurs passifs : Principes physiques et matériaux (liste non-exhaustive)*

<i>Mesurande</i>	<i>Caractéristique électrique sensible</i>	<i>Types de matériaux utilisés</i>
Température	Résistivité	Métaux : platine (Pt100), nickel, cuivre. Semi-conducteurs.
Très basse température	Constante diélectrique	Verres.
Flux de rayonnement optique	Résistivité	Semi-conducteurs.
Déformation	Résistivité Perméabilité magnétique	Alliages de nickel, silicium dopé. Alliages ferromagnétiques.
Position (aimant)	Résistivité	Matériaux magnétorésistants : bismuth, antimoniure d'indium.
Humidité	Résistivité Constante diélectrique	Chlorure de lithium. Alumine ; polymères.
Niveau	Constante diélectrique	Liquides isolants.

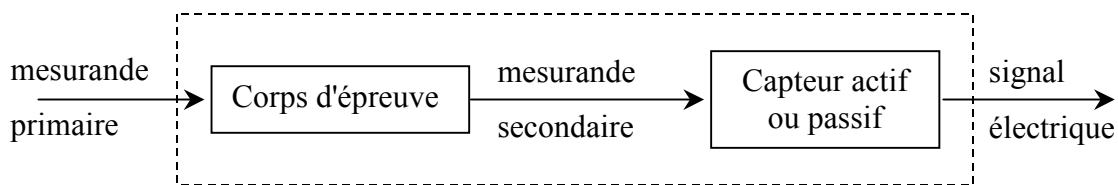


Tableau 3 – Transformations possibles d'une grandeur mesurée (non électrique) en grandeur susceptible d'être mesurée par des procédés électriques et électroniques									
Grandeur mesurée	Éléments traducteurs								
	Variation de résistance	Variation d'induction magnétique	Variation de capacité	Variation de quantité d'électricité	Variation de fréquence	Variation de caractéristique de composant	Variation de flux (rayonnement)	Variation de force électromotrice ou de potentiel	Variation du temps de parcours d'ondes ultrasonores
Longueur, Épaisseur	Conductivité Potentiométrique Extensométrique	Réductance variable Transformateur différentiel Courants de Foucault	Variation : — de surface des électrodes — de distance — de permittivité		Résonance mécanique		Transparence aux rayons X, $\gamma$ et $\beta$ Interférométrie	Sonde à effet Hall	Réflexion des ultrasons
Force, Poids	Potentiométrique Extensométrique Piézorésistif	Magnétostriction Mutuelle inductance	Variation : — de surface des électrodes — de distance Effet électret	Piézo-électricité Photoélectricité	Corde vibrante Quartz, céramique	Effet piézo-FET (transistor à effet de champ)	Magnétostriction Flux lumineux	Pot magnétique	
Pression	Potentiométrique Extensométrique Fil chaud	Transformateur différentiel Mutuelle inductance	Variation de distance des électrodes Effet électret	Piézo-électricité	Quartz céramique Lame vibrante	Effet piézo-FET	Flux lumineux Fibre optique Flux ionique		
Déplacement	Potentiométrique Extensométrique	Variation : — d'entrefer — de réductance Courants de Foucault	Variation — de distance des électrodes — de surface		Corde vibrante		Codeur optique Flux lumineux		Réflexion des ultrasons
Allongement relatif	Extensométrique	Électrodes scellées en deux points			Corde vibrante				
Temps					Quartz				
Position, Niveau	Potentiométrique Codeur	Réductance variable	Variation de distance des électrodes				Codeur optique		Réflexion des ultrasons
Vitesse linéaire	Fil chaud (vitesse de fluides)				Effet Doppler-Fizeau Lame vibrante		Flux lumineux		
Vitesse angulaire	Potentiomètre asservi			Charge et décharge du condensateur	Roue phonique		Flux lumineux Dynamo		
Température	Sonde platine ou à semi-conducteur (thermistances)			Quartz oscillant				Couples thermo-électriques	
Conductivité	Mesure directe								
Humidité	Variation d'électrode	Variation de permittivité diélectrique							
pH, pK		Charge et décharge du condensateur	Charge et décharge du condensateur		Optique et mesure du déphasage		Flux lumineux	Électrode spécifique	
Couple	Extensométrique				Corde vibrante				
Accélération, Vibrations	Extensométrique Potentiométrique	Réductance variable	Variation de distance des électrodes	Piézo-électricité		Effet piézo-FET		Pot magnétique Effet Hall	

J. Toux, "Capteurs" dans Techniques de l'Ingénieur R 410.

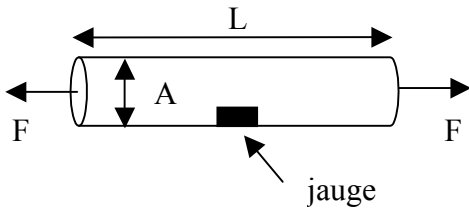
#### 1.4. Corps d'épreuve - Capteurs composites

Pour des raisons de coût ou de facilité d'exploitation, on peut être amené à utiliser un capteur, non pas sensible au mesurande mais à l'un de ses effets. C'est le cas en résistance des matériaux lorsqu'on utilise des jauges extensométriques (R 1860 dans les Techniques de l'Ingénieur).



Le corps d'épreuve est le dispositif qui, soumis au mesurande en assure une première traduction en une autre grandeur physique non électrique, qu'un capteur adéquat traduit en grandeur électrique. L'association corps d'épreuve + capteur actif ou passif est un capteur composite.

Exemple :



Une traction  $F$  occasionne un allongement  $\Delta L/L$ , qui est mesurable par la variation  $\Delta R/R$  de la résistance de la jauge.

L'équation du corps d'épreuve qui lie la traction à la déformation :  $\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{E} \cdot \frac{F}{A}$  où  $E$  est le module d'Young (Pa).

L'équation du capteur qui lie la déformation à la variation de résistance est  $\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\Delta L}{L}$  où  $K$  est le facteur de jauge.

On en déduit la relation liant la traction à la variation de résistance  $\frac{\Delta R}{R} = \frac{K}{E} \cdot \frac{F}{A}$

La relation, que le corps d'épreuve établit entre les mesurandes primaires et secondaires, est très souvent linéaire. Les performances de l'association corps d'épreuve + capteur doivent être déterminées par un étalonnage global afin de prendre en compte les modifications éventuelles que leur montage et leur liaison apportent à leurs caractéristiques à vide. Si de plus l'électronique est associée, on parle de capteur intégré.

### 1.5. Grandeurs d'influence

Le capteur, de par ses conditions d'emploi, peut se trouver soumis non seulement au mesurande mais à d'autres grandeurs physiques qui peuvent entraîner un changement de la grandeur électrique de sortie qu'il n'est pas possible de distinguer de l'action du mesurande. Ce sont les grandeurs d'influence. Les principales sont :

- **La température** qui modifie les caractéristiques électriques (résistance), mécaniques et dimensionnelles des composants du capteur.
- **La pression, l'accélération et les vibrations** susceptibles de créer des déformations et des contraintes qui altèrent la réponse du capteur.
- **L'humidité** à laquelle, par exemple, la constante diélectrique ou la résistivité peuvent être sensibles et qui risque de dégrader l'isolation électrique entre composants du capteur ou entre le capteur et son environnement.
- **Les champs magnétiques** variables ou statiques. Les premiers créent des f.é.m. d'induction qui se superposent au signal utile, les seconds peuvent modifier une propriété électrique comme la résistivité lorsque le capteur utilise un matériau magnétorésistif.

- **La tension d'alimentation** (amplitude et fréquence) lorsque la grandeur électrique de sortie en dépend de par le principe même du capteur.
- **La lumière ambiante** qui vient s'ajouter au flux lumineux à mesurer.

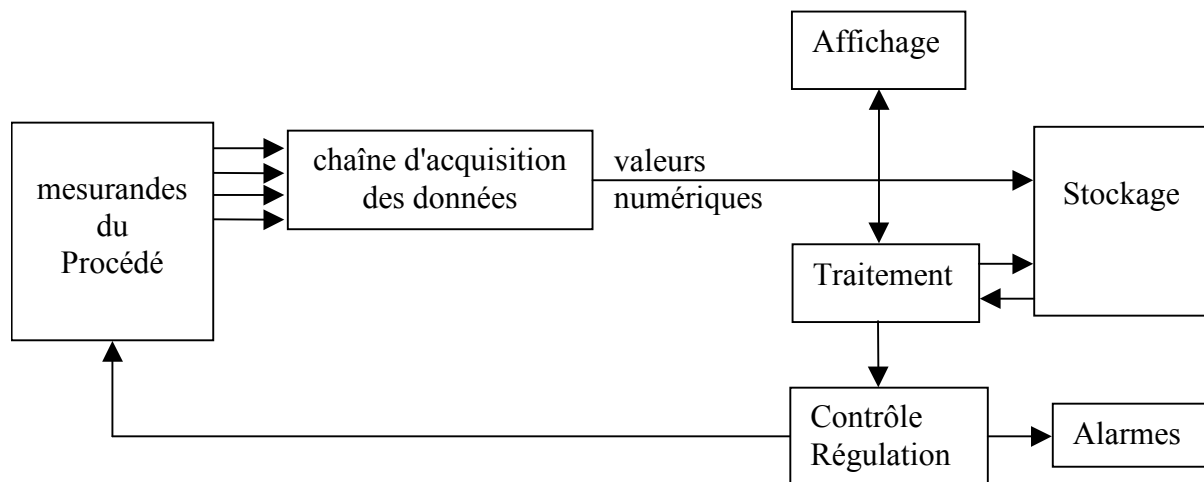
Afin de pouvoir déduire la valeur de  $m$  de la mesure de  $s$ , il est nécessaire :

- Soit de réduire l'importance des grandeurs d'influence au niveau du capteur en le protégeant par un isolement adéquat : support antivibratoire, blindages magnétiques, ...
- Soit de stabiliser les grandeurs d'influence à des valeurs parfaitement connues et d'étalonner le capteur dans ces conditions de fonctionnement : enceintes thermostatées ou à hygrométrie contrôlée, source d'alimentation contrôlée/régulée.
- Soit d'utiliser des montages qui permettent de compenser l'influence des grandeurs parasites : pont de Wheatstone avec un capteur identique placé dans une branche adjacente au capteur.

## 1.6. Chaîne d'acquisition

### 1.6.1. Rôle et constitution

Une chaîne d'acquisition recueille les informations nécessaires à la connaissance et au contrôle d'un procédé<sup>1</sup> : elle délivre ces informations sous une forme appropriée à leur exploitation.

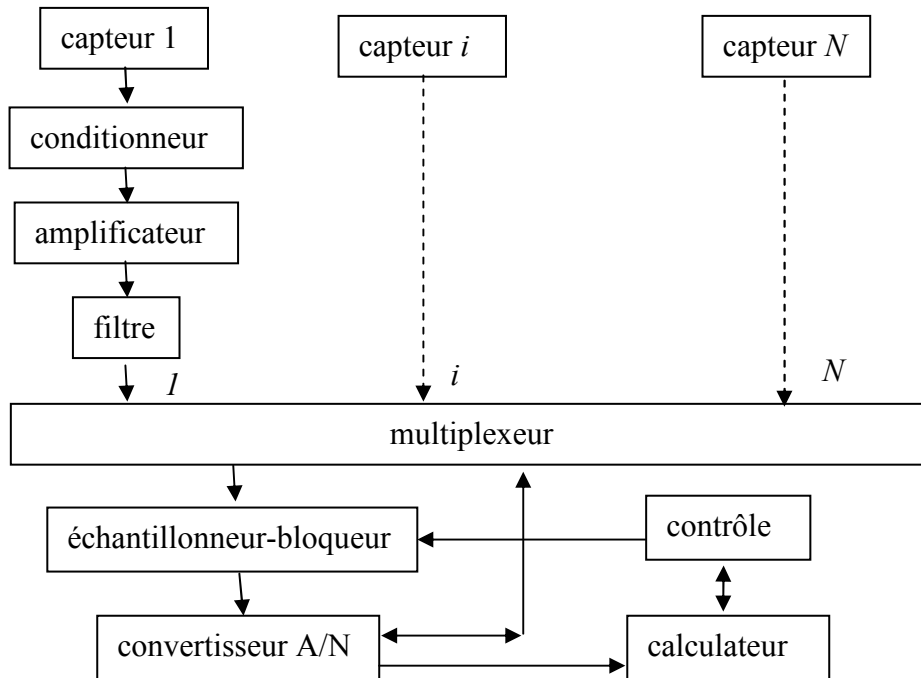


La chaîne de mesure est constituée, en particulier, de blocs ou d'éléments derrière le capteur destinés à traiter le signal délivré soit par le capteur actif, soit par l'ensemble capteur passif + conditionneur. En sortie de la chaîne, le signal est traité pour aboutir à sa mesure. Une chaîne de mesure doit pouvoir assurer au moyen de dispositifs appropriés les fonctions suivantes :

- L'**extraction de l'information** concernant chacune des grandeurs physiques à connaître et la traduction en signal électrique au moyen de capteurs et de conditionneurs.
- Le **traitement analogique du signal** afin d'éviter la dégradation du signal par le bruit et les parasites : amplification, filtrage.
- La **sélection** à l'aide du multiplexeur parmi l'ensemble des signaux disponibles du seul signal requis.
- La **conversion du signal sous forme numérique** adaptée au calculateur chargé de l'exploiter, au moyen de l'échantillonneur bloqueur et du convertisseur analogique numérique.
- La **coordination des opérations précédentes** est assurée par un calculateur<sup>1</sup>, qui peut être chargé de divers traitements sur les signaux numériques destinés à faciliter leur exploitation (linéarisation) ou

<sup>1</sup> Un procédé industriel regroupe divers éléments dont les interactions physiques et/ou chimiques concourent à un but de fabrication ou de transformation.

corriger des défauts de l'appareillage (dérives thermiques compensées après auto-zéro et auto-étalonnage par exemple).



Des conditions particulières d'emploi peuvent nécessiter l'ajout de fonctions supplémentaires comme par exemple : la transmission à distance des signaux par ligne bifilaire, après conversion tension-fréquence ou tension-courant, par émission hertzienne, en général à modulation de fréquence ou d'impulsions, ou encore par fibre optique après conversion du signal électrique en signal optique.

La conception d'une chaîne doit satisfaire à des conditions imposées par l'application envisagée, définies par le cahier des charges, et qui concernent en particulier : l'étendue de mesure, la précision, la résolution, la rapidité, l'immunité aux grandeurs d'influence. Ces grandeurs seront définies au chapitre 2.

### 1.6.2. Les principaux composants de l'acquisition

#### **Le multiplexeur :**

Lorsque l'acquisition des données porte sur plusieurs mesurandes, le multiplexeur permet la sélection d'un canal afin d'aiguiller son signal vers les dispositifs de traitement. La sélection d'une voie s'effectue par son adresse. L'interrupteur est généralement un transistor à effet de champ.

Il existe deux types de multiplexeurs : unipolaire et différentiel. Le choix est guidé par la nature des tensions à commuter : référencées par rapport à la masse ou différence de potentiels.

Une des caractéristiques importante du multiplexeur est le temps d'établissement, défini par la somme du temps de transition<sup>2</sup> et du temps de réponse<sup>3</sup>.

<sup>1</sup> Microprocesseur ou microcontrôleur.

<sup>2</sup> Temps entre la réception de l'adresse et la fermeture de la voie  $\approx 500$  à  $800$  ns

<sup>3</sup> Temps entre la fermeture de la voie et l'apparition du signal en sortie du multiplexeur.

**L'échantillonneur-bloqueur :**

Cet élément assure les fonctions suivantes :

- prélever à un instant connu avec précision un échantillon d'une tension appliquée à son entrée,
- mémoriser cet échantillon,
- délivrer en sortie une tension égale à celle mémorisée.

Dans le cas de signaux dont la variation risque d'être importante pendant la durée d'une conversion analogique numérique, l'échantillonneur-bloqueur doit nécessairement précéder le CAN<sup>1</sup> de façon à lui présenter une tension stable représentative du signal à l'instant de l'échantillonnage.

**Le convertisseur analogique numérique :**

Recevant à son entrée une tension analogique  $V_i$ , il délivre en sortie un mot de  $n$  bits selon un code binaire déterminé. Il est caractérisé par :

- la plage de tension analogique convertible  $V_{pc} = 0 - 10$  V en unipolaire ou  $\pm 5$  V en bipolaire,
- le nombre  $n$  de bits du mot de sortie, le convertisseur peut délivrer  $2^n$  mots distincts (de 0 à  $2^n - 1$ )
- le temps  $t_c$  pour effectuer une conversion

$V_{pc}$  et  $n$  permettent de définir la valeur du quantum  $q = V_{pc}/2^n$  ou la plage élémentaire de conversion.

Pour  $V_{pc} = 10$  V

n	8	10	12	16
q (mV)	39,1	9,8	2,4	0,15

**Le microprocesseur :**

Une fois programmé, il va être le chef d'orchestre de la chaîne de mesure, c'est à dire délivrer les séquences de commande activant chacun des blocs de circuit de la chaîne :

- la sélection d'une voie d'entrée par l'envoi d'une adresse au multiplexeur
- la fixation du gain programmable
- l'échantillonnage puis le blocage du signal
- le déclenchement de la conversion analogique/numérique
- la lecture et le stockage de la donnée numérique dès qu'est reçu le signal de fin de conversion du CAN.

**1.6.3. Les règles**

Le cahier des charges définit pour chaque mesurande l'extension du spectre de fréquences et en particulier la limite supérieure, qui est la fréquence haute  $F_h$ . Les divers dispositifs de la chaîne doivent avoir des bandes passantes telles que le signal puisse être traité sans que son atténuation ou son déphasage ne devienne incompatible avec la précision exigée.

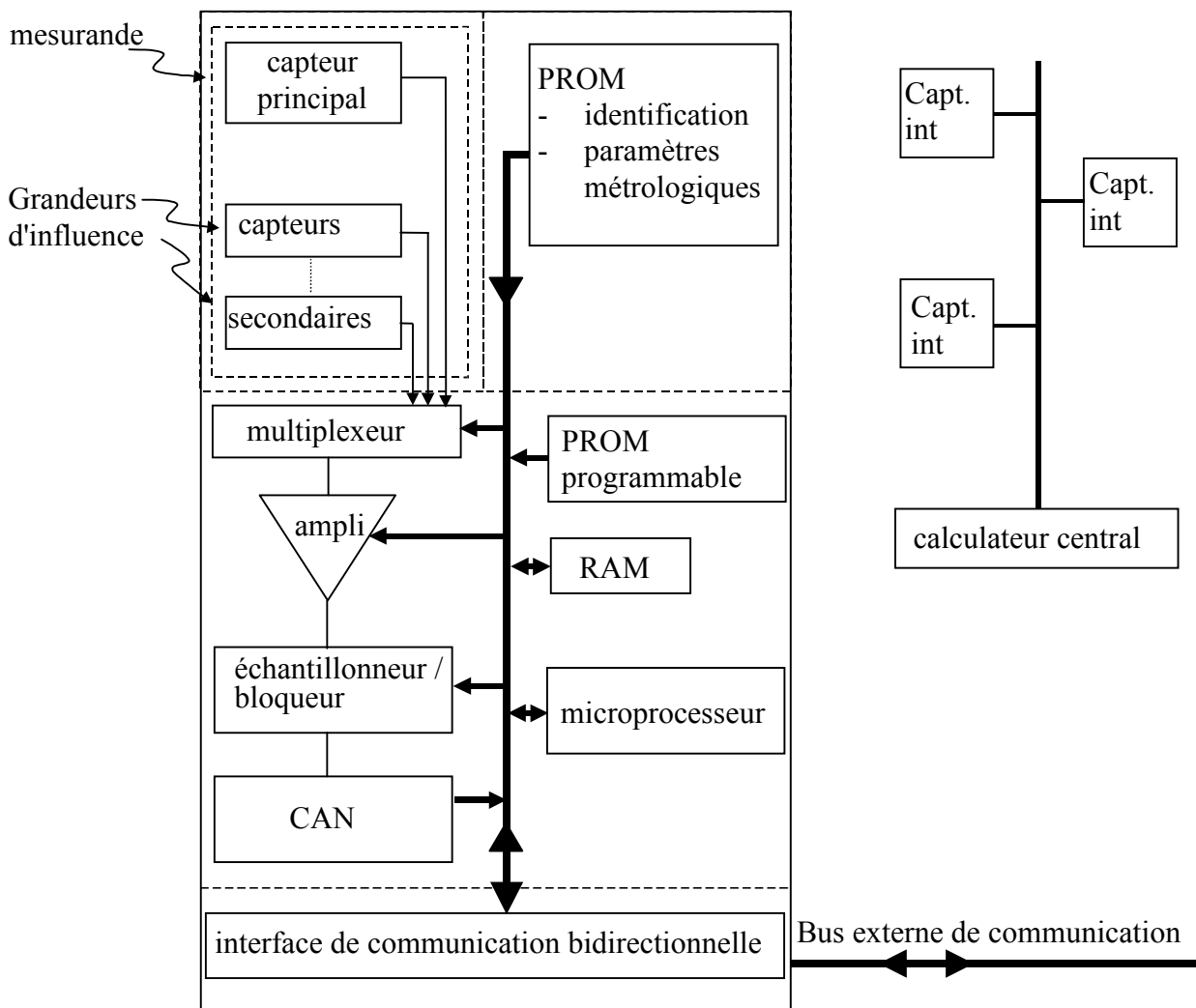
Le multiplexeur et l'échantillonneur bloqueur réalisent l'échantillonnage des signaux. En principe, afin d'éviter toute perte d'information, la fréquence  $F_e$  à laquelle s'effectue l'échantillonnage doit satisfaire à la condition de Nyquist  $F_e \geq 2 \cdot F_h$ .

<sup>1</sup> Convertisseur Analogique Numérique

### 1.7. Capteurs intelligents

On désigne par capteur intelligent l'ensemble de mesure constitué de deux parties : une chaîne de mesure pilotée par microprocesseur et une interface de communication bidirectionnelle. La chaîne de mesure comporte :

- le capteur principal (spécifique au mesurande) et identifiable par un code stocké en PROM,
- les capteurs secondaires propres aux grandeurs d'influence,
- les dispositifs classiques de numérisation de la réponse de chaque capteur : conditionneur, multiplexeur, amplificateur, échantillonneur bloqueur, convertisseur analogique/numérique,
- un microprocesseur pour la gestion de l'acquisition, la correction des effets des grandeurs d'influence au moyen de paramètres stockés en PROM et des données fournies par les capteurs secondaires, la linéarisation, le diagnostic des capteurs...



L'interface de communication bidirectionnelle assure la liaison du capteur à un calculateur central via un bus partagé entre plusieurs capteurs intelligents. Elle peut être de différents types : série, parallèle, GPIB, USB, FireWire, ethernet, CAN<sup>1</sup>, Profibus<sup>2</sup>, FIP .... Une description de quelques unes de ces interfaces est faite en annexe.

Le capteur intelligent offre des avantages spécifiques tels que la possibilité de configurer le capteur à distance, la crédibilité accrue des mesures et l'aide à la maintenance grâce aux informations d'état fournies.

<sup>1</sup> Control Area Network bus utilisé dans le domaine de l'automobile

<sup>2</sup> mis au point par Siemens et devenu rapidement un des réseaux de terrain le plus utilisés

## 2. Quelques caractéristiques métrologiques

La précision des mesures est conditionnée par le capteur et par le reste de la chaîne de mesure.

### 2.1. Paramètres importants relatifs aux capteurs

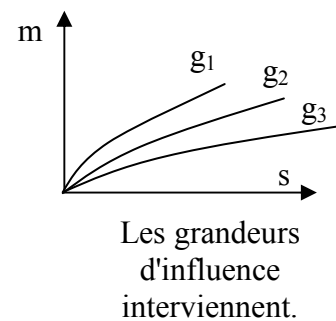
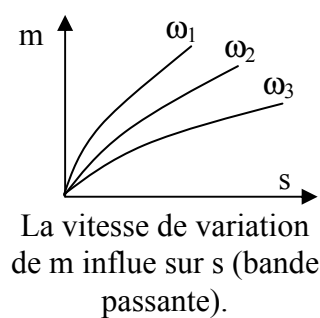
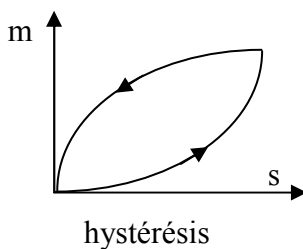
(voir en A.1. Les indices de protection et A.2. le tableau des symbolisations)

#### 2.1.1. Etalonnage des capteurs

On cherche à connaître le mesurande  $m$  à partir de la grandeur de sortie du capteur  $s$ . On distingue alors deux types d'étalonnage :

- Etalonnage simple, c'est à dire l'établissement d'une seule courbe d'étalonnage qui consiste à déterminer  $s$  pour des valeurs connues de  $m$ . On peut alors être confronté à :
  - un étalonnage direct ou absolu où les valeurs de  $m$  sont fournies par des étalons,
  - un étalonnage indirect ou par comparaison pour lequel on utilise un deuxième capteur étalonné appelé capteur de référence. On relève alors les réponses de  $s$  et de  $s_{ref}$  qui sont soumis tous les deux au mesurande  $m$ . On remonte alors de  $s$  à  $m$ .

- Etalonnage multiple si :



La répétabilité et l'interchangeabilité sont deux qualités que l'on peut attendre d'un étalonnage. La répétabilité est la qualité du capteur qui assure à l'utilisateur que chaque fois qu'il utilise le capteur dans les limites spécifiées (même mesurande, même paramètres additionnels) d'obtenir la même réponse. L'interchangeabilité d'une série de capteurs de même type est la qualité qui garantit à l'utilisateur des résultats identiques, aux tolérances près, chaque fois qu'un capteur de cette série est utilisé dans des conditions identiques.

#### 2.1.2. Limites d'utilisation des capteurs

Les capteurs doivent être utilisés correctement en respectant les consignes du constructeur. On peut ainsi définir quatre domaines d'utilisation :

- le domaine nominal ou domaine normal des valeurs du mesurande  $m$ .
- le domaine de non détérioration dans lequel se produit une altération réversible des propriétés du capteur. La courbe d'étalonnage est toujours valable si on revient dans le domaine nominal.
- le domaine de détérioration ou de non destruction dans lequel il se produit une altération irréversible et permanente du capteur.
- le domaine de destruction où le capteur est hors d'usage.

#### 2.1.3. Etendue de mesure associée à un capteur

C'est le domaine des valeurs de  $m$  borné par les valeurs extrêmes du mesurande dans le domaine nominal d'emploi du capteur,  $M_{max} - M_{min}$ . C'est l'élément principal du cahier des charges.

## 2.2. Erreurs de mesure

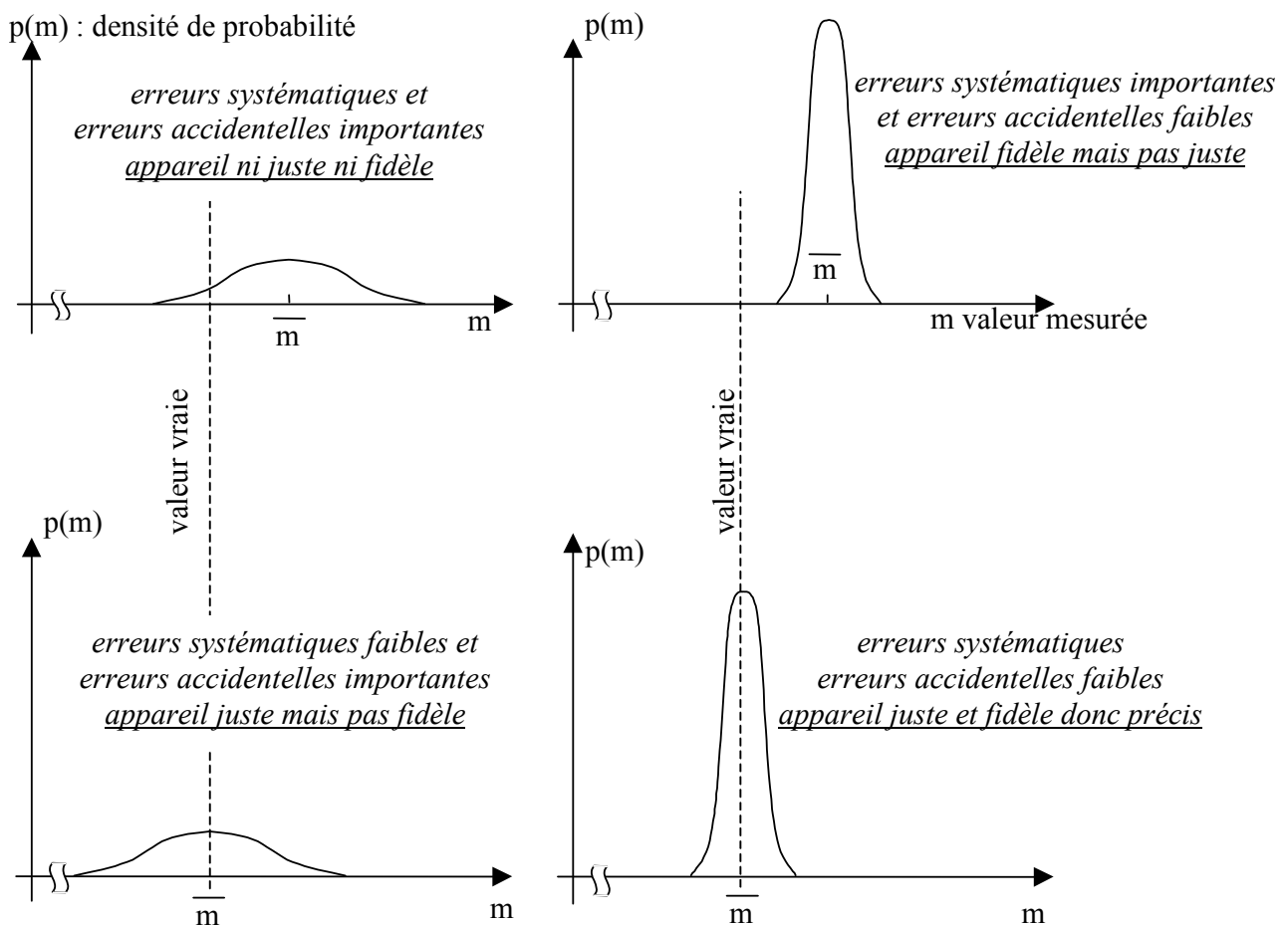
La valeur vraie du mesurande  $m$  est celle à laquelle est soumis le capteur et non celle qu'on détermine par la mesure. L'expérimentateur connaît  $m$  en fin de chaîne : il peut exister une erreur globale pouvant être due à différentes causes.

### a) Erreurs systématiques (qui entachent chaque mesure)

Ce sont des erreurs constantes et/ou des variations lentes par rapport à la durée des mesures liées par exemple à la dérive, le vieillissement, la mauvaise utilisation du capteur, l'erreur de référence.

### b) Erreurs accidentelles ou aléatoires (qui n'entachent pas chaque mesure)

Elles sont dues aux grandeurs d'influence, erreurs de lecture, de seuil, parasites, etc.... Il faut remédier à toutes ces erreurs par le blindage, des méthodes de stabilisation, la réjection du bruit et le filtrage.



## 2.2. Qualités d'une chaîne de mesure

a) *Fidélité* : c'est le paramètre qui caractérise la faible valeur des erreurs accidentelles. La fréquence des erreurs n'est pas due à l'appareillage en général.

b) *Justesse* : c'est le paramètre qui caractérise la faible valeur des erreurs systématiques.

c) *Précision* : c'est le paramètre qui caractérise le fait que chaque mesure soit très proche de la valeur réelle du mesurande. La précision est spécifiée numériquement comme l'intervalle autour de la valeur mesurée à l'intérieur duquel on est assuré de trouver la valeur vraie. L'exploitation convenable des mesures exige une limite max à l'incertitude de mesure  $\delta M$ . On peut définir l'erreur



de précision  $\delta M / (M_{\max} - M_{\min})$ . La précision sera d'autant plus grande que ce rapport sera petit. Un étalonnage à posteriori de la chaîne de mesure permettra d'estimer l'incertitude réelle.

### Fidélité + Justesse $\Leftrightarrow$ Précision

d) *Finesse d'un capteur* : c'est la propriété qui caractérise le degré d'influence du capteur sur le mesurande. Plus un capteur est fin, moins il perturbe le mesurande. L'idéal est donc une mesure sans contact (caméra IR, optique, ...) lorsque c'est réalisable.

e) *La résolution* spécifie le nombre de valeurs distinctes qu'il est possible d'associer au mesurande. Soit  $dm_{\min}$  la variation minimale du mesurande donnant une variation mesurable  $dM_{\min}$  de la valeur  $M$  mesurée, la résolution est définie par  $(M_{\max} - M_{\min}) / dM_{\min}$ . L'inverse est l'erreur de mobilité.

## 2.4. Sensibilité

### 2.4.1. Définition

C'est une spécification déterminante dans le choix d'un capteur. La sensibilité est définie par :

$$S_{ca} = \left( \frac{\Delta s}{\Delta m} \right)_{mi}$$

$S_{ca}$  peut dépendre de certains facteurs tels que la tension et la fréquence d'alimentation, de la température du milieu où se trouve le capteur, de la fréquence des variations du mesurande. Par exemple, la sensibilité sera donnée à 25°C ou pour une alimentation alternative à 50 Hz.

La température est un paramètre important, particulièrement pour les capteurs constitués d'éléments semi-conducteurs (ex : un phototransistor ou une jauge d'extensiométrie).

Dans ce cas, la sensibilité doit être spécifiée :

- d'une part à température donnée, souvent 25°C,
- d'autre part par son coefficient de variation thermique  $\frac{1}{S} \cdot \frac{dS}{dT}$ .

La fréquence du mesurande est un autre paramètre susceptible d'influer sur la sensibilité. Ceci amène à distinguer deux types de fonctionnement auxquels sont associées les sensibilités correspondantes :

- le **fonctionnement statique** où le mesurande a une valeur constante ou très lentement variable : un flux lumineux constant, une accélération constante.
- le **fonctionnement dynamique** où le mesurande varie rapidement : un flux lumineux modulé, une accélération liée aux variations d'une structure.

### 2.4.2. Sensibilité en régime statique

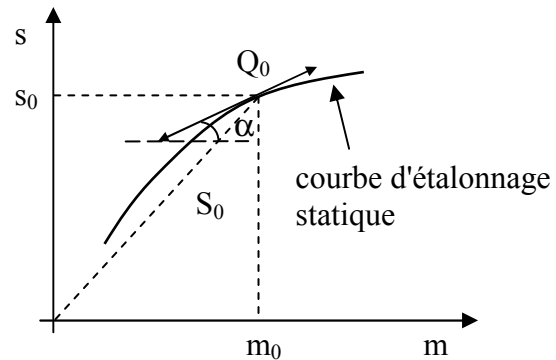
La sensibilité en régime statique au point de fonctionnement  $Q_0$  peut s'écrire si le régime permanent est atteint et si la courbe  $s = f(m)$  correspond à l'étalonnage statique :

$$S_{0Stat} = \left( \frac{\Delta s}{\Delta m} \right)_{Q_0} = \text{tg}(\alpha)$$

Le **rapport de transfert statique  $r_0$**  s'écrit

$$r_0 = \left( \frac{s_0}{m_0} \right)_{Q_0}. \text{ Il est égal à } S_{0Stat} \text{ uniquement dans}$$

le cas où la courbe d'étalonnage  $s = f(m)$  est une droite passant par l'origine.



### 2.4.3. Sensibilité en régime dynamique et réponse en fréquence

La sensibilité en régime dynamique peut être définie lorsque le mesurande  $m$  est une fonction périodique du temps; dans ces conditions la grandeur de sortie  $s$  a en régime permanent la même périodicité que le mesurande.

Soit le mesurande  $m(t) = m_0 + m_1 \cos(\omega t)$  avec  $m_0$  une constante à laquelle est superposée une variation sinusoïdale d'amplitude  $m_1$  et de pulsation  $\omega$ .

La réponse du capteur est de la forme  $s(t) = s_0 + s_1 \cos(\omega t + \psi)$  où :

- $s_0$  est la valeur constante correspondant à  $m_0$  qui définit le "point de repos  $Q_0$ " sur la courbe d'étalonnage statique.
- $s_1$  est l'amplitude de variation provoquée par la partie variable du mesurande et  $\psi$  est le déphasage entre les variations de la sortie et l'entrée.

La sensibilité est définie dans ce cas par :

$$S(f_n) = \left( \frac{s_n}{m_n} \right)_{Q_0, f_n} \quad \text{Avec } f_n = n \cdot f_1 \text{ où } f_1 \text{ est la fréquence fondamentale.}$$

$s_n$  et  $m_n$  sont les amplitudes maximales relatives à la  $n^{\text{ième}}$  composante fréquentielle du signal. Donc il existe autant de sensibilités que de fréquences significatives du spectre de  $m$ .

La variation de la sensibilité en fonction de la fréquence a généralement pour origine l'inertie mécanique, thermique ou électrique de la tête de mesure qui l'empêche de délivrer un signal qui suive instantanément les variations du mesurande et ceci d'autant plus que la fréquence est élevée. Cette inertie peut être inhérente au principe physique de base du capteur, mais elle est aussi très souvent due à la présence de R, C, L.

C'est pourquoi l'étude de la réponse en fréquence doit être menée en considérant l'ensemble formé par le capteur et les composants qui lui sont directement associés. L'équation, qui relie les variations de  $s$  à celles de  $m$ , est sous sa forme la plus générale une équation différentielle qui selon les cas est du premier ou du second ordre.

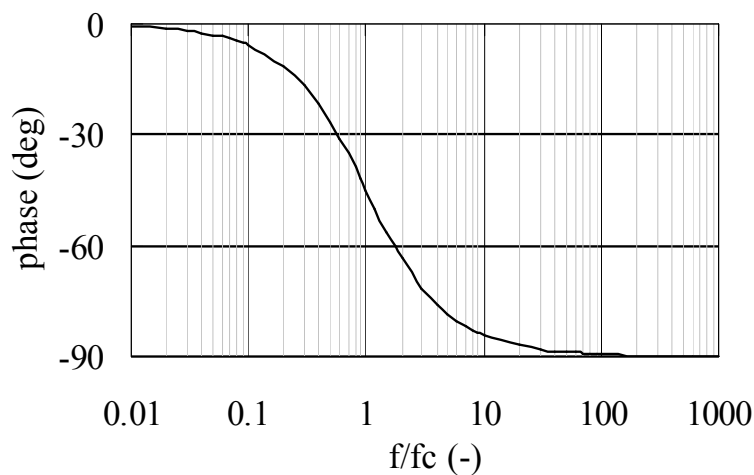
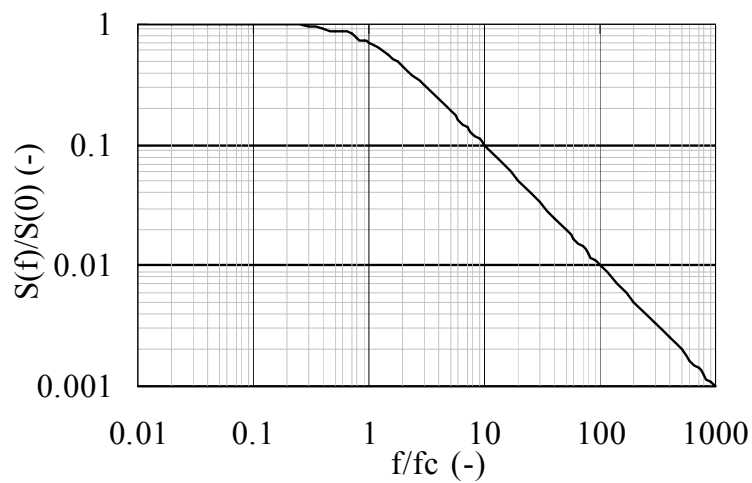
a) Réponse d'un système du 1<sup>er</sup> ordre  $A \cdot \frac{ds}{dt} + B \cdot s = m(t)$  où  $A, B = \text{constantes}$

Pour un mesurande sinusoïdal  $m(t) = m_1 \cos(\omega t)$ , la réponse du capteur en régime permanent est  $s(t) = s_1 \cos(\omega t + \psi)$ .

La sensibilité en régime dynamique  $S(f)$  et le déphasage  $\psi$  s'écrivent :

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{B} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \psi = -\text{Arctan}\left(\frac{f}{f_c}\right) \quad \text{avec} \quad f_c = \frac{B}{2\pi A} \quad \text{la fréquence de coupure.}$$

Lorsque la fréquence  $f \rightarrow 0$ , la sensibilité en régime dynamique tend vers la sensibilité en statique c'est-à-dire  $S(0) = \frac{1}{B}$ .



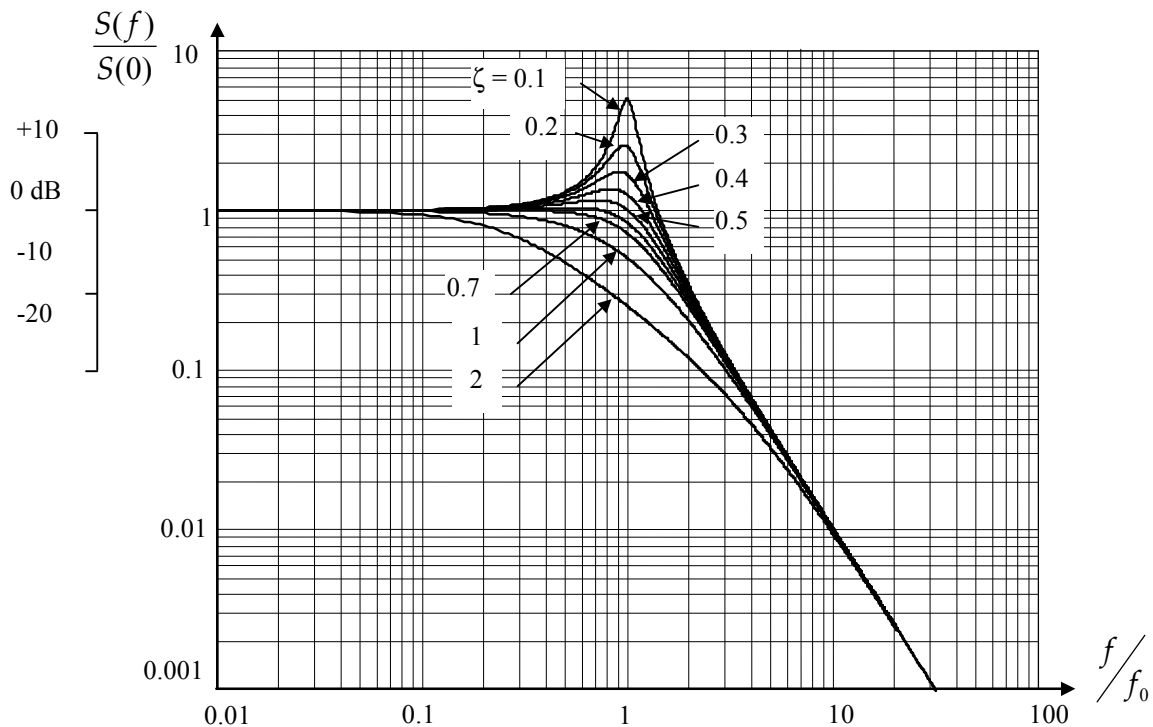
*Sensibilité et phase d'un système du 1<sup>er</sup> ordre*

b) Réponse d'un système du 2<sup>nd</sup> ordre  $A \cdot \frac{d^2s}{dt^2} + B \cdot \frac{ds}{dt} + C \cdot s = m(t)$  où  $A, B, C = cste$

On pose  $f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{A}}$  la fréquence propre du système non amorti et  $\zeta = \frac{B}{2\sqrt{C \cdot A}}$  le coefficient d'amortissement du système.

L'expression de la sensibilité en régime dynamique en fonction de la fréquence est :

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{C \cdot \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \text{avec} \quad S(0) = \frac{1}{C}$$



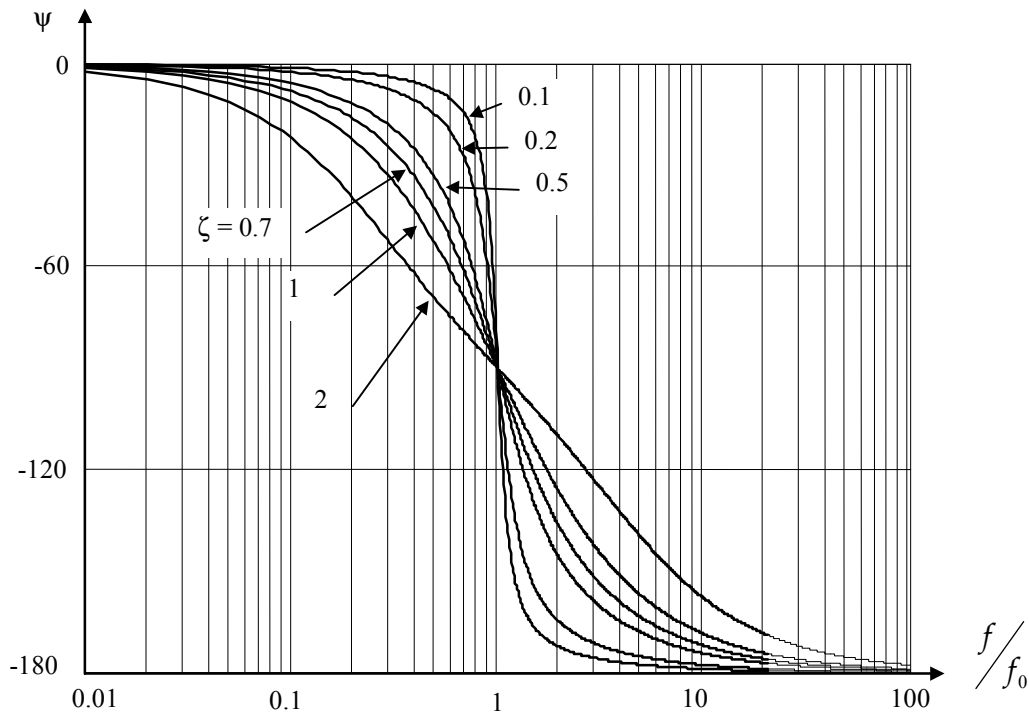
Pour  $\zeta < 1/\sqrt{2} = 0.707$ , la réponse en fréquence  $S(f)$  présente un maximum pour la fréquence  $f_M = f_0 \sqrt{1 - 2\zeta^2}$ . Pour  $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$ , la réponse en fréquence est constamment décroissante et présente le palier le plus uniforme pour  $\zeta = 1/\sqrt{2}$ . Dans ce dernier cas, la bande passante a pour valeur  $f_0$ .

Le déphasage  $\psi(f)$  s'écrit  $\psi(f) = -\text{Arctan}\left(\frac{2\zeta}{f/f_0 (1 - (f/f_0)^2)}\right)$  et varie entre 0 et  $\pi$  lorsque  $f \gg f_0$ .

Pour  $f = f_0$ , le déphasage est de  $-\pi/2$ .

En conclusion, il ressort de cette étude qu'il y a intérêt pour ce qui concerne la réponse en fréquence, à réaliser le capteur de façon à ce que son coefficient d'amortissement  $\zeta$  soit compris entre 0.6 et 0.7 ce qui permet d'assurer :

- une réponse en fréquence d'amplitude quasi constante dans une bande relativement étendue,
- une distorsion de phase réduite.



## 2.5. Rapidité - Temps de réponse

Dès l'instant où le mesurande subit une variation brusque, l'établissement du régime permanent est précédé d'un régime transitoire qui doit être caractérisé afin de réaliser correctement les mesures. La fonction du temps qui détermine ce régime transitoire découle elle aussi de l'équation différentielle du système : c'est la solution générale de l'équation sans second membre.

### 2.5.1. Définitions

**La rapidité** caractérise l'aptitude du dispositif à répondre aux variations temporelles du mesurande. Celle d'un dispositif est spécifiée soit par la bande passante, soit par le temps de réponse.

La grandeur utilisée pour définir la rapidité est le temps de réponse  $t_r$ , c'est l'intervalle de temps qui s'écoule après une variation brusque (échelon) du mesurande jusqu'à ce que la variation de sortie ne diffère plus de sa valeur finale d'un écart supérieur à une limite  $\epsilon\%$  conventionnellement fixée. Un temps de réponse doit donc toujours être spécifié avec l'écart  $\epsilon\%$  auquel il correspond.

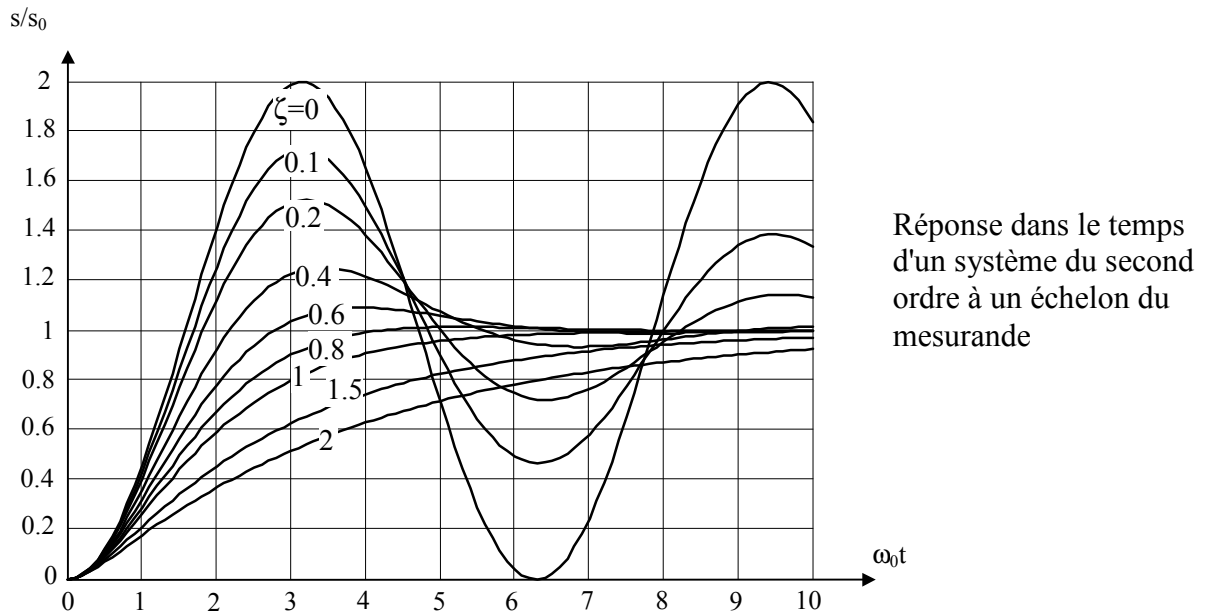
En plus du temps de réponse à  $\epsilon\%$ , d'autres intervalles de temps ont été définis afin de mieux caractériser le régime transitoire. Dans le cas d'un échelon entraînant l'augmentation de la grandeur de sortie :

- $t_{dm}$  le temps de retard à la montée ou délai à la montée. C'est le temps nécessaire pour avoir un accroissement de 10% par rapport à la valeur initiale.
- $t_m$  le temps de montée pour avoir une croissance de 10 à 90% de sa variation totale.

Dans le cas d'un échelon du mesurande entraînant la décroissance du signal de sortie du capteur :

- $t_{dc}$  le temps de retard à la chute ou délai à la chute pour avoir -10% de la valeur initiale,
- $t_c$  le temps de chute pour avoir -10 à -90% de décroissance.



2.5.3. Temps de réponse d'un système du 2<sup>nd</sup> ordre

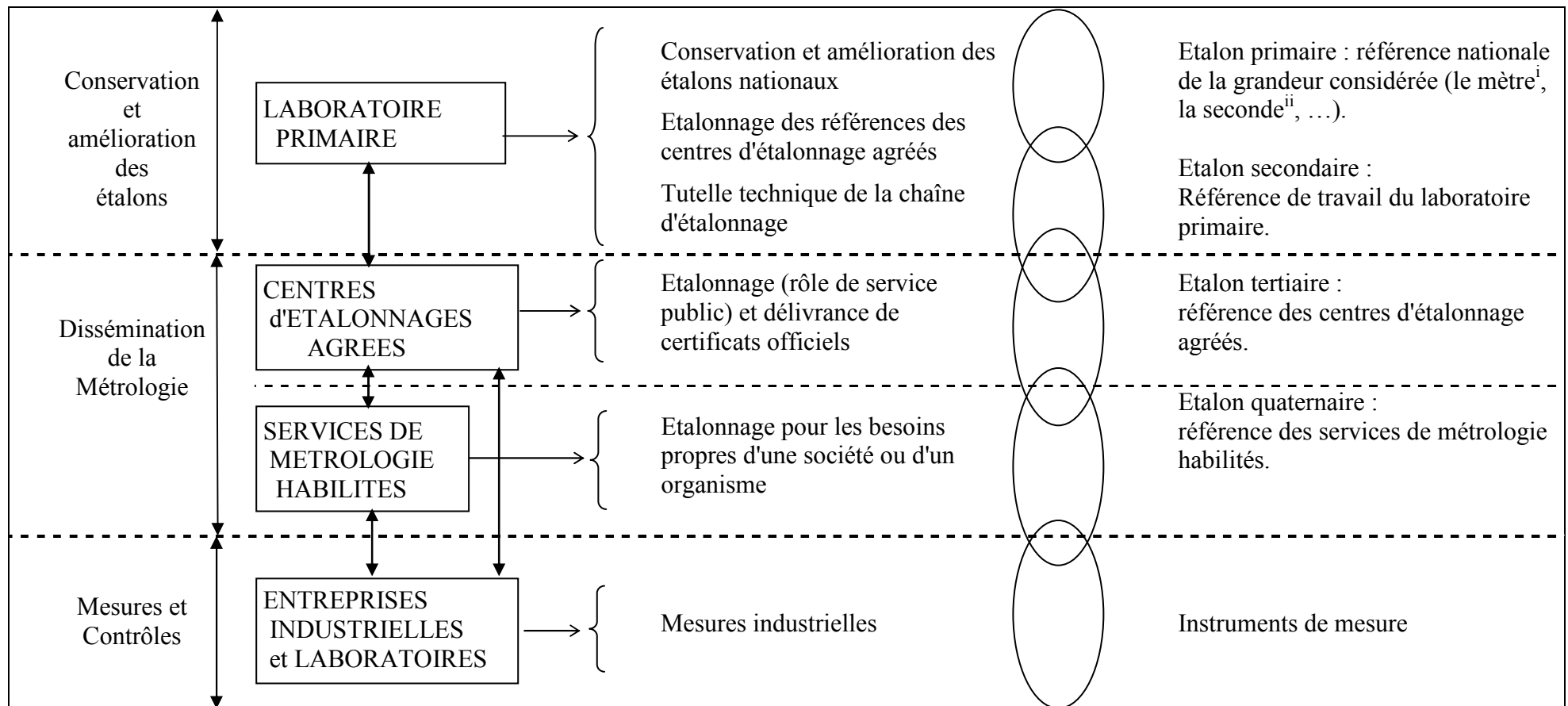
Sur ce graphe, on peut voir qu'indépendamment de l'influence du coefficient d'amortissement  $\zeta$ , l'évolution de  $s$  est aussi déterminée par le produit  $\omega_0 t$ . Une valeur donnée de  $s$  est atteinte d'autant plus rapidement que  $\omega_0$  est grand ; le temps de réponse est inversement proportionnel à  $\omega_0$  et c'est pourquoi la fréquence propre  $f_0 = \omega_0 / 2\pi$  peut être une spécification de la rapidité.

Si l'on cherche à minimiser le temps de réponse en fonction de  $\zeta$ , c'est le régime transitoire périodique amorti ( $\zeta < 1$ ) qui apparaît le plus favorable. La valeur optimale de  $\zeta$  dépend de l'écart  $\varepsilon_{\%}$  admis.

Si le système considéré doit avoir à la fois un temps de réponse court et une réponse en fréquence quasi constante dans un large domaine de fréquence, la réalisation d'un amortissement  $\zeta$  compris entre 0,6 et 0,7 apparaît en général comme la bonne solution.

## 2.6. La métrologie en France

*Chaîne d'étalonnage dont la gestion et la coordination sont assurées par le secrétariat permanent du Bureau National de Métrologie<sup>1</sup> (B.N.M.)*



<sup>1</sup> <http://www.bnm.fr>



### 3. Conditionneurs des capteurs passifs

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 qui détermine le signal électrique. De la constitution du conditionneur dépend un certain nombre de performances de l'ensemble de mesure : sa sensibilité, sa linéarité, son insensibilité à certaines grandeurs d'influence...

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 potentiomètre. Le caractère différentiel de la mesure permet de réduire de façon importante l'influence des parasites.
- Le circuit oscillant où est inclus l'impédance du capteur qui en fixe la fréquence.
- L'amplificateur opérationnel dont le gain sera déterminé par l'impédance du capteur.

#### 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 du mesurande 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  $Z_k$  constituant alors le conditionnement du capteur.

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

- soit sur l'amplitude du signal de mesure  $V_m = e_s \cdot F(Z_k, Z_c)$  ou  $i_m = i_s \cdot F(Z_k, Z_c)$ , 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.

Lorsque avec ces conditionneurs, on utilise une source de tension  $e_s$  sinusoïdale, le signal de mesure résulte d'une modulation d'amplitude de la source  $e_s$  par les variations de  $Z_c$ . Pour retrouver l'information, il faut alors démoduler puis filtrer le signal de mesure. Pour que cela soit réalisable, il faut que la fréquence de la source soit supérieure à cinq fois la fréquence maximale des variations du mesurande.

Les **oscillateurs** utilisés en conditionneur peuvent être de type sinusoïdal ou de relaxation. Ils délivrent un signal dont la fréquence est modulée par l'information ce qui leur assure une bonne protection contre les parasites, en particulier dans le cas de télémessures. En outre, la conversion de l'information sous forme numérique est facilitée puisqu'il suffit de faire un comptage de période.

### 3.1.2. Qualités d'un conditionneur

#### a) Sensibilité et linéarité :

A la variation  $\Delta m$  du mesurande correspond une variation  $\Delta Z_c$  de l'impédance du capteur qui selon le type de conditionneur entraîne soit une variation de l'amplitude de sortie, soit une variation de fréquence. Donc la sensibilité globale  $S_a$  de l'association capteur + conditionneur est de la forme :

$$S_a = \frac{\Delta V_m}{\Delta m} \quad \text{soit} \quad S_a = \frac{\Delta V_m}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}$$

$$\text{ou} \quad S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m} \quad \text{soit} \quad S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}$$

La sensibilité propre du conditionneur est selon le cas  $\frac{\Delta V_m}{\Delta Z_c}$  ou  $\frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c}$ .

Lorsque le capteur est non linéaire, il est quelquefois possible de compenser sa non linéarité par une non linéarité opposée du conditionneur, l'ensemble ayant un comportement quasi linéaire au moins dans une plage limitée de fonctionnement.

#### b) Compensation des grandeurs d'influence

Si le capteur est sensible à une grandeur d'influence  $g$ , il est important de pouvoir éliminer sa contribution aux variations de  $Z_c$ .

Une variation  $dg$  de la grandeur d'influence entraîne une variation  $dV_m$  de la tension de mesure qui

$$\text{peut s'écrire : } dV_m = \left[ \sum_k \frac{\partial V_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial V_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial g} \right] \cdot dg$$

Les évolutions des grandeurs d'influence n'ont aucun effet sur la tension de mesure lorsque la condition suivante est satisfaite  $\sum_k \frac{\partial V_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial V_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial g} = 0$ .

Si par exemple, une seule des résistances du conditionneur est rendue sensible à  $g$  et qu'elle est en outre choisie identique à  $R_c$  donc on a  $\frac{\partial R_k}{\partial g} = \frac{\partial R_c}{\partial g}$ , la compensation des grandeurs d'influence est

$$\text{réalisée si } \frac{\partial V_m}{\partial R_k} = - \frac{\partial V_m}{\partial R_c}.$$

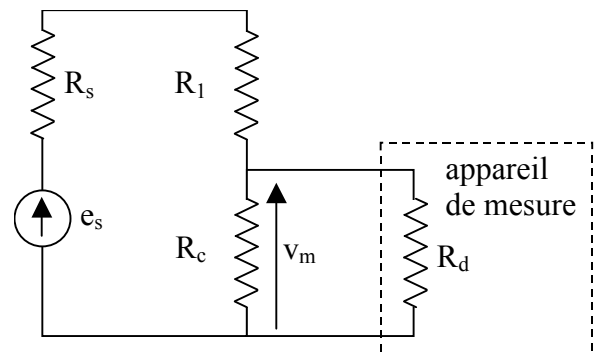
### 3.2. Montage potentiométrique

#### 3.2.1. Mesure des résistances

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

La tension  $v_m$  s'écrit :

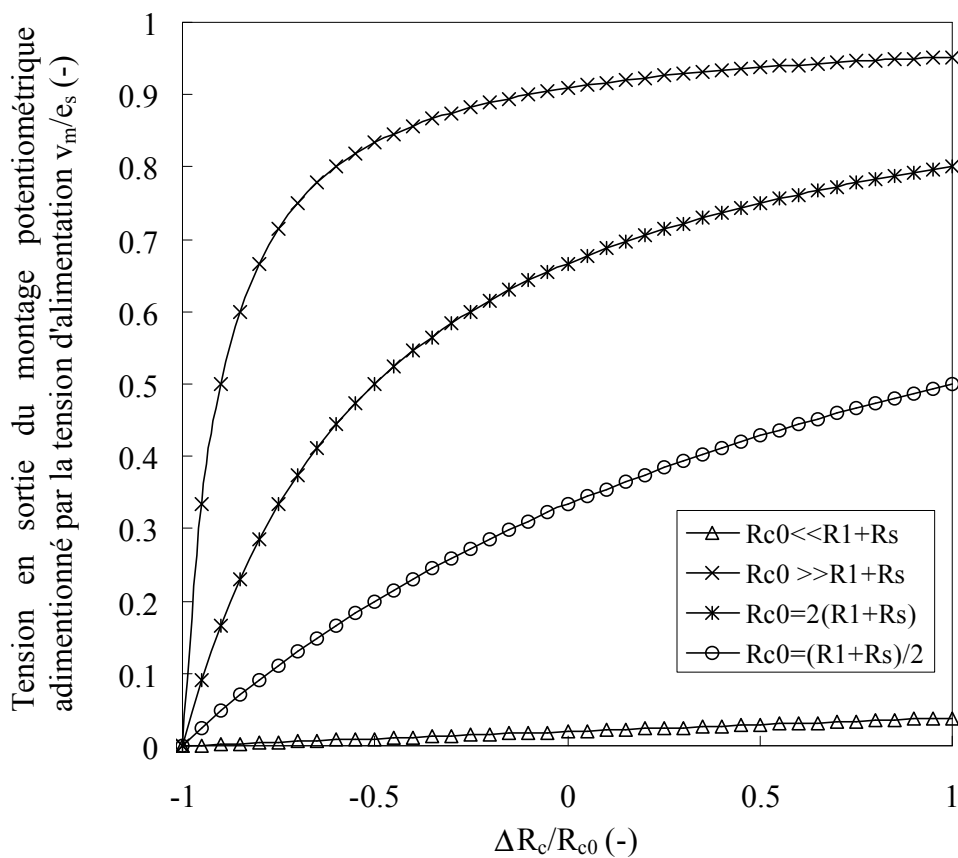
$$v_m = e_s \cdot \frac{R_c R_d}{R_c (R_s + R_1) + R_d (R_s + R_1 + R_c)}$$



La tension aux bornes du capteur est indépendante de l'appareil de mesure<sup>1</sup> à condition que sa résistance d'entrée  $R_d$  soit grande devant celle du capteur  $R_c$ , dans ce cas :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_c}{R_s + R_1 + R_c} \quad \text{si } R_d \gg R_c$$

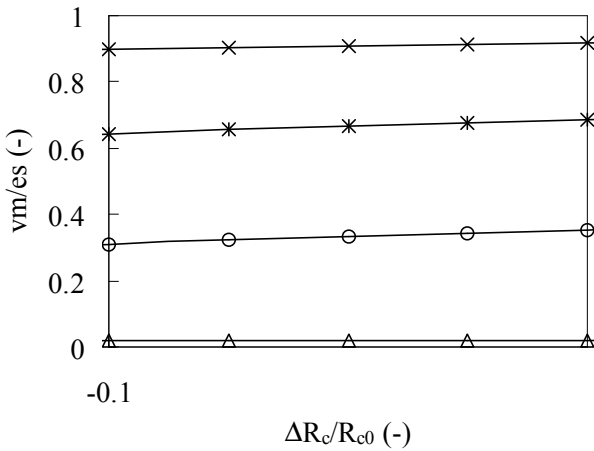
Hormis le cas idéal où  $R_1 + R_s \gg R_c$ , la tension  $v_m$  n'est pas linéaire vis à vis de  $R_c$  : on va donc chercher à linéariser !!!



<sup>1</sup> Typiquement  $R_d \cong (10 \text{ M}\Omega \text{ pour un voltmètre, } 1 \text{ M}\Omega \text{ pour un oscilloscope})$ .

a) Linéarisation de la mesure afin d'obtenir  $\Delta v_m$  proportionnel à  $\Delta R_c$

• Solution n°1 : Fonctionnement en "petits signaux"



Pour une variation du mesurande de  $m_0 \rightarrow m_0 + \Delta m$ , la résistance du capteur varie de  $R_{c0} \rightarrow R_{c0} + \Delta R_c$  et la variation de la tension mesurée  $v_m$  peut elle aussi s'écrire sous la forme :

$$v_m = v_{m0} + \Delta v_m$$

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s}}$$

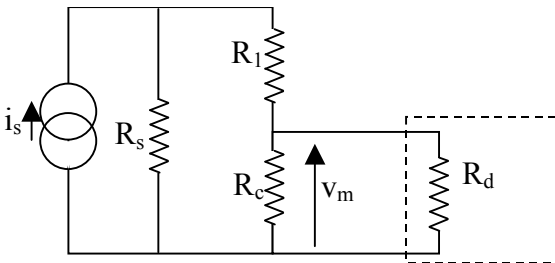
A condition que les variations du capteur soient négligeables devant les autres résistances du circuit, c'est à dire  $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$ , on peut alors considérer la variation de tension

$$\text{correspondante linéaire } v_m = e_s \cdot \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + R_1 + R_s}$$

avec  $\Delta v_m = e_s \cdot \frac{(R_1 + R_s) \cdot \Delta R_c}{(R_{c0} + R_1 + R_s)^2}$ . Dans ces conditions, la sensibilité du montage potentiométrique

est maximale si on choisit  $R_1 + R_s = R_{c0}$ . Alors,  $\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$ .

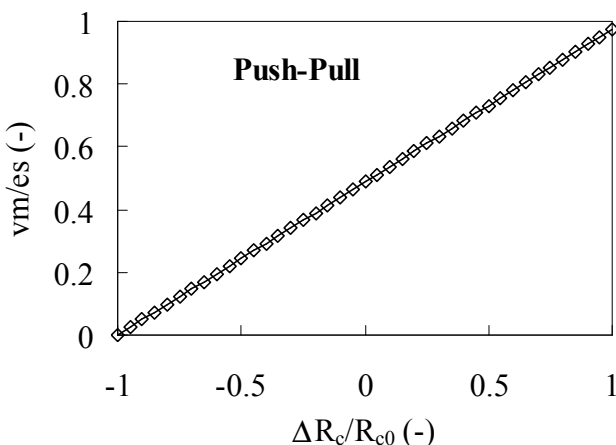
• Solution n°2 : Alimentation par une source de courant



Le montage est alimenté par une source de courant, ayant une impédance interne très élevée  $R_s \gg R_{c0} + R_1$ .

Dans ce cas, la linéarisation est immédiate puisque  $\Delta v_m = i_s \cdot \Delta R_c$

• 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  $R_1 = R_{c0} - \Delta R_c$ . Cette association de deux capteurs fonctionnant en opposition est dite **push-pull**. C'est le cas, par exemple, de deux jauges d'extensiométrie identiques subissant des déformations égales mais de signes contraires. On a alors :

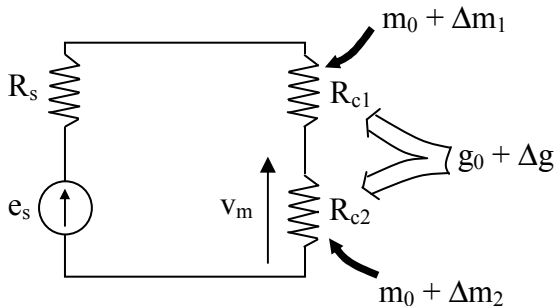
$$\Delta R_c = -\Delta R_1$$

$$v_m = v_{m0} + \Delta v_m = e_s \cdot \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_{c0} + \Delta R_c + R_s + R_{c0} - \Delta R_c}$$

soit  $\Delta v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_c}{2R_{c0} + R_s}$

Avec ce montage, on a une sensibilité doublée par rapport à celle obtenue en fonctionnement en petits signaux (si  $R_s \ll R_{c0}$ ) et une variation de tension linéaire avec  $\Delta R_c$ .

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



La situation initiale prise comme origine des variations correspond à :

$$m = m_0 \quad g = g_0$$

$$R_{c1} = R_{c2} = R_{c0} \quad v_m = v_{m0} = \frac{e_s}{2}$$

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

$$R_{c1} = R_{c0} + \Delta R_{c1} \quad \Delta R_{c1} = S_g \Delta g + S \Delta m_1$$

$$R_{c2} = R_{c0} + \Delta R_{c2} \quad \Delta R_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m_2$$

avec  $S_g = \frac{\Delta R_c}{\Delta g}$  la sensibilité de chacun de ces

capteurs à la grandeur d'influence et  $S = \frac{\Delta R_c}{\Delta m}$  leur sensibilité au mesurande.

En supposant que l'impédance interne du générateur de tension  $R_s \ll R_{c0}$ , la variation de tension peut s'écrire  $\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \cdot \frac{\Delta R_{c2} - \Delta R_{c1}}{1 + (\Delta R_{c1} + \Delta R_{c2})/2R_{c0}}$ . Ce qui nous amène à distinguer les deux cas suivants :

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

$$\Delta m_1 = 0 \Rightarrow \Delta R_{c1} = S_g \Delta g \Rightarrow \Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \cdot \frac{S \Delta m_2}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}} \quad \text{si } S \Delta m_2 \ll R_{c0}$$

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

$$\Delta m = \Delta m_2 = -\Delta m_1 \Rightarrow \Delta v_m = \frac{e_s}{2R_{c0}} \cdot \frac{S \Delta m}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}$$

Dans les deux cas examinés, on obtient une variation de tension  $\Delta v_m$  proportionnelle aux seules variations du mesurande mais il est important de noter que la sensibilité du montage  $S_a = \Delta v_m / \Delta m$  dépend elle de la grandeur d'influence par le terme  $S_g \Delta g / R_{c0}$ .

c) Elimination de la composante permanente de la tension de mesure

Avec la méthode potentiométrique, la variation de tension  $\Delta v_m$ , qui porte l'information est superposée à une tension  $v_{m0}$  généralement supérieure. Ceci risque de rendre la mesure imprécise dans le cas de phénomènes statiques pour lesquels  $\Delta R_c$  est constant ou lentement variable.

Exemple :  $v_{m0} = 4 V$  et  $\Delta v_m = 5 mV$ , il est très difficile de faire une lecture précise de  $\Delta v_m$  sur le calibre 6 V du voltmètre.

• Solution n°1 : L'alimentation symétrique

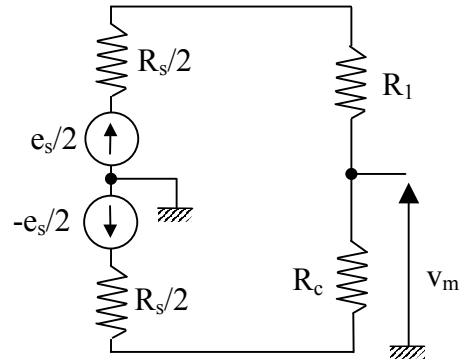
Elle impose aux deux extrémités du potentiomètre des tensions égales et opposées par rapport à la masse. La tension mesurée  $v_m$  a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{R_c - R_1}{R_c + R_1 + R_s}$$

En choisissant  $R_1 = R_{c0}$  et en supposant que  $R_s \ll R_{c0}$ , on a une tension de mesure non nulle

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \Delta R_c / 2R_{c0}}$$

$$R_c = R_{c0} + \Delta R_c.$$



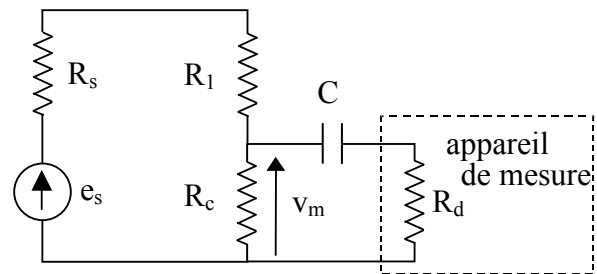
• Solution n°2 : Filtre passe-haut.

Dans le cas de phénomènes dynamiques où les variations du mesurande sont alternatives, les variations de  $\Delta R_c$  et de  $\Delta v_m$  le sont aussi.

Si  $v_{m0}$  est une tension continue, un filtre passe-haut simple, schématisé ci-contre, permet alors de séparer  $v_{m0}$  de  $\Delta v_m$ .

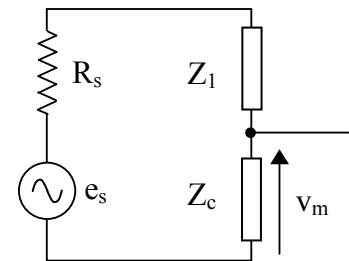
Il suffit que sa fréquence de coupure  $f_c = \frac{1}{2\pi R_d C}$

soit inférieure à la fréquence la plus basse du phénomène étudié.



3.2.2. Mesure des impédances complexes

Il s'agit dans ce cas, soit de capteurs inductifs (de position ou de déplacement), soit de capteurs capacitifs (de niveau ou de proximité). Le capteur d'impédance  $Z_c = R_c + jX_c$  est en série avec une impédance  $Z_1 = R_1 + jX_1$ , l'ensemble étant alimenté par une source sinusoïdale  $e_s$  d'impédance interne supposée négligeable. L'impédance du capteur varie de  $Z_{c0}$  à  $Z_{c0} + \Delta Z_c$  lorsque le mesurande m varie.



Selon la nature de l'impédance  $Z_1$ , il y a lieu de distinguer 3 cas :

• Cas n°1 :  $X_1 = 0$ .  $Z_1$  est une résistance fixe  $R_1$ .

La tension aux bornes de  $Z_c$  varie de  $\Delta v_m$  pour une variation d'impédance  $\Delta Z_c$  dont l'expression est :

$$\Delta v_m = e_s \cdot \frac{R_1}{(Z_{c0} + R_1)^2} \cdot \frac{\Delta Z_c}{1 + \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0} + R_1}}$$

$\Delta v_m = e_s \cdot \frac{\Delta Z_c}{R_1}$ . L'impédance  $Z_c$  est alimentée à courant constant  $i = \frac{e_s}{R_1}$ .

Une solution de même type consiste à remplacer la source de tension  $e_s$  par une source de courant  $i_s$  ce qui permet alors de supprimer la résistance  $R_1$ . La variation de la tension de mesure est alors  $\Delta v_m = i_s \cdot \Delta Z_c$ .

- Cas n°2 :  $X_I$  et  $X_c$  sont de même signe

L'intérêt, qu'il y a à utiliser deux impédances de même type, réside dans les possibilités qu'offre le montage lorsqu'on les choisit identiques, afin par exemple de compenser les grandeurs d'influence et d'améliorer la linéarité du montage.

La tension de mesure a pour valeur  $v_m = e_s \cdot \frac{Z_{c0} + \Delta Z_c}{2Z_{c0} + \Delta Z_1 + \Delta Z_c}$  et sa variation par rapport à sa valeur initiale,  $v_{m0} = e_s/2$ , est  $\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta Z_c - \Delta Z_1}{Z_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_1 + \Delta Z_c}{2Z_{c0}}}$ .

➤ Si  $Z_1$  n'a qu'un rôle de compensation de la grandeur d'influence :

Alors  $\Delta Z_1 = S_g \Delta g$  et l'expression de  $\Delta v_m$  devient  $\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2S_g \Delta g + S \Delta m}{2Z_{c0}}}$ . Donc lorsque

$S_g \Delta g$  et  $S \Delta m \ll Z_{c0}$ , on a  $\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}$  au second ordre près.

➤ Si  $Z_1$  est sensible au mesurande et disposé pour subir des variations opposées à celles de  $Z_c$

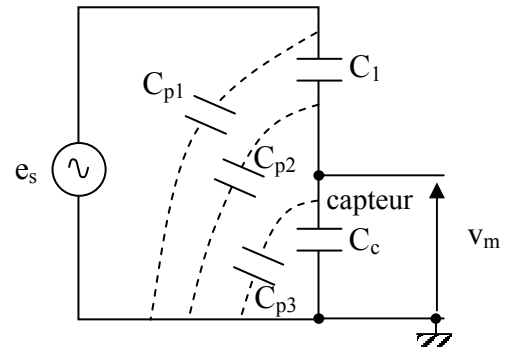
Alors  $\Delta Z_1 = -S \Delta m + S_g \Delta g$  et  $\Delta v_m$  devient  $\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + S_g \Delta g / Z_{c0}}$  donc linéaire en fonction

de  $\Delta m$ . Lorsque  $S_g \Delta g \ll Z_{c0}$ , l'expression se simplifie encore  $\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0}}$

Ce type de montage potentiométrique est utilisable lorsque les deux impédances sont inductives, par exemple dans le cas de capteurs de position à noyau mobile ou de proximité à courant de Foucault.

Par contre dans le cas d'impédances capacitives, le montage potentiométrique pose problème du fait de la présence de capacités parasites que chacune des armatures de chaque condensateur forment avec la masse.

On constate en effet que les capacités  $C_{p2}$  et  $C_{p3}$  sont en parallèle sur le capteur  $C_c$  et leurs variations sont indiscernables de celle du capteur. C'est pourquoi, plutôt qu'un montage potentiométrique, on préfère généralement utiliser un montage galvanométrique dans lequel la mesure porte sur un courant, mesuré à l'aide d'un appareil de très faible résistance d'entrée.



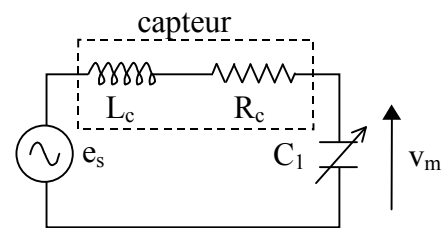
- Cas n°3 :  $X_I$  et  $X_c$  sont de signes contraires

Ci-contre,  $Z_c = R_c + jX_c$  est l'impédance d'un capteur inductif et  $X_1$  celle d'un condensateur variable. La tension mesurée aux

bornes de  $C_1$  s'écrit :  $v_m = e_s \cdot \frac{-j}{C_1 \omega} \cdot \frac{1}{R_c + j \left[ L_c \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right]}$

Le condensateur variable  $C_1$  est réglé afin d'obtenir pour  $v_m$  l'amplitude maximale

$V_{m_{\max}} = E_s / R_c C_1 \omega$ , on en déduit que  $L_c = \frac{1}{C_1 \omega^2}$



### 3.2.3. Les inconvénients du montage potentiométrique

L'avantage de ce montage est bien sûr sa simplicité de mise en œuvre !!!

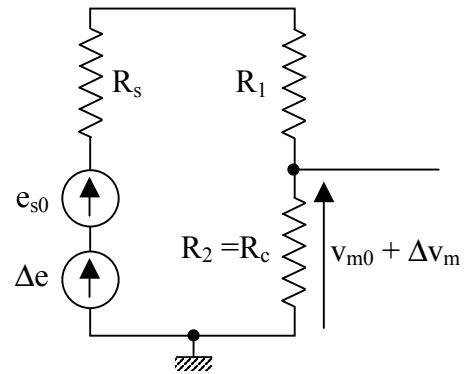
La difficulté majeure lors de l'utilisation du montage potentiométrique risque de venir de sa sensibilité aux dérives de la source et aux parasites. Les deux exemples suivants l'illustrent.

- *Alimentation dissymétrique*

Si le circuit est le siège simultanément d'une variation de résistance du capteur  $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$  et d'une fluctuation de la tension source  $e_s = e_{s0} + \Delta e_s$ , alors la variation de tension mesurée a pour expression si l'hypothèse  $\Delta R_c \ll R_{c0}$  est respectée :

$$\Delta v_m = e_{s0} \cdot \frac{(R_s + R_1) \cdot \Delta R_c}{(R_1 + R_s + R_{c0})^2} + \Delta e \cdot \frac{R_{c0}}{R_1 + R_s + R_{c0}}$$

Il est donc difficile, à priori, de séparer dans la variation  $\Delta v_m$  la part due à  $\Delta R_c$  de celle due à  $\Delta e$ .

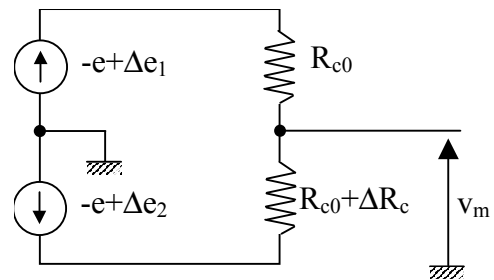


- *Alimentation symétrique*

Il faut considérer dans ce cas les tensions parasites  $\Delta e_1$  et  $\Delta e_2$  induites dans les deux branches de la source : elles superposent leurs effets à celui de  $\Delta R_c$ .

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

$$\Delta v_m = \frac{e \Delta R_c}{2 R_{c0}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}$$



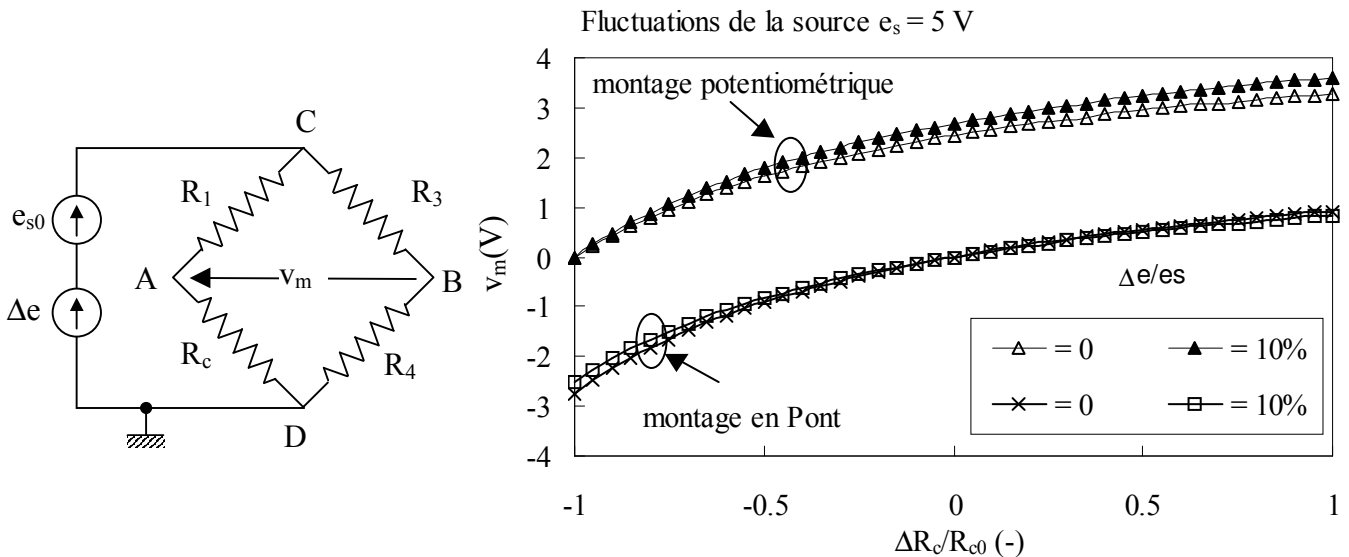
Sauf dans le cas particulier où les variations de la source seraient  $\Delta e_1 = -\Delta e_2$ , il est impossible de mettre en évidence  $\Delta R_c$ .



### 3.3. Les ponts

Le montage en pont peut être décrit comme un double montage potentiométrique. C'est pourquoi on retrouve dans l'étude des ponts des méthodes de linéarisation et de compensation de grandeurs d'influence semblables à celles utilisées dans les montages potentiométriques.

L'intérêt des ponts 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.



Pont résistif : influence des fluctuations de la tension d'alimentation.

Si une fluctuation  $\Delta e$  vient s'ajouter à la f.e.m. de source  $e_{s0}$ , alors les potentiels en A et B sont respectivement égaux à :

$$v_A = e_{s0} \cdot \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c} + \Delta e \cdot \frac{R_{c0} + \Delta R_c}{R_1 + R_{c0} + \Delta R_c}$$

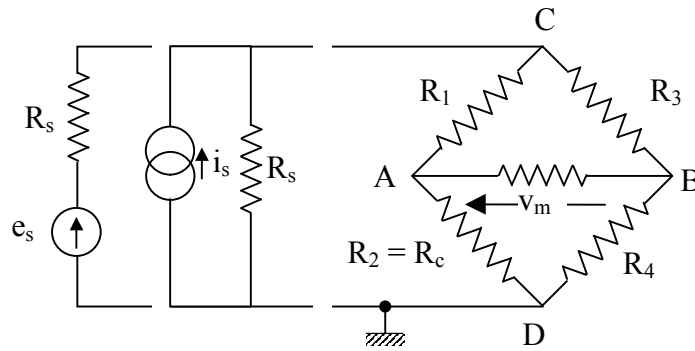
$$v_B = e_{s0} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

Le pont est initialement équilibré, ce qui signifie  $v_m = 0$ , en ayant choisi  $\frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ . La tension de mesure  $v_m$  a pour expression :

$$v_m = v_A - v_B = e_{s0} \cdot \left(1 + \frac{\Delta e}{e_{s0}}\right) \cdot \frac{R_1 \Delta R_c}{(R_1 + R_{c0} + \Delta R_c)(R_1 + R_{c0})}$$

La comparaison avec le montage potentiométrique montre que l'influence de la fluctuation  $\Delta e$  est considérablement réduite dans le montage en pont dès lors que  $\Delta R_c \ll R_{c0}$ .

## 3.3.1. Mesure des résistances à l'aide d'un Pont de Wheatstone



## a) Equation générale – Condition d'équilibre

La structure générale du pont de Wheatstone<sup>iii</sup> est indiquée ci-dessus. ( $e_s$ ,  $R_s$ ) 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.

Les équations de Kirchhoff<sup>iv</sup> permettent de calculer le courant  $i_d$  :

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

Le pont est dit **équilibré** lorsque  $v_A = v_B \Rightarrow i_d$  est alors nul ce qui correspond à  $R_1 R_4 = R_2 R_3$ .

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

## b) Tension de déséquilibre

Lorsque le dispositif de mesure est à grande impédance d'entrée (oscilloscope, voltmètre, carte d'acquisition), on peut alors considérer que  $R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4$ .

## • Alimentation en tension

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

Les termes en  $R_s$  s'en vont dans l'expression de  $i_d$  et de  $v_m$  :

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

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

## • Alimentation en courant

La résistance de la source  $R_s$  est très supérieure aux autres.

On pose  $i_s = \frac{e_s}{R_s}$ , alors  $v_m$  s'écrit :

$$v_m = i_s \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

On trouvera à l'annexe A.3 les 3 cas énoncés ci-dessous appliqués à la mesure de déformation avec des jauges de contraintes.

c) Cas n°1 : Montage  $\frac{1}{4}$  de Pont avec 3 résistances fixes et 1 capteur

Le pont de Wheatstone est donc constitué de 3 résistances fixes telles que  $R_1 = R_3 = R_4 = R_{c0}$  et d'un capteur dont la résistance est  $R_2 = R_{c0} + \Delta R_c$ . La tension de déséquilibre du pont a pour expression :

*Alimentation en tension*

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}}}$$

$v_m$  n'est pas linéaire avec  $R_{c0}$ !

Cependant pour de très faibles variations de résistance  $\Delta R_c \ll R_{c0}$ , on a alors :

*en tension*

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$

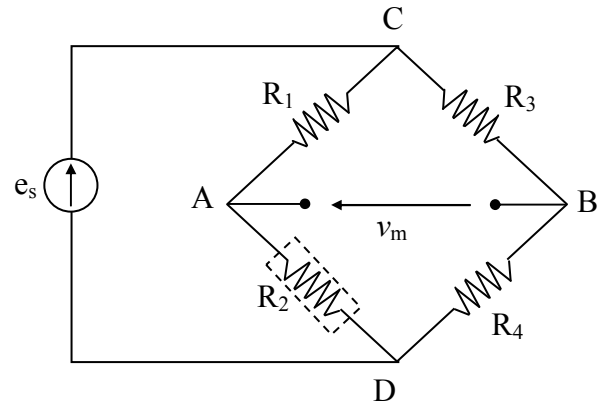
*Alimentation en courant*

$$v_m = \frac{i_s}{4} \Delta R_c \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{4R_{c0}}}$$

*en courant*

$$v_m = \frac{i_s}{4} \Delta R_c$$

Dans le cas général, c'est à dire si  $\Delta R_c$  n'est pas négligeable devant  $R_{c0}$ , l'expression de  $v_m$  peut être linéarisée avec un ampli opérationnel associé au pont (voir 4.2.1.b).

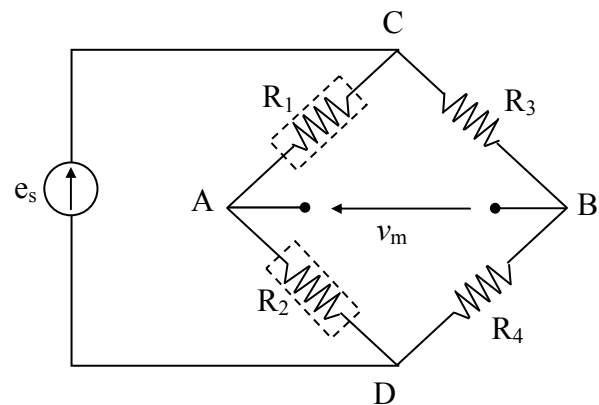


d) Cas n°2 : Montage  $\frac{1}{2}$  Pont avec 2 résistances fixes et 2 capteurs

Le pont est maintenant constitué de deux résistances fixes  $R_3 = R_4 = R_{c0}$  et de deux résistances variables dans deux branches contiguës du pont  $R_1 = R_{c0} + \Delta R_1$  et  $R_2 = R_{c0} + \Delta R_2$ .

La tension de déséquilibre du pont  $v_m$  a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{2R_{c0}}}$$



*Alimentation en courant*

$$v_m = \frac{i_s}{4} (\Delta R_2 - \Delta R_1) \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{4R_{c0}}}$$

Non linéaire!!!

A ce type de montage peuvent être associés les deux montages suivants : le montage push-pull et le montage 3 fils.

- *Montage push-pull*

$R_1$  et  $R_2$  sont les résistances de 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 :

$$\Delta R_2 = S\Delta m + Sg\Delta g = \Delta R_c + Sg\Delta g \quad \text{et} \quad \Delta R_1 = -S\Delta m + Sg\Delta g = -\Delta R_c + Sg\Delta g.$$

Si la sensibilité aux grandeurs d'influence est telle que  $Sg\Delta g \ll R_{c0}$  :

*Alimentation en tension*

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$

*Alimentation en courant*

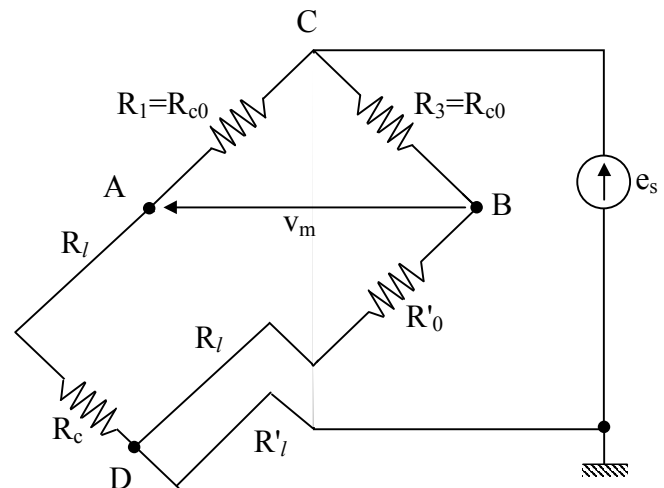
$$v_m = \frac{i_s}{2} \Delta R_c$$

$v_m$  est **linéaire** et on gagne un **facteur 2 sur la sensibilité** par rapport au montage  $\frac{1}{4}$  de pont!!!

- *Montage 3 fils*

Afin de rendre la tension de déséquilibre du pont indépendante, au second ordre près, des variations de résistance des fils de liaison, il faut :

- choisir des fils identiques (même résistance  $R_l$ ) et les situer au voisinage l'un de l'autre pour que leurs variations  $\Delta R_l$  soient égales,
- placer chacun des fils dans une branche différente mais contiguë du pont pour que leurs variations aient des influences opposées sur la tension  $v_m$ .



Dans ce circuit, les résistances variables sont:

$$R_2 = R_c + R_l = (R_{c0} + R_{l0}) + \Delta R_c + \Delta R_l$$

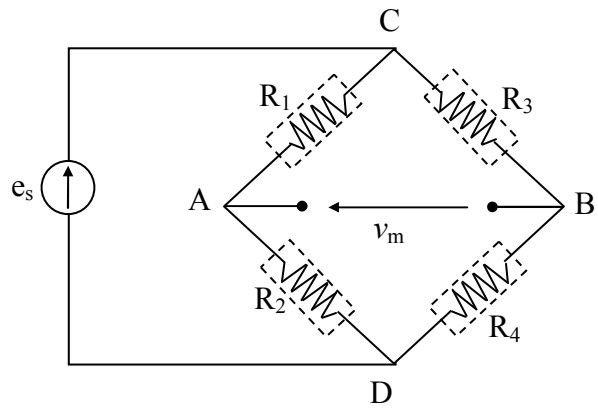
$R_4 = R'_0 + R_l = R'_0 + R_{l0} + \Delta R_l$  et  $R_1 = R_3 = R_{c0}$ . Le 3<sup>ème</sup> fil,  $R'_l$ , est relié à la source de tension et va s'ajouter à la résistance de la source.

e) Cas n°3 : Montage Pont entier avec 4 capteurs en push-pull

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

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

La tension de mesure a pour expression :



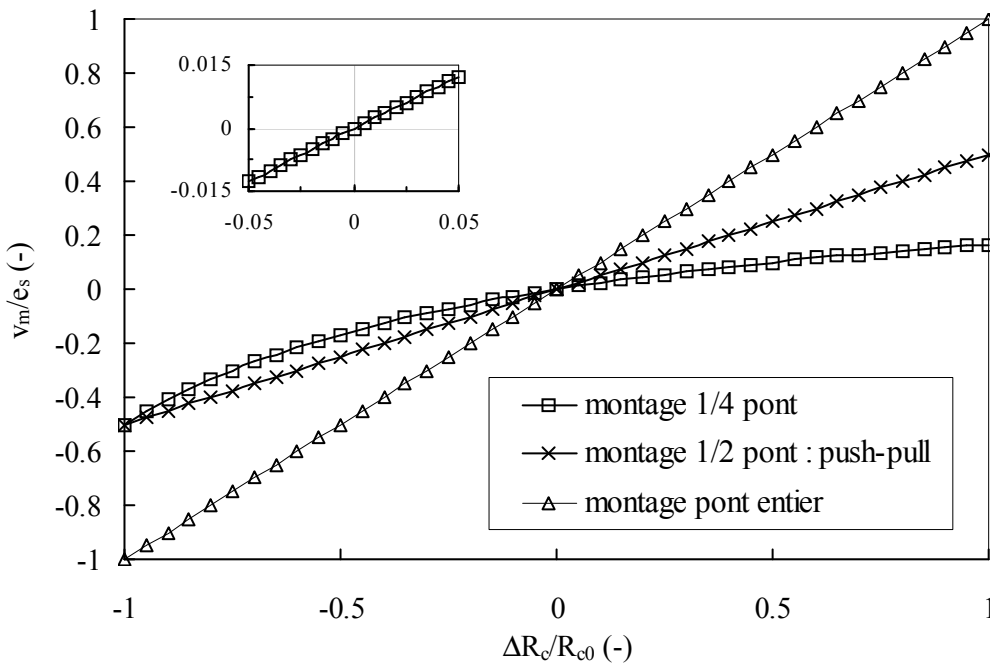
Alimentation en tension

$$v_m = e_s \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$

$v_m$  linéaire, grande sensibilité et élimination des grandeurs d'influence.

Alimentation en courant

$$v_m = i_s \Delta R_c$$



Exemple de calcul d'incertitude

Un capteur de pression est constitué, au moyen de quatre jauges d'extensiométrie déposées sur un diaphragme et formant un pont de Wheatstone. Les jauges sont placées deux à deux en des points du diaphragme dont les déformations sont égales et opposées en sorte que le pont fonctionne en push-pull. Le pont est alimenté par une tension  $e_s = 10V$ .

Données du constructeur :

- étendue de mesure : 0 à 100 bars
- sensibilité  $S = 0,3 \text{ mV/bar}$
- erreur de linéarité  $\epsilon_l = 2,5 \cdot 10^{-3}$
- erreur d'hystérésis  $\epsilon_h = \pm 1 \cdot 10^{-3}$
- erreur due à la température :
  - coefficient de température de la sensibilité  $\alpha_s = 2 \cdot 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$
  - coefficient de température de l'erreur du décalage du zéro  $\frac{d\epsilon_z}{dT} = 10^{-4} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

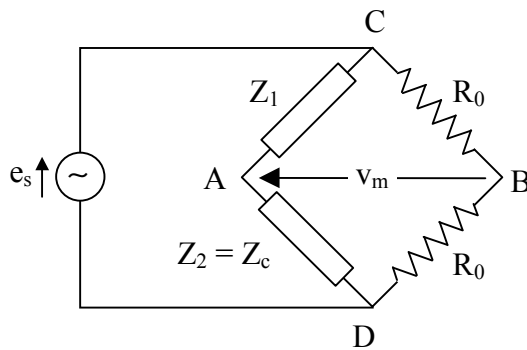
On suppose une variation maximale de température  $\Delta T_{max} = \pm 20^\circ\text{C}$ .

L'incertitude maximale  $\varepsilon$  liée au capteur a pour expression  $\varepsilon = |\varepsilon_l| + |\varepsilon_h| + |\varepsilon_s(T)| + |\varepsilon_z(T)|$  où

$|\varepsilon_s(T)| = \alpha_s |\Delta T_{max}| = 4 \cdot 10^{-3}$  et  $|\varepsilon_z(T)| = \frac{d\varepsilon_z}{dT} |\Delta T_{max}| = 2 \cdot 10^{-3}$ , soit une incertitude totale liée à la température de 1%.

### 3.3.2. Mesures des impédances complexes

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



Pont d'impédances

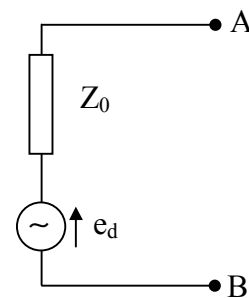


Schéma équivalent de Thévenin

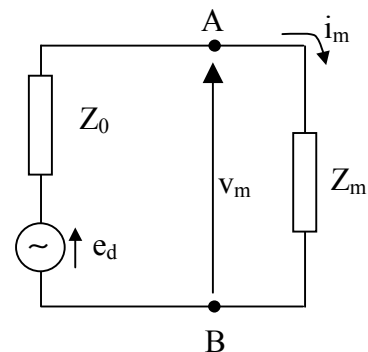
Le pont d'impédances, entre les points de mesure A et B, peut être ramené à un schéma équivalent de Thévenin caractérisé par :

- la tension en circuit ouvert  $e_d = \frac{e_s}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2}$ ,

- l'impédance interne  $Z_0 = \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} + \frac{R_0}{2}$ ,

- et le courant de court-circuit

$$i_d = \frac{e_d}{Z_0} = e_s \frac{Z_2 - Z_1}{(Z_1 + Z_2)R_0 + 2Z_1 Z_2}$$



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  $v_m = e_d \frac{Z_m}{Z_m + Z_0} = e_d \frac{1}{1 + Z_0/Z_m}$

- le courant  $i_m$  parcourant  $Z_m$  s'écrit  $i_m = e_d \frac{1}{Z_m + Z_0} = i_d \frac{1}{1 + Z_0/Z_m}$

Le signal de mesure doit être indépendant de  $Z_m$ , c'est pourquoi on choisira :

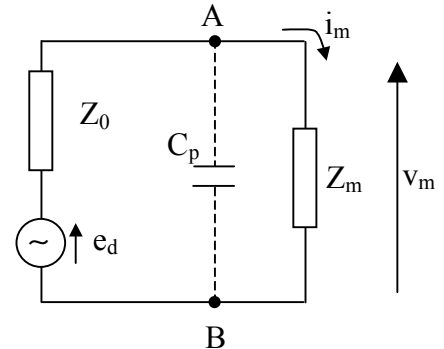
- $Z_m \gg Z_0$  afin de mesurer la **tension**  $v_m = e_d$ ,
- $Z_m \ll Z_0$  afin de mesurer le **courant**  $i_m = i_d$ .

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.**

Un autre point à prendre en considération et menant à la même conclusion est l'influence de la capacité parasite  $C_p$  entre A et B en parallèle sur  $Z_m$ . Une capacité parasite de 10 pF présente à 10 kHz une impédance  $Z_p = 1,6 M\Omega$ . La tension  $v_m$  demeure égale à  $e_d$  dès lors que  $Z_0 \ll (Z_m // Z_p)$ . Si cette condition n'est pas vérifiée, la tension  $v_m$  dépend de  $Z_p$ . Dans cette situation, la mesure en courant est la solution : en choisissant  $Z_m \ll Z_p$ , l'influence de la capacité parasite est éliminée et le courant  $i_m$  est égal au courant de court-circuit  $i_d$  dès lors que  $Z_m \ll Z_0$ .



a) *Pont de mesure pour capteurs inductifs*  
(voir annexe A.4. Exemples des capteurs inductifs)

La mesure porte sur la tension de déséquilibre du pont :

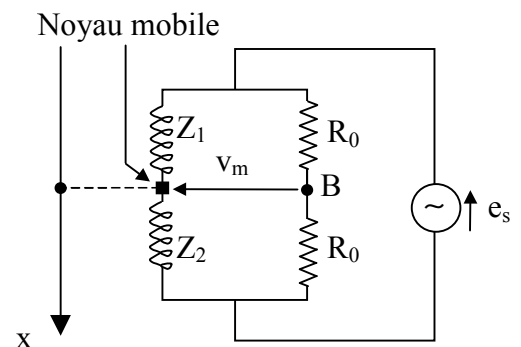
$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

où  $e_s = E_s \cos(\omega_s t)$  est la force électromotrice de la source d'alimentation.

Le pont est souvent utilisé en fonctionnement push-pull pour la linéarité qui en résulte c'est à dire :

$$Z_1 = Z_{c0} + \Delta Z_1 \quad \text{et} \quad Z_2 = Z_{c0} + \Delta Z_2 \quad \text{avec} \quad \Delta Z_2 = -\Delta Z_1 = \Delta Z_c$$

$$\text{d'où} \quad v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}}$$



*Exemple :  $Z_1$  et  $Z_2$  sont, par exemple, les impédances de deux bobines ayant un noyau de fer commun dont la position  $x$  du point milieu détermine l'inductance :  $L_1(x) = L_0(1 - \alpha x + \beta x^2)$  et  $L_2(x) = L_0(1 + \alpha x + \beta x^2)$ . En négligeant, en première approximation, l'influence des résistances on trouve l'expression de la tension de déséquilibre égale à :*

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{L_2 - L_1}{L_2 + L_1} = \frac{\alpha x}{1 + \beta x^2} \frac{e_s}{2} = \frac{1}{2} \alpha x e_s \quad \text{si} \quad \beta x^2 \ll 1$$

$$\text{Soit} \quad v_m = V_m \cos(\omega_s t) \quad \text{où} \quad V_m = S \cdot x \quad \text{avec} \quad S = \frac{\alpha E_s}{2}$$

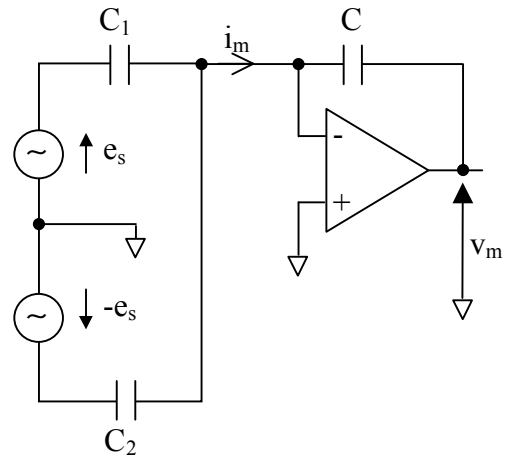
b) Pont de mesure pour capteurs capacitifs  
(voir annexe A.5. Exemples des capteurs capacitifs)

La mesure porte sur le **courant de déséquilibre**  $i_m$   
 $i_m = j\omega_s (C_1 - C_2) e_s$  où  $e_s = E_s \cos(\omega_s t)$  est la source d'alimentation du pont. Une tension de mesure indépendante de  $\omega_s$  est obtenue à l'aide d'un convertisseur courant/tension capacitif délivrant la tension :

$$v_m = \frac{-i_m}{jC\omega_s} = \frac{C_2 - C_1}{C} \cdot e_s$$

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  $C_2(x) = C_0(1 + \alpha x)$ .

$$\text{Soit } v_m = V_m \cos(\omega_s t) \text{ où } V_m = S \cdot x \text{ avec } S = \frac{2\alpha E_s C_0}{C}$$



On constate que l'expression de  $v_m$  est de la forme  $v_m = S \cdot x \cdot \cos(\omega_s t)$ , 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  $x$ . Un signal proportionnel à  $x$  et indépendant de  $e_s$  peut être obtenu à l'aide d'une **détection synchrone** (voir 4.4.2).

### 3.4. Les oscillateurs

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 sur 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 télémessures, utile en particulier sur des pièces tournantes.

On distingue deux types d'oscillateurs : les oscillateurs sinusoïdaux et les oscillateurs de relaxation.

#### 3.4.1. 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 : 
$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$



- Pour un circuit oscillant parallèle :  $F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}$  où  $Q_L = L_0 \Omega_0 / R_S$  est le coefficient de qualité de la bobine,  $R_S$  étant sa résistance série et  $\Omega_0 = 2\pi F_0$ ; on a habituellement  $Q_L^2 \gg 1$  si bien que l'on peut généralement poser dans tous les cas la même fréquence de résonance

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}.$$

Lorsqu'un capteur inductif ou capacitif est l'un des éléments du circuit résonnant, 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, on a pour la variation de fréquence  $\Delta F$  correspondante :

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

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

Si le mesurande varie sinusoïdalement autour d'une valeur  $m_0 \Rightarrow m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$  et si dans cette plage de variation le capteur peut être considéré comme linéaire, de sensibilité  $S$ , on a  $\Delta L$  ou  $\Delta C = S \cdot m_1 \cos \omega t$ .

La fréquence instantanée de l'oscillateur est de la forme  $F(t) = F_0 (1 - km_1 \cos \omega t)$  où  $k = S/2L_0$  ou  $S/2C_0$  selon le type du capteur. La fréquence de l'oscillateur est modulée par l'information physique à traduire. De façon générale, la tension délivrée par l'oscillateur peut s'écrire  $v_m(t) = E \sin \phi(t)$ , où  $\phi(t)$  est la phase instantanée.

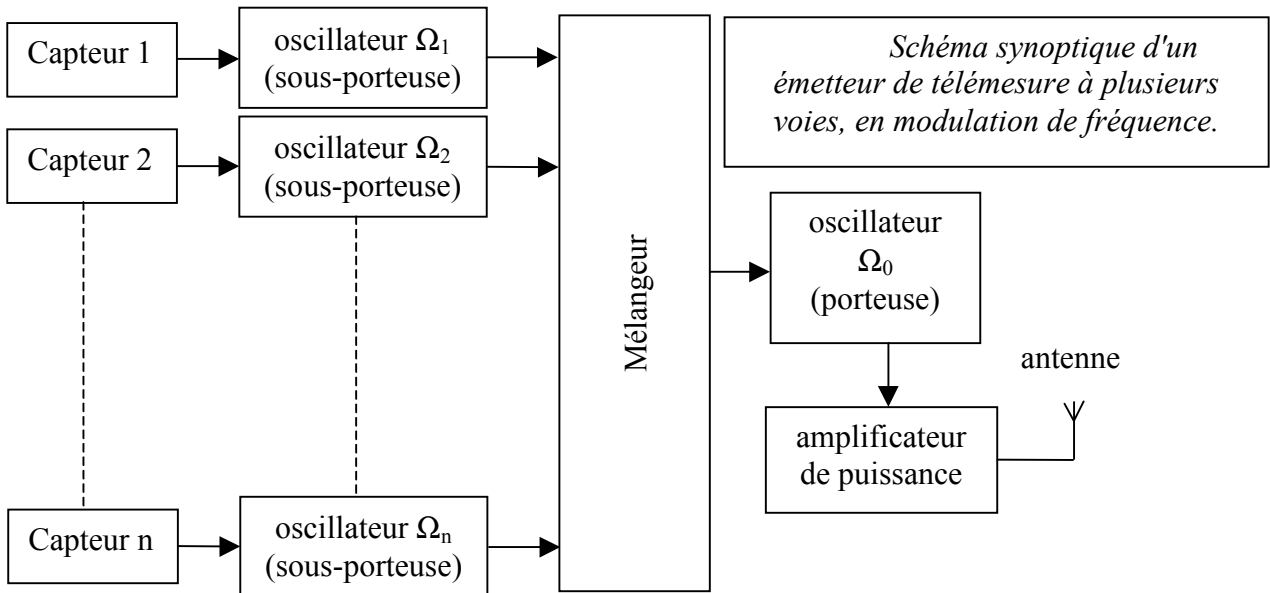
A chaque instant on a :  $\frac{d\phi(t)}{dt} = \Omega(t) = 2\pi F(t)$

d'où il résulte :  $\phi(t) = \int_0^t \Omega(t) dt = 2\pi \int_0^t F(t) dt$  soit  $\phi(t) = 2\pi F_0 \left( t - \frac{km_1}{\omega} \cdot \sin \omega t \right)$

Le signal délivré par l'oscillateur a donc pour expression :  $v_m(t) = E \sin \left( 2\pi F_0 \left( t - \frac{km_1}{\omega} \cdot \sin \omega t \right) \right)$

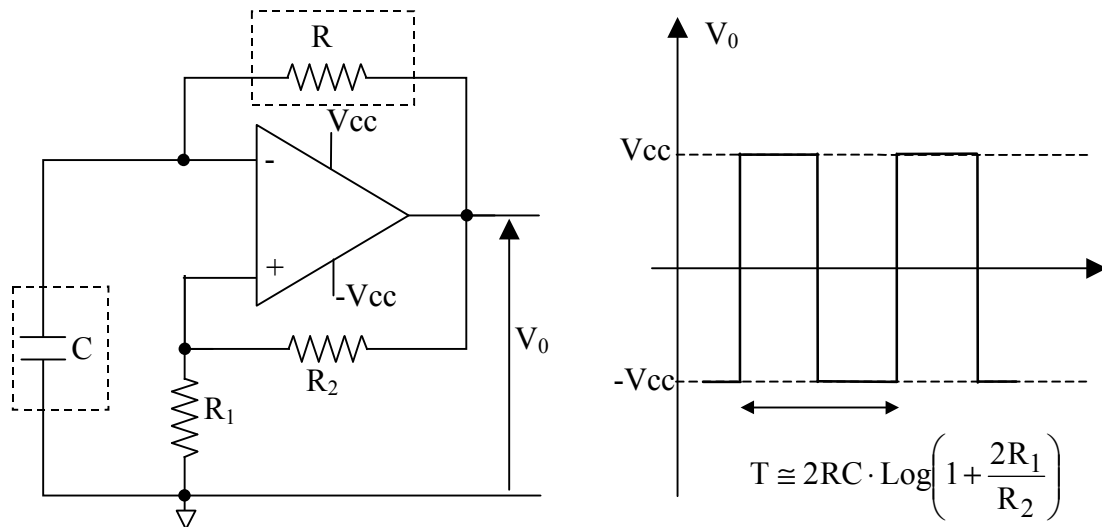
ou, en posant  $\delta = \frac{k\Omega_0 m_1}{\omega}$ , l'indice de modulation :  $v_m(t) = E \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t)$ .

Lorsqu'il s'agit de transmettre les informations issues de plusieurs capteurs dont l'impédance est réactive, chacun de ceux-ci module une fréquence qui lui est propre (sous-porteuse). L'ensemble des sous-porteuses ainsi modulées, module ensuite en fréquence l'onde porteuse.



### 3.4.2. Oscillateurs de relaxation

L'oscillateur de relaxation le plus couramment utilisé est le multivibrateur astable. C'est un générateur de signaux rectangulaires, la fréquence  $F$  des signaux est liée à la valeur des composants par une relation de proportionnalité  $F \propto \frac{a}{RC}$ . La constante  $a$  est fonction du montage.



Dans ce montage, le capteur est soit la capacité  $C = C_0 + \Delta C$  soit la résistance  $R = R_0 + \Delta R$ . On a alors une variation de la fréquence  $F$  de la tension  $V_0$  :

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

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

## 4. Conditionneurs du signal

Le capteur et son conditionneur éventuel sont la source du signal électrique dont la chaîne de mesure doit assurer le traitement de la façon la plus appropriée au but poursuivi. Dans cette partie, on va donc aborder un certain nombre de dispositifs de traitement – les conditionneurs du signal – dont la fonction est en rapport direct avec la nature du signal et avec les conditions de mesure. On va s'intéresser :

- au **type d'interface** adéquat entre la source du signal et le reste de la chaîne de mesure selon que cette source est un générateur de tension, de courant ou de charge,
- à la **linéarisation** du signal,
- à **l'amplification** du signal en présence de tension de mode commun,
- à **l'extraction de l'information** relative au mesurande lorsque ses variations modulent le signal électrique.

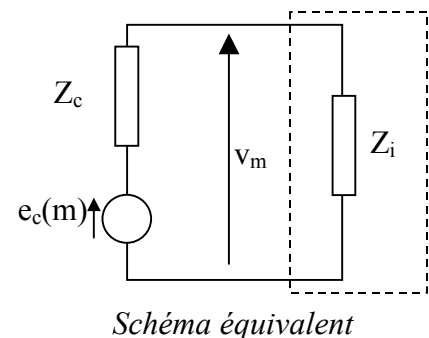
### 4.1. Adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure

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 de stabilité vis à vis des variations éventuelles de l'impédance interne, le générateur équivalent doit être chargé par une impédance appropriée.

#### 4.1.1. Adaptation d'impédance

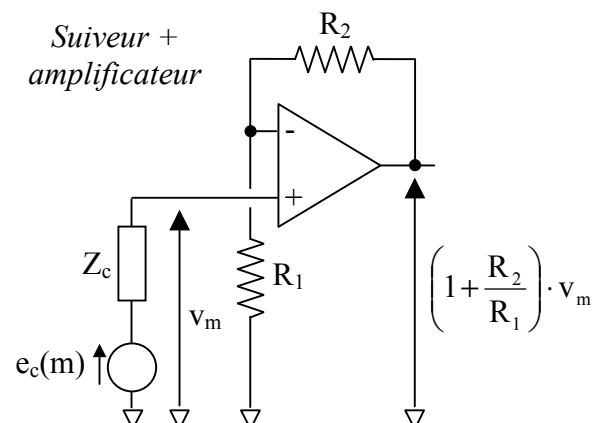
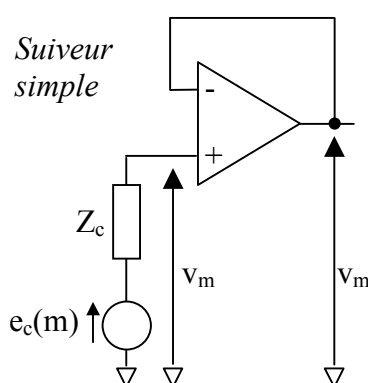
Lorsque l'information correspondant au mesurande  $m$  est délivrée sous la forme d'une f.e.m.  $e_c(m)$  en série avec une impédance  $Z_c$ , qui peut être importante et variable<sup>1</sup>, le dispositif de mesure aux bornes duquel est recueilli  $v_m$  doit être d'impédance d'entrée  $Z_i$  très grande devant  $Z_c$  de manière à minimiser l'influence de cette dernière.

$$v_m = e_c(m) \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_c} \quad \text{si } Z_i \gg Z_c \text{ alors } v_m = e_c(m)$$

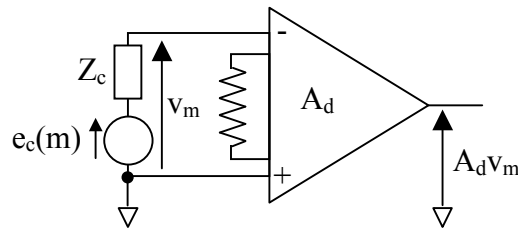


Les dispositifs à grande impédance d'entrée utilisables pour réaliser l'adaptation d'impédance sont à base :

- d'amplificateur opérationnel en montage suiveur simple ou suiveur/amplificateur,



- d'amplificateur différentiel, en général sous la forme d'ampli d'instrumentation ou d'ampli d'isolement qui seront abordés aux paragraphes 4.3.3 et 4.3.4.



#### 4.1.2. Conditionneur de capteur source de courant

Quand le capteur est électriquement équivalent à une source de courant  $i_c(m)$  en parallèle avec une impédance interne<sup>2</sup>  $Z_c$ , il faut que l'impédance d'entrée du dispositif de mesure  $Z_i$  soit **négligeable** devant celle du capteur  $Z_c$ .

$$i_m = i_c(m) \cdot \frac{Z_c}{Z_i + Z_c} \quad \text{si } Z_i \ll Z_c \text{ alors } i_m = i_c(m)$$

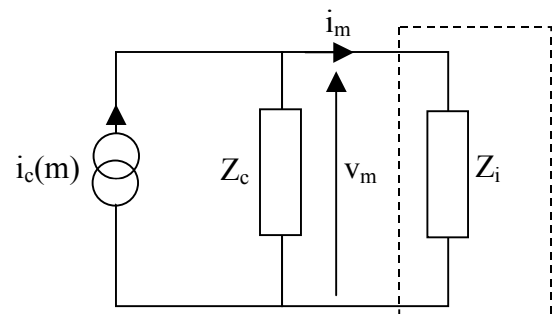
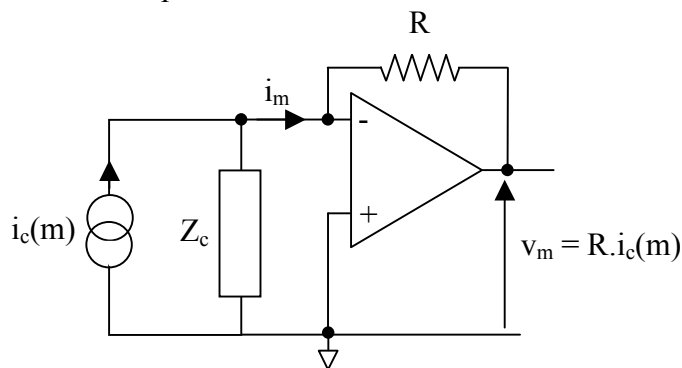


Schéma équivalent

Cependant, la tension  $v_m$  aux bornes de  $Z_i$  risque dans ce cas d'être elle-même très faible.

L'emploi d'un **convertisseur courant/tension** permet à la fois de réduire l'influence de  $Z_c$  et d'obtenir une tension  $v_m$  importante.



Convertisseur  
courant/tension

#### 4.1.3. Conditionneur de capteur source de charge

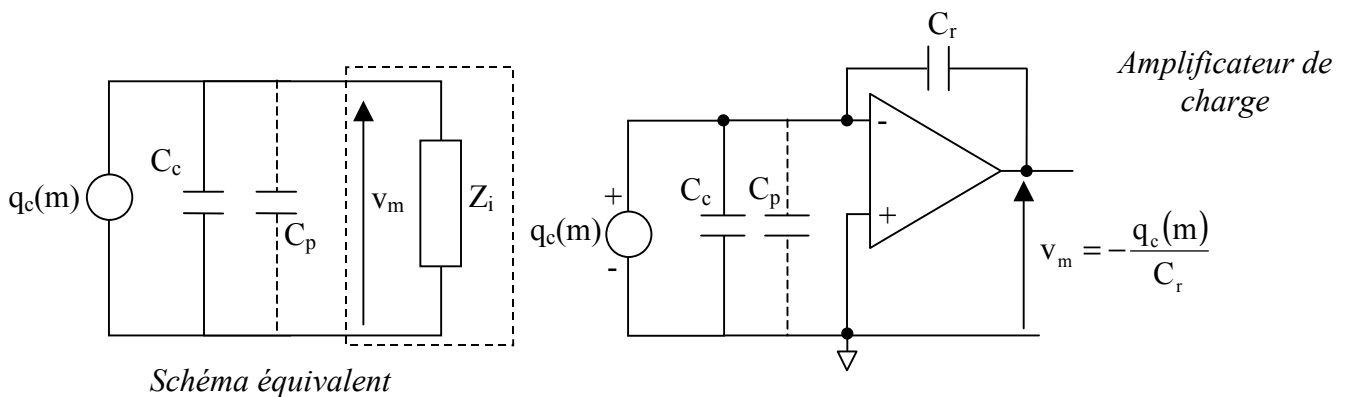
Dans le cas, enfin, où le capteur est un générateur de charge  $q_c(m)$  d'impédance interne capacitive<sup>3</sup>  $C_c$ , il est en général impossible de placer à ses bornes un circuit dont l'impédance d'entrée serait résistive. En effet, d'une part la décharge de la capacité risquerait d'être trop rapide pour permettre l'exploitation du signal et d'autre part la tension recueillie qui dépend de l'ensemble des capacités parasites du montage serait sensible à leurs variations erratiques.

Le dispositif à utiliser dans ce cas est l'**amplificateur de charge** qui délivre une tension proportionnelle à la charge et indépendante de la capacité du capteur et des câbles de liaison.

<sup>1</sup> Un thermocouple avec une liaison longue ou un capteur résistif monté dans un pont de Wheatstone.

<sup>2</sup> C'est le cas lorsqu'on utilise une photodiode.

<sup>3</sup> Par exemple un cristal piézo-électrique.



## 4.2. 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 des écarts à la linéarité interdisent de considérer la sensibilité comme constante à la précision des mesures.

Ces procédés peuvent être classés en deux groupes :

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

### 4.2.1. Linéarisation analogique à la source du signal

#### a) Correction de la 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 superposées.

*Ex* : un flux lumineux modulé  $\phi_1(t)$  reçu par un phototransistor peut être superposé à un flux constant  $\phi_0$ , 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  $R_c(m)$ , une résistance  $R$  indépendante de  $m$ , 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 utilisée 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 sensibles à un même mesurande  $m$  mais réalisés dans des matériaux différents et tels que leurs résistances aient respectivement pour expression  $R_1(m) = R_{01}(1 + A_1 m + B_1 m^2)$   $R_2(m) = R_{02}(1 + A_2 m - B_2 m^2)$

L'association en série de ces deux capteurs présentera une résistance variant linéairement en fonction de  $m$  :

$$R(m) = (R_{01} + R_{02}) \left( 1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} \cdot m \right) \text{ à condition que } R_{01}/R_{02} = B_2/B_1$$

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

- *Fonctionnement en push-pull de capteurs 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 la non linéarité du conditionneur de capteur passif

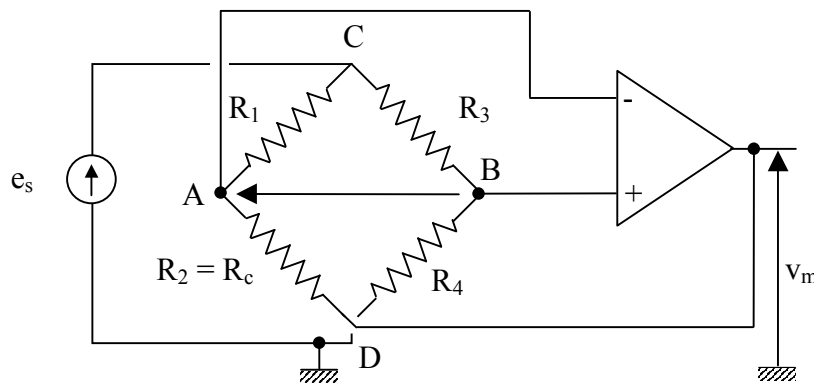
Il y a non linéarité du conditionneur lorsque la tension de mesure n'est pas proportionnelle aux variations d'impédance du capteur. Ceci risque de se produire dans les montages potentiométriques et les ponts dès lors que la condition  $\Delta Z_c/Z_{c0} \ll 1$  n'est pas satisfaite. On a vu que certaines méthodes – push-pull et choix du rapport potentiométrique – rendaient la linéarisation possible. A ces méthodes, on peut ajouter divers montages dans lesquels le conditionneur est associé 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  $R_1 = R_3 = R_4 = R_{c0}$  avec  $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ , la tension de déséquilibre s'écrit  $v_m = v_A - v_B$  où

$$v_B = \frac{e_s}{2} \text{ et } v_A = e_s \cdot \frac{R_c}{R_{c0} + R_c} + v_m \cdot \frac{R_{c0}}{R_{c0} + R_c}. \text{ L'amplificateur est supposé idéal donc } v_A = v_B,$$

$$\text{ce qui permet d'écrire } v_m = -\frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}.$$

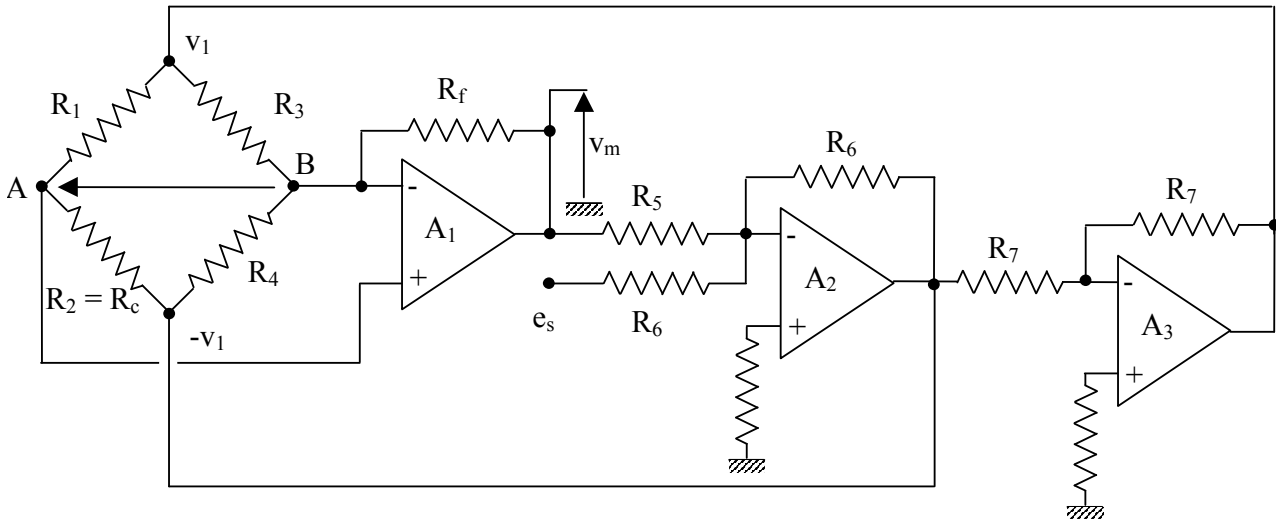


Dans ce montage, le capteur doit être isolé de la masse. Cette condition n'est pas toujours réalisable.

- *Linéarisation par double réaction sur la tension de déséquilibre et sur la tension d'alimentation du pont*

Le pont est constitué comme dans le montage précédent la réaction négative effectuée par le biais du premier étage A<sub>1</sub> tend à annuler la tension à la sortie de cet étage.

$v_m$  a pour valeur 
$$v_m = v_1 \cdot \frac{R_{c0} + 2R_f}{2R_{c0} + \Delta R_c} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$



Les tensions d'alimentation  $\pm v_1$  du pont sont fournies par le sommateur A<sub>2</sub> et l'inverseur A<sub>3</sub> et sont telles que  $v_1 = e_s + \frac{R_6}{R_5} v_m$ . Lorsqu'est satisfaite la condition  $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_{c0}}{R_{c0} + 2R_f}$ , la tension de

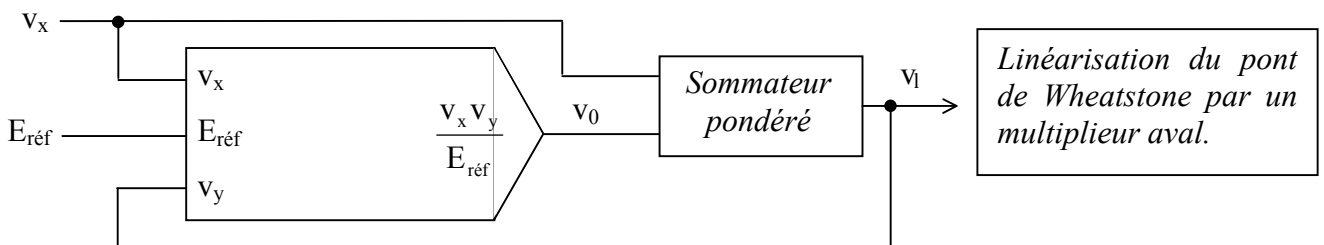
mesure s'écrit 
$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \left( 1 + \frac{2R_f}{R_{c0}} \right) \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$
.

#### 4.2.2. Linéarisation analogique en aval de la source du signal

##### a) Correction de la non linéarité du conditionneur de capteur passif

Lorsqu'on utilise un capteur unique, par exemple résistif, avec pour conditionneur un pont de Wheatstone ou un montage potentiométrique à alimentation symétrique la tension délivrée n'est pas

linéaire, elle a pour expression 
$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}}}$$
.



La tension de sortie du multiplieur est 
$$v_0 = \frac{v_x v_y}{E_{réf}} = \frac{v_m v_l}{E_{réf}}$$
.

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

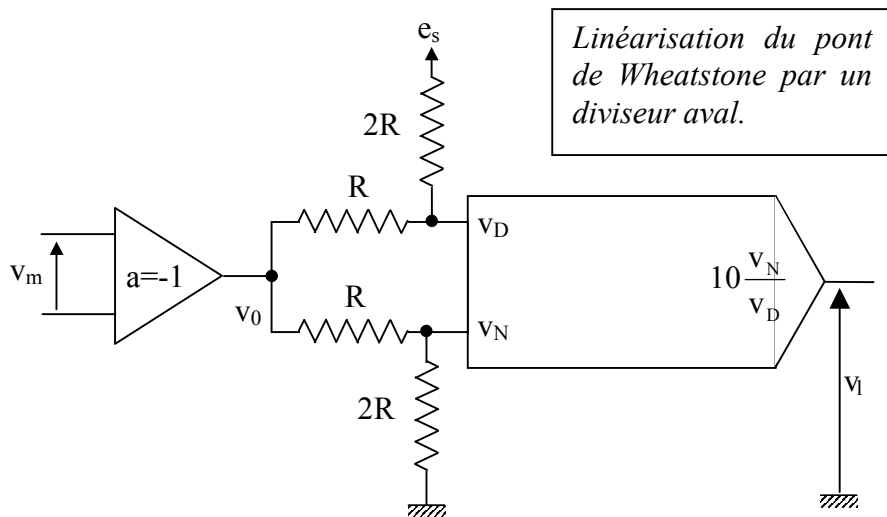
$$v_\ell = a \cdot v_m + b \cdot v_0 = a \cdot v_m + b \cdot \frac{v_m v_\ell}{E_{\text{réf}}} \text{ d'où } v_\ell = \frac{a v_m}{1 - \frac{b v_m}{E_{\text{réf}}}}$$

$$\text{Donc } v_\ell = \frac{a \cdot e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2 R_{c0}} \left( 1 - \frac{b e_s}{2 E_{\text{réf}}} \right)}$$

Par un choix approprié pour  $b = \frac{2E_{\text{réf}}}{e_s}$ , on élimine le terme responsable de la non linéarité, alors

$$\text{seulement } \boxed{v_\ell = \frac{a \cdot e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}}}$$

Un autre montage présente l'intérêt de fournir une tension linéarisée indépendante de la tension d'alimentation du pont  $e_s$ .



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

$$v_0 = -v_m = -\frac{e_s \Delta R_c}{4 R_{c0}} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2 R_{c0}}}$$

Si on considère les résistances d'entrée du diviseur grandes devant

$$R, \text{ on écrit alors } v_N = \frac{2}{3} v_0 \text{ et } v_D = \frac{e_s + 2v_0}{3} \text{ et on en déduit } \boxed{v_\ell = 10 \frac{v_N}{v_D} = -10 \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}}$$

### b) Méthode analogique générale de linéarisation d'un signal

On considère un capteur actif ou passif et son conditionneur, qui est à l'origine d'une tension  $v_m$  non linéaire avec le mesurande  $m$ . A partir de la courbe d'étalonnage, on établit l'équation reliant  $m$  à  $v_m$ , par exemple  $m = a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n$ .

Pour des raisons évidentes de simplicité lors de la réalisation, on limite le nombre de termes au minimum compatible avec la précision recherchée. Le dispositif de linéarisation de  $v_m$  doit délivrer en sortie une tension  $v_\ell$  linéarisée et donc proportionnelle à  $m$ .

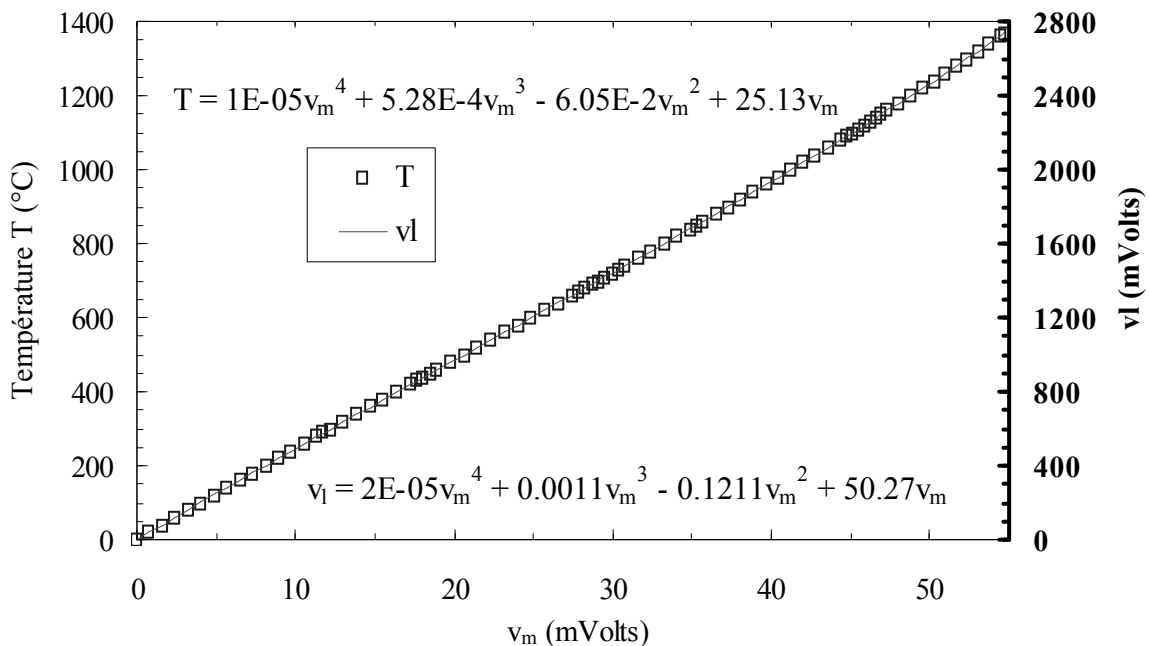
$$v_\ell = A \cdot m = A \cdot (a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n)$$

$$\text{qu'on écrira : } v_\ell = A_0 + A_1 v_m + A_2 v_m^2 + \dots + A_n v_m^n \quad \text{avec} \quad A_k = A \cdot a_k$$



Il en résulte qu'en général, la linéarisation analogique est réalisable par une association de multiplieurs fournissant les termes  $v_m^k$  et d'additionneurs pondérés.

### Linéarisation d'un thermocouple type K



Si la courbe d'étalonnage donnant  $m = f(v_m)$  suit une loi logarithmique, exponentielle, en  $1/x$ , plusieurs circuits analogiques réalisant ces fonctions permettent d'arriver à la linéarisation! Sinon, il y a la linéarisation numérique.

#### 4.2.3. Linéarisation numérique

Le programme à réaliser doit établir la correspondance entre les valeurs numériques de la tension de mesure  $v_m$  délivrée par un convertisseur numérique/analogique, et la valeur du mesurande  $m = f(m)$ . Deux méthodes permettent d'établir cette correspondance :

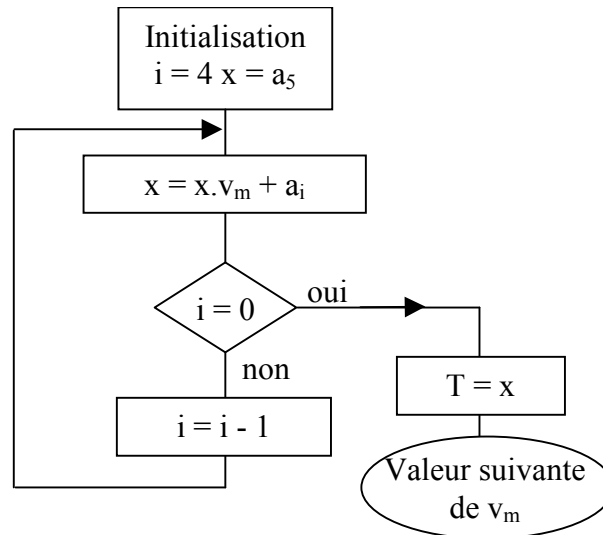
- le calcul de  $m$  à partir de la relation  $m = f(m)$ ,
- la tabulation d'un ensemble de valeurs de  $m$  et de  $v_m$  avec éventuellement une interpolation linéaire.

##### a) Linéarisation par calcul

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

$$T = \sum_{i=0}^5 a_i v_m^i \text{ ou encore } T = a_0 + v_m (a_1 + v_m (a_2 + v_m (a_3 + v_m (a_4 + v_m (a_5))))))$$

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 de  $v_m$ .



### b) Linéarisation par tabulation

Dans ce cas, l'utilisateur doit disposer d'un tableau contenant les valeurs de  $m$  adressées par celles de  $v_m$  déduites de l'étalonnage. Ces valeurs doivent être codées sur un nombre de bits nécessaires pour ne pas nuire à la précision.

Ensuite à chaque valeur de  $v_m$  mesurée, on a donc codé l'adresse de la ligne du tableau où trouver la valeur de  $m$  modulo une valeur constante  $B$  la tabulation. On peut procéder à des interpolations linéaires à condition qu'à l'intérieur de la tabulation  $m$  soit linéaire avec  $v_m$ .

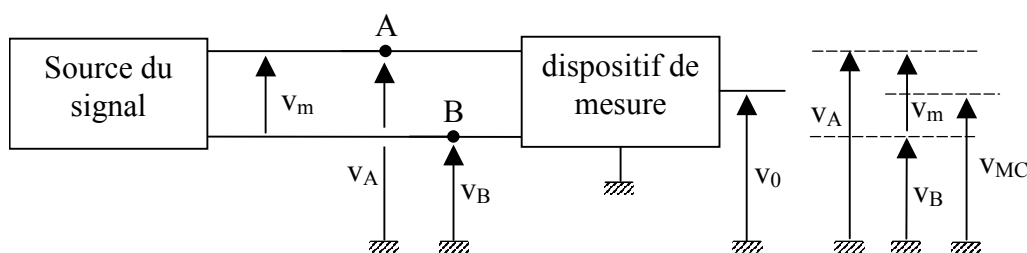
Dans ces deux cas, plus souples que les procédés analogiques, le numérique a l'inconvénient d'un temps de réponse plus important qui doit être compatible avec la période d'échantillonnage du système d'acquisition!

## 4.3. Amplification du signal et réduction de la tension de mode commun

### 4.3.1. La tension de mode commun : définition et origines

Dans un circuit où la tension de mesure  $v_m$  est la tension différentielle entre deux conducteurs<sup>1</sup>  $v_A$  et  $v_B$ , 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 que  $v_A = v_{MC} + \frac{v_m}{2}$  et

$$v_B = v_{MC} - \frac{v_m}{2}.$$



La tension de mode commun  $v_{MC}$  peut être très supérieure au signal  $v_m$  et dans certains cas l'expérimentateur ne la connaît pas avec précision. Un des problèmes les plus importants en

<sup>1</sup> C'est le cas dans tous les montages en pont.

instrumentation est l'élimination ou la réjection du mode commun afin d'obtenir et de traiter un signal proportionnel à  $v_m$  et donc indépendant de  $v_{MC}$ .

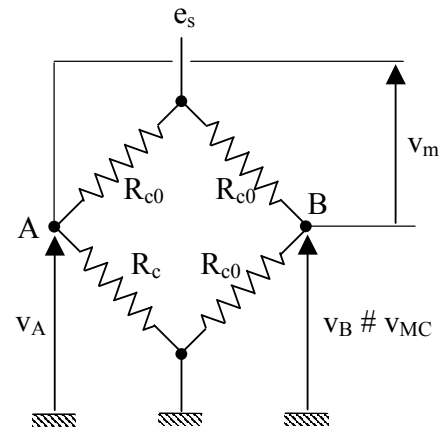
a) *Tension de mode commun due à l'alimentation*

Le cas se présente lorsque  $v_A$  et  $v_B$  dépendent de la tension d'alimentation. Pour un pont de Wheatstone, avec 3 résistances fixes  $R_{c0}$  et un capteur  $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$ , on a lorsque  $\Delta R_c \ll R_{c0}$  :

$$v_A = \frac{e_s}{2} + \frac{e_s \Delta R_c}{4R_{c0}} \quad \text{et} \quad v_B = \frac{e_s}{2}$$

Si par exemple :

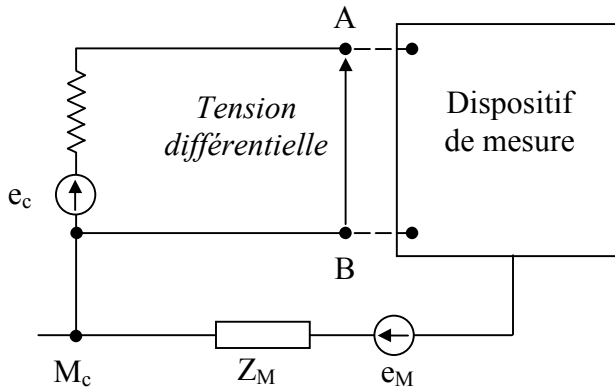
$e_s = 20 \text{ V}$  et  $\Delta R_c / R_{c0} = 10^{-2}$  alors  $v_{MC} = 10,025 \text{ V} \cong 10 \text{ V}$   
et  $v_m = 50 \text{ mV}$ .



b) *Tension de mode commun de masse*

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

- une impédance de masse  $Z_M$  de l'ordre de l'Ohm,
- une f.e.m. de masse  $e_M$  qui a pour origines principales les inductions électromagnétiques (50 Hz) et la circulation de courants de retour des diverses installations. Les distances entre points de mise à la masse pouvant atteindre des centaines de mètres la f.e.m. de masse  $e_M$  peut être supérieure à plusieurs dizaines de volts.



*Schéma électrique équivalent du circuit de mesure en présence d'une f.e.m. de masse*

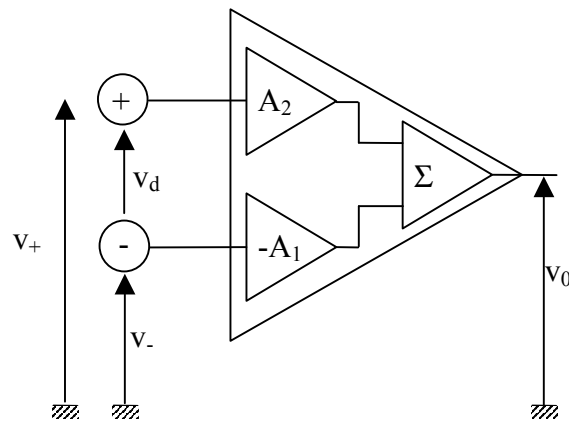
Aux deux extrémités A et B de la liaison, on a en circuit ouvert par rapport à la masse les potentiels  $v_B = e_M$  et  $v_A = e_M + e_c$ , habituellement on peut supposer que  $e_c \ll e_M$  donc  $v_{MC} = e_M$  et  $v_m = e_c$ .

### 4.3.2. Amplificateur différentiel et taux de réjection de mode commun

(par ex : Burr Brown OPA27)

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

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



Structure de l'amplificateur différentiel

La tension de sortie  $v_0$  de l'amplificateur 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 de mode commun s'écrit  $A_{MC} = A_2 - A_1$ .

La tension de sortie de l'ampli différentiel dépend d'autant moins de la tension de mode commun que les gains  $A_1$  et  $A_2$  des deux voies sont, au signe près, plus voisins.

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

$$\tau_r = A_d / A_{MC}, \text{ le taux de réjection du mode commun, } v_0 = A_d \left( v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{MC} \right).$$

La réduction de l'influence de la tension de mode commun sur la sortie et d'autant mieux assurée que le taux de réjection de mode commun  $\tau_r$  est grand.

**Remarque** : les fabricants d'amplificateurs différentiels expriment le taux de réjection  $\tau_r$  ou CMRR<sup>1</sup> en décibels par la notation **CMR**<sup>2</sup> où  $CMR = 20 \log(\text{CMRR ou } \tau_r)$ .

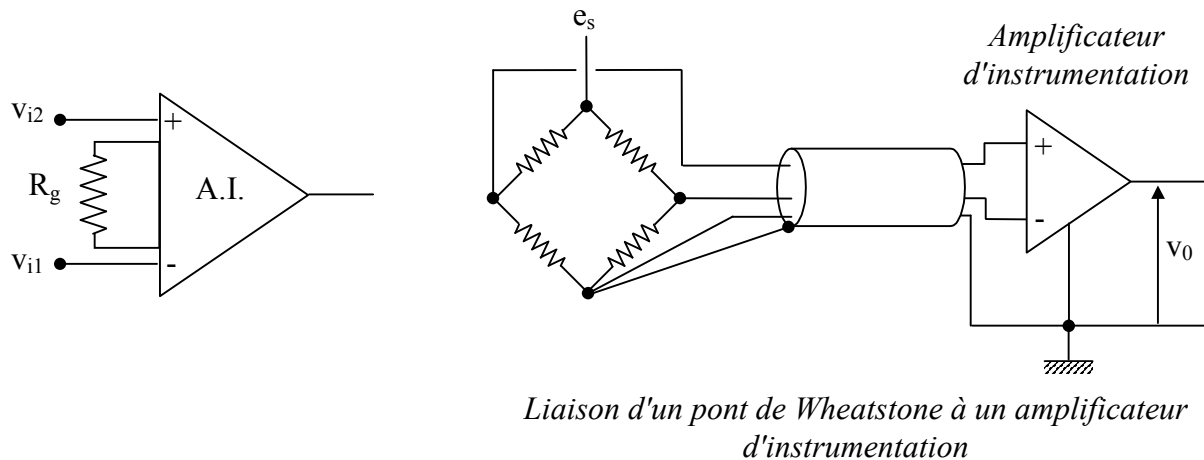
<sup>1</sup> Common Mode Rejection Ratio

<sup>2</sup> Common Mode Rejection

### 4.3.3. Amplificateur d'instrumentation

(par ex : AMP01)

C'est un module amplificateur différentiel adapté au traitement de signaux en présence de tensions de mode commun relativement importantes.



Il en résulte que la tension de mode commun applicable à ces entrées se trouve limitée à des valeurs qui doivent être légèrement inférieures aux tensions d'alimentation de l'amplificateur.

Les caractéristiques générales et intéressantes des amplificateurs d'instrumentation sont :

- Un **gain différentiel réglable** de 1 à  $10^4$  grâce à la résistance  $R_g$  jusqu'à quelques centaines de Hz, il décroît ensuite avec la fréquence,
- Des **impédances d'entrée très élevées** –  $10^{10} \Omega$  en parallèle avec quelques pF – permettant de réduire l'influence de la résistance de source et d'un déséquilibre des résistances vues des entrées inverseurs et non inverseurs.
- Une **impédance de sortie très faible** –  $0,1 \Omega$  – réduisant l'influence de la charge sur le gain,
- Des **courants de polarisation des entrées** très faibles – de quelques pA à nA selon le type d'ampli – afin de minimiser les variations des tensions d'entrée causées par des variations de résistances de source et de liaison.
- Une **grande stabilité thermique des performances** –  $0,0015\%/^{\circ}\text{C}$  pour le gain différentiel par exemple – afin d'éviter des dérives de la sortie indiscernables du signal.
- Un **taux de réjection de mode commun  $\tau_r$  élevé** – par exemple  $> 10^5$  soit  $> 100$  dB en continu ou à 50 Hz – qui décroît aux hautes fréquences.

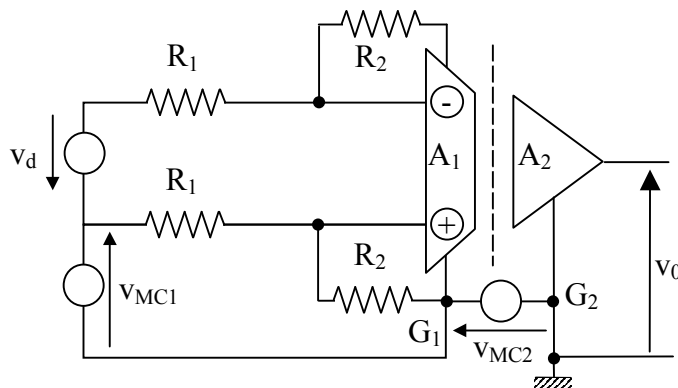
La tension en sortie est donc la même que pour un ampli différentiel  $v_0 = A_d \left( v_d + \frac{1}{\tau_r} v_{MC} \right)$ .

Dans les ensembles d'acquisition de données utilisant plusieurs capteurs, on peut associer à chacun un amplificateur d'instrumentation dont le gain est fixé en fonction du niveau moyen du signal délivré et qui est localisé à proximité du capteur. Ceci permet la transmission d'un signal de haut niveau et réduit ainsi l'influence des parasites qui se superposent au signal au cours de la transmission et évitent d'effectuer le multiplexage à bas niveau.

Une autre solution consiste à utiliser un ampli d'instrumentation à gain programmable. Ce dernier placé après le multiplexeur a un gain réglable par commutation de résistances afin d'être adapté au niveau du signal fourni par chaque capteur.

#### 4.3.4. Amplificateur d'isolement

Lorsque les tensions de mode commun dépassent ou risquent de dépasser 70% des tensions d'alimentation<sup>1</sup>, l'amplificateur d'instrumentation n'est plus utilisable : c'est l'amplificateur d'isolement qui dans ce cas est susceptible d'apporter une solution.



*Schéma de principe  
d'un ampli d'isolement dont  
l'étage d'entrée est un ampli  
opérationnel en montage  
différentiel de gain  $A_d = R_2/R_1$*

L'ampli d'isolement est constitué d' :

- un étage  $A_1$  dont l'entrée est un ampli opérationnel ou d'instrumentation, alimenté par une source flottante et dont le point commun  $G_1$  ("garde") est relié à la masse de la source du signal,
- un étage  $A_2$  dont le point commun  $G_2$  est relié à la masse commune de l'ensemble de traitement en aval et de gain unité,
- une barrière d'isolement qui rompt toute liaison ohmique entre les étages  $A_1$  et  $A_2$  tout en permettant le transfert du signal entre ces étages par couplage électromagnétique<sup>2</sup> ou optoélectronique<sup>3</sup>.

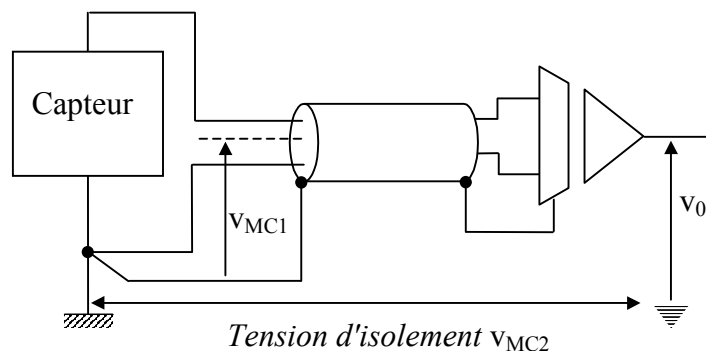
La tension de mode commun  $v_{MC1}$  par rapport au point commun  $G_1$  du circuit d'entrée est, comme pour tout amplificateur, limitée à une dizaine de Volts et elle se trouve d'autant plus réduite en sortie que le taux de réjection  $\tau_{r1}$  est plus élevé. La tension de mode commun  $v_{MC2}$  par rapport au point commun  $G_2$  encore appelée tension d'isolement; elle peut atteindre plusieurs milliers de Volts et est d'autant plus atténuée en sortie que  $\tau_{r2}$  est élevé.

La tension  $v_0$  est de la forme 
$$v_0 = A_d v_d \left( 1 + \frac{1}{\tau_{r1}} \frac{v_{MC1}}{v_d} \right) + \frac{1}{\tau_{r2}} v_{MC2}$$

Avec pour ordre de grandeur  $\tau_{r1} \cong 100\text{dB}$  et  $\tau_{r2} \cong 160\text{dB}$ .

L'amplificateur d'isolement trouve ses applications :

- quand le signal  $e_c$  est superposé à une tension de mode commun très élevée,
- quand pour des raisons de sécurité, par exemple, la source du signal doit être isolée de la chaîne de traitement.



<sup>1</sup> Par exemple  $\pm 10$  V pour une alimentation de  $\pm 15$  V.

<sup>2</sup> Transformateur.

<sup>3</sup> Diode électroluminescente

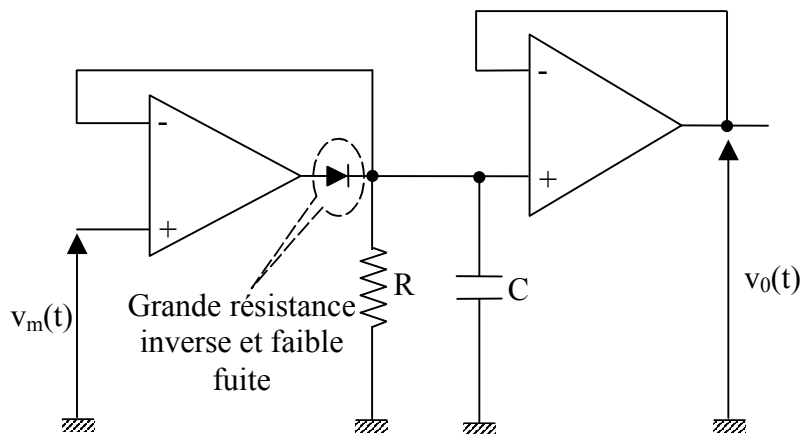
#### 4.4. Détection de l'information

Les conditionneurs de capteurs passifs délivrent dans un certain nombre de cas – notamment avec une alimentation sinusoïdale – une tension de mesure  $v_m$  qui est modulée par les variations  $\Delta m$  du mesurande. On va voir succinctement les méthodes, qui permettent d'extraire de cette tension modulée, l'information liée au mesurande.

##### 4.4.1. Tension de mesure modulée en amplitude avec conservation de la porteuse

Dans ce cas, l'évolution dans le temps de la valeur de crête de la tension de mesure reproduit exactement les variations de  $\Delta m$  du mesurande. Ainsi par exemple lorsque la tension de la source d'alimentation est sinusoïdale de pulsation  $\omega_s$ , on a une tension de mesure  $v_m(t)$  qui a pour

expression  $v_m(t) = \frac{E_s}{2} (1 + k \cdot \Delta m(t)) \cdot \cos(\omega_s t)$ .



Montage d'un détecteur de crête

Un détecteur de crête, dont les éléments de base sont une diode et un ensemble RC, délivre une tension  $v_0(t)$  qui a pour expression :

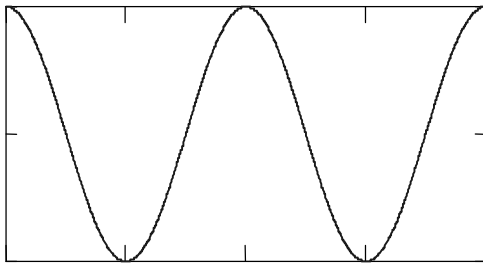
$$v_0(t) = \eta \cdot \frac{E_s}{2} \cdot (1 + k \cdot \Delta m(t)) \quad \text{où } \eta \text{ est le rendement de détection } (0 \leq \eta \leq 1).$$

Une valeur de  $\eta$  proche de l'unité est obtenue lorsque la fréquence de coupure  $f_c$  de l'ensemble RC est telle que la fréquence de la porteuse  $f_s$  soit dans la bande atténuée alors que le spectre du signal  $f_m$  est compris dans la bande passante  $f_m \ll f_c \leq f_s$ .

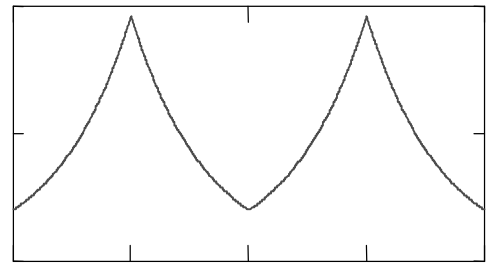
La composante continue de la tension détectée  $\eta \frac{E_s}{2}$  peut être éliminée soit par filtrage passe-haut, soit à l'aide d'un montage soustracteur si sa valeur a été déterminée par une mesure préalable à  $\Delta m = 0$ .

Explication en image en cas d'une modulation d'amplitude avec conservation de la porteuse :

La variation dans le temps du mesurande  $\Delta m(t)$



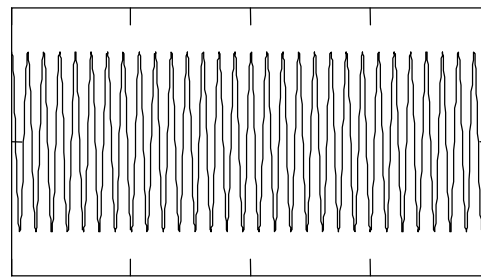
temps



temps

+

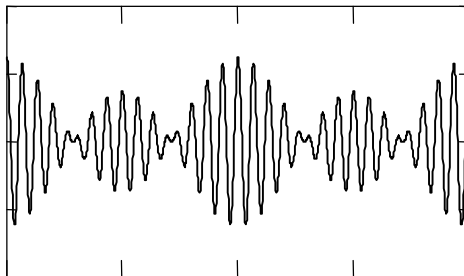
Une tension d'alimentation sinusoïdale  $e_s(t)$



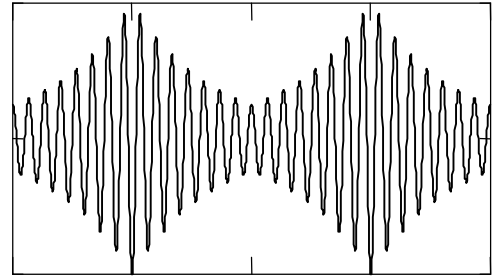
temps

=

La tension de mesure  $v_m(t)$

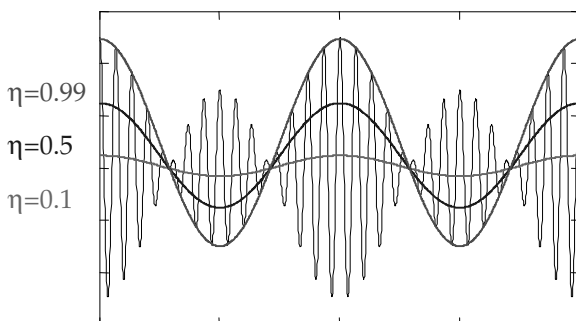


temps

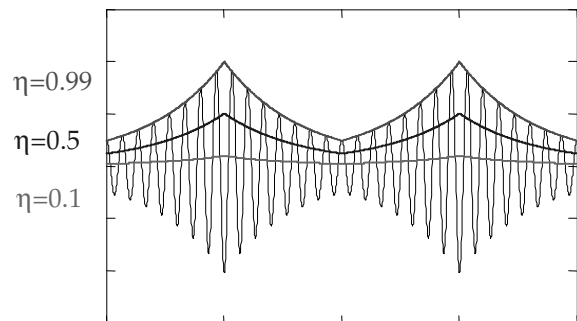


temps

Après passage dans un montage détecteur de crête  $v_0(t)$  en fonction de  $\eta$



temps



temps

$$\text{si } F_m \ll F_c = \frac{1}{2\pi RC} \ll F_s$$

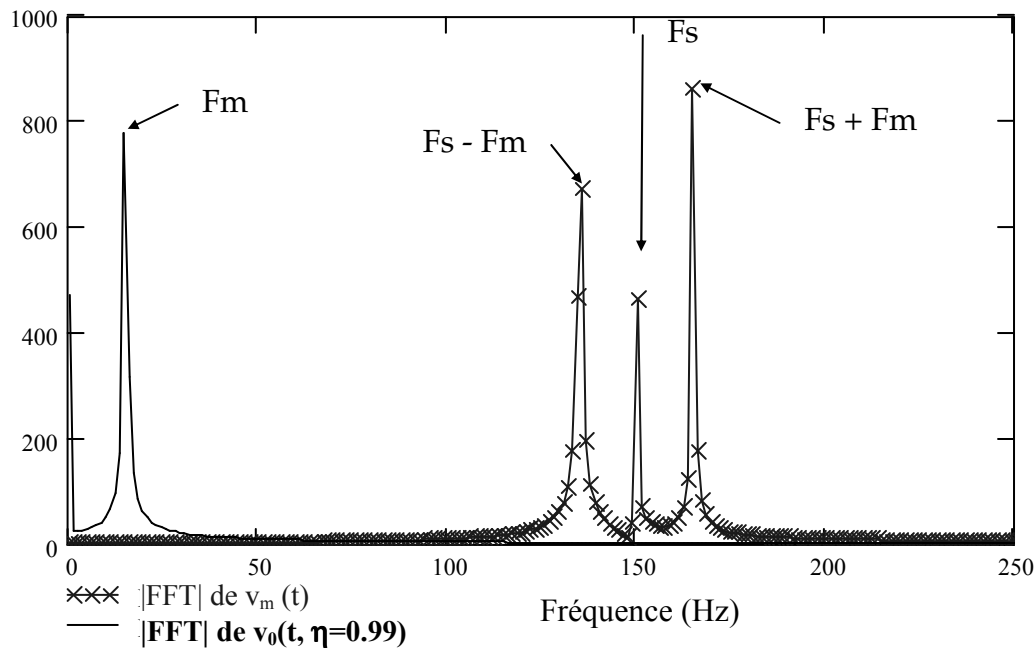


Transformée de Fourier avec :

$$F_m = 10 \text{ Hz}$$

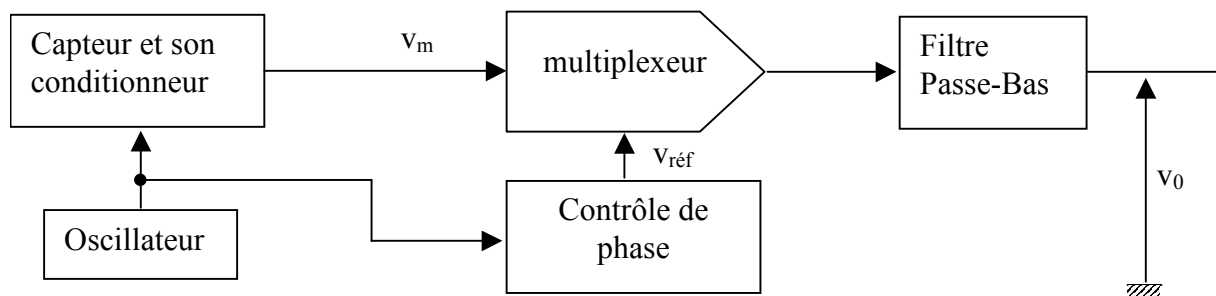
$$F_{\text{éch}} = 1,22 \text{ Hz}$$

$$F_s = 150 \text{ Hz}$$



## 4.4.2. Tension de mesure modulée en amplitude avec suppression de la porteuse

La valeur de crête de la tension de mesure n'ayant pas, dans ce cas, une variation semblable à celle du mesurande, l'utilisation d'un détecteur de crête n'est pas justifiée. Le dispositif approprié est une détection synchrone, ainsi désignée car elle fait appel à une tension de référence, qui est synchrone de la f.e.m. de la source alimentant le conditionneur.



La détection de l'information contenue dans les bandes latérales s'opère en deux temps :

- La translation de fréquence ramenant l'information des bandes latérales dans son domaine de fréquence propre : c'est l'opération inverse de la modulation et elle est réalisée par multiplication de la tension de mesure et de la tension de référence.
- La séparation par filtrage passe-bas du signal support de l'information et des autres tensions apparues à la sortie du multiplieur.

Exemple : le cas simple mais fréquent où le conditionneur est alimenté par une source de tension sinusoïdale, le résultat se généralisant facilement.

La tension de mesure  $v_m(t)$  a une expression de la forme  $v_m(t) = k \cdot \Delta m \cdot E_s \cdot \cos(\omega_s t)$  où  $k = S/2R_{c0}$  pour un pont de Wheatstone à deux capteurs résistifs, de sensibilité  $S$ , fonctionnant en push-pull.

La tension de référence  $v_{réf}(t)$ , synchrone de la source, est  $v_{réf}(t) = E_{réf} \cos(\omega_s t)$

Le multiplieur délivre une tension :

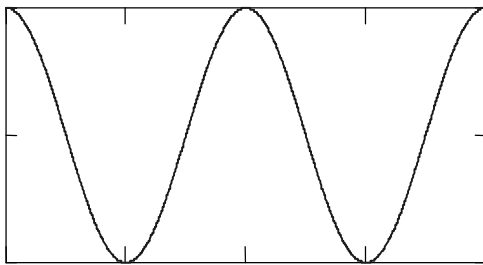
$$v'_0(t) = \frac{v_m(t) \cdot v_{réf}(t)}{E_{div}} \text{ avec } E_{div} = 10V$$

$$v'_0(t) = \frac{k \cdot E_s \cdot E_{réf}}{E_{div}} \cdot \Delta m \cdot \cos^2(\omega_s t) = \frac{k \cdot E_s \cdot E_{réf}}{2E_{div}} \cdot (\Delta m + \Delta m \cdot \cos(2\omega_s t)) = A \cdot (\Delta m + \Delta m \cdot \cos(2\omega_s t))$$

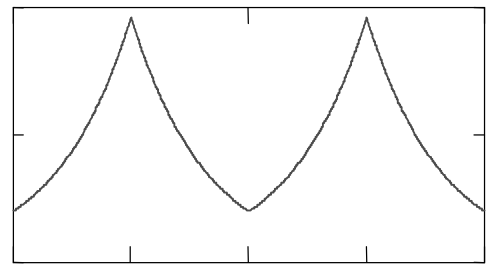
Le rôle du filtre passe-bas est de séparer le premier terme  $A \cdot \Delta m$ , qui est l'information recherchée, du second  $A \cdot \Delta m \cdot \cos(2\omega_s t)$ . Ceci ne pose pas de problème à condition que la fréquence maximale  $F_m$  du spectre du mesurande soit très inférieure à la fréquence de la porteuse  $F_s$ .

Explication en image en cas d'une modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse :

La variation dans le temps du mesurande  $\Delta m(t)$

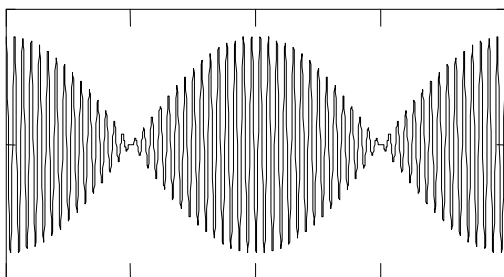


temps

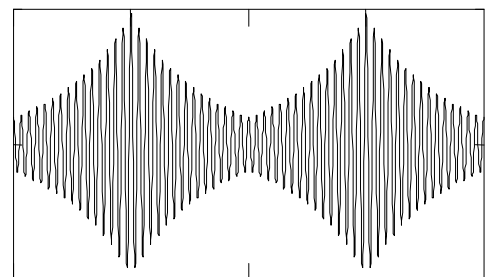


temps

La tension de mesure  $v_m(t)$  en sortie du conditionneur

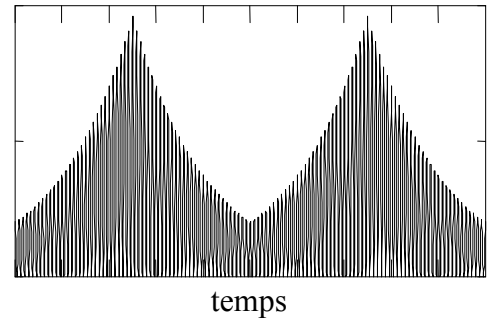
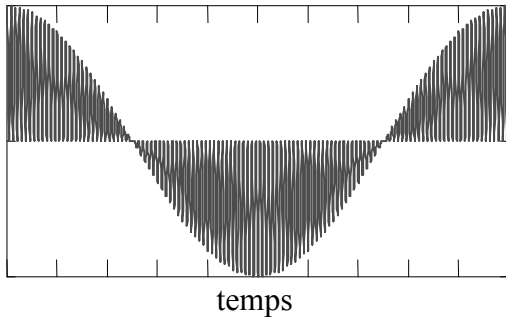


temps

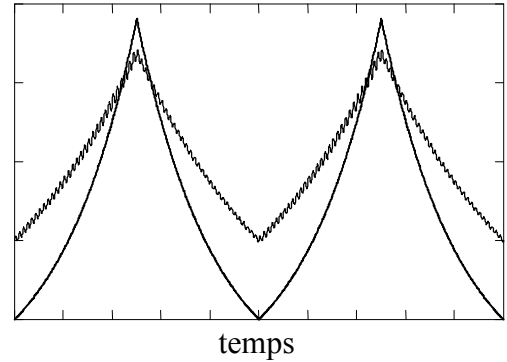
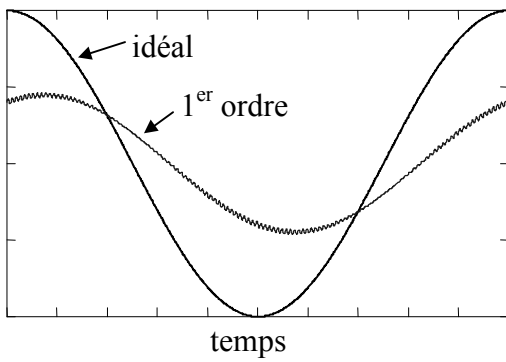


temps

En sortie du multiplieur  $v_m(t) \times e_s(t) / E_{div}$



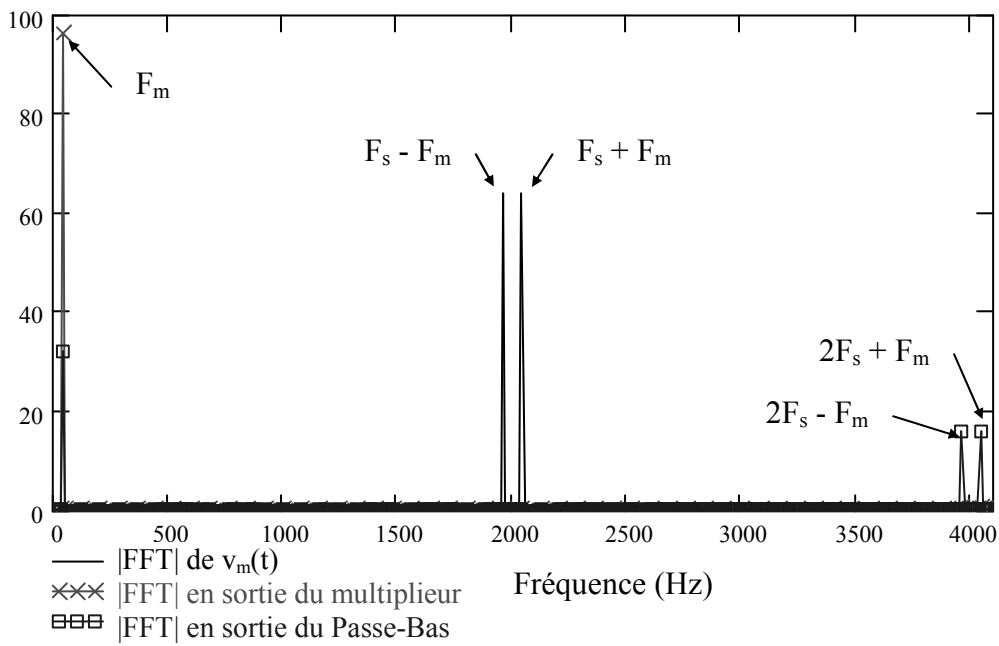
En sortie du passe-bas  $v_0(t)$



si  $F_m \ll F_s$

Transformée de Fourier avec :

- $F_m = 20 \text{ Hz}$
- $F_{éch} = 2,44 \text{ Hz}$
- $F_s = 2 \text{ kHz}$



Quand il y a un déphasage  $\psi$  entre la tension de mesure et la tension de référence, soit  $v_m(t) = k \cdot \Delta m \cdot E_s \cdot \cos(\omega_s t)$  et  $v_{réf}(t) = E_{réf} \cdot \cos(\omega_s t + \psi)$ , la tension du multiplieur est alors  $v'_0(t) = \frac{k \cdot E_s \cdot E_{réf}}{E_{div}} \cdot \Delta m \cdot \cos(\omega_s t) \cos(\omega_s t + \psi)$  soit  $v'_0(t) = A \cdot \Delta m \cdot \cos(\psi) + A \cdot \Delta m \cdot \cos(2\omega_s t + \psi)$ .

Le terme  $A \cdot \Delta m \cdot \cos(\psi)$  support de l'information est isolé par filtrage, et donc a son amplitude réduite par le facteur  $\cos(\psi)$  : il s'annule lorsque  $\psi = \pi/2$ .

#### Cas où l'impédance du capteur est complexe.

Cette situation se présente en particulier lorsque l'impédance du capteur comporte un terme résistif et un terme réactif dépendant tous deux du mesurande : par exemple un capteur inductif de déplacement dont le noyau mobile est le siège de pertes magnétiques fonctions de sa position. La tension de mesure qui comprend alors un terme en phase et un terme en quadrature avec la tension d'alimentation du conditionneur a une expression de la forme :

$$v_m = k_1 \cdot \Delta m \cdot E_s \cdot \cos(\omega_s t) + k_2 \cdot \Delta m \cdot E_s \cdot \sin(\omega_s t)$$

La détection synchrone permet de mesurer séparément chacun des termes de l'expression de  $v_m(t)$ , en effet :

- si l'on multiplie  $v_m(t)$  par  $v_{réf}(t) = E_{réf} \cos(\omega_s t)$ , on obtient le terme  $k_1 \frac{E_s E_{réf}}{2E} \Delta m$  après passage dans un filtre passe-bas,
- alors que la multiplication par  $v'_{réf}(t) = E_{réf} \sin(\omega_s t)$  permet d'obtenir le terme  $k_2 \frac{E_s E_{réf}}{2E} \Delta m$ .

#### 4.4.3. Tension de mesure modulée en fréquence

Les dispositifs destinés à extraire l'information contenue dans la modulation en fréquence d'une tension font appel à l'une des trois méthodes suivantes :

- la conversion de la modulation de fréquence en modulation d'amplitude au moyen de montages discriminateurs employant des circuits antirésonnants et une détection de cette modulation d'amplitude,
- la conversion de la tension modulée en impulsions synchrones c'est à dire de même fréquence instantanée dont on mesure soit la tension moyenne soit la fréquence,
- un asservissement de phase d'un oscillateur commandé par une tension, la tension de commande de l'oscillateur varie comme l'information modulante.



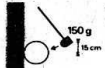


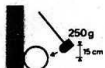


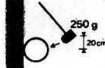











- Fin -

## **Annexes**

- Indices de protection
- Symbolisation d'après la norme NF E 04-203
- Jauges de contrainte, Montages en pont et Mesure de déformation
- Exemples de Capteurs Inductifs
- Exemples de Capteurs Capacitifs
- Quelques interfaces de communication

## A.1. Indices de protection

**Indices de protection** selon DIN 40050 et selon IEC 144.

1 <sup>er</sup> chiffre: protection contre les corps solides			2 <sup>e</sup> chiffre: protection contre les liquides			3 <sup>e</sup> chiffre: protection mécanique		
IP	tests		IP	tests		IP	tests	
0		Pas de protection	0		Pas de protection	0		Pas de protection
1		Protégé contre les corps solides supérieurs à 50 mm (ex.: contacts involontaires de la main)	1		Protégé contre les chutes verticales de gouttes d'eau (condensation)	1		Energie de choc: 0,225 joule
2		Protégé contre les corps solides supérieurs à 12 mm (ex.: doigt de la main)	2		Protégé contre les chutes de gouttes d'eau jusqu'à 15° de la verticale	2		Energie de choc: 0,375 joule
3		Protégé contre les corps solides supérieurs à 2,5 mm (outils, fils)	3		Protégé contre l'eau en pluie jusqu'à 60° de la verticale	3		Energie de choc: 0,500 joule
4		Protégé contre les corps solides supérieurs à 1 mm (outils fins, petits fils)	4		Protégé contre les projections d'eau de toutes directions	5		Energie de choc: 2,00 joules
5		Protégé contre les poussières (pas de dépôt nuisible)	5		Protégé contre les jets d'eau de toutes directions à la lance	7		Energie de choc: 6,00 joules
6		Totalement protégé contre les poussières	6		Protégé contre les projections d'eau assimilables aux paquets de mer	9		Energie de choc: 20,00 joules
Les deux premiers chiffres caractéristiques sont définis de façon identique par les normes U.T.E.C 20010, C.E.I. 144 et 529 et DIN 40050			7		Protégé contre les effets de l'immersion	Le 3 <sup>e</sup> chiffre caractéristique est défini par la norme française de l'U.T.E.C 20010. Il est en étude internationale à la C.E.E. - C.E.I.		
			8		Protégé contre les effets prolongés de l'immersion sous pression			

## A.2. Symbolisation d'après la norme NF E 04-203

Le capteur peut être associé avec plusieurs fonctions : indicateur local, indicateur à distance et transmetteur.

La symbolisation indique, par une lettre dans un cercle, chaque fonction du capteur.

Grandeur physique mesurée		Fonction des instruments
Première lettre		Autres lettres
A	Analyse	Alarme
B	Flamme de brûleur	Au choix de l'utilisateur
C	Conductivité électrique	Régulation
D	Masse volumique	Différence
E	Tension, Force électromotrice	Élément primaire
F	Débit	Rapport (fraction), fermé
G	Mesure dimensionnelle	Glace (sans mesure)
H	Commande manuelle	H - Haut HH - Très haut
I	Intensité de courant électrique	Indication
J	Puissance	Situation
K	Temps de programmation	Poste de contrôle
L	Niveau	L - Bas LL - très bas Lampe témoin
M	Teneur en eau ou humidité	Moyen Intermédiaire
N	Nombre d'objets	
O	Emploi laissé aux choix de l'utilisateur	Ouvert Diaphragme (restriction)
P	Pression ou dépression	Raccordement d'un point de mesure
Q	Quantité	Intégration ou totalisation
R	Rayonnement nucléaire	Enregistrement ou imprimeur
S	Vitesse ou fréquence	Commutation, sécurité
T	Température	Transmission
U	A variables multiples	Multifonctions
V	Viscosité	Vanne
W	Masse	Gaine
X	Variable non classée	Automatisme
Y	Emploi laissé aux choix de l'utilisateur	Relais
Z	Position	Élément de régulation final

Exemple :



Transmetteur de débit



Indicateur et transmetteur de pression

### A.3. Jauges de contrainte, Montages en pont et Mesure de déformation

#### **Rappels :**

La déformation  $\varepsilon$  est l'allongement relatif  $\Delta l/l$  où  $\Delta l$  est l'allongement et  $l$  la longueur initiale. La contrainte est la force par unité de section  $F/S$ .

Dans le domaine élastique, les déformations sont proportionnelles aux contraintes.

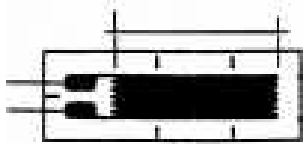
- Lorsque la déformation est dans le sens de la contrainte, celle-ci s'écrit :

$$\varepsilon_{//} = \frac{1}{E} \cdot \frac{F}{S} \quad \text{où } E \text{ est le module d'Young.}$$

- Lorsque la déformation est perpendiculaire à la contrainte :

$$\varepsilon_{\perp} = -\nu \cdot \varepsilon_{//} \quad \text{où } \nu \text{ est le coefficient de Poisson } (\nu \text{ est voisin de } 0,3).$$

#### **Les jauges de contrainte :**



Ce sont des capteurs passifs de déformation. La déformation qu'une jauge subit est égale à la déformation de la structure sur laquelle elle est collée et se traduit par une variation de résistance électrique.

Les jauges sont des grilles constituées d'un conducteur filiforme de résistivité  $\rho$ , de section  $s$  et de longueur  $n \cdot l$  où  $n$  est le nombre de brins.

La résistance  $R$  de la jauge est égale à  $R = \frac{\rho \cdot n \cdot l}{s}$ .

Lors d'une déformation, la variation relative de résistance s'écrit  $\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta l}{l} + \frac{\Delta s}{s} + \frac{\Delta \rho}{\rho}$ . Les termes

$\frac{\Delta s}{s}$  et  $\frac{\Delta \rho}{\rho}$  sont proportionnels à  $\frac{\Delta l}{l}$  et on définit un **coefficient de jauge  $K$** , tel que  $\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\Delta l}{l}$

$K \sim 2$  pour les jauges métalliques et  $K \sim 100$  pour celles semi-conductrices.

#### **Influence de la température sur la résistance d'une jauge collée sur une structure :**

La résistance de jauge étant le rapport  $\frac{\rho \cdot n \cdot l}{s}$ , l'influence de la température sur la résistance  $R$  va

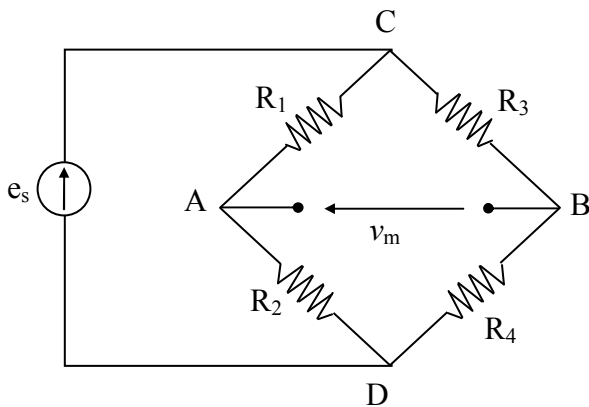
intervenir à la fois sur la résistivité  $\rho$  et la dilatation modifie la longueur et le diamètre du fil ainsi que la dimension de la structure.

La variation de résistance est proportionnelle à la variation de température  $\Delta T$  :

$$\frac{\Delta R}{R} = \beta_{js} \cdot \Delta T \quad \text{où le coefficient } \beta_{js} \text{ dépend de la nature de la jauge et de la structure.}$$

Un choix des alliages constituant la jauge permet de réaliser des jauges auto-compensées en température telles que  $\beta_{js} < 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ . Si les jauges ne sont pas compensées en température, le montage en pont avec plusieurs jauges identiques permet d'éliminer l'influence de la température sur les mesures de déformations.





POUR COMPENSER LA TEMPERATURE :  
MONTAGE EN PONT !!!

La tension de déséquilibre du pont est :

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

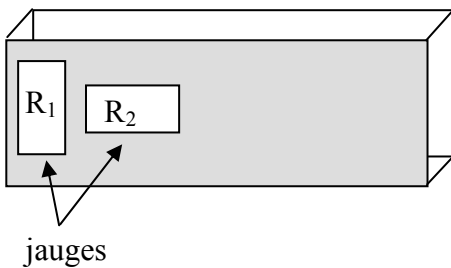
$$\text{Avec : } R_1 = R_0 + \Delta R_1 \quad R_2 = R_0 + \Delta R_2 \\ R_3 = R_0 + \Delta R_3 \quad R_4 = R_0 + \Delta R_4$$

Si  $\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll R_0$  alors

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}$$

### Montage en demi-pont :

- Une jauge active :



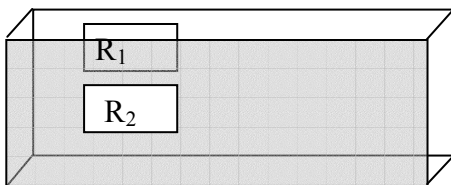
$R_3$  et  $R_4$  sont des résistances fixes  $R_3=R_4=R_0$

$R_2$  est la résistance d'une jauge mesurant la déformation et  $R_1$  est la résistance d'une jauge identique placée à côté de  $R_2$  (elle est à la même température) et perpendiculaire à  $R_2$  (elle ne se déforme pas).

On a alors  $\Delta R_2 = \Delta R_1 + \Delta R_T$  et  $\Delta R_1 = \Delta R_T$

Donc :  $v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_0} \Rightarrow$  On élimine les grandeurs d'influence!

- Deux jauges actives :



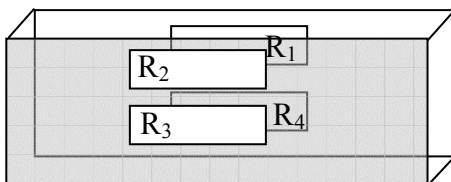
$R_3$  et  $R_4$  sont des résistances fixes  $R_3=R_4=R_0$

$R_2$  est la résistance d'une jauge mesurant la déformation et  $R_1$  est la résistance d'une jauge identique placée sur l'autre face de la structure, parallèlement à  $R_2$  (elle est à la même température) et le sens de ses déformations est opposé à celles de  $R_2$ .

On a alors  $\Delta R_2 = \Delta R_1 + \Delta R_T$  et  $\Delta R_1 = -\Delta R_1 + \Delta R_T$

Alors  $v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_1}{R_0} \Rightarrow$  On gagne un facteur 2 en sensibilité !!!

### Montage en pont avec 4 jauges actives :



$R_1, R_2, R_3$  et  $R_4$  sont les résistances de jauges identiques.

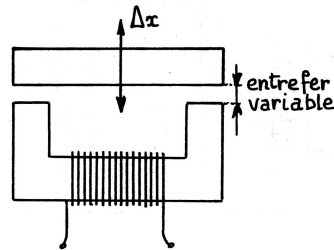
On a alors  $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R_1 + \Delta R_T$

Et  $\Delta R_1 = \Delta R_4 = -\Delta R_1 + \Delta R_T$  Donc :  $v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_1}{R_0}$

C'est le montage offrant un Maximum de sensibilité et plus d'influence de la température !!!

#### A.4. Exemples de Capteurs Inductifs

##### Capteur de position / déplacement :



N le nombre de tours de fil  
 S la section du circuit  
 $\mu$  la perméabilité magnétique  
 $l_0$  la longueur moyenne d'une ligne de force dans l'air

Fig. 7.9. Schéma de principe d'un capteur à entrefer variable.

Le déplacement que l'on veut traduire électriquement est imposé à l'un des éléments d'un circuit magnétique, entraînant la variation du flux dans un enroulement de mesure. Un déplacement  $\Delta x$  de l'entrefer entraîne une variation  $\Delta l_0 = 2 \cdot \Delta x$  de l'entrefer.

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot S}{l_0} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta L}{L} = -2 \cdot \frac{\Delta x}{l_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\Delta x}{l_0}}$$

##### Capteur de force :

Ce capteur est constitué d'une bobine dont le noyau est déformé par la force à mesurer.

$$\frac{\Delta L}{L} = k \cdot \sigma$$

où  $\sigma$  est la contrainte.

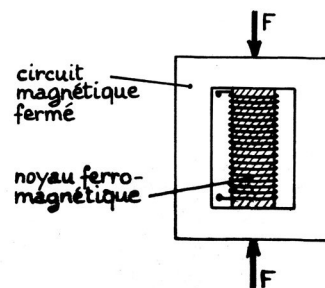
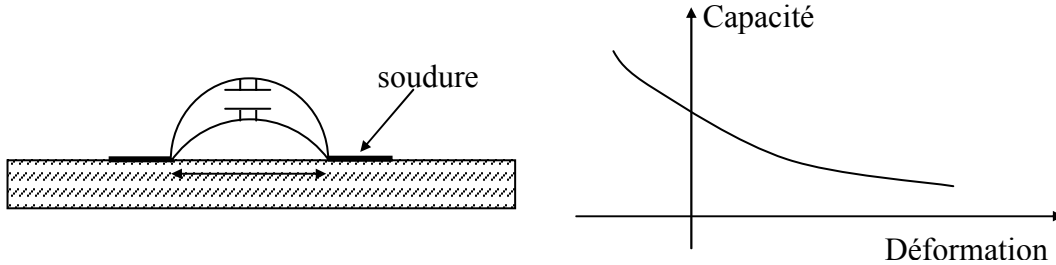


Fig. 10.24. Capteur magnétostriectif à variation d'inductance.

A.5. Exemples de Capteurs Capacitifs

**Capteur de déformation ou jauge capacitive :**

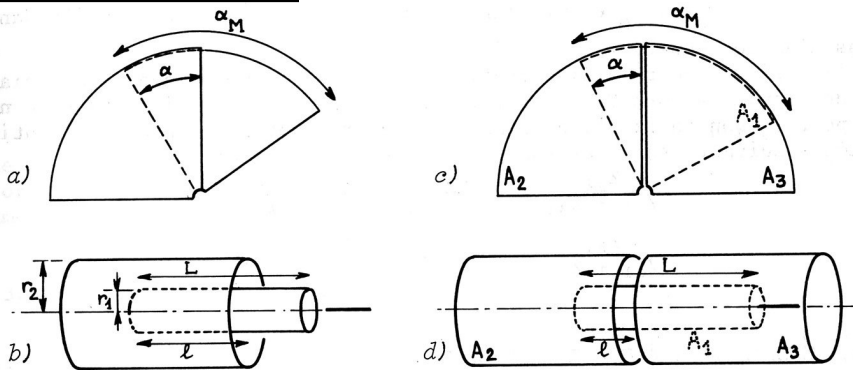


Ce type de jauge est utilisable jusqu'à 650°C, remarquable par sa sensibilité élevée et la grande stabilité de ces caractéristiques. Les déformations transmises à la jauge entraînent une variation d'écartement des armatures, donc une variation de capacité.

Exemple de caractéristiques :

- Température d'utilisation max. = 750°C
- Longueur de la jauge = 10mm
- Etendue de mesure = 16000µε (µε une micro déformation correspondant à Δℓ/ℓ=10<sup>-6</sup>)
- Coefficient de jauge = 100
- Capacité à déformation nulle = 0,6 pF
- Poids = 0,2g

**Capteur de déplacement :**



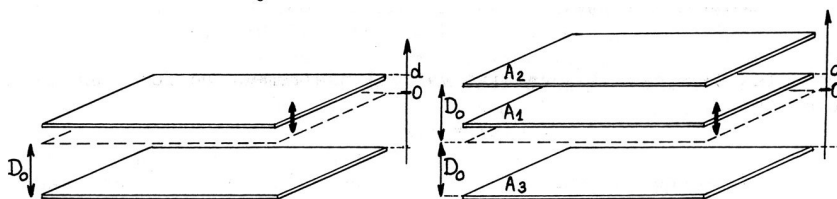
Pour a) et c) :

$$C(\alpha) = \frac{\epsilon_0 \cdot r^2}{D} \cdot \frac{\alpha}{2}$$

Pour b) et d) :

$$C(\ell) = \frac{\epsilon_0 \cdot 2\pi}{\text{Log}(r1/r2)} \cdot \ell$$

Fig. 7.26. Principe des capteurs capacitifs à surface variable. Condensateur simple : a) rotatif ; b) à déplacement rectiligne ; Condensateur double différentiel : c) rotatif ; d) à déplacement rectiligne.



$$C(d) = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0 + d}$$

Fig.7.27. Principe des capteurs capacitifs à écartement variable : a) condensateur simple ; b) condensateur double différentiel.

**Capteur de niveau :**

Lorsque le liquide est isolant, le condensateur est réalisé par :

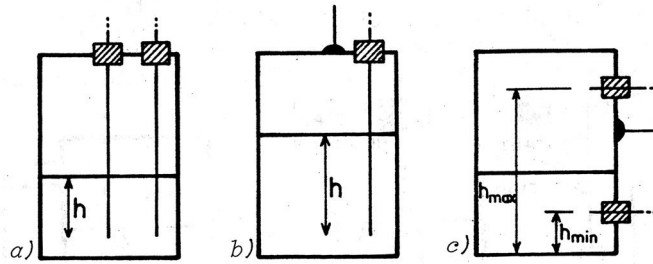


Fig. 12.29. Sondes conductimétriques ; mesure de niveau : a) par deux électrodes (cuve isolante) ; b) par une électrode (cuve conductrice) ; c) détecteurs de niveau (cuve conductrice).

Le diélectrique est le liquide dans la partie immergée et l'air en dehors. La mesure ou détection de niveau se ramène à la mise en évidence d'une variation de capacité d'autant plus importante que la constante diélectrique  $\epsilon_r$  du liquide est supérieure à celle de l'air.

Dans le cas d'un liquide conducteur, on utilise 1 seule électrode recouverte d'un matériau isolant qui constitue le diélectrique du condensateur dont l'autre armature est formée par le contact du liquide conducteur.

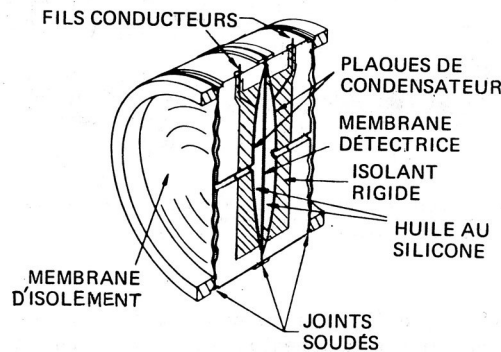
**Capteur de pression de fluide (à variation différentielle de capacité) :**

Fig. 13.17. Capteur de pression avec conversion par capacité différentielle (Doc. Rosemount).

L'élément capacitif comprend une membrane dont le centre se déplace entre deux électrodes formant avec elles deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  ( $C_1$  côté haute pression et  $C_2$  côté basse pression). Les pressions sont transmises par l'intermédiaire de membranes d'isolement et d'huile silicone à la membrane détectrice.

Le signal de mesure est de la forme : 
$$i_m = K \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = K'(p_1 - p_2)$$

## A.6. Quelques interfaces de communication

Un capteur ou un système d'acquisition de données peut être interfacé afin de communiquer avec d'autres capteurs et avec un ordinateur.

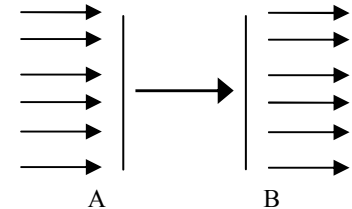
### Communication Série

Les ports série, appelés aussi RS 232, représentent les premières interfaces ayant permis aux ordinateurs d'échanger des données avec le "monde extérieur". Le terme série désigne un envoi de données via un fil unique : les bits sont envoyés les uns à la suite des autres.

C'est une liaison bidirectionnelle, donc 2 fils pour effectuer la communication + 1 fil de masse.

La communication série se fait de manière asynchrone ; cela signifie qu'aucun signal de synchronisation n'est nécessaire. Les données peuvent être envoyées à intervalle de temps arbitraire. Mais le périphérique doit être capable de distinguer les caractères parmi la suite de bits qui lui est envoyée. C'est la raison pour laquelle dans ce type de transmission, chaque caractère est précédé d'un bit de début (le bit de start) et un bit de fin (le bit de stop).

Ces bits de contrôle, nécessaires pour une transmission série, gaspillent 20% de la bande passante (pour 8 envoyés, 2 servent à assurer la réception).

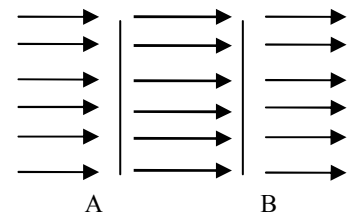


### Communication Parallèle

La transmission en parallèle consiste à envoyer des données simultanément sur plusieurs canaux. Les ports parallèles présents sur les ordinateurs perso permettent d'envoyer simultanément 8 bits par l'intermédiaire de 8 fils.

Les premiers ports parallèles bidirectionnels permettaient d'atteindre des débits de l'ordre de 2.4Mb/s. Toutefois les ports parallèles améliorés ont été mis au point afin d'obtenir des débits plus élevés :

- Le port EPP (*Enhanced Parallel Port*) a permis d'atteindre des débits de l'ordre de 8 à 16 Mb/s.
- Le port ECP (*Enhanced Capabilities Port*) mis au point par *Hewlett Packard* et *Microsoft*. Il reprend les caractéristiques du port EPP en lui ajoutant un support *Plug and Play*, c'est-à-dire la possibilité pour l'ordinateur de reconnaître les périphériques branchés.

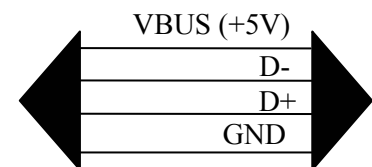


### USB – Universal Serial Bus

L'USB est basé, comme son nom l'indique, sur une architecture de type série. Il s'agit toutefois d'une interface entrée-sortie beaucoup plus rapide que les ports série standards. L'architecture qui a été retenue pour ce type de port est en série pour deux raisons principales :

- L'architecture série permet d'utiliser une cadence d'horloge plus élevée qu'une interface parallèle, car celle-ci ne supporte pas des fréquences trop élevées (dans une architecture à haut débit, les bits circulants sur chaque fil arrivent avec des décalages, provoquant des erreurs);
- Les câbles série coûtent beaucoup moins chers que les câbles parallèles.

L'architecture USB a pour caractéristique de fournir l'alimentation électrique aux périphériques qu'elle relie. Elle permet aussi le chaînage des périphériques, en utilisant une topologie en bus ou en étoile. La communication entre l'hôte (l'ordinateur) et les périphériques se fait selon un protocole basé sur le principe de l'anneau à jeton.



***GPIB ou IEEE 488.2 (General Purpose Interface Bus)***

Inventé dans les années 65 par Hewlett Packard, cette interface permet de connecter jusqu'à 15 instruments et 1 PC appelé "contrôleur" et responsable de la coordination du trafic. Le câblage GPIB est limité à 20m. Les câbles et les connecteurs GPIB sont suffisamment robustes pour être utilisés dans pratiquement tout type d'environnement industriel. Orienté contrôle d'instruments de mesure, le GPIB permet la synchronisation des prises de mesures sur différents instruments ainsi que l'établissement de communications asynchrones entre les instruments et le contrôleur. C'est une interface parallèle avec 8 fils de données, 3 fils 'handshake' et 5 fils pour la gestion de l'interface, qui peut transférer des données jusqu'à 8Mo/s.

***Ethernet***

Tout récemment les constructeurs d'instruments de mesure ont commencé à inclure une interface Ethernet comme une alternative pour la communication avec leurs instruments. Les applications de contrôle au travers d'Ethernet peuvent tirer avantage des caractéristiques unique de ce bus parmi lesquels on compte : le contrôle à distance, le partage d'instruments et la publication aisée de résultats de mesure. Il y a comme inconvénient, le fait qu'il ne peut y avoir de garantie vis-à-vis des taux de transfert, le déterminisme ne peut être assuré lui non plus. Quand il s'agit de faire circuler des données critiques, les utilisateurs doivent mettre en place des mesures supplémentaires afin de garantir l'intégrité et la confidentialité de leurs informations.

***FireWire ou IEEE 1394***

Ce bus a été mis au point à la fin de l'année 1995 afin de fournir un système d'interconnexion permettant de faire circuler des données à haute vitesse en temps réel. La société Apple lui a donné le nom commercial de Firewire. C'est un bus série haute performance qui supporte des taux de transfert de l'ordre de 50 Mo/s. De nombreuses caméras numériques et autres produits électroniques disposent déjà de port 1394 pour le transfert des données. La large bande passante nécessaire aux applications multimédia fait du 1394 une solution viable.

## Pour en savoir plus

### Bibliographie

---

- G. Asch et coll. *Les Capteurs en Instrumentation Industrielle*. (DUNOD, Collection EEA, Paris, 1998), 864 pages, 5<sup>ème</sup> édition. ISBN : 2100047582.
- G. Asch, E. Chambérod, J. Gunther, P. Renard. *Acquisition de Données : Du Capteur à l'Ordinateur*. (DUNOD, Collection EEA, Paris, 1999), 475 pages. ISBN : 2100042041.
- N. Feste, J-P. Feste. *Conversion, Isolement et Transformation électroniques*. (DUNOD, Tech, Paris, 1993), 111 pages. ISBN : 210001920.
- T-T. Lang, "L'électronique dans les techniques de mesure", Techniques de l'Ingénieur **R 430** (1984).
- J-M. Vanzo, "Méthodes de zéro en courant alternatif", Techniques de l'Ingénieur **R 965** (1979).
- J. Auvray, "Traitement des signaux", Techniques de l'Ingénieur **R 305** et **R306** (1987).
- J. Toux, "Capteurs", Techniques de l'Ingénieur **R 410**.
- J-L. Le Goër, J. Avril, "Capteurs à jauges extensométriques", Techniques de l'Ingénieur **R 1860** (1992).
- J-M. Autran, "Thermomètres à résistance métallique", Techniques de l'Ingénieur **R 2570** (1985).
- G. Bonnier, H. Ronsin, "Thermistances CTN et autres thermomètres à semi-conducteurs", Techniques de l'Ingénieur **R 2580**.
- G. Bonnier, E. Devin, "Couples thermoélectriques – Caractéristiques et mesure de température", Techniques de l'Ingénieur **R 2590** (1997).
- M. Richard, "Niveaux", Techniques de l'Ingénieur **R 2010** (1988).
- C. Ribreau, M. Bonis, J-P. Gligny, J. Beaufront, "Pressions usuelles dans les fluides – Instruments et principes de mesures", Techniques de l'Ingénieur **R 2040** (1996).
- J-C. Godefroy, "Pressions rapidement variables", Techniques de l'Ingénieur **R 2090** (2000).
- M. Maton, "Mesures de vitesses et circuits associés", Techniques de l'Ingénieur **R 1810** (1993).
- J-P. Schon, G. Comte-Bellot et G. Charnay, "Anémomètres à fil ou à film chaud", Techniques de l'Ingénieur **R 2272**.

### Internet

---

- Bureau national de métrologie <http://www.bnm.fr>
- Composants électroniques <http://www.analog.com> <http://www.motorola.fr> <http://www.siemens.fr>
- Electronique automobile <http://www.psa.fr>
- Traité d'électricité et d'électronique pour le radioamateur  
<http://perso.wanadoo.fr/f6crp/elec/index.htm>
- Un peu d'histoire <http://www.gb.nrao.edu/~fghigo/fgdocs/early/early.html>

Pour info :

<sup>i</sup> Mètre : unité de longueur (symbole m), égale à la longueur du trajet parcouru dans le vide par la lumière pendant une durée de  $1/299\,792\,458$  de seconde.

<sup>ii</sup> Seconde : unité de temps (symbole s) équivalent à la durée de  $9\,192\,631\,770$  périodes de la radiation correspondant à la transition entre les deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de césium 133.



sir Charles Wheatstone  
par sir John Lawrence  
National Portrait Gallery, Londres

<sup>ii</sup> WHEATSTONE (sir Charles), Gloucester 1802 – Paris 1875. Physicien britannique. Il inventa le stéréoscope (1838), un télégraphe électrique à cadran et, en 1844, un appareil de mesure des résistances électriques (pont de Wheatstone).



THEVENIN Léon Charles, Meaux 1857 – Paris 1927. Physicien français et directeur de l'atelier des timbres-postes. Il publia son théorème en 1883 dans les *Comptes rendus hebdomadaire de l'Académie des Sciences*.



<sup>ii</sup> KIRCHHOFF Gustav Robert, Königsberg 1824, Berlin 1887. Il inventa le spectroscope qu'il utilisa, avec Bunsen, pour montrer que chaque élément chimique possède un spectre caractéristique, fondant ainsi l'analyse spectrale. En électricité, il énonça les lois des courants dérivés.

NORTON Edward Lawry (1898-?), chercheur au Bell Telephone Labs (USA). La première mention de son théorème date de 1926.