

# Capteurs et conditionnement

F. Pépin

[www-pepin.ensea.fr](http://www-pepin.ensea.fr)



# Électronique et conditionnement

1. Notion de mesure
2. Constitution d'une chaîne de mesure
3. Caractéristiques d'une chaîne de mesure
4. Amplificateurs d'instrumentation
5. Amplificateurs d'isolement
6. Conditionneurs de capteurs passifs
7. Conversion des signaux
8. Bruit électronique
9. Capteurs de température
10. Conditionneurs intégrés
11. Capteurs de position et de déplacement
12. Capteurs de déformation
13. Capteurs de pression et de force par corps d'épreuve
14. La piézo-électricité

# 1. Notion de mesure.

$$\text{Mesure} = \frac{\text{Grandeur à mesurer}}{\text{Grandeur de référence}}$$

Système international d'unités (S.I.) :

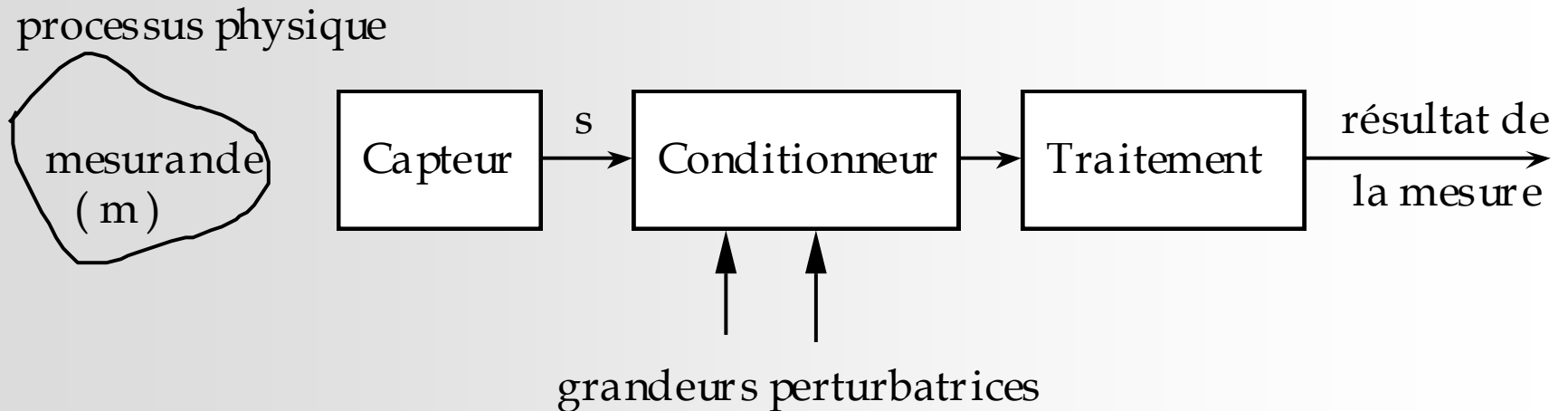
7 unités de base : m, kg, s, K, A, cd, mol

*Mesurage* : ensemble d'opérations ayant pour but de déterminer la valeur d'une grandeur.

*Métrologie* : domaine des connaissances relatives aux mesurages.

## 2. Constitution d'une chaîne de mesure.

*Objectif :* grandeur physique  $\longrightarrow$  grandeur électrique



### 3. Caractéristiques d'une chaîne de mesure.

- Caractéristique de transfert statique.

- obtenue par étalonnage.
- Étendue de mesure (EM) :

domaine nominal des variations du mesurande.

- Limite d'utilisation du capteur :

domaine de non-détérioration.

- Sensibilité statique : 
$$S = \left. \frac{\Delta y}{\Delta x} \right|_{x_0}$$

- Décalage du zéro
- Linéarité : décrit le degré de concordance entre le diagramme d'étalonnage statique et une droite choisie comme référence.
- Hystérésis.
- Résolution : accroissement minimum de la grandeur d'entrée provoquant une modification de la grandeur de sortie.
- Dérives
- Finesse : permet d'estimer l'influence de la présence du capteur et de la chaîne de mesure sur la valeur du mesurande.

- Caractéristiques dynamiques :
  - Sensibilité en fonction de la fréquence  $S(f)$
  - Rapidité : temps de réponse.

- Erreurs de mesure.

$x_0$  : valeur vraie

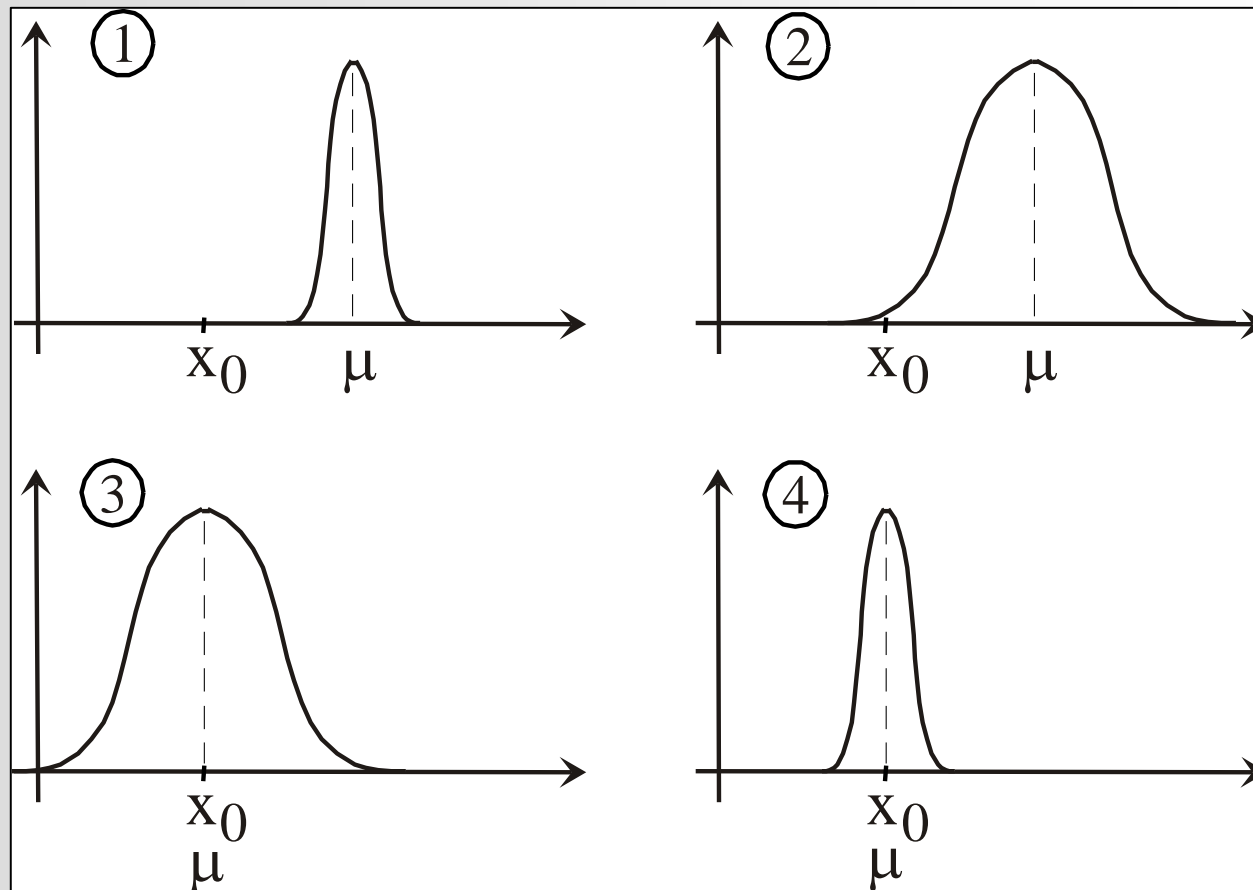
$x_i$  : résultat de mesure

Erreur :  $e_i = x_i - x_0$

➤ Erreurs systématiques

➤ Erreurs accidentelles

Expérience : n mesures  $x_1 \dots x_n$

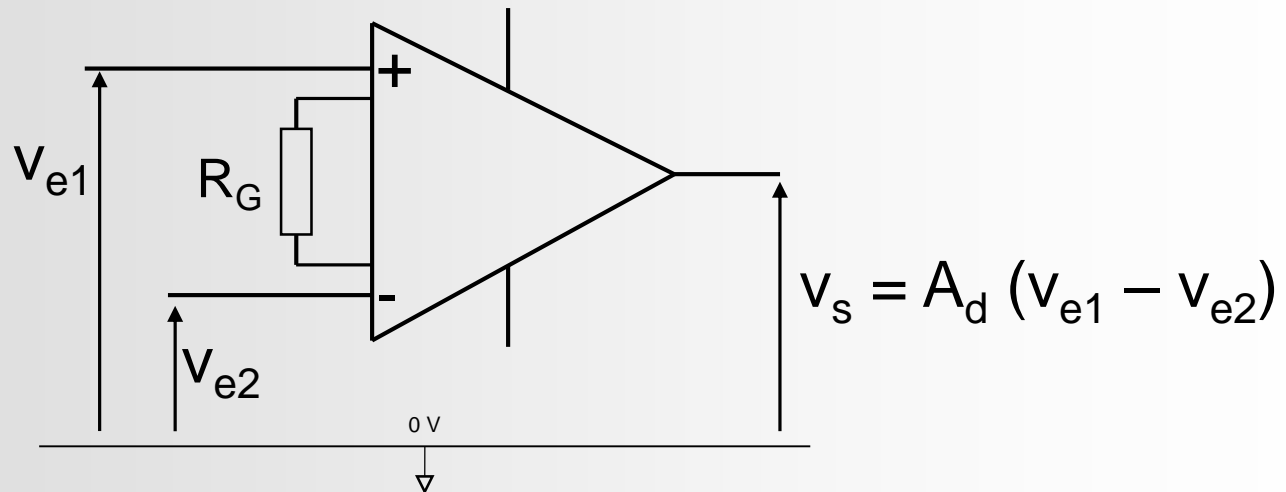


	Cas 1	Cas 2	Cas 3	Cas 4
Justesse	non	non	oui	oui
Fidélité	oui	non	non	oui



## 4. Amplificateur d'instrumentation.

- Les objectifs.
  - *amplifier le signal pour le rendre plus perceptible*
  - Impédance d'entrée infinie
  - Impédance de sortie nulle
  - Une tension de sortie proportionnelle à la différence des deux entrées :



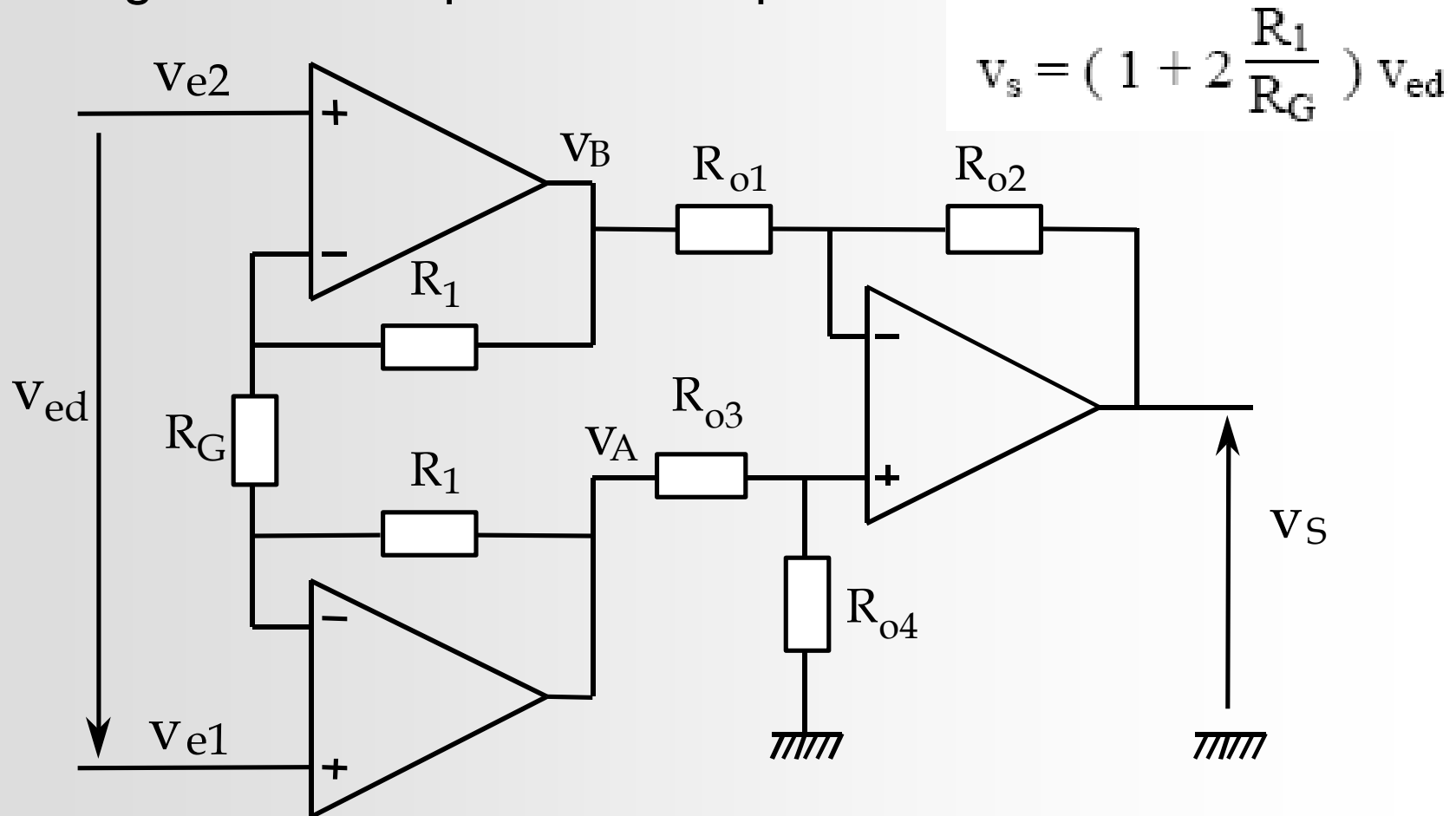
- Rappel sur le mode différentiel et le mode commun.

- Amplificateur d'instrumentation :

Circuit prévu pour **amplifier un signal dans un milieu hostile**, caractérisé par des déviations par rapport à l'idéal (température, bruit, chute de tension de l'alimentation,...).

- Exemples de réalisation.

- Montage à trois amplificateurs opérationnels



- Montage à deux amplificateurs opérationnels : en TD.

## ■ Exemple : le circuit AD623



### Single and Dual-Supply, Rail-to-Rail, Low Cost Instrumentation Amplifier

Data Sheet

**AD623**

#### FEATURES

- Easy to use
- Rail-to-rail output swing
- Input voltage range extends 150 mV below ground (single supply)
- Low power, 550  $\mu$ A maximum supply current
- Gain set with one external resistor
  - Gain range: 1 to 1000
- High accuracy dc performance
  - 0.10% gain accuracy ( $G = 1$ )
  - 0.35% gain accuracy ( $G > 1$ )
- Noise: 35 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$  RTI noise at 1 kHz
- Excellent dynamic specifications
  - 800 kHz bandwidth ( $G = 1$ )
  - 20  $\mu$ s settling time to 0.01% ( $G = 10$ )

#### APPLICATIONS

- Low power medical instrumentation
- Transducer interfaces
- Thermocouple amplifiers
- Industrial process controls
- Difference amplifiers
- Low power data acquisition

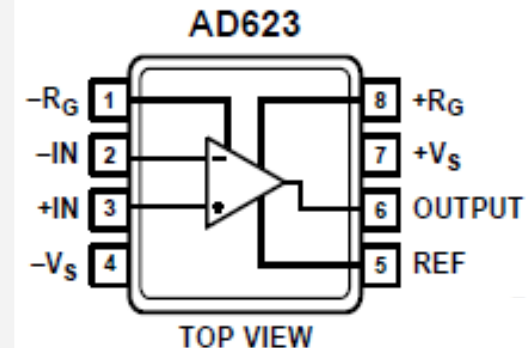
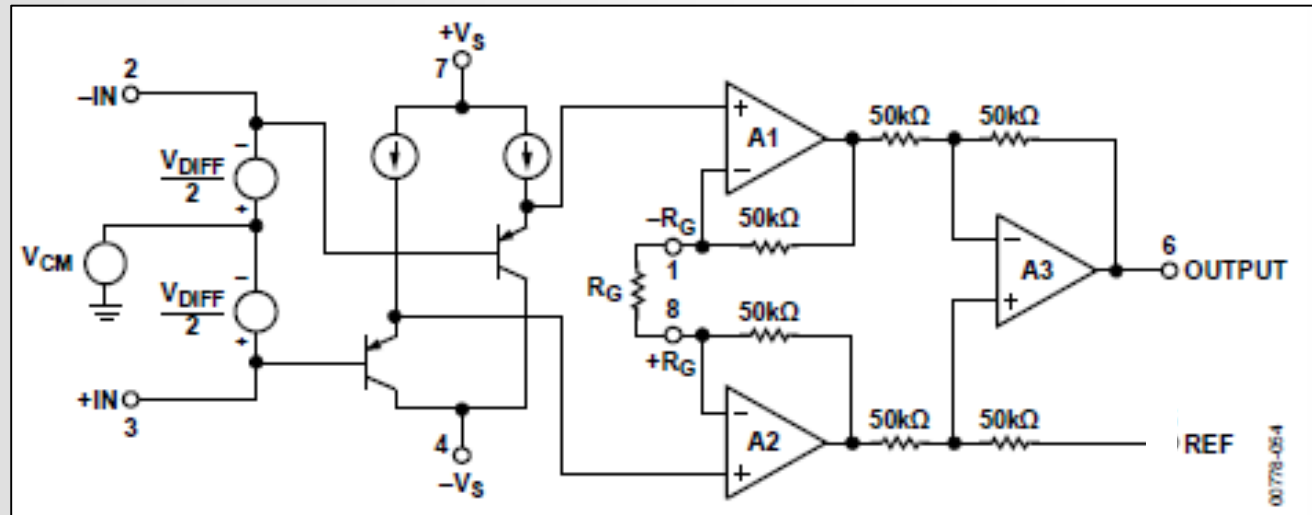


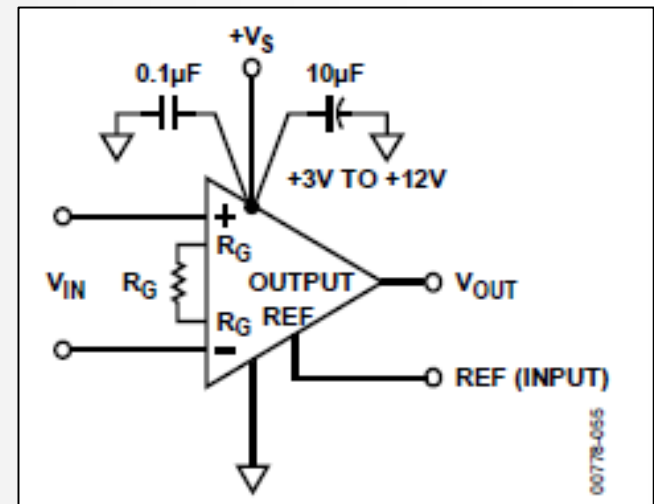
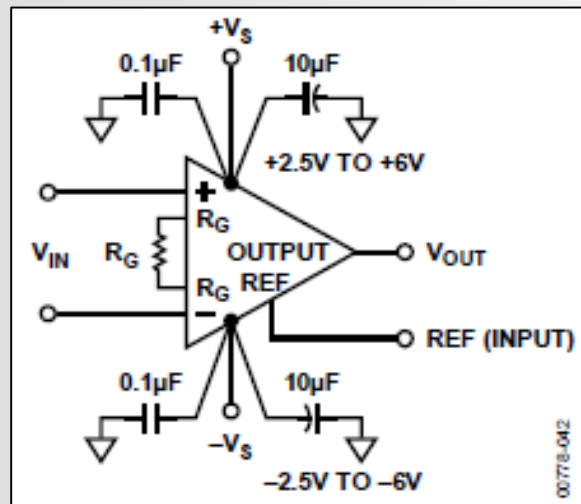
Table 1. Low Power Upgrades for the **AD623**

Part No.	Total $V_S$ (V dc)	Typical $I_Q$ ( $\mu$ A)
AD8235	5.5	30
AD8236	5.5	33
AD8237	5.5	33
AD8226	36	350
AD8227	36	325
AD8420	36	85
AD8422	36	300
AD8426	36	325 (per channel)

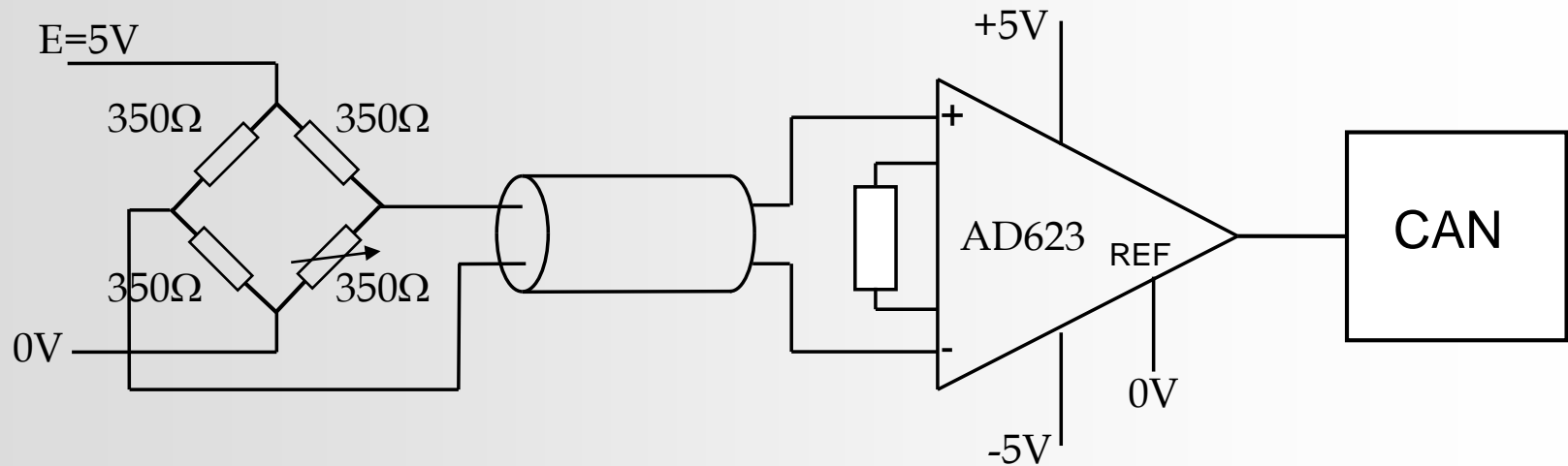
## Schéma interne simplifié :



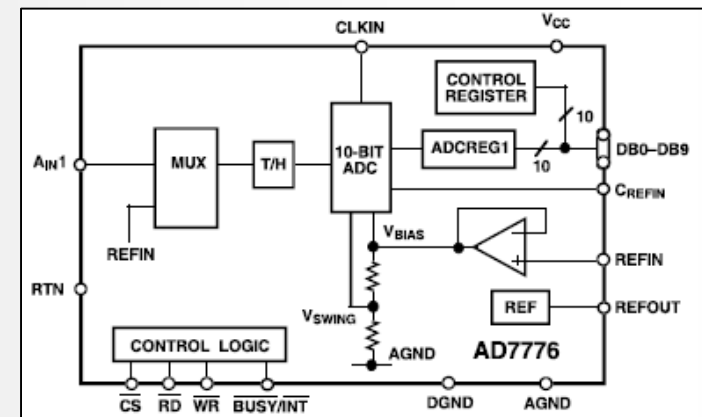
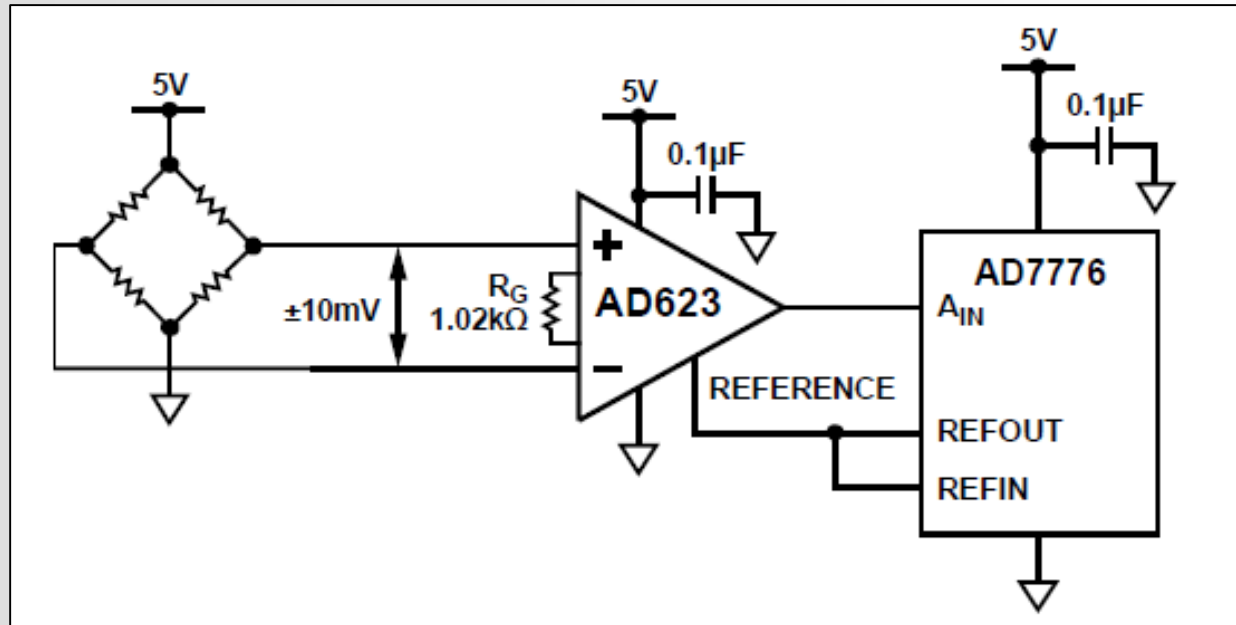
## Utilisation :



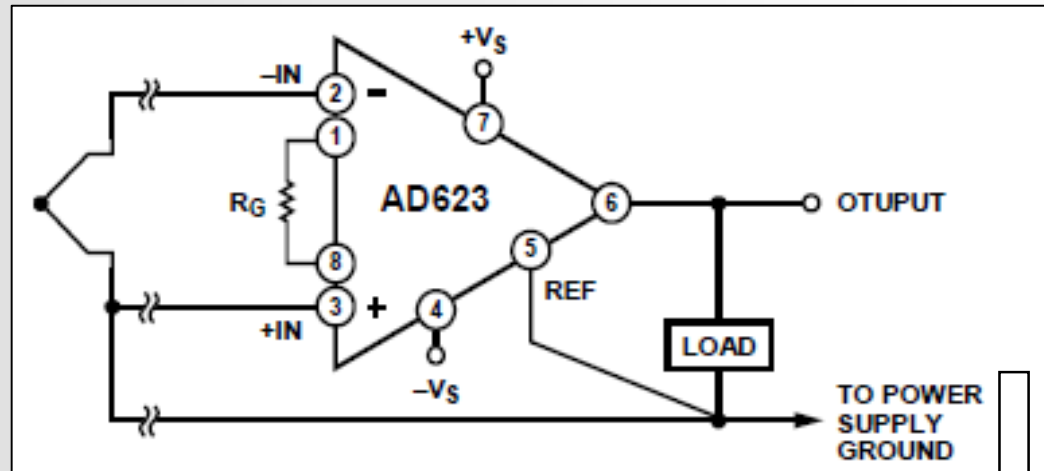
- Exemples d'application :



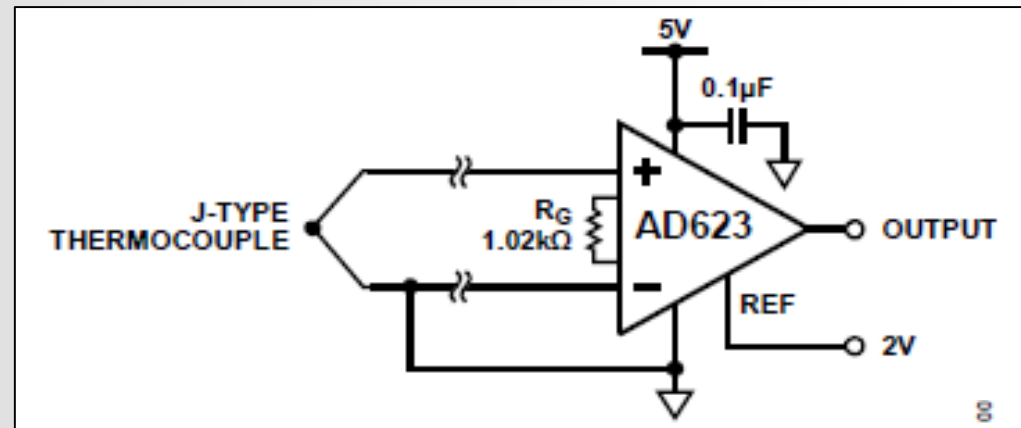
## Système d'acquisition pour un capteur passif :



## Interfaçage d'un thermocouple :

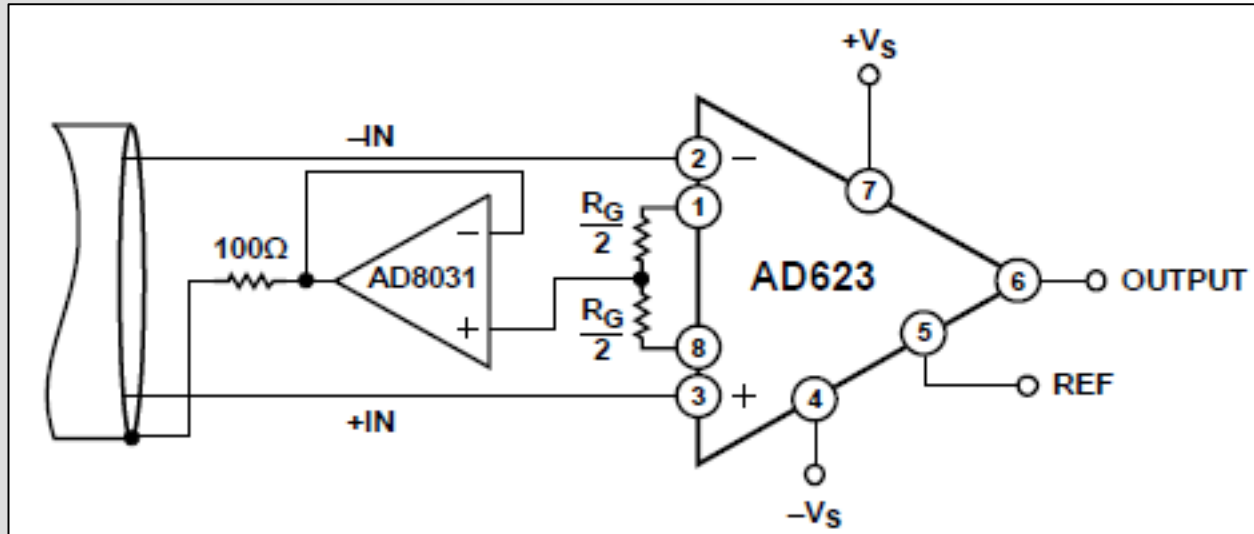


## Mesure d'une température de $-200^{\circ}\text{C}$ à $+200^{\circ}\text{C}$ :





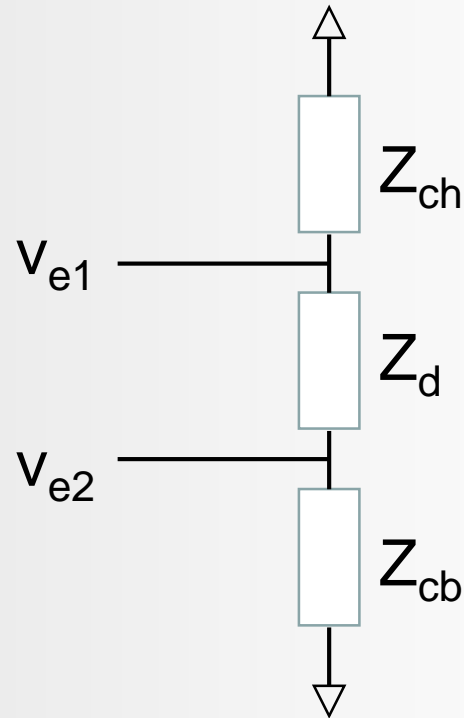
## Circuit de garde :



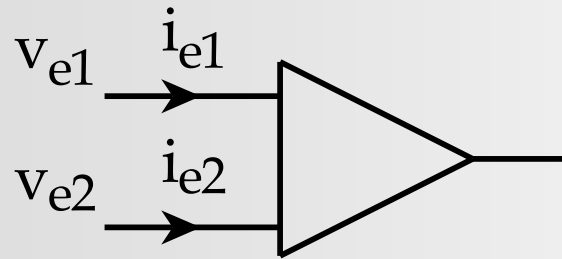
- Schéma équivalent

- A l'entrée

Schéma couramment utilisé :

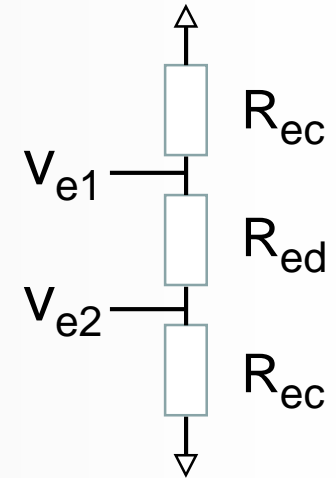


Justification : Soient les deux courants d'entrée :



$$i_{e1} = G_{11} v_{e1} + G_{12} v_{e2}$$

$$i_{e2} = G_{21} v_{e1} + G_{22} v_{e2}$$



$$i_{e1} = \frac{G_{11} - G_{12}}{2} v_{ed} + (G_{11} + G_{12}) v_{ec}$$

$$i_{e2} = \frac{G_{21} - G_{22}}{2} v_{ed} + (G_{22} + G_{21}) v_{ec}$$

Hypothèse : amplificateur d'instrumentation symétrique

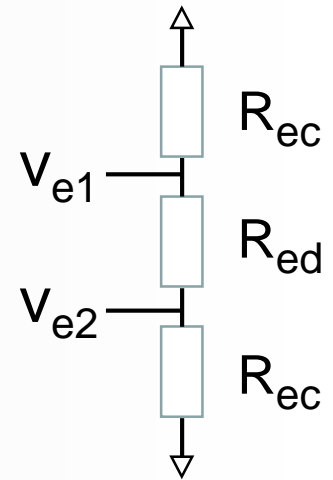
$$G_{11} = G_{22} \text{ et } G_{12} = G_{21}$$

$$R_{ed} = \frac{2}{G_{11} - G_{12}} = -\frac{2}{G_{21} - G_{22}}$$

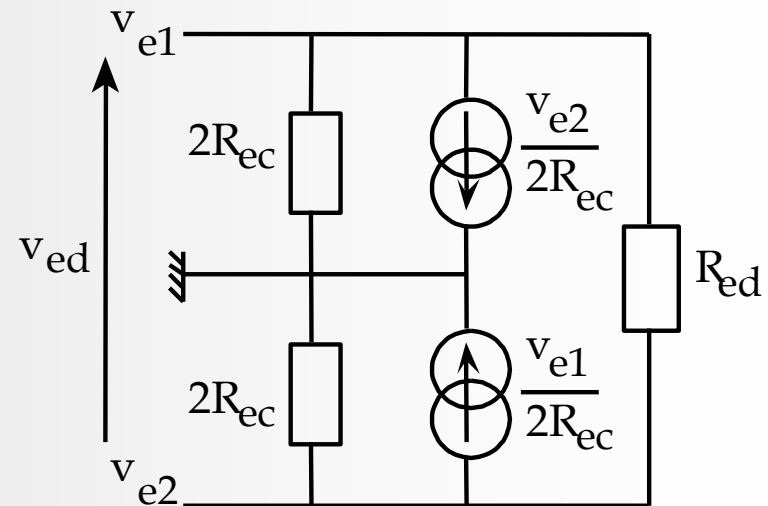
$$R_{ec} = \frac{1}{G_{11} + G_{12}} = \frac{1}{G_{22} + G_{21}}$$

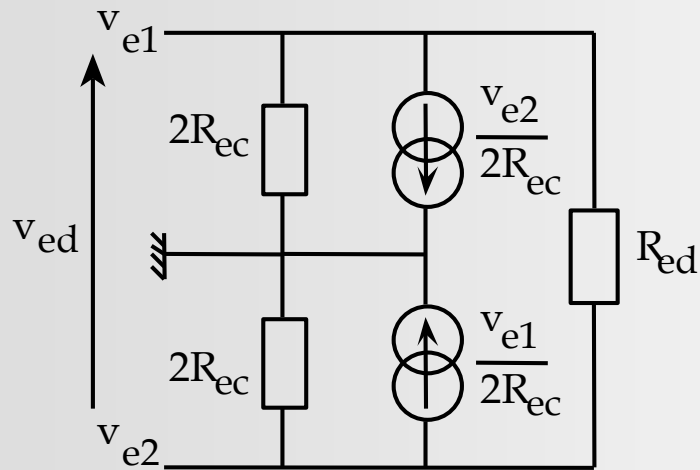
$$i_{e1} = \frac{V_{ed}}{R_{ed}} + \frac{V_{ec}}{R_{ec}} = \frac{V_{ed}}{R_{ed}} + \frac{V_{e1} + V_{e2}}{2 R_{ec}}$$

$$i_{e2} = -\frac{V_{ed}}{R_{ed}} + \frac{V_{e1} + V_{e2}}{2 R_{ec}}$$

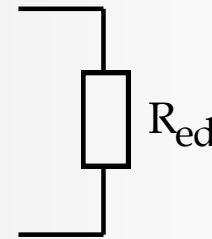


Ce qui donne le schéma suivant :

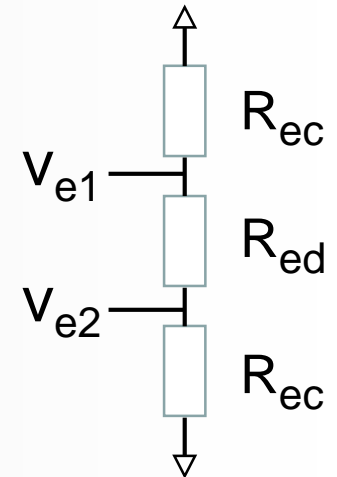
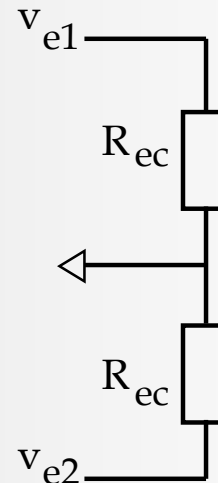




➤ En mode différentiel ( $v_{e1} = -v_{e2}$ ) :



➤ En mode commun ( $v_{e1} = v_{e2}$ ) :



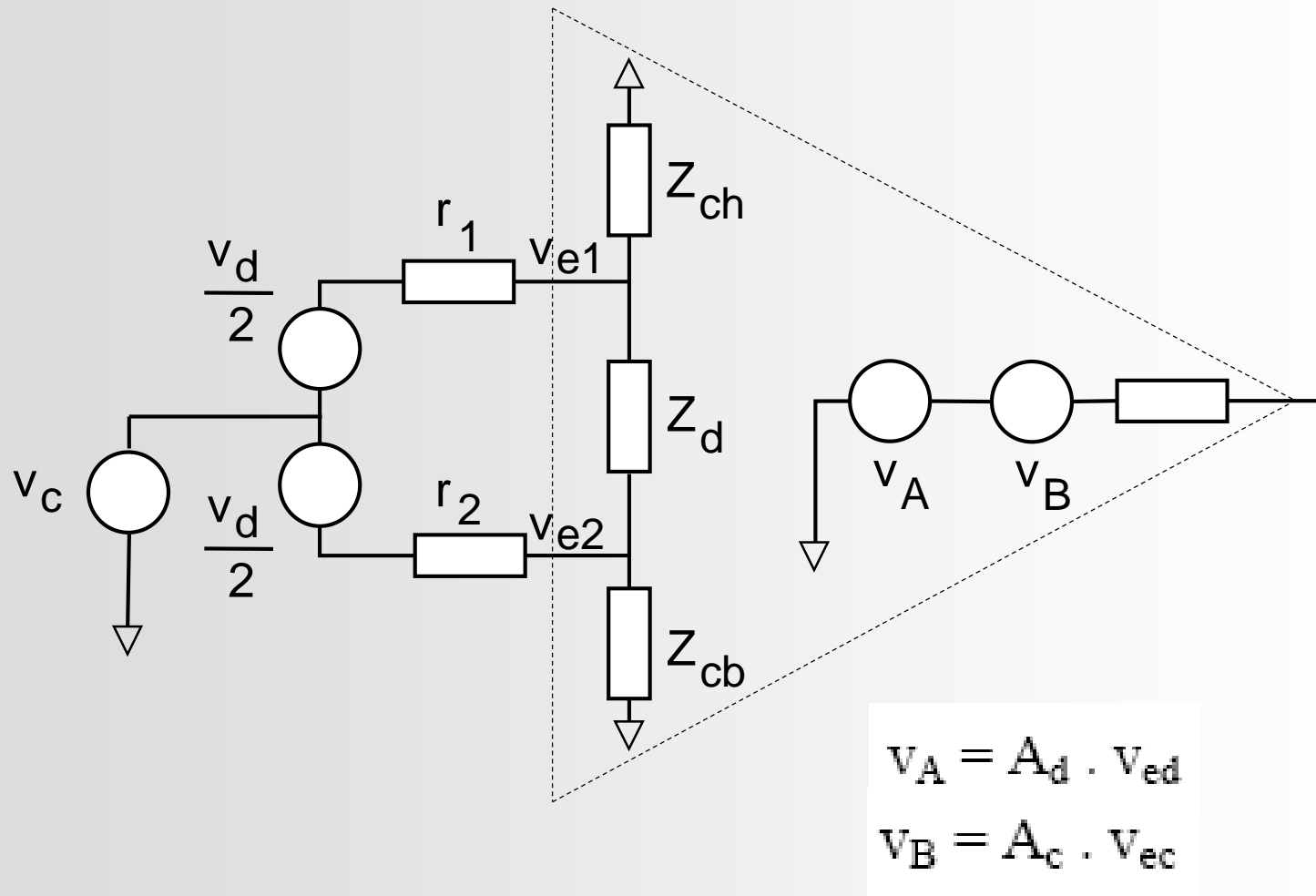
AD623 :

$$R_{ed} = 2 \text{ G}\Omega$$

$$R_{ec} = 2 \text{ G}\Omega$$

- A la sortie :
  - Résistance de sortie
  - Tension proportionnelle à la tension en mode différentiel
  - Tension fonction du mode commun.

■ Schéma complet :



- Taux de réjection du mode commun, circuit de garde.
  - Définition du taux de réjection du mode commun (TRMC)

$$\text{TRMC} = \frac{A_d}{A_c}$$

$$A_d = \frac{V_{sd}}{V_{ed}}$$

$$A_c = \frac{V_{sc}}{V_{ec}}$$

en dB :

$$\text{TRMC} = 20 \log \frac{A_d}{A_c}$$

Exemple :

$A_d = 100$	$v_{ed} = 10 \text{ mV}$
$v_{ec} = 10 \text{ V}$	$\text{TRMC} = 80 \text{ dB}$

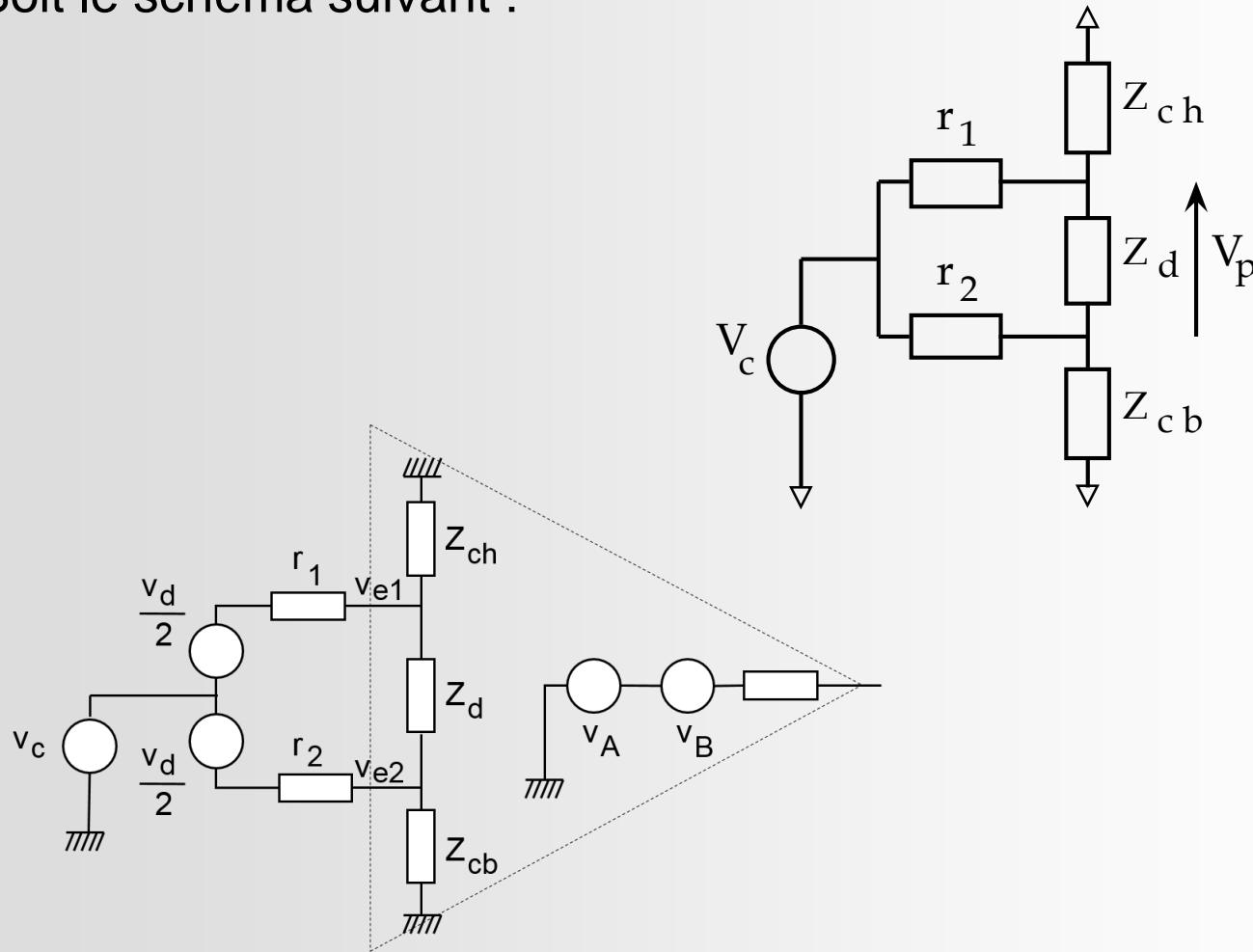
$$A_d \cdot v_{ed} = 1 \text{ V} \quad \text{et} \quad \frac{A_d}{\text{TRMC}} \cdot v_{ec} = 0,1 \text{ V}$$

soit une **erreur de 10 % !**

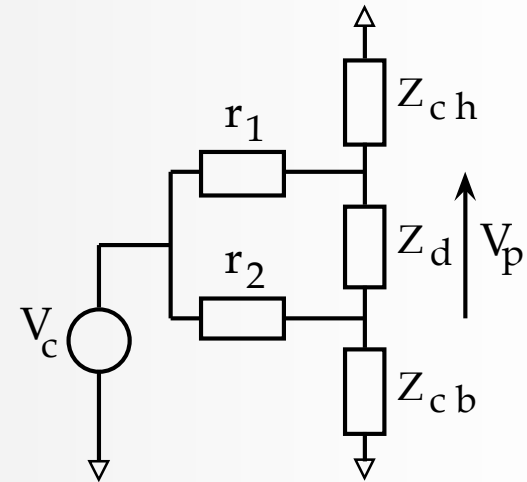
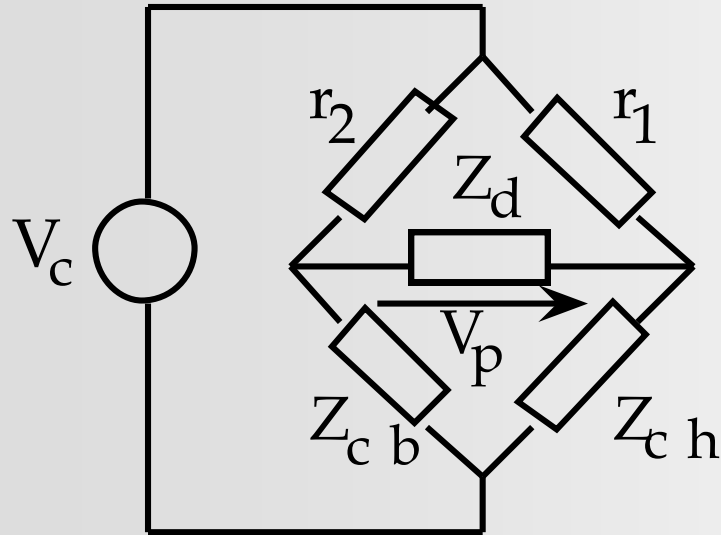


## ■ Analyse du fonctionnement

Soit le schéma suivant :



En modifiant la disposition des composants du schéma :



Si  $r_1 = r_2$  et  $Z_{ch} = Z_{cb}$

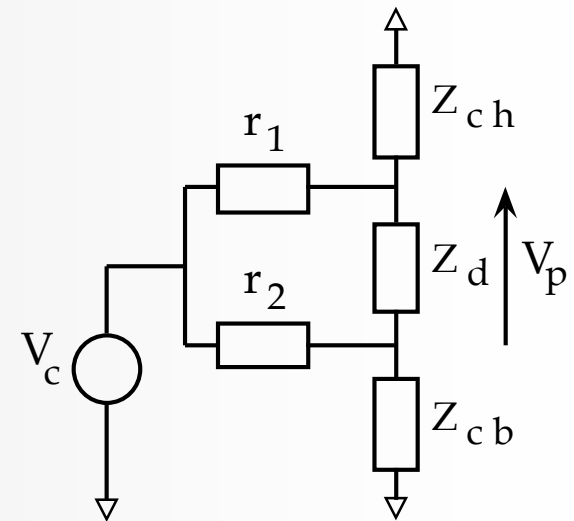
$V_p = 0$

Cas étudié :  $r_1 = 0$

$$V_p = \left| \frac{r_2 // Z_d}{r_2 // Z_d + Z_{cb}} \right| \cdot V_c$$

et

$$\text{TRMC} = \left| \frac{r_2 // Z_d + Z_{cb}}{r_2 // Z_d} \right|$$



$r_2 \ll Z_d$  et  $Z_{cb}$  :

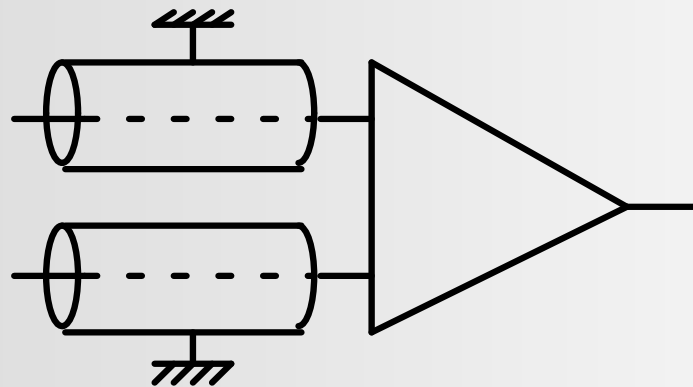
$$\text{TRMC} = \left| \frac{Z_{cb}}{r_2} \right|$$

Exemple :  $Z_{cb} = 1000 \text{ M}\Omega // 10 \text{ pF}$   $r_2 = 100 \text{ }\Omega$

$$Z_{cb} = 1000 \text{ M}\Omega // 10 \text{ pF} \quad r_2 = 100 \text{ }\Omega$$

$$\text{TRMC} = \left| \frac{Z_{cb}}{r_2} \right|$$

- pour un signal de mode commun en continu, on a **TRMC = 140dB**
- pour  $f = 50 \text{ Hz}$ , **TRMC = 130 dB**
- Si le signal est amené par un câble coaxial de 1m:



$$\text{TRMC} = 109 \text{ dB}$$

Solution : **circuit de garde**

- Caractéristiques d'un amplificateur d'instrumentation

## Data Sheet

AD623

### DUAL SUPPLIES

Typical at 25°C dual supply,  $V_S = \pm 5\text{ V}$ , and  $R_L = 10\text{ k}\Omega$ , unless otherwise noted.

Table 3.

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
GAIN	$G = 1 + (100\text{ k}/R_G)$										
Gain Range		1		1000	1		1000	1		1000	
Gain Error <sup>1</sup>	$G \leq 1$ $V_{OUT} = -4.8\text{ V to } +3.5\text{ V}$ $G > 1$ $V_{OUT} = 0.05\text{ V to } 4.5\text{ V}$										
G = 1			0.03	0.10		0.03	0.10		0.03	0.05	%
G = 10			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 100			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
G = 1000			0.10	0.35		0.10	0.35		0.10	0.35	%
Nonlinearity	$G \leq 1$ $V_{OUT} = -4.8\text{ V to } +3.5\text{ V}$ $G > 1$ $V_{OUT} = -4.8\text{ V to } +4.5\text{ V}$										
G = 1 to 1000			50			50			50		ppm
Gain vs. Temperature											
G = 1			5	10		5	10		5	10	ppm/°C
G > 1 <sup>1</sup>			50			50			50		ppm/°C

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
VOLTAGE OFFSET	Total RTI error = $V_{osi} + V_{oso}/G$										
Input Offset, $V_{osi}$			25	200		200	500		25	100	$\mu V$
Over Temperature				350			650			160	$\mu V$
Average Tempco			0.1	2		0.1	2		0.1	1	$\mu V/^{\circ}C$
Output Offset, $V_{oso}$			200	1000		500	2000		200	500	$\mu V$
Over Temperature				1500			2600			1100	$\mu V$
Average Tempco			2.5	10		2.5	10		2.5	10	$\mu V/^{\circ}C$
Offset Referred to the Input vs. Supply (PSR)											
G = 1		80	100		80	100		80	100		dB
G = 10		100	120		100	120		100	120		dB
G = 100		120	140		120	140		120	140		dB
G = 1000		120	140		120	140		120	140		dB
INPUT CURRENT											
Input Bias Current			17	25		17	25		17	25	nA
Over Temperature				27.5			27.5			27.5	nA
Average Tempco			25			25			25		$pA/^{\circ}C$
Input Offset Current			0.25	2		0.25	2		0.25	2	nA
Over Temperature				2.5			2.5			2.5	nA
Average Tempco			5			5			5		$pA/^{\circ}C$
INPUT											
Input Impedance											
Differential			2  2			2  2			2  2		$G\Omega  pF$
Common-Mode			2  2			2  2			2  2		$G\Omega  pF$
Input Voltage Range <sup>2</sup>	$V_S =$ +2.5 V to $\pm 6$ V	$(-V_S) -$ 0.15		$(+V_S) -$ 1.5	$(-V_S) -$ 0.15		$(+V_S) -$ 1.5	$(-V_S) -$ 0.15		$(+V_S) -$ 1.5	V

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Common-Mode Rejection at 60 Hz with 1 k $\Omega$ Source Imbalance G = 1	$V_{CM} =$ +3.5 V to -5.15 V	70	80		70	80		77	86		dB
G = 10	$V_{CM} =$ +3.5 V to -5.15 V	90	100		90	100		94	100		dB
G = 100	$V_{CM} =$ +3.5 V to -5.15 V	105	110		105	110		105	110		dB
G = 1000	$V_{CM} =$ +3.5 V to -5.15 V	105	110		105	110		105	110		dB
OUTPUT											
Output Swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$ , $V_S = \pm 5\text{ V}$	$(-V_S) +$ 0.2		$(+V_S) -$ 0.5	$(-V_S) +$ 0.2		$(+V_S) -$ 0.5	$(-V_S) +$ 0.2		$(+V_S) -$ 0.5	V
	$R_L = 100\text{ k}\Omega$	$(-V_S) +$ 0.05		$(+V_S) -$ 0.15	$(-V_S) +$ 0.05		$(+V_S) -$ 0.15	$(-V_S) +$ 0.05		$(+V_S) -$ 0.15	V
DYNAMIC RESPONSE											
Small Signal -3 dB Bandwidth											
G = 1			800			800			800		kHz
G = 10			100			100			100		kHz
G = 100			10			10			10		kHz
G = 1000			2			2			2		kHz
Slew Rate			0.3			0.3			0.3		V/ $\mu$ s
Settling Time to 0.01%	$V_S = \pm 5\text{ V}$ , 5 V step										
G = 1			30			30			30		$\mu$ s
G = 10			20			20			20		$\mu$ s

## SPECIFICATIONS COMMON TO DUAL AND SINGLE SUPPLIES

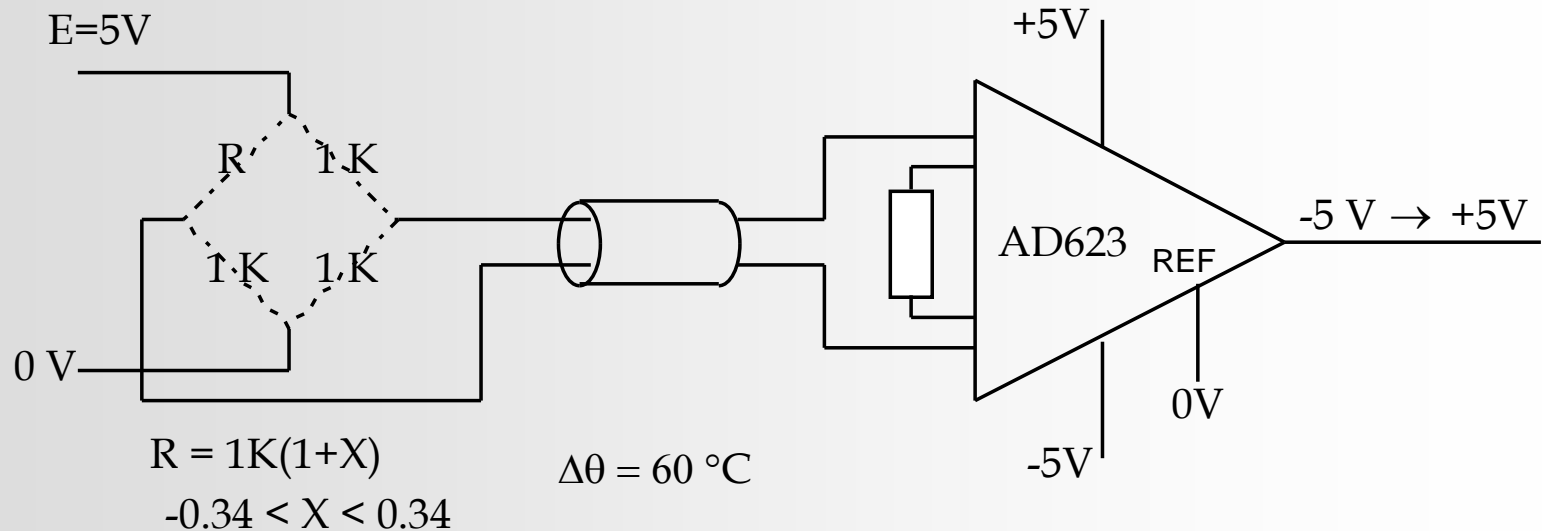
Table 4.

Parameter	Test Conditions/ Comments	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI noise = $\sqrt{(e_{nt})^2 + (2e_{no} / G)^2}$										
Input, Voltage Noise, $e_{ni}$			35			35			35		nV/√Hz
Output, Voltage Noise, $e_{no}$			50			50			50		nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0			3.0		μV p-p
G = 1000			1.5			1.5			1.5		μV p-p
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			1.5			1.5			1.5		pA p-p
REFERENCE INPUT											
$R_{IN}$			100 ± 20%			100 ± 20%			100 ± 20%		kΩ
$I_{IN}$	$V_{IN+}, V_{REF} = 0\text{ V}$		50	60		50	60		50	60	μA
Voltage Range		−V <sub>S</sub>		+V <sub>S</sub>	−V <sub>S</sub>		+V <sub>S</sub>	−V <sub>S</sub>		+V <sub>S</sub>	V
Gain to Output			1 ± 0.0002			1 ± 0.0002			1 ± 0.0002		V
POWER SUPPLY											
Operating Range	Dual supply	±2.5		±6	±2.5		±6	±2.5		±6	V
	Single supply	2.7		12	2.7		12	2.7		12	V
Quiescent Current	Dual supply		375	550		375	550		375	550	μA
	Single supply		305	480		305	480		305	480	μA
Over Temperature				625			625			625	μA
TEMPERATURE RANGE											
For Specified Performance		−40		+85	−40		+85	−40		+85	°C



## • Bilan des erreurs

Schéma d'application :



Trois types d'erreur :

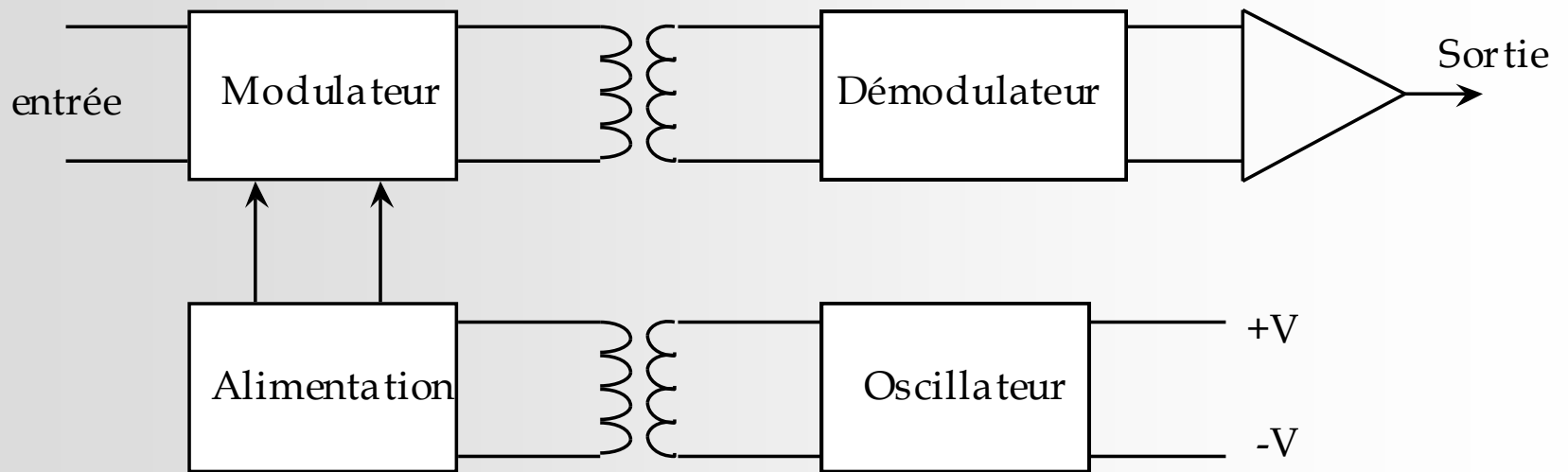
- les erreurs initiales, facilement corrigibles par un réglage
- les erreurs pouvant être réduites par un système intelligent
- les erreurs irréductibles

## 5. Amplificateur d'isolement.

- Amplificateur d'instrumentation *classique* :  
tension de mode commun < tension d'alimentation
- Un amplificateur d'isolement permet aussi d'assurer un **isolement galvanique** entre la source et le reste de la chaîne de mesure.
- Mais c'est à la base un amplificateur d'instrumentation.
- Application : équipement médical.

- 2 procédés :      Transformateur  
                            Couplage optique

- Principe :



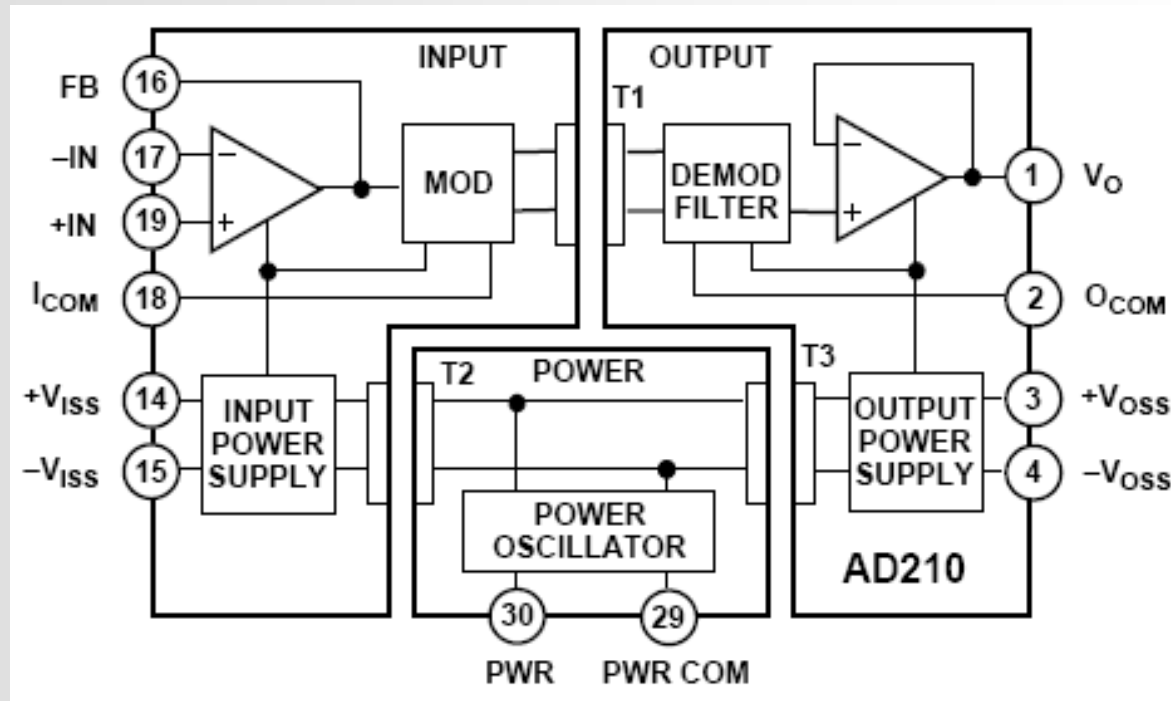
- Exemple : AD210



## Precision, Wide Bandwidth 3-Port Isolation Amplifier

AD210\*

- Schéma bloc :



## ■ Caractéristiques :

### **FEATURES**

**High CMV Isolation: 2500 V rms Continuous  
±3500 V Peak Continuous**

**Small Size: 1.00" × 2.10" × 0.350"**

**Three-Port Isolation: Input, Output, and Power**

**Low Nonlinearity: ±0.012% max**

**Wide Bandwidth: 20 kHz Full-Power (−3 dB)**

**Low Gain Drift: ±25 ppm/°C max**

**High CMR: 120 dB (G = 100 V/V)**

**Isolated Power: ±15 V @ ±5 mA**

**Uncommitted Input Amplifier**

### **APPLICATIONS**

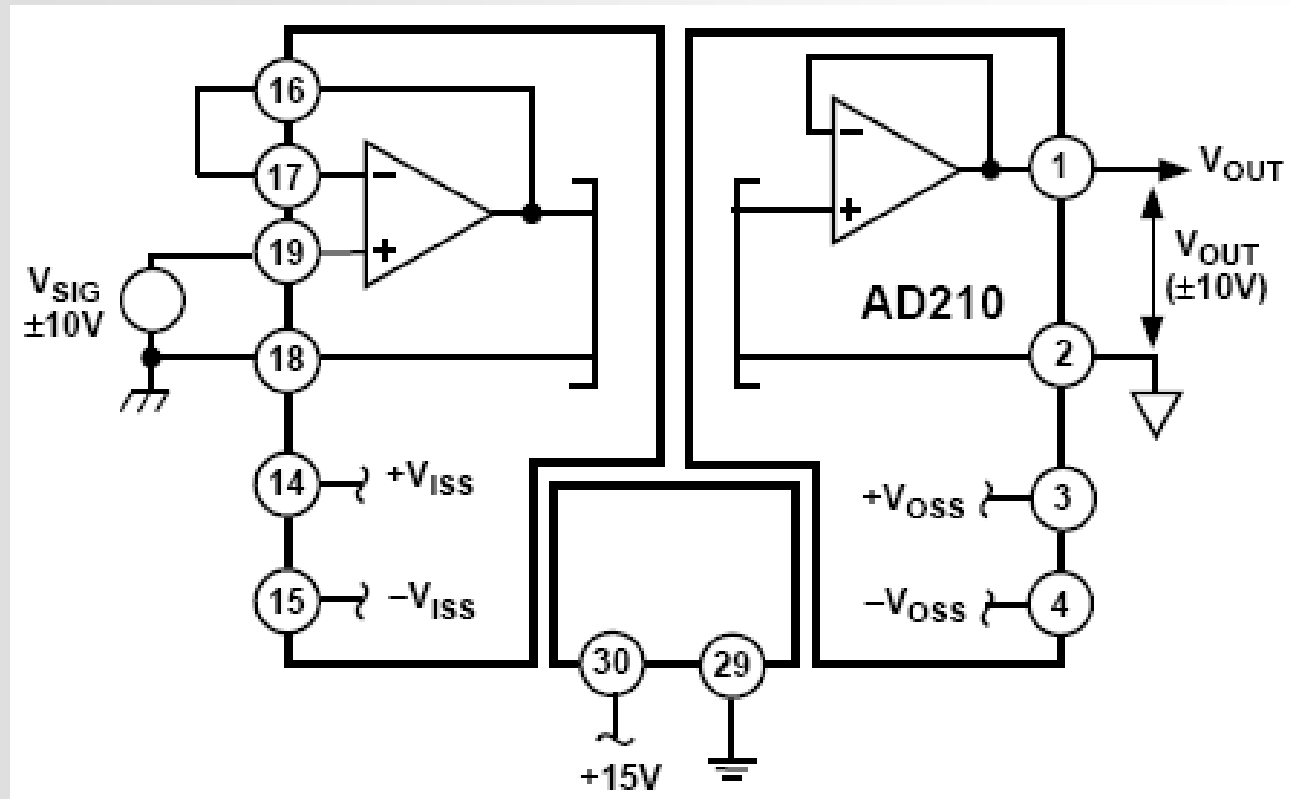
**Multichannel Data Acquisition**

**High Voltage Instrumentation Amplifier**

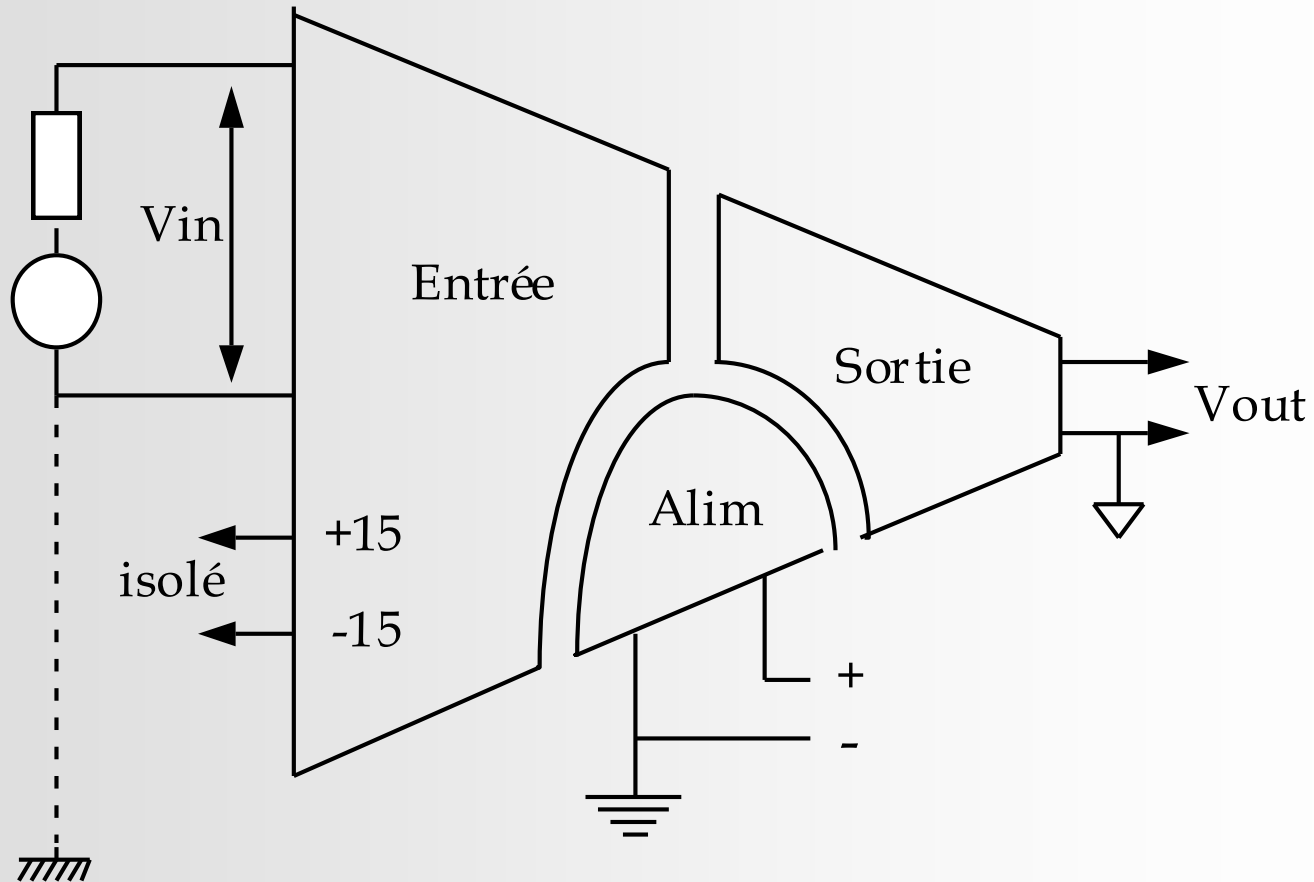
**Current Shunt Measurements**

**Process Signal Isolation**

- Exemple de montage :



- Le concept d'isolement permet donc de définir des masses différentes.



**Tension d'isolement** : entre la masse d'entrée et la masse de sortie

- Caractéristiques du AD210 :

Model	AD210AN
<b>GAIN</b>	
Range	1 V/V – 100 V/V
Error	±2% max
vs. Temperature(0°C to +70°C)	+25 ppm/°C max
(–25°C to +85°C)	±50 ppm/°C max
vs. Supply Voltage	±0.002%/V
Nonlinearity <sup>1</sup>	±0.025% max
<b>INPUT VOLTAGE RATINGS</b>	
Linear Differential Range	±10 V
Maximum Safe Differential Input	±15 V
Max. CMV Input-to-Output	*
ac, 60 Hz, Continuous	2500 V rms
dc, Continuous	±3500 V peak
Common-Mode Rejection	*
60 Hz, G = 100 V/V	*
R <sub>s</sub> ≤ 500 Ω Impedance Imbalance	120 dB
Leakage Current Input-to-Output	*
@ 240 V rms, 60 Hz	2 μA rms max





<b>OFFSET VOLTAGE (RTI)<sup>2</sup></b> Initial, @ +25°C vs. Temperature (0°C to +70°C) (-25°C to +85°C)	$\pm 15 \pm 45/G$ mV max $(\pm 10 \pm 30/G) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ $(\pm 10 \pm 50/G) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$
<b>RATED OUTPUT<sup>3</sup></b> Voltage, 2 k $\Omega$ Load Impedance Ripple (Bandwidth = 100 kHz)	$\pm 10$ V min 1 $\Omega$ max 10 mV p-p max
<b>ISOLATED POWER OUTPUTS<sup>4</sup></b> Voltage, No Load Accuracy Current Regulation, No Load to Full Load Ripple	$\pm 15$ V $\pm 10\%$ $\pm 5$ mA See Text See Text
<b>POWER SUPPLY</b> Voltage, Rated Performance Voltage, Operating Current, Quiescent Current, Full Load – Full Signal	+15 V dc $\pm 5\%$ +15 V dc $\pm 10\%$ 50 mA 80 mA
<b>TEMPERATURE RANGE</b> Rated Performance Operating Storage	-25°C to +85°C -40°C to +85°C -40°C to +85°C

## 6. Conditionneurs de capteurs passifs.

- Objectifs :

Capteur passif :  $Z_c = f(m)$        $m$  étant le mesurande

Variation de  $Z_c$  en fonction du mesurande  $\longrightarrow$   
variation d'une grandeur électrique

*en associant au capteur :*

- une source de tension  $e_s$  ou une source de courant  $i_s$
- d'autres impédances

*Convertisseur de mesure* : c'est une partie du conditionneur, dont le rôle est d'effectuer cette transformation.

Deux types de sortie :

- Amplitude
- Fréquence

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_m &= \mathbf{e}_s f(\mathbf{Z}_c, \mathbf{Z}_k) \\ f_m &= f(\mathbf{Z}_c, \mathbf{Z}_k) \end{aligned}$$

- Sensibilité :

- Sensibilité globale :

$$S_t = \frac{\Delta v_m}{\Delta m} = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}$$

Sensibilité rajoutée par le convertisseur

Sensibilité du capteur

- Points à considérer :

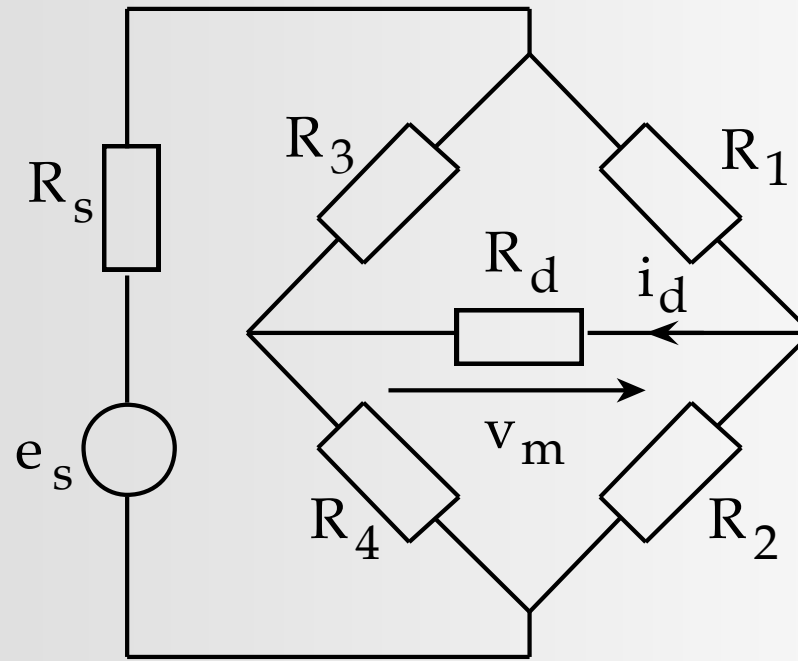
- Linéarité :

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \text{ indépendant de } Z_c$$

- Grandeurs d'influence

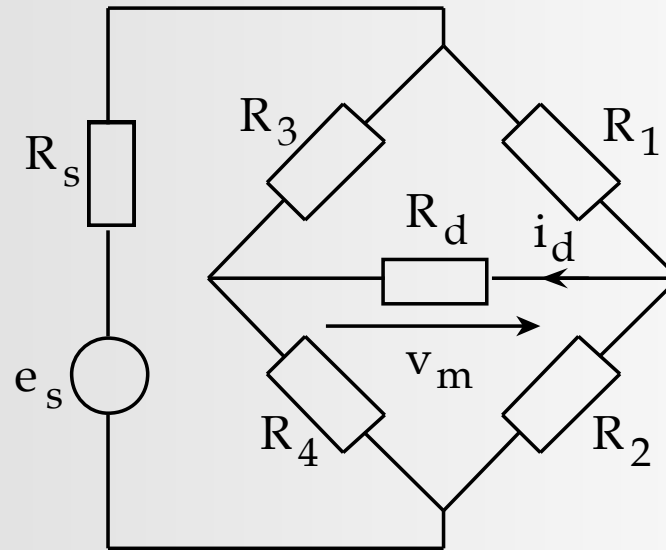
- Montage en pont :

→ Fournir une tension de mesure différentielle



$$i_d = f(R_1, R_2, R_3, R_4, R_s, R_d)$$

$$i_d = 0 \quad \text{si} \quad R_1 R_4 = R_2 R_3 \quad \text{donc} \quad v_m = 0$$



En négligeant l'influence des résistances  $R_s$  et  $R_d$  :

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

On prendra  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$  à l'équilibre.

■ Un capteur :  $R_2 = R_0 + \Delta R_c$

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_0$$

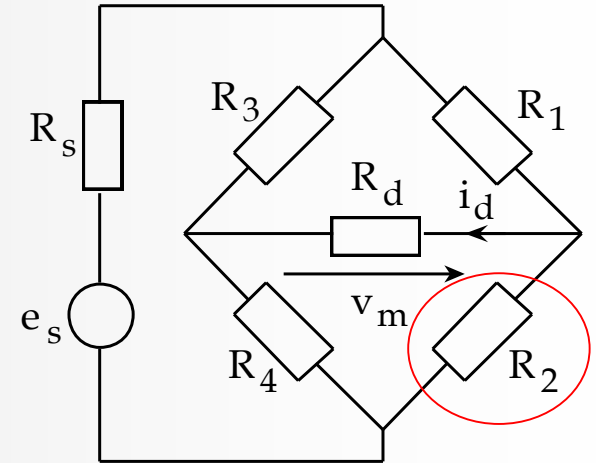
$$v_m = \frac{e_s}{4 R_0} \frac{\Delta R_c}{1 + \frac{\Delta R_c}{2 R_0}}$$

Avec

$$x = \frac{\Delta R_c}{R_0}$$

$$v_m = e_s \frac{x}{4} \frac{1}{1 + \frac{x}{2}}$$

Non linéaire !



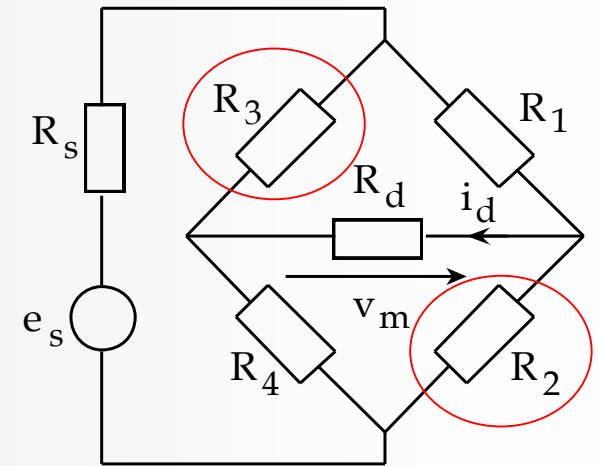
- Deux capteurs, à variations identiques :

$$R_2 = R_3 = R_0 + \Delta R_c$$

$$R_1 = R_4 = R_0$$

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{x}{1 + \frac{x}{2}}$$

Non linéaire



- Deux capteurs, à variations opposés :

$$R_2 = R_0 + \Delta R_c$$

$$R_1 = R_0 - \Delta R_c$$

$$v_m = e_s \frac{x}{2}$$

Linéaire



- Montage push-pull : 4 capteurs

$$R_2 = R_3 = R_0 + \Delta R_c$$

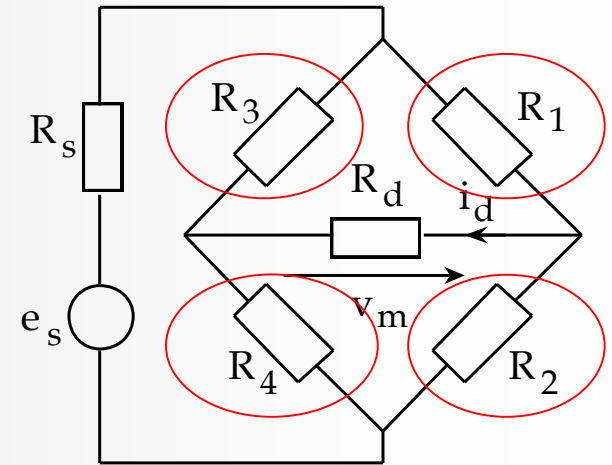
$$R_1 = R_4 = R_0 - \Delta R_c$$

$$v_m = e_s x$$

Linéaire

$$x = \frac{\Delta R_c}{R_0}$$

Application : jauges de contrainte



- Étude de l'influence d'une grandeur parasite (g)

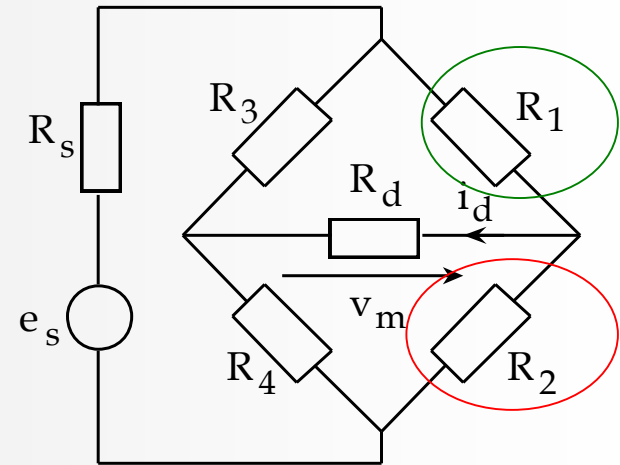
Un capteur :

$$R_2 = R_0 + S\Delta m + S_g \Delta g$$

Un capteur de compensation :

$$R_1 = R_0 + S_g \Delta g$$

$$v_m = \frac{e_s}{4 R_0} \frac{S\Delta m}{1 + \frac{S\Delta m}{2 R_0} + \frac{S_g \Delta g}{R_0}}$$



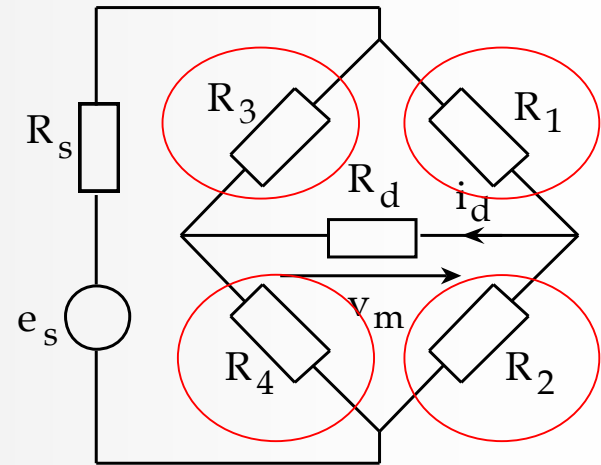
- Étude de l'influence d'une grandeur parasite (g)

Montage push-pull :

$$\Delta R_2 = \Delta R_3 = S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$\Delta R_1 = \Delta R_4 = - S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$v_m = e_s \frac{S \Delta m}{R_0} \frac{1}{1 + S_g \Delta g}$$



*La sensibilité dépend de la grandeur d'influence*

- Exemple de compensation :  $g = \text{température}$

$$\Delta g = T - T_0$$

$$(T_0 \rightarrow R_0)$$

$$R(T) = R_0 (1 + \alpha_R \Delta T) \text{ donc } S_g = R_0 \alpha_R$$

$S(T)$  : la sensibilité du capteur est fonction de la température

Cela donne

$$v_m = e_s \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m$$

**Principe de la compensation** : résistance de source  $R_s$  sensible à la température

## Principe de la compensation : résistance de source $R_s$ sensible à la température

Avant :  $v_m = e_s \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m$

$$v_m = e_s \frac{R_{eq}(T)}{R_{eq}(T) + R_s(T)} \frac{S(T)}{R(T)} \Delta m$$

mais  $R_{eq}(T) = R(T)$

$$v_m = e_s \frac{S(T)}{R(T) + R_s(T)} \Delta m$$

$$v_m = e_s \frac{S(T)}{R(T) + R_s(T)} \Delta m$$

$$R(T) = R_0 (1 + \alpha_R \Delta T)$$

$$R_s(T) = R_{s0} (1 + \alpha_s \Delta T)$$

Coefficients de température

$$S(T) = S_0 (1 + \beta \Delta T)$$

$$R_{s0} = k R_0$$

On obtient :

$$v_m = e_s \frac{S_0}{R_0(1+k)} \frac{1 + \beta \Delta T}{1 + \frac{\alpha_R + k \alpha_s}{1+k} \Delta T} \Delta m$$

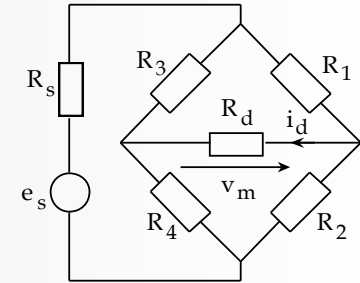
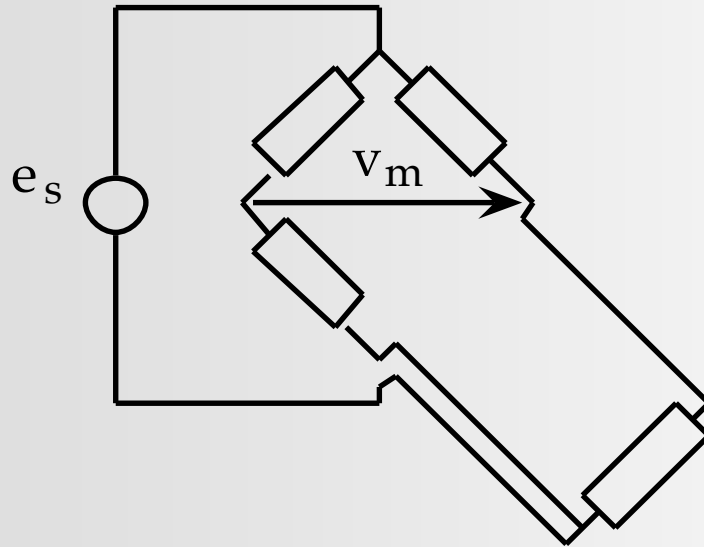
Il faut

$$\beta = \frac{\alpha_R + k \alpha_s}{1+k}$$

et

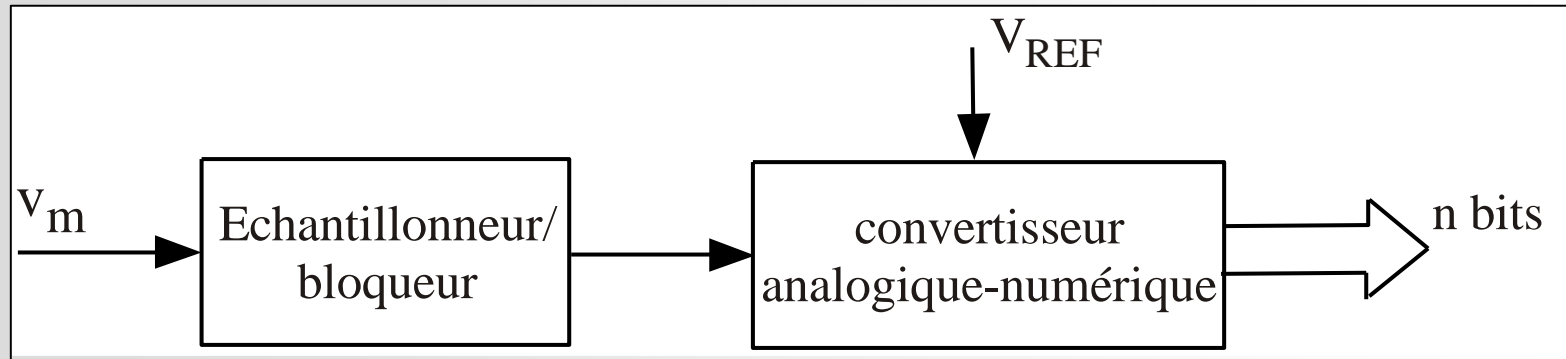
$$R_{s0} = \frac{\alpha_R - \beta}{\beta - \alpha_s} R_0$$

- Élimination des perturbations dues aux fils de liaison :



## 7. Conversion des signaux.

- Objectif : transformer une grandeur analogique en une grandeur numérique "fidèle"



Mot **non signé** de  $n$  bits :  $a_{n-1} a_{n-2} \dots a_2 a_1 a_0$

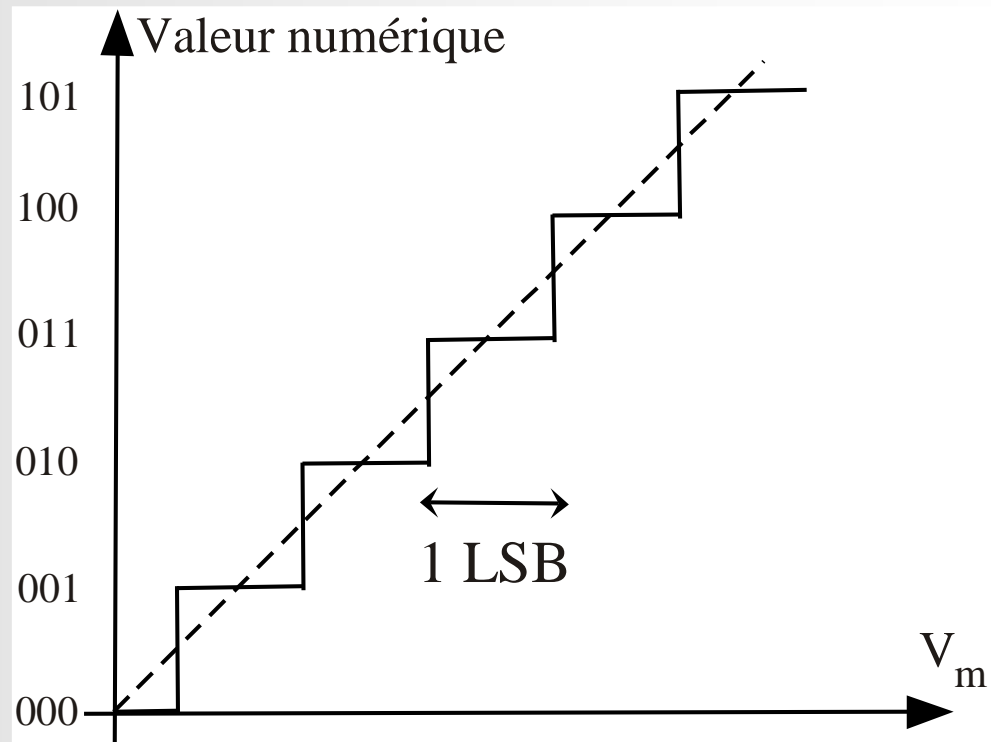
$$V_m = \frac{V_{REF}}{2^n} (a_{n-1} \cdot 2^{n-1} + a_{n-2} \cdot 2^{n-2} + \dots + a_1 \cdot 2^1 + a_0 \cdot 2^0)$$

$$V_{m \max} = V_{REF} \cdot \left(1 - \frac{1}{2^n}\right)$$

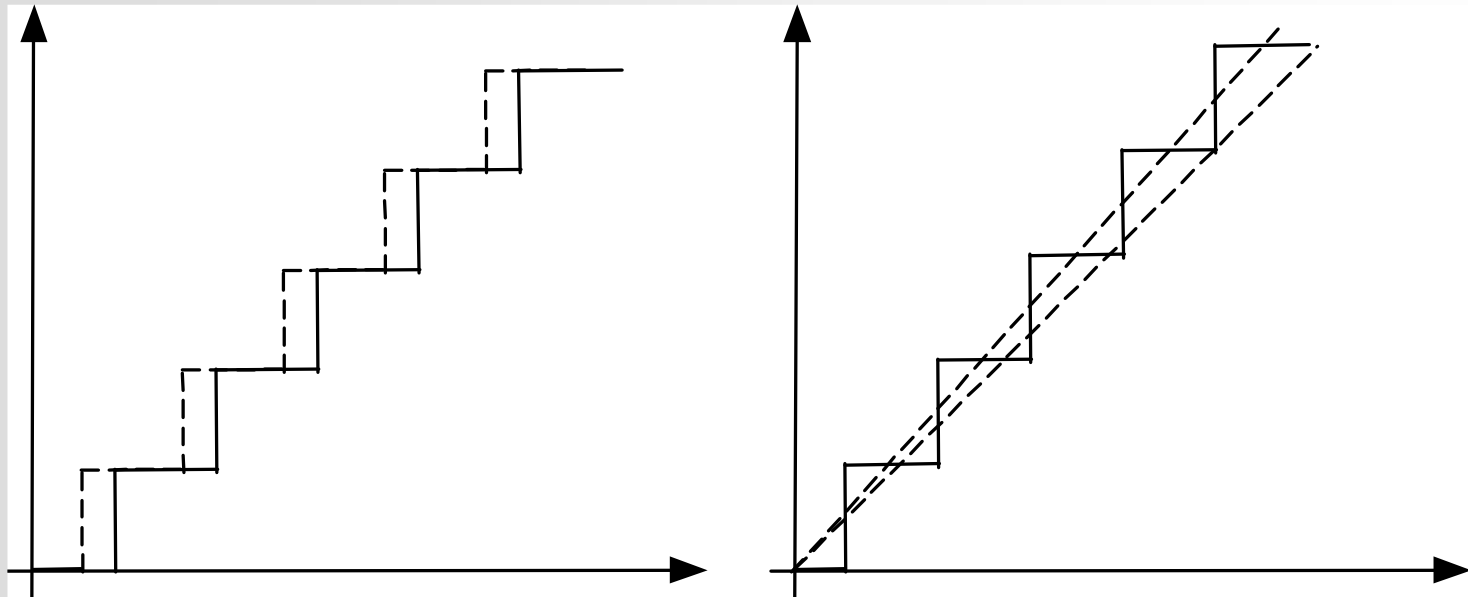
$$1 \text{ LSB (quantum)} = \frac{V_{REF}}{2^n}$$



- Les différents codes :
  - Fonctionnement unipolaire : code binaire naturel
  - Fonctionnement bipolaire : code complément à deux
- Fonction de transfert idéal :

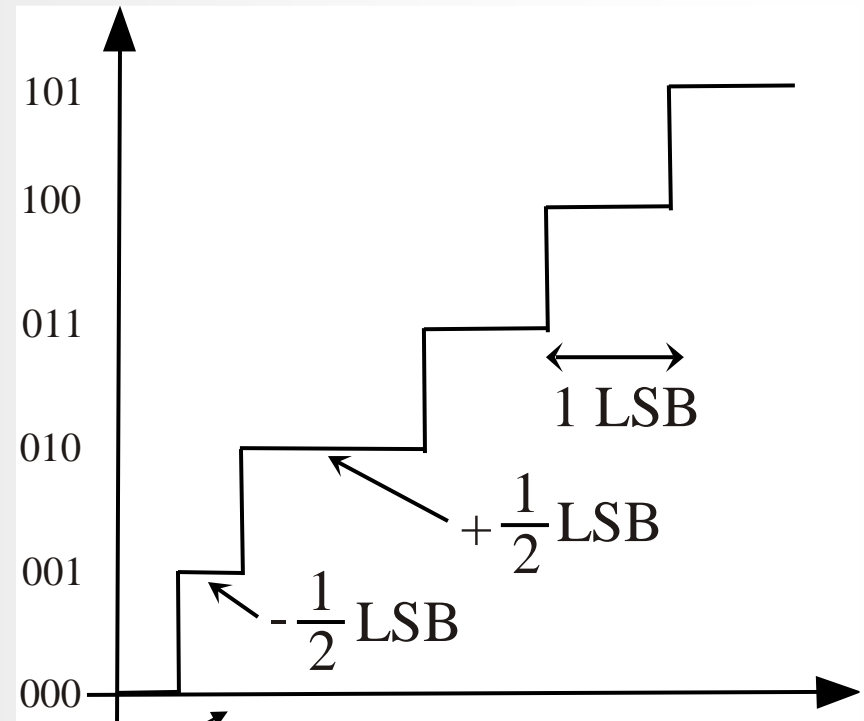
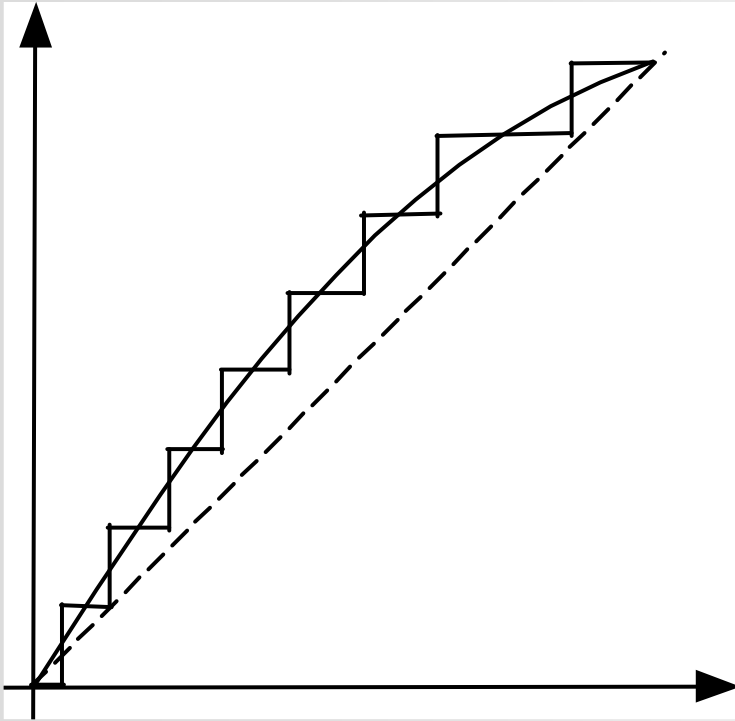


- Spécifications des CAN (et des CNA)
  - Erreur de décalage, erreur de gain



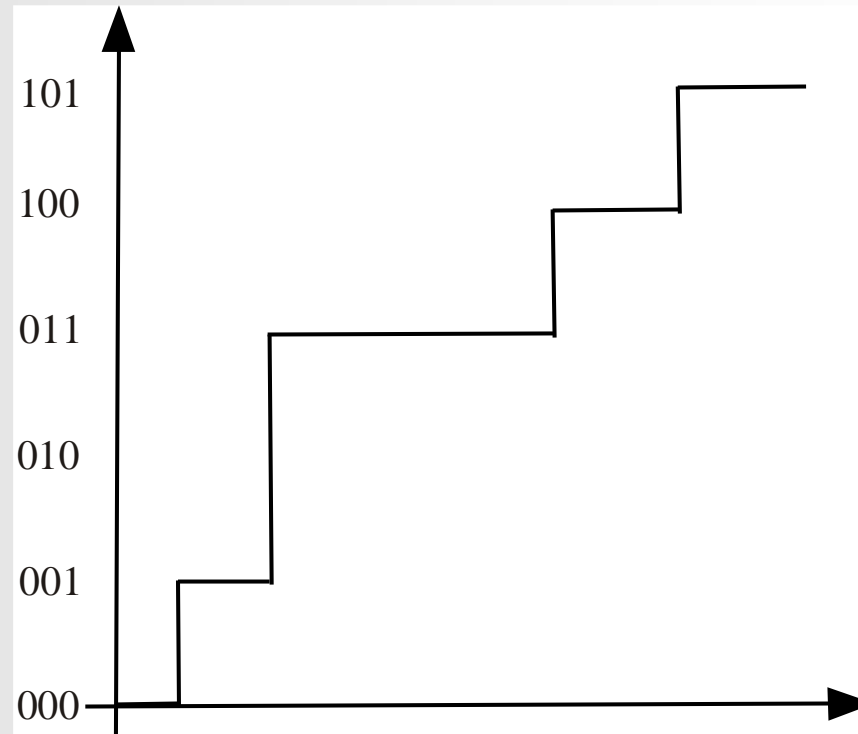
- Dérives du gain et du décalage

- Non linéarité intégrale :



- Non linéarité différentielle :

- Code manquant :



*Un convertisseur analogique numérique dont la linéarité différentielle est de 1 LSB doit être garanti sans code manquant.*

- Budget d'erreurs

- Les différents types de convertisseurs :
  - Convertisseurs à approximations successives
  - Convertisseurs simple rampe, double rampe, triple rampe
  - Convertisseurs "flash"
  - Convertisseur sigma-delta.

- Exemple 1 : AD7870



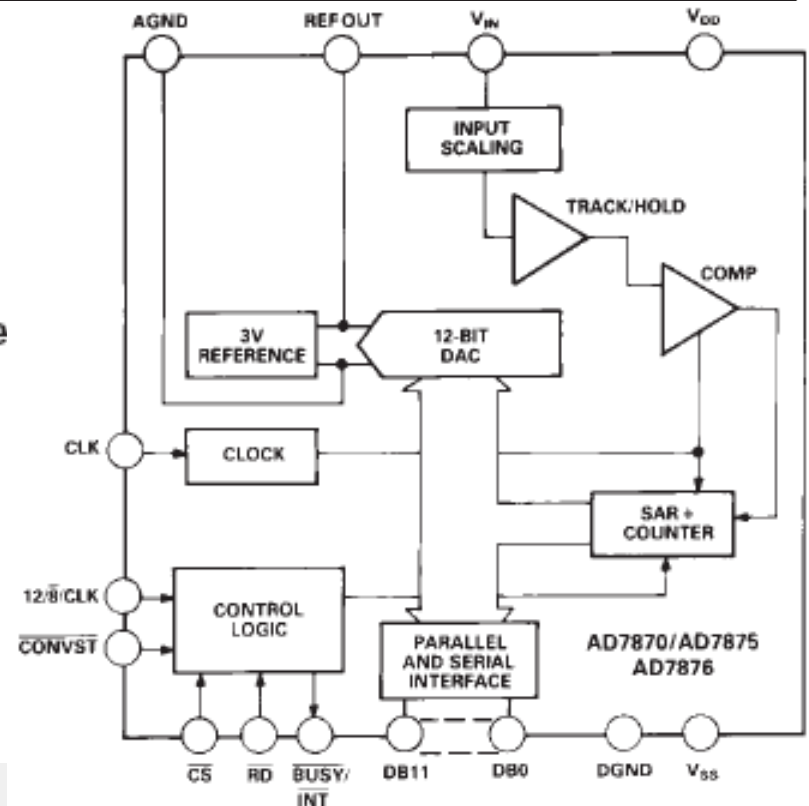
**LC<sup>2</sup>MOS**  
Complete, 12-Bit, 100 kHz, Sampling ADCs

## AD7870/AD7875/AD7876

### FEATURES

Complete Monolithic 12-Bit ADC with:

- 2  $\mu$ s Track/Hold Amplifier
- 8  $\mu$ s A/D Converter
- On-Chip Reference
- Laser-Trimmed Clock
- Parallel, Byte and Serial Digital Interface
- 72 dB SNR at 10 kHz Input Frequency  
(AD7870, AD7875)
- 57 ns Data Access Time
- Low Power: -60 mW typ
- Variety of Input Ranges:
  - $\pm 3$  V for AD7870
  - 0 V to +5 V for AD7875
  - $\pm 10$  V for AD7876



## ■ Caractéristiques du AD7870 :

### AD7870/AD7875/AD7876—SPECIFICATIONS ( $V_{DD} = +5\text{ V} \pm 5\%$ , $V_{SS} = -5\text{ V} \pm 5\%$ , A6ND = DGND = 0 V, $f_{CLK} = 2.5\text{ MHz}$ external, unless otherwise stated. All Specifications $T_{min}$ to $T_{max}$ unless otherwise noted.)

Parameter	AD7870					Units	Test Conditions/Comments
	J, A <sup>1</sup>	K, B <sup>1</sup>	L, C <sup>1</sup>	S <sup>1</sup>	T <sup>1</sup>		
DC ACCURACY							
Resolution	12	12	12	12	12	Bits	
Minimum Resolution for which No Missing Codes are Guaranteed	12	12	12	12	12	Bits	
Integral Nonlinearity	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	$\pm 1/4$	$\pm 1/2$	$\pm 1/2$	LSB typ	
Integral Nonlinearity		$\pm 1$	$\pm 1/2$		$\pm 1$	LSB max	
Differential Nonlinearity		$\pm 1$	$\pm 1$		$\pm 1$	LSB max	
Bipolar Zero Error	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	LSB max	
Positive Full-Scale Error <sup>4</sup>	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	LSB max	
Negative Full-Scale Error <sup>4</sup>	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	$\pm 5$	LSB max	
ANALOG INPUT							
Input Voltage Range	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 3$	$\pm 3$	Volts	
Input Current	$\pm 500$	$\pm 500$	$\pm 500$	$\pm 500$	$\pm 500$	$\mu\text{A}$ max	

- Example 2 : AD7874



**3 V/5 V, CMOS, 500  $\mu$ A  
Signal Conditioning ADC**

**AD7714\***

## FEATURES

## Charge Balancing ADC

## 24 Bits No Missing Codes

### 0.0015% Nonlinearity

## Five-Channel Programmable Gain Front End

### Gains from 1 to 128

### Can Be Configured as Three Fully Differential

### Inputs or Five Pseudo-Differential Inputs

### Three-Wire Serial Interface

**SPI™, QSPI™, MICROWIRE™ and DSP Compatible**

### 3 V (AD7714-3) or 5 V (AD7714-5) Operation

**Low Noise (<150 nV rms)**

**Low Current (350  $\mu$ A typ) with Power-Down (5  $\mu$ A typ)**

AD7714Y Grade:

### +2.7 V to 3.3 V or +4.75 V to +5.25 V Operation

**0.0010% Linearity Error**

### -40°C to +105°C Temperature Range

### Schmitt Trigger on SCLK and DIN

**Low Current (226  $\mu$ A typ) with Power-Down (4  $\mu$ A typ)**

### Lower Power Dissipation than Standard AD7714

**Available in 24-Lead TSSOP Package**

### Low-Pass Filter with Programmable Filter Cutoffs

### Ability to Read/Write Calibration Coefficients

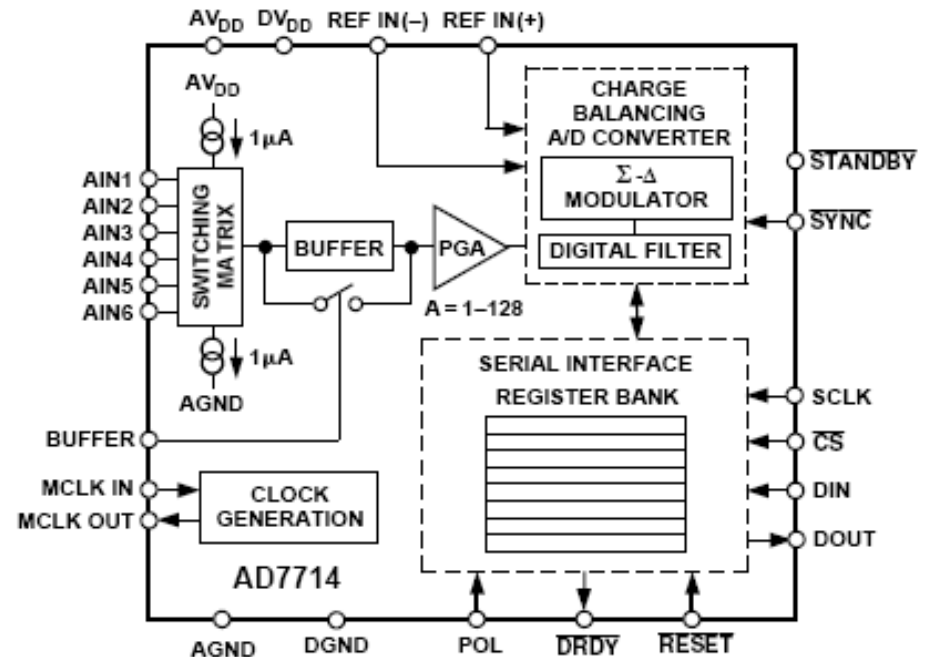
## APPLICATIONS

## Portable Industrial Instruments

### Portable Weigh Scales

## Loop-Powered Systems

### Pressure Transducers





## ■ Caractéristiques du AD7874 :

Parameter	A Versions <sup>1</sup>	Units
<b>STATIC PERFORMANCE</b>		
No Missing Codes	24	Bits min
	22	Bits min
	18	Bits min
	15	Bits min
	12	Bits min
Output Noise	See Tables I to IV	
Integral Nonlinearity	$\pm 0.0015$	% of FSR max
Unipolar Offset Error	See Note 2	
Unipolar Offset Drift <sup>3</sup>	0.5	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
	0.3	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
Bipolar Zero Error	See Note 2	
Bipolar Zero Drift <sup>3</sup>	0.5	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
	0.3	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
Positive Full-Scale Error <sup>4</sup>	See Note 2	
Full-Scale Drift <sup>3, 5</sup>	0.5	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
	0.3	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
Gain Error <sup>6</sup>	See Note 2	
Gain Drift <sup>3, 7</sup>	0.5	ppm of FSR/ $^{\circ}\text{C}$ typ
Bipolar Negative Full-Scale Error	$\pm 0.0015$	% of FSR max
Bipolar Negative Full-Scale Drift <sup>3</sup>	1	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ
	0.6	$\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ typ

## 8. Bruit électronique.

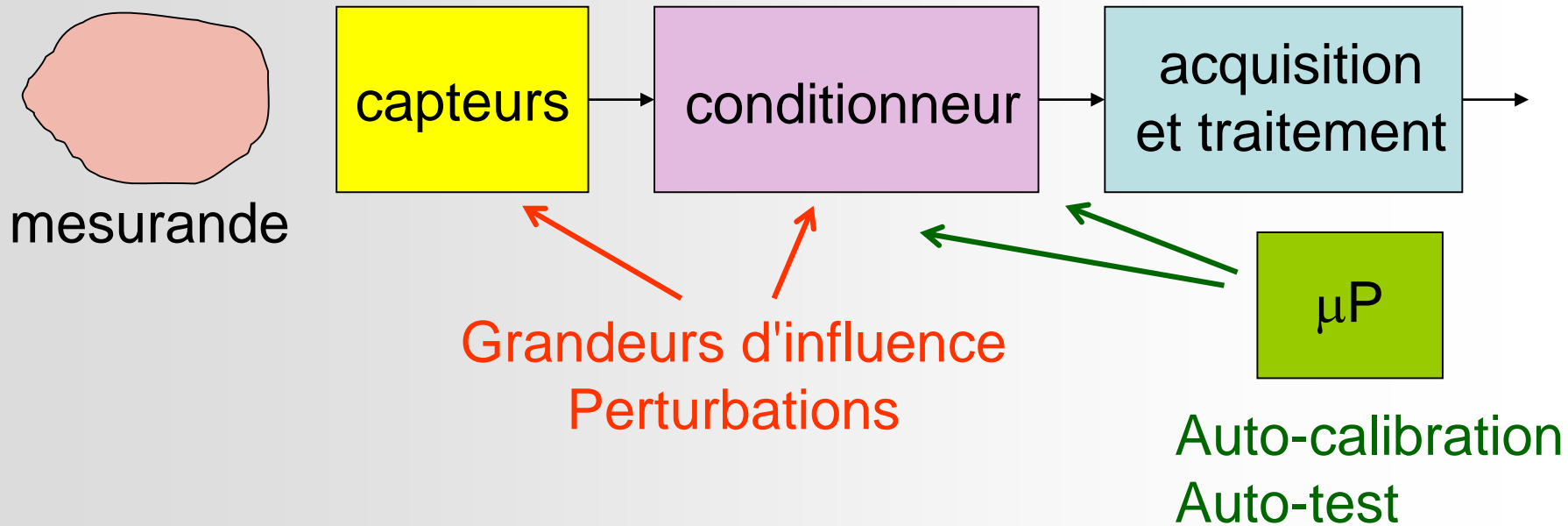
Amplificateur d'instrumentation AD623 :

**SPECIFICATIONS COMMON TO DUAL AND SINGLE SUPPLIES**

Table 4.

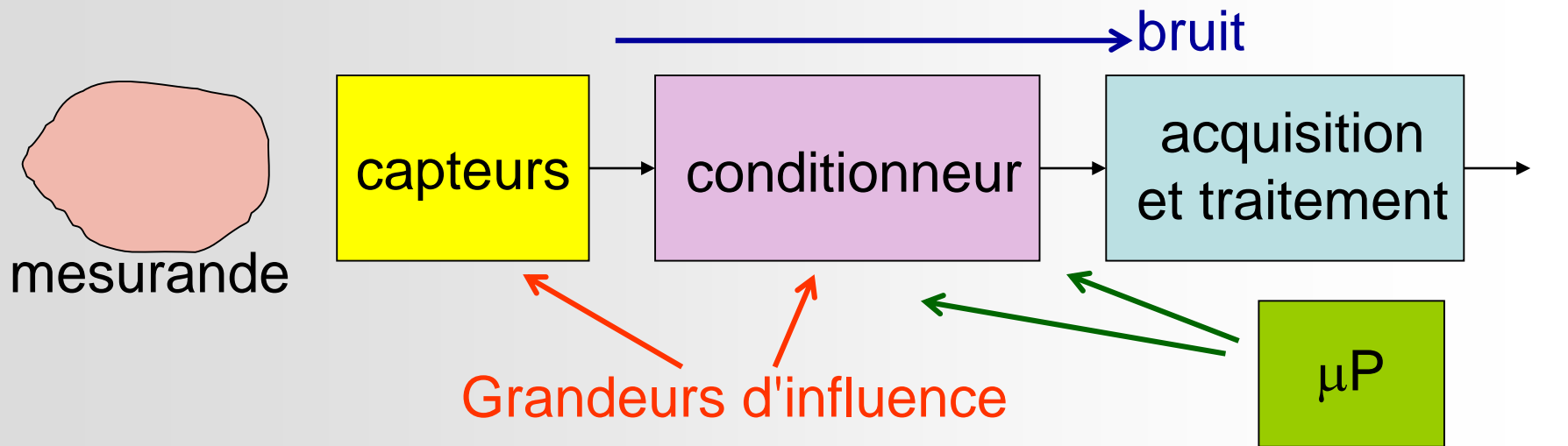
Parameter	Test Conditions/ Comments	AD623A			AD623ARM			AD623B			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
NOISE											
Voltage Noise, 1 kHz	Total RTI noise = $\sqrt{(e_{nt})^2 + (e_{no}/G)^2}$										
Input, Voltage Noise, $e_{nt}$			35			35			35		nV/√Hz
Output, Voltage Noise, $e_{no}$			50			50			50		nV/√Hz
RTI, 0.1 Hz to 10 Hz											
G = 1			3.0			3.0			3.0		μV p-p
G = 1000			1.5			1.5			1.5		μV p-p
Current Noise	f = 1 kHz		100			100			100		fA/√Hz
0.1 Hz to 10 Hz			1.5			1.5			1.5		pA p-p

## Rappels :



Objectif d'une chaîne de mesure : fournir une représentation aussi exacte que possible du mesurande

MAIS imperfections ... erreurs → BUDGET D'ERREURS



Grandeurs d'influence :

- température
- humidité
- pression atmosphérique
- chocs et vibrations
- ...
- **Perturbation due au mode commun**

Perturbations électromagnétiques (CEM)

Bruits électroniques(d'origine interne)

# 9. Capteurs de température.

## 9.1. Échelles de température.

- Échelle thermométrique
- Échelle thermodynamique (ou absolue) : le Kelvin (K)

Échelles dérivées :

	Kelvin (K)	Celsius (°C)	Rankin (°R)	Fahrenheit (°F)
Zéro absolu	0	-273,15	0	-459,67
Température d'équilibre du mélange eau-glace sous pression atmosphérique normale	273,15	0	491,67	32
Point triple de l'eau	273,16	0,01	491,69	32,02
Température d'ébullition de l'eau sous p.a.m.	373,15	100	471,67	212

- Échelle internationale pratique de température

- Choix de trois grandeurs physiques : résistance, f.e.m. d'un thermocouple et rayonnement du corps noir

- 11 points fixes primaires, 27 points secondaires

Exemple :      point triple de l'hydrogène : 13,31 K  
                    Point triple de l'oxygène :    54,361 K  
                    Point d'ébullition de l'eau : 373,15 K

- formules d'interpolation

Entre 0°C et 630,74 °C :  $R(T) = R_0 \cdot (1 + a \cdot T + b \cdot T^2)$

a et b : à partir de deux points fixes

## 9.2. Sondes métalliques de température.

- Relation résistance - température :

$$R = \rho \cdot \frac{L}{S} \quad L = L_o \cdot (1 + a \cdot \theta) \quad S = S_o \cdot (1 + a \cdot \theta)^2 \quad \theta \text{ en } ^\circ\text{C}$$
$$\rho = \rho_o \cdot (1 + \lambda \cdot \theta)$$

$a$  : coefficient moyen de dilatation linéaire du matériau

$\lambda$  : coefficient moyen de température de la résistivité du métal

$$R(\theta) = \frac{\rho_o \cdot L_o}{S_o} \cdot \frac{1 + \lambda \cdot \theta}{1 + a \cdot \theta}$$

$a$ : de l'ordre de  $10^{-5} (^\circ\text{C})^{-1}$

$\lambda$  : peu variable pour les métaux  $\approx 4 \cdot 10^{-4} (^\circ\text{C})^{-1}$

$$R(\theta) = R_o \cdot (1 + (\lambda - a) \cdot \theta - \lambda \cdot a \cdot \theta^2)$$

De façon générale :

$$R(\theta) = R_o \cdot (1 + a \cdot \theta + b \cdot \theta^2)$$

- Caractéristiques souhaitées pour le métal :
  - coefficient de température élevé pour une plus grande sensibilité,
  - grande résistivité,
  - stabilité.

*Remarque :* la linéarité de la relation résistance-température n'est plus un impératif pour le choix du métal.

	$R(100^{\circ}\text{C})/R(0^{\circ}\text{C})$	Résistivité à $0^{\circ}\text{C}$	Domaine d'utilisation
Platine	1,3850	$9,81 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$	-200 à $850^{\circ}\text{C}$
Nickel	1,618	$5,75 \cdot 10^{-8} \Omega\text{m}$	-60 à $180^{\circ}\text{C}$



- **Le platine** : Le plus inaltérable, le plus inoxydable et le plus invariable.

- température de fusion : 1769 °C
- peut être obtenu très pur (99,999%) : caractéristiques identiques d'une sonde à l'autre
- loi de variation simple

- **Norme DIN 43760** (éditée par l'AFNOR) : Régit les capteurs de température pour usages scientifiques et industriels comportant une résistance en fil de platine ou de nickel

- tableau de valeurs
- pour le platine entre 0°C et 850 °C :

$$R(\theta) = 100 \cdot (1 + 3,90802 \cdot 10^{-3} \cdot \theta - 0,580195 \cdot 10^{-6} \cdot \theta^2) \quad \text{en } \Omega$$

## 9.3. Thermistances.

Résistances à semi-conducteur :



- Grande sensibilité
- Non linéaire
- Domaine d'utilisation :  $-100^{\circ}\text{C}$  à  $450^{\circ}\text{C}$  environ
- Interchangeabilité en nette progression (de  $0,1$  à  $0,2^{\circ}\text{C}$ )



- Relation résistance – température

$$R = a.\exp\left(\frac{b}{T}\right) \text{ avec } b > 0$$

$$\text{si } R_o \text{ connue à } T_o : \quad R = R_o.\exp\left(b.\left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o}\right)\right)$$

$$\text{Coefficient de température } \alpha : \alpha = \frac{1}{R(T)} \cdot \frac{dR}{dT} = -\frac{b}{T^2}$$

- $\alpha < 0$  pour une CTN
- $\alpha$  grand si  $T$  petit : utilisation dans la partie gauche de la caractéristique

- $\alpha$  :  $-5.10^{-2} \text{ K}^{-1}$  à  $-1.10^{-2} \text{ K}^{-1}$

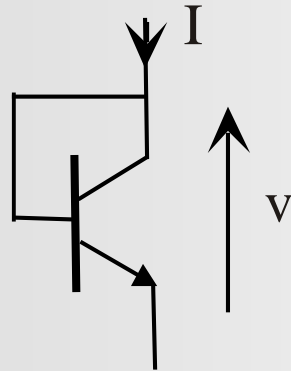
*Note* : pour une sonde au platine  $3,9.10^{-3} \text{ K}^{-1}$

- Une thermistance est donnée par
  - une valeur de résistance à une température donnée
  - le coefficient de température à cette température.

Exemple :  $R_{298\text{K}} = 12 \text{ k}\Omega$        $\alpha_{298\text{K}} = -5.10^{-2} \text{ K}^{-1}$

- Constante de temps thermique faible
- Exemple de montage

## 9.4. Capteurs à diodes ou transistors :



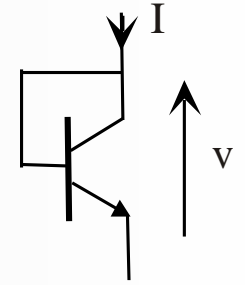
Sensibilité :

$$S = \frac{dv}{dT}$$

non constante en fonction de la température

→ Utilisation de transistors appairés

- Relation tension – température



$$I = I_S \cdot \left( \exp\left(\frac{q \cdot v}{k \cdot T}\right) - 1 \right)$$

T en K

q charge élémentaire de l'électron ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  C),

k constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23}$  J.K<sup>-1</sup>)

I<sub>S</sub> courant de saturation

En polarisation directe :

$$I = I_S \cdot \exp\left(\frac{q \cdot v}{k \cdot T}\right)$$

$$I_S = C \cdot T^m \cdot \exp\left(-\frac{q \cdot V_\Phi}{k \cdot T}\right)$$

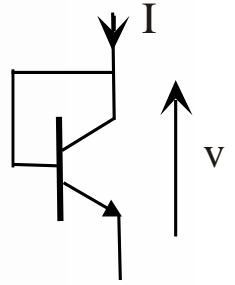
V<sub>Φ</sub>: hauteur de la bande interdite  
exprimée en V (1,12 V pour le silicium)  
m voisin de 3

C constante indépendante de T.

$$\rightarrow v = V_\Phi - \frac{k \cdot T}{q} \left( m \cdot \ln T - \ln \frac{I}{C} \right)$$

- Sensibilité

$$v = V_{\Phi} - \frac{k.T}{q} (m.\ln T - \ln \frac{I}{C})$$



$$\frac{dv}{dT} = \frac{k}{q} (\ln \frac{I}{C} - m.\ln T) - \frac{m.k}{q}$$

$$\frac{dv}{dT} = \frac{v - V_{\Phi}}{T} - \frac{m.k}{q}$$

Application numérique :

$$v = 0,6 \text{ V} \quad V_{\Phi} = 1,12 \text{ V} \quad \frac{dv}{dT} = -2 \text{ mV.K}^{-1}$$

- Utilisation de transistors appairés

$Q_1, Q_2$      $I_1, I_2$      $v_1, v_2$     courant  $I_s$  identique

$$\begin{aligned} I_1 &= I_s \cdot \exp\left(\frac{q \cdot v_1}{k \cdot T}\right) \\ I_2 &= I_s \cdot \exp\left(\frac{q \cdot v_2}{k \cdot T}\right) \end{aligned} \quad \longrightarrow \quad \frac{I_1}{I_2} = \exp\left(\frac{q}{k \cdot T} (v_1 - v_2)\right)$$

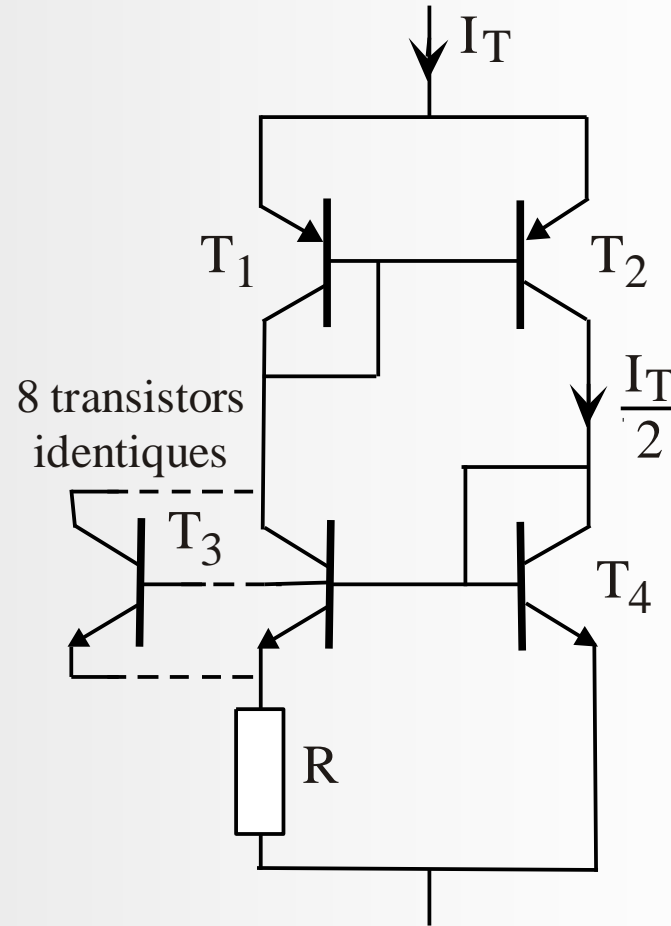
$$v_d = v_1 - v_2 = \frac{k \cdot T}{q} \cdot \ln \frac{I_1}{I_2}$$

*Exemple :*     $\frac{I_1}{I_2} = 2$      $v_d = 59,78 \cdot T$  en  $\mu V$



- Capteurs intégrés : par exemple le AD590.

Schéma simplifié :



$$I_T = \left( \frac{k}{q} \cdot \frac{2}{R} \cdot \ln 8 \right) \cdot T$$

avec  $R = 358 \, \Omega$ , on obtient  $1 \, \mu\text{A} \cdot \text{K}^{-1}$

# Documentation technique :

## FEATURES

Linear current output:  $1 \mu\text{A/K}$

Wide temperature range:  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+150^{\circ}\text{C}$

Probe-compatible ceramic sensor package

2-terminal device: voltage in/current out

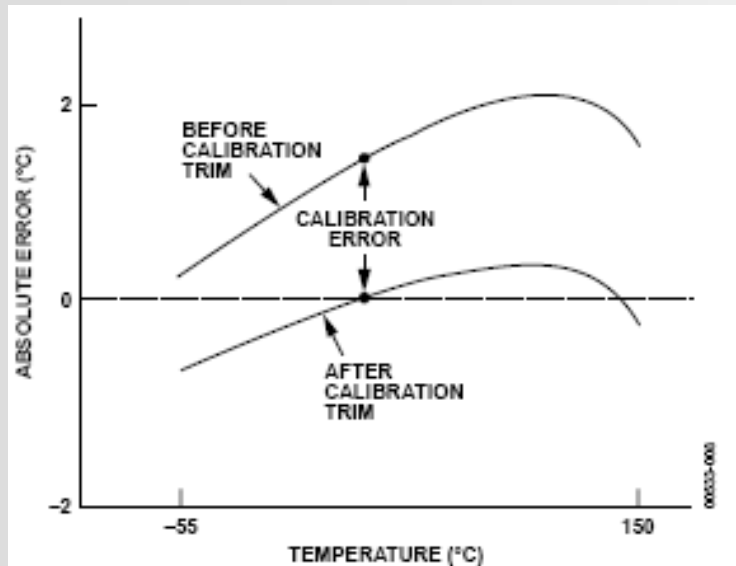
Laser trimmed to  $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$  calibration accuracy (AD590M)

Excellent linearity:  $\pm 0.3^{\circ}\text{C}$  over full range (AD590M)

Wide power supply range: 4 V to 30 V

Sensor isolation from case

Low cost



## PIN CONFIGURATIONS



Figure 1. 2-Lead CQFP

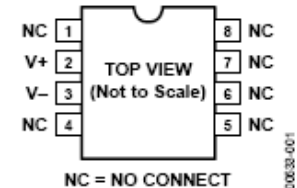


Figure 2. 8-Lead SOIC

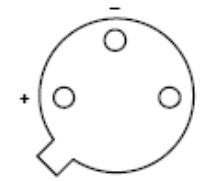


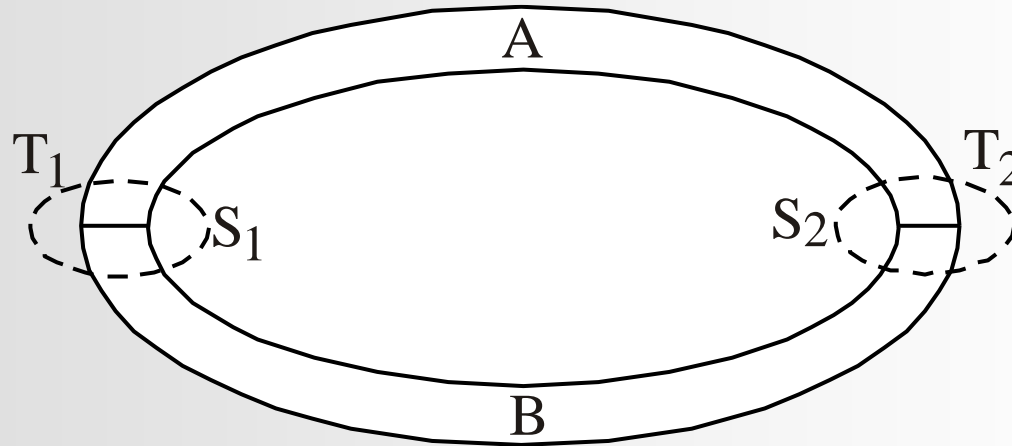
Figure 3. 3-Pin TO-52

# Caractéristiques :

Parameter	AD590J			AD590K			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY							
Operating Voltage Range	4		30	4		30	V
OUTPUT							
Nominal Current Output @ 25°C (298.2K)		298.2			298.2		μA
Nominal Temperature Coefficient		1			1		μA/K
Calibration Error @ 25°C			±5.0			±2.5	°C
Absolute Error (Over Rated Performance Temperature Range)							
Without External Calibration Adjustment			±10			±5.5	°C
With 25°C Calibration Error Set to Zero			±3.0			±2.0	°C
Nonlinearity							
For TO-52 and CQFP Packages			±1.5			±0.8	°C
For 8-Lead SOIC Package			±1.5			±1.0	°C
Repeatability <sup>2</sup>			±0.1			±0.1	°C
Long-Term Drift <sup>3</sup>			±0.1			±0.1	°C
Current Noise		40			40		pA/√Hz
Power Supply Rejection							
4 V ≤ V <sub>s</sub> ≤ 5 V		0.5			0.5		μA/V
5 V ≤ V <sub>s</sub> ≤ 15 V		0.2			0.2		μV/V
15 V ≤ V <sub>s</sub> ≤ 30 V		0.1			0.1		μA/V
Case Isolation to Either Lead		10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>		Ω
Effective Shunt Capacitance		100			100		pF
Electrical Turn-On Time		20			20		μs
Reverse Bias Leakage Current (Reverse Voltage = 10 V) <sup>4</sup>		10			10		pA

## 9.5. Thermocouple.

- Énoncé de l'effet Seebeck (1821) :



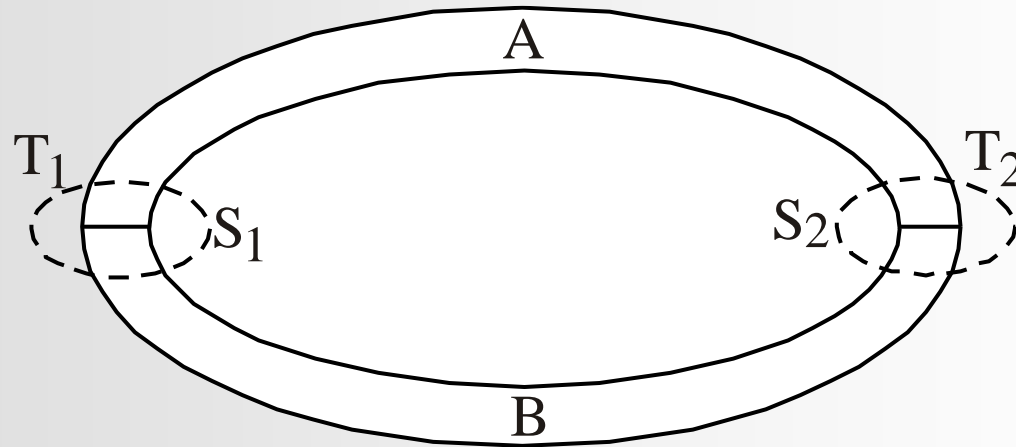
*Le circuit est le siège d'une f.e.m. fonction des deux températures  $T_1$  et  $T_2$ , mais aussi des deux matériaux A et B :*

$e(T_1, T_2, A, B)$  f.e.m. thermo-couple

Couple thermo-électrique, ou thermocouple

Application :

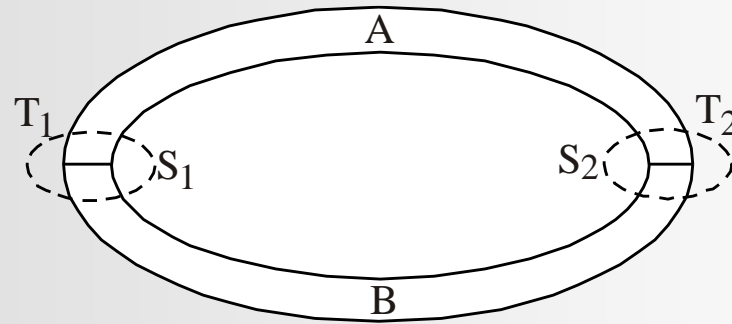
T2 constante, mesure de T1 par l'intermédiaire de la f.e.m.



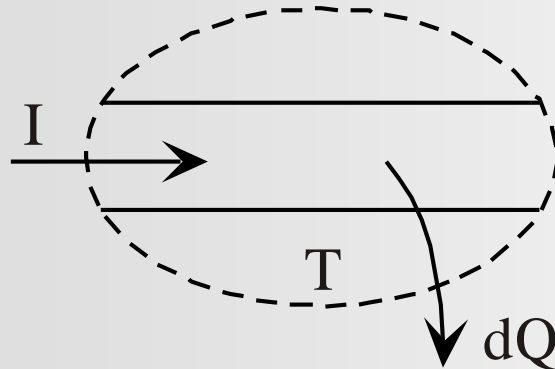
*Propriétés :*

- $e(T1, T1)=0$
- $e(T1, T2) = - e(T2, T1)$
- *la puissance électrique se transforme intégralement en effet Joule*

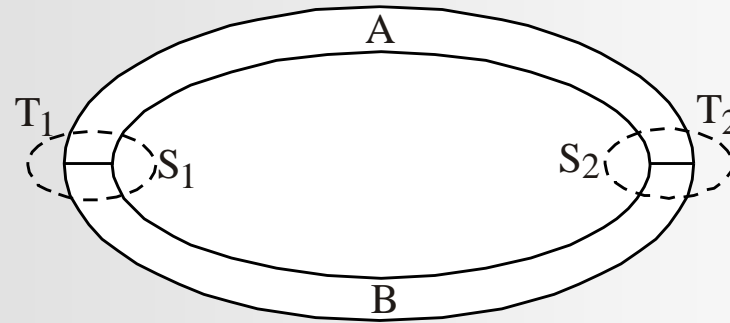
- Étude de l'effet Seebeck : l'effet Peltier et l'effet Thomson.  
→ Bilan énergétique (électrique et thermique)



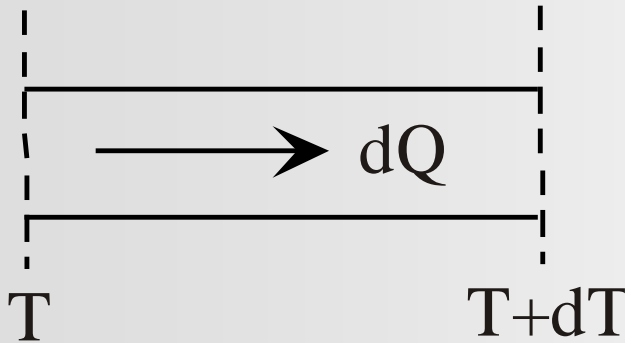
## 1. Effet Joule :



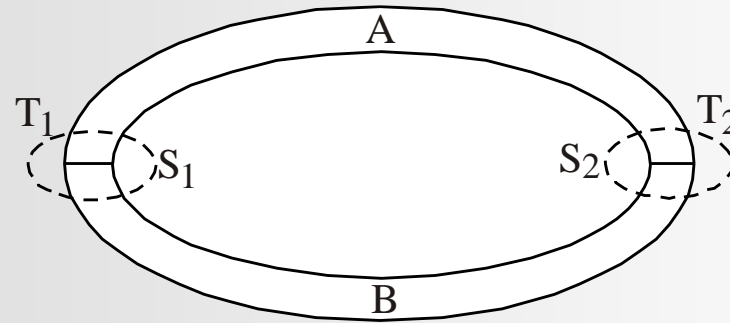
$$\frac{dQ}{dt} = r.i^2$$



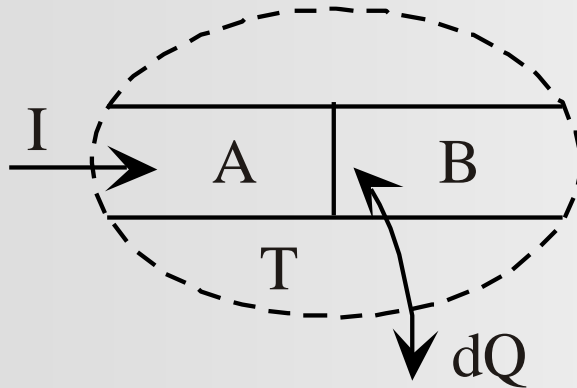
## 2. Conduction thermique :



$$\frac{dQ}{dt} = -k \cdot S \cdot \frac{dT}{dx}$$



### 3. Effet Peltier :

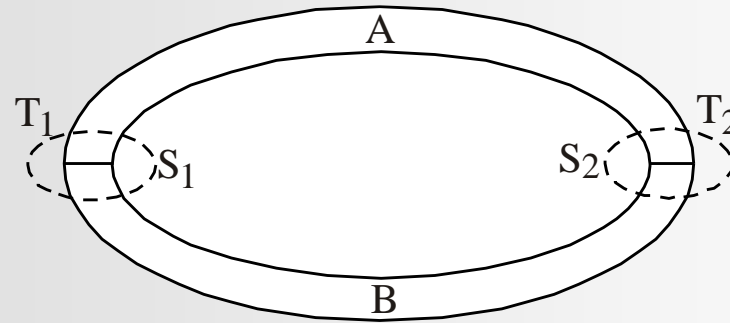


$$\frac{dQ}{dt} = \pi(A, B, T).i$$

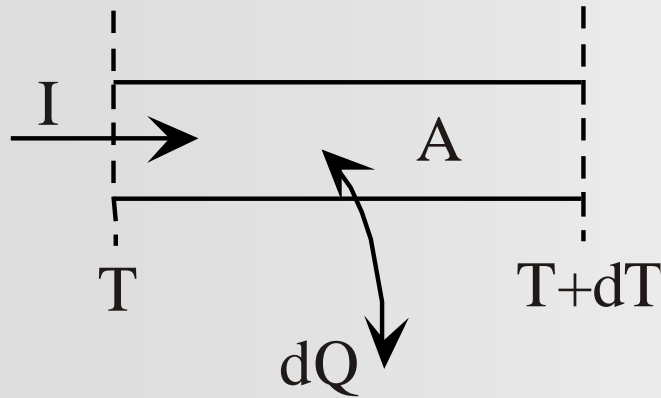
Application : module Peltier







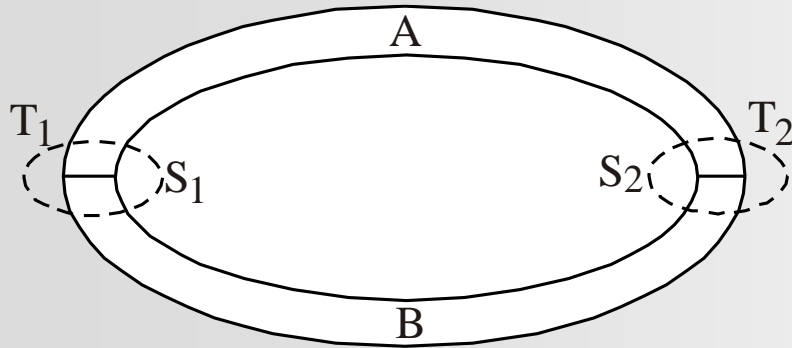
#### 4. Effet Thomson :



$$d \left( \frac{dQ}{dt} \right) = h_A \cdot i \cdot dT$$

- Lois du thermocouple :  $T_2 = \text{constante}$ ,  $T_1 = T$  à mesurer

Hypothèses : pas d'effet Joule,  
pas de conduction thermique



$$\frac{dQ}{dt} = \pi(A, B, T).i \quad (= V . I)$$

$$d\left(\frac{dQ}{dt}\right) = h_A . i . dT$$

Bilan énergétique

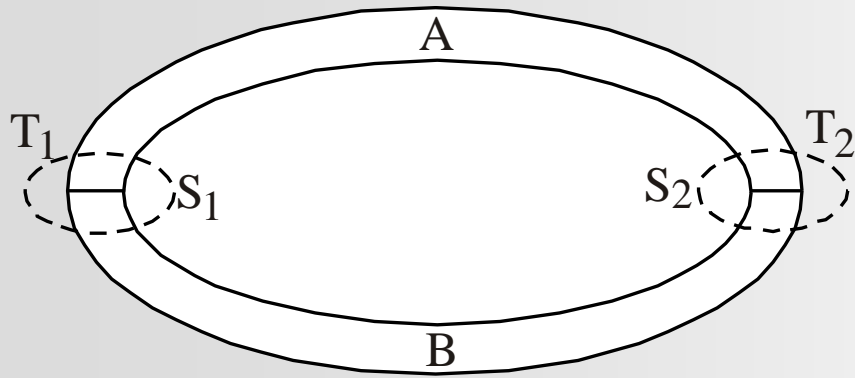
$$\frac{de}{dT} = \frac{\pi(A, B, T)}{T}$$

Bilan entropique

$$\frac{d^2e}{dT^2} = \frac{h_A - h_B}{T}$$

- f.e.m. d'un thermocouple :

Hypothèses : pas d'effet Joule,  
pas de conduction thermique

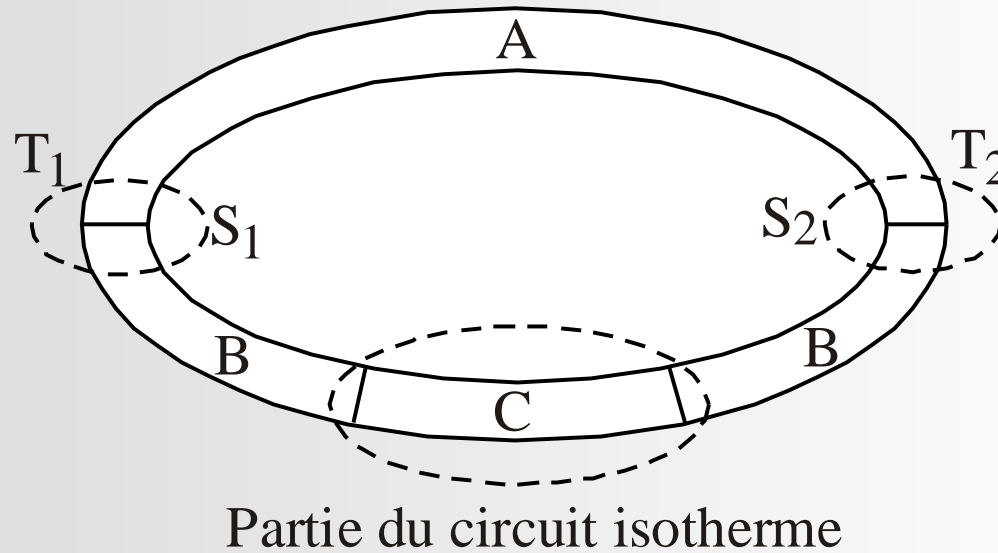


$$\frac{dQ}{dt} = \pi(A, B, T).i$$

$$d\left(\frac{dQ}{dt}\right) = h_A . i . dT$$

$$e(T_1, T_2) = e_{AB}^{T_1} - e_{AB}^{T_2} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B).dT$$

- Loi des métaux intermédiaires :



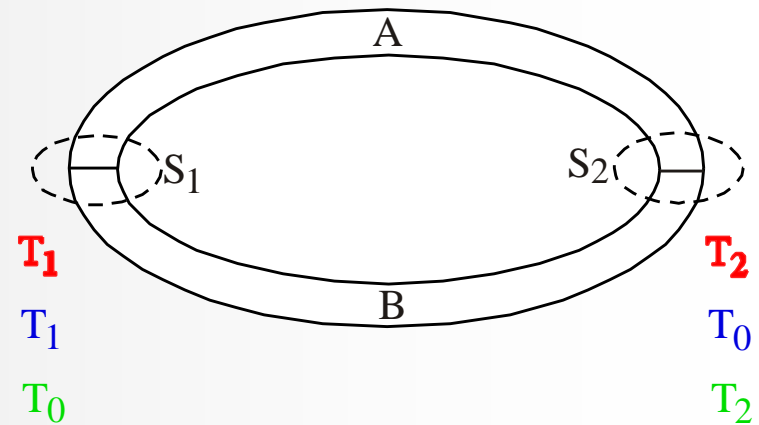
→ La f.e.m. est inchangée

- Loi des températures successives :

$$\underline{e(T_1, T_2)} = e_{AB}^{T_1} - e_{AB}^{T_2} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B).dT$$

$$\underline{e(T_1, T_0)} = e_{AB}^{T_1} - e_{AB}^{T_0} + \int_{T_1}^{T_0} (h_A - h_B).dT$$

$$\underline{e(T_0, T_2)} = e_{AB}^{T_0} - e_{AB}^{T_2} + \int_{T_0}^{T_2} (h_A - h_B).dT$$

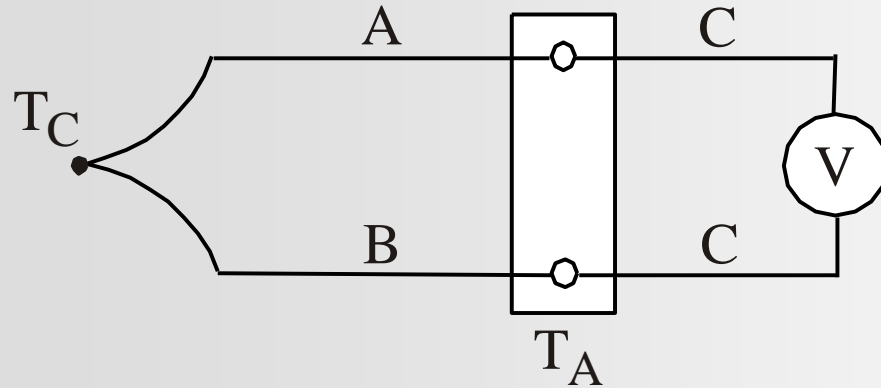


$$e(T_1, T_2) = e_{AB}^{T_1} - e_{AB}^{T_0} + e_{AB}^{T_0} - e_{AB}^{T_2} + \int_{T_1}^{T_0} (h_A - h_B).dT + \int_{T_0}^{T_2} (h_A - h_B).dT$$

donc

$$e(T_1, T_2) = e(T_1, T_0) + e(T_0, T_2)$$

- Utilisation d'un thermocouple :



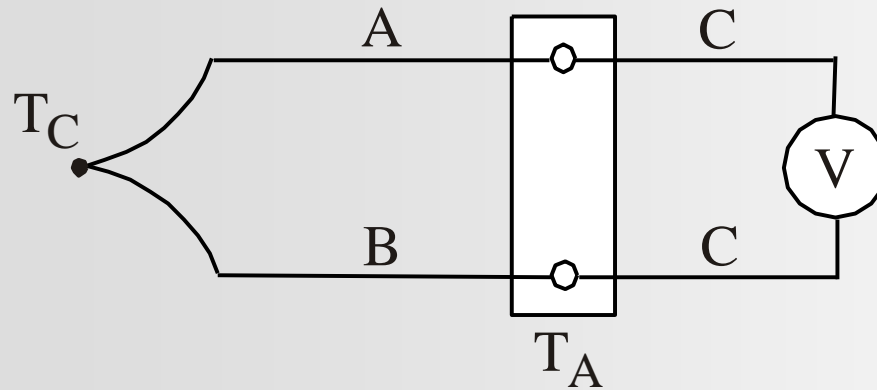
$$e = e_{AB}^{T_C} + \int_{T_C}^{T_A} h_A \cdot dT + e_{CB}^{T_A} + \int_{T_A}^{T_V} h_C \cdot dT + 0 + \int_{T_V}^{T_A} h_C \cdot dT + e_{BC}^{T_A} + \int_{T_A}^{T_C} h_B \cdot dT$$

mais

$$e_{BC}^{T_A} + e_{CA}^{T_A} = e_{BA}^{T_A} = -e_{AB}^{T_A}$$

$$e = e_{AB}^{T_C} - e_{AB}^{T_A} + \int_{T_C}^{T_A} (h_A - h_B) \cdot dT = e(T_C, T_A)$$

- Utilisation d'un thermocouple (suite) :



$$e = e_{AB}^{T_C} - e_{AB}^{T_A} + \int_{T_C}^{T_A} (h_A - h_B).dT = e(T_C, T_A)$$

et  $e(T_C, 0^\circ\text{C}) = e(T_C, T_A) + e(T_A, 0^\circ\text{C})$

Compensation de la soudure froide

- Mesure de  $e(T_C, T_A)$
- Calcul de  $e(T_C, 0^\circ\text{C})$
- Table ou relation : détermination de  $T_C$



- Thermocouples usuels :

- type J : Fer / Cuivre-Nickel

-210°C à 800°C      -8,096 mV à 45,498 mV

- type K : Nickel-Chrome/Nickel-Aluminium

-270°C à 1250 °C      -5,354 mV à 50,633 mV

et d'autres comme :

- type R : Platine-13%Rhodium / Platine

-50°C à 1500 °C      -0,226 mV à 17,445 mV



- Conditionneurs intégrés pour type J et K : **AD594** et **AD595**

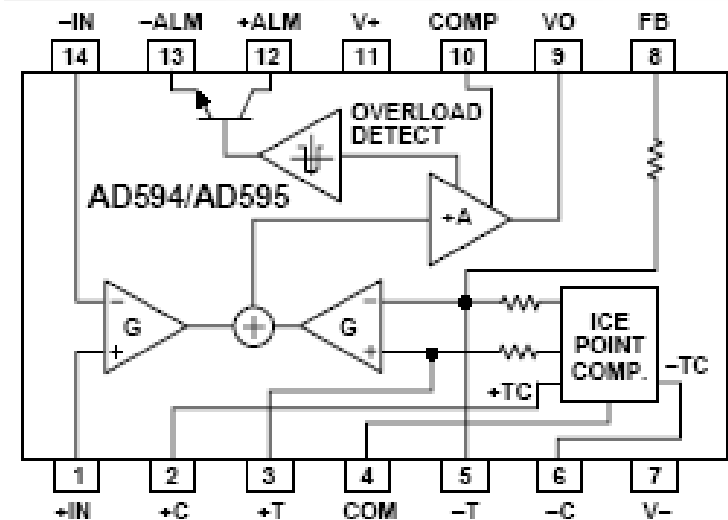


## Monolithic Thermocouple Amplifiers with Cold Junction Compensation

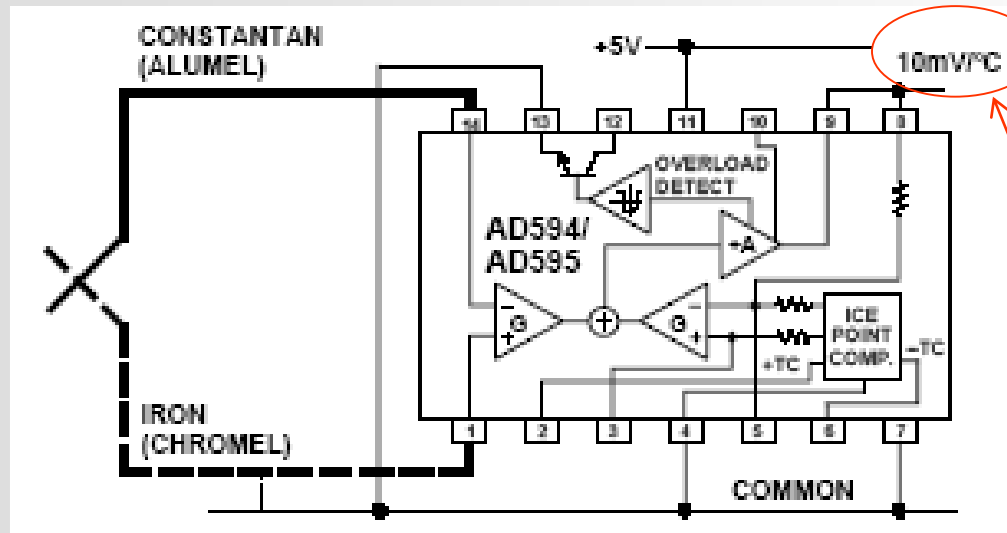
**AD594/AD595**

### FEATURES

Pretrimmed for Type J (AD594) or  
 Type K (AD595) Thermocouples  
 Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs  
 Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C  
 Built-In Ice Point Compensation  
 Wide Power Supply Range: +5 V to  $\pm 15$  V  
 Low Power: <1 mW typical  
 Thermocouple Failure Alarm  
 Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy  
 Setpoint Mode Operation  
 Self-Contained Celsius Thermometer Operation  
 High Impedance Differential Input  
 Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip



Montage :



Sensibilité de cette chaîne de mesure

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
-200	-7.890	-1523	-5.891	-1454
-180	-7.402	-1428	-5.550	-1370
-160	-6.821	-1316	-5.141	-1269
-140	-6.159	-1188	-4.669	-1152
-120	-5.426	-1046	-4.138	-1021
-100	-4.632	-893	-3.553	-876
-80	-3.785	-729	-2.920	-719
-60	-2.892	-556	-2.243	-552
-40	-1.960	-376	-1.527	-375
-20	-.995	-189	-.777	-189
-10	-.501	-94	-.392	-94
0	0	3.1	0	2.7
10	.507	101	.397	101
20	1.019	200	.798	200
25	1.277	250	1.000	250
30	1.536	300	1.203	300
40	2.058	401	1.611	401
50	2.585	503	2.022	503
60	3.115	606	2.436	605
80	4.186	813	3.266	810
100	5.268	1022	4.095	1015
120	6.359	1233	4.919	1219
140	7.457	1445	5.733	1420
160	8.560	1659	6.539	1620
180	9.667	1873	7.338	1817
200	10.777	2087	8.137	2015
220	11.887	2302	8.938	2213
240	12.998	2517	9.745	2413
260	14.108	2732	10.560	2614
280	15.217	2946	11.381	2817
300	16.325	3160	12.207	3022
320	17.432	3374	13.039	3227
340	18.537	3588	13.874	3434
360	19.640	3801	14.712	3641
380	20.743	4015	15.552	3849
400	21.846	4228	16.395	4057
420	22.949	4441	17.241	4266
440	24.054	4655	18.088	4476
460	25.161	4869	18.938	4686
480	26.272	5084	19.788	4896

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
500	27.388	5300	20.640	5107
520	28.511	5517	21.493	5318
540	29.642	5736	22.346	5529
560	30.782	5956	23.198	5740
580	31.933	6179	24.050	5950
600	33.096	6404	24.902	6161
620	34.273	6632	25.751	6371
640	35.464	6862	26.599	6581
660	36.671	7095	27.445	6790
680	37.893	7332	28.288	6998
700	39.130	7571	29.128	7206
720	40.382	7813	29.965	7413
740	41.647	8058	30.799	7619
750	42.283	8181	31.214	7722
760	-	-	31.629	7825
780	-	-	32.455	8029
800	-	-	33.277	8232
820	-	-	34.095	8434
840	-	-	34.909	8636
860	-	-	35.718	8836
880	-	-	36.524	9035
900	-	-	37.325	9233
920	-	-	38.122	9430
940	-	-	38.915	9626
960	-	-	39.703	9821
980	-	-	40.488	10015
1000	-	-	41.269	10209
1020	-	-	42.045	10400
1040	-	-	42.817	10591
1060	-	-	43.585	10781
1080	-	-	44.349	10970
1100	-	-	45.108	11158
1120	-	-	45.863	11345
1140	-	-	46.612	11530
1160	-	-	47.356	11714
1180	-	-	48.095	11897
1200	-	-	48.828	12078
1220	-	-	49.555	12258
1240	-	-	50.276	12436
1250	-	-	50.633	12524

## 9.6. Influence du montage d'un capteur de température.

Capteur industriel :

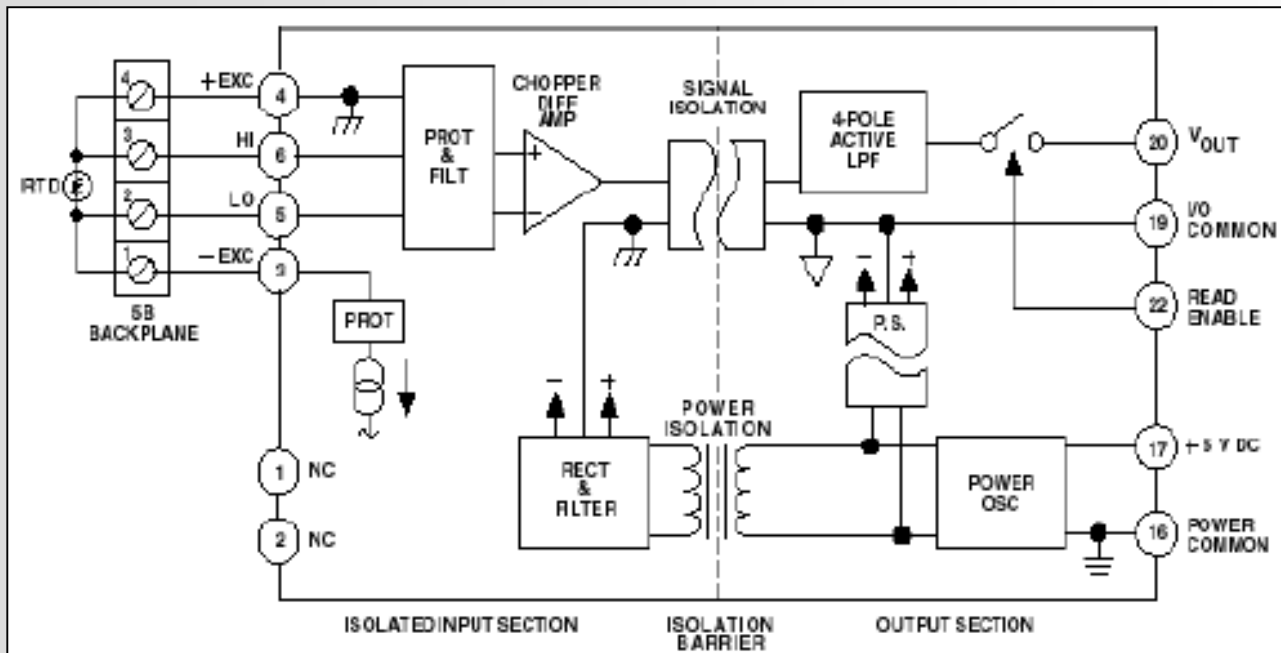


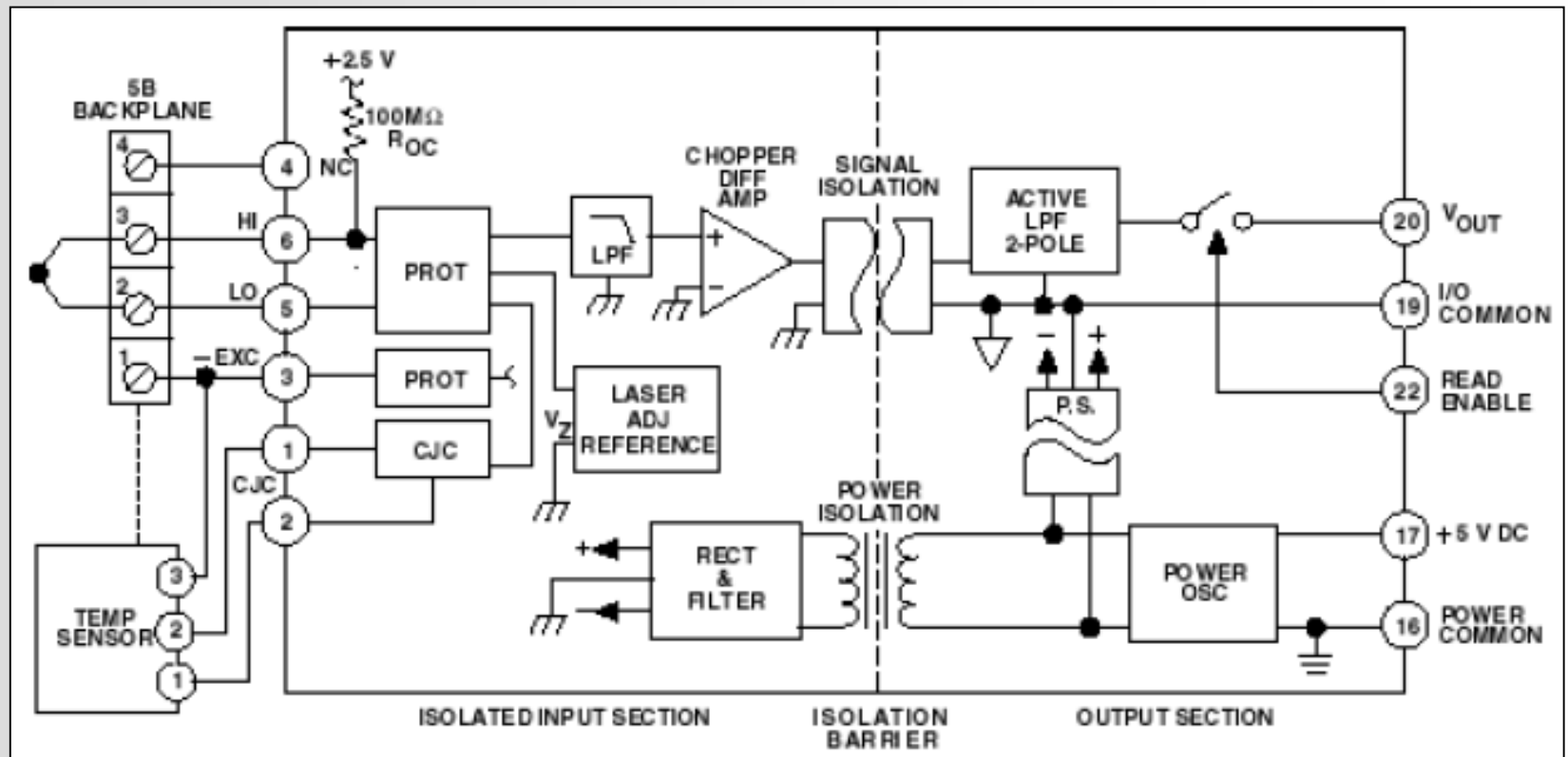
# 10. Conditionneurs intégrés.



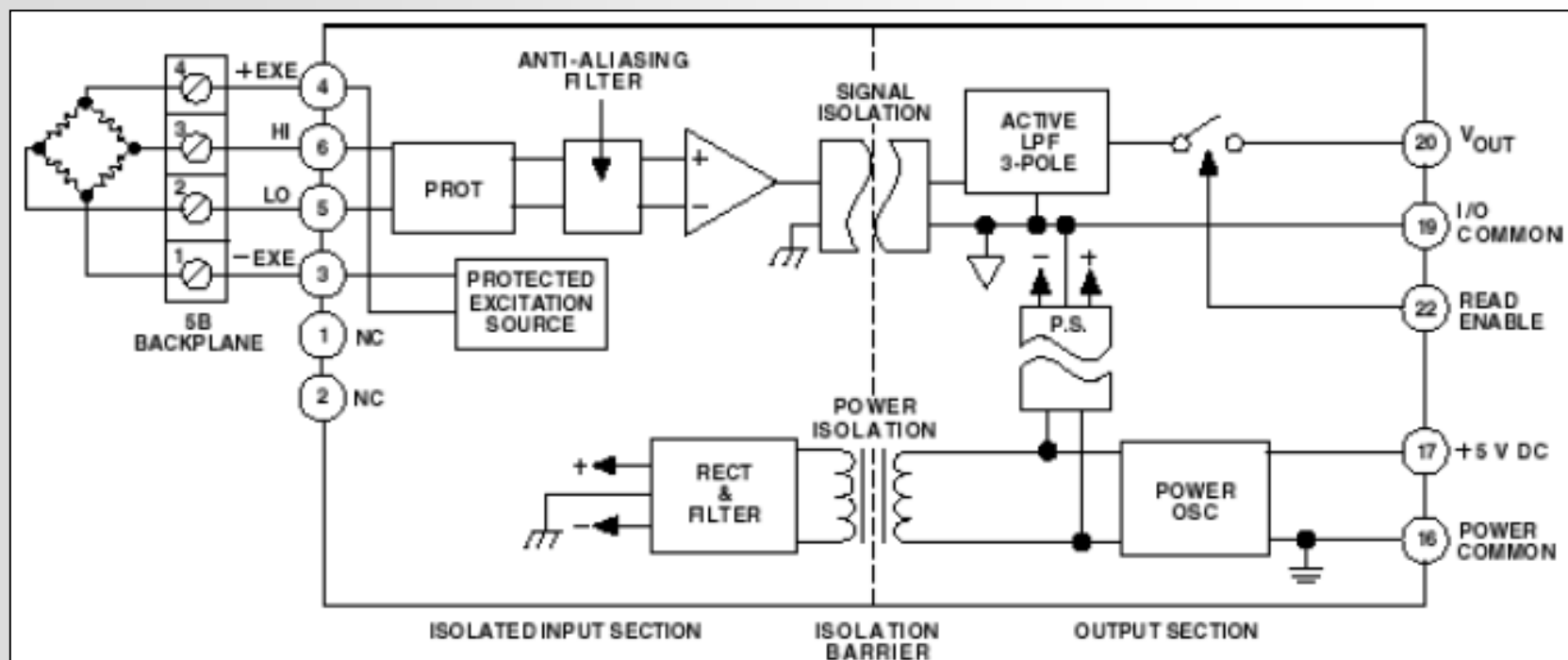
## Isolated Linearized 4-Wire RTD Input

5B35

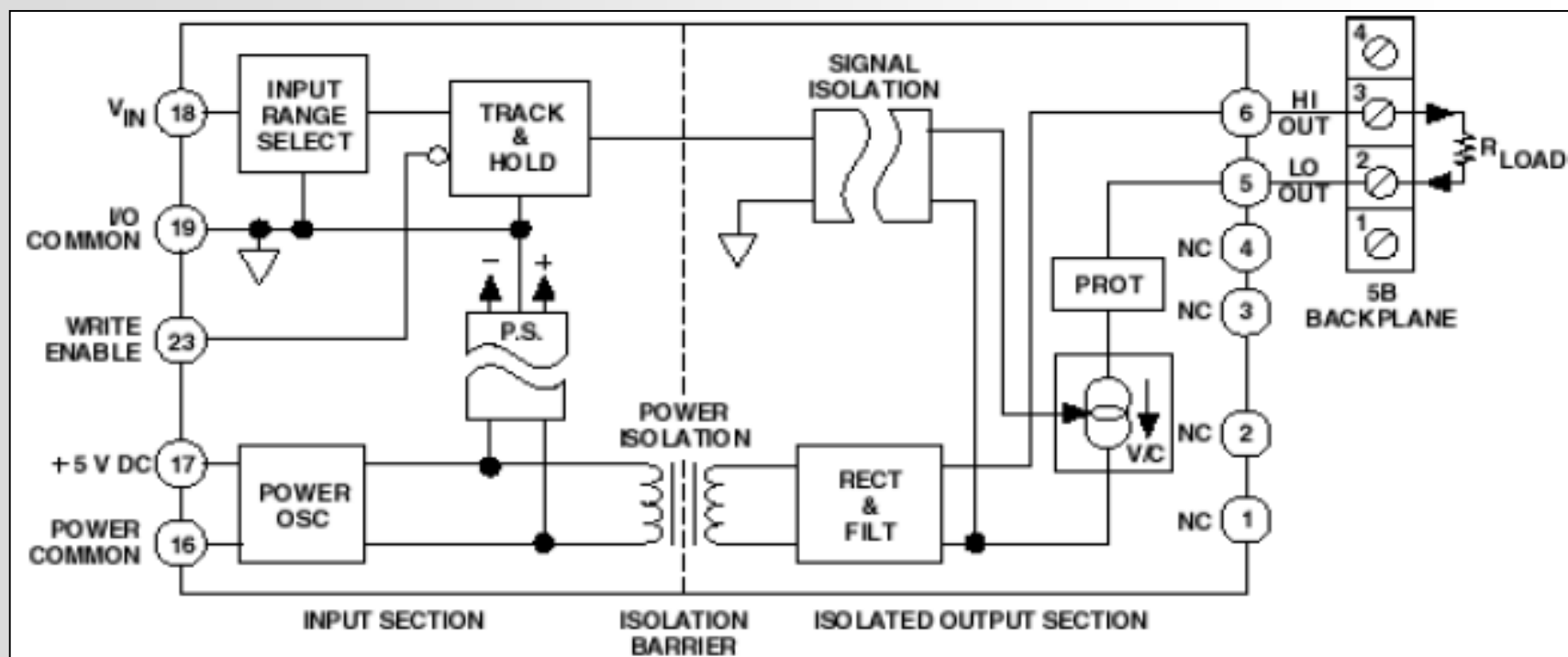




Model	Input Type	Input Range
<b>5B37-J-01</b>	Type J	-100°C to +760°C (-148°F to +1400°F)
<b>5B37-K-02</b>	Type K	-100°C to +1350°C (-148°F to +2462°F)
<b>5B37-T-03</b>	Type T	-100°C to +400°C (-148°F to +752°F)
<b>5B37-E-04</b>	Type E	0°C to +900°C (+32°F to +1652°F)
<b>5B37-R-05</b>	Type R	0°C to +1750°C (+32°F to +3182°F)
<b>5B37-S-05</b>	Type S	0°C to +1750°C (+32°F to +3182°F)
<b>5B37-B-06</b>	Type B	0°C to +1800°C (+32°F to +3272°F)
<b>5B37-N-08</b>	Type N	0°C to +1300°C (+32°F to +2372°F)
<b>5B37-Custom</b>	Type J, K, T, E, R, S, B, N, C	*







# 11. Capteurs de position et de déplacement.

- Contrôle de position ou de déplacement

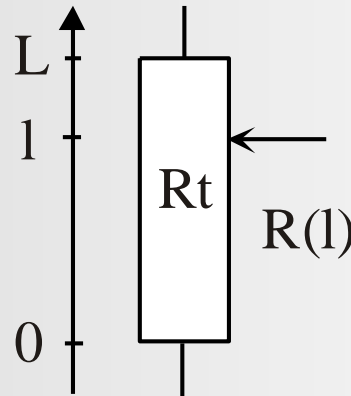
*exemple : machine-outil*

- Pour mesurer une autre grandeur physique

*exemple : force, accélération*

## 11.1. Potentiomètre.

- Principe :



$$R(l) = \frac{l}{L} \cdot R_t$$

*Remarque : déplacement linéaire ou angulaire*

- Simplicité du principe
- Niveau du signal important, donc pas de circuit spécifique
- Frottements, donc erreur de finesse et usure.

- Fil bobiné :

Coefficient de température faible

Résolution :  $n$  spires  $2n-2$  positions

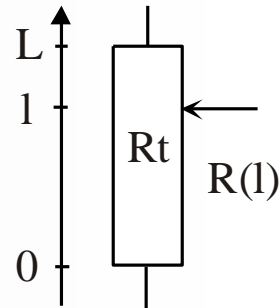
*par exemple  $10\ \mu m$*

Vitesse maximale du curseur(donc fréquence maximale)

*par exemple  $1,25\ m/s$*

Bonne linéarité

Durée de vie :  $10^6$  à  $10^7$  manœuvres.



- Piste conductrice : coefficient de température plus élevé.

*Remarque :* montage ratio-métrique pour éliminer l'influence de la tension d'alimentation.

## 11.2. Capteurs inductifs.

- Principe : élément mobile = noyau ferromagnétique
  - Modification du coefficient d'auto-induction
  - Changement du couplage entre les enroulements primaire et secondaires d'un transformateur.
- Bobine à noyau plongeur :



→ Mesure de  $L$  pour avoir la position du noyau

Mise en équation :



$$L = L_0 + L_F + 2.M \quad M = k.\sqrt{L_0.L_F} \quad 0 \leq k \leq 1$$

$$L_0 = \mu_0 \cdot \frac{N_0^2 \cdot s_0}{l_0} \quad N_0 = N \cdot \frac{l_0}{l}$$

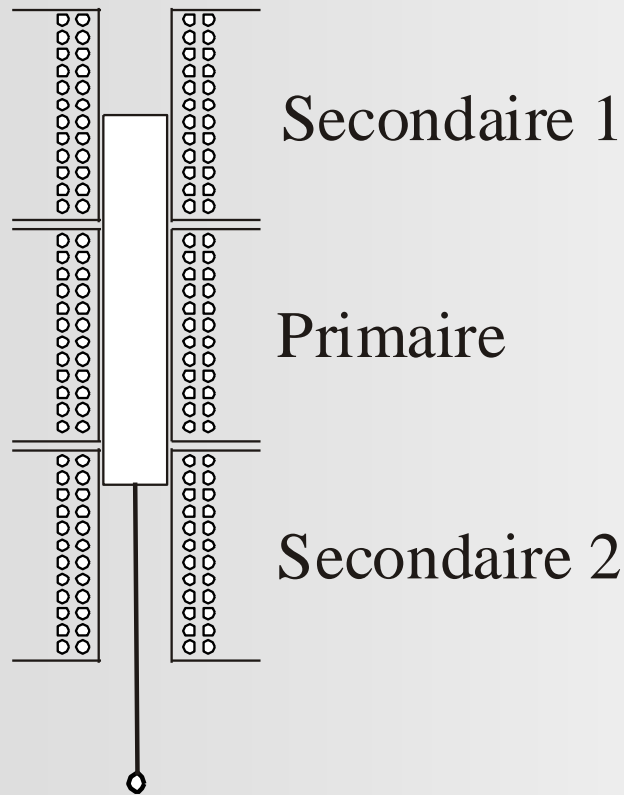
$$L_0 = \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot s_0 \cdot l_0}{l^2} = \mu_0 \cdot \frac{N^2 \cdot s_0}{l^2} \cdot (1 - l_F)$$

$$L_F = \mu_0 \cdot \mu_r \cdot \frac{N^2 \cdot s_F \cdot l_F}{l^2}$$

$$L = \mu_0 \cdot \frac{N^2}{l^2} \left( s_0 \cdot (1 - l_F) + \mu_r \cdot s_F \cdot l_F + k \cdot \sqrt{s_0 \cdot (1 - l_F)} \cdot \sqrt{\mu_r \cdot s_F \cdot l_F} \right)$$

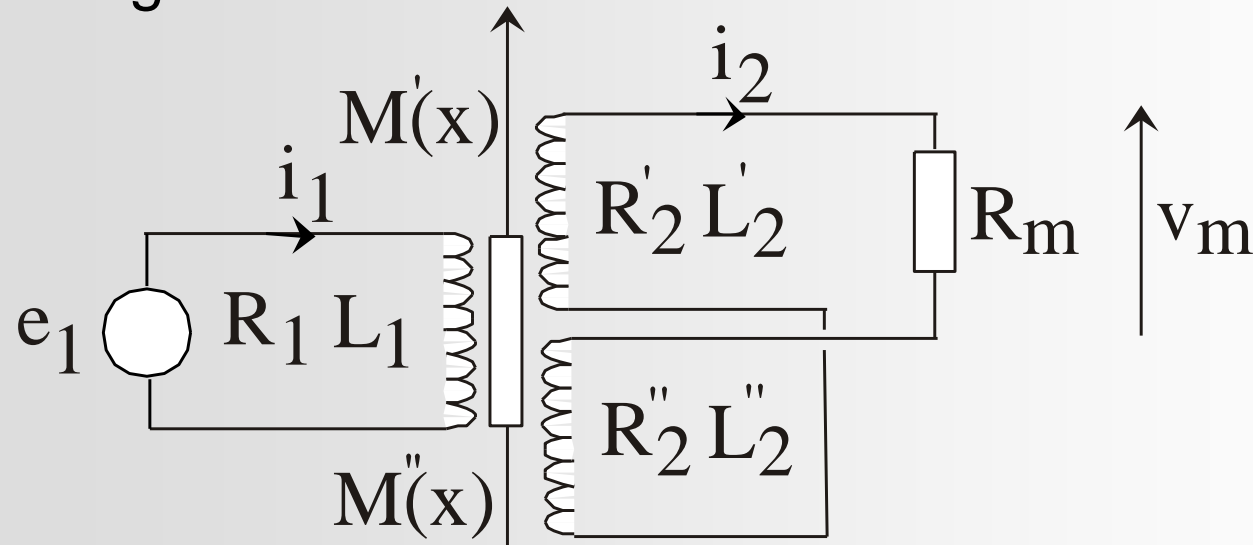
*Non linéaire !*

- Transformateur différentiel :



→ Modification du couplage entre le primaire et chaque secondaire.

Montage :



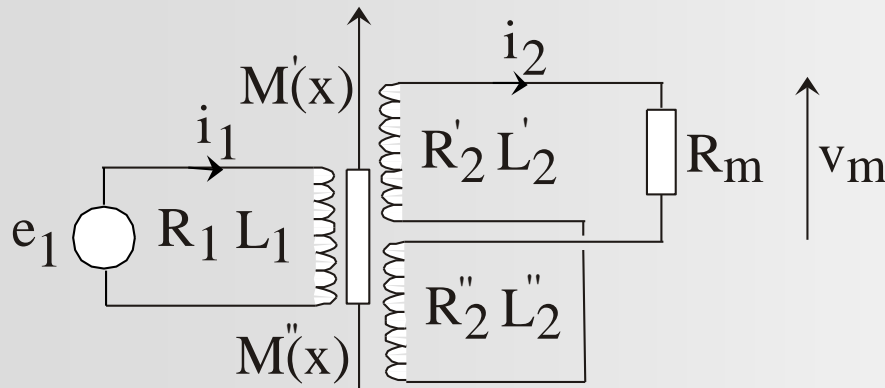
$$e_1 = (R_1 + j.L_1.\omega).I_1 + j\omega(M'(x) - M''(x)).I_2$$

$$0 = (R_2' + R_2'' + R_m).I_2 + j.\omega.(L_2' + L_2'').I_2 + j.\omega.(M'(x) - M''(x)).I_2$$

$$v_m = R_m.I_2$$

Si  $R_m$  très grande :  $I_2 \approx 0$  donc

$$v_m = \frac{j.\omega.(M'(x) - M''(x))}{R_1 + j.L_1.\omega}.e_1$$



$$v_m = \frac{j.\omega.(M'(x) - M''(x))}{R_1 + j.L_1.\omega} . e_1$$

$$M'(x) = M(0) + a.x + b.x^2$$

$$M''(x) = M(0) + a.x - b.x^2$$

$$v_m = \frac{-2ja\omega e_1}{R_1 + j.L_1.\omega} . x$$

Sensibilité :

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta x} = \frac{2.a.\omega.a_1}{\sqrt{R_1^2 + (L_1.\omega)^2}}$$

Montage : démodulation synchrone.

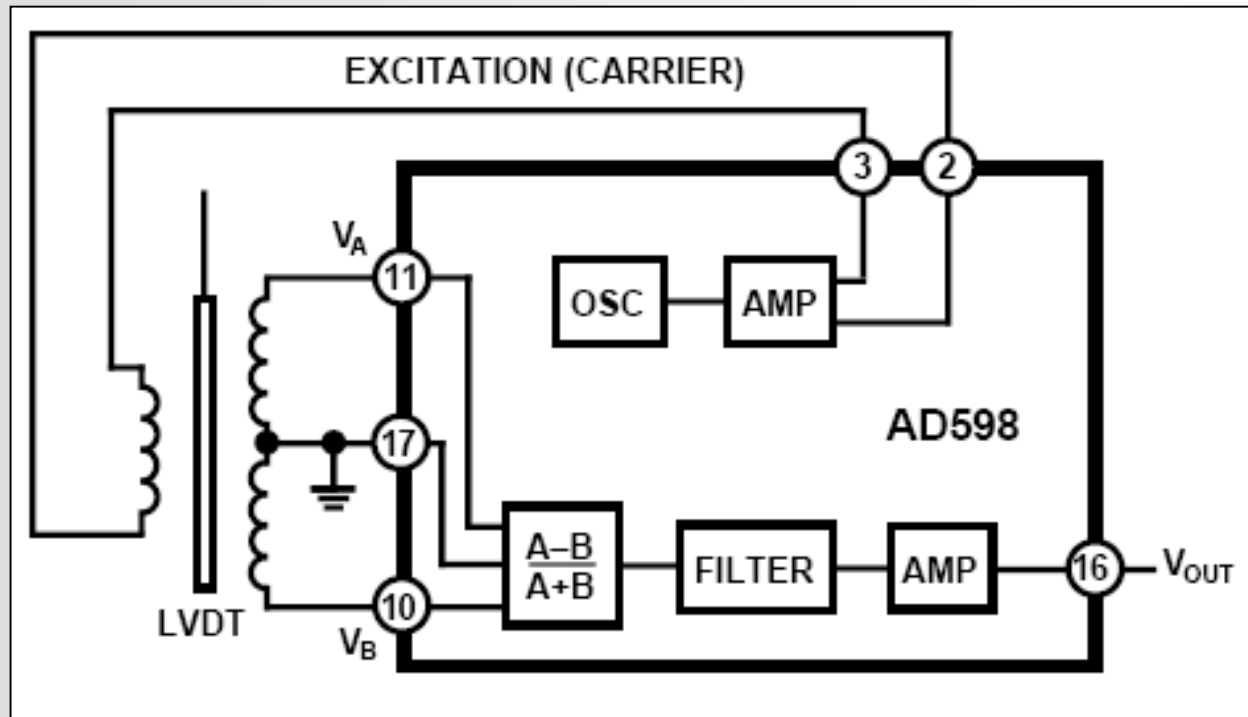


## Conditionneur intégré :



LVDT Signal  
Conditioner

AD598



## 12. Capteurs de déformation.

Déformation :

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$$

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K.\varepsilon$$

K : facteur de jauge

Utilisation : - essais de matériaux,  
- dans d'autres capteurs.

### 12.1. Quelques relations de mécanique des milieux continus.

- Contrainte : champ de vecteurs

$$\vec{\sigma}(M, \vec{n}) = \lim_{dS \rightarrow 0} \frac{d\vec{F}}{dS}$$

- Contraintes normale et tangentielle :  $\vec{\sigma}_n(M, \vec{n})$  et  $\vec{\sigma}_t(M, \vec{n})$

- Tenseur des contraintes

$$\vec{\sigma}(M, \vec{n}) = \begin{pmatrix} \vec{\sigma}_1(M, \vec{n}) \\ \vec{\sigma}_2(M, \vec{n}) \\ \vec{\sigma}_3(M, \vec{n}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sigma_{11} & \sigma_{12} & \sigma_{13} \\ \sigma_{21} & \sigma_{22} & \sigma_{23} \\ \sigma_{31} & \sigma_{32} & \sigma_{33} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3 \end{pmatrix}$$

- Contrainte et direction principales :

par diagonalisation de la matrice  $\sigma_{ij}$

- Déformation au voisinage d'un point

$$\vec{\varepsilon}(M, \vec{n}) = \frac{|M'N'| - |MN|}{|MN|} = \frac{dl' - dl}{dl}$$

- Lois de comportement : milieu élastique, isotrope et linéaire.
  - Module de Young (Y) : soit un essai de traction

$$(\sigma_{ij}) = \begin{pmatrix} \sigma_{11} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

avec

$$\sigma_{11} = \frac{F}{S}$$

on a

$$\sigma_{11} = Y \cdot \varepsilon_{11}$$

- Coefficient de Poisson :

$$\varepsilon_{22} = \varepsilon_{33} = -\nu \cdot \varepsilon_{11}$$

## 12.2. Jauges métalliques.

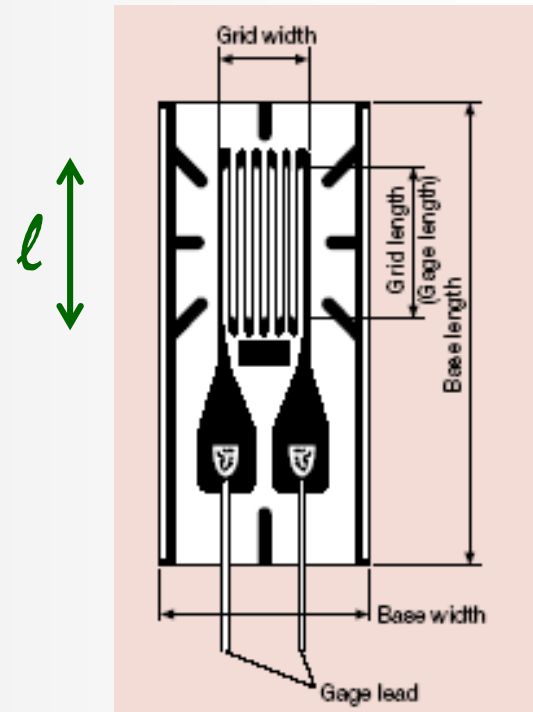
*C'est un capteur passif* : déformation  $\rightarrow$  variation de résistance

Ordre de grandeur des déformations mesurables :  $\pm 10^{-5}$  à  $\pm 10^{-1}$

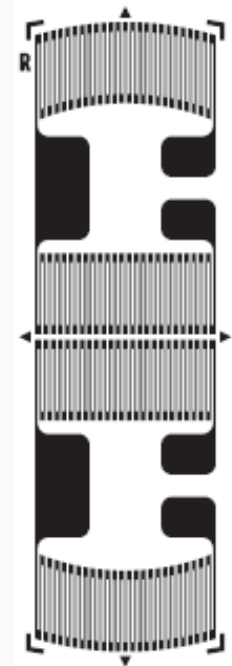
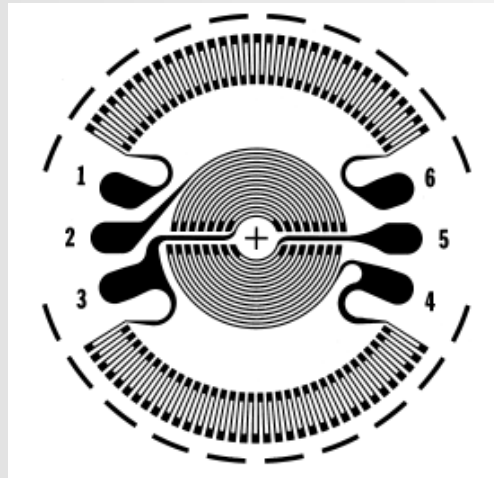
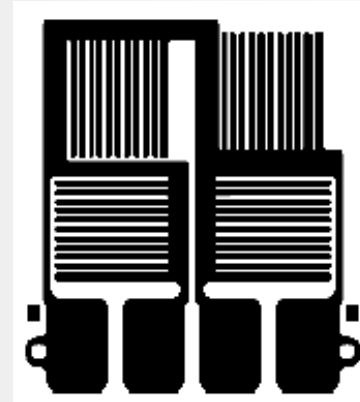
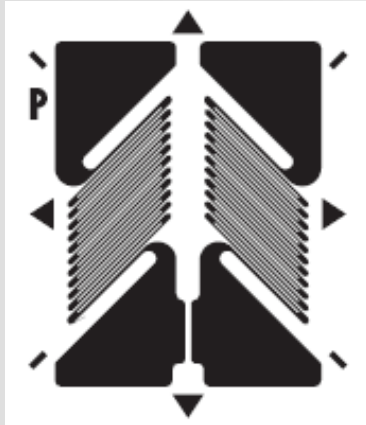
- Jauges à trames pelliculaires :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K \cdot \varepsilon$$

$$\varepsilon = \frac{\Delta l}{l}$$



- Quelques exemples de jauges :



- Calcul de la sensibilité :

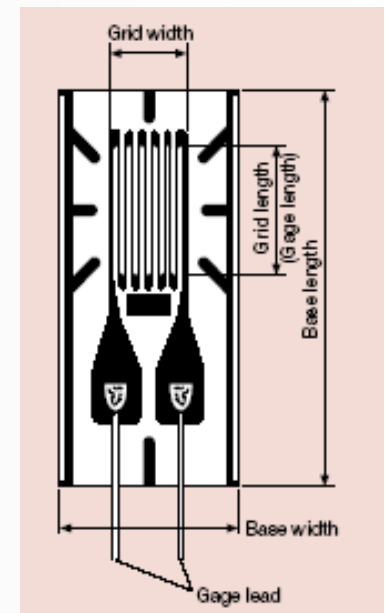
longueur  $l$ ,  $n$  brins, section  $s = a \cdot b$

$$R = \rho \cdot \frac{n \cdot l}{s} \quad \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta \rho}{\rho} + \frac{\Delta l}{l} - \frac{\Delta s}{s}$$

$$\frac{\Delta s}{s} = \frac{\Delta a}{a} + \frac{\Delta b}{b} = -2 \cdot \nu \cdot \frac{\Delta l}{l}$$

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = C \cdot \frac{\Delta V}{V} = (1 - 2 \cdot \nu) \cdot \frac{\Delta l}{l}$$

$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2 \cdot \nu + C \cdot (1 - 2 \cdot \nu)) \cdot \frac{\Delta l}{l} = K \cdot \frac{\Delta l}{l}$$



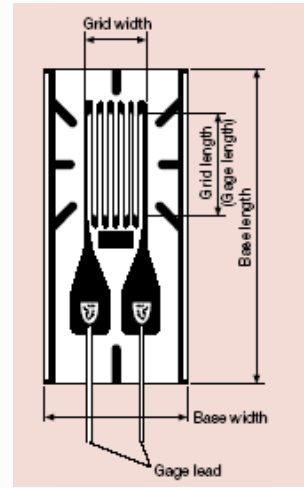
- Influence de la température :

- Sur le facteur de jauge :

$$K(T) = K_0 \cdot (1 + \alpha_K \cdot (T - T_0))$$

Constantan :

$$\alpha_K = 0,01\%/^{\circ}\text{C}$$



- Sur la résistance de la jauge fixée sur une structure.

4 variations à prendre en compte :

$$\rho(T) = \rho_0 \cdot (1 + \alpha_\rho \cdot (T - T_0))$$

$$l(T) = l_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0))$$

$$a(T) = a_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0)) \quad \text{et} \quad b(T) = b_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0))$$

Dilatation thermique de la <sup>structure</sup>jauge ( $\lambda_s$ ).



- Influence de la température (suite) :

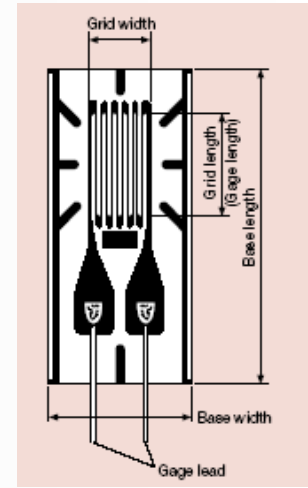
$$\rho(T) = \rho_0 \cdot (1 + \alpha_\rho \cdot (T - T_0))$$

$$l(T) = l_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0))$$

$$a(T) = a_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0)) \quad \text{et} \quad b(T) = b_0 \cdot (1 + \lambda_j \cdot (T - T_0))$$

Dilatation thermique de la ~~jauge~~  $(\lambda_s)$ .  
structure

$$\frac{\Delta R}{R} = ((\alpha_\rho - \lambda_j) + K \cdot (\lambda_s - \lambda_j)) \cdot \Delta T$$



Jauge auto compensée en température :

par un choix convenable et par un traitement thermique spécifique de l'alliage constituant la jauge par rapport au matériau de la structure.

## 12.3. Jauges semi-conductrices.

Piézorésistivité : phénomène liant la variation relative du volume d'un métal ou semi-conducteur à sa variation relative de résistivité.

Semi-conducteur :

$$\frac{\Delta \rho}{\rho} = \pi \cdot \sigma = \pi \cdot Y \cdot \frac{\Delta l}{l}$$

$\pi$  : coefficient piézorésistif

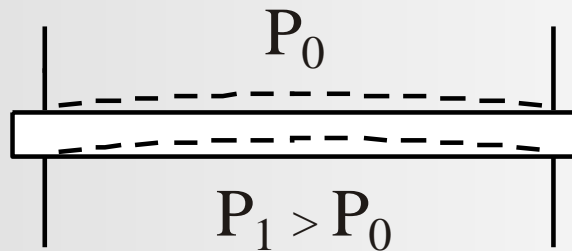
$$\frac{\Delta R}{R} = (1 + 2 \cdot \nu + \pi \cdot Y) \cdot \frac{\Delta l}{l} = K \cdot \frac{\Delta l}{l}$$

K : 50 à 100, mais coefficient de température plus élevé par rapport aux jauges métalliques.

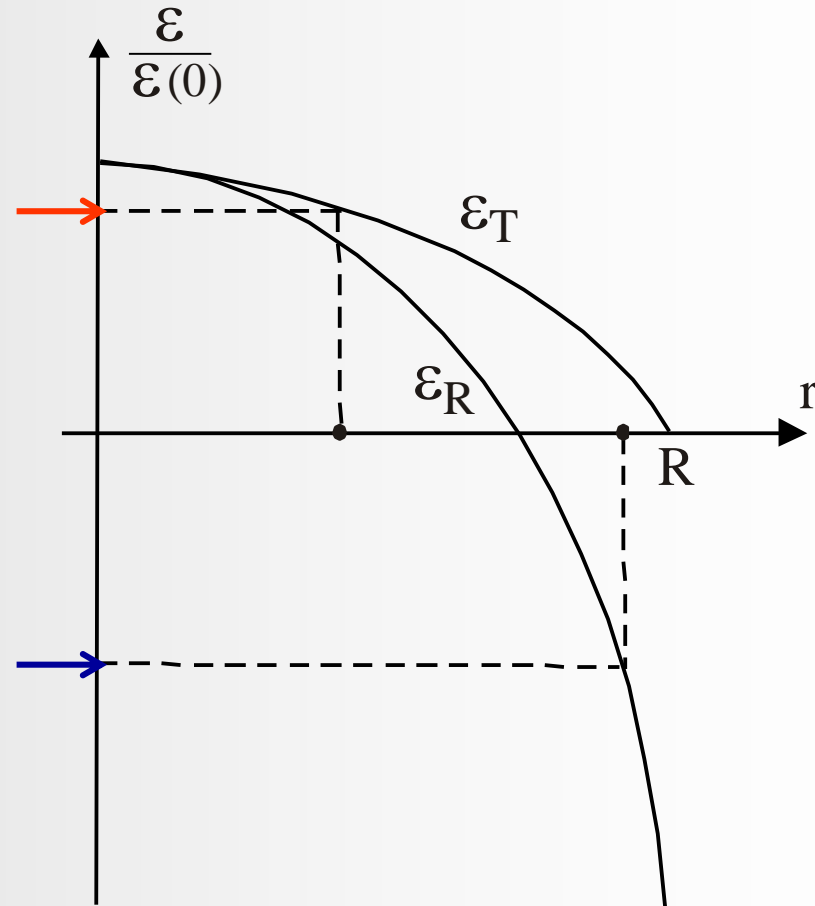
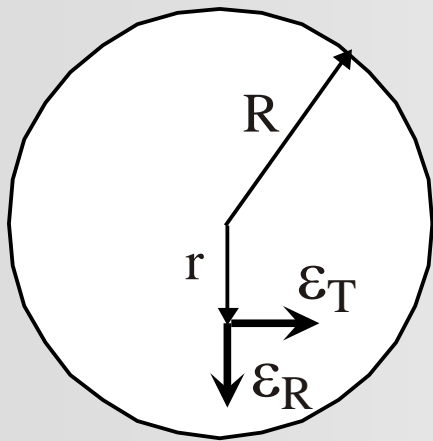
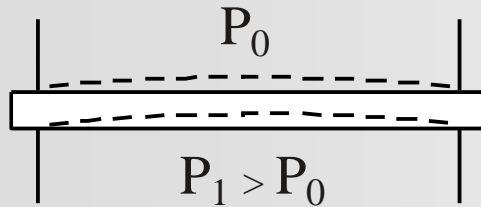
# 13. Capteurs de pression et de force par corps d'épreuve.

## 13.1. Capteurs de pression d'un fluide.

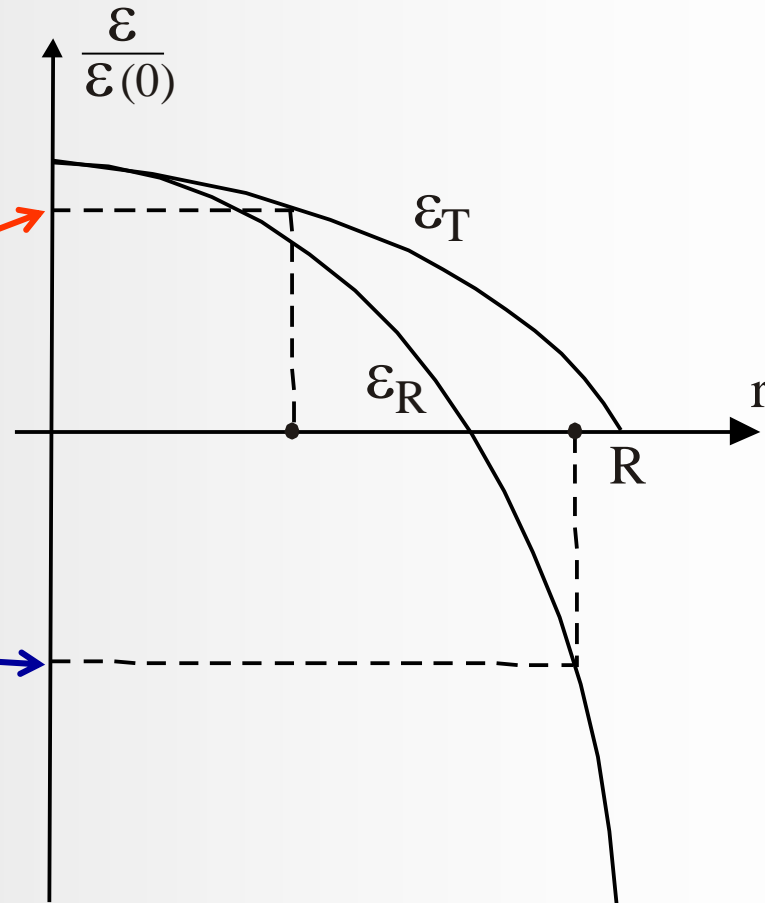
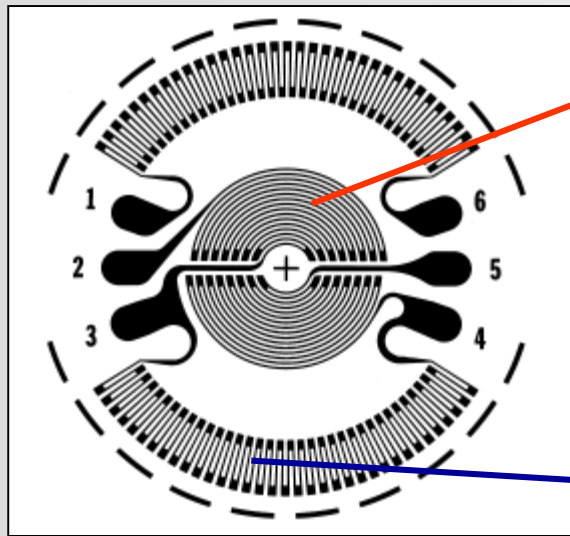
- Mesure directe : en fixant sur la paroi ou sur la conduite des jauges de déformation.
- Par l'intermédiaire d'un corps d'épreuve :



- Par l'intermédiaire d'un corps d'épreuve :



- Forme des jauges de déformation :

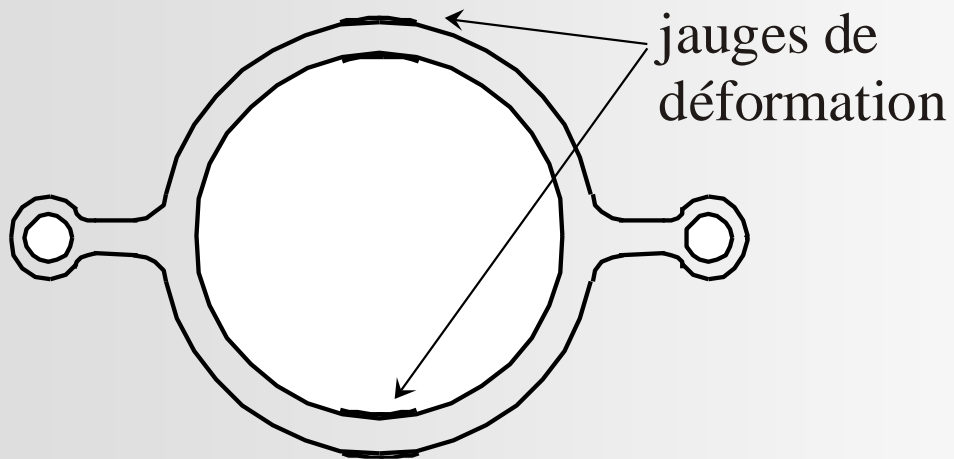
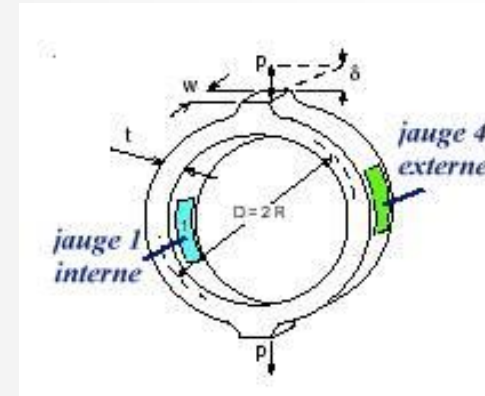


- Exemple de capteur industriel :



## 13.2. Capteurs de force.

Exemple de corps d'épreuve :



Exemple de capteur industriel :





# Exemple de fiche technique d'un capteur de force :

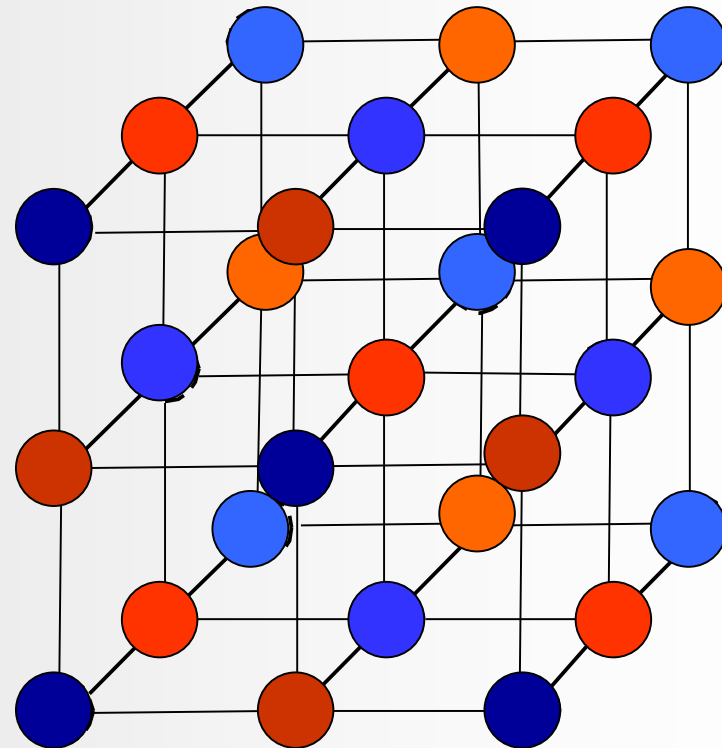
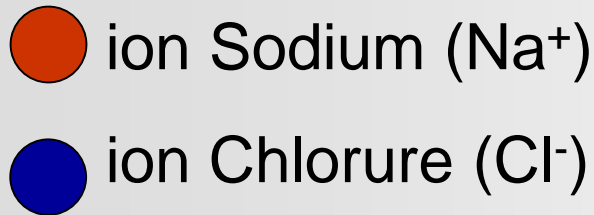
FOURNISSEUR:	TECHNOLOGIES_ET_EQUIPEMENTS_INDUSTRIELS
MARQUE COMMERCIALE:	L'ESSOR_FRANCAIS_ELECTRONIQUE
CONSTRUCTEUR:	L'ESSOR_FRANCAIS_ELECTRONIQUE
DESIGNATION:	F 121 TC
GRANDEUR MESUREE:	force
ETENDUE DE MESURE (N):	100 250 500 1000 2500
MODE D'ACTION:	traction-compression
FORME GENERALE:	cylindre
LONGUEUR ou DIAMETRE (mm):	20
HAUTEUR (mm):	45
MASSE:	100
MATERIAU:	acier inoxydable
DISPOSITIF APPLIC. EFFORT:	embouts filets M6
SIGNAL DE SORTIE:	bas niveau
NBRE DE SIGNAUX DE SORTIE:	1
SENSIBILITE:	1.5 a 2mV/V/EM
ALIMENTATION:	10Vdc
IMPEDANCE D'ENTREE (Ohms):	350
IMPEDANCE DE SORTIE (Ohms):	350
CONNEXION ELECTRIQUE:	presse étoupe et câble
TEMP. MINI PLAGE COMP. (°C):	0
TEMP. MAXI PLAGE COMP. (°C):	60
TEMP. MINI UTILISATION (°C):	-40
TEMP. MAXI UTILISATION (°C):	100
INDICE DE PROTECTION:	IP65
TENUE ATMOSPH. EXPLOSIVE:	non
CHARGE LIMITE DE SECURITE:	150% de l'EM
BUTEE SURCHARGE INTEG.:	non
TYPE DE CORPS D'EPREUVE:	membrane en flexion
TYPE D'ELEMENT SENSIBLE:	jauges ... trame pelliculaire
INCERTITUDE MESURE (% EM):	+/-0.35
DERIVE TEMP. ZERO (% EM/°C):	+/-0.01
DERIV TEMP SENSIB(% mes/°C):	+/-0.02
CHARGE TRANSV MAX (% E.M.):	10%
DECENTRAGE MAXI (mm) :	+/-1mm

# 14. La piézo-électricité.

- Structure cristalline : 7 mailles primitives et 7 maille dérivées

Maille cubique, maille rhomboédrique, ...

Exemple : le chlorure de sodium



- Polarisation d'un diélectrique :

$$d\vec{m} = \vec{P} \cdot dv \quad \vec{P} : \text{vecteur polarisation} \quad dv : \text{volume}$$

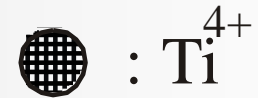
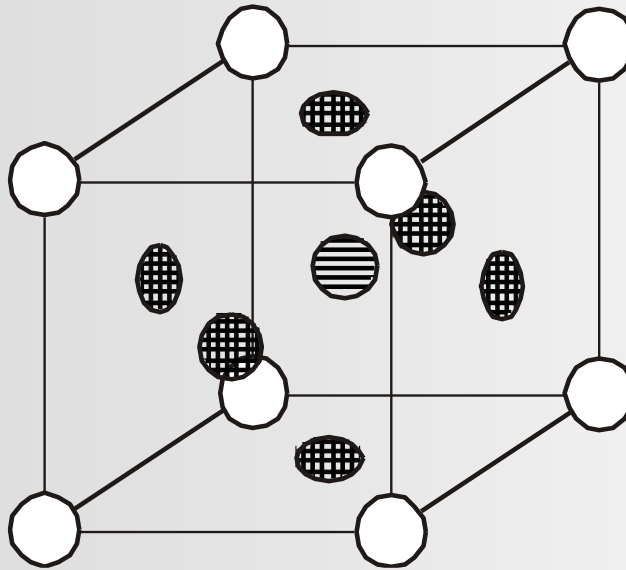
- Enoncé de la **piézo-électricité** : apparition d'une **polarisation** (ou variation d'une polarisation) électrique dans certains diélectriques anisotropes lorsqu'ils sont déformés sous l'action d'une **contrainte** de direction convenable.

Armatures  $\rightarrow$  apparition de charges  $\rightarrow$  différence de potentiel

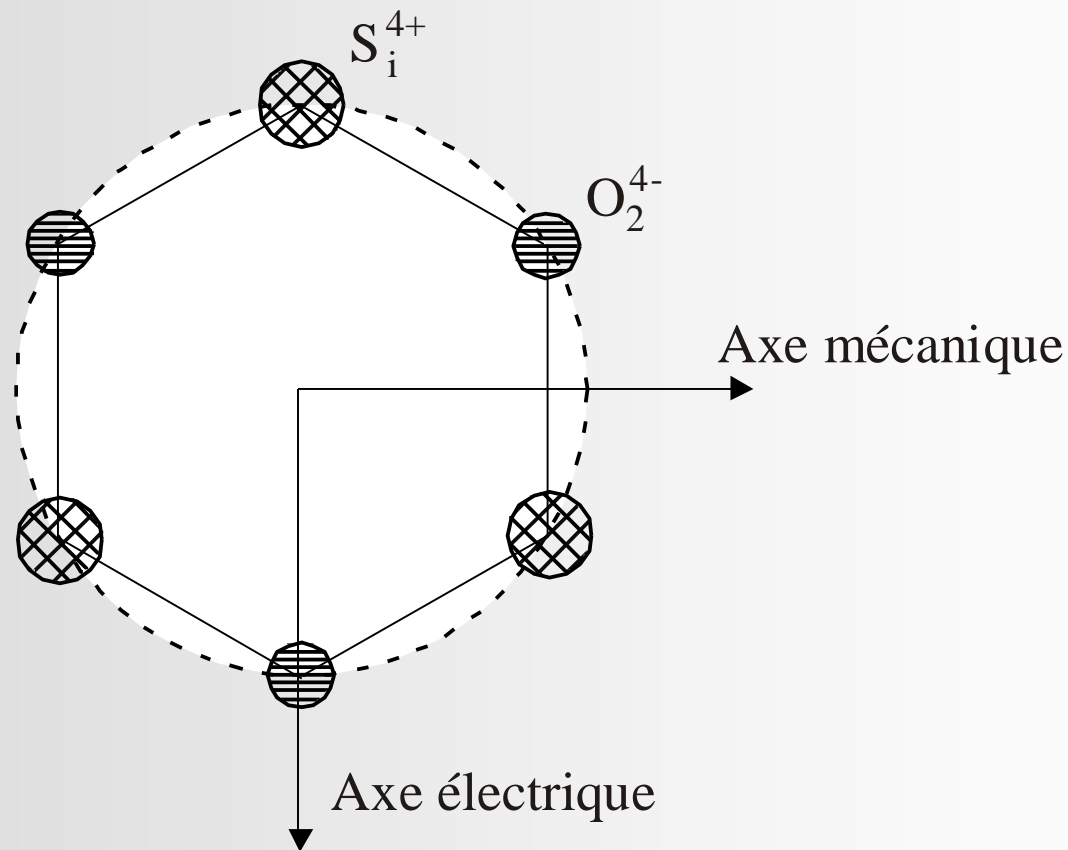
Application : mesure de force, de pression, d'accélération.

- Corps ferroélectriques.

Titanate de Baryum :

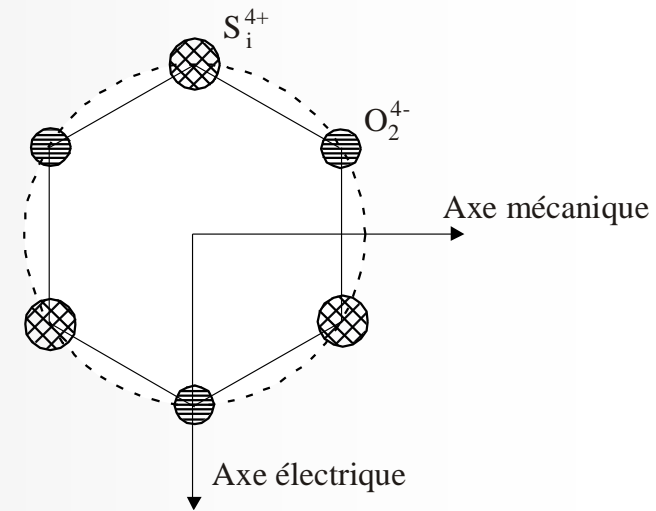
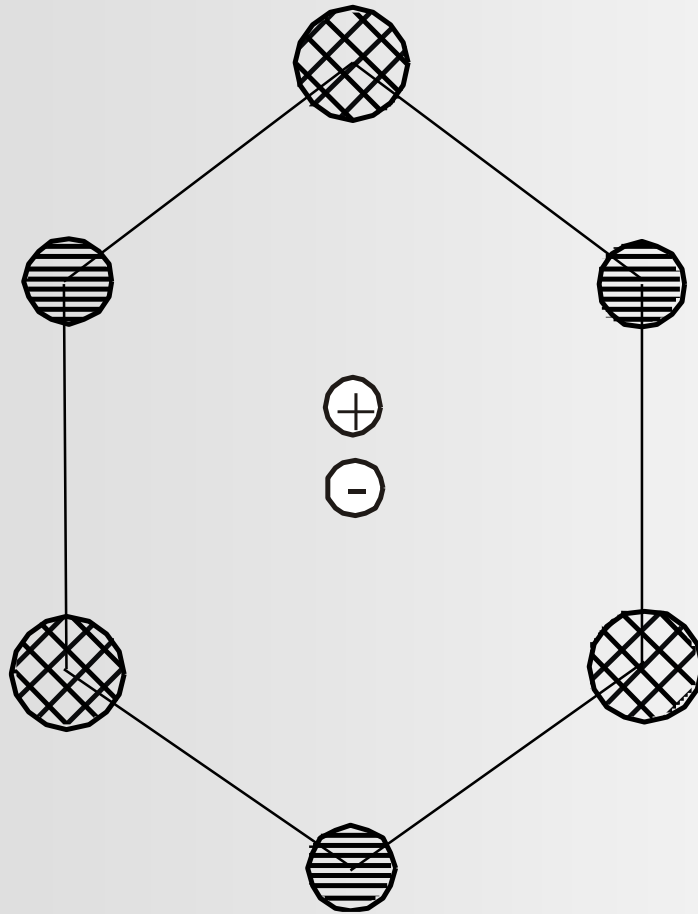


- Le quartz :



- Au repos : barycentre des charges positives =  
barycentre des charges négatives  
donc pas de polarisation

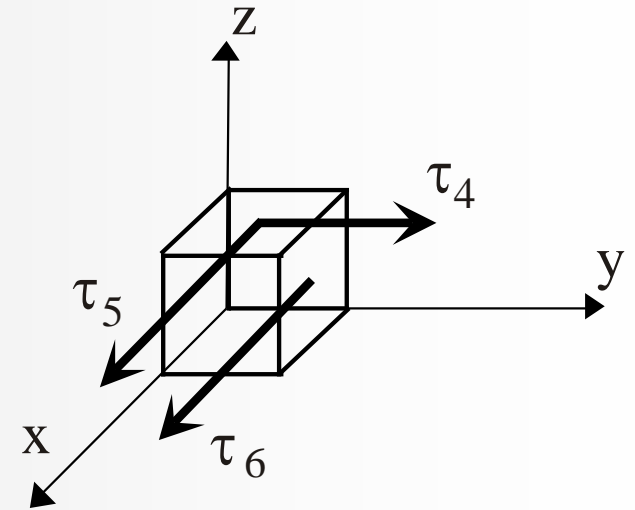
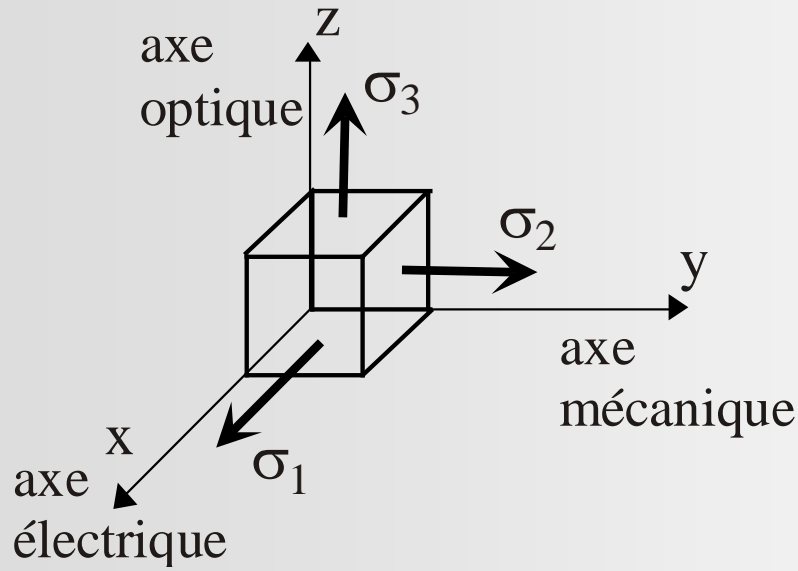
- Si contrainte suivant l'axe mécanique :



→ Polarisation suivant l'axe électrique.

- Coefficients piézoélectriques

Contraintes :



$\sigma_1$ ,  $\sigma_2$  et  $\sigma_3$  : contraintes normales

$\tau_1$ ,  $\tau_2$  et  $\tau_3$  : contraintes tangentielles

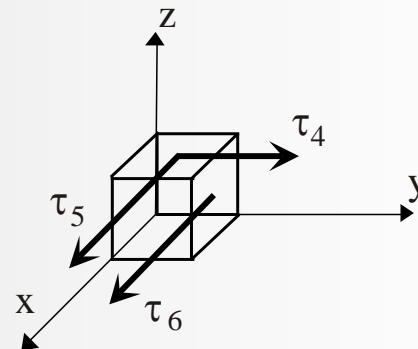
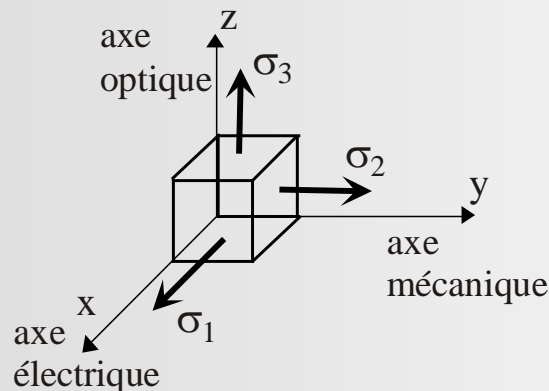
- Coefficients piézoélectriques (suite)

$q_1$  : densité de charges récupérées suivant l'axe électrique  
 $q_2$  : densité de charges récupérées suivant l'axe mécanique  
 $q_3$  : densité de charges récupérées suivant l'axe optique

$$q_1 = h_{11}.\sigma_1 + h_{12}.\sigma_2 + h_{13}.\sigma_3 + h_{14}.\tau_4 + h_{15}.\tau_5 + h_{16}.\tau_6$$

$$q_2 = h_{21}.\sigma_1 + h_{22}.\sigma_2 + h_{23}.\sigma_3 + h_{24}.\tau_4 + h_{25}.\tau_5 + h_{26}.\tau_6$$

$$q_3 = h_{31}.\sigma_1 + h_{32}.\sigma_2 + h_{33}.\sigma_3 + h_{34}.\tau_4 + h_{35}.\tau_5 + h_{36}.\tau_6$$





Pour le quartz, la matrice des coefficients est de la forme :

$$\begin{pmatrix} h_{11} & -h_{11} & 0 & h_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -h_{14} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

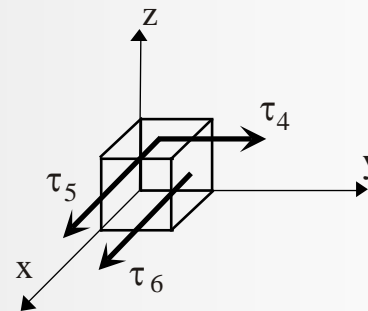
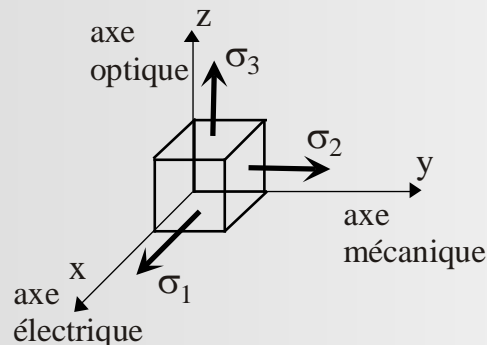
$$h_{11} = 2,3.10^{-12} \text{ C.N}^{-1}$$

$$h_{14} = -0,7.10^{-12} \text{ C.N}^{-1}$$

$$q_1 = h_{11}.\sigma_1 + h_{12}.\sigma_2 + h_{13}.\sigma_3 + h_{14}.\tau_4 + h_{15}.\tau_5 + h_{16}.\tau_6$$

$$q_2 = h_{21}.\sigma_1 + h_{22}.\sigma_2 + h_{23}.\sigma_3 + h_{24}.\tau_4 + h_{25}.\tau_5 + h_{26}.\tau_6$$

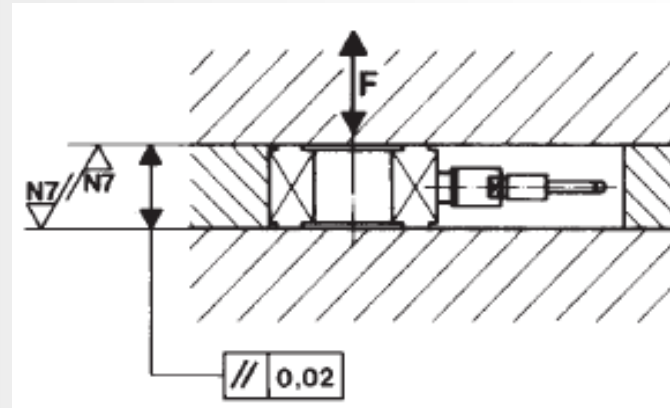
$$q_3 = h_{31}.\sigma_1 + h_{32}.\sigma_2 + h_{33}.\sigma_3 + h_{34}.\tau_4 + h_{35}.\tau_5 + h_{36}.\tau_6$$



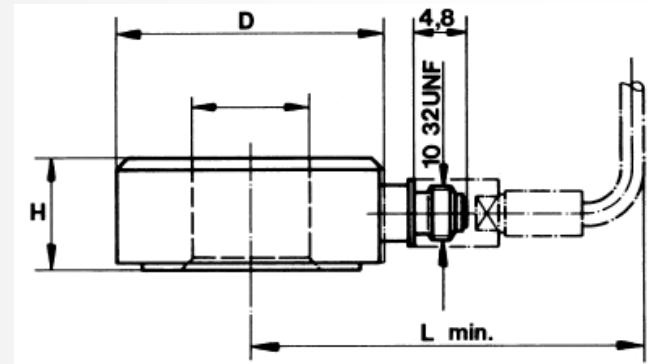
- Exemple de capteurs piézo-électriques :

Force – FSN

KISTLER



# Caractéristiques :



	Bereich $F_z$ Gamme $F_z$ Range $F_z$	Überlast Surcharge Overload	Max. Biegemoment $M_x, M_y$ Couple de flexion max. $M_x, M_y$ Max. bending moment $M_x, M_y$	Stifheit Rigidité Rigidity	Kapazität Capacité Capacitance	Gewicht Poids Weight				
Type	kN	kN	Nm	kN / $\mu\text{m}$	pF	g	d (mm)	D (mm)	H (mm)	L (mm)
9101A	0 ... 20	25	15	$\approx 1,8$	23	8	6,5	14,5	8	30
9102A	0 ... 50	60	60	$\approx 3,5$	37	21	10,5	22,5	10	34
9103A	0 ... 100	120	130	$\approx 6,0$	54	38	13	28,5	11	37
9104A	0 ... 140	160	240	$\approx 7,5$	55	57	17	34,5	12	40
<b>Allgemeine Daten</b>		<b>Données générales</b>		<b>General Data</b>						
Empfindlichkeit		Sensibilité		Sensitivity		pC / N		$\approx -4,3$		
Linearität		Linéarité		Linearity		% FSO		$< \pm 2$		
Hysteresis		Hystérésis		Hysteresis		% FSO		$< 1$		
Ansprechschwelle		Seuil de réponse		Threshold		N		$< 0,01$		
Isolationswiderstand		Résistance d'isolement		Insulation resistance		T $\Omega$		$> 10$		
Temperaturkoeffizient		Coefficient de température		Temperature coefficient		% / $^{\circ}\text{C}$		0,01		
Betriebstemperaturbereich		Gamme de température d'utilisation		Operating temperature range		$^{\circ}\text{C}$		-50 ... 120		
Max. Schubkraft		Force de cisaillement max.		Max. shear force		kN		$\pm 0,1 F_v$		
* $F_v$ = Vorspannung / Précontrainte / Preload										

- Accéléromètre piézo-électrique :



**KISTLER**

Type	Unit	8202A10	8203A50
Acceleration Range	g	±2000	±1000
Threshold nom. (noise 100µVrms)	grms	0,001	0,001
Sensitivity	pC/g	-10	-50
Resonant Frequency mounted, nom.	kHz	45	24
Frequency Response ±5%	Hz	5 ... 10000	5 ... 4000
Amplitude Non-linearity	%FSO	±1	±1
Insulation Resistance (24°C)	Ω	≥1 x 10 <sup>8</sup>	≥1 x 10 <sup>8</sup>
Capacitance	pF	500	1400
Transverse Sensitivity nom., (max. 5%)	%	1,5	1,5
Long Term Stability	%	±1	±1
Environmental:			
Base Strain Sensitivity @ 250µε	g/µε	0,005	0,005
Shock Limit (1ms pulse) gpk	5000	5000	
Temperature Coefficient of Sensitivity	%/°C	0,13	0,13
Temperature Range Operating	°C	-70 ... 245	-70 ... 245
Construction:			
Sensing Element	type	Ceramic Shear	Ceramic Shear
Housing/Base	material	St. Stl.	St. Stl.
Sealing-housing/connector	type	Hermetic/ceramic	Hermetic/ceramic
Connector	type	10-32 neg	10-32 neg
Weight	grams	14,5	44,5
Mounting	type	10-32 UNF-2B thread	1/4 - 28 thread

# • Montage : amplificateur de charge

- Amplificateur de charge à un canal
- Entrée Piezotron® (Option)
- Saut de zéro compensé
- Affichage à cristaux liquides (128x128 pixels)
- Commande par menus
- Evaluation directe du signal
- Filtres passe-haut et passe-bas à réglage convivial
- Compatible avec l'amplificateur de charge de type 5011B
- Logiciel pour PC et Virtual Instrument Driver pour LabVIEW™

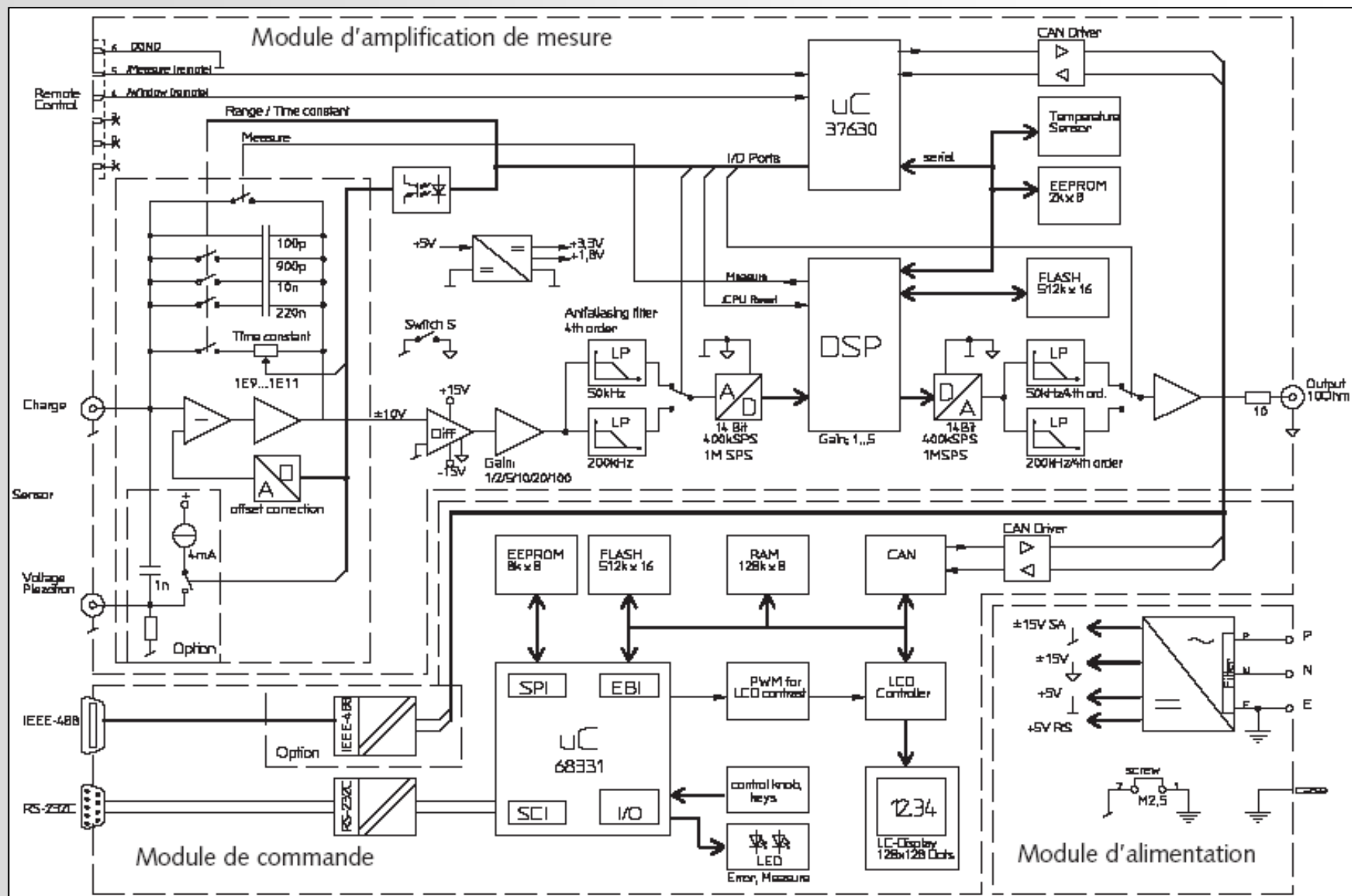
## Entrée de charge

Type de connecteur	BNC neg.	
Plage de mesure FS	pC	$\pm 2 \dots 2'200'000$
Erreur de mesure		
Plage FS <10 pC	%	< $\pm 3$
Plage FS <100 pC	%	< $\pm 1$
Plage FS $\geq 100$ pC	%	< $\pm 0,5$
Dérive, mode de mesure DC (Long)		
à 25 °C	pC/s	< $\pm 0,03$
à 50 °C	pC/s	< $\pm 0,3$
Tension de mode commun	V	< $\pm 30$
max. entre masse d'entrée et masse de sortie		

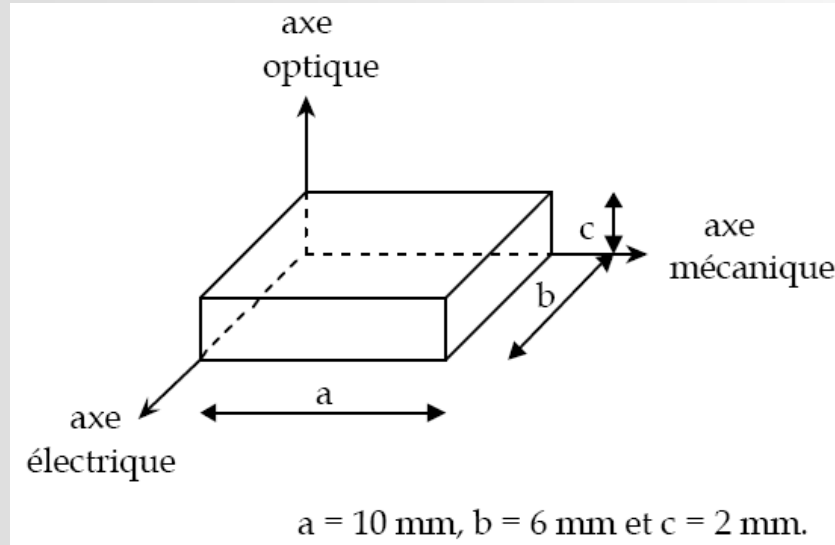
**KISTLER**  
Chargemètre



# Schéma synoptique :



- **TD n°8** : On veut concevoir un capteur de vibration en utilisant une lame de quartz, autrement dit un accéléromètre piézo-électrique.
- 1. On découpe une lame de quartz de la façon suivante :

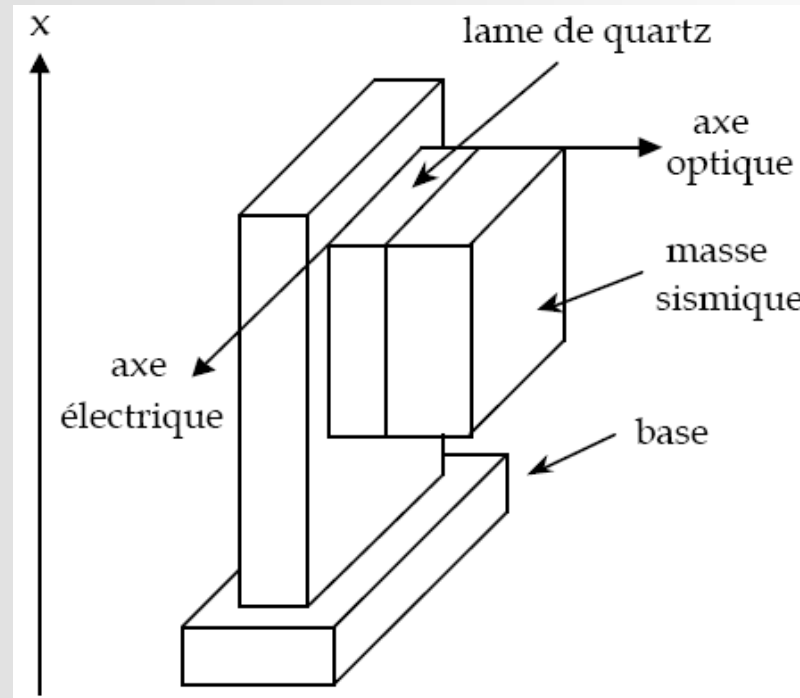


On applique une contrainte de cisaillement sur les deux faces horizontales dans le sens de l'axe mécanique (donc  $\tau_4$ ) et on récupère les charges générées suivant l'axe électrique.

Les coefficients piézo-électriques du quartz sont :  $h_{11} = 2,3 \text{ pC/N}$   
 $h_{14} = - 0,7 \text{ pC/N}$

Déterminer la quantité de charges récupérée en fonction de la force de cisaillement (notée  $F$ ).

## 2. Cette lame est montée de la façon suivante :



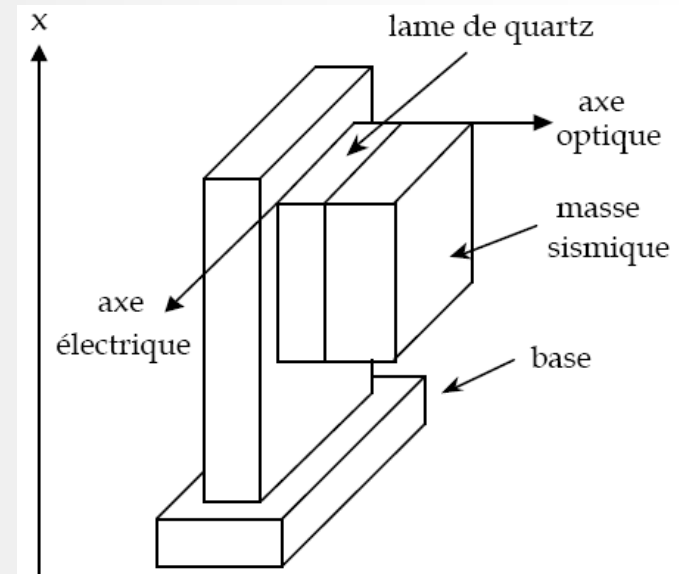
L'objectif est de mesurer l'accélération (notée  $\gamma_b$ ) de la base du capteur. La lame de quartz est montée entre une structure solidaire de la base et une masse sismique (de masse  $m$ ). Cette lame est caractérisée par une rigidité mécanique notée  $k$ .

On donne :  $m = 50 \text{ g}$      $k = 3 \text{ kN/mm}$



2.1. Montrer, à l'aide d'un modèle simple de ce système mécanique, que la fonction de transfert (en Laplace) donnant la force s'exerçant sur la lame de quartz en fonction de l'accélération de la base est :

$$\frac{F(p)}{\gamma_b(p)} = m \frac{1}{1 + \frac{m}{k} p^2}$$

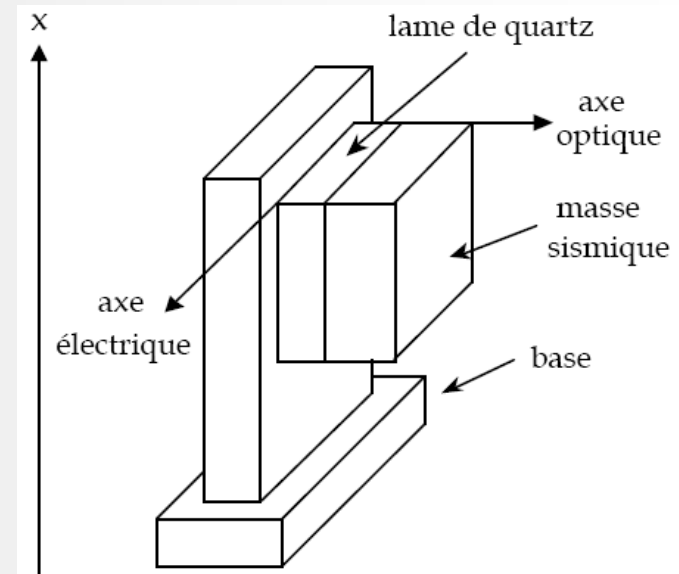


2.2. Déterminer la fonction de transfert donnant la quantité de charges récupérée (notée Q) en fonction de l'accélération.

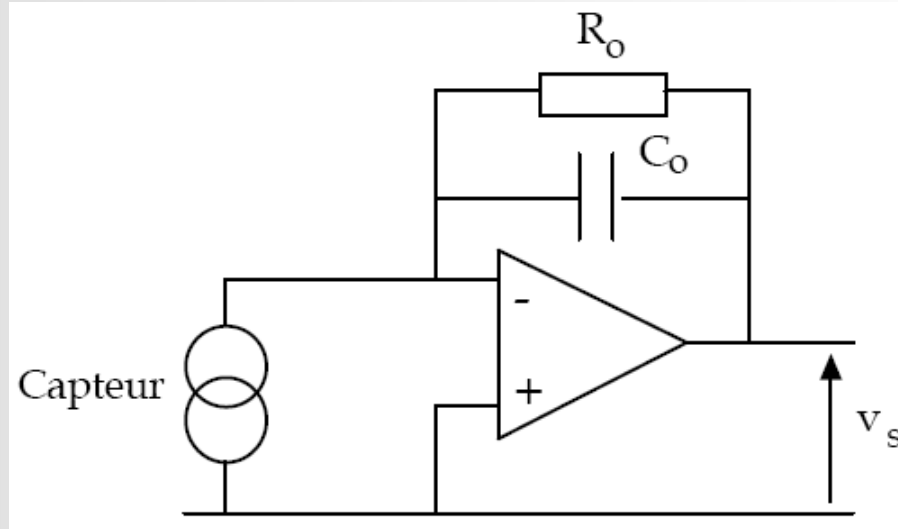
Quelle est la sensibilité de ce capteur dans la bande passante (exprimée en pC/g, g étant l'accélération de la pesanteur,  $g = 9,81 \text{ ms}^{-2}$ ) ? Application numérique.

Calculer la fréquence de résonance de ce capteur.

$$\frac{F(p)}{\gamma_b(p)} = m \frac{1}{1 + \frac{m}{k} p^2}$$



3. Ce capteur est relié à un amplificateur de charge :



En supposant l'amplificateur opérationnel idéal, déterminer la fonction de

transfert  $\frac{V_s(p)}{\gamma_b(p)}$

Esquisser son diagramme de Bode du gain.

Déterminer les composants pour avoir une sensibilité de 1 mV/g, et permettant de mesurer une accélération supérieure à 10 Hz.