



Cours sur l'électronique de conditionnement du capteur

Novembre 2006  
Patrick POULICHET

1	Généralités sur les chaînes d'acquisition.....	3
1.1	Introduction.....	3
1.2	Structure d'une chaîne d'acquisition.....	4
1.3	Paramètres de dimensionnement d'une chaîne d'acquisition.....	4
1.3.1	Etendue de mesure.....	4
1.3.2	Sensibilité.....	5
1.3.3	Précision.....	5
1.3.4	Hystérésis.....	5
1.3.5	Rapidité.....	6
2	Conditionnement actif.....	6
2.1	Le capteur est une source de courant.....	6
2.2	Le capteur est une source de charge.....	6
3	Conditionnement des capteurs passifs.....	7
3.1	Polarisation des capteurs par une tension.....	8
3.1.1	Montage potentiométrique.....	8
3.1.2	Montage en pont de Wheastone avec un élément sensible.....	9
3.1.3	Montage en pont à deux éléments sensibles.....	9
3.1.4	Montage en pont complet.....	10
3.2	Polarisation des capteurs par un courant.....	10
3.2.1	Circuit quart de pont.....	10
3.2.2	Circuit demi pont.....	11
3.2.3	Circuit pont complet.....	11
3.3	Linéarisation et amplification.....	11
3.4	Correction des dérives thermiques.....	11
3.4.1	Compensation avec des diodes.....	12
3.4.2	Compensation avec un transistor.....	13
4	Amplificateur d'instrumentation.....	14
4.1	Importance de la réjection de mode commun.....	14
4.2	Amplificateur différentiel.....	16
4.3	Importance du déséquilibre des impédances de source.....	17
4.3.1	Amplificateur idéal.....	18
4.3.2	Prise en compte du Trmc de l'AOP.....	18
4.3.3	Prise en compte de la précision des résistances.....	19
4.4	Amplificateur d'instrumentation.....	21
4.4.1	Amplificateur d'instrumentation à deux AOP.....	21
4.4.2	Amplificateur d'instrumentation à trois AOP.....	23
5	Exemple de circuit intégré de conditionnement.....	26
5.1	Source d'erreur des capteurs.....	26
5.2	Solutions mises en œuvre dans le MAX1457.....	27

## 1 Généralités sur les chaînes d'acquisition

### 1.1 Introduction

Considérons à titre d'exemple la chaîne d'acquisition représentée à la Figure 1. 1. Il s'agit du synoptique d'une injection électronique que l'on trouve sur les automobiles à essence. Dans ces systèmes, il s'agit de commander les injecteurs qui délivrent l'essence dans les cylindres et de commander l'allumage des bougies qui génèrent l'étincelle d'inflammation du mélange air essence. Les commandes des injecteurs et de l'étincelle doivent être faites pour que la combustion de l'essence soit optimale.

De nombreux capteurs permettent de consommer le moins d'essence, de générer le minimum de pollution en assurant un bon confort de conduite. Les capteurs sont de plusieurs types :

- capteur de position des pistons dans les cylindres,
- capteur de température,
- capteur d'oxygène dans l'échappement pour connaître la pollution du moteur,
- capteur de courant.

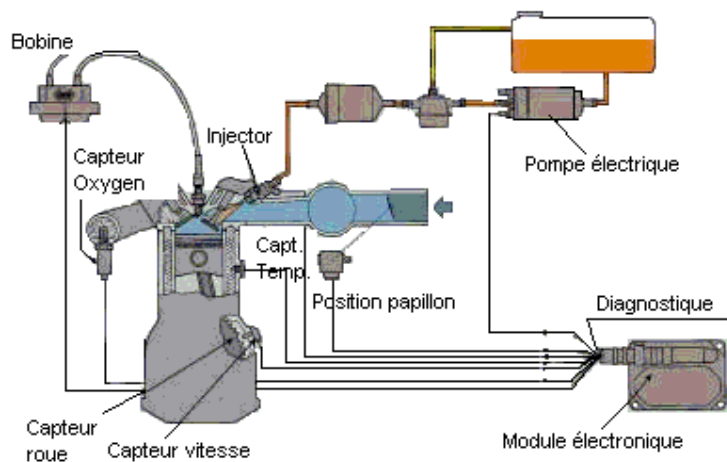


Figure 1. 1 : régulation de l'injection d'une automobile

L'information délivrée par les capteurs est principalement analogique. La mesure des grandeurs est rendue difficile car le milieu est fortement parasité par le fonctionnement de l'allumage qui génère une très forte tension ( $> 10$  kV). La partie électronique analogique qui traite le signal de sortie des capteurs et qui est souvent placée à proximité des capteurs porte le nom d'étage de *conditionnement du signal*. L'étage de conditionnement du signal des capteurs a un rôle très important. Il convertit en tension la grandeur de sortie du capteur, adapte l'impédance pour le capteur et limite l'amplification en mode commun. Il doit être optimisé pour éliminer les bruits électromagnétiques.

Le signal analogique est converti en signal numérique à l'intérieur du module électronique de commande. Cette numérisation a pour but de conserver en mémoire certaines valeurs mais aussi de rendre plus facile les multiples opérations à réaliser sur le signal (amplification, dérivation, intégration). Ces opérations sont réalisées par des micro processeurs ou des DSP.

## 1.2 Structure d'une chaîne d'acquisition

La suite des phases de traitement des signaux dans une chaîne d'acquisition suit le synoptique de la Figure 1. 2. La chaîne d'acquisition de données convertie le signal analogique de sortie du capteur en signal numérique et après traitement du signal numérique délivre un signal analogique.

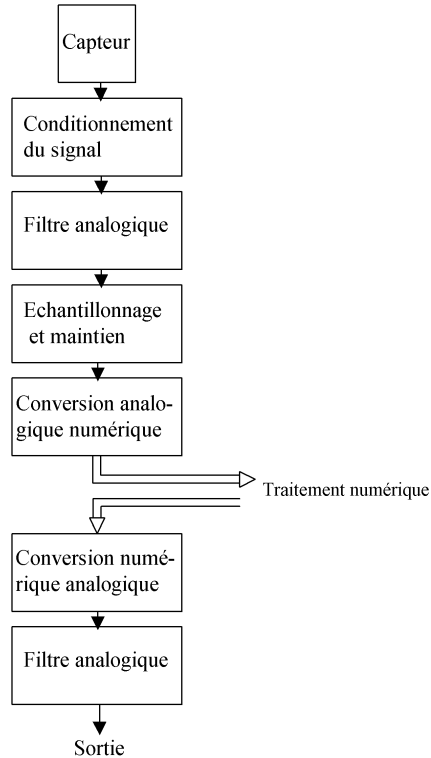


Figure 1. 2 : phases de traitement de l'information

Le filtre analogique limite la bande passante du capteur et évite ainsi la détérioration du rapport signal à bruit. L'étage d'échantillonnage et de maintien prélève un échantillon du signal et le maintient constant pendant la phase de conversion.

La conversion analogique numérique (CAN) traduit le signal analogique maintenu constant en grandeur numérique quantifiée sur  $n$  bits. Après traitement numérique, le signal est converti en analogique par un convertisseur numérique analogique (CNA). Cette opération n'est pas obligatoire puisqu'il existe des actionneurs qui peuvent admettre un signal numérique. Le filtrage de sortie réduit les effets de modification du signal suite à la numérisation.

## 1.3 Paramètres de dimensionnement d'une chaîne d'acquisition

Nous rappelons les différentes caractéristiques nécessaires à prendre en compte lors de la conception de dispositifs d'instrumentation.

### 1.3.1 Etendue de mesure

C'est la différence algébrique entre les valeurs extrêmes pouvant être prises par la grandeur à mesurer, pour laquelle les indications d'un capteur ne doivent pas être entachées d'une erreur supérieure à la valeur maximale tolérée. La Figure 1.3 présente la caractéristique typique d'un capteur linéaire.

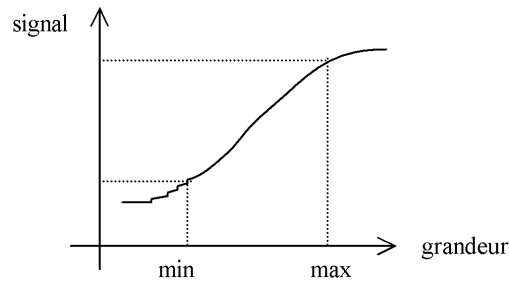


Figure 1.3 : étendue de mesure d'un capteur

La limitation de la caractéristique vers le bas est due au bruit de la mesure. La résolution du capteur définit la plus petite variation que le capteur sera en mesure d'identifier. La limitation vers le haut de la caractéristique est liée à la destruction possible du capteur.

Cette caractéristique est donnée pour une mesure mais elle doit être stable dans le temps et non affectée de dérives. La dérive exprime la lente variation du signal de sortie en fonction du temps.

### 1.3.2 Sensibilité

La sensibilité s'exprime par le quotient de la variation de la grandeur de sortie à la variation correspondante de la grandeur mesurée.

### 1.3.3 Précision

C'est la qualité qui caractérise l'aptitude d'un capteur à donner des indications proches de la valeur vraie de la grandeur mesurée. La grandeur mesurée  $M$  ne pourra être donnée qu'avec une certaine incertitude  $\delta M$ . La précision sera d'autant meilleure que l'incertitude sera faible.

$$M - \delta M \leq M \leq M + \delta M$$

L'erreur de précision est donnée par :

$$\varepsilon = \frac{\delta M}{M_{\max} - M_{\min}}$$

La précision de la chaîne de mesure est d'autant meilleure que  $\varepsilon$  est faible. La précision dépend de la variation d'offset et de gain en fonction de la température des capteurs et des amplificateurs.

On désigne par résolution la plus petite variation de l'entrée se traduisant par un changement en sortie :

$$\text{résolution} = \frac{M_{\max} - M_{\min}}{\delta M}$$

### 1.3.4 Hystérésis

La réversibilité caractérise l'aptitude d'un capteur à fournir la même indication lorsqu'on atteint une même valeur de la grandeur mesurée par variation croissante et continue ou par variation décroissante et continue de la grandeur. En cas de différences, on parle d'erreur d'hystérésis, qu'on exprime aussi en pourcentage de l'étendue de mesure.

### 1.3.5 Rapidité

La chaîne d'acquisition est rapide quand elle est à même de suivre les évolution de la grandeur d'entrée. On doit connaître la plage de variation de fréquence du mesurande. Par exemple, la variation de température sera un phénomène assez lent à comparer par l'acquisition d'une tension. Pour respecter la condition de Nyquist, l'échantillonnage doit respecter la condition suivante :

$$f_e \geq 2.f_{\max}.$$

## 2 Conditionnement actif

### 2.1 Le capteur est une source de courant

L'étage de conditionnement est constitué par un convertisseur courant tension. Le courant de sortie du capteur est convertie en courant par l'AOP de la Figure 1. 4. La tension en sortie du capteur étant faible (AOP parfait), il en résulte qu'aucun courant ne circule dans les éléments en parallèle du générateur de courant.

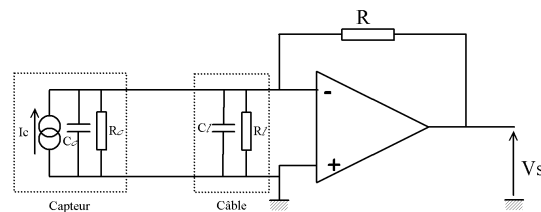


Figure 1. 4 : conditionnement d'un capteur délivrant un courant

### 2.2 Le capteur est une source de charge

Comme dans le cas de l'étage de conditionnement à capteur équivalent à une source de courant, l'influence de l'impédance en parallèle du générateur de courant est rendue négligeable par un AOP imposant une tension quasi nulle sur son entrée. La résistance du montage de la Figure 1. 4 est remplacé par une capacité. Les charges délivrées par le capteur apparaissant sous forme de courant  $i$  sont transférées dans la capacité  $C$  de la contre réaction de l'AOP. Le montage est dit convertisseur charge tension et son schéma de principe est représenté sur la Figure 1. 5.

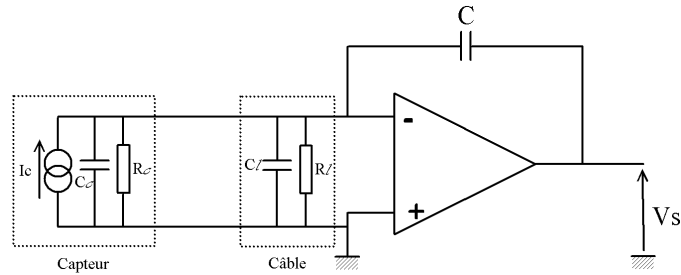


Figure 1. 5 : convertisseur charge tension

Les charges  $q$  délivrées par le capteur sont traduites en tension.

$$i = C \frac{dV_s}{dt} \Rightarrow V_s = -\frac{i}{C} t = -\frac{q}{C}$$

### 3 Conditionnement des capteurs passifs

On associe la variation d'impédance du capteur à une source de tension ou une source de courant et la grandeur exploitée est la tension de sortie. Les jauges de déformation, dites « jauges de contrainte », sont des résistances métalliques ou semi-conductrices qui traduisent en variation de résistance une contrainte mécanique. Les variations relatives de résistance  $R$  et de longueur  $L$  d'une jauge sont liées par la relation :

$$\frac{dR}{R} = \alpha = K \frac{dL}{L}$$

$K$  est le facteur de jauge proche de 2 pour les jauges métalliques et de 40 à 200 pour les jauges à semi-conducteurs au silicium.

Les ponts de mesure sont utilisés dans les applications suivantes :

- capteur de couple ou de pression. La grandeur physique mesurée engendre une variation de la résistance d'un ou de plusieurs éléments du pont de Wheastone. Une mesure de la tension différentielle aux bornes du pont délivre une tension proportionnelle à la grandeur physique à mesurer.
- la quantité de carburant injectée dans un moteur thermique dépend de la masse de l'air et du débit de l'air (débit massique). Le débit massique est déterminé par un montage en pont de Wheastone. Un élément de ce pont est chauffé et son refroidissement par l'air aspiré est proportionnel au débit massique. Une mesure de la tension différentielle aux bornes du pont délivre une information sur le débit massique.
- capteur magnétique. Avec des magnétorésistances, la résistance est dépendante du champ magnétique appliqué.

### 3.1 Polarisation des capteurs par une tension

Le montage le plus simple est le montage potentiométrique.

#### 3.1.1 Montage potentiométrique

Le montage est donné par la Figure 1. 6.

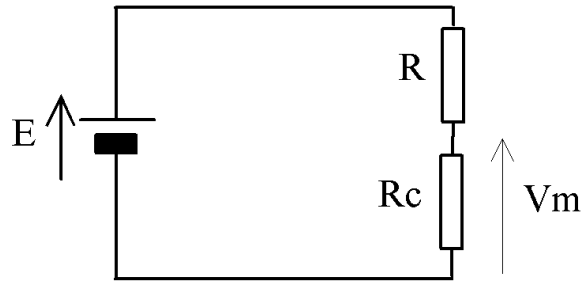


Figure 1. 6 : montage potentiométrique

La relation donnant la tension de sortie  $V_m$  en fonction de la résistance du capteur n'est pas une relation linéaire. Pour des faibles variations de  $\Delta R_c$  par rapport à  $R_c$ , le calcul suivant montre que cette relation est linéaire.

$$V_m = E \frac{R_c}{R + R_c}$$

$$V_m + \Delta V_m = E \frac{R_c + \Delta R_c}{R + R_c + \Delta R_c} = E \frac{R_c + \Delta R_c}{R + R_c} \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{R + R_c}}$$

Si  $\Delta R_c \ll R + \Delta R_c$ , l'expression précédente se simplifie en :

$$V_m + \Delta V_m = E \frac{R_c + \Delta R_c}{R + R_c} \left( 1 - \frac{\Delta R_c}{R + R_c} \right)$$

$$\Delta V_m = E \frac{(R + R_c)\Delta R_c - R_c \Delta R_c}{(R + R_c)^2} = E \frac{R \cdot \Delta R_c}{(R + R_c)^2}$$

La sensibilité est maximale lorsque  $R = \Delta R_c$  ce qui donne :

$$\Delta V_m = E \frac{\Delta R_c}{4R}$$

Ce montage donne une évolution linéaire de  $\Delta V_m$  en fonction de  $\frac{\Delta R_c}{R}$  mais il présente les inconvénients suivants :

- faible variation de la tension de sortie pour une variation  $\Delta R_c$  donnée,
- existence d'une tension de repos non nulle,
- sensibilité de  $V_m$  par rapport à l'alimentation  $E$ .

Ce dernier point est critique. Il faut bien voir que dans beaucoup de systèmes d'instrumentation la liaison entre le capteur et l'amplificateur d'instrumentation est sujette



aux bruits électromagnétiques. Nous reverrons ce point à propos de l'amplificateur d'instrumentation.

Avec les montages en pont décrit dans le paragraphe suivant, cette sensibilité par rapport aux bruits électromagnétiques est fortement réduite puisque l'amplificateur placé en sortie du pont, calcule la différence entre les deux tensions de sortie.

### 3.1.2 Montage en pont de Wheatstone avec un élément sensible

Le montage est présenté sur la Figure 1. 7. L'élément sensible (qui remplace  $R_c$  de la Figure 1. 6) délivre une variation de résistance en fonction de la grandeur à mesurer.

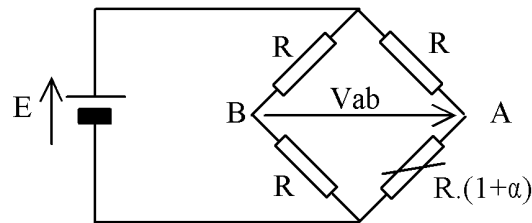


Figure 1. 7 : montage en pont

A l'équilibre du pont la tension  $V_{ab}$  est nulle.

$$\Delta V_m = V_a - V_b = E \frac{R(1+\alpha)}{R(2+\alpha)} - \frac{E}{2} = \frac{E}{2} \frac{(1+\alpha)}{\left(1+\frac{\alpha}{2}\right)} - \frac{E}{2} = \frac{E}{4} \frac{\alpha}{1+\frac{\alpha}{2}}$$

Cette expression montre que l'évolution de  $\Delta V_m$  en fonction de  $\alpha$  n'est pas linéaire. Dans le cas où  $\frac{dR}{R} = \alpha$  est faible, l'expression se simplifie en :

$$\Delta V_m = E \frac{\alpha}{4}$$

### 3.1.3 Montage en pont à deux éléments sensibles

Quand on associe deux éléments sensibles selon la Figure 1. 8, l'évolution de  $V_{ab}$  en fonction de  $\alpha$  est linéaire. On obtient :

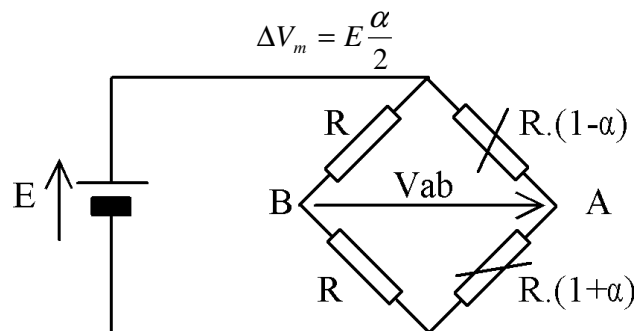


Figure 1. 8 : montage en pont avec deux éléments sensibles

Une variante de ce montage consiste à utiliser deux éléments sensibles donnant  $R(1+\alpha)$  sur une diagonale.

### 3.1.4 Montage en pont complet

Le montage de la Figure 1. 9 délivre la tension :  $\Delta V_m = E\alpha$ . Ce montage, comparé aux précédents, est préférable puisqu'il délivre une tension plus importante.

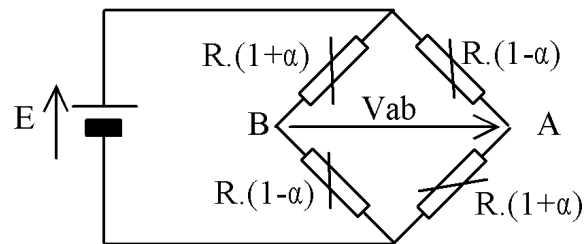


Figure 1. 9 : montage en pont complet

### 3.2 Polarisation des capteurs par un courant

Une polarisation par un courant est préférable à une polarisation par une tension quand on cherche à s'affranchir de la résistance des contacts ou de la résistance de la liaison (connexion de la partie électronique au capteur à jauge de contrainte).

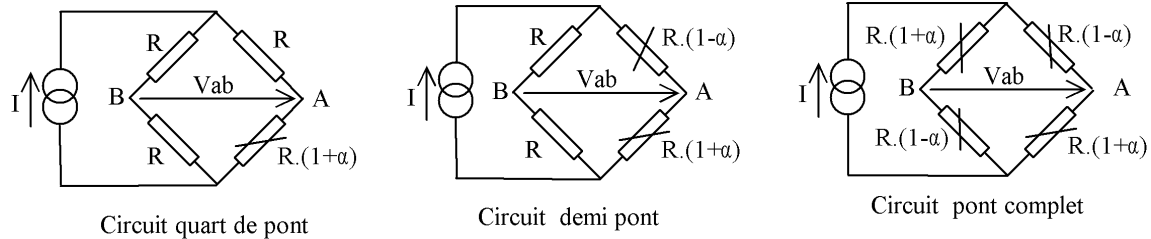


Figure 1. 10 : polarisation par un courant

#### 3.2.1 Circuit quart de pont

La tension délivrée par la source de courant  $I$  est :  $V = RI \frac{2+\alpha}{2+\frac{\alpha}{2}}$ . En reprenant la relation

donnée plus haut pour un circuit quart de pont polarisé en courant, on obtient :

$$\Delta V_m = V_a - V_b = \frac{R.I}{4} \frac{\alpha}{1+\frac{\alpha}{4}}$$

L'erreur de linéarité est deux fois plus faible que pour le même montage en polarisation en tension.

### 3.2.2 Circuit demi pont

La résistance équivalent au pont de wheastone est  $R$ . La tension de sortie du pont est donc :

$$\Delta V_m = R.I \frac{\alpha}{2}$$

### 3.2.3 Circuit pont complet

La résistance équivalent au pont de wheastone est  $R$ . La tension de sortie est donnée par :

$$\Delta V_m = R.I\alpha$$

### 3.3 Linéarisation et amplification

Avec un seul élément sensible, il est possible en utilisant le montage de Figure 1. 11 de rendre la tension de sortie  $V_s$  linéaire en fonction de  $\alpha$ .

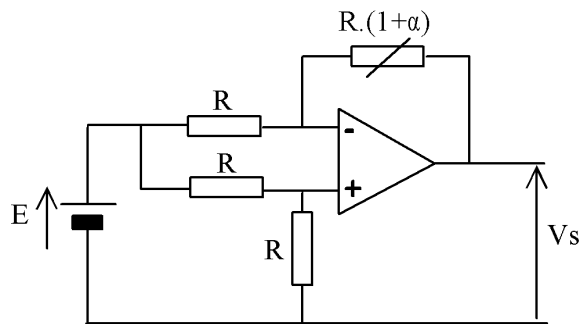


Figure 1. 11 : linéarisation par l'utilisation d'un AOP

La tension de sortie est donnée par la relation  $V_s = -\alpha \frac{E}{2}$ .

### 3.4 Correction des dérives thermiques

Dans bien des cas, les capteurs piézo résistifs dérivent en température. Cela se traduit par une variation de la tension de repos et par une variation de la sensibilité en fonction de la température. Nous étudierons ici quelques possibilités permettant de corriger ces influences sur la sensibilité de la température. Les corrections que nous étudierons consistent à faire varier la tension d'alimentation du pont de Wheastone en raison inverse de l'influence sur le pont de la température.

Considérons le capteur de pression réalisé avec des jauges piézo résistives de la Figure 1. 12.

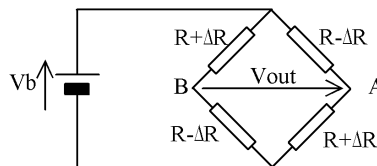


Figure 1. 12 : capteur de pression

La tension de sortie est donnée par la relation suivante :  $V_{out} = S.P.V_b + V_{off}$

Quand  $S$  est la sensibilité nominale,  $P$  la pression mesurée et  $V_{off}$  la tension continue de sortie en l'absence de pression mesurée. Quand la température varie, la résistance de chaque branche du pont change et la sensibilité varie. La variation de la tension de sortie est donc donnée par la relation suivante :  $\frac{dV_{out}}{d\theta} = P.Vb.\frac{dS}{d\theta}$

La variation de la sensibilité en fonction de la température est non linéaire et elle peut être exprimée par la relation suivante :  $S = S_0(1 - \alpha\theta_d + \beta\theta_d^2)$  avec  $S_0$  la sensibilité nominale et  $\theta_d$  la différence de température entre la température ambiante et la température de travail.

Dans une plage de température de  $0^\circ\text{C}$  à  $70^\circ\text{C}$ , la variation de la sensibilité en fonction de la température peut être considérée comme linéaire.

Ainsi, une compensation en température s'obtient lorsque la tension d'alimentation du pont de Wheatstone croît avec la température comme le montre la relation suivante :

$$Vb = \frac{Vb_0}{(1 - \alpha\theta_d)} = Vb_0(1 + \alpha\theta_d - (\gamma\theta_d)^2 \dots)$$

Le terme non linéaire de l'expression précédente peut être négligé pour des applications ne nécessitant pas une précision meilleure que 1 %. Dans l'exemple que nous allons traiter ci-dessous, nous chercherons à avoir une dérive thermique de  $Vb$  égale à  $2050 \text{ ppm} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$ .

Plusieurs circuits que nous allons étudier dans le paragraphe suivant peuvent être utilisés pour faire varier la tension d'alimentation du pont de Wheatstone.

### 3.4.1 Compensation avec des diodes

La variation de la tension de diode de  $2.5 \text{ mV} \cdot ^\circ\text{C}^{-1}$  peut être employée pour faire varier la tension d'alimentation du pont de Wheatstone. Des diodes 1N4148 peuvent être utilisées à cette fin.

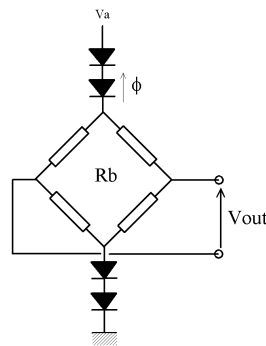


Figure 1. 13 : compensation de la dérive thermique par des diodes

La tension d'alimentation du pont est :  $Vb = Va - 4.\phi$ . Nous écrivons les variations de  $Vb$  et  $\phi$  en fonction de la température avec la notation suivante :  $V\dot{b} = \frac{dVb}{d\theta}$  et  $\dot{\phi} = \frac{d\phi}{d\theta}$ .

La variation de la tension d'alimentation du pont en fonction de la température est donnée par :  $\dot{V}_b = -4 \cdot \dot{\phi}$ . Ainsi, la variation relative de  $V_b$  est donnée par :

$$\frac{\dot{V}_b}{V_b} = \frac{-4 \cdot \dot{\phi}}{V_a - 4 \cdot \phi} = -4 \cdot \frac{\frac{\dot{\phi}}{\phi}}{\frac{V_a}{\phi} - 4}$$

Pour une diode,  $\frac{\dot{\phi}}{\phi} = -2500 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$ . Avec  $V_a = 6 \text{ V}$  et  $\phi = 0.7 \text{ V}$ ,  $\frac{\dot{V}_b}{V_b} = 2188 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$ . La variation de sensibilité du pont de  $-2050 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$  est quasiment compensée.

### 3.4.2 Compensation avec un transistor

La variation de la tension du pont est corrigée en utilisant un transistor monté suivant le schéma de la Figure 1. 14. La variation de la tension d'alimentation du pont est fonction de la tension aux bornes d'une diode.

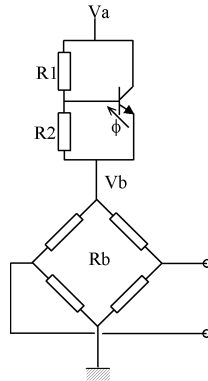


Figure 1. 14 : polarisation à l'aide d'un transistor

La tension d'alimentation du pont s'exprime par :  $V_b = V_a - \alpha \cdot \phi$ . Le terme  $\alpha = 1 + \frac{R_1}{R_2}$  est choisi pour apporter la correction nécessaire à la dérive thermique du pont. Ainsi pour une variation de sensibilité du pont de  $-2050 \text{ ppm} \cdot \text{C}^{-1}$ , les valeurs de  $R_1$  et  $R_2$  en fonction de la tension d'alimentation sont données dans le Tableau 1.

$V_a$	$R_1 (\Omega)$	$R_2 (\Omega)$
5 V	3.32 k	1.43 k
9 V	4.02 k	806
12 V	4.22 k	604

Tableau 1

Nous étudierons dans le paragraphe 5 une compensation numérique de la dérive thermique.

## 4 Amplificateur d'instrumentation

### 4.1 Importance de la réjection de mode commun

En milieu industriel c'est à dire dans un milieu parasité par des bruits électromagnétiques, une tension différente de celle délivrée par le capteur vient se superposer à celle délivrée par le capteur. La tension qui se superpose peut avoir plusieurs origines :

- quand les câbles de liaison entre le capteur et l'amplificateur sont placés à proximité d'un fil secteur un couplage capacitif génère cette tension supplémentaire Figure 1. 15.a,
- quand le câble de liaison est sujet à des parasites d'origine magnétique Figure 1. 15.b.

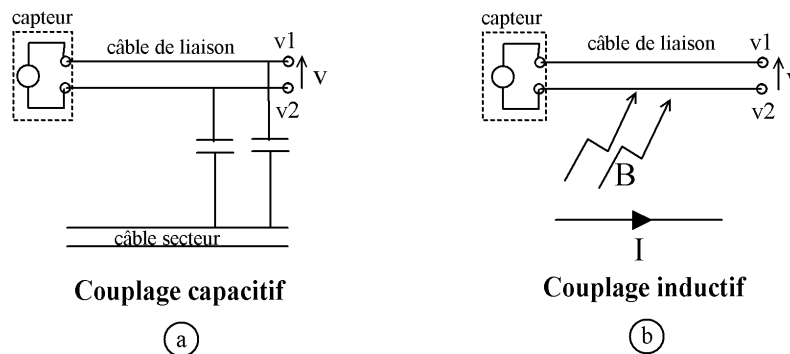


Figure 1. 15 : origine de la tension de mode commun

Sur les deux bornes de sortie du capteur à l'extrémité droite du câble de liaison, on retrouve la tension délivrée par le capteur qui est superposée à une tension commune aux deux sorties. Cette tension commune est appelée la *tension de mode commun*. Son amplitude peut être plus importante que celle délivrée par le capteur.

La Figure 1. 16 représente les deux tensions en sortie du câble de liaison dans un cas où la tension délivrée par le capteur est très perturbée. L'enveloppe à basse fréquence représente le signal du secteur qui apparaît par couplage capacitif. Cette tension est commune aux deux sorties  $v1$  et  $v2$  et on la qualifie de tension de mode commun. La tension d'amplitude (plus faible dans notre cas) et de fréquence plus élevée est la tension de mode différentielle. Les deux ondes  $v1$  et  $v2$  ne sont pas identiques : les deux tensions de mode différentielle apparaissent en opposition de phase l'une par rapport à l'autre.

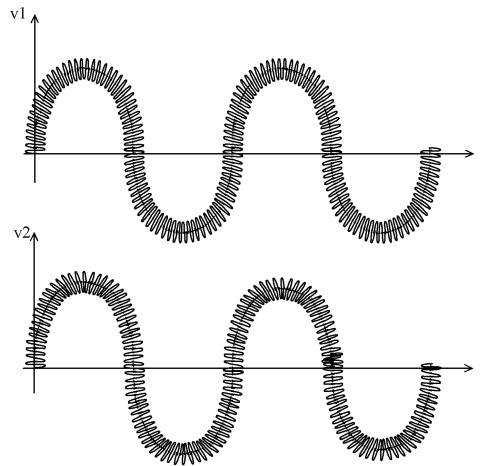


Figure 1.16 : tension en sortie du câble de liaison

D'après ce que l'on vient de dire, la tension de mode commun s'exprime par :  $v_{mc} = \frac{v1 + v2}{2}$ .

La tension de mode différentielle se calcule par :  $v_d = v1 - v2$ .

Les générateurs équivalents permettant de reproduire ces mêmes tensions sont représentés à la Figure 1.17.

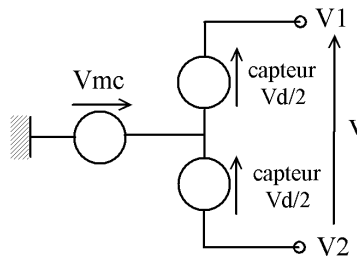


Figure 1.17 : tension de mode différentielle et tension de mode commun

Un amplificateur est caractérisé par le *taux de réjection du mode commun*  $Tr_{mc}$  qui qualifie l'amplification du mode différentiel par rapport au mode commun. L'amplification du mode différentiel doit être la plus élevée possible tandis que l'amplification de mode commun la plus faible possible. Nous reviendrons sur ce point lors de l'étude de l'amplificateur différentiel.

Une application qui exige d'avoir des forts taux de réjection du mode commun est le relevé de l'électrocardiogramme (ECG). L'ECG est obtenu par le calcul des différences de plusieurs signaux issus des électrodes de mesures (en général 12 électrodes) placées sur le corps du patient. Lorsque le muscle cardiaque se déplace, il donne naissance à une tension et un courant qui correspond à la dépolarisation du muscle cardiaque. L'amplitude du signal est d'environ 1 mV comme il est représenté sur la Figure 1.18 à droite. Ce signal se superpose à un signal qui est délivré par la tension secteur par couplage capacitif. L'amplitude de la tension secteur qui apparaît aux bornes du corps est de quelques volts (identique à l'application d'un doigt sur une sonde d'oscilloscope en l'air).

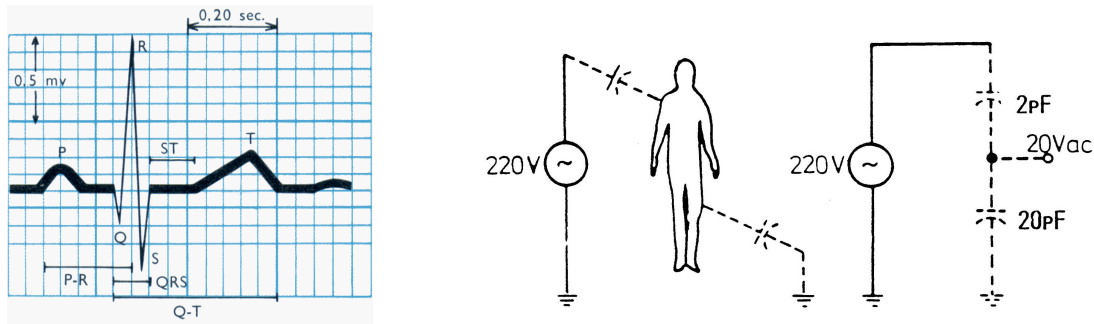


Figure 1. 18 : signal ECG

La tâche d'un amplificateur destiné à relever l'ECG est d'amplifier le signal qui est le reflet du déplacement du muscle cardiaque (1 mV) tout en "réjectant" le signal du secteur.

### 4.2 Amplificateur différentiel

Un amplificateur différentiel peut être remplacé par le schéma bloc de la Figure 1. 19. Le gain de la voie  $V_{e1}$  est  $A1$  et il peut être différent du gain de la voie  $V_{e2}$  qui est  $-A2$ .

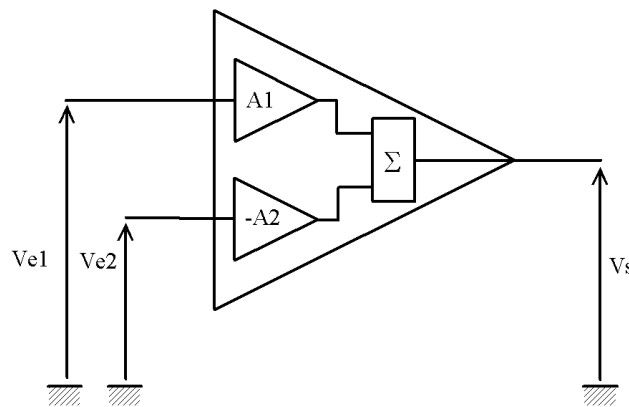


Figure 1. 19 : schéma équivalent à l'amplificateur différentiel

La tension de sortie  $v_s$  est donnée par :  $v_s = A1.V_{e1} - A2.V_{e2}$ .

Les tensions de mode différentielle et de mode commun sont données respectivement par :

$$v_d = V_{e1} - V_{e2} \text{ et } v_{mc} = \frac{V_{e1} + V_{e2}}{2}$$

Les tensions  $V_{e1}$  et  $V_{e2}$  s'expriment donc par les relations suivantes :

$$V_{e1} = \frac{v_d + 2.v_{mc}}{2} \text{ et } V_{e2} = \frac{v_d - 2.v_{mc}}{2}$$

En remplaçant ces expressions dans celle de  $v_s$ , on obtient :



$v_s = \frac{A1 + A2}{2} v_d + (A1 - A2) v_{mc}$ . Le gain de mode différentiel est donc :  $\frac{A1 + A2}{2}$  et le gain de mode commun la différence des gains  $A1 - A2$ .

### 4.3 Importance du déséquilibre des impédances de source

Les impédances d'entrée des amplificateurs en mode commun et en mode différentielle peuvent être différentes. Les résistances des câbles non identiques ou les impédances de sorties des 2 entrées engendrent aussi un déséquilibre des impédances de source. Nous allons montrer que dans le cas d'un déséquilibre série lié aux résistances du câble de liaison du capteur à l'amplificateur, il résulte qu'une tension de mode commun devient une tension de mode différentielle. L'impédance entre les entrées + et - est appelée impédance d'entrée différentielle  $Z_d$  et l'impédance entre les deux entrées et la masse est l'impédance de mode commun  $Z_{mc}$ . Les impédances série prises en compte sont  $z1$  et  $z2$  comme on peut le voir sur la Figure 1. 20.

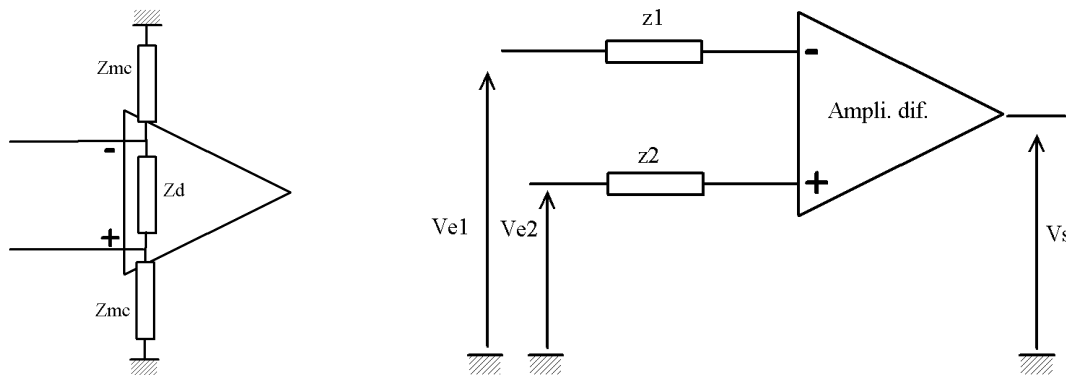


Figure 1. 20 : impédances d'entrées d'un amplificateur et prise en compte des résistances série des câbles

Les tensions en entrée de l'amplificateur différentiel sont :

$$v_- = ve1 \cdot \frac{z_{mc} // (z_d + z_2 // z_{mc})}{z_1 + z_{mc} // (z_d + z_2 // z_{mc})}$$

$$\text{et } v_+ = ve2 \cdot \frac{z_{mc} // (z_d + z_1 // z_{mc})}{z_2 + z_{mc} // (z_d + z_1 // z_{mc})}$$

On a généralement  $Z_{mc} \gg Z_d$  et  $Z_{mc} \gg z_1$  et  $z_2$ .

$$v_d = -ve1 \cdot \frac{z_d + z_2}{z_1 + z_d} + ve2 \cdot \frac{z_d + z_1}{z_2 + z_d}$$

Quand la tension différentielle est nulle, c'est à dire  $ve2 - ve1 = 0 \Rightarrow ve2 = ve1 = v_{mc}$ , il devrait en être de même pour  $v_d$ . On obtient à la place :

$$vd = v_{mc} \cdot \frac{(z_1 + z_2)^2 - (z_1 - z_2)^2}{(z_1 + z_2)(z_2 + z_1)}$$

Il y a donc conversion d'une tension de mode commun en tension de mode différentielle. Ce défaut sera solutionné en ayant une impédance d'entrée infinie.

### 4.3.1 Amplificateur idéal

Dans le cas de l'amplificateur différentiel de la Figure 1. 21 réalisé avec un AOP idéal, le calcul de  $V_s$  donne :

$$V_s = \frac{R_2}{R_1} (v_2 - v_1)$$

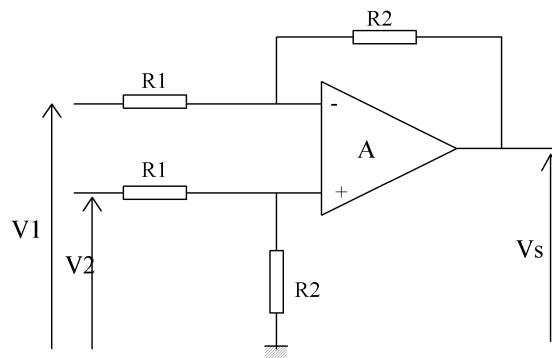


Figure 1. 21 : amplificateur différentiel

La différence des deux tensions de sortie tracées sur la Figure 1. 16 donne bien la tension délivrée par le capteur amplifié du gain  $\frac{R_2}{R_1}$ . Malheureusement, l'AOP n'est pas parfait; le

$T_{rmc}$  qualifie son taux de réjection du mode commun. Le taux de réjection du mode commun est définie par :

$$T_{rmc} = \frac{A_d}{A_{mc}}$$

Dans les documentations, le  $T_{rmc}$  (CMR *Common Mode Ratio*) est souvent exprimé en décibel par la relation  $(T_{rmc})_{dB} = 20 \log \left( \frac{A_d}{A_{mc}} \right)$ .

Voyons donc comment est altérée l'amplification du montage de la Figure 1. 21 par la prise en compte du  $T_{rmc}$  de l'AOP.

### 4.3.2 Prise en compte du $T_{rmc}$ de l'AOP

Le gain de l'amplificateur est donné par la relation :

$$v_s = A_d \cdot v_d + A_{mc} \cdot v_{mc} = A_d \cdot (v_+ - v_-) + A_{mc} \cdot \left( \frac{v_+ + v_-}{2} \right)$$

Les tensions  $v_+$  et  $v_-$  sont alors calculées à partir du montage de la Figure 1. 21 et des tensions  $v_1$  et  $v_2$ . Ces relations sont :

$$v_+ = v_2 \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{et} \quad v_- = v_1 \frac{R_2}{R_1 + R_2} + v_s \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

En remplaçant ces deux dernières expressions dans l'expression de  $v_s$  et en faisant l'approximation que  $A_d \gg A_{mc}$  et  $A_d \gg 1$ ,  $v_s$  est donnée par l'expression :

$$v_s = \frac{R_2}{R_1} v_d \left( 1 + \frac{v_{mc}}{v_d} \frac{1}{T_{rnc}} \right)$$

Le terme d'erreur est :  $\frac{v_{mc}}{v_d} \frac{1}{T_{rnc}}$ . L'application numérique suivante permet de se rendre compte de l'importance de ce terme.

A.N.:  $v_{mc} = 1 \text{ V}$ ,  $v_d = 1 \text{ mV}$  et  $T_{rnc} = 3000$ .  $\frac{v_{mc}}{v_d} \frac{1}{T_{rnc}} = 0,33$  soit 33 %. Ce calcul est fait

avec un AOP qui possède un  $T_{rnc}$  de 70 dB.

Avec un amplificateur d'instrumentation ( $A_d = 620$ ) dont le  $T_{rnc} = 93 \text{ dB}$  pour un gain de 10,

nous obtenons :  $\frac{v_{mc}}{v_d} \frac{1}{T_{rnc}} = 0,023$  soit une erreur de 2.3 %.

### **La réduction du $T_{rnc}$ du montage dépend directement du $T_{rnc}$ de l'amplificateur.**

Le calcul du paragraphe suivant montre qu'il est illusoire de vouloir réaliser un amplificateur à fort  $T_{rnc}$  avec des résistances de précision quelconque.

#### **4.3.3 Prise en compte de la précision des résistances**

Nous prenons donc en compte la précision des résistances  $s$ . Pour nous placer dans le pire cas, les valeurs des résistances du montage de la Figure 1. 22 sont données par les relations suivantes :

$$R'_1 = R_1 (1 + s)$$

$$R'_2 = R_2 (1 - s)$$

$$R'_3 = R_1 (1 - s)$$

$$R'_4 = R_2 (1 + s)$$

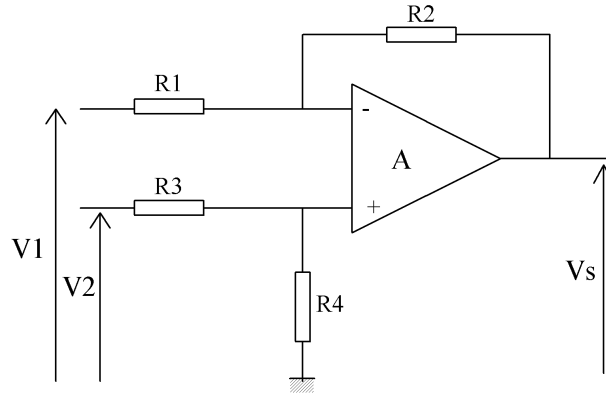


Figure 1. 22 : amplificateur différentiel

La tension de sortie est donnée par l'expression suivante :

$$V_s = -\frac{R_2}{R_1} v_1 + v_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

On calcule séparément les deux rapports  $\frac{R'_2}{R'_1}$  et  $\frac{R'_4}{R'_3}$  en remplaçant  $R'_1$ ,  $R'_2$ ,  $R'_3$  et  $R'_4$  par les expressions en fonction de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  et  $s$ . On simplifie ces expressions en considérant  $s \ll 1$  et en limitant le développement limité au 1<sup>er</sup> ordre. On remplace ces deux rapports dans l'expression de  $v_s$ . On obtient après mise en forme :

$$v_s = v_2 \frac{R_2}{R_1} (1 + 2s) \left( 1 - 4s \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) - v_1 \frac{R_2}{R_1} (1 - 2s)$$

On remplace les tensions  $v_2$  et  $v_1$  par les expressions suivantes :

$$v_1 = v_{mc} - \frac{v_d}{2} \quad \text{et} \quad v_2 = v_{mc} + \frac{v_d}{2}$$

Après simplification en négligeant les termes en  $s^2$ , l'expression de  $v_s$  est :

$$v_s = v_d \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - 2s \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) + v_{mc} \frac{R_2}{R_1} 4s \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{Donc } A_d = \frac{R_2}{R_1} \left( 1 - 2s \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \right) \quad \text{et} \quad A_{mc} = 4s \frac{\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}}$$

$$\text{Et } T_{r_{mc}} = \frac{1 - 2s \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \frac{R_2}{4s \frac{R_1}{1 + \frac{R_2}{R_1}}}$$

Application numérique :

- $\frac{R_2}{R_1} = 100$  et  $s = 0,1\%$ .  $A_d = 99,8$  et  $A_{mc} = 0,4\%$ .  $T_{r_{mc}} = 88$  dB.
- $\frac{R_2}{R_1} = 100$  et  $s = 1\%$ .  $A_d = 98$  et  $A_{mc} = 4\%$ .  $T_{r_{mc}} = 68$  dB.

**La différence de réduction du taux de réjection de mode commun est énorme. Il est très important d'utiliser des résistances de précision quand on cherche à obtenir des taux de réjection du mode commun important.**

#### 4.4 Amplificateur d'instrumentation

La particularité d'un amplificateur d'instrumentation est qu'il amplifie la tension de mode différentielle sans (ou peu) amplifier la tension de mode commun. Ils consistent à utiliser un montage amplificateur avec plusieurs AOP qui optimise le rapport de l'amplification du mode différentiel par rapport à l'amplification de mode commun.

Pour augmenter  $T_{r_{mc}}$ , il faut :

- présenter des entrées à impédance infinie pour éviter de délivrer des tensions différentes sur les deux entrées,
- symétriser les deux voies pour traiter identiquement l'amplification des deux entrées.

##### 4.4.1 Amplificateur d'instrumentation à deux AOP

Le montage est donné sur la Figure 1. 23.

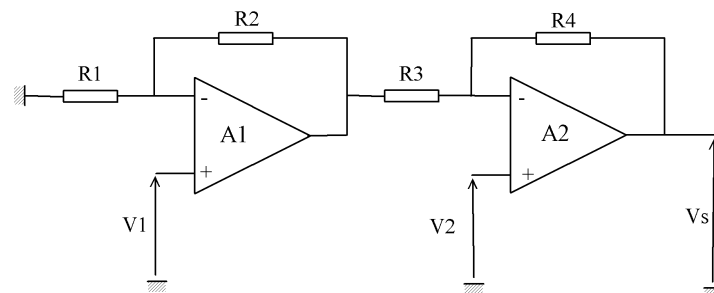


Figure 1. 23 : amplificateur d'instrumentation à 2 AOP

$V_s$  est calculée en considérant les AOP parfait.  $V_1$  et  $V_2$  sont remplacés par les relations

$$v_1 = v_{mc} - \frac{v_d}{2} \text{ et } v_2 = v_{mc} + \frac{v_d}{2}.$$

$$v_s = v_d \frac{1}{2} \left( 1 + 2 \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \right) + v_{mc} \left( 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \right)$$

Les gains en mode communs et en mode différentiel sont donc :

$$A_d = \frac{1}{2} \left( 1 + 2 \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \right) \text{ et } A_{mc} = 1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}$$

L'annulation de  $A_{mc}$  exige d'avoir  $R_2 R_4 = R_1 R_3$  ce qui peut être obtenue par  $R_1 = R_4$  et  $R_3 = R_2$ . Cette condition est rarement vérifiée car les résistances sont toujours données avec une certaine précision.

#### 4.4.1.1 Prise en compte de la précision des résistances

Dans le montage de la Figure 1. 23, les résistances sont remplacées par les valeurs suivantes pour tenir compte de la précision des résistances :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_1 (1 + s) \\ R_2 &= R_2 (1 - s) \\ R_3 &= R_2 (1 + s) \\ R_4 &= R_1 (1 - s) \end{aligned}$$

Les gains  $A_d$  et  $A_{mc}$  deviennent :

$$A_d = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{R_1 (1-s)}{R_2 (1+s)} \left( 2 + \frac{R_2 (1-s)}{R_1 (1+s)} \right) \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + 2 \frac{R_1 (1-s)}{R_2 (1+s)} + \left( \frac{1-s}{1+s} \right)^2 \right)$$

En simplifiant cette expression (avec  $s \ll 1$  et  $s^2 \approx 0$ ), on montre que :

$$A_d = \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$\text{De même, } A_{mc} = 1 - \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} = 1 - \frac{1-2s}{1+2s} = 4s.$$

$$\text{Ainsi, } T_{mc} = 20 \cdot \text{Log} \left( \frac{A_d}{A_{mc}} \right) = 20 \cdot \text{Log} \left( \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{4s} \right).$$

Le montage de la Figure 1. 23 est difficile à utiliser car pour chaque valeur de gain, toutes les résistances doivent être ajustées. On lui préfère le montage de la Figure 1. 24.

#### 4.4.1.2 Ajustage du gain

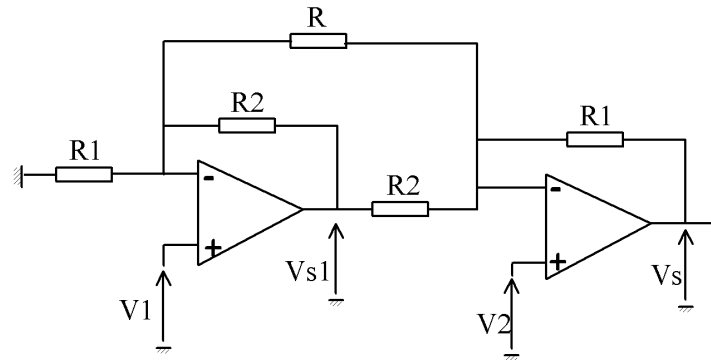


Figure 1. 24 : amplificateur d'instrumentation à deux étages

Par superposition des états d'équilibre en considérant séparément le 1<sup>er</sup> étage, on obtient pour

$$V_{s1} : V_{s1} = V_1 \left( 1 + \frac{R_2}{R // R_1} \right) + V_2 \left( -\frac{R_2}{R} \right).$$

De même pour le 2<sup>ème</sup> étage,  $V_s$  est :  $V_s = V_2 \left( 1 + \frac{R_1}{R // R_2} \right) + V_1 \left( -\frac{R_1}{R} \right) + V_{s1} \left( -\frac{R_1}{R_2} \right).$

Après regroupement de ces deux expressions et simplifications, on obtient :

$$V_s = \left( 1 + 2 \frac{R_1}{R} + \frac{R_1}{R_2} \right) (V_2 - V_1)$$

Le gain est maintenant ajustable à partir d'une seule résistance R. Il subsiste néanmoins des inconvénients :

Le traitement de l'amplification de la voie 1 et la voie 2 n'est pas symétrique. L'amplification de la voie 1 dépend du gain de A1 et de A2 alors que l'amplification de la voie 2 dépend de A2. Ceci entraîne pour des tensions de mode commun importantes, un risque de saturation des AOP.

La structure que nous allons étudier est complètement symétrique.

#### 4.4.2 Amplificateur d'instrumentation à trois AOP

L'amplificateur d'instrumentation de la Figure 1. 25 est constitué par un amplificateur différentiel A3. A1 et A2 n'amplifient pas la tension de mode commun mais amplifient le mode différentiel. En effet, pour une tension de mode commun présente sur les deux entrées

$V_1$  et  $V_2$  (donc  $V_1 = V_2 = V_{mc}$ ),  $i = 0$ .  $i = \frac{V_2 - V_1}{R}$ . La chute de tension dans les résistances R'

est donc nulle. On a donc  $V_2 = V'_2$  et  $V_1 = V'_1$  et un gain en mode commun égal à 1 pour l'étage constitué par A1 et A2.

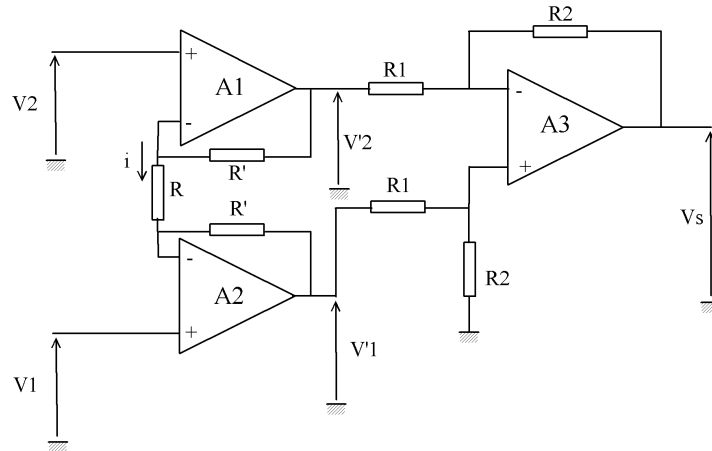


Figure 1. 25 : amplificateur d'instrumentation à trois AOP

En mode différentiel, le gain de A1 et A2 est :

$$V'_2 - V'_1 = (V_2 - V_1) \left( 1 + 2 \frac{R'}{R} \right)$$

La tension  $V_s$  est donc donnée par :

$$V_s = \left( -\frac{R_2}{R_1} \right) \left( 1 + 2 \frac{R'}{R} \right) (V_2 - V_1)$$

Le taux de réjection de mode commun d'un étage de ce type est augmenté par rapport à un amplificateur différentiel à un seul étage puisque l'étage A1, A2 possède un gain de 1 en mode commun et un gain supérieur à 1 en mode différentiel. Les performances en matière de gain de mode commun dépendent de l'étage A3. Dans le cas où l'on a  $R_1 = R_2$ , le gain en mode commun de l'étage A3 est :

$A_{mc} = 2s$ . On a donc :

$$T_{mc} = 20 \cdot \text{Log} \left( \frac{A_d}{A_{mc}} \right) = 20 \cdot \text{Log} \left( \frac{1 + 2 \frac{R'}{R}}{2s} \right)$$

Pour que des forts  $T_{mc}$  soient obtenus, les résistances  $R_1$  et  $R_2$  doivent être très précises (s faible). La précision de  $R'$  et  $R$  importe moins.

Il n'existe aucun intérêt aujourd'hui à réaliser en discret un montage avec 3 AOP. On trouve sur le marché des AOP d'instrumentation bon marché et de toute façon plus performant que ce que l'on peut obtenir en discret. La Figure 1. 26 donne le taux de réjection du mode commun pour un amplificateur d'instrumentation basique de chez Analog Device le AD 620. Le gain de mode différentiel est choisi par une unique résistance extérieure placée entre les



bornes 1 et 8. Le gain est fixé par la résistance R du montage de la Figure 1. 25. Pour  $R = 0$ , le gain est de 1. Cela signifie qu'il est choisi en interne  $R_1 = R_2$ .

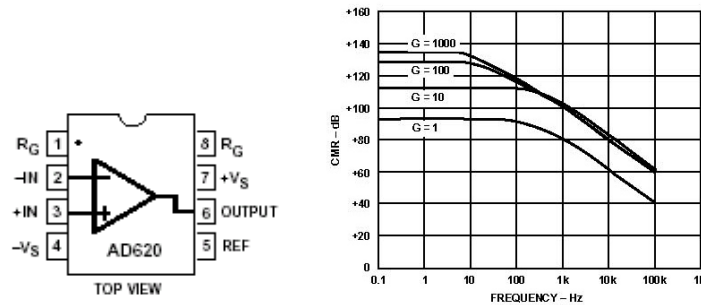


Figure 1. 26 : taux de réjection du mode commun (CMR) en fonction de la fréquence (documentation AD 620 Analog Devices)

Le taux de réjection du mode commun est de 130 dB pour un gain en mode différentiel de 100 ou 1000. Celui varie en fonction de la fréquence puisque le produit gain bande limite la valeur du gain en haute fréquence.

La Figure 1. 27 donne un exemple de l'utilisation de l'AD620 pour la mesure de l'ECG. Cet exemple est intéressant car il permet de se rendre compte des précautions prises lors de la mesure de tensions faibles. Les électrodes de mesure de l'ECG sont dirigées vers les entrées 3 et 2 de l'amplificateur d'instrumentation. Le gain en mode différentiel est fixé par la résistance Rc. La tension de mode commun est obtenue à partir de la tension prise entre R3 et R4 et elle est réinjecté par l'intermédiaire de l'AD 705. Cette façon de procéder réduit la perturbation de mode commun. Enfin le montage est alimenté par deux batteries pour éviter tous les couplages avec le secteur.

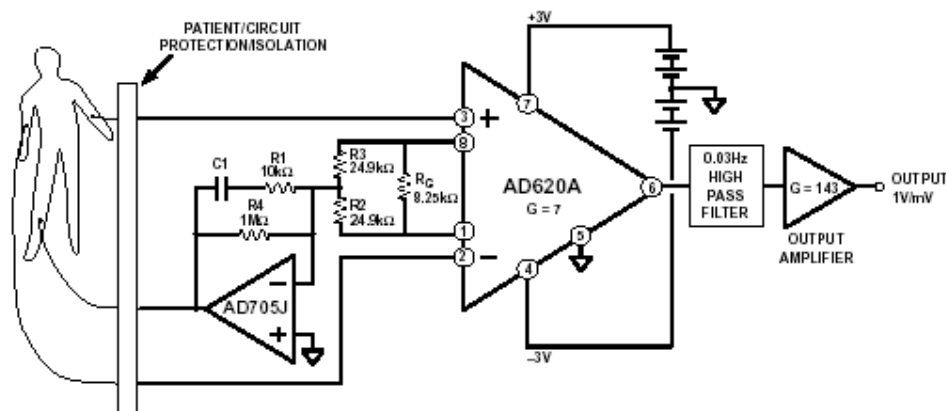


Figure 1. 27 : exemple de mesure de l'ECG

## 5 Exemple de circuit intégré de conditionnement

Nous étudions un circuit destiné au conditionnement d'un capteur de pression pour réaliser un moniteur de respiration en vue de détecter l'anxiété par le biais de variation du rythme de respiration. Ce qui suit est inspiré de la note d'application 683 du circuit Maxim MAX 1457 ([pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX1457.pdf](http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/MAX1457.pdf) et [pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN683.pdf](http://pdfserv.maxim-ic.com/en/an/AN683.pdf)).

Le moniteur de respiration utilise un transducer en silicium à jauges piézo résistives (PRT pour piezo resistive Transducer) pour détecter les variations de pressions correspondant à l'inhalation et l'expiration d'air. Les sorties du pont de Wheastone du capteur silicium sont dirigées vers le circuit MAX 1457 qui a pour but de polariser le pont de mesure et de corriger les erreurs. La sortie du MAX 1457 est dirigé vers un CAN pour être envoyé sur un PC.

Le capteur PRT est configuré en pont de Wheastone comme présenté à la Figure 1. 9 pour une plus grande sensibilité (10mV par volt de tension d'alimentation).

### 5.1 Source d'erreur des capteurs

Les sources d'erreurs sont de deux types :

- fortes dépendances de l'amplitude de la tension de sortie en fonction de la température et non linéarité de la variation en fonction de celle-ci,
- variation importante de l'offset en fonction de la température.

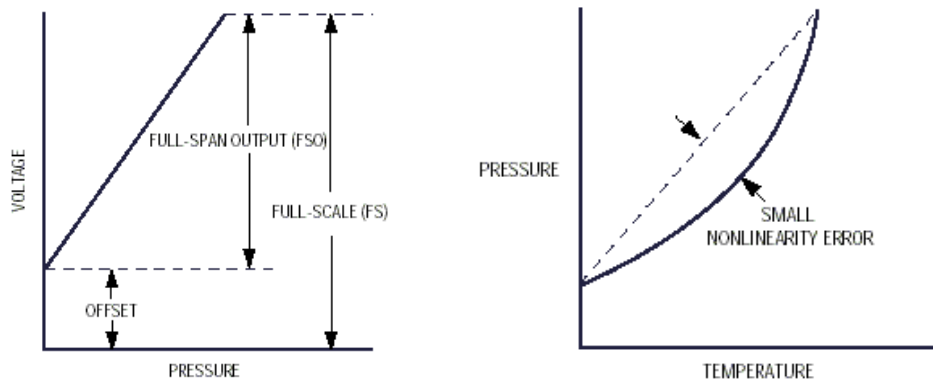


Figure 1. 28 : source d'erreur de capteur de type PRT

Le circuit de la Figure 1. 29 présente une solution analogique pour corriger la plupart des erreurs des capteurs. L'alimentation est faite à partir d'un courant fixe et une résistance dont la valeur est fonction de la température fixe la tension d'alimentation du pont. L'effet de variation des résistances du pont est réduit par les résistances les résistances  $R_{tz}$ . Quand la température augmente, les résistances du pont augmentent également. Les résistances en parallèle limite cette augmentation. La tension continue de sortie est ajusté à une valeur nulle à l'aide des deux résistances de pied du pont.

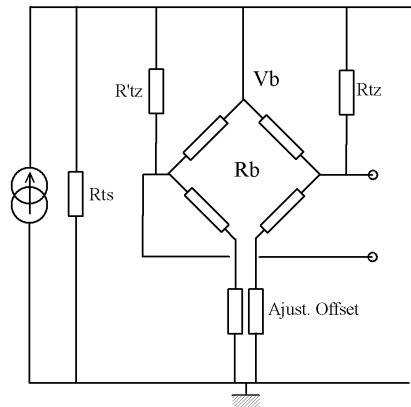


Figure 1. 29 : solution analogique de compensation des dérives

### 5.2 Solutions mises en œuvre dans le MAX1457

Le synoptique interne du circuit de conditionnement du pont est placé sur la Figure 1. 30. On reconnaît en haut sur la gauche la source de courant programmable de commande du pont de jauges. Les sorties du pont de jauges sont transmises vers un amplificateur à gain programmable (PGA) à capacités commutés. Le gain est commandé par 5 registres qui sont commandés par le contenu d'une eeprom. Pour assurer une erreur inférieure à 0.1 %, le MAX 1457 compense l'offset en valeur nominale et en fonction de la température, la tension maximale de sortie (FSO pour Full Scale Output) et sa variation en fonction de la température et il compense aussi les erreurs de non linéarité.

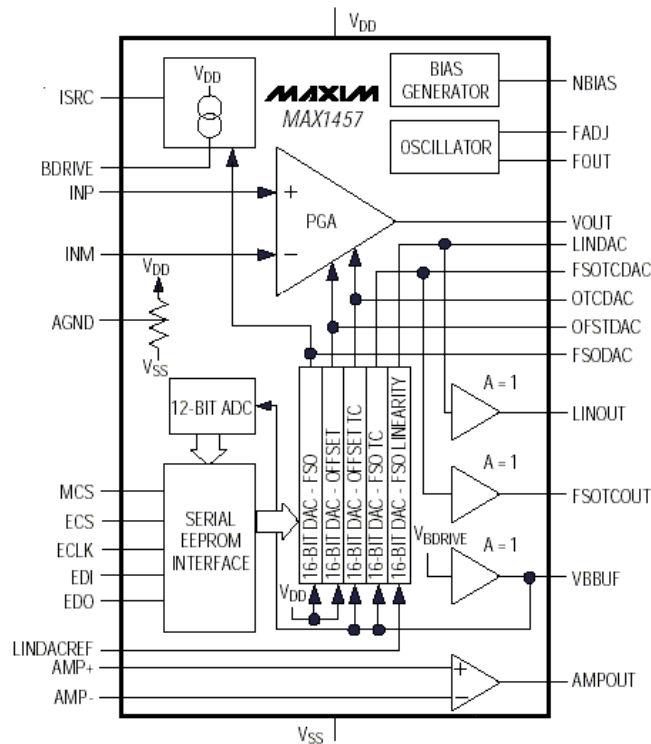


Figure 1. 30 : MAX 1457

Pour parvenir à la compensation des erreurs, le MAX 1457 fonctionne en 3 phases :

- acquisition de la tension de sortie sans correction et contrôle par PC,
- calibration et compensation des erreurs et stockage des valeurs compensatrices des erreurs dans une eeprom,
- vérifications en fonctionnement normal.

Le programme de contrôle du MAX 1457 possède une bibliothèque de cœur de pont de mesure et il permet d'adapter la commande du pont

La Figure 1. 31 détaille la correction en fonction de la température. La source de courant commande le pont de Wheastone. La tension  $V_{BR}$  est fonction de la température. Cette tension commande les tensions de référence des convertisseurs numérique analogique et la tension de sortie de ces derniers est donc fonction de la température. Quand la température augmente, la tension de sortie des CNA est donc réduite. Un CNA de résolution 16 bits commande la tension maximale de sortie (FSO) tandis que l'autre commande l'offset qui vient s'ajouter à la différence des deux tensions en sortie du pont.

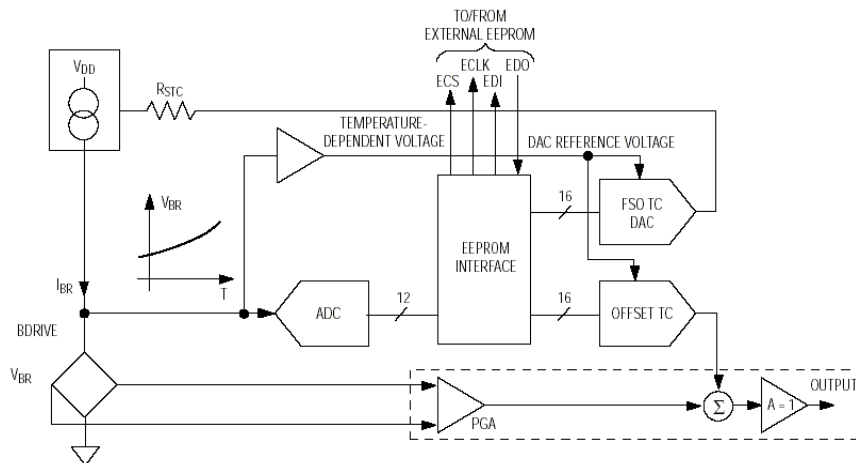


Figure 1. 31 : diagramme simplifié de la commande en fonction de la température

## 6 Amplificateur d'isolement

Dans le cas de forte tension de mode commun, il est parfois préférable d'isoler galvaniquement la tension mesurée en sortie du capteur de la tension de sortie envoyé vers l'étage d'acquisition. L'isolation des deux parties permet d'ouvrir le circuit et d'éviter que les courants de mode commun ne circulent de part et d'autre du dispositif d'isolation. Les méthodes pour isoler sont :

- utilisation d'un transformateur,
- utilisation d'un opto coupleur ou d'un système optique,
- utilisation d'un amplificateur d'isolement.

Nous étudierons ici le cas d'un amplificateur d'isolement. Nous avons vu l'intérêt d'isoler la mesure et il est aussi nécessaire d'isoler les alimentations qui seront délivrées à partir d'un transformateur séparé ou un convertisseur DC - DC.

Le transformateur ne permet pas de mesurer des tensions continues et cette contrainte peut être détournée par translation en fréquence du spectre mesuré. Le circuit qui illustre notre propos est un amplificateur d'isolement à bas coût de type AD210. Il utilise trois transformateurs comme le montre la Figure 1. 32.

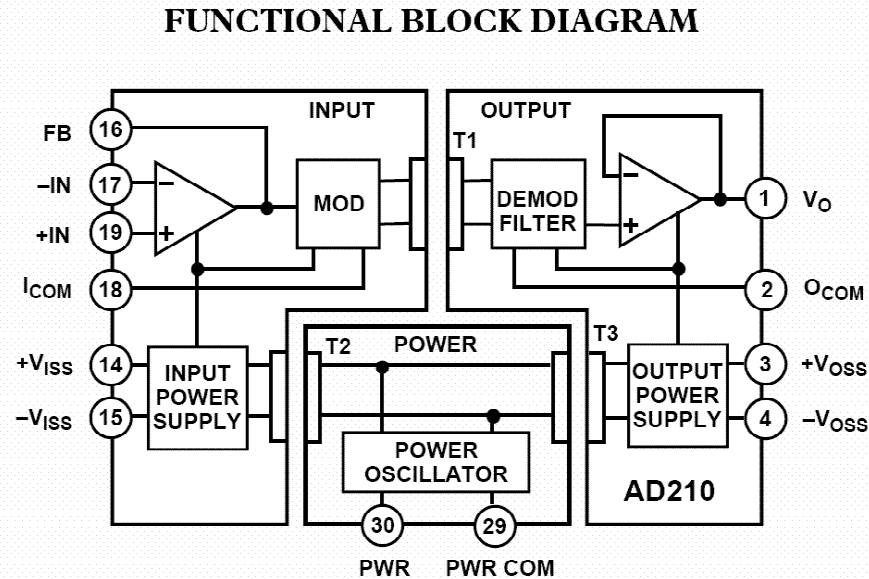


Figure 1. 32 : schéma interne de l'AD210

A partir de l'alimentation externe présente sur les broches 29 et 30, il est élaboré une nouvelle alimentation sans connection galvanique avec la 1<sup>ère</sup> dans le bloc *power*. L'étage *Power Oscillator* vient découper la tension d'alimentation externe pour venir par l'intermédiaire des transformateurs T2 et T3 alimenter la partie proche du capteur c'est à dire le bloc *Input* et alimenter la partie proche de l'acquisition faite dans le bloc *Output*. Il n'y a bien sur pas de connexions électriques entre les broches 29, 30 et les broches 3, 4, 14, 15. Le circuit accepte une tension différentielle entre les entrées 17, 19 et la sortie 2 égale à  $\pm 3500$  V crête.

Le capteur ou le pont de mesure est connecté entre les broches 17 et 19 ; l'étage de modulation commande T1 qui transfère le signal du capteur à l'étage de démodulation présent à proximité du système d'acquisition.

La Figure 1. 33 décrit un système d'acquisition à 4 voies d'entrées isolées. Les 4 AD210 sont alimentés à partir d'une alimentation commune 0 V et + 15 V. Coté capteur, sur les voies 1 & 2, l'offset des amplificateurs est corrigé par le potentiomètre placé entre les broches 14 et 15. Sur la voie 1 (*channel 1*), c'est une liaison 4 - 20 mA qui permet de transmettre un niveau 0 et 1 par les deux valeurs de courant. Ces deux courants génèrent une tension entre les broches 19 et 18 de l'AD210 du haut. Cette tension est amplifiée par le gain  $(1 + 200/(8.25 + R_G))$ . L'amplificateur suiveur de l'AD 210 de sortie délivre sa sortie sur le multiplexeur AD 7502.

La voie 2 est constituée par l'AD 590 qui est un capteur de température et l'AD 580 délivre une tension de référence de 2.5 V ce qui permet de rajouter une tension continue stable en sortie.

Sur la voie 3, la tension présente sur  $E_{IN}$  est amplifiée avec un gain de 10.

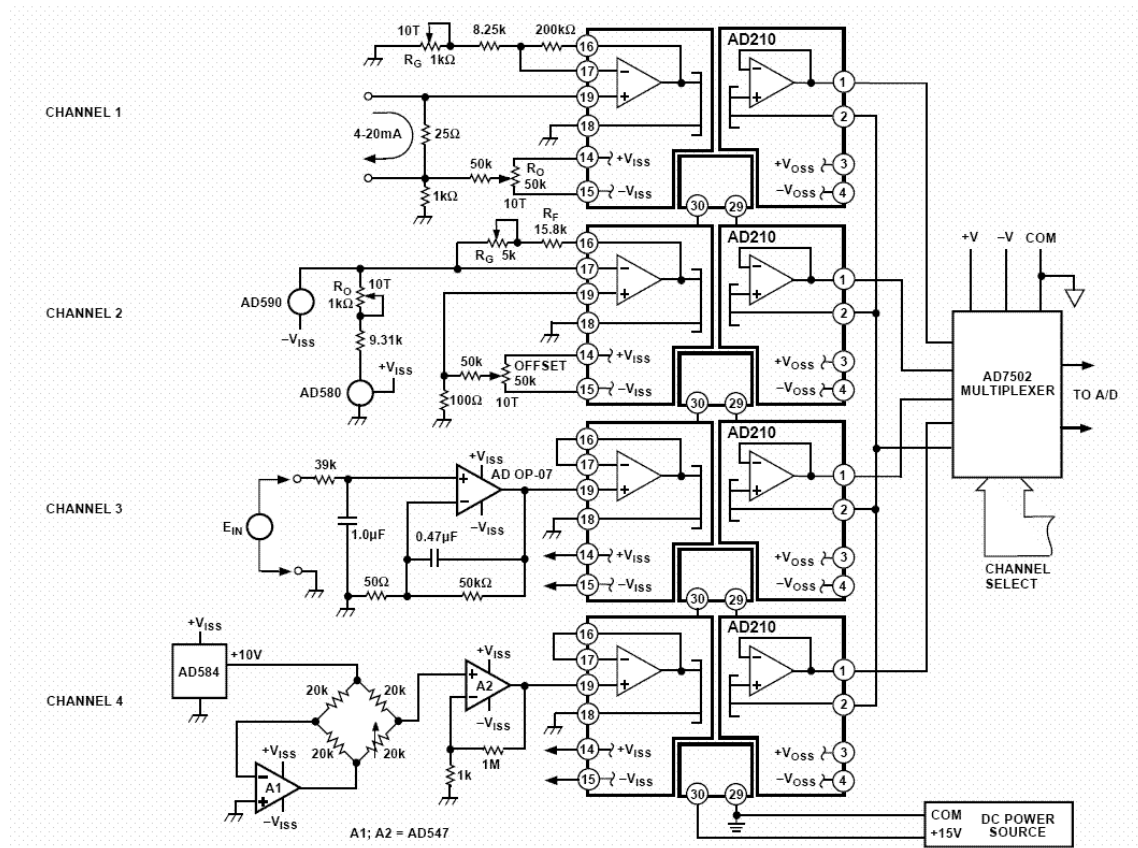


Figure 1. 33 : système d'acquisition 4 voies

Sur la voie 4, l'AD 584 délivre une tension de 10 V pour polariser le pont de mesure. Le circuit A1 permet de polariser le milieu du pont à 0 V et le bas du pont à -10 V. En l'absence de grandeur mesurée sur la voie 4, l'autre sortie du pont est à 0 V. Après un gain de 1000, cette tension est appliquée sur l'entrée 19 de l'AD210 du bas.

Les 4 sorties des 4 AD 210 sont appliquées sur les 4 entrées du multiplexeur AD 7502 et la sortie est appliquée sur l'entrée du CAN.

Lors de la conception du PCB de l'AD 210, il est important de réduire le plus possible la capacité parasite présente entre les deux entrées pour éviter une conversion du signal mode commun vers mode différentiel. Dans le cas où cette condition est respectée, on peut constater sur la Figure 1. 34 que le taux de réjection du mode commun (CMR pour Common Mode Rejection Ratio) de l'AD 210 est important en basse fréquence. En plus haute fréquence, les capacités parasites entre les primaires et les secondaires des transformateurs T1, T2 et T3 présent dans l'AD 210 limite le CMR .

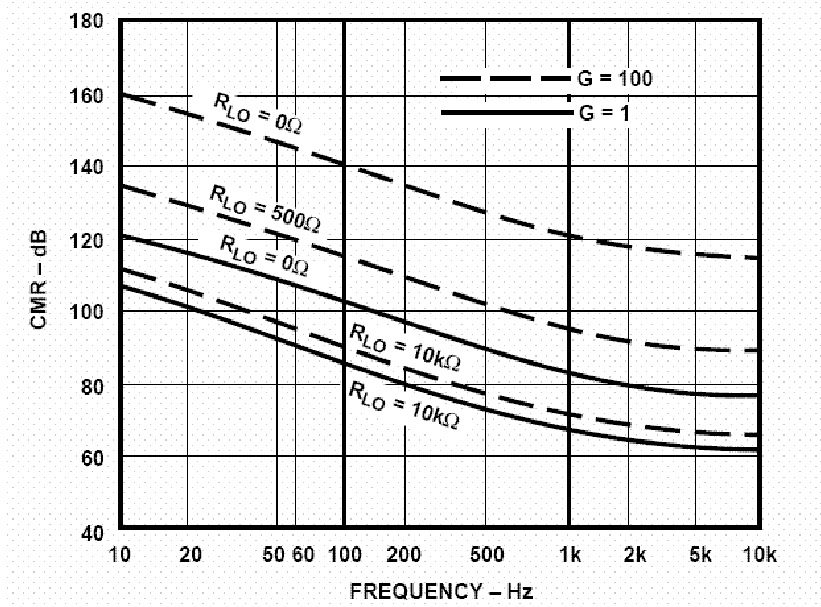


Figure 1. 34 : taux de réjection du mode commun de l'AD210