

CAPTEURS EN INSTRUMENTATION

• INFORMATIONS GENERALES

40h= 37h de cours + 1.5h de partiel + 1.5h d'examen

Intervenants: Céline Nayral, Claude Meny, Pierre Jean
Enseignant-Chercheurs au C.E.S.R.

• PLAN DES COURS

- | | |
|--|----|
| - Propriétés générales et conditionneurs | PJ |
| - Capteurs optiques | PJ |
| - Détecteurs de rayonnements nucléaires | PJ |
| - Capteurs thermiques | CM |
| - Capteurs de Forces | CM |
| - Capteurs de Pression | CM |
| - Capteurs Chimique | CN |

PROPRIETES GENERALES ET CONDITIONNEURS

Durée: 9h

A - PROPRIETES GENERALES

1 - Principes fondamentaux

- Définitions et caractéristiques générales
- Capteurs actifs
- Capteurs passifs
- Corps d'épreuve - capteurs composites
- Grandeurs d'influences
- La chaîne de mesure
- Capteurs intégrés
- Capteurs intelligents

2- Caractéristiques métrologiques

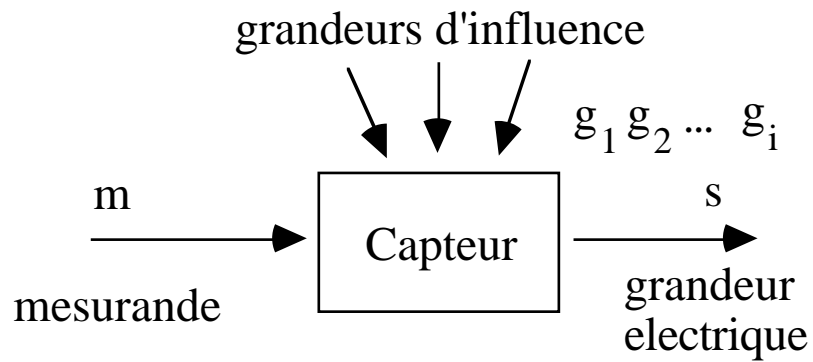
- Les erreurs de mesures
- Etalonnage des capteurs
- Limites d'utilisation
- Sensibilité
- Rapidité - temps de réponse

B - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL

A - PROPRIETES GENERALES

1 - Principes fondamentaux

- Définitions et caractéristiques générales



$$s = f(m; g_1, g_2 \dots g_i)$$

Capteurs

-----> actifs : $s = q, i, v$

-----> passifs : $s = R, L, C$

- Capteurs actifs

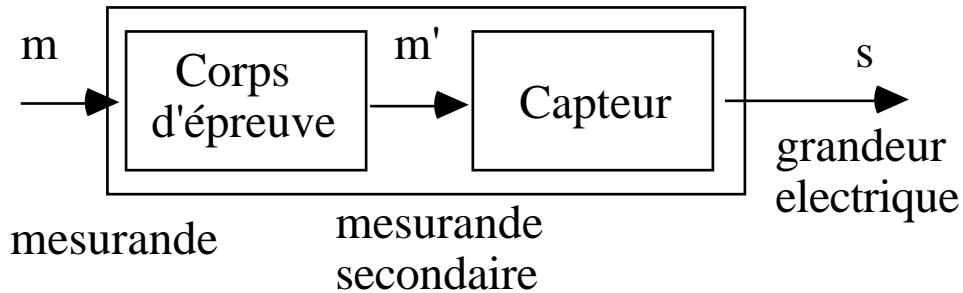
Mesurande	Effet utilisé	Grandeur de sortie
Température	Thermoélectricité	Tension
Flux de rayonnement optique	Pyroélectricité Photoémission Effet photovoltaïque	Charge Courant Tension
Force pression accélération	Piézoélectricité	Charge
Vitesse	Induction électromagnétique	Tension

- Capteurs passifs

Mesurande agit sur: - géométrie
- propriétés électriques (ρ , μ , ϵ)

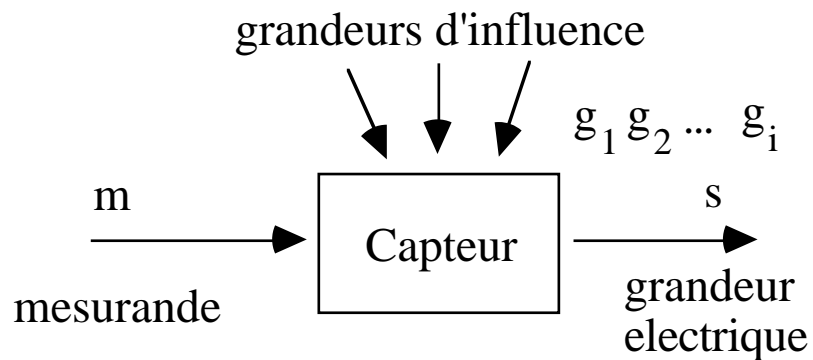
Mesurande	Caractéristiques électrique	Matériaux
Température	Résistivité	Métaux: Pt, Ni, Cu Semi-conducteurs
Basse température	Cte. diélectrique	Verres
Flux de rayonnement optique	Résistivité	Semi-conducteurs
Déformation	Résistivité Perméabilité magnétique	Alliages Ni Si Alliages ferromagnétiques Matériaux
Position (aimant)	Résistivité	magnétorésistant: Bi, antimoniure d'In
Humidité	Résistivité Cte. diélectrique	LiCl Alumine, Polymères
Niveaux	Cte. diélectrique	Liquides isolants

- Corps d'épreuve - capteurs composites



Exemples: Jauge de contrainte, Détecteur gamma

- Grandeurs d'influence

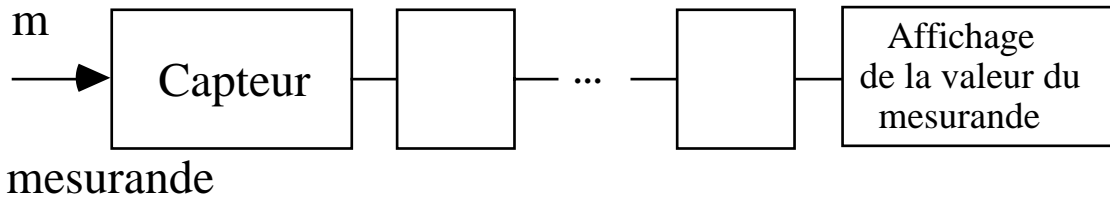


$$s = f(m; g_1, g_2 \dots g_i)$$

Principales grandeurs d'influences:

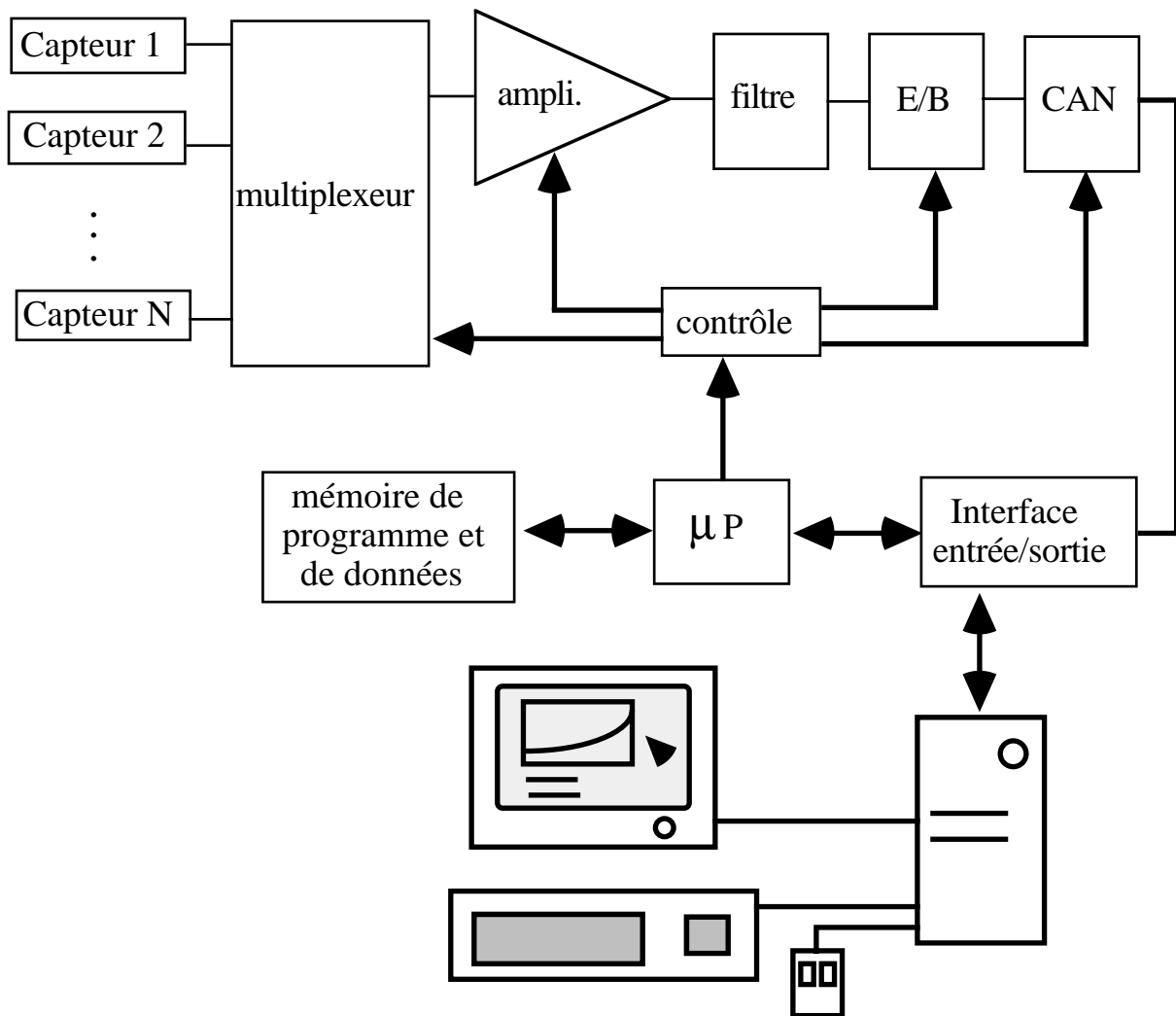
- Température
- Pression, accélération, vibration
- Humidité
- Champ magnétique
- Tension d'alimentation

- La chaîne de mesure



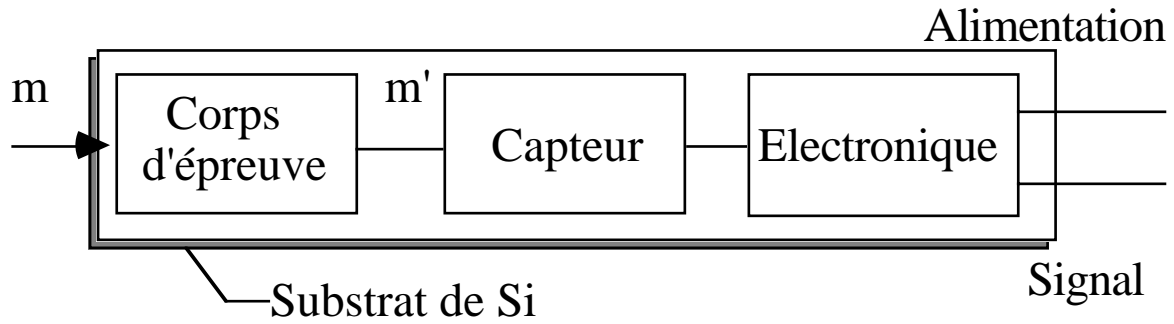
- Forme simple: capteur + voltmètre

- Forme complexe



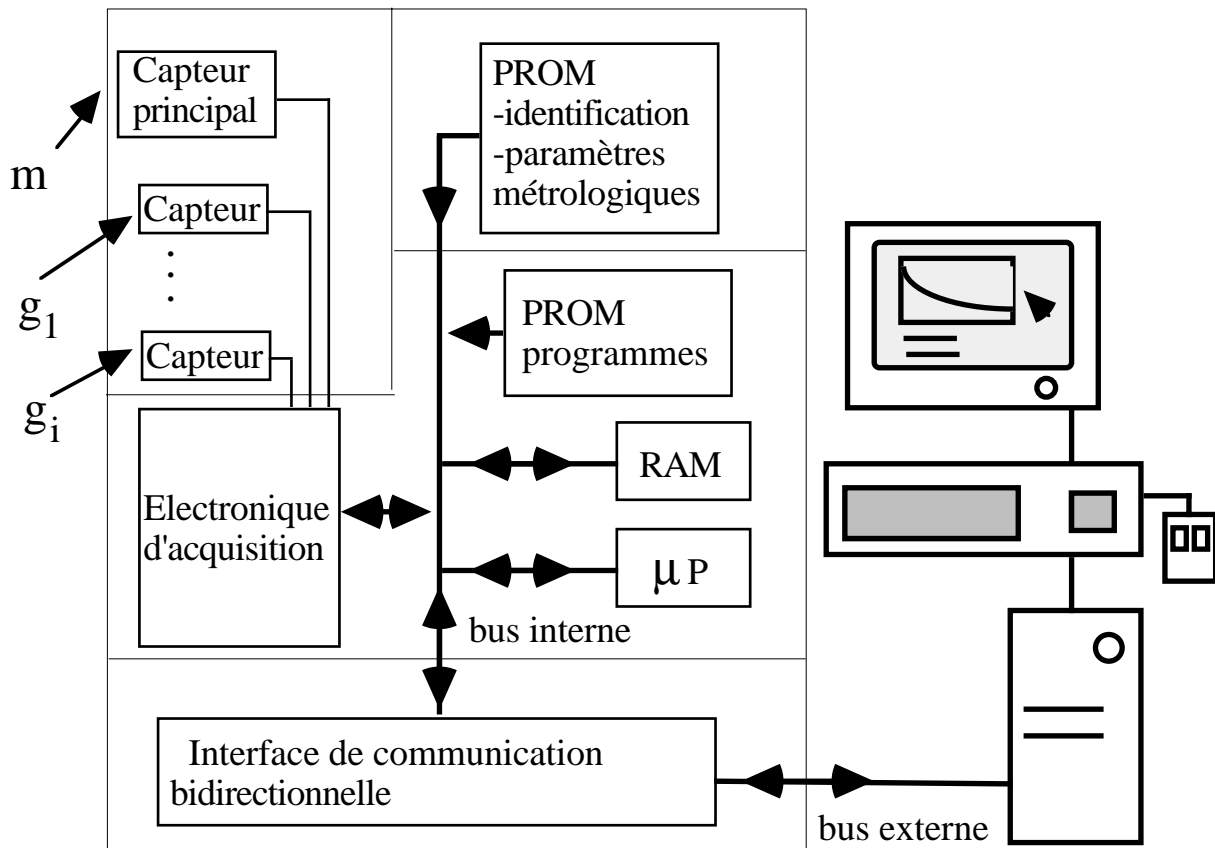
- Capteurs intégrés

Technique de la microélectronique



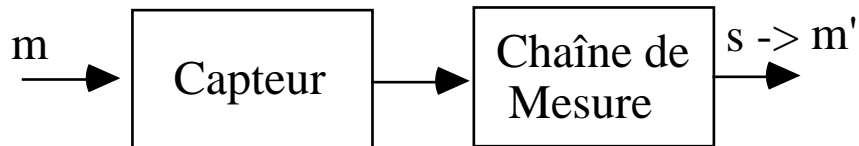
Exemples : jauges extensométriques, photocapacités

- Capteurs intelligents



2- Caractéristiques métrologiques

- Les erreurs de mesures



erreur : $\Delta m = m' - m$

a - Erreurs systématiques

$\Delta m_s =$ constante ou à variation lente

Causes :

- Erreurs sur la valeur d'une grandeur de référence
- Erreurs sur les caractéristiques du capteur
- Erreurs de rapidité
- Erreurs de finesse
- Erreurs dans l'exploitation des données brutes

b - Erreurs accidentelles

Δm_a = aléatoire

Causes :

- Erreurs liées aux indéterminations intrinsèques des caractéristiques instrumentales

Erreur de mobilité - $\Delta m < \text{résolution du capteur}$

Erreur de lecture

Erreur d'hystérésis

Erreur de quantification d'un CAN - $\Delta \text{CAN} = 1/2$

- Erreurs dues à des signaux parasites

Bruit de fond par agitation thermique

Induction parasites, rayonnement électromag.

Fluctuation de tension des sources d'alim.

- Erreur dues à des grandeurs d'influence

Si elles ne sont pas prises en compte à l'étalonnage et si leurs variations sont plus rapides que la mesure

Solutions :

- Protection de la chaîne de mesure

- Modes opératoires judicieux

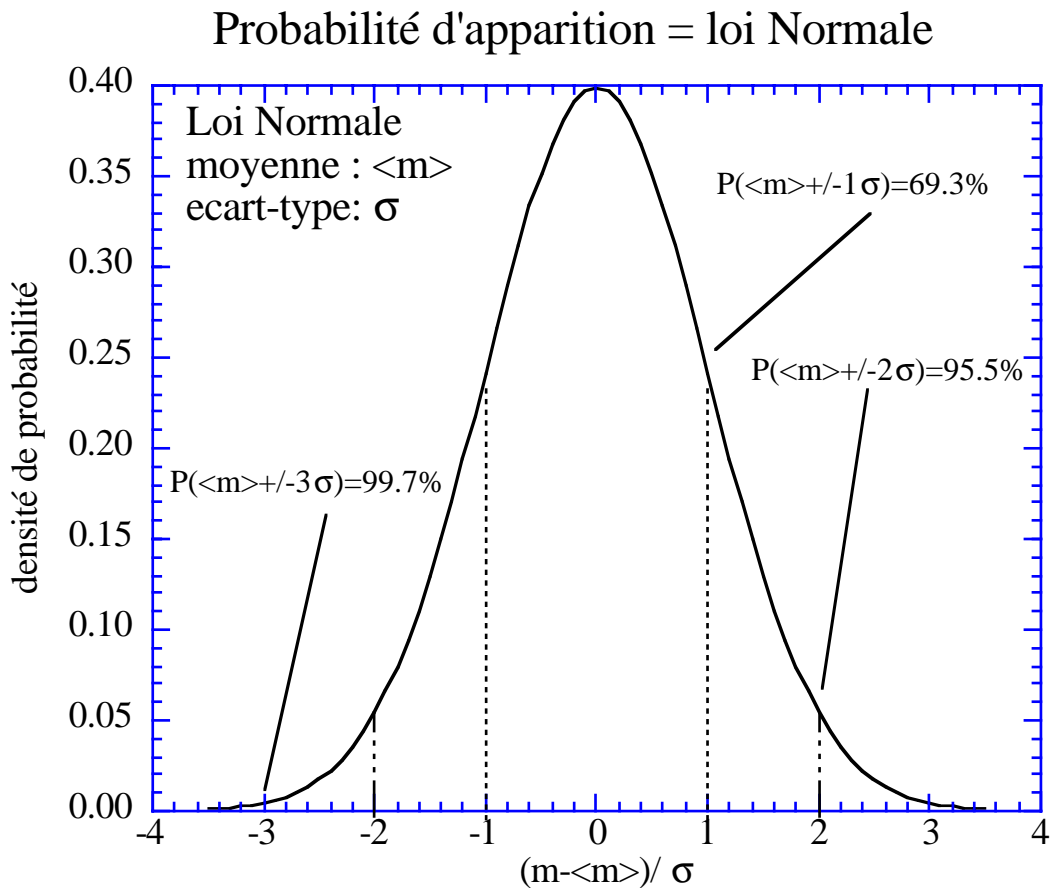
c - Fidélité - justesse - précision

Erreurs accidentelles \Rightarrow dispersion des mesures

Traitement statistique

--> valeur la plus probable = moyenne ($\langle m \rangle$)

--> incertitude = écart-type (σ)



- Fidélité : qualité d'un appareillage de mesure dont les erreurs accidentelles sont faibles

- Justesse : qualité d'un appareillage de mesure dont les erreurs systématiques sont faibles

- Précision : qualifie l'aptitude d'un appareillage à donner des résultats qui individuellement sont proches de la valeur vraie.

- Etalonnage des capteurs

Ensemble des opérations permettant d'obtenir

$s = f[m(p_1, p_2, \dots p_n); g_1, g_2 \dots g_i]$ soit par :

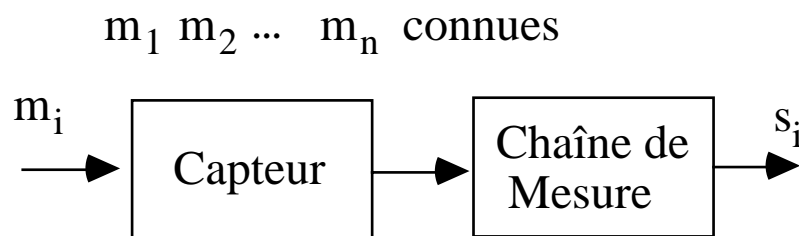
- une relation algébrique (equation caractéristique)
- une représentation graphique (courbe d'étalonnage)

a - Etalonnage simple

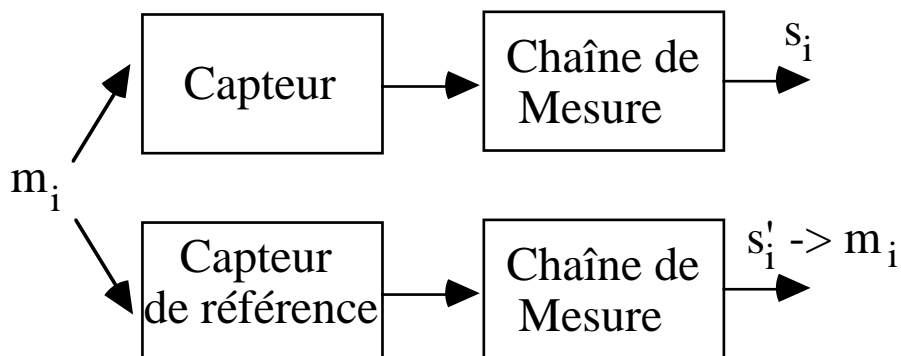
Pas de paramètres additionnels et mesurande statique

$$s_i = f(m_i)$$

- Etalonnage direct ou absolu:



- Etalonnage indirect ou par comparaison



b - Etalonnage multiple

Présence de paramètres additionnels

$$s = f[m(p_1, p_2, \dots, p_n); g_1, g_2 \dots g_i]$$

Cas possibles :

- Grandeur physique liée au mesurande
- Effet d'hystérésis du capteur
- Mesurande dynamique
- Capteurs composites
- Capteurs sensibles aux grandeurs d'influence

Exemple : le phototransistor

- Limites d'utilisation du capteur

Les contraintes mécaniques, thermiques ou électrique ont des seuils :

- Domaine Nominal d'Emploi
pas de modification des caractéristiques
- Domaine de non détérioration
modification possible des caractéristiques, réversible
- Domaine de non-destruction
modification des caractéristiques, irréversible
- Etendue de Mesure
valeurs extrêmes de la plage du mesurande

Spécifications du constructeur

- Sensibilité

a - Définition générale

$$S = \left[\frac{\Delta s}{\Delta m} \right]_{m=m_i}$$

S permet d'estimer l'ordre de grandeur de la réponse du capteur et de choisir le capteur le mieux adapté à la chaîne de mesure et à la grandeur à mesurer.



S peut aussi dépendre :

- . du choix des matériaux et de leur dimensionnement
- . de paramètres additionnels (g_i , tension d'alim...)

Attention aux unités de S

b - Sensibilité en régime statique

Etalonnage \Rightarrow s en fonction de m $\Rightarrow S = \left[\frac{\Delta s}{\Delta m} \right]_{m=m_i}$

. si $s=f(m)$ est une droite $\Rightarrow S = \left[\frac{\Delta s}{\Delta m} \right]$

. si $s=f(m)$ est une droite passant par 0 $\Rightarrow S = \frac{s}{m}$

c- Sensibilité en régime dynamique, réponse en fréquence

Cas où le mesurande est périodique :

$$m(t) = m_0 + m_1 \cos(\omega t)$$

Réponse : $s(t) = s_0 + s_1 \cos(\omega t + \varphi)$

composantes continues : m_0 et s_0

amplitudes : m_1 et s_1

fréquence : $f = \omega/2\pi$ (Hz)

déphasage : φ

Sensibilité : $S = \frac{s_1}{m_1}$ mais $S = S(f)$

Equation différentielle lie les variations de s à celles de m

- Réponse en fréquence d'un système de premier ordre

=> Equation différentielle du premier ordre

$$A \frac{ds}{dt} + Bs = m(t)$$

=> Solution:

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{B} \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} \quad \text{et} \quad \varphi(f) = -\text{Arctg}\left(\frac{f}{f_c}\right)$$

Système passe-bas avec $f_c = B/(2\pi A)$ fréquence de coupure

Bande passante (BP) :

Elle est définie comme la plage en fréquence à l'intérieur de laquelle la réponse décroît au plus de 3 dB à partir de la valeur max.

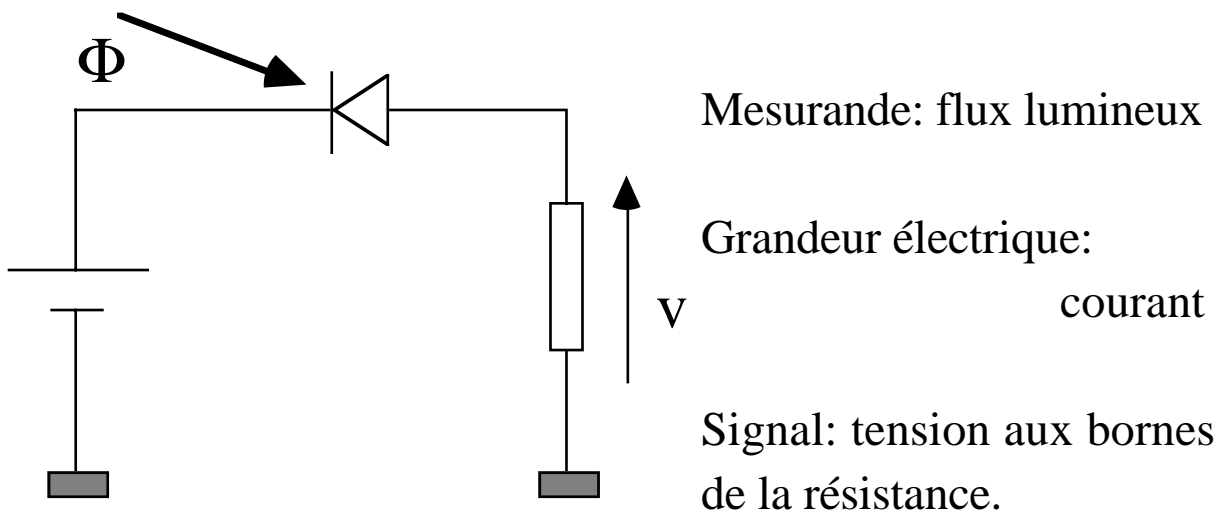
$$\text{BP}(\text{passe-bas}) = f_c$$

Réponse ou Gain en dB : $G_{dB} = 20 \log(S(f))$

$$\Rightarrow \text{pour } f = f_c \text{ on a } 20 \log\left(\frac{S(f)}{S(0)}\right) = -3 \text{ dB}$$

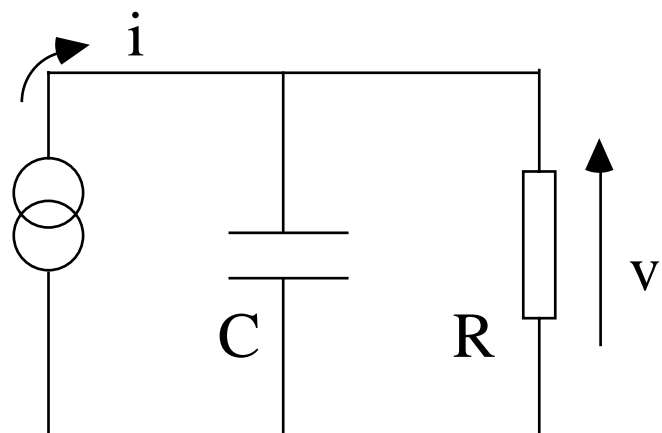
$$\Rightarrow \frac{S(f)}{S(0)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.707$$

Exemple de système de premier ordre : Photodiode



Shéma électrique équivalent

φdiode=source de courant



- Réponse en fréquence d'un système de second ordre

=> Equation différentielle du second ordre

$$A \frac{d^2 s}{dt^2} + B \frac{ds}{dt} + Cs = m(t)$$

=> Solution:

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{C} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_o}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{f}{f_o}\right)^2}}$$

et

$$\varphi(f) = -\text{Arctg} \left(\frac{2\xi}{\frac{f}{f_o} \left[1 - \left(\frac{f}{f_o}\right)^2\right]} \right)$$

Avec $f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{A}}$ fréquence propre du système

et $\xi = \frac{B}{2\sqrt{CA}}$ coefficient d'amortissement

L'allure de la réponse en fréquence dépend de ξ

-> $\xi < \frac{1}{\sqrt{2}}$: S(f) passe par un maximum $f_M = f_o \sqrt{1 - 2\xi^2}$

-> $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$: S(f) ressemble au cas du premier ordre, BP = f_o

-> $\xi > \frac{1}{\sqrt{2}}$: S(f) ressemble au cas du premier ordre BP < f_o

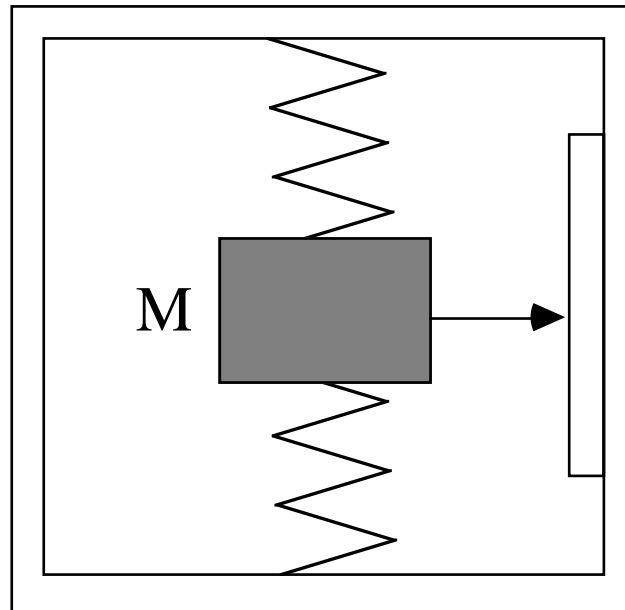
Il est conseillé d'avoir $0.6 < \xi < 0.7$

-> réponse quasi-constante dans BP relativement

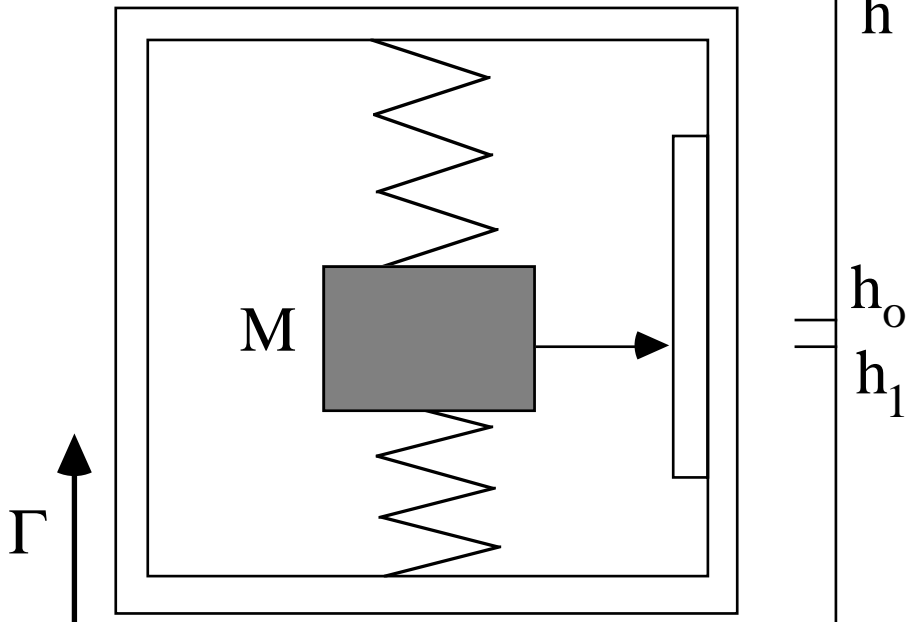
-> BP relativement étendue.

Exemple de système de second ordre : Accéléromètre

Au repos



Sous accélération



Mesurande secondaire : $z = h_1 - h_0$

$$\text{Equation différentielle} \Rightarrow \frac{d^2 z}{dt^2} + \frac{F}{M} \frac{dz}{dt} + \frac{C}{M} z = -\Gamma(t)$$

$$S(f) = \frac{z_1}{\Gamma_1} = \frac{M}{C} \frac{1}{\sqrt{\left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]^2 + 4\xi^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

d - Linéarité

Condition : $S = \left[\frac{\Delta s}{\Delta m} \right] = \text{constante}$ quelque soit la valeur de m

Remarque en régime dynamique, on a un système linéaire si celui ci l'est en régime statique et que f_c ou f_o et ξ ne varient pas en fonction de m.

A partir de l'étalonnage :

=> ensemble de N valeurs $\{s_i, m_i\}$

=> méthode des moindres carrés

on obtient $s = a m + b$ avec :

$$a = \frac{N \sum s_i m_i - \sum s_i \sum m_i}{N \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2}$$

$$b = \frac{\sum s_i \sum m_i^2 - \sum s_i m_i \sum m_i}{N \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2}$$

- Rapidité - temps de réponse

Lorsque le mesurande est appliqué au capteur ou subit une variation brusque, l'établissement du régime permanent prend un certain temps. Cette durée s'appelle le régime transitoire.

a - Définitions

La rapidité est quantifiée par le temps de réponse $t_r(\epsilon\%)$: intervalle de temps jusqu'à ce que le signal reste au dessus de $\epsilon\%$ de la valeur de régime permanent, après une variation brute du mesurande.

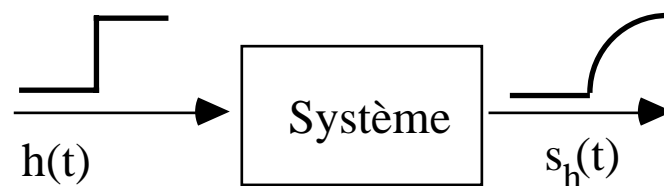
Autres intervalles de temps :

- temps de retard à la montée, t_{dm} : 0% \rightarrow 10% de $s_{statique}$
- temps de montée, t_m : 10% \rightarrow 90% de $s_{statique}$
- temps de retard à la chute, t_{dc} : 100% \rightarrow 90% de $s_{statique}$
- temps de chute, t_c : 90% \rightarrow 10% de $s_{statique}$

Réponse indicielle : réponse temporelle $s_h(t)$ d'un système à un échelon - fonction de Heaviside $h(t)$

$$h(t) = 0 \quad \text{pour } t < 0$$

$$h(t) = 1 \quad \text{pour } t > 0$$



b - Temps de réponse d'un système de premier ordre

Réponse indicielle : $t < 0, \quad m=0, s=0$
 $t > 0, \quad m=m_o.$

$$\Rightarrow A \frac{ds}{dt} + Bs = m_o \quad \Rightarrow \quad s(t) = s_o \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

avec $\tau = A/B$ et $s_o = m_o/B$

Remarque : lien entre τ et la fréquence de coupure $\tau = \frac{1}{2\pi f_c}$

c - Temps de réponse d'un système du second ordre

Réponse indicielle : $t < 0, \quad m=0, s=0$ et $ds/dt = 0$
 $t > 0, \quad m=m_o.$

$$\Rightarrow A \frac{d^2s}{dt^2} + B \frac{ds}{dt} + Cs = m_o$$

La solution dépend de $\xi = \frac{B}{2\sqrt{CA}}$ coefficient d'amortissement

- $\xi < 1$, faible amortissement -> régime périodique amorti

$$s(t) = s_o \left[1 - \frac{e^{-\xi\omega_o t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \sin\left(\sqrt{1-\xi^2}\omega_o t + \text{Arc sin}\left(\sqrt{1-\xi^2}\right)\right) \right]$$

- $\xi = 1$, amortissement critique -> régime apériodique critique

$$s(t) = s_o \left[1 - (1 + \omega_o t) e^{-\omega_o t} \right]$$

- $\xi > 1$, amortissement fort -> régime apériodique $\frac{s(t)}{s_o} =$

$$1 + \frac{\xi - \sqrt{\xi^2 - 1}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} e^{(-\xi - \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_o t} - \frac{\xi + \sqrt{\xi^2 - 1}}{2\sqrt{\xi^2 - 1}} e^{(-\xi + \sqrt{\xi^2 - 1})\omega_o t}$$

Avec $\omega_o = \sqrt{\frac{C}{A}}$ et $s_o = m_o/C$

B - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL

1 - Conditionneurs de capteurs passifs

- Caractéristiques générales
- Montages potentiométriques
- Les ponts

2 - Conditionneurs de capteurs actifs

- But
- conditionneur du capteur source de courant
- conditionneur du capteur source de charge
- "conditionneur" du capteur source de tension

3 - Les Amplificateurs

- Rappel Amplificateurs Operationnel
- Amplificateurs différentiels
- Défauts des systèmes d'amplification
- Caractéristiques dynamiques

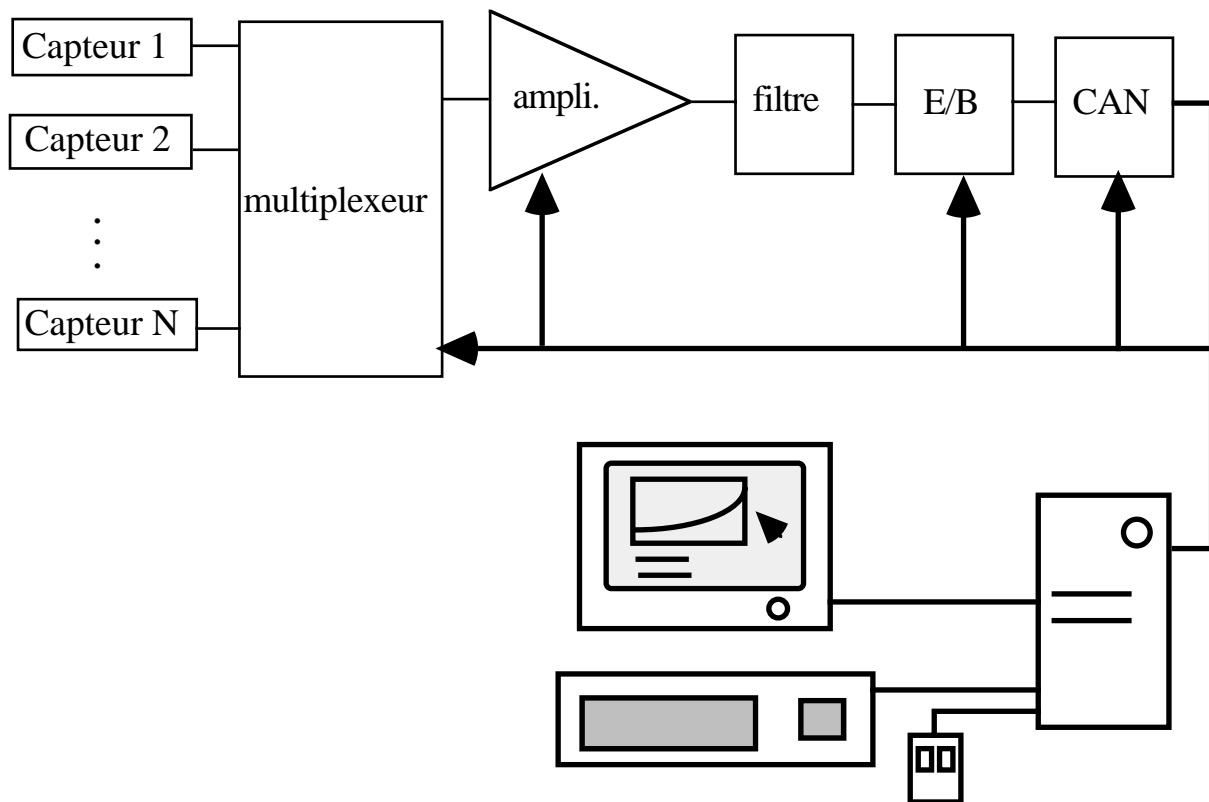
4 - Les filtres

- Définition, propriétés et but
- Exemples de filtres
- Réalisation de filtres

5 - Gestion du signal

- Généralités
- Le multiplexeur
- L'échantillonneur-bloqueur
- Le convertisseur Analogique-Numérique
- Acquisition des données sur PC

B - CONDITIONNEMENT DU SIGNAL



=> Les différents éléments de la chaîne doivent être choisis et associés de sorte à satisfaire aux conditions de mesure:

- La résolution
- La rapidité
- L'immunité aux parasites et aux grandeurs d'influences

=> Gain de la chaîne : $G_c = 2^n / V_{pc} G_f G_a S_c$

m	Mesurande
$S_c m$	V à la sortie du capteur/conditionneur
$G_a S_c m$	V à la sortie de l'amplificateur
$G_f G_a S_c m$	V à la sortie du filtre
$2^n / V_{pc} G_f G_a S_c m$	N après E/B et CAN

$$N = G_c m$$

1 - Conditionneurs de capteurs passifs

But: Obtenir un signal électrique représentatif de la variation de l'impédance (Z_c) sous l'influence du mesurande.

Deux types de conditionneurs de capteurs passifs:

=> $v_m = e_s F(Z_c, Z_1, Z_2...)$: amplitude du signal

- Montages potentiométriques

- Ponts

=> $f_m = G(Z_c, Z_1, Z_2...)$: fréquence du signal

- Oscillateurs

Pour obtenir une tension :

=> source de tension ou de courant

=> impédances supplémentaires

• Caractéristiques générales

- Sensibilité

sensibilité du capteur : $S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}$

sensibilité du conditionneur: $S_z = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c}$

=> sensibilité globale : $S_c = \frac{\Delta v_m}{\Delta m} = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m} \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c}$

/!\ S_z dépend des valeurs des impédances $Z_1, Z_2...$

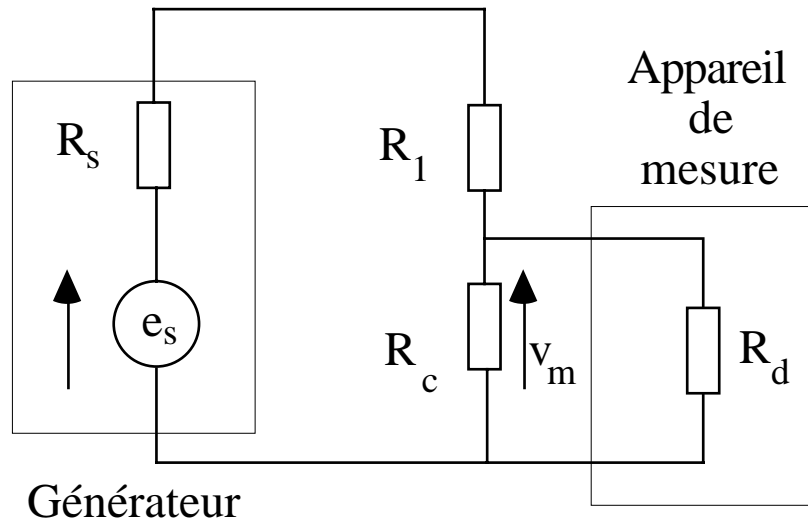
- Linéarité => $S_c = \text{constante}$

- Compensation des grandeurs d'influence => $\frac{\Delta v_m}{\Delta g} = 0$

- Montages potentiométriques

a - Mesures des résistances

Capteur : R_c



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

v_m indépendant de l'appareil de mesure si: $R_c \ll R_d$

condition d'adaptation en impédance

$$\Rightarrow v_m = e_s \frac{R_c}{R_c + R_s + R_1}$$

- Linéarisation :

\Rightarrow fonctionnement en petit signaux : $R_c = R_{c0} + \Delta R_c$

condition : $\Delta R_c \ll R_{c0} + R_1 + R_s$

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta R_c} = e_s \frac{R_1 + R_s}{(R_{c0} + R_s + R_1)^2}$$

Sensibilité optimale si $R_1 + R_s = R_{c0}$

=> alimentation par une source de courant

condition : $R_s \gg R_c + R_1$

$$V_m = e_s \frac{R_c}{R_s}$$

=> montage push-pull

condition : R_1 est un capteur dont les variations sont de signes contraire à R_c , $R_1 = R_{co} - \Delta R_c$

$$\frac{\Delta V_m}{\Delta R_c} = \frac{e_s}{2R_{co}}$$

- Compensation des grandeurs d'influence :

montage push-pull : R_1 est un capteur ayant la même sensibilité que le capteur aux grandeurs d'influences.

$$\Delta V_m = \frac{e_s}{4R_{co}} (\Delta R_{c2} - \Delta R_{c1})$$

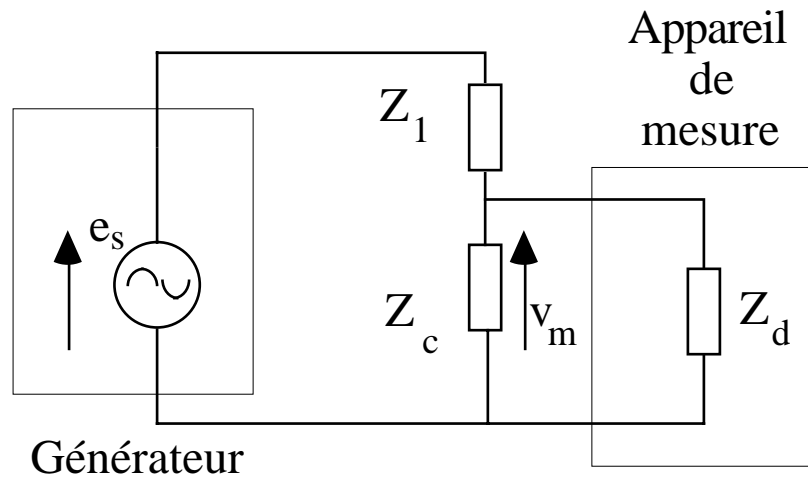
avec $\Delta R_{ci} = S_g \Delta g + S \Delta m_i$

Deux cas:

$$- \Delta m_1 = 0 \quad \Rightarrow \quad \Delta V_m = \frac{e_s}{4R_{co}} S \Delta m_2$$

$$- \Delta m = \Delta m_1 = -\Delta m_2 \Rightarrow \Delta V_m = \frac{e_s}{2R_{co}} S \Delta m_2$$

b - Mesures des impédances complexes



$$Z_1 = R_1 + j X_1 \text{ et } Z_c = R_c + j X_c$$

3 cas:

$$\Rightarrow X_1 = 0$$

si $R_1 \gg |Z_c| \rightarrow$ générateur de courant

$$\Delta v_m = e_s \frac{\Delta Z_c}{R_1}$$

$\Rightarrow X_1$ et X_c de même signe

situation identique à la mesure de résistances

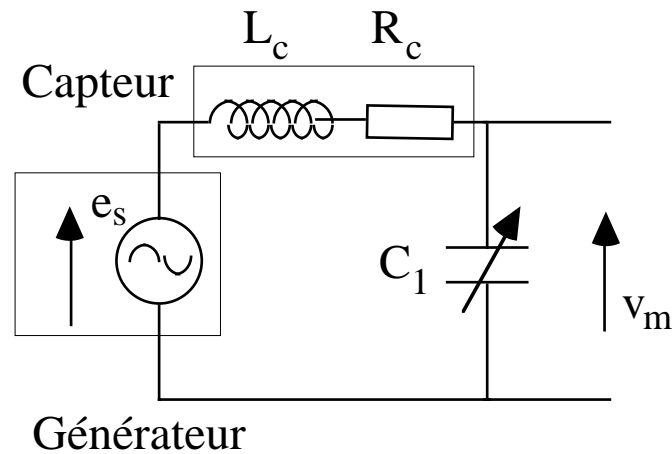
ex: capteur de position à noyau mobile

/!\ cas impédances capacitives :

problèmes de capacités parasites

\rightarrow solution : montage galvanométrique

=> X_L et X_C de signes contraires
 ex : RLC série



Résonance pour $\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_c C_1}}$

-> amplitude maximum $V_{m,max} = \frac{E_s}{R_c C_1 \omega_o}$

On règle C_1 pour obtenir la résonance puis :

- mesure de ω_o -> L_c
- mesure de $V_{m,max}$ -> R_c

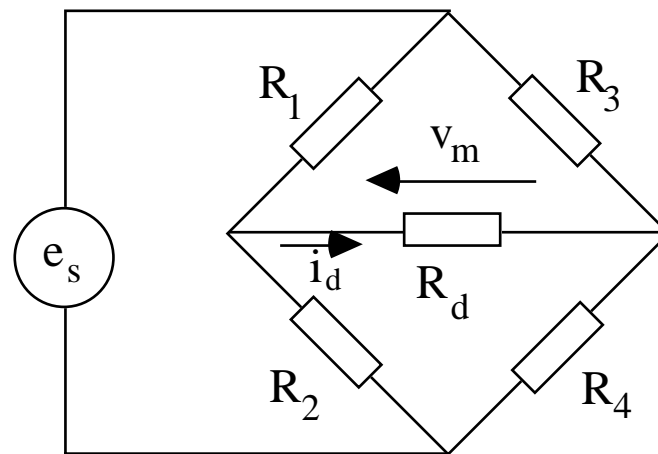
c - Inconvénients du montage potentiométrique

- sensibilité aux dérives de la source
- sensibilité aux parasites

- Les ponts

Potentiomètre double avec mesure différentielle

-> moins sensible aux parasites et aux dérives de la source



Pont de Wheatstone

a - Equation générale et condition d'équilibre

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

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

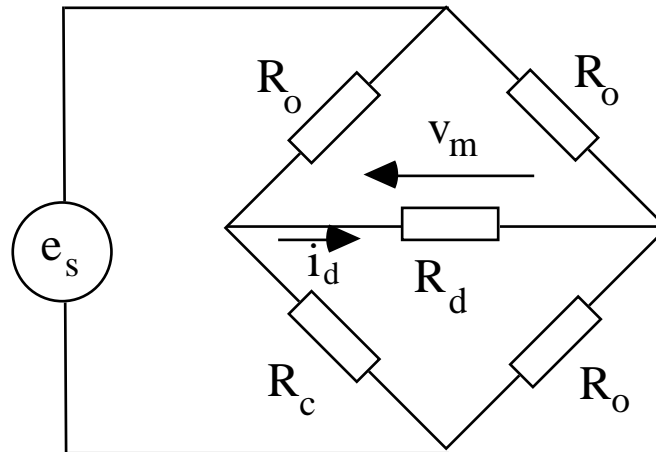
$$v_m = R_d i_d = e_s \frac{(R_2 R_3 - R_4 R_1)}{(R_2 + R_1)(R_4 + R_3)}$$

condition d'équilibre : $i_d = 0 \Rightarrow R_2 R_3 = R_1 R_4$

b - Conditionnement d'un capteur dans un pont

Pont à l'équilibre, les variations d'impédance du capteur déstabilise le pont.

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_0 \quad \text{et} \quad R_c = R_0 + \Delta R$$



$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R}{2R_0 + \Delta R}$$

Linéarisation si $R_0 \gg \Delta R \rightarrow$ solution petit signaux

$$\Rightarrow v_m = \frac{e_s}{4} \frac{\Delta R}{R_0}$$

Remarques importantes :

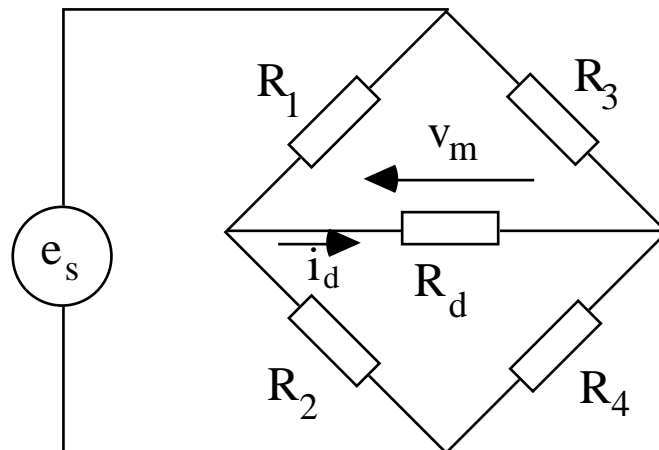
- Sensibilité dans le cas d'un pont

$$S_z = \frac{v_m}{\Delta R} = \frac{e_s}{4R_0}$$

- Attention à l'impédance des liaisons

c - Compensation des grandeurs d'influence

Des résistances du pont sont des capteurs identiques à R_c .



- Montage à deux capteurs

$$R_1 = R_o + \Delta R_1 \quad \text{et} \quad R_2 = R_o + \Delta R_2$$

$$\text{avec : } \Delta R_1 = S_g \Delta g \quad \text{et} \quad \Delta R_2 = S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$R_3 = R_4 = R_o \gg \Delta R_i$$

$$v_m = \frac{e_s}{4} \frac{S \Delta m}{R_o}$$

- Montage à quatre capteurs

$$R_i = R_o + \Delta R_i \quad R_o \gg \Delta R_i$$

$$\text{avec : } \Delta R_1 = \Delta R_4 = S_g \Delta g \quad \text{et} \quad \Delta R_2 = \Delta R_3 = S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$v_m = \frac{e_s}{2} \frac{S \Delta m}{R_o}$$

- Montage push-pull : ex. montage en pont entier

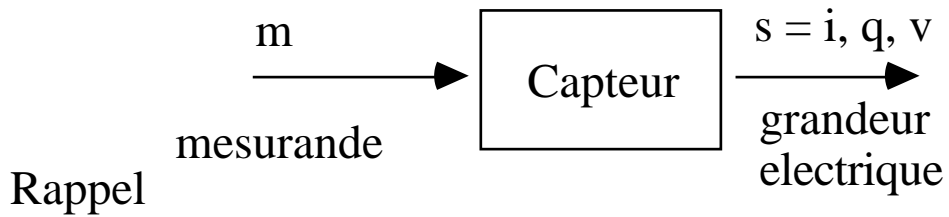
$$R_i = R_o + \Delta R_i \quad R_o \gg \Delta R_i$$

$$\text{avec : } \Delta R_1 = \Delta R_4 = -S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$\text{et} \quad \Delta R_2 = \Delta R_3 = S \Delta m + S_g \Delta g$$

$$v_m = e_s \frac{S \Delta m}{R_o}$$

2 - Conditionneurs de capteurs actifs



- But

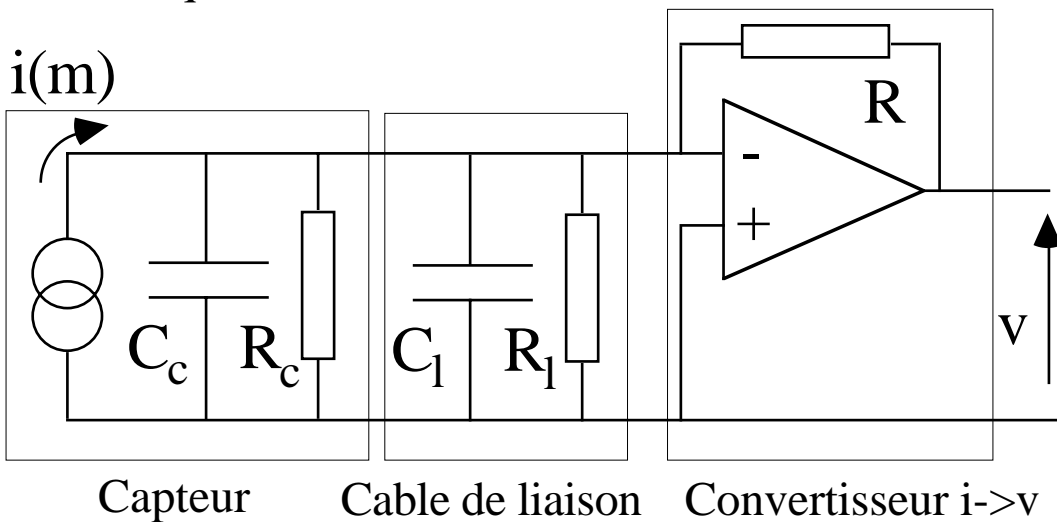
Obtenir une tension proportionnelle au signal

=> convertir i ou q en tension

=> adaptation de la tension de mesure

- conditionneur du capteur source de courant

Shéma équivalent



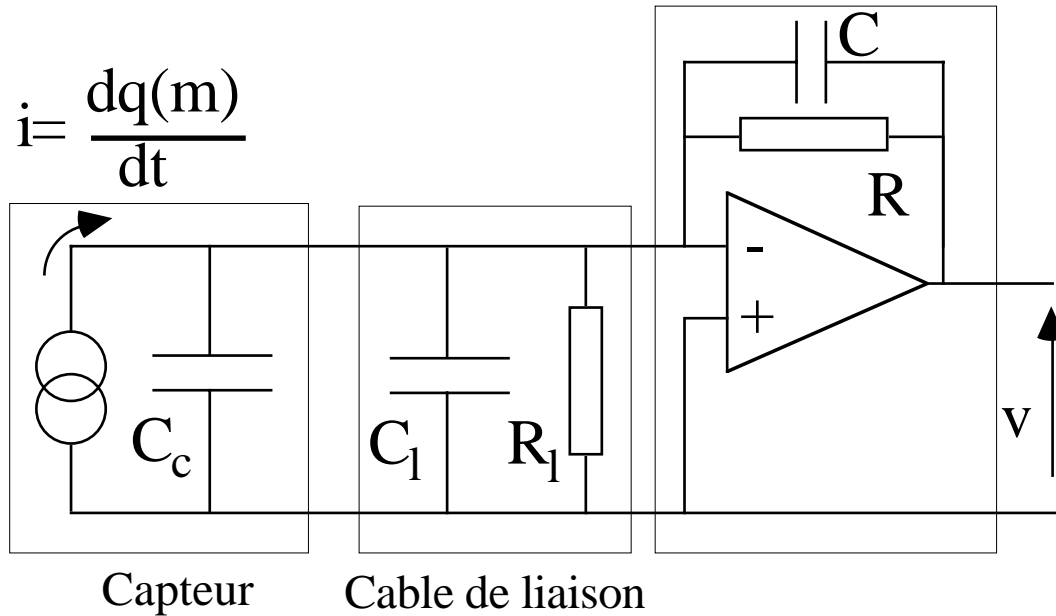
Relation : $v = -R i(m)$

Rôle de l'AO :

- adaptation d'impédance
- réduit l'effet des impédances C_c , R_c , C_1 et R_1

- conditionneur du capteur source de charge

Shéma équivalent



$$\text{Fonction de transfert : } v = -\frac{R}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}} i(m)$$

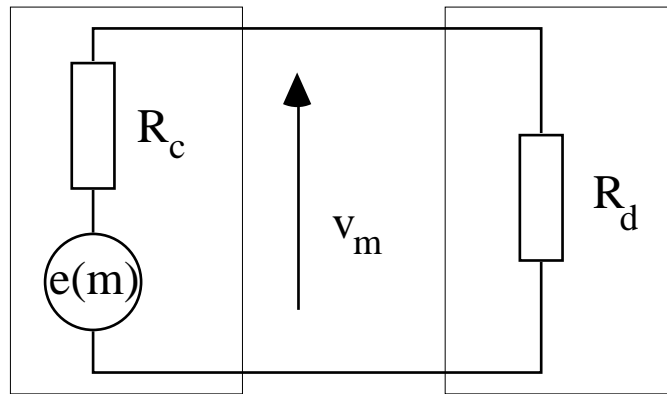
$$\text{avec : } \omega_c = \frac{1}{RC}$$

$$\text{- si } \omega \gg \omega_c \Rightarrow v = -\frac{q(m)}{C} \quad \text{conv. } q \rightarrow v$$

$$\text{- si } \omega \ll \omega_c \Rightarrow v = -R \frac{dq(m)}{dt} \quad \text{conv. } i \rightarrow v$$

Conséquence : choix de C adapté à la mesure

- "conditionneur" du capteur source de tension



Capteur

Appareil de mesure

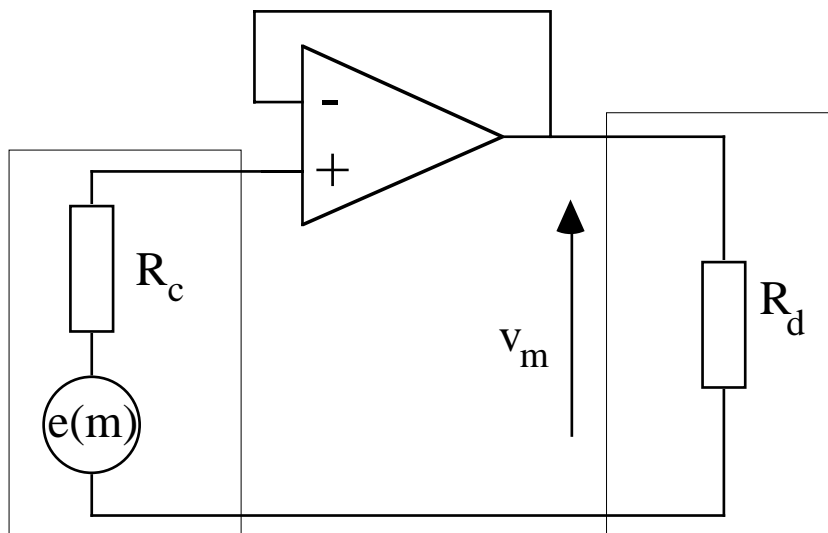
$$v_m = \frac{R_d}{R_d + R_c} e(m)$$

- si $R_d \gg R_c \Rightarrow v_m = e(m) \Rightarrow \text{OK}$

- si $R_d \approx R_c \Rightarrow v_m \approx e(m)/2$

- si $R_d \ll R_c \Rightarrow v_m = e(m) R_d/R_c \ll e(m)$

Solution : montage suiveur



Capteur

Appareil de mesure

$$v_m = e(m)$$

3 - Les Amplificateurs

- Fonctions dans la chaîne:

- => augmenter le niveau du signal
protection contre les parasites et les dérives (AD)
- => assurer un transfert optimal du signal
adaptation d'impédance en tension
- => améliorer la précision de la mesure
adaptation du signal au niveau requis par le CAN

- Deux types d'amplificateur:

- => Amplificateurs Asymétriques (AO)
- => Amplificateurs Différentiels (AD)

choix de l'amplificateur: dépend de la référence du signal

-> référence=masse de l'amplificateur => Asymétrique

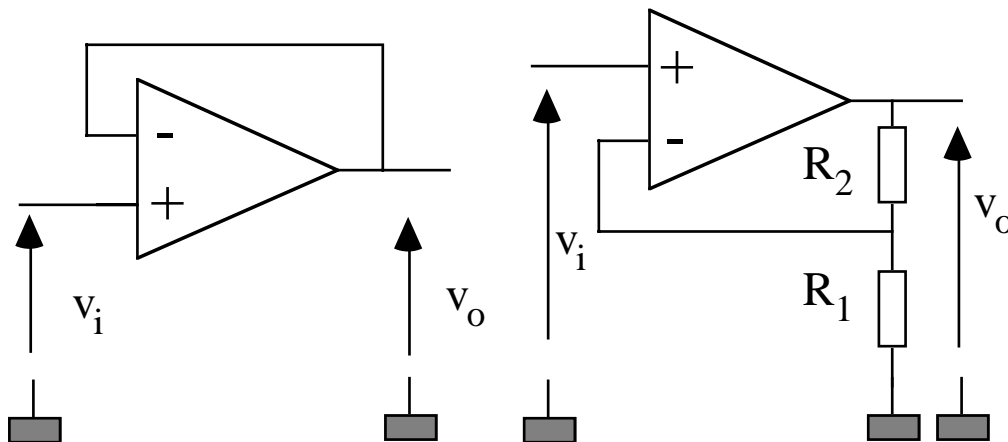
-> référence≠masse de l'amplificateur => Différentiel

• Rappel Amplificateurs Operationnels

AO idéal :

$$Z_{in+} \text{ et } Z_{in-} \gg \Rightarrow i_+ = i_- = 0, \quad Z_{out} \ll$$

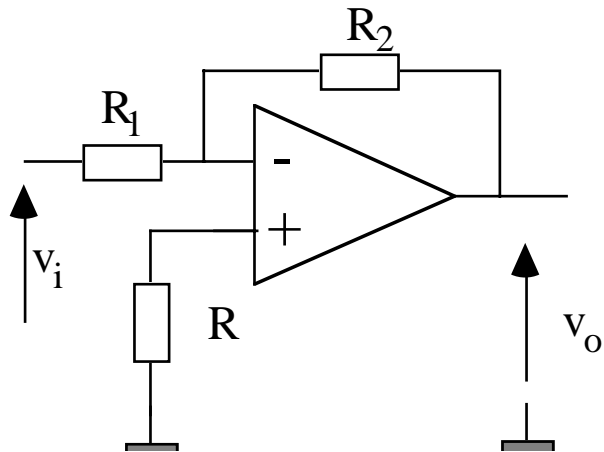
$$v_o = G_d (v_+ - v_-), \quad G_d \gg \text{ donc pour } v_o \text{ fini } \Rightarrow v_+ = v_-$$



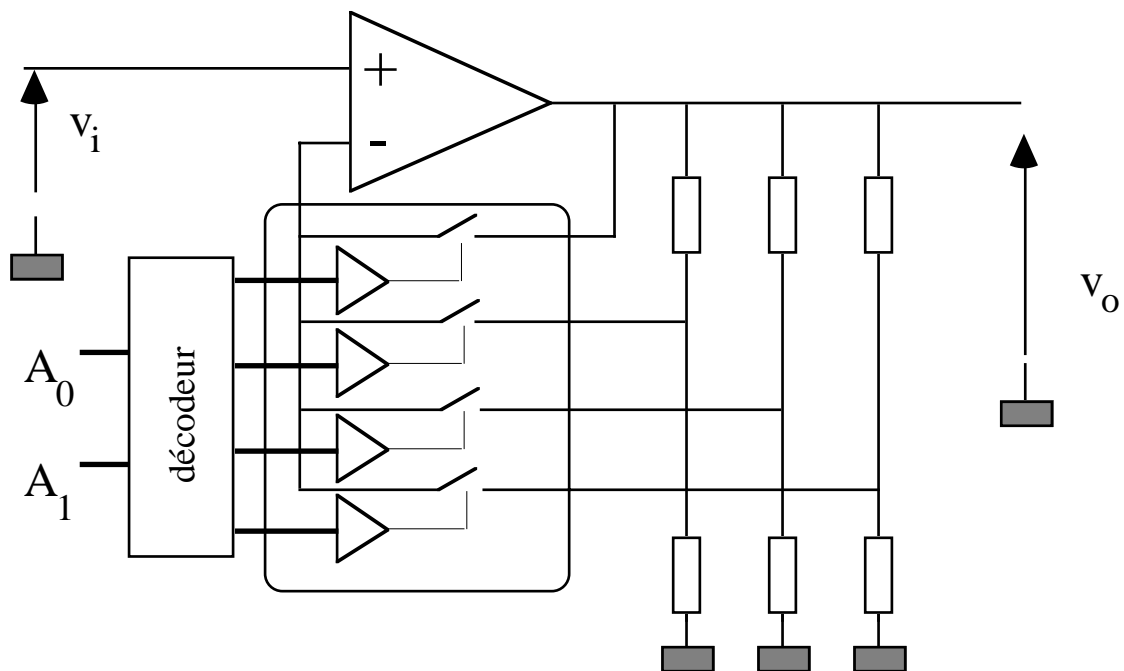
suiveur
 $v_o = v_i$

non-inverseur
 $v_o = v_i (1 + R_2/R_1)$

Exercice: Exprimez v_o en fonction de v_i



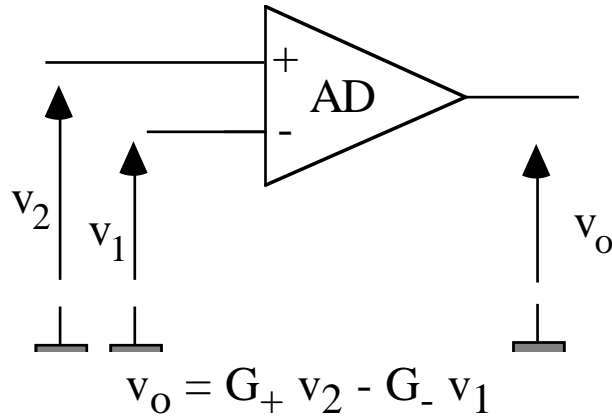
Amplificateur programmable:



$$v_o = v_i G(A_0, A_1)$$

- Amplificateurs différentiels

- Principe :



Fonctionnellement un AD est considéré comme:

- > un amplificateur inverseur de gain $-G_-$
- > un amplificateur de gain G_+
- > un sommateur des 2 tensions amplifiées

En posant:

- > $v_{mc} = (v_2 + v_1)/2$ tension de mode commun
- > $v_d = v_2 - v_1$ tension différentielle

On obtient:

$$v_o = G_d v_d + G_{mc} v_{mc}$$

- avec $G_d = (G_+ + G_-)/2$ gain différentiel
 et $G_{mc} = G_+ - G_-$ gain de mode commun

Equilibrage rigoureux des voies + et - afin que $G_+ - G_- \approx 0$

=> taux de réjection du mode commun: $\tau_r = G_d/G_{mc}$

Taux de réjection approprié : $v_{d,min} \gg v_{mc,max}/\tau_r$

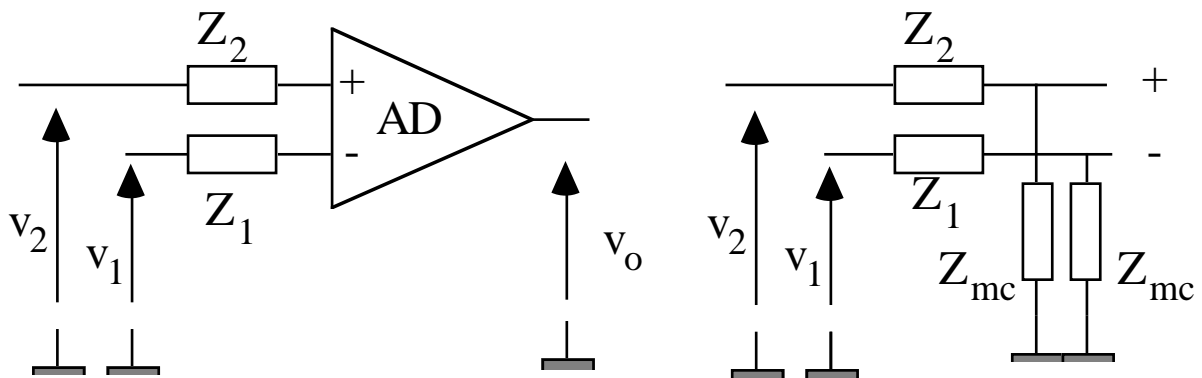
Remarques :

-> les fabricants expriment le taux de réjection en décibels, $CMR=20 \log(\tau_r)$

-> en anglais: CMR common mode rejection

CMMR common mode rejection ratio

- Influence du déséquilibre des voies d'amenée



$$Z_{mc} \approx 10 \text{ G}\Omega$$

$$\Rightarrow v_+ = Z_{mc} / (Z_{mc} + Z_2) v_2$$

$$\Rightarrow v_- = Z_{mc} / (Z_{mc} + Z_1) v_1$$

$$\text{avec } \Delta Z = Z_1 - Z_2 \quad \text{et} \quad Z_{mc} \gg Z_1, Z_2$$

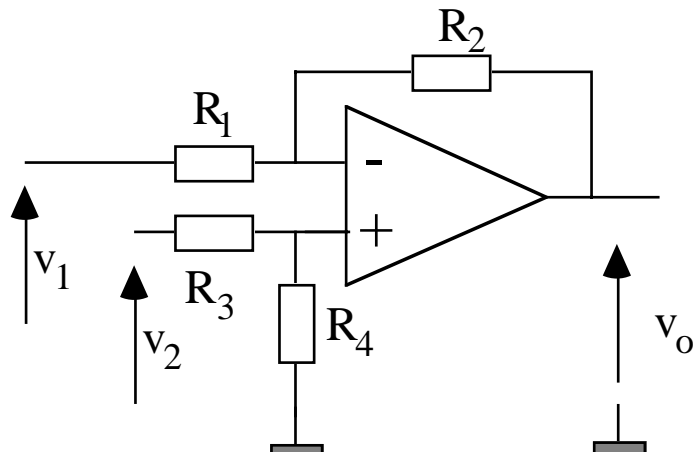
$$\Rightarrow v_{\text{deff}} \approx v_d + v_{mc} \Delta Z / Z_{mc}$$

On s'efforcera donc d'avoir $Z_1 = Z_2$ et $Z_{mc} \gg Z_1, Z_2$

- Montages d'amplificateurs différentiels :

a - Amplificateur différentiel à un seul AO

Amplificateur différentiel de base



$$v_o = G_d v_d + G_{mc} v_{mc}$$

On a $G_{mc} = 0$ si $R_1 R_4 = R_2 R_3$

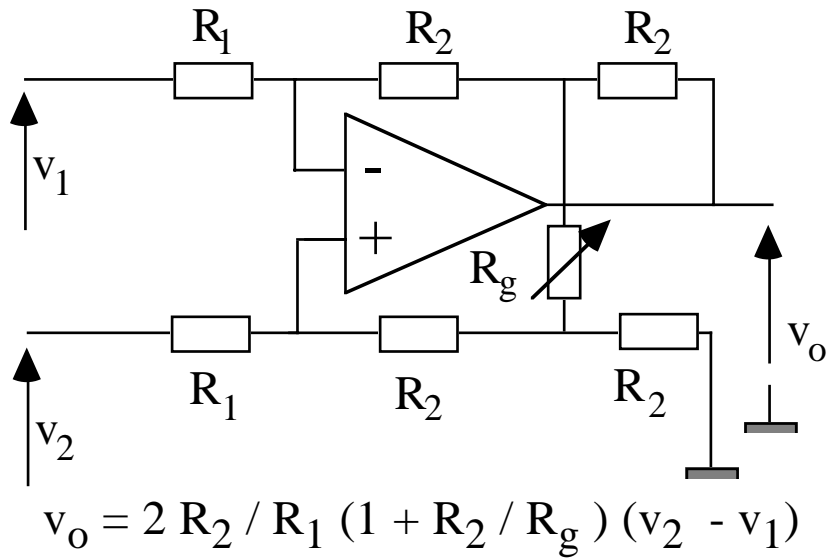
$$\Rightarrow G_d = R_2 / R_1$$

Cependant la condition $R_1 R_4 = R_2 R_3$ n'est pas respectée car les valeurs des résistances sont toujours affectées d'une indétermination $\pm \varepsilon$.

$$\Rightarrow \text{pire des cas: } G_{mc} = \frac{4\varepsilon G_d}{1 + G_d} \text{ et } \tau_r = \frac{1 + G_d}{4\varepsilon}$$

Exemple: $\varepsilon = 0.1\%$, $R_2 / R_1 = 100 \Rightarrow \tau_r = 25000$

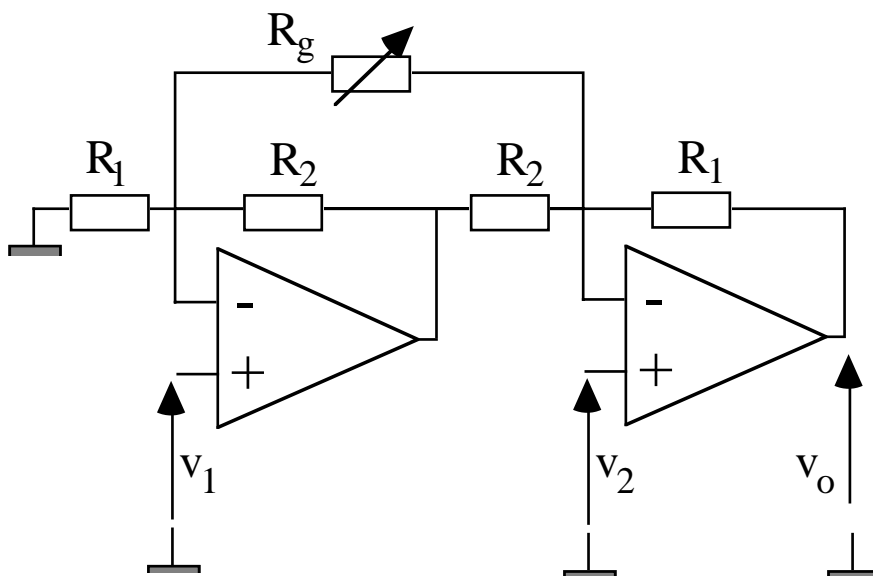
Amplificateur différentiel programmable



Probleme des AD à un seul AO : Z_{in} faible

b - Amplificateur différentiel à deux AO

Exemple: montage à gain variable



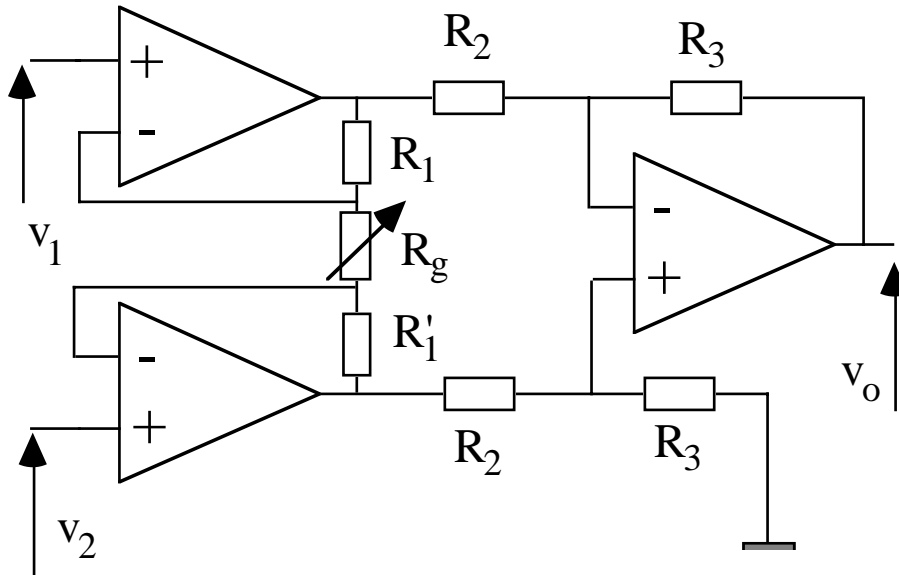
$$G_d = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_1}{R_g} \quad \text{et} \quad \tau_r = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{4\varepsilon}$$

Problème possible: si G_d est petit et v_{mc} grand \Rightarrow saturation

c - Amplificateur d'instrumentation

-> Z_{in} grand

-> Symétrie des voies inverseuse et non inverseuse



$$G_d = \frac{R_3}{R_2} \left(1 + \frac{R_1 + R'_1}{R_g} \right) \text{ et } G_{mc} = \frac{4\epsilon R_3}{R_2 + R_3}$$

- Défauts des systèmes d'amplification

- Tension de décalage ($\approx \mu\text{V} \rightarrow \text{mV}$)

- ex: A0707, $10\mu\text{V}$, sensibilité thermique $0.1\mu\text{V}/\text{C}$

- Courant de décalage \Rightarrow tension décalée à la sortie

- ex : 1-10 nA (bipolaires), 0.01pA (FET)

Remarque: compensation par un réglage potentiométrique

- Caractéristiques dynamiques

Spécifications qui définissent le fonctionnement de l'amplificateur en présence de signaux variables.

- Bande passante

(1) Cas de petits signaux:

La présence de capacités (parasites ou additionnelles) dans les divers étages donne à un amplificateur une réponse harmonique de type passe bas.

=> Plus le gain est élevé plus la bande passante est réduite

(2) Cas de signaux de grande amplitude:

La vitesse de variation de la sortie de l'amplificateur est limitée (SR = "Slew Rate" en V/ μ sec)

=> réduction d'amplitude et distorsion du signal

=> Fréquence maximale : $F_{pp} = SR / (2\pi G V_{max})$

Ordre de grandeur : SR \approx 0.5-20 V/ μ sec

- Temps d'établissement

Défini pour une brusque variation du signal d'entrée

ex : Echelon de tension (fonction de Heaviside)

t_e dépend du SR mais aussi de la fréquence de coupure

=> t_e diminue si SR augmente

=> t_e diminue si la fréquence de coupure augmente

Ordre de grandeur : $t_e(99.9\%) \approx 5-400 \mu$ sec

4 - Les filtres

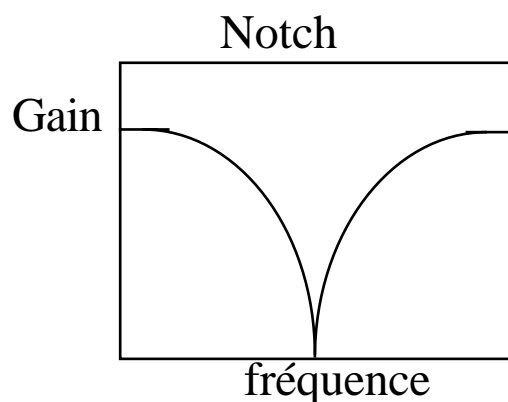
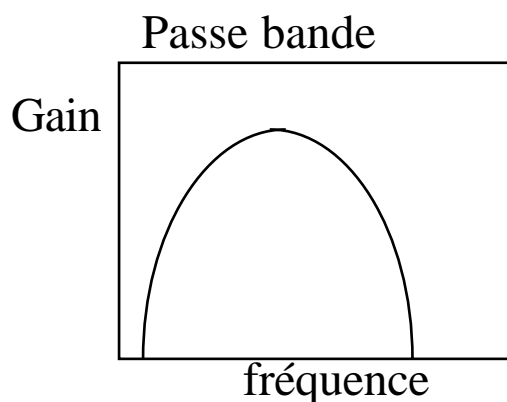
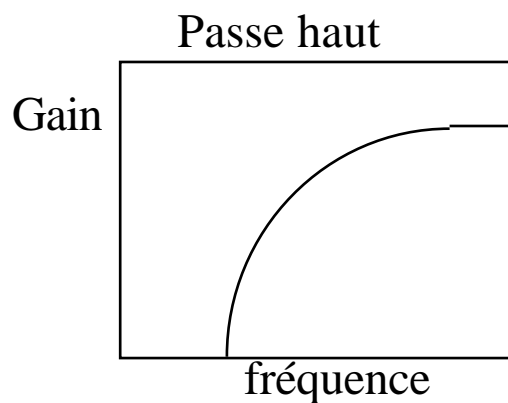
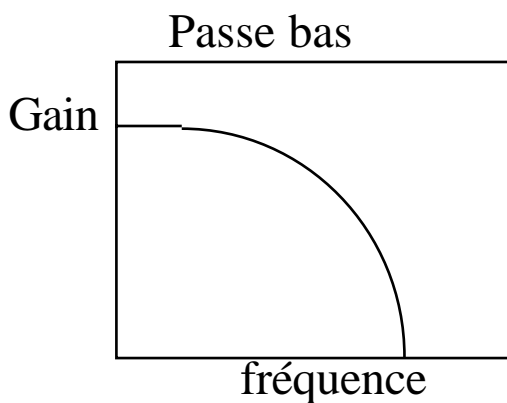
- Définition, propriétés et but

Signal de mesure caractérisé par son spectre en fréquence.
Limitation dans un certain domaine en fréq. => spectre utile

La fonction d'un filtre dans une chaîne instrumentale est d'éliminer autant que possible du signal l'ensemble des fréquences extérieures au spectre utile (parasites, bruit...).

=> évite le repliement dans le spectre utile de fréquences indésirables dès que l'on effectue un échantillonnage.

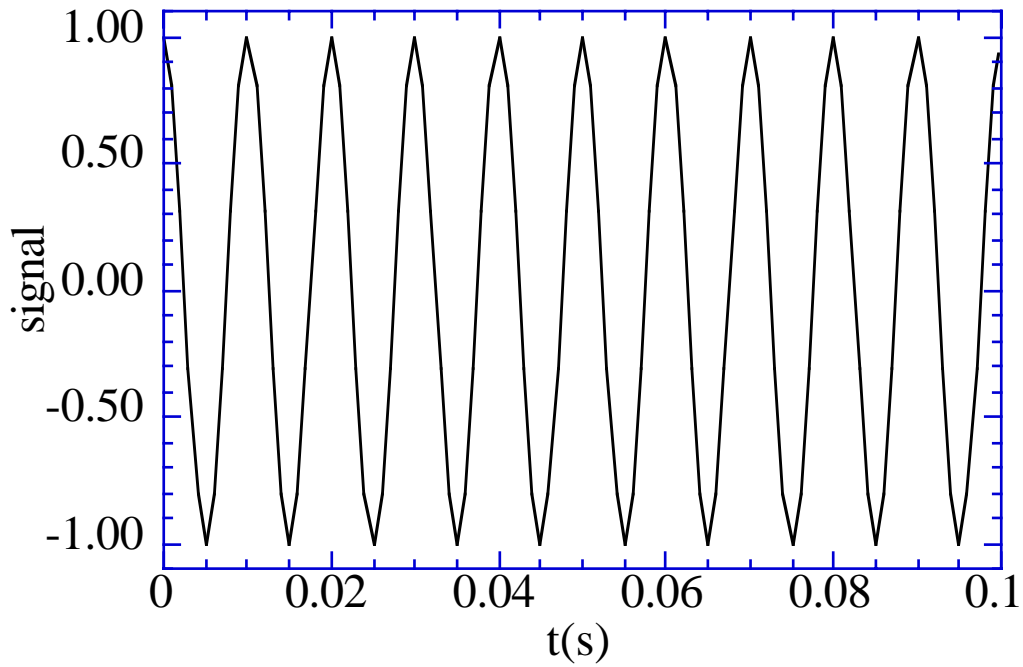
Différents types de filtre : $\text{Gain} = v_o/v_i$



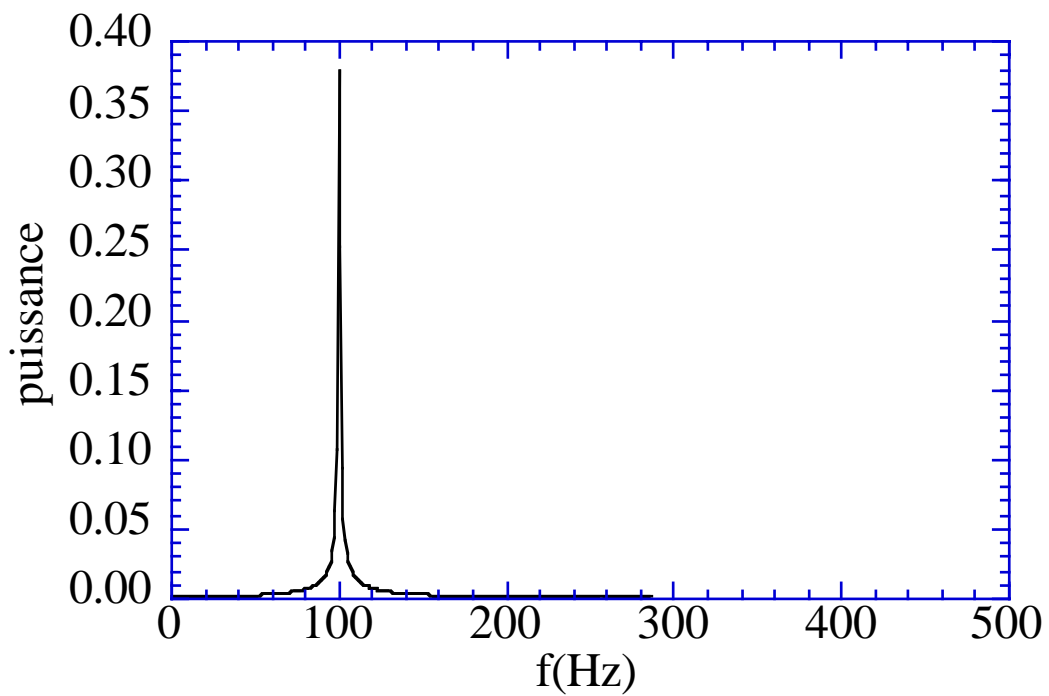
On utilise en général des filtres de type passe-bas

Signal sinusoidal:

représentation temporelle

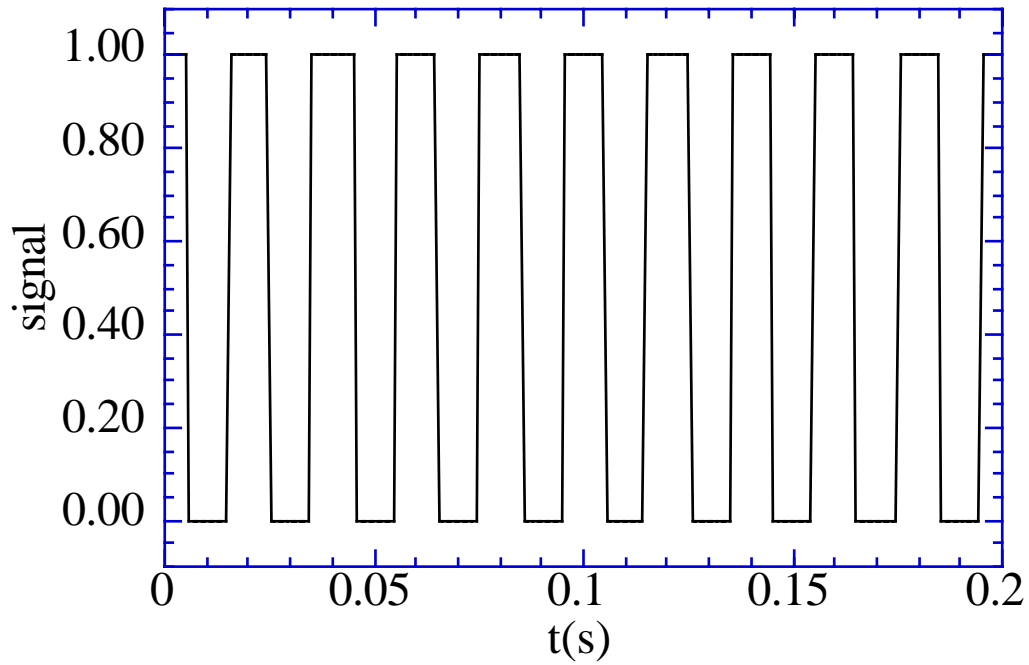


représentation fréquentielle

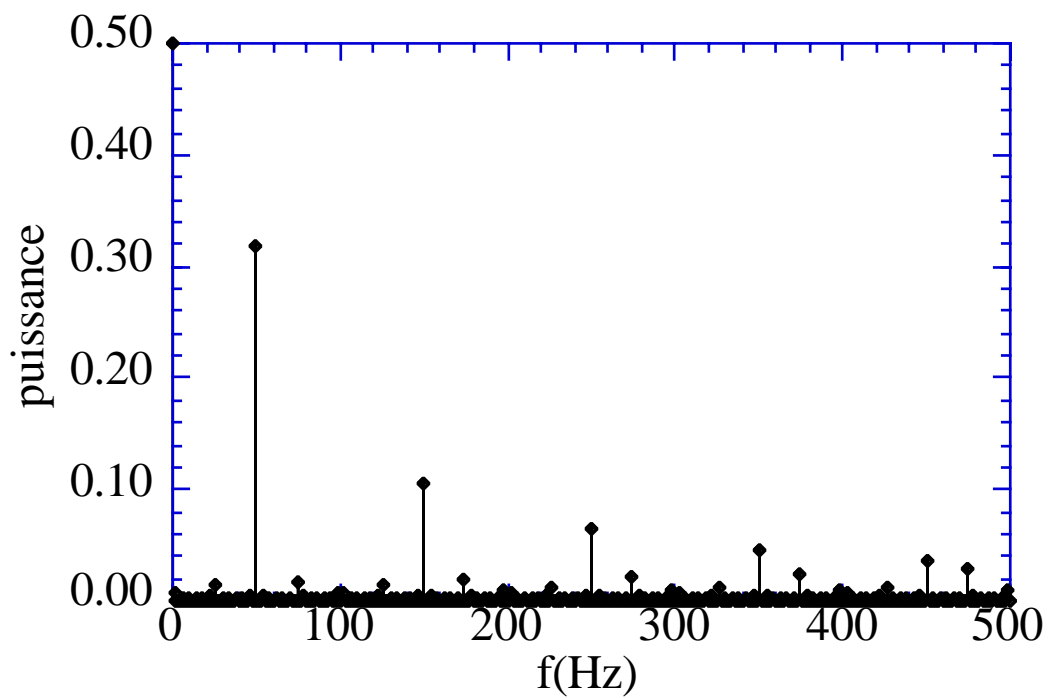


Signal carré:

représentation temporelle

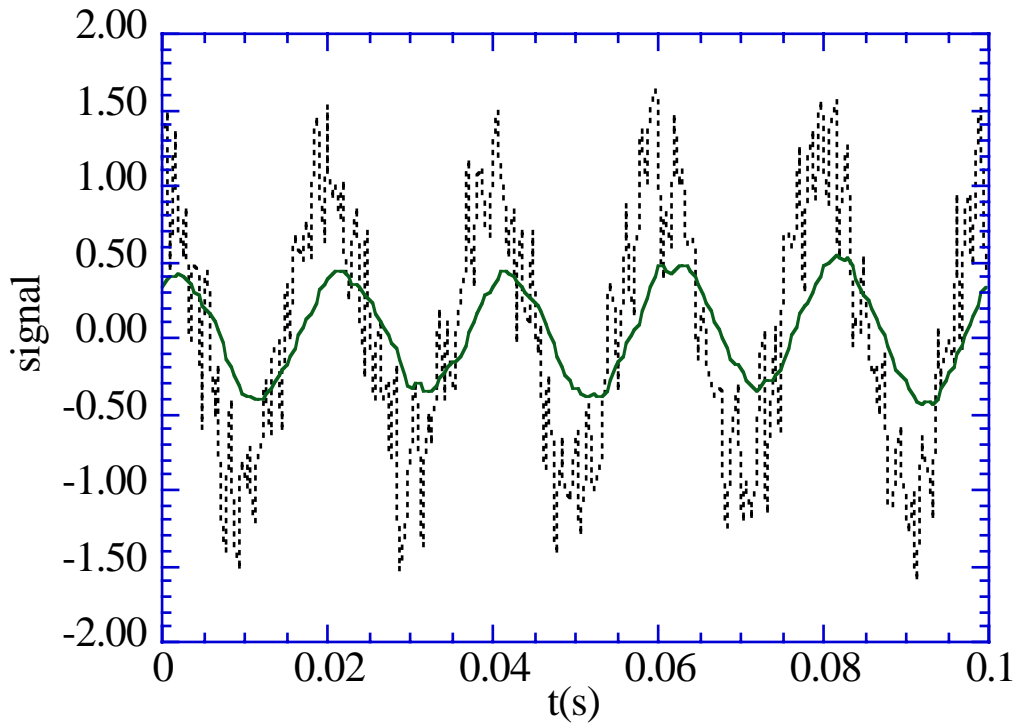


représentation fréquentielle

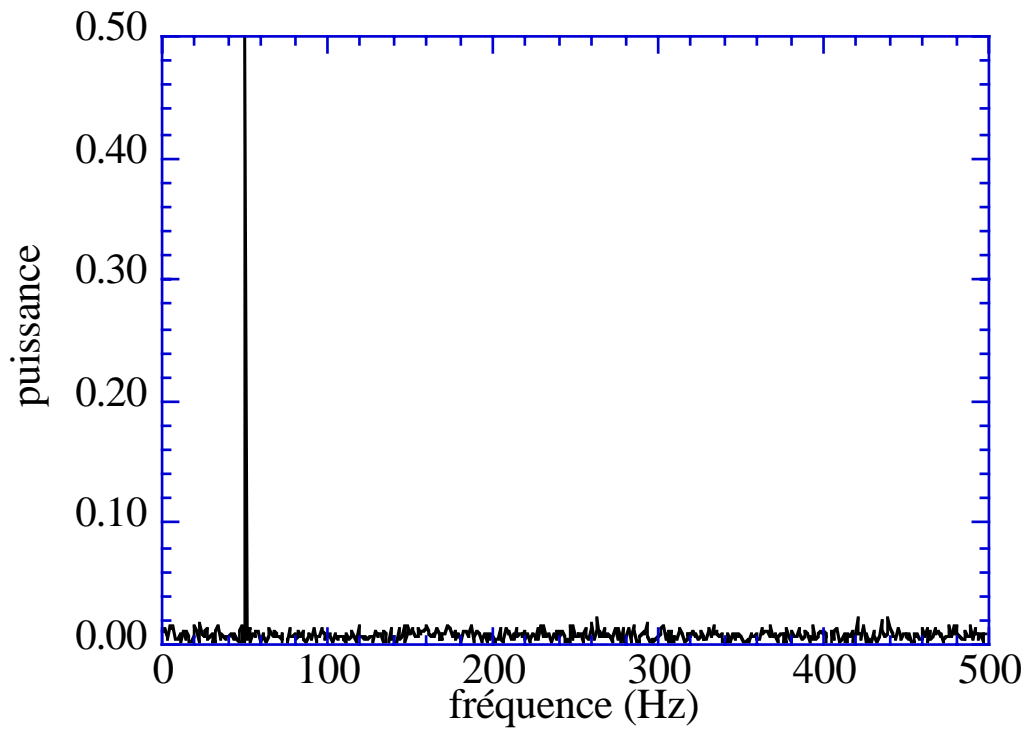


Exemple de filtrage : filtre passe bas, $f_c = 70\text{Hz}$

représentation temporelle :



représentation fréquentielle



- Gain dynamique du filtre passe bas

$$G(\omega) = G_o / A(\omega) \quad \text{avec} \quad \omega = 2 \pi f, G_o \text{ gain statique}$$

En général l'atténuation, $A(\omega)$ est un polynôme dont l'ordre définit l'ordre k du filtre

Si k est pair : $k=2j$

$$A_{2j}(\omega) = \left[a_1 \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right)^2 + b_1 \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right) + 1 \right] \dots \left[a_i \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right)^2 + b_i \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right) + 1 \right]$$

Si k est impair : $k=2j+1$

$$A_{2j+1}(\omega) = A_{2j}(\omega) \left[a_o \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right) + 1 \right]$$

$\omega_o = 2 \pi f_o$ pulsation de coupure du filtre à -3dB de G_o

Exemple : filtre passe bas d'ordre 1 et d'ordre 2

$$G(\omega) = \frac{G_o}{a_o \frac{j\omega}{\omega_o} + 1} \quad G(\omega) = \frac{G_o}{a_1 \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right)^2 + b_1 \left(\frac{j\omega}{\omega_o} \right) + 1}$$

- Gain dynamique de filtres en cascade

Si plusieurs filtres sont mis en cascade leurs gain se multiplient.

$$\Rightarrow G(\omega) = G_1(\omega) G_2(\omega) \dots G_k(\omega)$$

C'est en général en mettant en cascade plusieurs filtres simples que l'on réalise des filtres d'ordres élevés.

- Exemples de filtres

Les familles de filtres portent le nom du polynôme utilisé pour définir leur atténuation.

- Filtre de Butterworth

$$|A(f)| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^{2k}}$$

-> Avantage : réponse uniforme dans la bande passante et bonne atténuation en dehors.

-> Inconvénient : réponse indicielle lente et oscillante.

- Filtre de Chebychev

$$|A(f)| = \sqrt{1 + a^2 C_k \left(\frac{f}{f_o}\right)}$$

-> Avantage : très bonne atténuation hors bande passante.

-> Inconvénient : oscillation de 0.5 dB dans la bande passante et réponse indicielle très lente et oscillante.

- Filtre de Bessel

$$|A(f)| = \sqrt{1 + a^2 B_k \left(\frac{f}{f_o}\right)}$$

-> Avantage : réponse indicielle rapide et non oscillante.

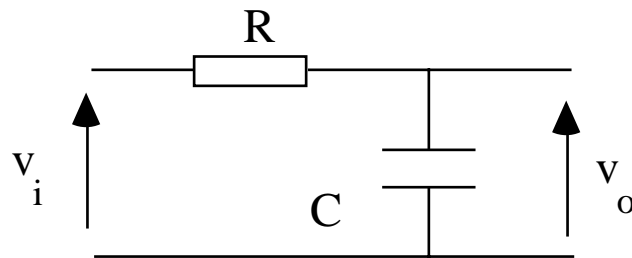
-> Inconvénient: atténuation hors bande passante médiocre.

- Réalisation de filtres

- Filtres passifs

Utilisation d'impédances R, L, C. Très utilisés en HF mais peu pratiques à plus BF.

Exemple simple: filtre RC



$$|A(f)| = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_o}\right)^2} \quad \text{avec } f_o = \frac{1}{2\pi RC}$$

- Filtres actifs

Utilisation d'AO et de R, C pour réaliser des filtres d'ordre 1 ou 2. Pour des filtres d'ordre supérieur => cascade

Forme générale du gain dynamique:

$$G(\omega) = \frac{G_o}{\left(\frac{j\omega}{\omega_o}\right)^2 + \frac{1}{Q} \frac{j\omega}{\omega_o} + 1}$$

3 caractéristiques:

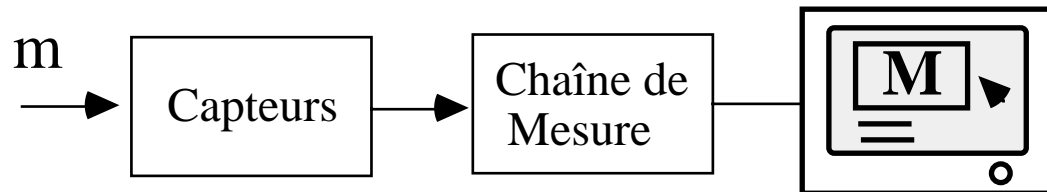
- > G_o : gain statique
- > ω_o : pulsation de coupure
- > Q : coefficient de qualité

5 - Gestion du signal

- Généralités

a - Cahier des charges de la chaîne

C'est l'ensemble des performances souhaitées



- Etendue de mesure:

A partir des valeurs extrêmes du mesurande

$$EM = m_{\min} - m_{\max}$$

- Précision de mesure

M est la mesure du mesurande m, la précision de mesure est dM telle que :

$$M - dM < m < M + dM$$

avec une probabilité déterminée (par ex: 99%)

L'erreur relative de précision est:

$$\varepsilon_p = dM/EM$$

- Résolution de la chaîne

Une faible variation du mesurande peut n'entraîner aucune variation de la quantité mesurée

si $dm < dm_{\min} \Rightarrow dM = 0$

si $dm = dm_{\min} \Rightarrow dM = dM_{\min}$

La résolution de la chaîne est définie par: $r = EM/dM_{\min}$

r représente le nombre de valeurs distinctes qu'il est possible d'associer au mesurande dans l'EM.

- Rapidité de la chaîne

Elle sera spécifiée soit par la bande passante soit par le temps de réponse (voir budget des temps)

- Echantillonnage

Il doit répondre au besoin de l'utilisateur et satisfaire à la condition de Nyquist:

Si f est la plus haute fréquence dans le signal et f_e la fréquence d'échantillonnage $\Rightarrow f_e > 2f$ (en pratique $f_e \gg 2f$)

On définit $f_n = f_e / 2$ la fréquence de Nyquist

$$\Rightarrow f_n \gg f$$

Si on sous-échantillonne un signal ou si un bruit a une composante notable au delà de f_n on aura un repliement du spectre dans la partie utile (voir filtrage).

- Temps de scrutation

t_{sc} est le temps nécessaire pour faire l'acquisition d'une voie. Si on dispose de N voies à échantillonner à la fréquence $f_e = 1 / T_e$ il faut :

$$\Rightarrow t_{sc} < T_e / N$$

* scrutation séquentielle : $t_{sc} = T_e / N$

* scrutation en rafale : $t_{sc} < T_e / N$

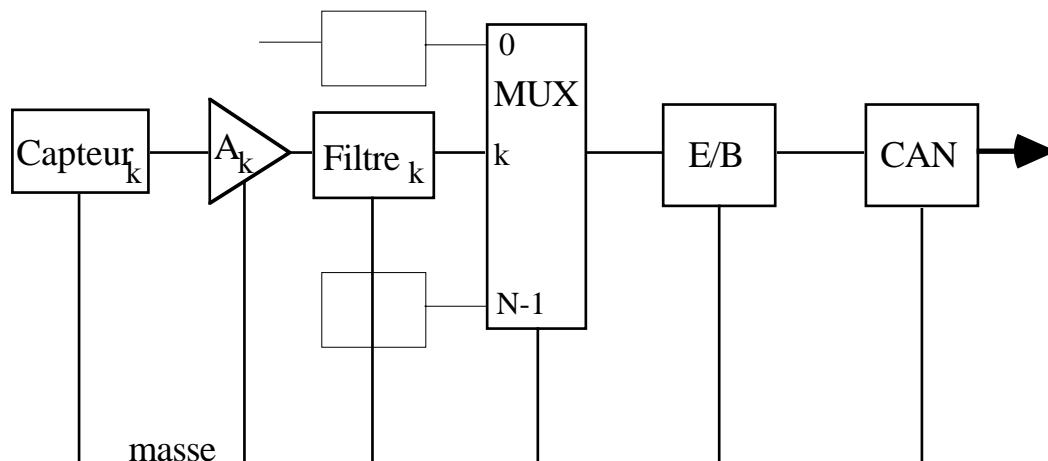
Le temps nécessaire à la scrutation d'une voie dépend de l'addition des temps de réponse des éléments constituant la voie (voir budget des temps).

Pour répondre au cahier des charges de la chaîne il est nécessaire de définir en détail : les performances requises de chacun des éléments, les interactions entre chaque composants, l'influence des parasites éventuels, l'influence du bruit de fond interne à la chaîne et de l'environnement de mesure.

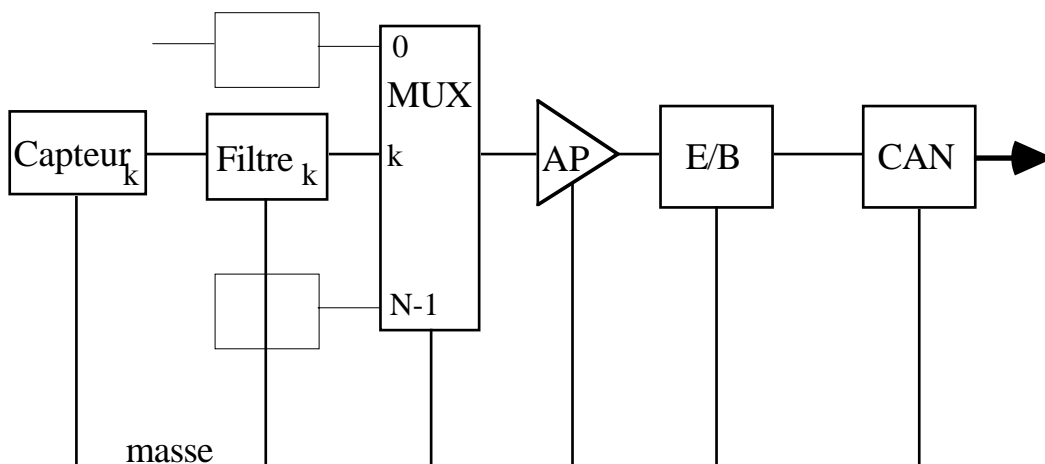
b - Organisation de la chaîne

- Référence en tension et position des amplis

-> Référence de masse commune

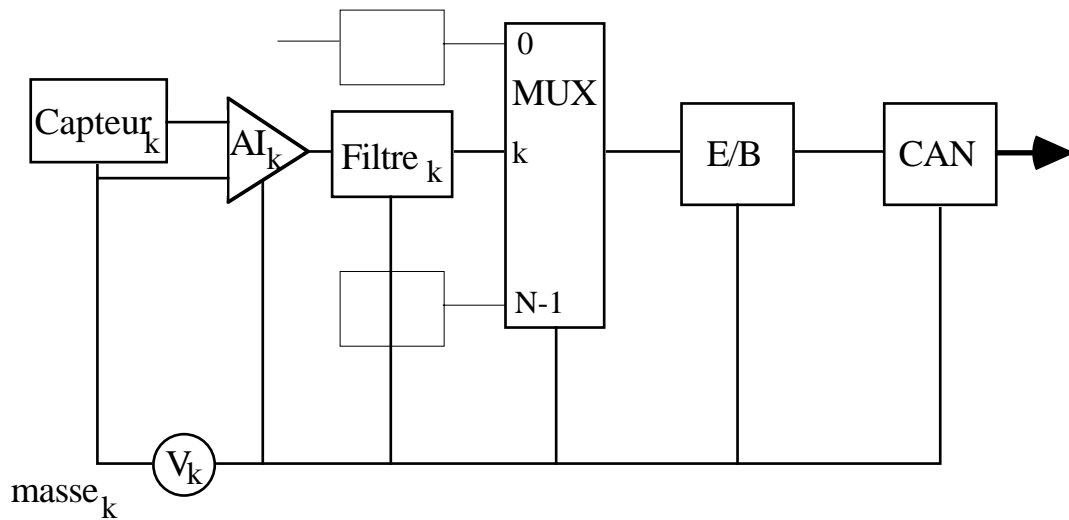


Un ampli assymétrique par voies: lourd mais diminution de l'influence des décalages, bruits et parasites ultérieurs

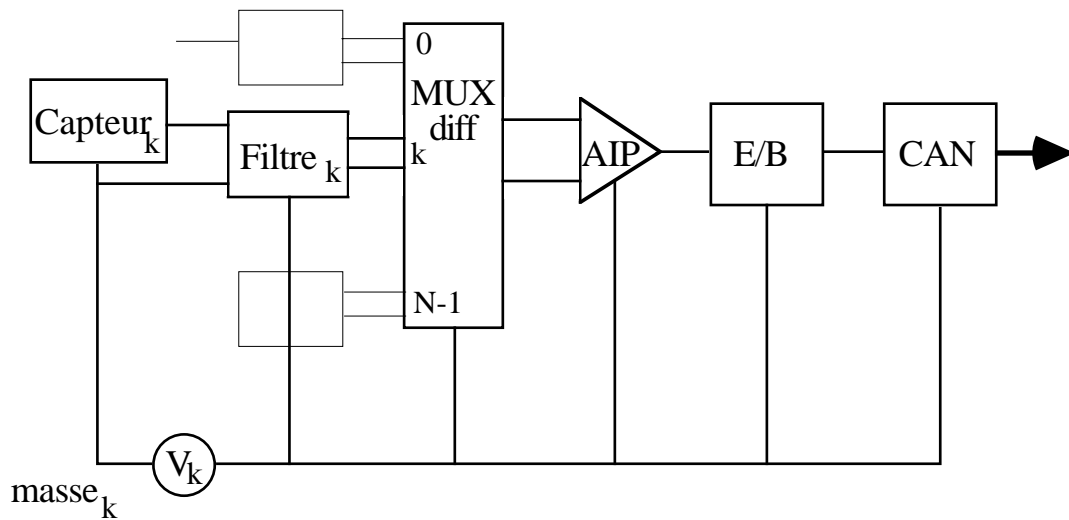


Un ampli assymétrique (en général programmable)

-> Référence de masse distincte



Un ampli d'instrumentation par voies



Un ampli d'instrumentation (en général programmable)

Remarque: Pour une acquisition de données simultanées le multiplexeur est placé après l'EB.

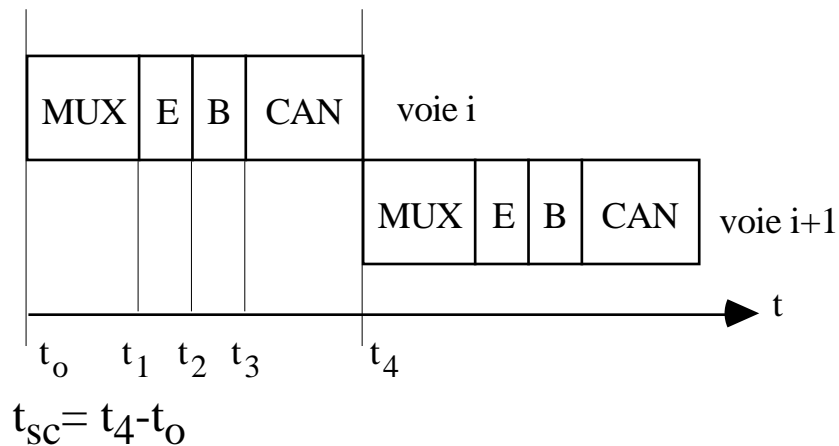
- Budget des temps

Il faut:

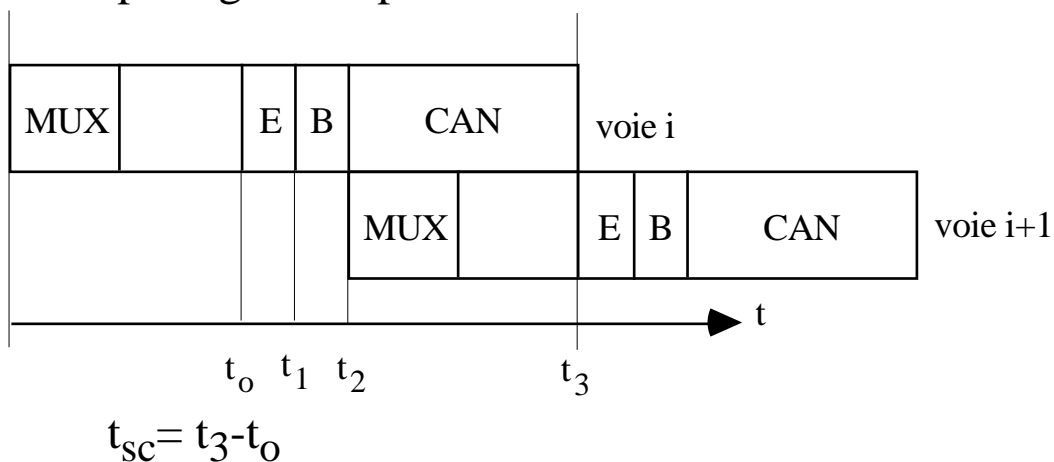
-> coordonner le fonctionnement des divers dispositifs (MUX, EB, CAN) selon un cadencement strictement déterminé.

-> rendre compatible le temps de scrutation d'une voie avec la fréquence d'échantillonnage.

Acquisition séquentielle

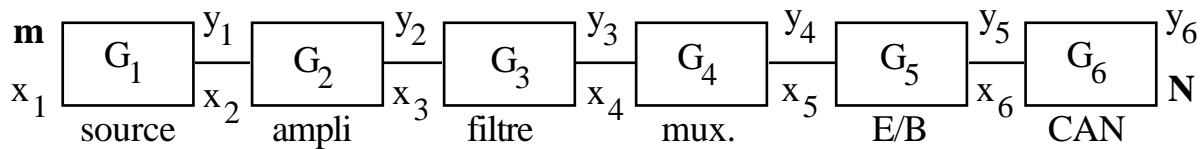


Multiplexage anticipé



Cela revient à anticiper le multiplexage de la voie pendant la conversion analogique numérique de la voie précédente.

- Budget des incertitudes



Gain de la chaîne:

$$\Rightarrow \text{cas idéal : } G_c = 2^n/V_{pc} G_f G_a S_c$$

S_c Sensibilité du capteur/conditionneur

G_a Gain de l'amplificateur

G_f Gain dynamique du filtre

$2^n/V_{pc}$ Gain du CAN

$$\Rightarrow \text{cas réel : } G_c = \prod G_i \text{ avec } y_i = G_i x_i \pm dy_i$$

L'accumulation et la transmission de toutes les erreurs affectent la valeur numérique de sortie.

$$\rightarrow N = G_c m \pm dN$$

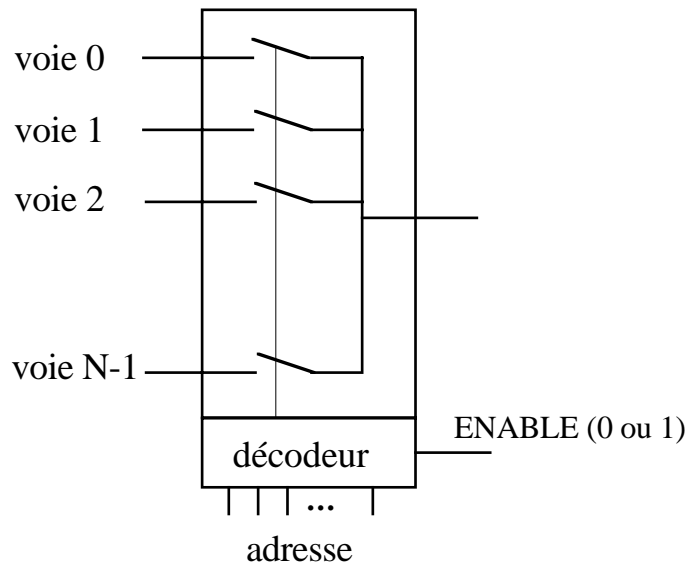
Erreur relative : on exprime les erreurs par rapport à la valeur max de sortie, $N_{\max} = G_c m_{\max}$

$$dN/N_{\max} = \sum dy_i/y_{i,\max}$$

- Le multiplexeur

- Rôle

Sélection d'un canal particulier afin d'aiguiller son signal vers les dispositifs en aval.



Le multiplexeur est commandé par le contrôleur de la chaîne (PC, microP) qui envoie une adresse (information sur le canal à sélectionner).

Remarque: le multiplexeur peut être unipolaire ou différentiel.

- Caractéristiques générales

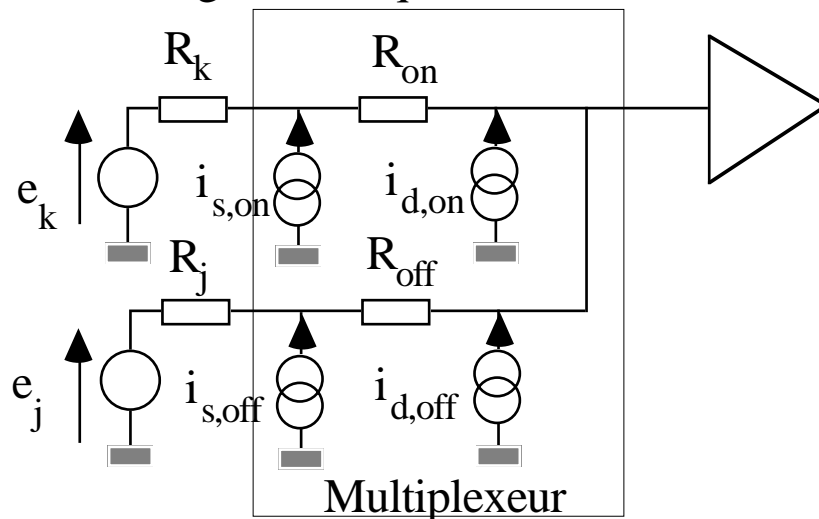
Les interrupteurs sont en général des transistors à effet de champs commandés par un signal appliqué à leur gate.

Défauts:

- > résistance fermée non-nulle
- > résistance ouverte non-infinie
- > courants de fuite
- > capacités parasites

=> schéma équivalent

dans le cas du régime statique:



$$R_{on} : 100 - 1000 \Omega \quad \frac{1}{R_{on}} \frac{dR_{on}}{dT} \approx 0.5\% ^\circ C$$

$$R_{off} : 10^{10} - 10^{12} \Omega$$

Les courants de fuites et le courant de polarisation de l'élément placé après le MUX vont créer des tensions de décalage (v_d).

Exemple: N-1 voies ouvertes, la voie k est fermée sur la source $e_k=0V$ avec la résistance R_k . i_p est le courant de polarisation en aval.

$$v_d \approx [(N-1) i_{d,off} + i_{d,on} + i_p] (R_{on} + R_k) + R_k i_{s,on}$$

$$\text{avec : } i_{d,off} = i_{d,on} = i_{s,on} \approx 0.1 \text{ nA,}$$

$$i_p \approx 1 \text{ nA, } R_k = 1k\Omega \text{ et } N = 16$$

$$\rightarrow v_d \approx 5 \mu V$$

Limitation de v_d :

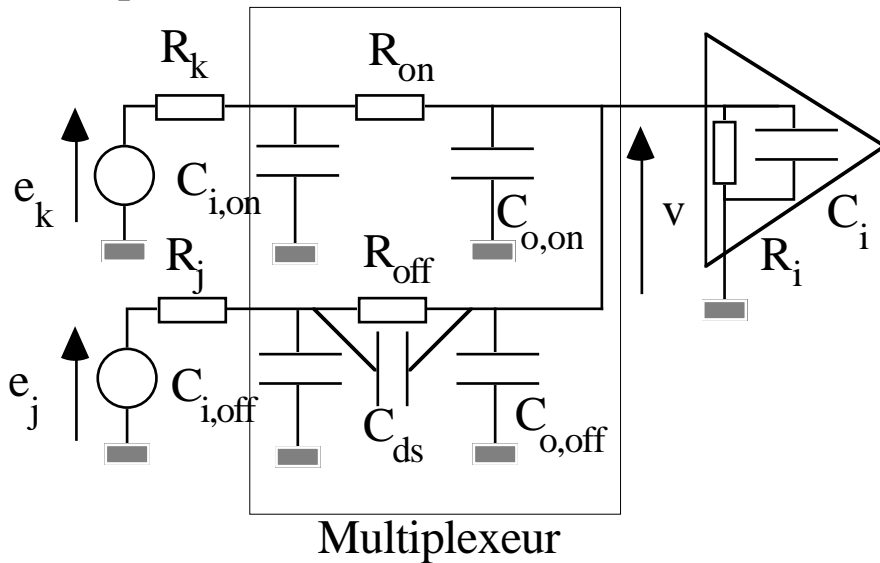
=> réduire le nombre de voies au strict nécessaire

=> choisir un dispositif aval à faible i_p

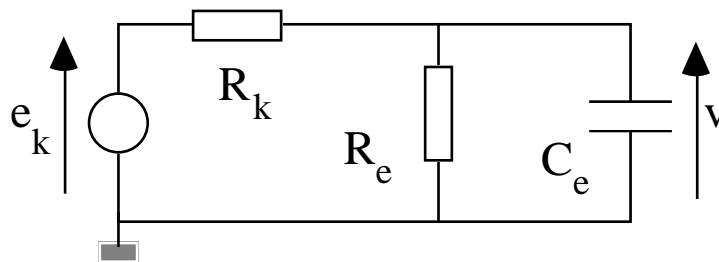
=> choisir des sources de faibles résistances

- Régime dynamique

Schéma équivalent:



L'ensemble des impédances du multiplexeur et des étages en aval et en amont vont constituer un passe-bas dont le schéma équivalent est: (! on note $R_k = R_k + R_{on}$)



avec: $C_e = C_i + (N-1)(C_{o,off} + C_{ds}) + C_{o,on}$

$$R_e = \frac{R_{off} R_i}{(N-1)R_i + R_{off}} \text{ et } R_k = R_k + R_{on}$$

Gain statique : $G_o = \frac{R_e}{R_e + R_k} \approx 1$ car $R_e \gg R_k$

Fréquence de coupure : $F_c = \frac{R_e + R_k}{2\pi C_e R_e R_k} \approx \frac{1}{2\pi C_e R_k}$

Atténuation dans la BP : $\varepsilon = \frac{R_k}{R_k + R_e}$

Exemple: $C_{o,off} = 10\text{pF}$, $C_{o,on} = 20\text{pF}$, $C_{ds} = 1\text{pF}$, $C_i = 5\text{pF}$

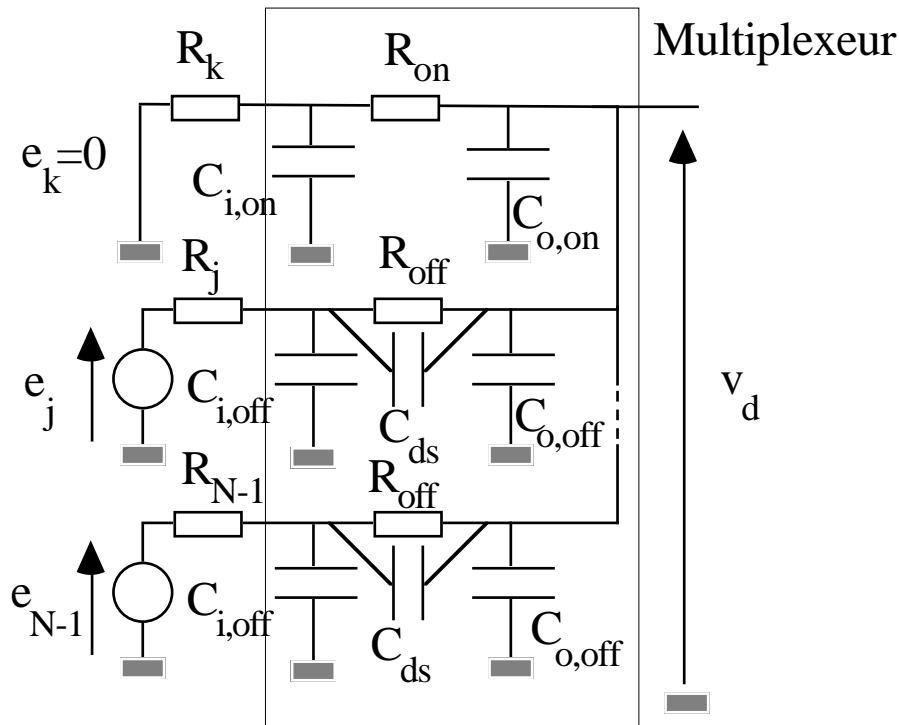
$$R_{off} = 100 \text{ G}\Omega, R_i = 1 \text{ M}\Omega, N=8$$

si $R_k = 1\text{k}\Omega \Rightarrow F_c = 1.7 \text{ MHz}$, $\varepsilon = 1.8 \cdot 10^{-7}$

si $R_k = 10\text{k}\Omega \Rightarrow F_c = 170 \text{ kHz}$, $\varepsilon = 10^{-2}$

- Diaphonie

C'est la contribution des N-1 voies ouvertes sur la voie fermée. Mise en évidence:



$$v_d \approx \sum_{i=1}^{N-1} \frac{R_i}{Z_{\text{off}}} e_i \text{ avec } Z_{\text{off}} = R_{\text{off}} // C_{\text{ds}}$$

Erreur de diaphonie: $\epsilon_{\text{dia}} = v_d/e_k$

-> en présence du signal e_k sur la voie fermée, en supposant que les tensions et les résistances sur les voies ouvertes sont identiques à e_k et en négligeant l'atténuation

$$\epsilon_{\text{dia}} = \frac{(N-1)R_k}{Z_{\text{off}}} = (N-1)R_k \frac{1+j\omega R_{\text{off}}C_{\text{ds}}}{R_{\text{off}}} = \frac{(N-1)R_k}{R_{\text{off}}} \left(1 + j \frac{f}{f_{\text{c,dia}}} \right)$$

=> ϵ_{dia} augmente si :

f augmente, si N augmente, si R_k augmente

Ordre de grandeur:

$N=16, R_{\text{off}} = 100 \text{ G}\Omega, C_{\text{ds}}=1\text{pF} \rightarrow f_{\text{c,dia}} = 1.6 \text{ Hz}$

si $R_k = 100 \text{ }\Omega$ et $f = 1 \text{ Hz} \rightarrow \epsilon_{\text{dia}} \approx 1.5 \cdot 10^{-8}$

si $R_k = 0.1 \text{ M}\Omega$ et $f = 10 \text{ kHz} \rightarrow \epsilon_{\text{dia}} \approx 0.1$

- Temps d'établissement

C'est le temps $t_e(\varepsilon)$ nécessaire après envoi de l'adresse d'une des voies, pour qu'apparaisse en sortie du MUX le signal de la voie sélectionnée avec un écart relatif maximal ε à la valeur finale.

$$t_e(\varepsilon) = t_t + t_r(\varepsilon)$$

t_t : temps de transition (ouverture/fermeture de voies)

$t_r(\varepsilon)$: temps de réponse de la voie fermée

Ordre de grandeur:

-> $t_t \approx 500$ à 800 ns

-> $t_r(\varepsilon)$: une voie fermée est un filtre passe bas (1er ordre)

=> fréquence de coupure (Régime dynamique)

$$F_c \approx \frac{1}{2\pi C_e R_k} \Leftrightarrow \tau \approx C_e R_k = [C_i + (N-1)(C_{o,off} + C_{ds}) + C_{o,on}] R_k$$

avec $C_{o,off} = 10$ pF, $C_{o,on} = 20$ pF, $C_{ds} = 1$ pF,

$C_i = 5$ pF, $R_k = 1$ k Ω , $N = 8$

=> $\tau = 0.1$ μ s

Ex: dans le pire des cas - passage de $-e_k$ à e_k

$t_r(1\%) = 0.54$ μ s => $t_e(\varepsilon) \approx 1$ μ s

- Conclusion sur les multiplexeurs

Optimisation -> minimiser l'atténuation, limiter les tensions de décalages, réduire l'erreur de diaphonie et le temps d'établissement.

=> réduire le nombre de voies au strict nécessaire

=> choisir un dispositif aval à faible courant de polarisation

=> choisir des sources de faibles résistances

- L'échantillonneur-bloqueur

- Fonctions

- > Prélever une tension variable (échantillonnage)

- > Mémoriser cette tension (bloquage)

But : délivrer cette tension à un CAN.

Remarque: l'EB n'est pas toujours nécessaire. Un CAN peut numériser directement un signal même variable.

Cela dépend : du temps de conversion du CAN, du taux de variation du signal et de la précision cherchée.

- Caractéristiques générales

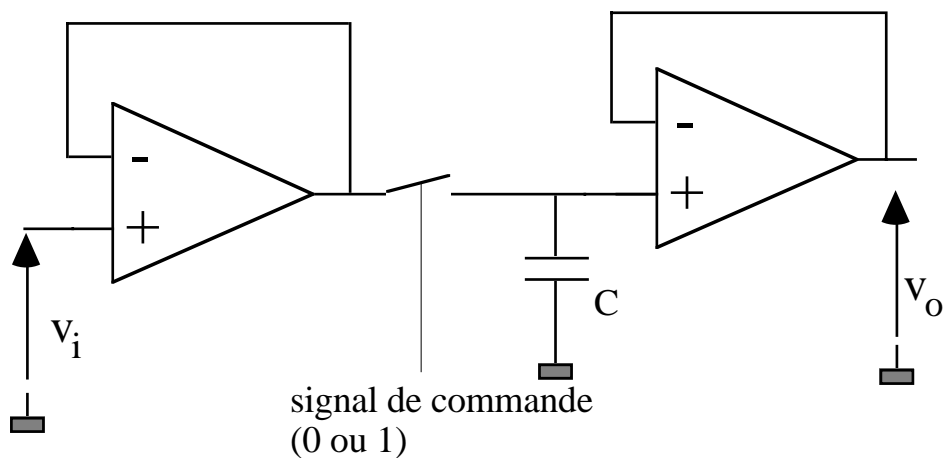
L'EB est constitué :

- > d'un interrupteur de type FET et son circuit de commande

- > d'un condensateur de mémorisation

- > de deux étages tampons (entrée-sortie)

Schéma de principe



Signal de commande: 0-> échantillonnage (inter. fermé)

1-> bloquage (inter. ouvert)

transmission du signal dans la bande passante :

-> atténuation $\approx 10^{-4}$ à 10^{-5}

-> variation de l'atténuation $\approx 10^{-6}$ à $10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$

- Temps caractéristiques de l'EB

t_s : durée d'échantillonnage (s = sampling)

t_h : durée de blocage (h = holding)

-> Echantillonnage

Charge d'un condensateur derrière un AO ($R_{in}=R_o$)

=> constante de temps $\tau = (R_{on} + R_o)C$

=> temps d'acquisition à ϵ près $t_{acq}(\epsilon) \approx 10^{-1}$ à $10 \mu\text{s}$

-> Blocage

Délai d'ouverture de l'interrupteur $t_{ad} \approx 1$ à 100 ns

Temps d'établissement à ϵ près $t_e(\epsilon) \approx \text{qq } 100 \text{ ns}$

-> Conditions: La numérisation par le CAN de la tension bloquée nécessite un temps $t_c \approx \text{qq } 100 \text{ ns}$.

=> $t_s > t_{acq}(\epsilon) - t_{ad}$

=> $t_h > t_e(\epsilon) + t_{ad} + t_c$

Période de l'EB: $t_s + t_h$

- Dérives et décalages de la tension mémorisée

-> Tension de décalage: tensions de décalage des AO

-> Dérive temporelle: augmente si C augmente

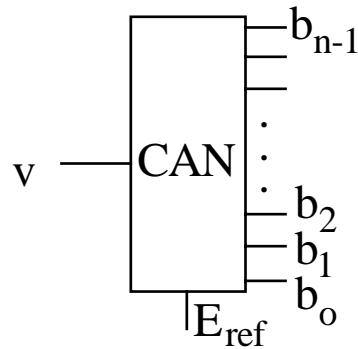
Dérive due aux courants de polarisation des AO,
fuite de l'interrupteur ouvert, fuite de la capacité

-> Dérive due au transfert de charge par l'interrupteur

Origine: capacité parasite gate-drain

- Le convertisseur Analogique-Numérique

tension \rightarrow CAN \rightarrow nombre N (mot de n bits)



- Caractérisation:

- \rightarrow plage de tension analogique convertible V_{pc} .
 CAN unipolaire : 0 à V_{pc} .
 CAN bipolaire : $-V_{pc}/2$ à $V_{pc}/2$.
 La tension V_{pc} est appliquée au CAN, $V_{pc} = E_{ref}$.

\rightarrow nombre n de bits d'un mot de sortie, le CAN peut délivrer 2^n mots distincts (N de 0 à 2^n-1).

\rightarrow temps t_c nécessaire pour assurer la conversion.

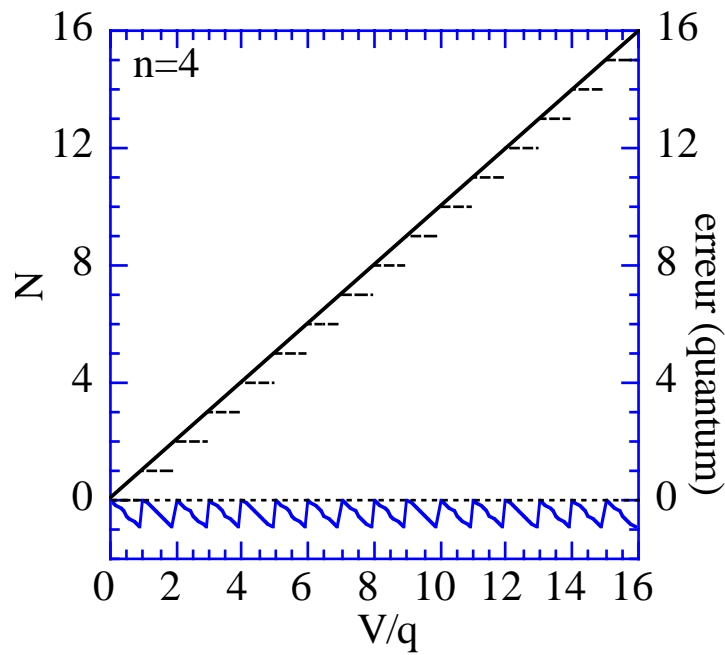
$$N = \sum b_i 2^i \approx 2^n V/V_{pc}$$

Définition : le quantum, $q=V_{pc} / 2^n$, $V \approx Nq$

Incertitude de codage ou de quantification : $\pm 1/2$ bit de poids faible ($\pm 1/2$ LSB - "Low Significant Bit").

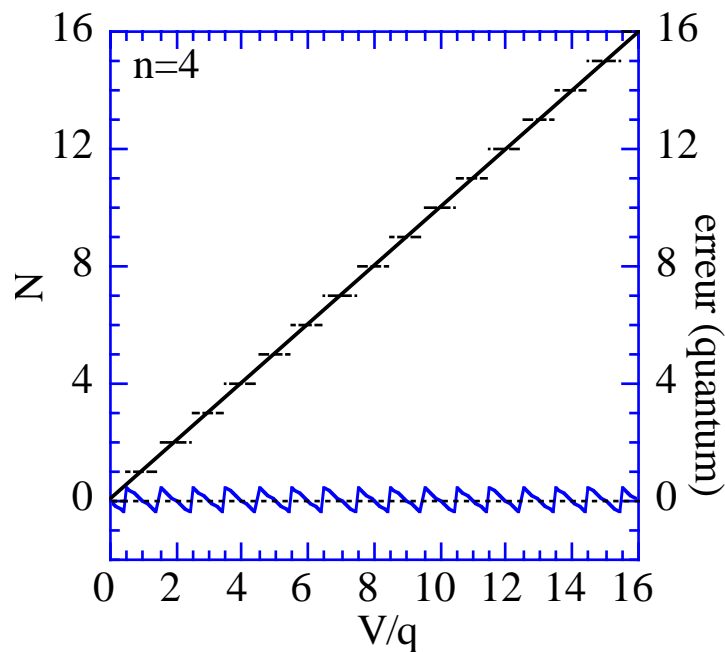
Remarque importante: CAN en anglais = ADC

Analogic Digital Converter



$$Nq < V < (N+1)q$$

Préféré



$$(N-1/2)q < V < (N+1/2)q$$

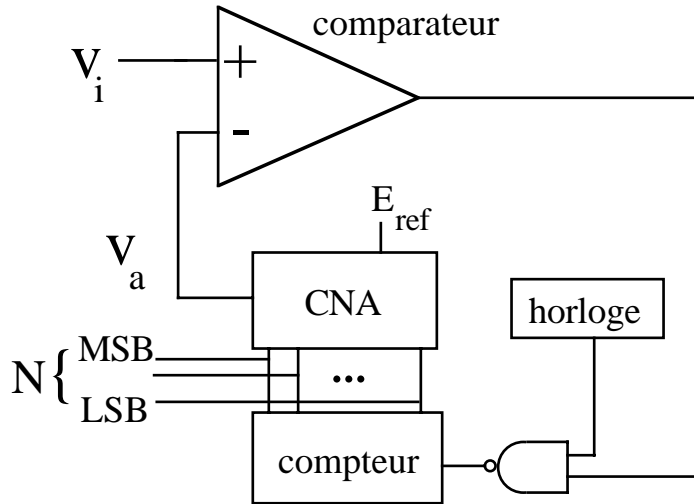
Bruit de quantification: L'opération de numérisation n'étant pas exacte, tout se passe comme si on superposait à la tension de mesure une tension de bruit V_{bq} , telle que:

$-q/2 < V_{bq} < q/2$ \rightarrow qualité d'un CAN = rapport signal/bruit:

$$(S/B)_{dB} = 6.02 n + 1.76 \text{ dB}$$

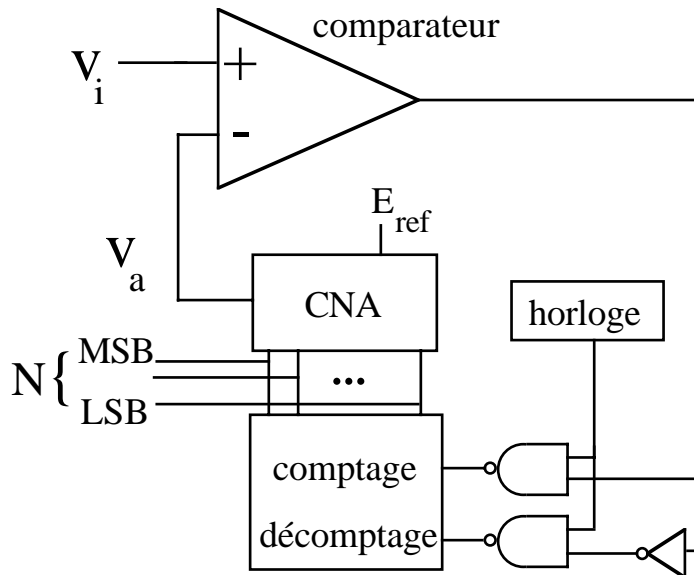
- Méthodes de conversion

-> Convertisseur à rampe numérique (ou série)



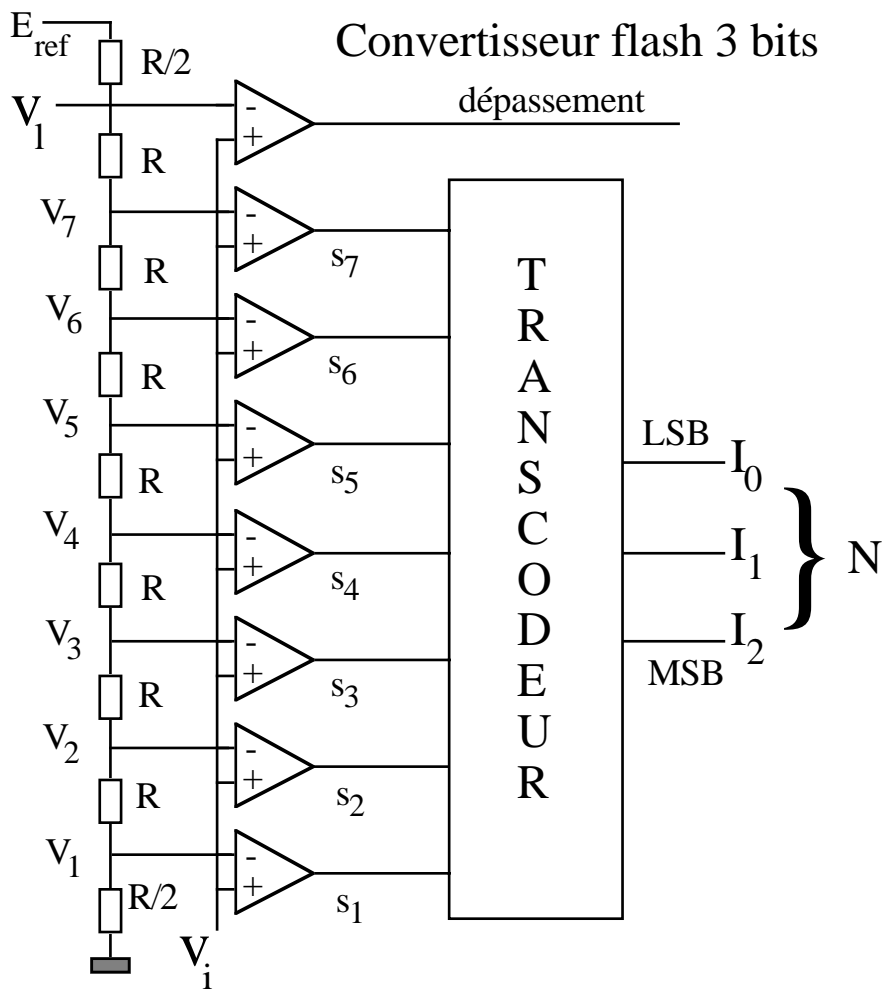
Le temps de conversion est dépendant de V_i . La valeur max est $t_c = (2^n - 1)T_h$ où T_h est la période de l'horloge.
Condition : $T_h > t_e(\text{CNA}) + t_p(\text{comparateur})$

-> Servoconvertisseur



Si $V_a(N) < V_i < V_a(N+1)$ la sortie oscille entre N et N+1
Avantage: si V_i est peu variable et surtout si on a un CAN par capteur, le temps de conversion est considérablement réduit (on est toujours proche de la valeur précédente) $\Rightarrow t_c \approx T_h$

-> Convertisseur flash (ou parallèle)



Pont diviseur: $2^n - 1$ résistances en série, 2 résistances $R/2$ aux extrémités

$$\Rightarrow (N - 1/2) E_{\text{ref}}/2^n < V_i < (N + 1/2) E_{\text{ref}}/2^n$$

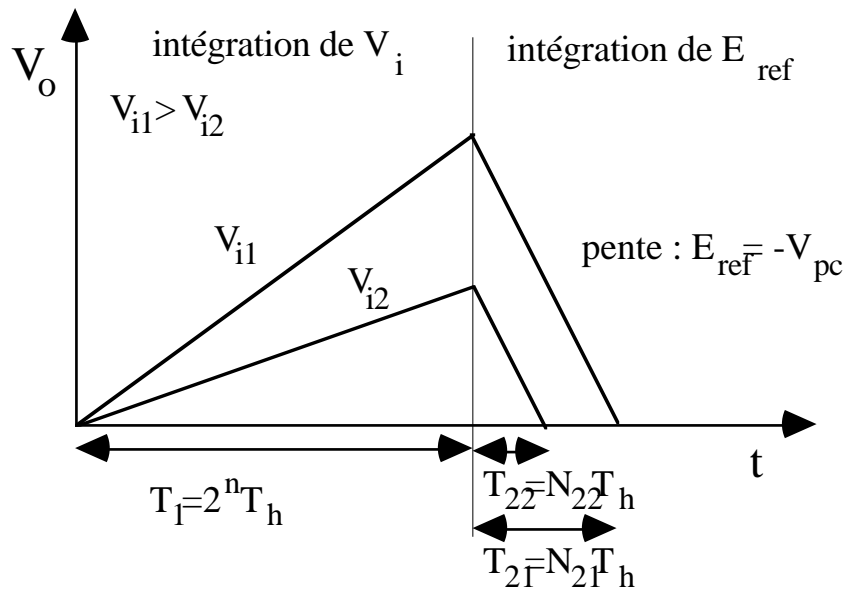
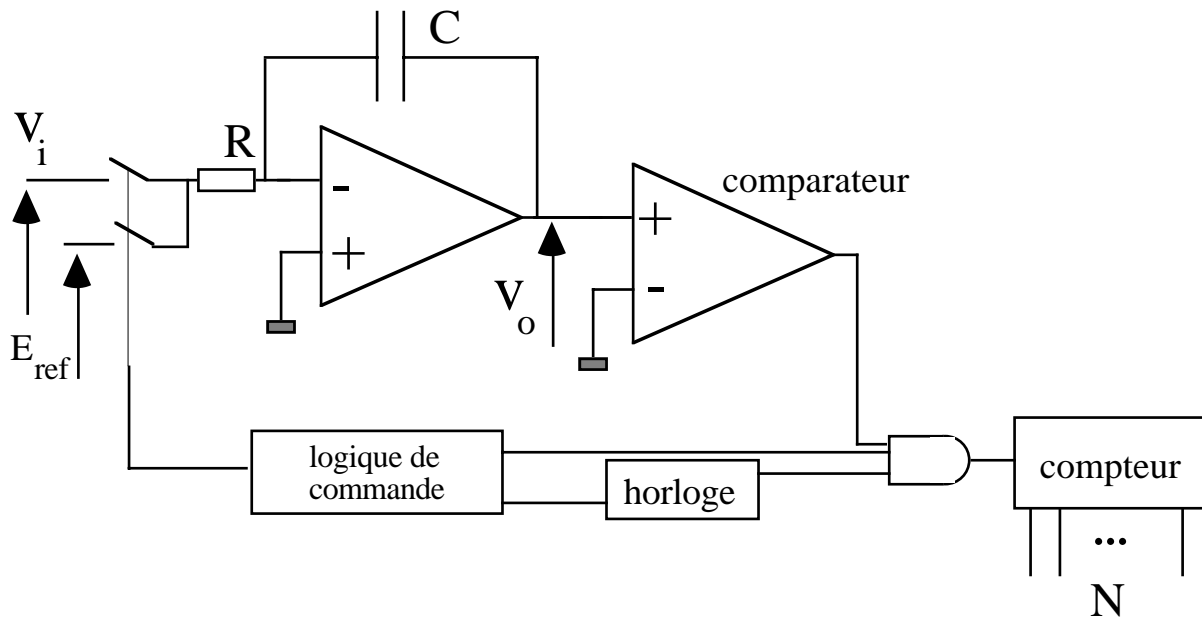
Avantage: rapidité, $t_c \approx 10 \text{ ns} - 100 \text{ ns}$

Inconvénient: nombre de comparateurs qui limite n à 10.

Remarque: Convertisseur parallèle étendu

Association de 2 CAN -> étendu de n

-> Convertisseur double rampe



T_h : période d'horloge, $E_{ref} = -V_{pc} < 0$.

$$N = -2^n V_i / E_{ref}$$

Inconvénient: lent, $t_c \approx$ quelques ms

$$0 < V_i < V_{pc} \Rightarrow T_1 < t_c < 2T_1$$

Avantage: indépendance aux parasites (HF).

-> Autres CAN

Convertisseurs tension-fréquence

V_i -> fréquence -> N

Convertisseurs sigma-delta

Convertisseurs bipolaires

$-V_{pc}/2 < V_i < V_{pc}/2 \Rightarrow 0 < N_d < 2^n$ et $N = N_d - 2^{n-1}$

- Caractéristiques instrumentales

Relation idéale : $N \pm 1/2 = V_i/q$ avec $q = V_{pc}/2^n$

-> Erreur de quantification: ϵ_q

$$dV = \pm q/2 \Rightarrow \epsilon_q = q/(2V_{pc}) = \pm 1/2^{n+1}$$

-> Erreurs de gain, de décalage, de linéarité

$$N \pm 1/2 = (V_i + v_d + dv_1) / q'$$

avec:

* $q' = q(1 + \epsilon_G)$ --> ϵ_G : erreur de gain

sensible à la température : $\epsilon_G = \epsilon_G(T_0) + \Delta T \, d\epsilon_G/dT$

$\epsilon_G(T_0)$ peut être annulé par réglage sinon étalonnage

* $v_d = v_d(T_0) + \Delta T \, dv_d/dT$ - tension de décalage

$v_d(T_0)$ peut être annulé par réglage mais pas la

dérive thermique --> ϵ_d : erreur de décalage

$$\epsilon_d(\Delta T) = dv_d/dT \, \Delta T / V_{pc}$$

* $dv_1 = dv_1(N)$ - défauts de linéarité sont des défauts

de construction du CAN et ne peuvent être corrigés

$\epsilon_1 = (|x - q| / V_{pc})_{\max}$ --> ϵ_1 : erreur de linéarité

Bilan : $\epsilon_{CAN} = |\epsilon_q| + |\epsilon_1| + |\epsilon_G| + |\epsilon_d|$

irréductible réglable

- Acquisition des données sur PC

On utilise une carte d'acquisition :

- enfichable dans l'ordinateur
- sous forme de boîtier externe (le contrôle des entrées/sorties s'effectue par l'interface série ou parallèle de l'ordinateur).

Les cartes comportent en général :

- un multiplexeur
- un amplificateur programmable
- un échantillonneur-bloqueur
- un convertisseur analogique-numérique

Elles doivent donc être complétées par:

- le conditionnement du capteur

et éventuellement

- le filtrage anti-repliement
- le préamplificateur
- circuits de compensation
- ...

E/S d'une carte d'acquisition:

- Entrées analogique <- sources capteurs
8, 12, 16 entrées unipolaires ou différentielles
à multiplexer et numériser.
- Sortie analogique -> test de dispositif
-> commander un actionneur
- E/S numérique (TTL)-> contrôle et commande

Language de programmation:

- Assembleur
- C, Turbo pascal...
- Programmation de haut niveau (LabView...)