



ECOLE
POLYTECHNIQUE
DE BRUXELLES

UNIVERSITÉ LIBRE DE BRUXELLES

SYNTHÈSE

Instrumentation ELEC-H313

Auteur :
Cédric HANNOTIER

Professeur :
Antoine NONCLERCQ

Année 2015 - 2016

Appel à contribution

Synthèse Open Source



Ce document est grandement inspiré de l'excellent cours donné par Antoine Nonclercq à l'EPB (École Polytechnique de Bruxelles), faculté de l'ULB (Université Libre de Bruxelles). Il est écrit par les auteurs susnommés avec l'aide de tous les autres étudiants et votre aide est la bienvenue! En effet, il y a toujours moyen de l'améliorer surtout que si le cours change, la synthèse doit être changée en conséquence. On peut retrouver le code source à l'adresse suivante

<https://github.com/nenglebert/Syntheses>

Pour contribuer à cette synthèse, il vous suffira de créer un compte sur *Github.com*. De légères modifications (petites coquilles, orthographe, ...) peuvent directement être faites sur le site! Vous avez vu une petite faute? Si oui, la corriger de cette façon ne prendra que quelques secondes, une bonne raison de le faire!

Pour de plus longues modifications, il est intéressant de disposer des fichiers : il vous faudra pour cela installer \LaTeX , mais aussi *git*. Si cela pose problème, nous sommes évidemment ouverts à des contributeurs envoyant leur changement par mail ou n'importe quel autre moyen.

Le lien donné ci-dessus contient aussi un README contenant de plus amples informations, vous êtes invités à le lire si vous voulez faire avancer ce projet!

Licence Creative Commons

Le contenu de ce document est sous la licence Creative Commons : *Attribution-NonCommercial-ShareAlike 4.0 International (CC BY-NC-SA 4.0)*. Celle-ci vous autorise à l'exploiter pleinement, compte- tenu de trois choses :



1. *Attribution* ; si vous utilisez/modifiez ce document vous devez signaler le(s) nom(s) de(s) auteur(s).
2. *Non Commercial* ; interdiction de tirer un profit commercial de l'œuvre sans autorisation de l'auteur
3. *Share alike* ; partage de l'œuvre, avec obligation de rediffuser selon la même licence ou une licence similaire

Si vous voulez en savoir plus sur cette licence :

<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/>

Merci !

Table des matières

I	Blocs et dimensionnement d'une chaîne d'acquisition	1
1	Introduction	2
1.1	Chaîne d'acquisition	2
1.1.1	Composition	2
1.1.2	Transducteur et capteur	2
1.1.3	Conditionneur	3
1.1.4	Organe de traitement	3
1.2	Rappels d'électricité et d'électronique	3
2	Propriétés génériques d'un capteur	4
2.1	Capteur idéal (erreur nulle)	4
2.1.1	Loi du capteur	4
2.2	Capteur réel (erreur non nulle)	5
2.2.1	Principe d'une mesure : erreurs et précision	5
2.2.2	Sources d'erreurs	6
2.3	Propriétés dynamiques	8
2.3.1	Principales propriétés	8
2.3.2	Système du premier ordre (ex. circuit RC)	9
2.3.3	Système du second ordre (ex. circuit RLC)	9
2.3.4	Temps de réponse	10
2.4	Autres propriétés	11
2.4.1	Transducteur actif >< passif	11
2.4.2	Reproductibilité et finesse	11
2.4.3	fiabilité/maintenance	11
2.4.4	fonctions de haut niveau	11
3	Bruits et parasites	12
3.1	Le bruit de fond	13
3.1.1	Introduction	13
3.1.2	Caractérisation mathématique	14
3.1.3	Types de bruit	15
3.1.4	Modélisation de bruit	16
3.1.5	Limitation de bruit	17
3.2	Les parasites	20
3.2.1	Introduction	20
3.2.2	Parasites rayonnés	20
3.2.3	Parasites conduits	23
3.3	Câblage et connexions	25
3.3.1	Référence d'un signal	25

3.3.2	Montage "single-ended"	26
3.3.3	Montage différentiel	27
3.3.4	Symétrie des voies d'amenée	29
3.3.5	Montage différentiel avec v_{mc} élevée	31
3.3.6	Conclusion	32
3.4	Transmission des signaux	32
3.4.1	Introduction	32
3.4.2	Boucle de courant	33
3.5	Câblage de la masse	34
3.5.1	Interconnexion des circuits	34
3.5.2	Câblage de la masse analogique	35
3.5.3	Câblage de la masse numérique	36
3.5.4	CAN et CNA	36
4	Conditionnement du signal	38
4.1	Conversion du signal	38
4.1.1	Transducteur délivrant un courant	38
4.1.2	Transducteur délivrant une charge électrique	39
4.1.3	Transducteur résistif (résistance absolue)	39
4.1.4	Transducteur résistif (variation de résistance) : Pont de Wheatstone	40
4.1.5	Transducteur réactif (pont d'impédance)	41
4.2	Amplification	41
4.2.1	Introduction	41
4.2.2	Montages et composants amplificateurs	42
5	Conversion A/N	45
5.1	Introduction	45
5.2	Échantillonnage (S & H)	45
5.2.1	Repliement spectral (aliasing)	45
5.2.2	Fréquence d'échantillonnage	46
5.2.3	Temps et erreur d'ouverture (sample & hold)	46
5.3	Quantification (CAN)	47
5.3.1	Principe	47
5.3.2	Caractéristique d'un CAN idéal	47
5.3.3	Autres sources d'erreur d'un CAN réel	48
5.3.4	Propriétés diverses	48
5.3.5	Type de convertisseurs A/N	48
6	Dimensionner et analyser	50
6.1	Structure de la chaîne	50
6.1.1	Récapitulatif des éléments de base	50
6.1.2	Options pour l'amplification	50
6.1.3	Options pour le moment d'acquisition	51
6.1.4	Parcours des différents cas	51
6.2	Gain de la chaîne	52
6.2.1	Récapitulatif des gains	52
6.2.2	Dimensionnement du gain de l'ampli	52
6.3	Résolution de la chaîne	53
6.3.1	Limite de résolution due au CAN	53
6.3.2	Dimensionnement du CAN	53

6.4	Dimensionnement temporel	53
6.4.1	Budget des temps	53
6.4.2	Réduction du temps de scrutation	55
6.4.3	Signaux à fréquences hautes distinctes	55
6.5	Précision de la chaîne	55
6.5.1	Cas idéal	55
6.5.2	Cas réel	55
6.6	Synthèse	56
II	Filtrage numérique, analyse du signal de sortie, capteurs	57
III	Les capteurs	58

Première partie

Blocs et dimensionnement d'une chaîne d'acquisition

Chapitre 1

Introduction

Instrumentation technique visant à créer un système d'acquisition de données ou de commande à base de capteurs, conditionneurs, régulateurs et actionneurs.

1.1 Chaîne d'acquisition

Une chaîne d'acquisition est « un système électronique permettant d'exploiter une grandeur physique »¹

1.1.1 Composition

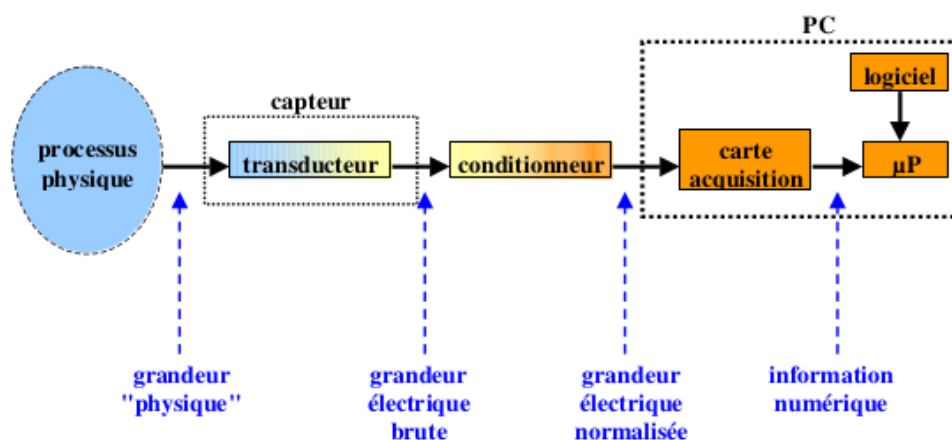


FIGURE 1.1 – Vue « fonctionnelle » (cas standard)

1.1.2 Transducteur et capteur

Transducteur dispositif qui réalise intrinsèquement la conversion de la grandeur à mesurer en une grandeur électrique "brute" (plus facile à exploiter).

Capteur protection mécanique du transducteur (+ parfois une partie du conditionnement).

Un transducteur utilise des phénomènes multi-physiques comme la thermoélectricité et la magnétorésistance. Il sera donc constitué la plupart du temps d'un matériau particulier

⚠ Abus de langage entre transducteur et capteur ⚠

1. https://fr.wikipedia.org/wiki/Cha%C3%Aene_d%27acquisition

1.1.3 Conditionneur

Conditionneur dispositif assurant la conversion de la grandeur électrique de sortie du transducteur (brute) en une grandeur électrique exploitable par l'organe de traitement.

Ce sera donc un montage électronique. Il pourra néanmoins assurer d'autres fonctions comme l'amplification ou le multiplexage.

Multiplexage

Il arrivera souvent de n'avoir qu'un seul organe de traitement pour plusieurs capteurs. Il faudra donc multiplexer² les signaux dans le temps.

La fonction de multiplexage peut être assurée par le conditionneur, la carte d'acquisition ou un organe spécifique

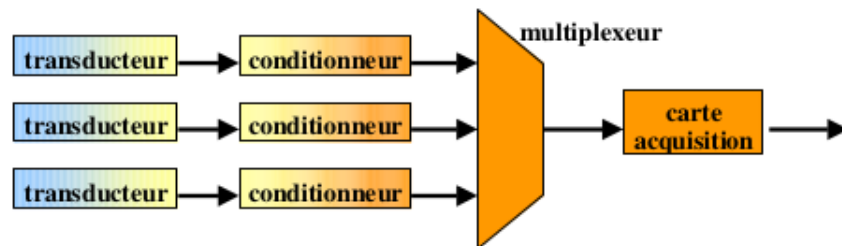


FIGURE 1.2 – Multiplexage

1.1.4 Organe de traitement

L'organe de traitement est dans le langage courant un appareil de mesure ou un assemblage type « ordinateur + carte d'acquisition + logiciel » dont les principales fonctions sont :

- la lecture par l'utilisateur de la grandeur à mesurer
- le traitement du signal
- l'utilisation dans une régulation/commande d'actionneurs

Carte d'acquisition

Une carte d'acquisition est un périphérique informatique assurant l'acquisition, par un PC, de la grandeur de sortie du conditionneur dont les principales fonctions sont :

- la communication avec le processeur (driver)
- la conversion analogique/numérique (résolution et fréquence d'échantillonnage)
- d'autres fonctions comme le multiplexage et les I/O numériques

1.2 Rappels d'électricité et d'électronique

Tout ceci n'est qu'un n^{ème} rappel, je vous invite donc à lire cette partie du paquet de slides n°1 (Introduction) à partir de la p.22 (slide 49) si vous n'êtes pas à l'aise avec ces principes (adaptation d'impédance, équivalent de Thévenin, AOP, semi-conducteurs).

2. « Assembler des signaux indépendants en un seul signal composite à partir duquel ils peuvent être restitués. » (<https://fr.wiktionary.org/wiki/multiplexer>)

Chapitre 2

Propriétés génériques d'un capteur

2.1 Capteur idéal (erreur nulle)

2.1.1 Loi du capteur

Notons :

X la grandeur physique à mesurer (entrée du transducteur).

S la grandeur électrique après conversion (sortie du transducteur).

Ainsi, la loi $S = \text{fct}(X)$ est appelée *caractéristique* ou *loi du capteur*. Si l'on connaît cette caractéristique, nous pouvons retrouver l'entrée X à partir de la valeur de sortie du transducteur.

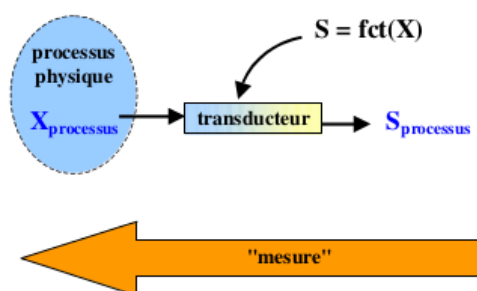


FIGURE 2.1 – Principe d'une mesure : cas idéal

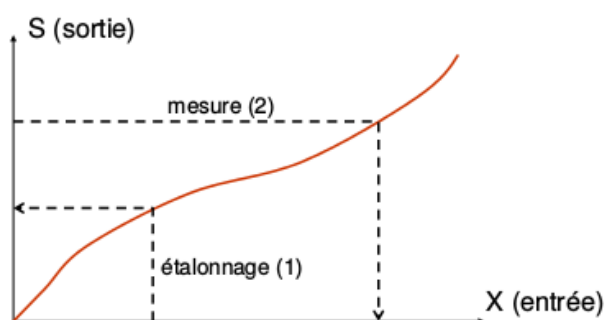


FIGURE 2.2 – Loi du capteur

Bien souvent, même si l'on dispose de l'expression mathématique, on calculera cette loi sur base d'un *étalonnage* (ou calibration) en imposant des valeurs d'entrée (connues) et relevant les valeurs de sortie correspondantes. Notons que l'étalonnage ne peut s'effectuer qu'avec des *valeurs de référence* stables et connues.

De l'étalonnage découle 2 propriétés fondamentales :

gamme de mesure gamme de valeurs de X acceptée par le capteur, c-à-d la gamme pour laquelle le capteur fonctionne avec une erreur $<$ erreur de précision nominale.

sensibilité rapport entre la variation de S et la variation correspondante de X , c-à-d $s(X) = \left. \frac{\Delta S}{\Delta X} \right|_X$, la pente de la loi du capteur. Si $s = cste$, alors le capteur est *linéaire*.

Il est préférable d'avoir une sensibilité *élevée* et *constante*.

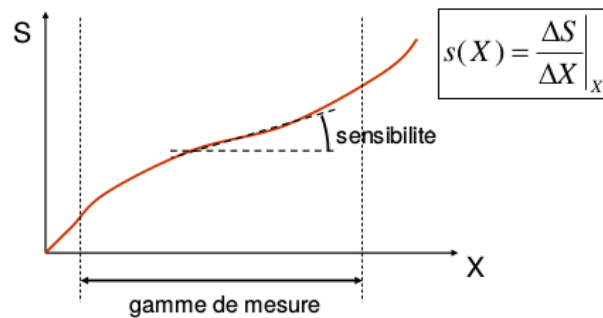


FIGURE 2.3 – Loi du capteur : propriétés

2.2 Capteur réel (erreur non nulle)

2.2.1 Principe d'une mesure : erreurs et précision

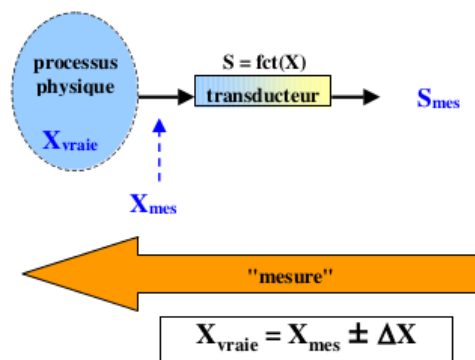


FIGURE 2.4 – Principe de mesure : cas réel

Dans le cas réel, la grandeur X déduite de la mesure est \neq valeur exacte de X . On distingue 3 valeurs :

valeur vraie (X_{vraie}) valeur exacte de la grandeur à mesurer. Grandeur que l'on aimerait connaître mais qui en pratique est inaccessible car se trouvant avant le capteur (non idéal).

valeur mesurée à la sortie du capteur (S_{mes}) valeur de la grandeur S délivrée en pratique par le capteur.

valeur mesurée à l'entrée du capteur (X_{mes}) la traduction de S_{mes} connaissant la loi du capteur.

X_{mes} est une *approximation* de X_{vraie} . La qualité de l'approximation est définie par :

précision (du capteur) aptitude à donner une valeur mesurée proche de la valeur vraie (notion qualitative).

erreur de précision ΔX écart maximal entre la valeur vraie et la valeur mesurée (notion quantitative). Ceci est communément appelé « erreur ».

2.2.2 Sources d'erreurs

Les erreurs entre X_{vraie} et X_{mes} sont classées selon 3 types :

- les erreurs accidentelles (ou conditionnelles)
- les erreurs stochastiques
- les erreurs systématique

On distingue 2 propriétés liées à ces erreurs :

fidélité (ou répétabilité) aptitude à donner des valeurs mesurées concordantes entre elles pour une même valeur de la valeur vraie, c-à-d avec une faible dispersion des mesures (notion qualitative). Elle est caractérisée quantitativement par l'*erreur de fidélité*.

justesse aptitude à donner une valeur mesurée proche de la valeur vraie (notion qualitative). Elle est caractérisée quantitativement par l'*erreur de justesse*.

La justesse est liée aux erreurs systématiques (un système dont l'erreur systématique est faible est "juste") et la fidélité aux erreurs accidentelles (un système a faible erreur accidentelles est "fidèle").

L'erreur de précision est donc la \sum erreurs de justesse et fidélité.

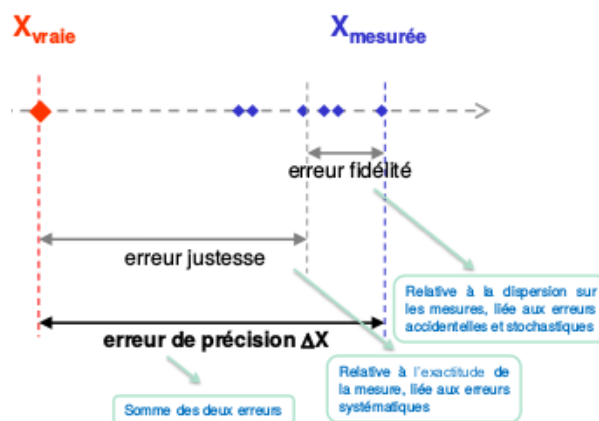


FIGURE 2.5 – Précision, fidélité et justesse

Erreurs accidentelles (ou conditionnelles)

Origine extérieure et peut varier d'une mesure à l'autre. Ex. : erreurs de lecture (maison construite en cm et pas en m) et des parasites (\triangle pas du bruit, le bruit est interne, les parasites externes).

Erreurs stochastiques

Origine interne, peut varier d'une mesure à l'autre \Rightarrow Bruit. Contrairement aux erreurs accidentelles, le bruit peut être prédit.

Erreurs systématiques

Il y a tous d'abord des erreurs dues à des **distorsions** par rapport à la caractéristique supposée du capteur. Il y a deux types de distorsion :

linéarité l'erreur de linéarité est le plus grand écart entre la courbe d'étalonnage réelle et la meilleure droite obtenue par régression.

réversibilité ou **hystérèse** la réversibilité est l'aptitude à fournir une même valeur de sortie pour une valeur d'entrée obtenue successivement par variation croissante et décroissante. Ainsi, la différence entre ces 2 valeurs est l'erreur d'hystérésis.

Ces erreurs peuvent provenir soit d'une connaissance imparfaite du capteur (caractéristique différente de celle prévue initialement), soit de l'utilisation (consciente) d'un modèle simplifié de la loi du capteur (en utilisant par exemple une loi linéaire alors qu'elle ne l'est rigoureusement pas).

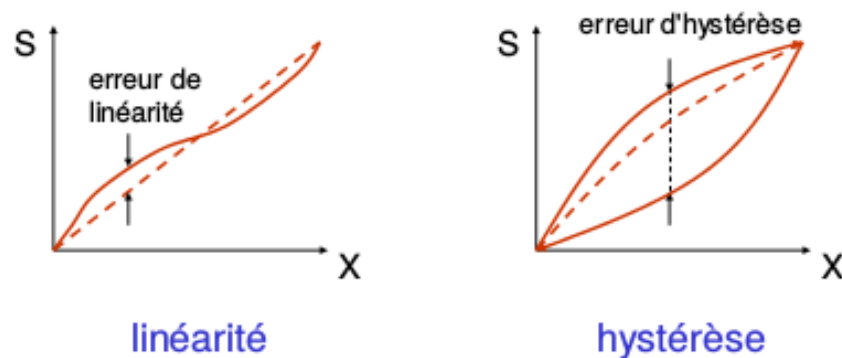


FIGURE 2.6 – Erreurs de linéarité et hystérèse

Ensuite, il y a les erreurs dues à la **résolution** (milieu numérique), définie comme la plus petite variation de la grandeur d'entrée qui provoque à coup sûr une variation de la grandeur de sortie.

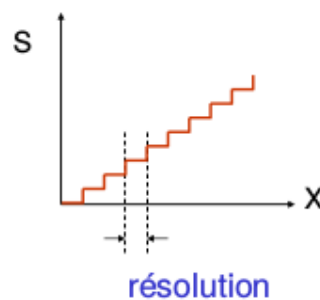


FIGURE 2.7 – Erreur de résolution

Enfin, il y a les erreurs dues aux **grandeurs d'influence**, c-à-d que la grandeur de sortie S ne va pas varier qu'en fonction de X , mais aussi d'une grandeur physique Z "parasite" ($:=$ grandeur d'influence) comme la température (plus courante), pression, etc. On distingue 2 types :

- erreurs accidentelle : la sortie varie d'une mesure à l'autre à cause des grandeurs d'influence (genre température)
- erreurs systématique : la caractéristique varie lentement en fonction d'une grandeur d'influence (genre vieillissement¹). On parle de *dérive* du capteur

1. Ou aussi la température, dans le cas par exemple d'un transistor dont les propriétés sont différentes "à chaud" et "à froid"

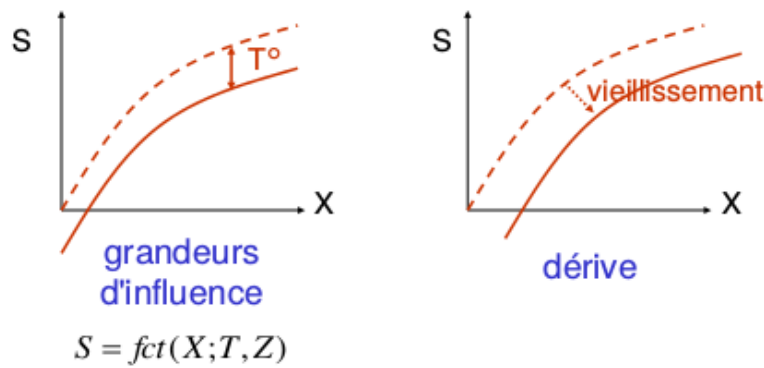


FIGURE 2.8 – Grandeurs d'influence et dérive

Domaines d'utilisation

Il peut arriver que l'entrée sorte de la gamme prévue, pouvant modifier le fonctionnement du capteur. On distingue :

- Le *domaine nominal d'utilisation* : grandeur d'entrée X et grandeurs d'influence peuvent s'y trouver de manière permanente sans altérer la précision du capteur
- Le *domaine de non détérioration* : propriétés du capteur altérées (par exemple erreur $>$ erreur nominale), mais de manière réversible \rightarrow le capteur retrouve ses propriétés nominales lorsque 'on retourne dans le domaine nominal
- Le *domaine de non destruction* : propriétés altérées de manière irréversible mais le capteur continue de fonctionner
- Le *domaine de destruction* : le capteur ne fonctionne plus

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, on utilise parfois le capteur hors de son domaine nominal. Par exemple, la précision d'un thermocouple (capteur de température) n'est garantie que pour sa première mesure car il vieillit vite, l'utiliser plus d'une fois (quand une grande précision n'est pas requise) revient à l'utiliser hors de son domaine nominal.

2.3 Propriétés dynamiques

Précédemment, les propriétés étaient *statiques*, c-à-d avec l'hypothèse que la(es) grandeur(s) d'entrée(s) variaient lentement (voir pas du tout) par rapport au temps de réaction du système de mesure. Les propriétés dynamiques sont les propriétés qui :

- ne satisfont pas l'hypothèse précédente
- portent sur toute variation des grandeurs statiques en fonction de la fréquence
- ont besoin de caractériser la vitesse de réponse du capteur/système

2.3.1 Principales propriétés

Réponse en fréquence $s(f)$

- variation de la sensibilité en fonction de la fréquence
- réponse en fréquence = amplitude + phase
- limite BF et HF

Bande passante

- gamme de fréquence d'utilisation du capteur
- définie par une atténuation de 3 dB de la réponse en fréquence

Réponse indicielle $S(t)$

- réponse temporelle à un échelon sur la grandeur d'entrée
- liée à la réponse en fréquence

Ordre du système

- ordre de la dérivée la plus élevée dans l'équation différentielle du système
- grande majorité des capteurs \rightarrow 1^{er} ou 2^{ème} ordre

2.3.2 Système du premier ordre (ex. circuit RC)

Équation différentielle du 1^{er} ordre :

$$a \frac{dS(t)}{dt} + bS(t) = X(t) \quad a, b = \text{cst}$$

La réponse en fréquence (avec f_0 = fréquence de coupure) :

$$|s(f)| = \frac{s(0)}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \arg[s(f)] = -\arctan\left(\frac{f}{f_0}\right) \quad f_0 = \frac{b}{2\pi a}$$

La réponse indicielle (τ = cst de temps) :

$$S(t) = \frac{X_0}{b} \left(1 - e^{-t/\tau}\right) \quad \tau = \frac{a}{b} = \frac{1}{2\pi f_0}$$

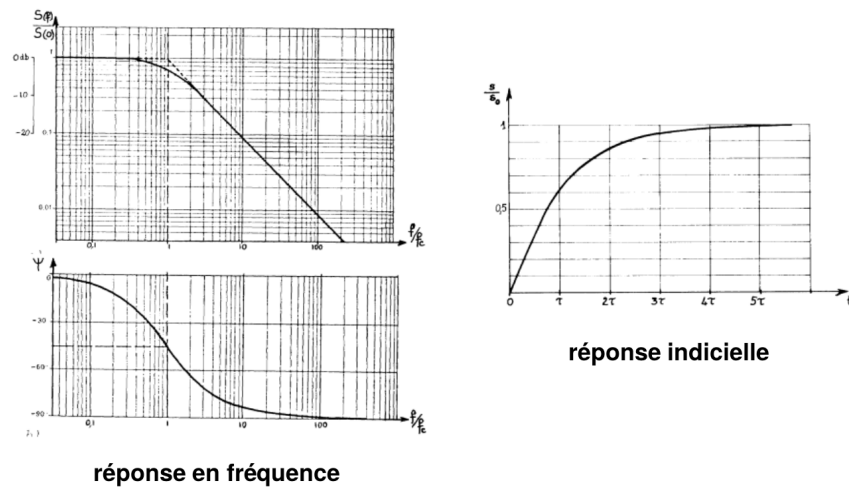


FIGURE 2.9 – Système du 1^{er} ordre

2.3.3 Système du second ordre (ex. circuit RLC)

Équation différentielle du 2^{ème} ordre :

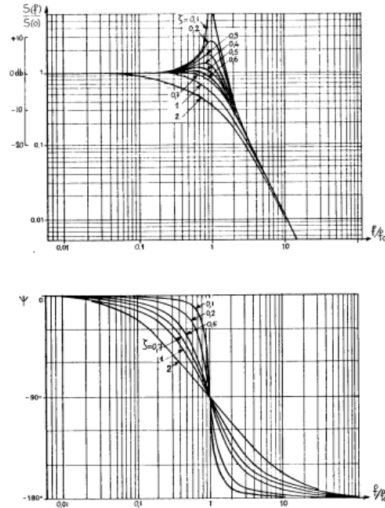
$$a \frac{d^2 S(t)}{dt^2} + b \frac{dS(t)}{dt} + cS(t) = X(t) \quad a, b, c = \text{cst}$$

En définissant f_0 = fréquence propre et ζ = coefficient d'amortissement

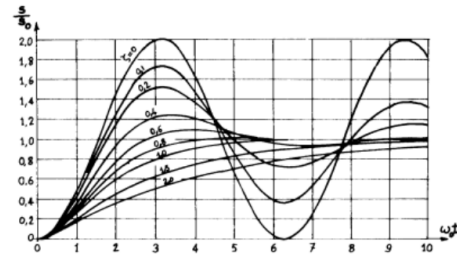
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{a}} \quad \zeta = \frac{b}{2\sqrt{ca}}$$

nous obtenons la réponse en fréquence :

$$|s(f)| = \frac{s(0)}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \arg[s(f)] = -\arctan\left(\frac{2\zeta}{\frac{f_0}{f} \left[1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right]}\right)$$



réponse en fréquence = $f(\zeta)$



réponse indicielle = $f(\zeta)$

FIGURE 2.10 – Système du 2^{ème} ordre

2.3.4 Temps de réponse

Le temps de réponse (ou temps d'établissement) est la *durée minimale d'attente, après application d'un échelon à l'entrée, pour que l'écart relatif de la sortie par rapport à sa valeur finale demeure constamment inférieur à $\varepsilon\%$*

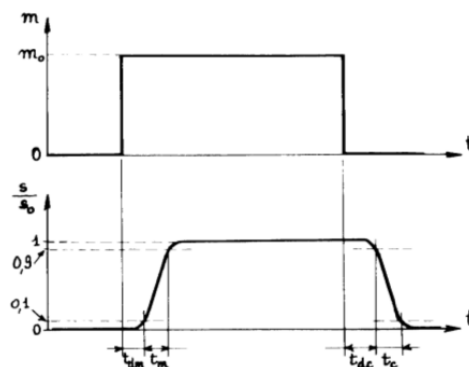


FIGURE 2.11 – Temps d'établissement

Remarque : le temps de réponse \neq temps de montée car cela comprend aussi les éventuels retards de la chaîne ou du capteur.

2.4 Autres propriétés

Avant de décrire cette section, rajoutons qu'en plus des propriétés décrites ci-dessous, il existe les propriétés de coût, de dimensions, d'encombrement et d'ambiance supportée (parasite, atmosphère corrosive).

2.4.1 Transducteur actif >< passif

On distingue 2 type de transducteur :

actif assimilé à une source (sens électrique, courant, tension, charge) dont la valeur varie en fonction de la grandeur à mesurer (énergie vient du processus).

passif assimilé à un composant passif (impédance variable) dont la valeur varie en fonction de la grandeur à mesurer (énergie vient de la chaîne d'acquisition).

2.4.2 Reproductibilité et finesse

Finesse aptitude d'un capteur à ne pas modifier (par sa présence) la grandeur mesurée. La finesse est exprimée par la valeur d'une grandeur physique déterminant l'inertie du capteur par rapport au mesurande. Varie dans le même sens que la rapidité mais inversement par rapport à la sensibilité.

Reproductibilité (>< fidélité) aptitude à obtenir une même valeur de la grandeur de sortie lorsque la mesure est effectuée au moyen de différents instruments, par différents opérateurs, en des lieux et temps différents.

2.4.3 fiabilité/maintenance

"Reliabilité" probabilité de fonctionnement correct du système après une période de temps définie.

MTBF (mean time between failure) durée moyenne de bon fonctionnement entre deux pannes successives.

Maintenabilité aptitude du capteur à être disponible le plus longtemps possible, c-à-d à donner des informations permettant une maintenance préventive (but : remplacer avant la panne).

Interchangeabilité aptitude du capteur à se substituer à un autre capteur sans altérer les performances de la chaîne de mesure.

Interopérabilité aptitude de différents capteurs et instruments de mesure à être utilisés ensemble et à échanger des données (capteurs intelligents).

2.4.4 fonctions de haut niveau

Les fonctions de haut niveau ont pour but de centraliser la chaîne d'acquisition en 1 endroit. Ceci est plus intelligent car il ne faut plus transmettre toutes les informations et la batterie est moins sollicitée.

capteur intégré conditionneur intégré sur le même silicium que le capteur

capteur à la sortie numérique conversion A/N intégrée au capteur avec différentes interfaces de sorties possibles

capteur intelligent capacité de traitement (microcontrôleur embarqué)

Chapitre 3

Bruits et parasites

Introduisons la notion de bruit et parasite :

Bruit au sens strict (encore appelé "bruit de fond") est un signal à variation aléatoire d'origine *interne* au dispositif étudié. Il est possible de le définir, de prévoir son niveau plancher à l'aide du dimensionnement

Parasites signaux perturbateurs d'origine *externe* au dispositif

Ces 2 phénomènes se présentent sous forme de signal analogique venant s'ajouter au signal utile, entraînant ainsi sa dégradation. Une fois le signal utile perturbé, pas de marche arrière, d'où l'importance de ces concepts lors du dimensionnement.

	bruit	parasite
origine	interne	externe
distribution	aléatoire	variable
bande passante	" ∞ "	limitée
amplitude	faible	variable
	"plancher"	arbitrairement bas
modélisation	"facile"	difficile
contre-mesures	conception	conception/remédiation

Tableau 3.1 – Critères de distinction

On remarque que :

- contrairement au bruit qui possède généralement une amplitude plancher, calculable théoriquement, il est théoriquement impossible de réduire les parasites à un niveau arbitrairement bas.
- La modélisation des effets du bruit dans un système est, dans le principe, simple. Au contraire, la modélisation des parasites est nettement plus difficile car ceux-ci sont constitués de plusieurs signaux plus déterministes dont il faut connaître les couplages avec le système étudié.

L'introduction de ces phénomènes relève tout l'intérêt des signaux numériques (au lieu d'analogique). En effet, alors qu'un signal analogique dégradé ne peut être restauré, il est possible généralement de restaurer un signal numérique dégradé.

Un signal numérique n'est rien d'autre qu'un signal analogique dont certains niveaux représentent des valeurs discrètes portant une information (paliers, ex. 0=vrai, 1=faux) et dont chaque niveau peut varier dans certaines limites → marges de bruit.

Ainsi, si l'impact des bruits et parasites est inférieur à cette marge de bruit définie par la conception, il est possible de restaurer le signal numérique utile. Les signaux numériques présentent donc une meilleure robustesse face aux perturbations. Il sera néanmoins toujours nécessaire de limiter les perturbations (car marges de bruit limitées).

3.1 Le bruit de fond

3.1.1 Introduction

Le bruit de fond possède plusieurs caractéristiques :

- fluctuation aléatoire fondamentale due à la nature elle-même du dispositif
- limite ultime de la résolution du dispositif (contrairement aux parasites)
- fondamentalement inévitable (jamais nul) mais son influence sur la chaîne peut être minimisée
- origine générale en électronique : fluctuations de la densité des porteurs de charges (porteurs de charges = e^- et trous, fonction de la température)
- observable sur une tension et/ou un courant

Il existe plusieurs type de bruit, comme le bruit de type gaussien (c-à-d qui suit une loi normale de moyenne et variance données $N(\mu, \sigma)$, Figure 3.1)

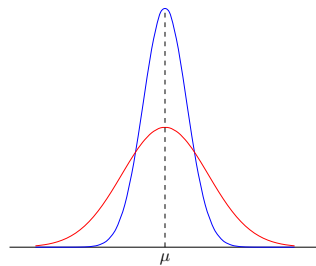


FIGURE 3.1 – Bruit de type gaussien : densité de probabilité

Valeur maximale du bruit ? Prenons un bruit de valeur efficace 1 V (Figure 3.2). Il est tout à fait possible qu'au bout de 100s on ait un bruit 10 fois plus grand. C'est aléatoire, mais sa puissance rms est constante.

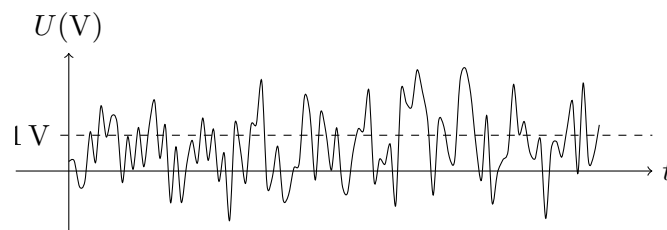


FIGURE 3.2 – Bruit de type gaussien : tension

Remarque : la "valeur efficace" est une puissance mesurée, ce n'est pas le max

3.1.2 Caractérisation mathématique

Définition de base

Mathématiquement, le bruit est caractérisé par un *signal temporel* (f.e.m) $E_b(t)$ avec les propriétés suivantes :

- fluctuation aléatoire \Rightarrow moyenne nulle $\overline{E_b(t)} = 0$
- valeur quadratique moyenne non nulle $\overline{E_b^2(t)} \neq 0$
- valeur efficace ("rms" = root mean square) $E_b = \sqrt{\overline{E_b^2(t)}}$
- rapport signal/bruit SNR [dB] $SNR = 10 \log \left(\overline{E_s^2(t)} / \overline{E_b^2(t)} \right)$

Variation en fréquence

À ces propriétés s'ajoutent :

- La valeur efficace dépend de la fréquence \Rightarrow *densité spectrale* de bruit

$$e_b(f) = \sqrt{\left. \frac{d\overline{E_b^2}}{df} \right|_f} \quad [\text{V} / \sqrt{\text{Hz}}]$$

- La couleur du bruit :
 - bruit blanc : densité spectrale constante en fréquence (uniformément réparti en fréquence, Figure 3.3(a))
 - bruit rose : densité spectrale plus forte pour les basses fréquences (descente linéaire, Figure 3.3(b))

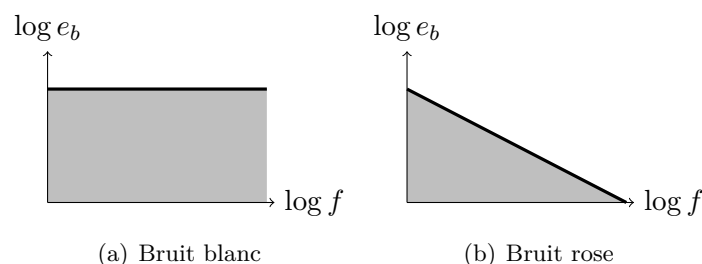


FIGURE 3.3 – Répartition en fréquence de la densité spectrale de bruit

Sommation de bruits divers

Dans l'hypothèse où il n'y a pas corrélation entre :

- les sources de bruits d'origine différente
- la même source à différentes fréquences

\Rightarrow Puissance totale de bruit = \sum des puissance de bruit individuelles.

Or la puissance de bruit \propto valeur quadratique moyenne de la tension ou du courant de bruit

$\rightarrow P_b = R \overline{I_b^2} = \frac{\overline{V_b^2}}{R}$. Il faut donc sommer *quadratiquement* tensions et courants de bruit

$$V_b^2 = V_{b_1}^2 + V_{b_2}^2 + \dots + V_{b_n}^2 \quad I_b^2 = I_{b_1}^2 + I_{b_2}^2 + \dots + I_{b_n}^2$$

De même pour les densités spectrales :

$$v_b^2(f) = v_{b_1}^2(f) + v_{b_2}^2(f) + \dots + v_{b_n}^2(f)$$

3.1.3 Types de bruit

Bruit thermique ou de Johnson

Le bruit thermique est un bruit dû à l'agitation thermique des porteurs de charges (e^- dans conducteur, $e^- + \text{trous}$ dans semi-conducteur). À $T > 0$ K, il y a collision des porteurs de charges entre eux \rightarrow répartition non uniforme des charges électriques \rightarrow champ électrique variable aléatoirement.

Ses propriétés sont les suivantes :

- valeur moyenne nulle $\overline{E_{bR}(t)} = 0$
- valeur quadratique moyenne $\overline{E_{bR}^2(t)} = 4kRT\Delta f$ avec $\begin{cases} k : \text{cst de Boltzmann} = 1,374 \times 10^{-23} \text{ J/K} \\ R : \text{résistance en } \Omega \\ T : \text{température absolue en K} \\ \Delta f : \text{bande de fréquence observée} \end{cases}$
- bruit blanc
- existe dans toute résistance vraie
- mesurable malgré son faible ordre de grandeur ¹

Bruits en 1/f

Les bruits en 1/f sont plus fort à basses qu'à hautes fréquences (bruit rose), il en existe 2 types :

- Bruit de scintillation :
 - présent dans les semi-conducteurs
 - d'origine incertaine, recombinaisons dans les défauts de surface du semi-conducteur (e^- et trous)
- Bruit en excès (ou bruit de constitution, "contact noise", "excess noise") :
 - analogue au bruit de scintillation
 - présent dans certaines résistances (ex. résistance à couche de carbones)
 - engendré par l'évolution erratique (:= aléatoire) des lignes de courant (continu) dans un matériau non homogène

Autres types de bruit

Le reste :

- Bruit de grenaille (ou de Schottky) :
 - présent dans les semi-conducteurs
 - dû à la nature quantifiée du courant électrique, provoqué par passage des porteurs de charge au travers d'une barrière de potentiel
- Bruit quantique :
 - dû à la nature quantifiée de l'énergie rayonnée (photons)
- Bruit de diffusion :
 - présent dans les semi-conducteurs
 - dû aux collisions des porteurs de charges avec le réseau cristallin
- Bruit de génération/recombinaison :
 - présent dans les semi-conducteurs
 - dû à la fluctuation aléatoire des taux de génération, des recombinaisons et des pièges des porteurs
- Bruit d'avalanche :
 - présent dans les diodes Zener à tension d'avalanche élevée

1. Potentiel du cerveau $\approx 1 \mu\text{V}$

- dû au délogement de certains e^- à cause d' e^- accélérés par le champ électrique, venant créer des porteurs de charge supplémentaires (bruit important au voisinage de l'effet d'avalanche)
- Bruit d'éclatement (ou bruit impulsif, "burst noise", "popcorn noise") :
 - présent dans certains dispositifs électronique particulier (ex. diode tunnel)
 - d'origine incertaine, lié aux défauts de fabrication
 - Bruit non gaussien

3.1.4 Modélisation de bruit

Dans un résistance : la Figure 3.4 représente l'équivalent de Thévenin et de Norton pour le bruit thermique.

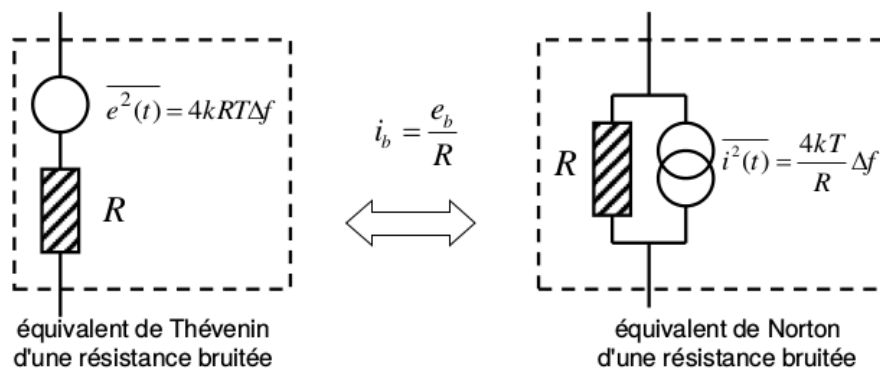


FIGURE 3.4 – Bruit thermique dans une résistance

Dans un transistor : rappelons qu'un amplificateur différentiel est constitué de transistors. Les sources de bruits sont :

- bruit thermique des résistances vraies (R'_{BB})
- bruit de grenaille des courants (base et collecteur)
- bruit en $1/f$ du transistor

La modélisation du bruit est présenté à la Figure 3.5.

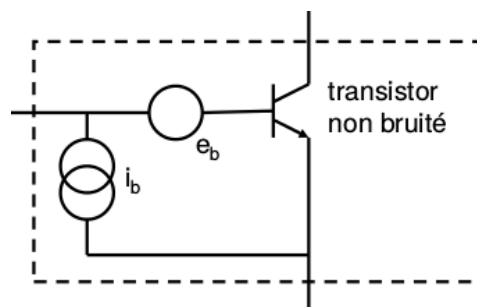


FIGURE 3.5 – Bruit dans un transistor

Dans un AOP : rappelons qu'un AOP est constitué de résistances et de transistors. Le bruit est modélisé par la Figure 3.6.

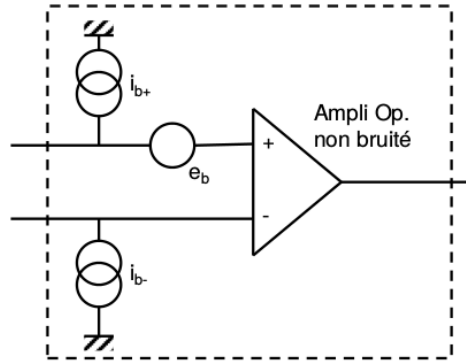


FIGURE 3.6 – Bruit dans un amplificateur opérationnel

Remarques : Les courants $i_{b\pm} \neq$ courant de bias (= courant constant de polarisation). $i_{b\pm}$ sont des courants à moyenne nulle, allant vers le circuit et dont l'impact dépend de l'impédance (+ l'impédance est grande, + le bruit est grand).

3.1.5 Limitation de bruit

Introduction et principales techniques

Le but de cette sous-section est de développer des méthodes afin de rendre l'amplitude du bruit négligeable face à celle du signal, c-à-d \nearrow SNR. Pour ce faire, il est possible d'agir sur 2 choses :

1. Augmenter le signal, c-à-d amplifier dès que possible et autant que possible le signal \Rightarrow pré-ampli à grand gain et faible bruit.
2. Réduire le bruit de tous les composants.

Afin de parvenir à un résultat, il est important de suivre ces quelques règles de base :

1. Cibler le type de bruit (afin de choisir des contre-mesures efficaces).
2. S'attaquer au bruit prépondérant (on va peut-être s'occuper du gros d'abord, non ?).
3. S'attaquer au bruit dès que possible (chaque module apportant son propre bruit (irréversible), il devient impossible de séparer les bruits entre eux au fur et à mesure que l'on avance sur la chaîne)

Nous pouvons agir :

Au niveau des composants :

- Choisir des composants à faible bruit.
- Jouer sur les paramètres influençant directement le bruit (ex. réduire la température pour un bruit thermique).

Au niveau du système :

- Pré-ampli à faible bruit (parfois étage à transistor discrets afin de minimiser le bruit de l'aop, lui-même constitué d'un nombre conséquent de transistors discrets).
- Réduire la bande passante (réduire le bruit dans un bande passante plus restreinte).
- Résistance de source.
- Détection synchrone pour le bruit rose.

Réduire la bande passante

Le bruit a virtuellement une bande passante infinie alors que celle du dispositif de mesure est limitée \Rightarrow bruit perçu limité à la bande passante du dispositif.

Pour un bruit blanc de densité e_{bb} perçu au travers d'une bande passante $B = f_{\max} - f_{\min}$:

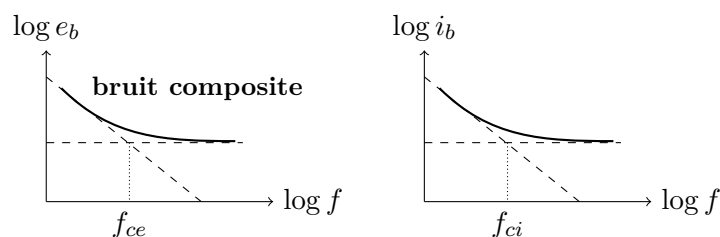
$$E_b^2 = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} dE_b^2 = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} e_{bb}^2 df = e_{bb}^2 (f_{\max} - f_{\min}) \quad (3.1)$$

Ainsi, la valeur efficace du bruit dans une bande de fréquence, permettant d'avoir une idée sur l'amplitude du bruit, est :

$$E_b = e_{bb} \sqrt{B} \quad (3.2)$$

On déduit de (3.2) que plus la bande passante du dispositif de mesure \nearrow , plus le bruit présent à la sortie de la chaîne de mesure \nearrow et donc plus le signal est perturbé. \Rightarrow Il faut **limiter la bande passante** (filtrage).

Dans un dispositif réel, le bruit est un "bruit composite" (rose (aux basses fréquences) + blanc (aux hautes fréquences)). Le point où les 2 densités spectrales sont égales (rose \cup blanc) est appelé la *fréquence coin*.



La valeur efficace de bruit composite dans la bande passante est :

$$E_b^2 = e_{bb}^2 \left[(f_{\max} - f_{\min}) + f_{ce} \ln \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}} \right) \right] \quad (3.3)$$

Ainsi, pour réduire le bruit il faut :

- limiter la bande passante ($f_{\max} - f_{\min}$)
- choisir des composants pour minimiser :
 - la densité spectrale de bruit blanc e_{bb} (et i_{bb})
 - la fréquence de coupure f_{ce} (et f_{ci})

Résistance de source

R_s résistance de sortie du capteur (ou de l'étage précédent)

Un AOP comprend des sources de tension de bruit et de courant de bruit, il faut donc choisir un ampli à :

- faible tension de bruit lorsque R_s est faible
- faible courant de bruit lorsque R_s est élevée

Étage d'entrée à faible bruit

Comparons 2 cas possible d'étage d'entrée de gain total G :

Amplificateur unique : soit sa densité spectrale de bruit ramené à l'entrée v_b^{in} , le bruit total à la sortie vaut

$$v_b^{out} = G.v_b^{in} \quad (3.4)$$

Ajout d'un étage d'entrée à faible bruit : soit un 1^{er} étage d'entrée de gain G_1 et de densité spectrale de bruit (entrée) $v_{b_1}^{in}$ et un 2^{ème} étage de gain G_2 et de densité spectrale de bruit (entrée) $v_{b_2}^{in}$ tel que $G_1.G_2 = G$. Nous aurons donc à la sortie du premier étage :

- le bruit dû au 1^{er} étage : $v_{b_1}^{out} = G_1.v_{b_1}^{in}$
- le bruit dû au 2^{ème} étage : $v_{b_2}^{in}$

Et donc, le bruit total à la sortie vaut :

$$v_b^{out} = G_2 \sqrt{(v_{b_1}^{out})^2 + (v_{b_2}^{in})^2} = G \sqrt{(v_{b_1}^{in})^2 + (v_{b_2}^{in}/G_1)^2} \quad (3.5)$$

On remarque que le bruit total de (3.5) sera plus faible que celui de (3.4) si $G_1 \gg 1$ et $v_{b_1}^{in} < v_b^{in}$

le bruit d'un ampli est minimisé en plaçant en tête un préamplificateur à faible bruit et de gain suffisant

Détection synchrone

Si le signal utile se situe à basse fréquence, le bruit en 1/f (rose) domine \Rightarrow transposer momentanément le signal utile à une fréquence plus élevée, à l'aide d'une modulation d'amplitude (signal sera au alentour de la fréquence porteuse), afin de réaliser la transmission ou l'amplification en dehors de la bande bruitée.

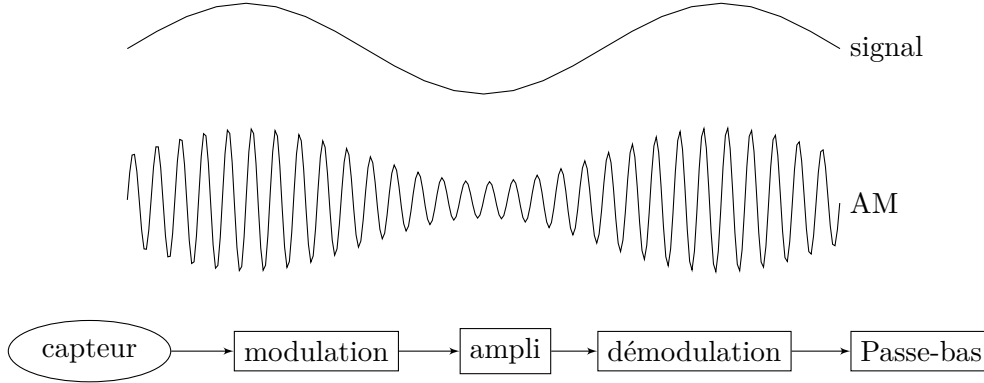


FIGURE 3.7 – Détection synchrone

Pour résumer :

- signal utile : $s(t)$
- signal modulation : $u_{mod}(t) = \cos(2\pi f_u t)$
- signal démodulation : $u_{demod}(t) = \cos(2\pi f_u t + \varphi)$

Et donc, le signal modulé vaut :

$$s_{mod}(t) = s(t).u_{mod}(t) \quad (3.6)$$

qui est bien transposé autour de la fréquence f_u ($f_u \gg f_{max}$). Pour démoduler, nous utilisons une démodulation synchrone, c-à-d en multipliant par la même sinusoïde que lors de la modulation (+ déphasage inévitable φ)

$$\begin{aligned} s_{demod}(t) &= s_{mod}(t).u_{demod}(t) \\ &= s(t) \cos(2\pi f_u t) \cos(2\pi f_u t + \varphi) \\ &= s(t) \frac{1}{2} \underbrace{\{\cos \varphi + \cos(4\pi f_u t + \varphi)\}}_{\text{cst}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

qui, après un filtre passe-bas ($f_c \approx f_{max}$) devient :

$$s'_{demod}(t) = s(t) \frac{\cos \varphi}{2} \quad (3.8)$$

3.2 Les parasites

3.2.1 Introduction

Les parasites sont des tensions ou courants indésirables, d'origine extérieure à l'appareil perturbé, se superposant au signal utile. Ceux-ci apparaissent par suite du couplage d'un circuit source avec le circuit perturbé (victime).

L'origine physique la plus courante de ces parasites sont les parasites électromagnétiques (expliqués par les équations de Maxwell). Toutes charges et courants génèrent des champs (E et H variables, formant une onde électromagnétique) qui se transforment en f.e.m. ($\oint E$ ou H loi de Lenz). Il existe néanmoins d'autres phénomènes physiques comme la thermoélectricité, la piézoélectricité, etc.

À cela se rajoute le concept de champ proche et champ lointain ainsi que le type de couplages (C.f Figure 3.8 et Figure 3.9)

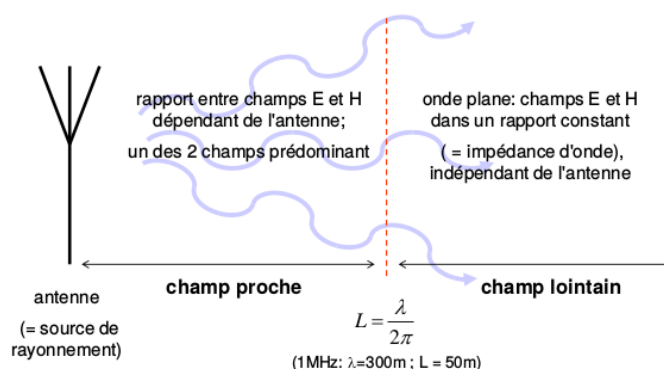


FIGURE 3.8 – Champ proche et champ lointain

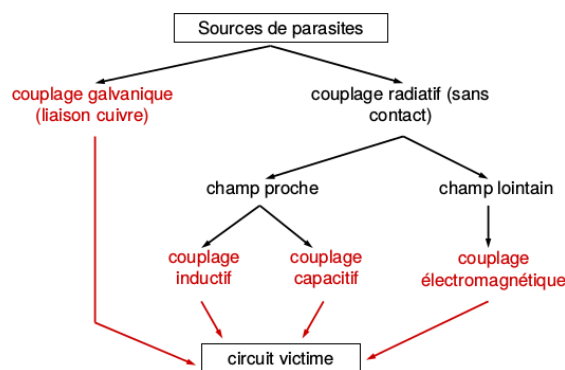


FIGURE 3.9 – Type de couplages

Quelques exemples de parasites sont cités slide 46.

3.2.2 Parasites rayonnés

Couplage capacitif

Les charges portées par un conducteur induisent des charges opposées (\Rightarrow courant) dans un autre conducteur via le champ électrostatique E . Existe entre toute paire de conducteurs et est

modélisé par une capacité parasite entre ces conducteurs. À prendre en compte dans le domaine du **champ proche** ($L < \lambda/2\pi$). Ex. : pistes proches ou superposées dans les circuits imprimés, les bus, etc.

⇒ éviter les lignes parallèles, éloigner le plus possible les fils les uns des autres afin de réduire les capacités parasites ou disposer d'un blindage électrostatique (décrit plus bas).

Un cas particulier existe, les **décharges électrostatiques** :

définition claquage de l'isolant entre les armatures du condensateur parasite lorsque le champ électrique devient trop important

exemple tapis, vêtement en laine, éclair en cas d'orage, claquage de l'oxyde de grille dans les circuits MOS

contre-mesure mise à la terre des dispositifs/utilisateurs pour les décharger et éviter l'accumulation de charge, intégrer un dispositif de dissipation de puissance (parasurtenseurs, décrit plus bas)

Un exemple de dispositif permettant d'empêcher l'accumulation de charge se trouve Figure 3.10. La diode protectrice protège le circuit en aval en permettant le passage du courant parasite en cas de surtension.

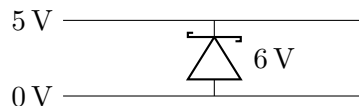


FIGURE 3.10 – Dispositif de décharge

Couplage inductif

Un champ magnétique variable induit dans un conducteur une f.e.m. qui tend à s'opposer à cette variation (loi de Lenz). Existe en théorie dans toute paire de conducteur et est modélisé par une inductance mutuelle parasite entre ces conducteurs. À prendre en compte dans le domaine du **champ proche** ($L < \lambda/2\pi$). Ex. : lignes de signal (téléphone, instrumentation) entre elles ou placées à côté d'une ligne d'alimentation/moteur électrique etc.

Il faut donc éloigner les sources de champ magnétique, minimiser la surface offerte au champ magnétique extérieure (réduire l'inductance mutuelle en jouant sur l'orientation spatiale ou sur la surface de la boucle, en tressant les câbles par exemple), implémenter un blindage magnétique (décrit plus bas).

Mode de couplage le plus répandu, toute boucle formée de conducteur est une victime potentielle. Phénomène d'autant plus critique que la fréquence est élevée.

Un cas particulier, les **câbles de transmission**. Ceux-ci forment une boucle et sont donc des victimes privilégiés. Il existe quelques contre-mesures :

- réduire la surface de la boucle :
 - réduire la longueur des câbles
 - rapprocher les conducteurs aller et retour
 - torsader les fils d'amenée et de retour. Si au-delà des quelques MHz, passer au câble coaxial (mutuelle nulle).
- câbles blindés
- passer à une transmission ayant une meilleure immunité :
 - boucle de courant (si la transmission est en courant, il n'y a pas d'impact)
 - porter l'information sur la fréquence

- passer au numérique
- code détecteurs/correcteurs d'erreur

Couplage électromagnétique

Dans le domaine du **champ lointain** ($L > \lambda/2\pi$), E et H coexistent sous forme d'une onde plane. Tout conducteur peut se comporter comme une antenne réceptrice parasite à l'onde plane. C'est d'autant plus critique que la fréquence est élevée. Ex. : GSM dans les hôpitaux ou les avions etc.

Il faut donc limiter la source d'émission, implémenter un blindage EM (plus bas), designer le circuit récepteur, ou utiliser un dispositif optique (comme la fibre optique).

Blindage

Blindage électrostatique (champ proche) : utiliser un matériau conducteur dont le potentiel est imposé. Ceci offre un chemin de retour pour le courant parasite et évite de modifier le potentiel du circuit victime. Le plus souvent, c'est une mise à la terre via une impédance faible. Ex. : blindage complet (boîtier) ou Figure 3.11.

Il faut bien comprendre ici qu'au lieu de réduire la capacité parasite, nous interposons des conducteurs supplémentaires dont le potentiel est fixé. De plus, rien ne nous interdit de fixer un potentiel différent de la masse/terre (0 V)

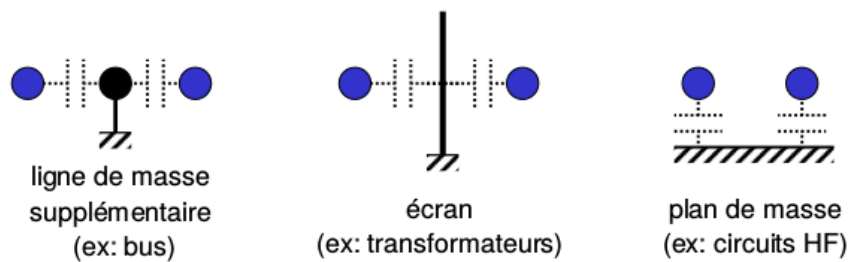


FIGURE 3.11 – Forme de blindage électrostatique

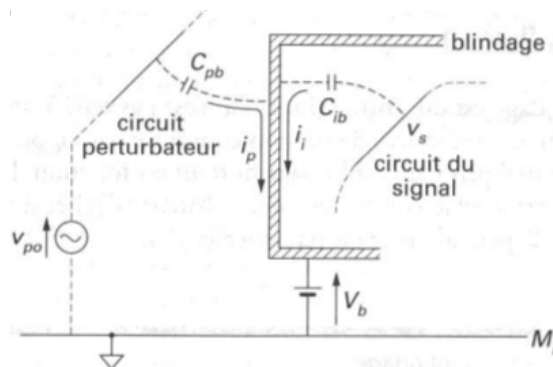


FIGURE 3.12 – Blindage électrostatique

Blindage magnétique (champ proche) : ici nous avons 2 cas :

- champ BF : matériau ferromagnétique (μ élevé). Il dévie les lignes de champ magnétique, mais il faut faire attention à la saturation \Rightarrow grande épaisseur du ferromagnétique (mais cher et lourd) (Figure 3.13).

- champ HF : matériau conducteur (non ferromagnétique). les courants de Foucault induits dans le blindage s'opposent à la pénétration du champ extérieur.

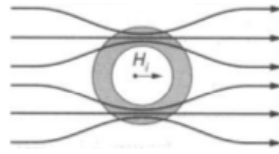


FIGURE 3.13 – Blindage ferromagnétique

Blindage EM (champ lointain) : utiliser un matériau conducteur qui supprimera le champ perturbateur par un champ opposé induit (courant de Foucault). Typiquement, une cage de Faraday. Néanmoins, il nécessite de faire rentrer les lignes de signal et d'alimentation (coucou couplage inductif) et la moindre ouverture réduit l'efficacité du blindage \Rightarrow construction très délicate.

Remarques générales : Les blindages concerne tout autant les câbles de transmission que les boîtiers (capteur, instrumentation). De plus la connections des blindages de câbles n'est pas trivial.

3.2.3 Parasites conduits

Introduction

Commençons pas définir ce qu'est un *couplage galvanique* :

définition transmission d'un signal perturbateur entre la source de ce signal et le dispositif victime *via un conducteur commun*.

Ceci concerne autant les lignes de signal que les alims/masse/terre et le simple fait de brancher 2 appareils sur le réseau électrique établit un couplage galvanique. Comme par exemple 2 appareils à 220 V dans 2 pièces différentes, connectés à la masse. Si l'un demande en puissance, cela fait baisser la tension dans tout le circuit. Il existe 2 origines distinctes :

1. le conducteur commun (idéal) transmet un signal parasite issu d'un autre équipement (comme parasite transmis via les lignes d'alimentation à cause de la foudre).
2. le conducteur commun n'est pas équipotentiel \Rightarrow la circulation d'un courant sur ce conducteur génère des f.e.m. parasites.

Ces 2 origines sont bien évidemment cumulables. Il existe 2 niveaux de conséquences :

1. dégrade le signal (superposition du signal utile et parasite, si sur alim \rightarrow mauvais fonctionnement du circuit).
2. détruit l'équipement (surtension (claquage électrostatique) ou surpuissance (destruction par échauffement)).

Remarquons que tout parasite rayonné devient f.e.m. ou courant sur un conducteur et donc que les conséquences sont aussi valables pour les parasites rayonnés en amont.

Contre-mesures

Il existe 3 contre-mesures générales :

1. Contre les parasites conduits issus d'autres équipement :
 - filtre passe-bas pour le spectre étendu, filtre réjecteur de fréquence pour le spectre étroit

- équilibrer (rendre le circuit plus symétrique, voir plus bas)

Néanmoins, il n'est pas trivial de réaliser le filtre, nous pouvons utiliser un filtre passif (capa et inductance) ou actif (passif + AOP), en mode commun ou différentiel.

2. Contre les parasites générés par l'impédance des connexions :

- design des connexions (\searrow longueur + \nearrow section conductrice = \searrow impédance)
- connecter judicieusement les alimentations et les masses :

(a) éviter les chemins communs \Rightarrow câblages en étoile

(b) séparer alimentations de signaux à fréquence et/ou puissance \neq

3. Contre la destruction des équipement par surtension/surpuissance \Rightarrow parasurtenseurs, dont le principe est de limiter la tension et ayant la capacité de dissiper l'énergie excédentaire :

- diodes Zener utilisée en avalanche (protection)
- varistance (résistance non linéaire, \nearrow tension = \searrow résistance)
- éclateurs (tube à gaz dissipant temporairement l'énergie via un arc électrique)

Exemple (flemme) :

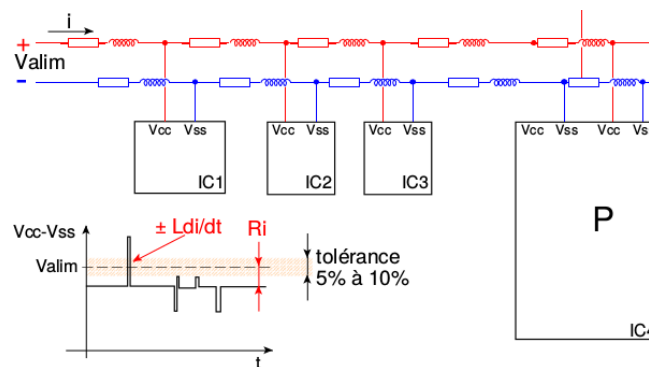


FIGURE 3.14 – Circuit électronique initial

A première vue, les fils ou pistes d'alimentation sont des équipotentielles. En réalité, il existe souvent une distance de plusieurs centimètres ou dizaines de centimètres entre les bornes d'alimentation d'une carte électronique et le circuit intégré le plus éloigné.

L'impédance de ces connections joue un rôle non négligeable :

- la chute de tension ohmique due à la résistance des connections (l'épaisseur des piste est très faible : de l'ordre de $30 \mu\text{m}$) parcourue par le courant moyen.
- les fluctuations de tension liées aux variations de courant importantes (basculement de portes, charge de capacités parasites, "réveil" d'un circuit CMOS) sur l'inductance des connections \rightarrow peuvent faire sortir l'alimentation de sa plage normale.

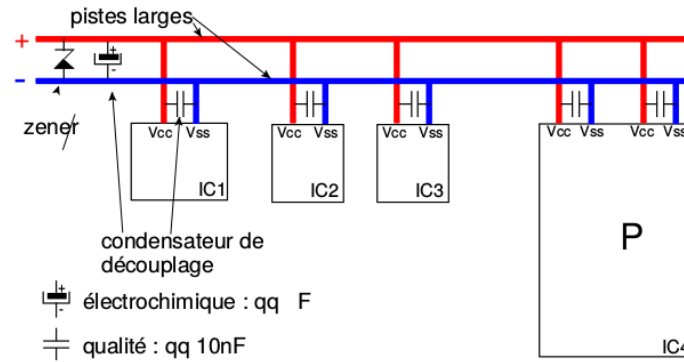


FIGURE 3.15 – Circuit électronique final

Les améliorations les plus courantes de l'alimentation sont

- l'utilisation de fils de plus forte section ou de pistes plus larges (quelques mm) ou de circuits multi-couches (permettant d'inclure plan de masse et plan d'alimentation)
- les condensateurs de découplage
 - d'un condensateur électrolytique (généralement quelques μF)
 - d'un ensemble de condensateurs de très bonne qualité disséminés sur toute la carte, le plus près possible des pattes d'alimentation de chaque gros circuit intégré et de chaque groupe de petits circuits
- une diode Zener (protection contre les surtensions)

Les condensateurs constituent des sources de tension localisée (à très court terme) vis-à-vis des impulsions de courant consommées par les circuits intégrés.

Le mot "découplage" qualifie le fait que les variations de consommation (composante alternative) propres du circuit ne sont pas vues par les fils d'alimentation, qui ne véhiculent que la composante continue (moyenne). Les inductances parasites du câblage ont donc beaucoup moins d'influence.

La diode Zener permet d'écarter les surtensions transitoires. Si celles-ci sont répétitives, l'absorption d'énergie par la Zener peut excéder ses capacités de refroidissement et la détruire. En cas de tension d'entrée trop importante, la Zener va également surchauffer et fondre, généralement en court-circuit, ce qui protégera les circuits coûteux en aval.

Isolation galvanique

définition coupure de tout lien galvanique entre 2 parties du montage

moyen couplage magnétique (transformateur) et couplage optique (optocoupleur, fibre optique)

C'est souvent nécessaire pour des raisons de protection des utilisateurs et des équipements (sécurité). Le but est de faire passer de la puissance/info d'une autre manière que via de l'électricité.

3.3 Câblage et connexions

3.3.1 Référence d'un signal

Rappel sur tension et masse slide 88. Nous ajoutons quelques subtilités :

1. impédance de masse : en pratique la "masse" d'un montage peut être un conducteur ayant une certaine extension physique \Rightarrow impédance $\neq 0 \Rightarrow$ lorsque parcouru par un courant, pas équipotentiel \Rightarrow plus vraiment une masse (f.e.m. parasite)
2. plusieurs montages : les masses de différents montages sont à priori pas au même potentiel (pas connecté ou connecté via des impédance $\neq 0$)

Pour rappel, la mise à terre est une connexion d'un conducteur au potentiel de la terre (sol) afin d'assurer la protection des utilisateurs et des équipements (le réseau de terre doit avoir l'impédance la plus faible possible). La masse (référence) et la terre (protection) ne sont pas forcément connectées.

On définit les appareils :

flottants aucune des 2 bornes du signal (entrée ou sortie) n'est connectée à la terre (appareils portatifs, appareils sur réseau à 3 bornes)

non flottants masse = terre

3.3.2 Montage "single-ended"

Cas idéal

Un montage "single-ended" possèdent les caractéristiques suivantes :

- un amplificateur "single-ended" (= asymétrique) comme un (non-)inverseur, suiveur à AOP. Au niveau multiplexage, il faut $N + 1$ fils pour N signaux.
- La référence du capteur = la référence de l'instrumentation

Dans le cas théorique $V_{in} = e_s$ (donc pas de parasites).

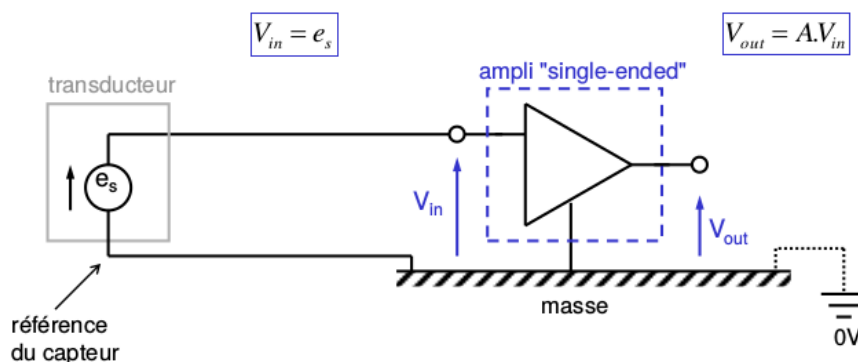


FIGURE 3.16 – Single-ended (idéal)

Cas réel

Dans le cas réel, une source parasite e_p vient s'ajouter car il existe une impédance de masse non négligeable et des parasites induits dans la boucle. Il en résulte $V_{in} = e_s + e_p$ et donc un signal dégradé.

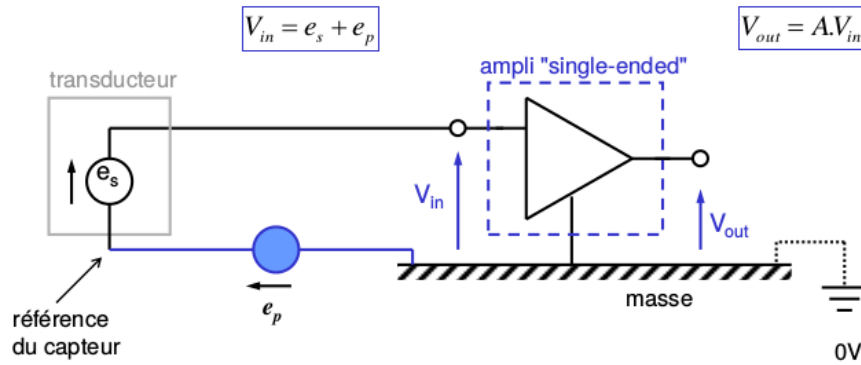


FIGURE 3.17 – Single-ended (réel)

⇒ éviter les montages "single-ended". Sauf si la chute de tension sur l'impédance de masse ET les f.e.m induites sont négligeables, comme pour :

- un capteur proche de l'ampli
- un capteur éloigné mais isolé de son environnement et sa masse est ramenée à l'ampli par une connexion d'impédance négligeable

3.3.3 Montage différentiel

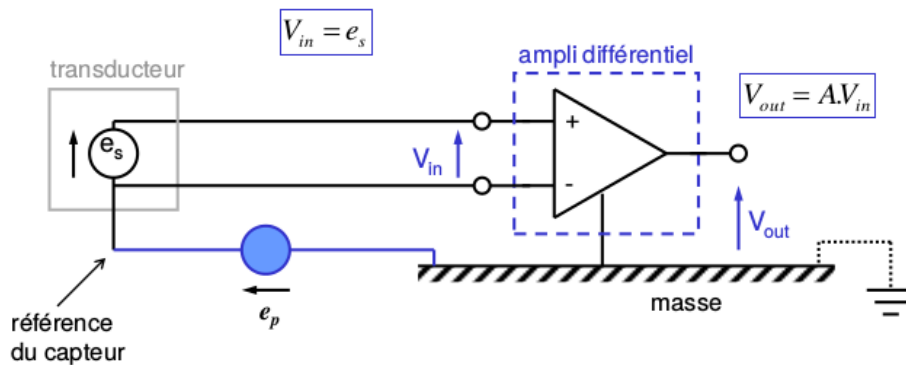


FIGURE 3.18 – Montage différentiel

Dans ce montage, nous avons :

- tension d'entrée de l'ampli différentiel
- tension différentielle
- tension de mode commun (parasites)
- tension de sortie
- taux de réjection en mode commun

$$\begin{aligned}
 V^- &= e_p & V^+ &= e_s + e_p \\
 V_{md} &= V^+ - V^- = e_s \\
 V_{mc} &= \frac{V^+ + V^-}{2} = e_p + \frac{e_s}{2} \\
 V_{out} &= A_{md}V_{md} + A_{mc}V_{mc} \\
 CMRR &= \frac{A_{md}}{A_{mc}}
 \end{aligned}$$

Il faut donc maximiser le CMRR (common mode rejection ratio). On en déduit les avantages et inconvénients suivants :

avantages :

- les parasites de mode commun, les parasites par couplage galvanique et les autres parasites induits en mode commun sont rejetés
- signal dont aucune des bornes ne peut être considérée comme une masse (même imparfaite). ex : tension de déséquilibre d'un pont de Wheatstone ou un montage porté à une tension élevée.

inconvénients :

- les parasites de mode différentiel sont toujours amplifiés
- liaison $2N$ (ou $2N + 1$) fils pour N signaux

Remarques : en instrumentation, la tension de mode commun est souvent du même ordre de grandeur voir plus élevée que la tension différentielle. On essaiera de faire apparaître les parasites sous forme de tension en mode commun car elles seront rejetés (pas entièrement, dépend du CMRR). Hélas, un bon CMRR ne suffit pas.

Foire aux questions

Sur le slide « montage différentiel: principe », on voit que $V_{in}=e_s$ et que du coup $V_{out}=A*V_{in}=A*e_s$ ensuite au slide suivant on voit une formule de V_{out} faisant intervenir e_p (parasite), j'ai du mal à saisir que vaut vraiment V_{out} au final?

Sur le slide « montage différentiel: principe », on voit qu'en première approximation, le montage différentiel permet de s'affranchir des problèmes en mode commun ; c'est-à-dire que la tension de mode commun à l'entrée n'est pas répercutée à la sortie.

Il s'agit toutefois d'une approximation. En fait, ce problème est minimisé, mais une partie de la tension de mode commun est quand même transmise à la sortie :

- à cause du taux de réjection de mode commun fini de l'amplificateur
- à cause de la dissymétrie des impédances des voies d'entrées.

Pour un multiplexeur, les deux montages s'implémentent comme illustré à la Figure 3.19

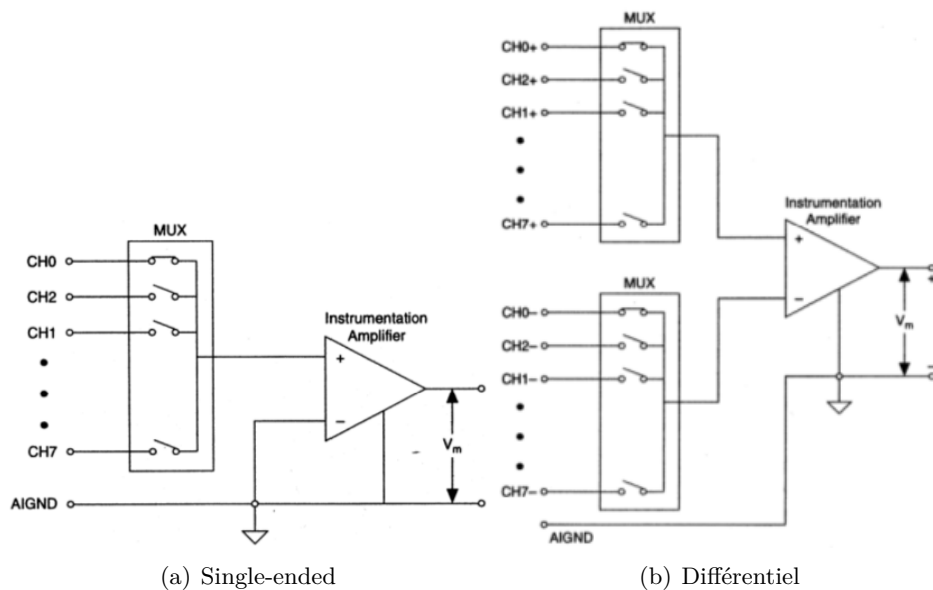


FIGURE 3.19 – Implémentation avec un multiplexeur

3.3.4 Symétrie des voies d'amenée

Déséquilibre série

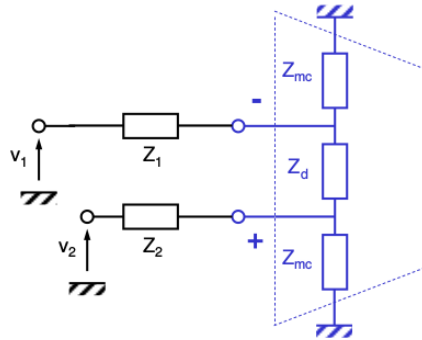


FIGURE 3.20 – Déséquilibre série

Soit Z_1, Z_2 les impédances série des voies d'amenée (souvent résistif) et soit un ampli différentiel ayant comme impédances d'entrée :

- 1 impédance différentielle Z_d (hyp : ∞)
- 2 impédances mode commun Z_{mc} (hyp : identiques)

Souvent $Z_{mc} = 10^{10} \Omega$ // capa en pF \Rightarrow passe-bas $f_c \approx 10$ Hz. Nous avons donc :

$$v_d = v_2 - v_1 \quad v'_d = v^+ - v^- \quad v_{mc} = \frac{v_1 + v_2}{2} \quad v'_{mc} = \frac{v^+ + v^-}{2}$$

Les tensions à l'entrée de l'ampli sont :

$$v^- = \frac{Z_{mc}}{Z_1 + Z_{mc}} v_1 \quad v^+ = \frac{Z_{mc}}{Z_2 + Z_{mc}} v_2$$

en faisant l'hypothèse que $Z_{mc} \gg Z_1, Z_2$:

$$v'_{mc} \approx v_{mc} \quad v'_d = v_d + \frac{Z_1 - Z_2}{Z_{mc}} v_{mc}$$

La tension différentielle est polluée par une fraction de la tension de mode commun, fraction d'autant plus importante que Z_1 et Z_2 sont \neq et que Z_{mc} est petit. Tout déséquilibre engendrera une dégradation du CMRR. En particulier, il faut que $R_1 = R_2$ pour une bonne réjection des tensions de mode commun continues et basse fréquence.

Déséquilibre parallèle

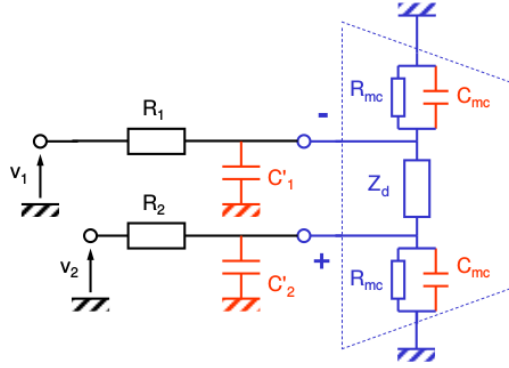
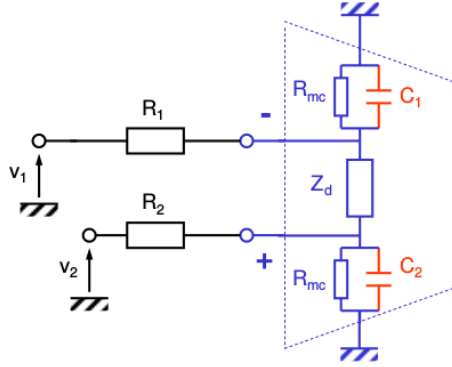


FIGURE 3.21 – Déséquilibre parallèle

On ajoute maintenant C'_1, C'_2 des capa parasites // venant s'ajouter aux 2 capas C_{mc} de l'ampli. Nous avons donc :

$$C_1 = C'_1 + C_{mc} \quad C_2 = C'_2 + C_{mc}$$



En supposant toujours que $Z_d \gg$

$$v^- = \frac{(R_{mc} // C_1)}{R_1 + (R_{mc} // C_1)} \quad v^+ = \frac{(R_{mc} // C_2)}{R_2 + (R_{mc} // C_2)}$$

Dans la gamme de fréquence $\frac{1}{R_{mc}C_1}, \frac{1}{R_{mc}C_2} \ll \omega_{mc} \ll \frac{1}{R_1C_1}, \frac{1}{R_2C_2}$ on a :

$$v'_{mc} \approx v_{mc} \quad v'_d = v_d + j\omega(R_1C_1 - R_2C_2)v_{mc}$$

La tension différentielle est polluée par une fraction de la tension de mode commun, fraction d'autant plus importante que C_1 et C_2 sont différentes, mais cette fois, c'est surtout pour les fréquences plus élevées.

En pratique, C'_1 et C'_2 sont des capas parasites qui existent vis-à-vis du blindage électrostatique des voies d'amenée, alors que précédemment, on a fait l'hypothèse d'être à la masse. En portant le blindage à la tension de mode commun v_{mc} , on annule la tension différentielle parasite due au déséquilibre de C'_1, C'_2 , c'est la *garde*.

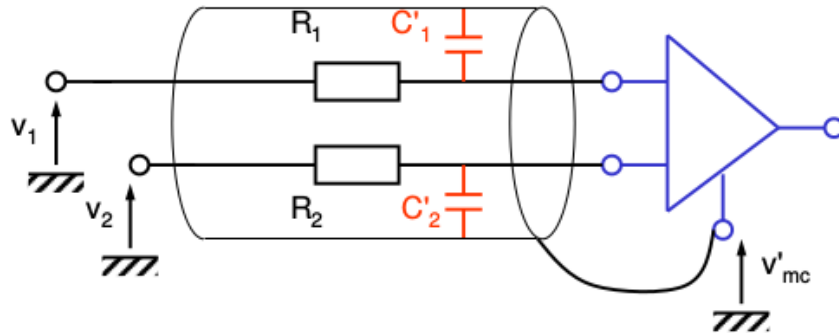


FIGURE 3.22 – Déséquilibre parallèle : garde

3.3.5 Montage différentiel avec v_{mc} élevée

Avant, on avait $2N + 1$ conducteurs et un v_{mc} relativement faible (les 2 références restaient proches). Dans le cas d'une source flottante (pas connectée à la référence) on a :

- $2N$ conducteurs
- tension de mode commun quelconque et variable dans le temps (AC + DC)

Une très mauvaise idée car nous avons une source de perturbations importante qui risque de détruire le matériel par surtension.

N.B. : vérifier la capa de l'ampli à tenir la tension de mode commun (?).

1^{ère} solution : bias resistor pour source flottante

Il faut limiter la tension de mode commun, donc soit on utilise $2N + 1$ conducteurs (donc retour au cas précédent) soit on utilise des résistances offrant une liaison galvanique de haute impédance ("bias resistor") :

- meilleur symétrie que $2N + 1$ conducteurs
- valeur suffisamment élevée pour ne pas imposer le potentiel des entrées
- mais suffisamment faible pour éviter que la tension de mode commun soit trop éloignée de la référence de l'instrumentation
- typiquement : $10\text{ k}\Omega$ à $100\text{ k}\Omega$

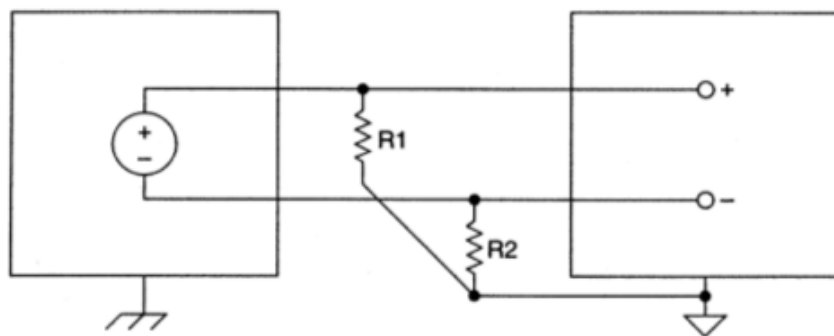


FIGURE 3.23 – bias resistor pour source flottante

2^{ème} solution : ampli d'isolation

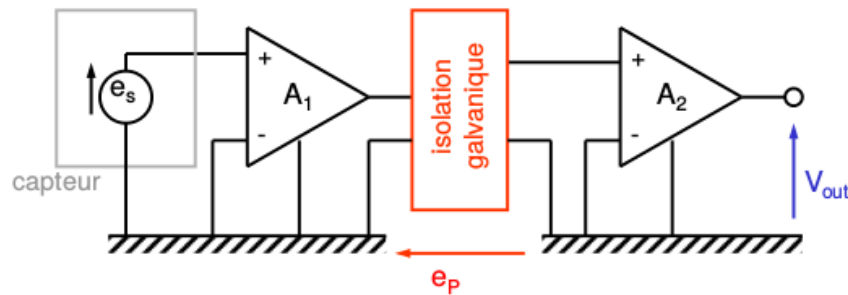


FIGURE 3.24 – Ampli d'isolation

Comme ceci l'instrumentation au potentiel du capteur possède sa propre alimentation et donc pas de mode commun.

3.3.6 Conclusion

Il y a 3 cas à distinguer :

1. les références sont identiques :
 - différence de potentiel nulle ou négligeable : c'est l'exception, les f.e.m. par impédance de masse et parasites sont négligeables, la référence est indifféremment la masse ou la terre. Un simple montage asymétrique convient.
2. les références sont proches :
 - tension de mode commun "faible" : typiquement un cas $2N + 1$ fils. Un montage différentiel "simple" convient (il faut vérifier la limite de l'ampli vis-à-vis du mode commun)
3. les références sont éloignées :
 - tension de mode commun élevée (ou quelconque) : capteur flottant et porté à un potentiel élevé. Il faut limiter le mode commun $\Rightarrow 2N + 1$ fil ou bias resistors ou reprendre le mode commun grâce à l'ampli d'isolation.

De plus, au niveau de la boucle différentielle, les mesures classiques pour limiter les parasites sont le câble torsadé ou coaxial, le blindage des câbles (complexe), etc.

3.4 Transmission des signaux

3.4.1 Introduction

La majorité des transmissions des signaux se font par tension analogique, le montage différentiel ne résout pas tout (il résout surtout le couplage galvanique). Pour les environnements très parasités et/ou longues distances, nous aurons recours à des transmissions par boucle de courant, par fréquence, par signal optique ou des transmission numérique.

Inconvénients d'une transmission en tension

Illustrons une transmission en tension (Figure 3.25). Nous aurons donc R_{in} élevé et R_{out} faible (adaptation d'impédance en tension) mais la liaison à distance possède une R_{fils} non négligeable. La sortie obtenue est donc

$$v = e \frac{R_{in}}{R_{out} + R_{in} + R_{fils}} < e$$

On a donc un affaiblissement du signal, 1^{er} inconvénient.

Prenons le cas maintenant d'une tension parasite par couplage magnétique (Figure 3.26)

$$v = (e_s + e_p) \frac{R_{in}}{R_{out} + R_{in}}$$

Le parasite induit se superpose au signal, 2^{ème} inconvénient

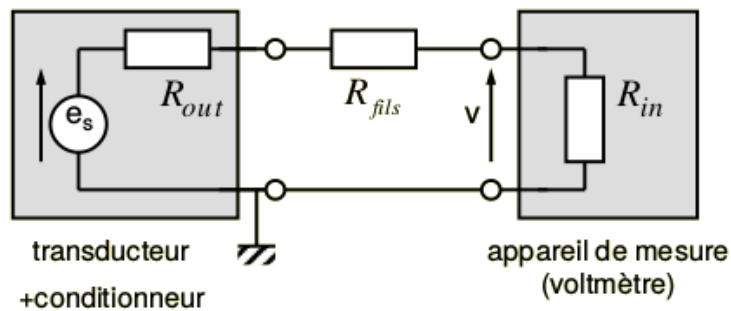


FIGURE 3.25 – Transmission en tension : résistance de ligne

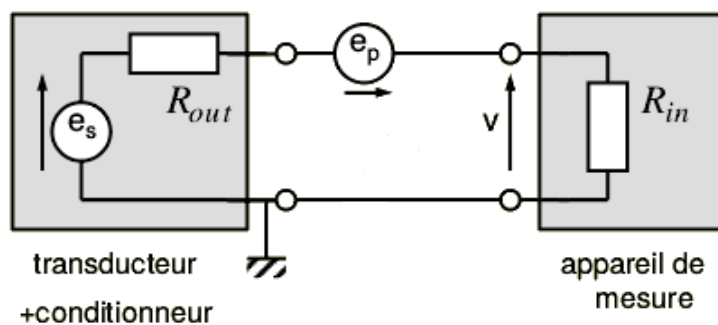


FIGURE 3.26 – Transmission en tension : parasite de ligne par couplage magnétique

3.4.2 Boucle de courant

Le but est de passer l'information non plus par une tension, mais par un courant. Il est en pratique plus facile d'obtenir R_{out} (commande en courant) élevée que R_{in} élevée (commande en tension). Dans le cas de la Figure 3.27, nous obtenons $(R_{in} + R_{fils})i = R_{out}(i_s - i)$ et donc

$$i = \frac{R_{out}}{R_{out} + R_{in} + R_{fils}} i_s$$

L'affaiblissement du signal est beaucoup plus faible qu'en tension (car plus facile d'obtenir un R_{out} élevée qu'un R_{in} élevée).

Avec le couplage magnétique (Figure 3.28) :

$$i_p = \frac{e_p}{R_{out} + R_{in}}$$

Comme R_{out} élevée, $i_p \ll i_s \Rightarrow$ bonne immunité aux parasites magnétiques.

Plusieurs avantages :

- bien pour transmission longue distance (1 km ou plus) car l'impédance des fils influence peu le courant

- bonne immunité aux f.e.m. induites car les valeurs idéales de R_{out} et R_{in} sont plus facile à approcher en commande en courant qu'en commande en tension
- On peut utiliser un courant $\neq 0$ pour représenter la valeur 0 afin de détecter la rupture de la liaison

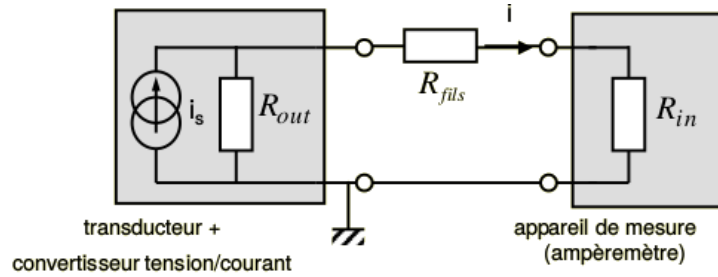


FIGURE 3.27 – Transmission en courant : résistance de ligne

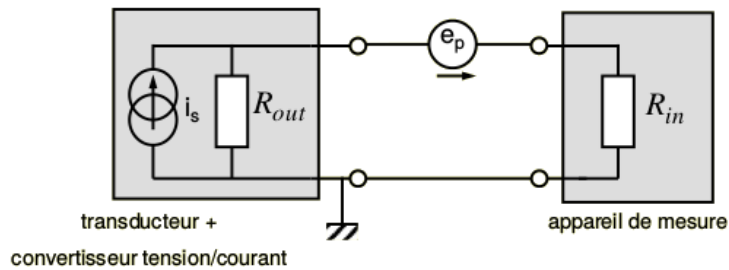


FIGURE 3.28 – Transmission en courant : parasite de ligne par couplage magnétique

3.5 Câblage de la masse

On a plusieurs circuits qui partagent la même alimentation et qui doivent s'échanger de l'information, chacun devant être connecté à une référence unique (masse). Comment câbler ?

3.5.1 Interconnexion des circuits

Il faut éviter les impédances communes \rightarrow mettre en étoile \rightarrow si le PCM à une impédance nulle \Rightarrow pas de couplage d'impédance

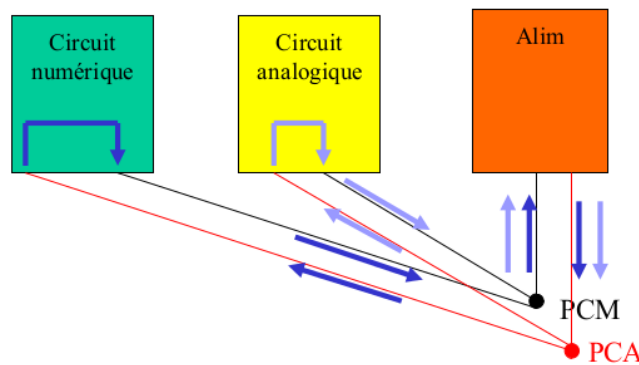
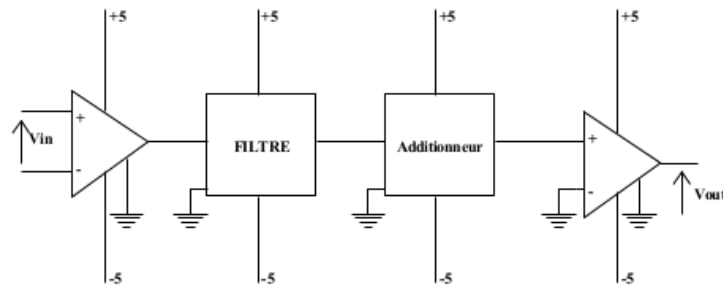


FIGURE 3.29 – Interconnexion des circuits en étoile

3.5.2 Câblage de la masse analogique



Dans le cas analogique, que faire ? Étoile ou cascade ?

Masse en étoile

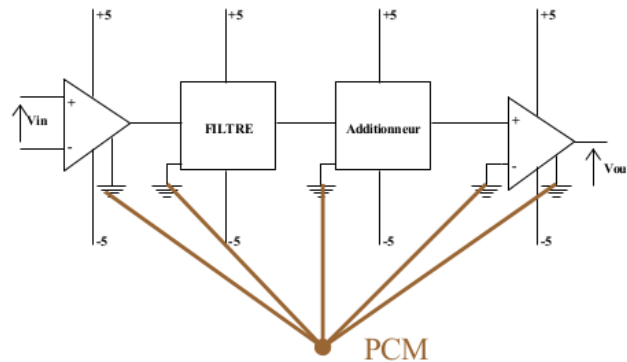


FIGURE 3.30 – Masse analogique en étoile

Avantages pas d'impédance commune

Désavantages longueur des pistes et formation de boucle

Masse en cascade

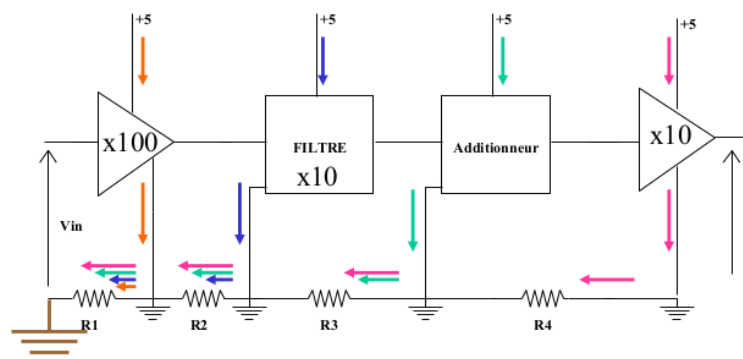


FIGURE 3.31 – Masse analogique en cascade (amont)

Dans ce cas-ci, tous les courants passent pas $R_1 \Rightarrow V_{in} = V_{out}/10^4$ car on amplifie $V_{in} + i_i R_1$!

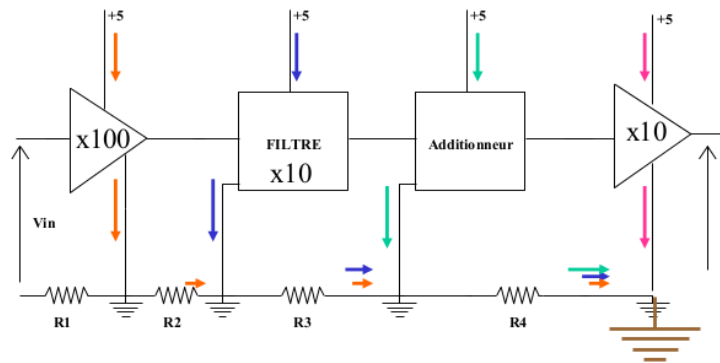


FIGURE 3.32 – Masse analogique en cascade (aval)

Dans ce cas-là, nous avons minimiser les courants dans R_1 .

3.5.3 Câblage de la masse numérique

À haute fréquence, l'effet selfique des câbles devient dominant \Rightarrow pistes à grande impédance et courants passent par capas parasites \Rightarrow ~~masse en étoile~~ plan de masse (minimise les inductances et les boucles). Le courant suivra le chemin de moindre impédance.

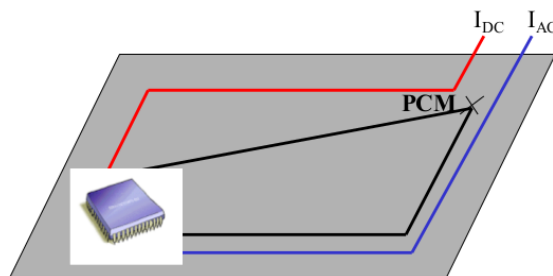
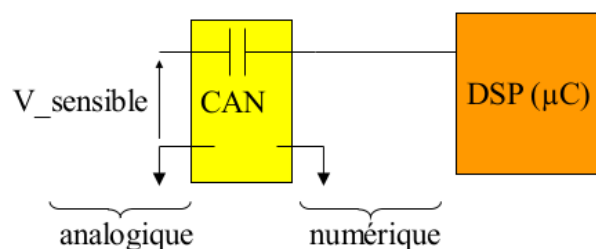
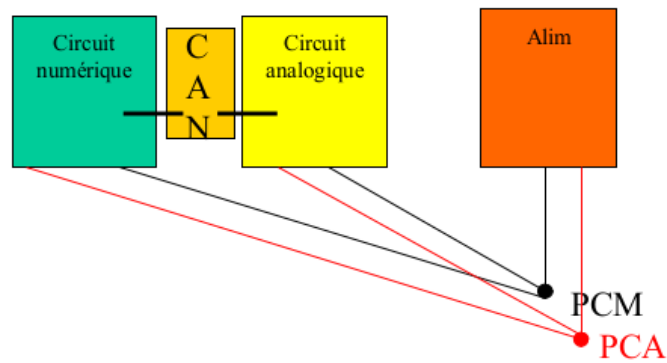


FIGURE 3.33 – Plan de masse

3.5.4 CAN et CNA



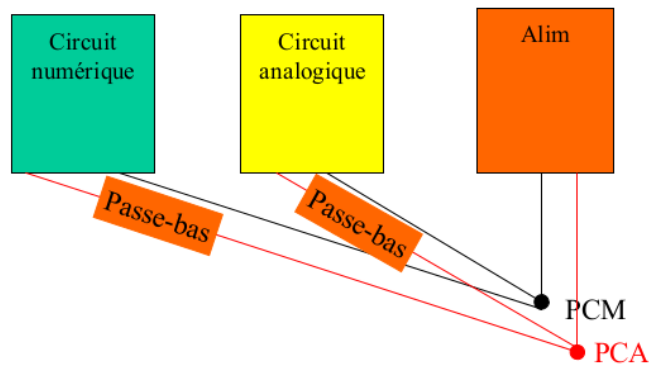
Dans un CAN/CNA, il y a un faible courant qui circule à travers sa capa parasite. Il faut 2 masses distinctes pour conserver une topologie en étoile et il faut placer le CAN sur le point central de masse



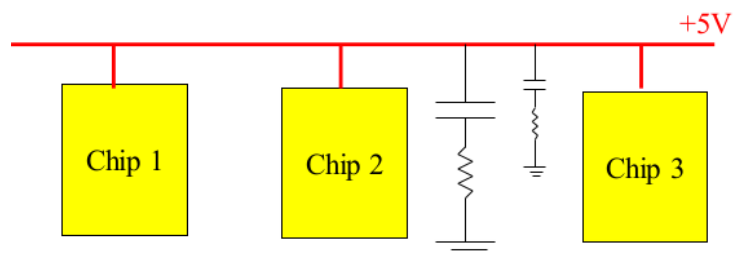
Câblage des alimentation

2 problèmes se posent :

- Ripple des alimentation à découpage (fluctuation autour de la valeur consigne)
- Consommation des différents circuits



Il faut mettre une capa a côté du composant, elle jouera le rôle de réservoir de charge. Sachant que la résistance parasite est d'autant plus grande que la capa est grande, on placera une plus petite capa en parallèle dans le cas HF car c'est la résistance qui est gênante.



Chapitre 4

Conditionnement du signal

Introduction

L'information électronique peut se trouver sur beaucoup de forme (tension, courant, charge électrique, impédance ou variation d'impédance). Mais beaucoup de dispositifs de mesure ne traitent que des signaux électriques sous forme de tension, dans une gamme de valeur déterminée. Pour remédier à cela, nous avons besoin d'un conditionneur

conditionneur montage électronique qui transforme la grandeur de sortie du transducteur en tension (si nécessaire) et l'amplifie

Il peut aussi corriger les problèmes de linéarité de la caractéristique du transducteur et de compensation des grandeurs d'influence.

Principes fondamentaux de mesure

Il existe 2 principes de base :

1. méthode de déflexion : mesurer la valeur absolue d'une grandeur (mesure classique)
2. méthode de zéro : compenser la valeur absolue d'une grandeur par des valeurs étalonnées connues, plus robuste aux parasites (comparaison) mais plus lent (itératif)

On peut aussi avoir un signal fréquentiel car :

- il est insensible aux parasites
- convient bien pour les longues distances
- avec une conversion A/N aisée par comptage de périodes
- à des références de fréquences très précises

on convertit en fréquence grâce à un oscillateur LC dont l'une des 2 impédances est le capteur.

On peut détecter le signal par

- mesure direct de la fréquence (valeur absolue)
- battement avec un oscillateur de référence (valeur relative, plus souvent)

4.1 Conversion du signal

4.1.1 Transducteur délivrant un courant

Le conditionneur est un convertisseur courant/tension.

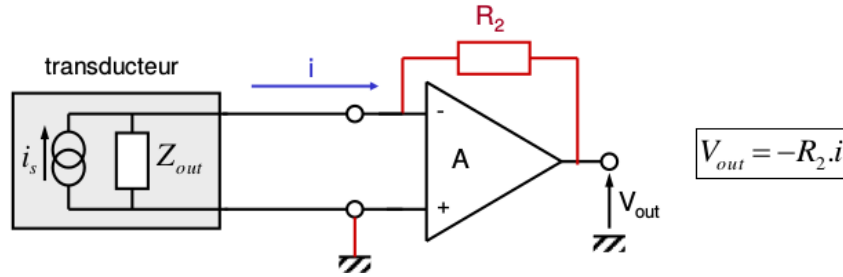


FIGURE 4.1 – Convertisseur courant/tension

Par le zéro virtuel, il n'y a pas de courant dans Z_{out} , donc le résultat est peu sensible à l'impédance de sortie du transducteur. Par contre, si courant faible (nA), il faut $R_2 \gg$ (bonjour l'encombrement et le bruit de fond). Il faut aussi faire gaffe aux courants de polarisation de l'AOP (CN : $i_{pol} \ll i$)

4.1.2 Transducteur délivrant une charge électrique

Le conditionneur est un convertisseur charge/tension.

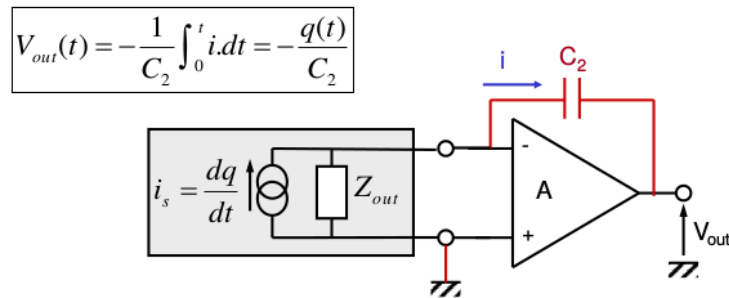


FIGURE 4.2 – Convertisseur charge/tension

En pratique, il faut une résistance en // sur C_2 pour permettre la circulation du courant de polarisation de l'AOP \Rightarrow comportement type passe-haut.

4.1.3 Transducteur résistif (résistance absolue)

Mesure de résistance "4 fils" : permet la mesure précise de résistance de faible valeur.

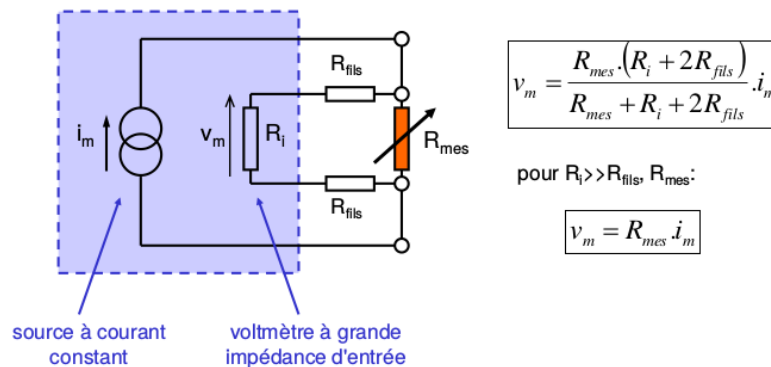


FIGURE 4.3 – Mesure de résistance 4 fils

4.1.4 Transducteur résistif (variation de résistance) : Pont de Wheatstone

- Méthode de déflexion :
 - mesure la différence de tension apparaissant dans la branche diagonale suite à la variation de résistance d'une des branches du pont
 - nécessite une source de tension stable
- Méthode du zéro
 - annulation de la f.e.m. précédente par variation d'une seconde résistance calibrée
 - nécessite PAS d'une source de tension stable
 - plus lent

1 résistance variable

- hypothèses :
 - Impédance de source négligeable
 - Impédance du voltmètre très élevée

$$v_{ab} = \left(\frac{R_4}{R_1 + R_4} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) E$$

la variation de R_1 étant faible (max 1 %), on linéarise

$$\begin{aligned} \Delta v_{ab} &= \frac{\partial v_{ab}}{\partial R_1} \Delta R_1 \\ &= -E \frac{R_4}{(R_1 + R_4)^2} \Delta R_1 \end{aligned}$$

Si les 4 résistances sont identiques :

$$\Delta v_{ab} = -\frac{E}{4} \frac{\Delta R}{R}$$

Pour augmenter la sensibilité, $\nearrow E$, mais limité par le courant max (10~100 mA max)

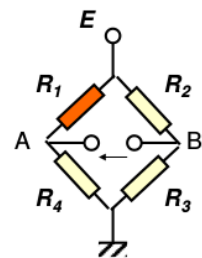


FIGURE 4.4 – Pont de Wheatstone : 1 résistance variable

montage "push-pull" (2 résistances)

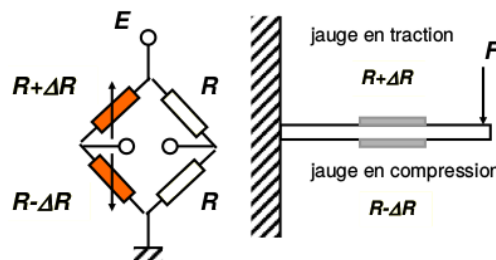


FIGURE 4.5 – Pont de Wheatstone : "push-pull" (2 résistance variable)

le capteur impose des variations = et >< aux 2 résistances variables. Ceci renforce les différences, doublant la sensibilité

$$\Delta v_{ab} = -\frac{E}{2} \frac{\Delta R}{R}$$

4 résistances variables

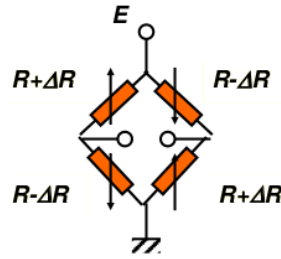


FIGURE 4.6 – Pont de Wheatstone : 4 résistances variables

Sensibilité encore doublé (donc quadruplé au total)

$$\Delta v_{ab} = -E \frac{\Delta R}{R}$$

Mesure "3 fils"

Autre application du montage à 2 résistances variables, il élimine l'influence des variations de résistance des fils de connexion au capteur (soustraction des variations des 2 branches de gauche). Il possède la même sensibilité que le pont de Wheatstone à **1 seule** résistance variable

$$\Delta v_{ab} = -\frac{E}{4} \frac{\Delta R}{R}$$

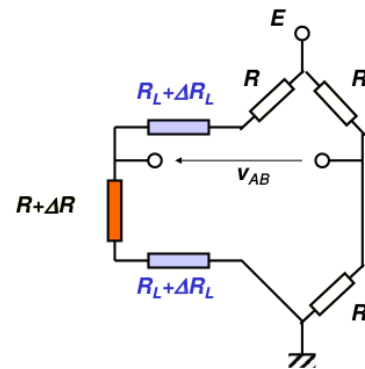


FIGURE 4.7 – Pont de Wheatstone : mesure "3 fils"

4.1.5 Transducteur réactif (pont d'impédance)

Généralisation du pont de Wheatstone avec $Z_1, Z_2 =$ réactances, sous principe du "push-pull" avec la linéarité et une meilleure sensibilité. Par contre, l'alim. doit être en alternatif (typiquement quelques kHz)

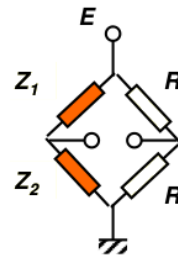


FIGURE 4.8 – Pont d'impédance

4.2 Amplification

4.2.1 Introduction

Il y a 4 bonnes raisons d'amplifier :

1. Protection vis-à-vis des parasites augmentant le niveau relatif du signal (amplifier le plus près du transducteur, pré-ampli grand gain / faible bruit)
2. Précision de la conversion analogique/numérique (perte de précision si le signal ne couvre pas toute la gamme de tension d'entrée du CAN, amplification à gain variable)
3. réjection des parasites de mode commun (amplification différentielle)
4. adaptation d'impédance (le plus souvent réalisable au niveau de l'ampli)

4.2.2 Montages et composants amplificateurs

Généralement, on veut :

- Pré-ampli à gain élevé et faible bruit (souvent étages d'entrée à transistors discrets)
- ampli différentiel :
 - entrée différentiel
 - gain variable
 - CMRR élevé
 - symétrie des entrée
 - supporte tension de mode commun élevée

Montage à 1 ampli-op

Le schéma de base est un montage à 4 résistances :

- rétroaction sur la branche (-)
- diviseur sur la branche (+)

Le signal différentiel est amplifié d'un gain fixe et le signal mc est amplifié d'une petite valeur (voir nulle).

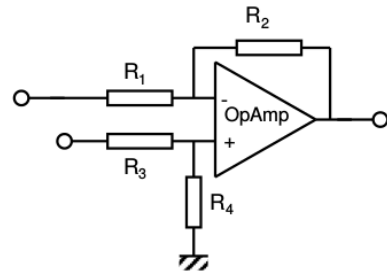


FIGURE 4.9 – montage à un seul ampli-op

$$G_d = \frac{R_1 + R_2}{2R_1} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \quad G_{mc} = \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}$$

Démonstration.

$$V_{out} = V_{in+} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} - V_{in-} \frac{R_2}{R_1}$$

Pour le mode commun, par définition $V_{in+} = V_{in-} = V_{cm}$, donc

$$V_{out} = V_{cm} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} - V_{cm} \frac{R_2}{R_1}$$

$$\begin{aligned} G_{cm} = \frac{V_{out}}{V_{cm}} &= \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} - \frac{R_2}{R_1} \\ &= \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)} \end{aligned}$$

Pour le mode différentiel, par définition $V_{in+} = -V_{in-} = \frac{V_{dm}}{2}$, donc

$$V_{out} = \frac{V_{dm}}{2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} + \frac{V_{dm}}{2} \frac{R_2}{R_1}$$

$$\begin{aligned} G_d = \frac{V_{out}}{V_{dm}} &= \frac{1}{2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_2 + R_1}{R_1} + \frac{1}{2} \frac{R_2}{R_1} \\ &= \frac{R_1 + R_2}{2R_1} \left(\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right) \end{aligned}$$

□

On peut théoriquement annuler G_{mc} si

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow G_d = \frac{R_2}{R_1}$$

. En pratique $R_1 = R_3$ et $R_2 = R_4$ mais ce n'est jamais réellement satisfait à cause des tolérances sur les résistances.

Les résistance de source doivent être incluse dans R_1 et R_3 .

inconvénients faible impédance d'entrée (gain va dépendre des résistances de source du montage en amont) et difficile de réaliser un gain variable

Montage à 2 ampli-op

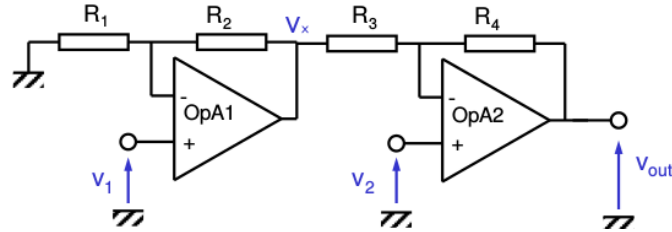


FIGURE 4.10 – Montage à 2 ampli-op

$$G_d = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \left(2 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \quad G_{mc} = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{R_1 R_3}$$

Démonstration.

$$V_x = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_1$$

$$\Rightarrow V_{out} = -\frac{R_4}{R_3} \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_1 + \frac{R_3 + R_4}{R_3} V_2$$

pour le mode commun $V_1 = V_2 = V_{mc}$

$$\begin{aligned} G_{mc} &= \frac{V_{out}}{V_{mc}} = \frac{R_1 R_3 + R_1 R_4 - R_1 R_4 - R_2 R_4}{R_1 R_3} \\ &= 1 - \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} \end{aligned}$$

pour le mode différentiel $V_1 = -V_2 = \frac{V_d}{2}$

$$\begin{aligned} G_d &= \frac{V_{out}}{V_d} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_3} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \\ &= \frac{1}{2} \left[1 + \frac{R_4}{R_3} \left(2 + \frac{R_2}{R_1} \right) \right] \end{aligned}$$

□

De nouveau, on peut annuler G_{mc} si

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_4}{R_3} \Rightarrow G_d = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

— **avantages :**

— impédances d'entrée élevées (celle de AOP) \Rightarrow gains indépendants des impédances de source

— **inconvénients :**

- si v_{cm} élevée et G_d faible \rightarrow risque de saturation du 1^{er} étage
- les parcours des signaux (+) et (-) ne sont pas identiques, de sorte que la réponse en fréquence n'est pas la même pour les deux signaux
- par chaque valeur du gain, il faut apparier 2×2 résistances

Ampli d'instrumentation (3 ampli-op)

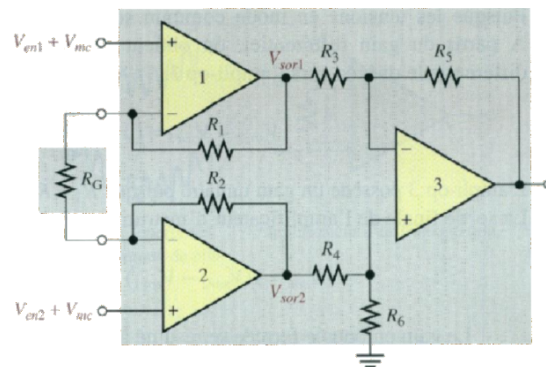


FIGURE 4.11 – Ampli d'instrumentation

C'est la solution standard. Chaque voie passe par un AOP monté en non-inverseur, le 3^{ème} AOP réalise la différence entre les deux signaux.

- **atouts :**
 - Impédance d'entrée élevée
 - CMRR 90 à 120 dB
 - symétrie des deux voies
 - résistance de réglage externe (R_G) pour faire varier le gain sans dégrader le CMRR
 - Le potentiel au milieu de $R_G = v_{mc} \Rightarrow$ peut être utilisé pour circuit de garde
- **limitation :**
 - ça va pas si v_{mc} dépasse 70 % des tensions d'alim.

Ampli d'isolation

C.f sous-section 3.3.5 (2 bornes de masse, 1 avant l'isolation, 1 après). On l'utilise quand v_{mc} est trop grand pour utiliser un ampli d'instrumentation. C-à-d que soit le signal différentiel est très faible sur la tension de mode commun $> 70\%$ de l'alim., soit la différence de tension entre les masses présente un danger.

Imperfections des ampli-op

2 cas :

Décalage statique 2 origines : le déséquilibre des voies inverseuse et non-inverseuse (\Rightarrow ampli. de précision) et les courants de polarisation (courant d'entrée de AOP). Ces grandeurs varient avec la température et la tension d'alim. On peut essayer de compenser le décalage globale manuellement ou automatiquement (autozéro)

Caractéristique dynamique la bande passante et le slew-rate (pente max. qu'un AOP peut délivrer).

Chapitre 5

Conversion A/N

5.1 Introduction

La conversion A/N qui s'effectue au niveau de la carte d'acquisition est une opération de double quantification, recouvrant 2 problématiques :

- discrétisation du temps ou *échantillonnage* du signal, dont le paramètre principal est la *fréquence d'échantillonnage*, est réalisé par un convertisseur A/N (CAN ou ADC) ou par un circuit spécifique nommé "échantillonneur-bloqueur" (sample & hold ou S & H)
- la discrétisation en amplitude ou *quantification*, dont le principal paramètre est le *nombre de bits* du convertisseur A/N (2^N niveaux pour un convertisseur à N bits)

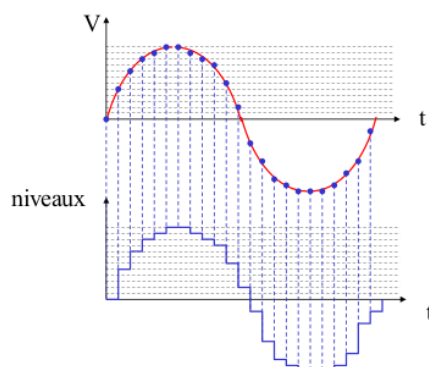


FIGURE 5.1 – Conversion A/N

5.2 Échantillonnage (S & H)

5.2.1 Repliement spectral (aliasing)

On commence par le problème de quantification temporelle. Le choix de la fréquence d'échantillonnage est crucial. En effet, si la fréquence d'échantillonnage est trop faible, alors nous ne pourrions pas retrouver notre signal initial car le nombre d'échantillons par période est trop faible (*C.f.* Figure 5.2). C'est le repliement spectral.

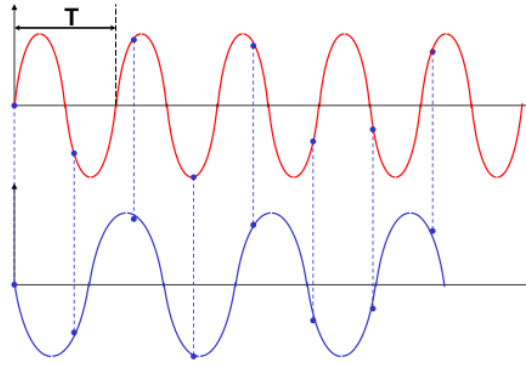


FIGURE 5.2 – Repliement spectral

5.2.2 Fréquence d'échantillonnage

Pour choisir notre fréquence d'échantillonnage, on aura recours au Critère de Nyquist

$$f_s > 2f_{max} \quad \text{où} \quad \begin{cases} f_s & = \text{fréquence d'échantillonnage (sampling)} \\ f_{max} & = \text{fréquence maximale contenue dans le signal} \end{cases}$$

Ceci est une condition nécessaire (donc NON suffisante). La plupart du temps, il faudra prendre $10 \times f_{max}$ pour avoir une bonne précision. Il faut typiquement, 7 à 10 échantillons/période pour une bonne précision.

Si ce critère n'est pas respectée \Rightarrow Repliement spectral.

Remarque : On serait tenté de se dire "Je ne veux pas numériser des fréquences plus élevées de mon signal analogique car elles ne m'intéressent pas, donc je ne vais pas les prendre en compte pour le critère et elles seront donc éliminées". Grave erreur. Le principe du repliement spectral est que les fréquences plus élevées que $\frac{f_s}{2}$ seront ramenées à des fréquences plus basses, et donc viendront dégrader notre signal. Pour éviter cela, il faut impérativement mettre un filtre passe-bas "anti-repliement" AVANT le convertisseur afin d'éliminer les hautes fréquences (les fréquences qu'on ne voulait pas) et donc rendre l'effet de leurs repliements négligeable par rapport au signal.

5.2.3 Temps et erreur d'ouverture (sample & hold)

Une fois qu'on a choisi notre fréquence d'échantillonnage, on a un autre problème : pour quantifier le signal analogique en valeur numérique, il faut que l'amplitude du signal analogique ne varie pas (ou pas trop).

On définit donc l'**ouverture** ou la **durée d'ouverture** t_A (aperture time) la durée durant laquelle un signal analogique (échantillon) doit être présenté à l'entrée de CAN afin qu'il puisse le convertir en valeur numérique.

Il est probable que le signal varie durant cette période, auquel cas il y aura un risque de dégrader la précision de la conversion. L'**erreur d'ouverture (absolue)** vaut :

$$(\text{dérivée max du signal}) \times t_A$$

⚠ La durée d'ouverture n'est ni la période d'échantillonnage (temps entre 2 échantillons), ni le temps de conversion (durée nécessaire au CAN pour convertir un échantillon).

Si t_A est trop grand par rapport à l'erreur de tolérable, on peut :

- changer d'ADC avec un t_A plus faible mais qui coûtera sûrement plus cher

— ajouter un circuit sample & hold avant l'ADC (moins coûteux, préféré).

Le circuit sample & hold aura pour fonction d'échantillonner le signal analogique très rapidement (t_A faible) afin de présenter en sortie une valeur analogique constante pendant toute la période d'échantillonnage (l'ADC pourra faire la conversion à l'aise). En résumé, il transforme un signal analogique continu en palier mais sans quantifier l'amplitude.

5.3 Quantification (CAN)

5.3.1 Principe

Le CAN transforme une tension analogique constante (échantillon) en un code numérique sur N bits, défini en fonction de la résolution voulue.

On définit le LSB, le "Least Significant Bit" ou le bit de poids le plus faible, comme unité de mesure car il représente le pas de quantification du signal analogique. Sachant que FSR = full scale range (la plage des valeurs possible, genre pour un ± 5 V, c'est 10 V), on a

$$1 \text{ LSB} = \begin{cases} FSR/2^N \\ FSR/(2^N - 1) \end{cases} \text{ si premier et dernier échelon} = \text{demi-intervalle}$$

Il faudra faire un compromis entre rapidité de conversion de l'ADC et sa résolution.

5.3.2 Caractéristique d'un CAN idéal

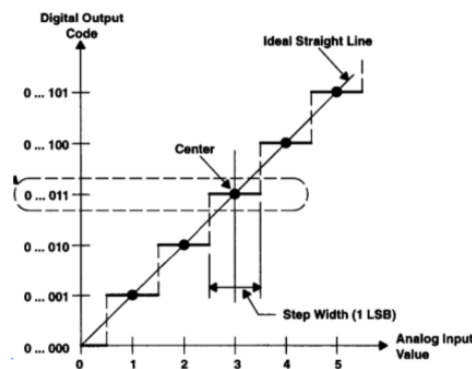


FIGURE 5.3 – CAN idéal

la résolution est définie comme la plus petite différence détectable, donc 1 LSB

Dans un CAN idéal, nous n'avons que l'erreur de quantification :

- due à la conversion d'un signal continu en un signal quantifié (inhérent au CAN)
- valant $\pm 1/2$ LSB

Des exemples de valeurs sont représentés Figure 5.4

A/D Converter Resolution (Binary Code)		Value of 1LSB		Value of 1/2LSB	
Number of Bits (n)	Number Of Increments (2^n)	0 to +10V Range (mV)	-10V to +10V (mV)	0 to +10V Range (mV)	-10V to +10V (mV)
16	65536	0.152	0.305	0.076	0.152
12	4096	2.44	4.88	1.22	2.44
11	2048	4.88	9.77	2.44	4.88
10	1024	9.77	19.5	4.88	9.77
9	512	19.5	39.1	9.77	19.5
8	256	39.1	78.2	19.5	39.1

FIGURE 5.4 – Exemples de résolutions et d'erreur de quantification

5.3.3 Autres sources d'erreur d'un CAN réel

Dans un CAN réel, on a un peut plus de source d'erreur :

- erreur de décalage ou offset error (ne passe pas par 0)
 - décalage horizontal de la caract.
 - peut être compenser par calibration
- erreur de gain ou gain error
 - erreur sur la pente de la caract.
 - peut être compensé par calibration
- erreur de linéarité intégrale
 - décalage horizontal restant (pour chaque pas) après avoir compensé les erreurs d'offset et de gain.
- erreur de linéarité différentiel (erreur entre 2 codes successifs)
 - erreur sur la largeur d'un palier
 - peut mener à des codes manquants

Ordre de grandeur de ces erreurs ? On fait la \sum quadratique des erreurs \Rightarrow ordre total comparable à celui de l'erreur de quantification.

5.3.4 Propriétés diverses

- durée d'ouverture \rightarrow faut-il un sample & hold ?
- délai de conversion $\rightarrow < 1/f_s$
- type de codage numérique en sortie
 - binaire
 - unipolaire
 - bipolaire avec offset
 - bipolaire en complément à 2
 - BCD (binary-coded-decimal)
 - unipolar BCD
 - sign-magnitude BCD

5.3.5 Type de convertisseurs A/N

C.f. Wikipedia pour de plus amples explications dessus.

À approximation successives (SAR)

C'est une recherche dichotomique : charge un capa et lis la tension obtenue (recharge rapide) et recommence du MSB vers le LSB. Il a jusqu'à 16 bits de résolution (aujourd'hui 24), un faible temps de conversion. Bon pour du multiplexage

Sigma-delta

C'est une recherche en boucle fermée. Jusqu'à 24 bits de résolution, erreur linéaire différentielle très faible, temps de conversion élevé. Pas bon pour multiplexage

ADC rapides

Ils sont rapides mais moins précis. FLASH, subranging ou pipelined

Chapitre 6

Dimensionner et analyser

Il faudra respecter les contraintes globales portant sur la résolution, la précision (budget des erreurs), délai (budget des temps), immunité aux parasites (liée à la nature des références), en fonction de la structure générale de la chaîne et des propriétés de chacun des composants.

6.1 Structure de la chaîne

6.1.1 Récapitulatif des éléments de base

Les modules qui ont une position fixée dans la chaîne sont :

- transducteur + conditionneur (dont pré-ampli) = source
- filtre (anti-repliement)
- Sample & Hold (échantillonneur/bloqueur)
- CAN

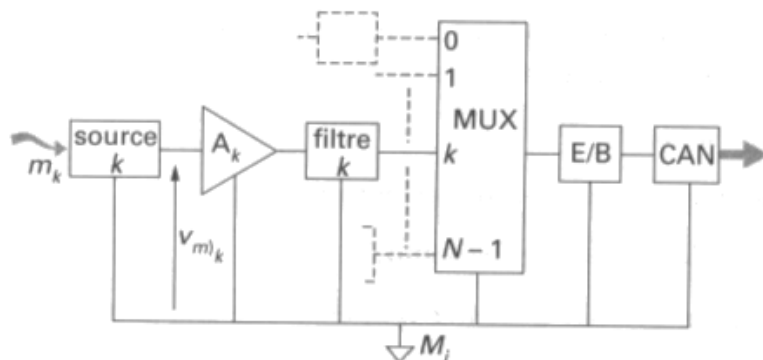


FIGURE 6.1 – Structure de la chaîne

Les modules dont la position peut varier sont :

- amplificateur, permettant l'ajustement du niveau à celui du CAN. Peut être avant ou après le multiplexeur
- multiplexeur (à priori avant le S&H)

6.1.2 Options pour l'amplification

Un ampli par voie

Il sera donc avant le multiplexeur, de gain fixe. Il possède une meilleure immunité aux parasites et aux décalages des modules suivants mais coûte plus cher s'il y a beaucoup de voie (N amplis)

Un ampli unique

Il sera donc après le multiplexeur, de gain programmable. Ça coûte moins cher s'il y a beaucoup de voie, au détriment d'un délai de réglage du gain et une moins bonne immunité aux parasites et aux décalages des modules suivants.

6.1.3 Options pour le moment d'acquisition

Acquisition séquentielle

On mesure N grandeurs à des instants différents. $T_{ech} \ll (f_{ech} \gg)$ délai de variation (cste de temps) des processus.

Acquisition simultanée

On mesure N grandeurs simultanément. $T_{ech} \approx$ délai des variation des processus. Ça demande 1 S&H par voie

N.B. : la quantification et/ou lecture du résultat restent séquentielles.

6.1.4 Parcours des différents cas

On a donc plusieurs cas que l'on va vite décrire ici

1. échantillonnage séquentiel

(a) références identiques

- i. 1 ampli par voie : ampli asymétrique (gain fixe) et multiplexeur unipolaire (Figure 6.1)
- ii. 1 ampli unique : ampli asymétrique (gain programmable) et multiplexeur unipolaire (Figure 6.2(a))

(b) références distinctes

- i. 1 ampli par voie : ampli différentiel (gain fixe, ampli d'instrumentation) et multiplexeur unipolaire (Figure 6.2(b))
- ii. 1 ampli unique : ampli différentiel (gain programmable) et multiplexeur bipolaire (Figure 6.2(c))

2. échantillonnage simultané (rappel : 1 S&H par voie)

(a) références identiques

- i. 1 CAN unique : $T_{ech} \geq N$ conversion A/N (Figure 6.2(d))
- ii. 1 CAN par voie : une chaîne complète par voie, plus rapide car $T_{ech} \geq 1$ conversion A/N (hyp : conversion bcp + lente que lecture) (Figure 6.2(e))

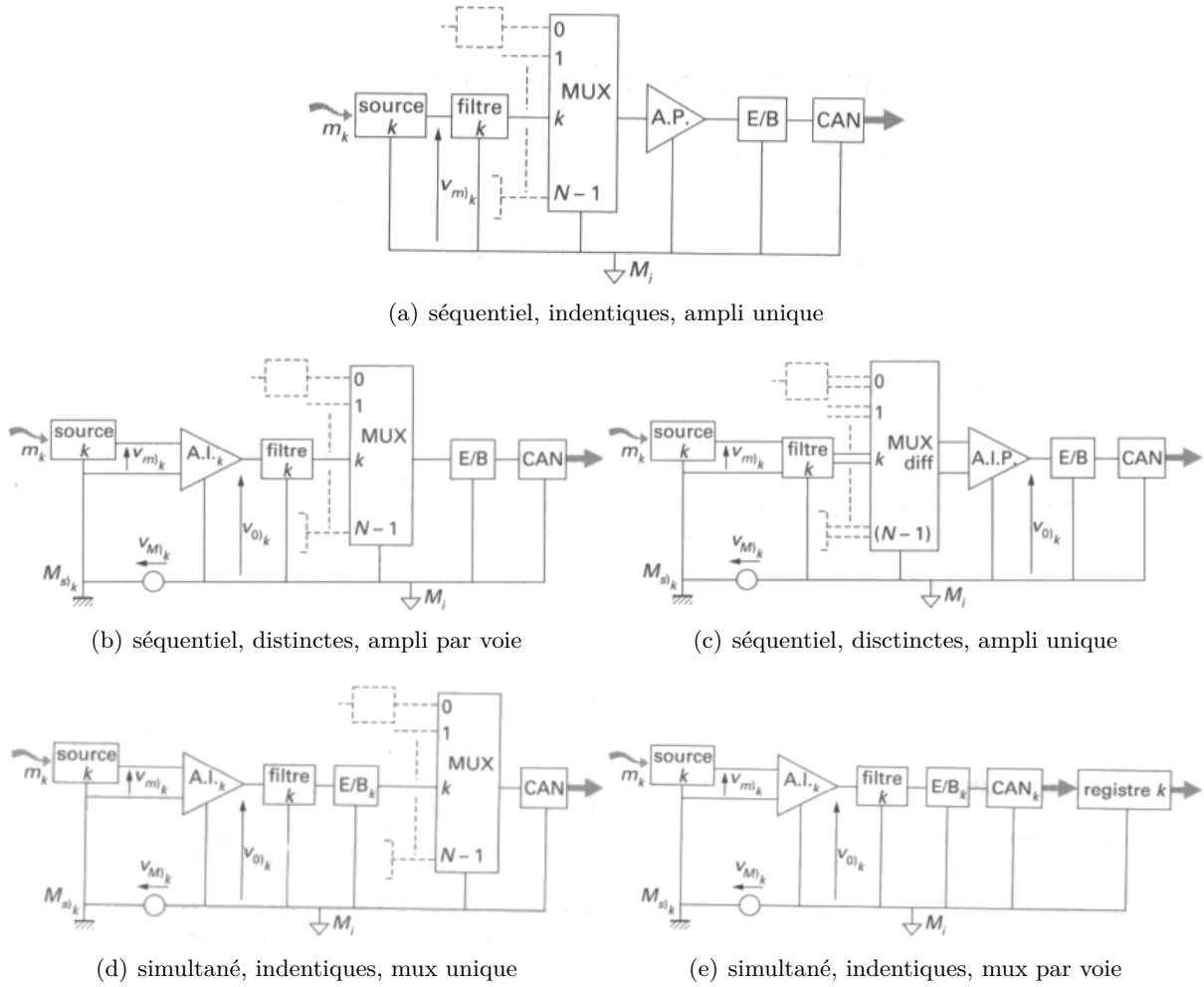


FIGURE 6.2 – Type de structure de chaîne d'acquisition

6.2 Gain de la chaîne

6.2.1 Récapitulatif des gains

- processus : source du signal délivrant une grandeur physique de valeur 'm'
- capteur (transducteur + conditionneur) : sensibilité S dans l'hypothèse d'un capteur linéaire ($S = \text{cste}$)
- amplificateur : gain G_a , **à dimensionner**
- filtre(s) : gain G_f , **en principe** $G_f = 1$
- S&H et mux : gain 1
- CAN (quantification) : à N bits, de résolution $q = \text{LSB} = V_{FSR}/2^N$.
 - valeur d'entrée (analogique) du CAN $= m.S.G_a.G_f$
 - valeur de sortie (numérique) du CAN : $M = \text{round}(m.S.G_a.G_f/q)$

6.2.2 Dimensionnement du gain de l'ampli

Il faut que la tension d'entrée du CAN couvre tout l'étendue de mesure de celui-ci sinon on perd en SNR et en dynamique.

Critère de dimensionnement de l'ampli : pleine échelle pour m_{max}

$$\Rightarrow V_{FSR} = m_{max} \cdot S \cdot G_a \cdot G_f$$

$$\Leftrightarrow G_a = \frac{V_{FSR}}{m_{max} \cdot S \cdot G_f}$$

Pour un ampli à gain variable, ce sont souvent des puissances de 2 ou 10 et le gain peut se régler automatiquement.

6.3 Résolution de la chaîne

6.3.1 Limite de résolution due au CAN

Pour rappel, la résolution est la plus petite variation détectable et correspond à 1 LSB = $q = V_{FSR}/2^N$.

À la sortie du conditionneur, on a $\delta v = q/(G_a \cdot G_f)$ et au niveau du processus

- $\delta m = q/(G_a \cdot G_f \cdot S)$ (hyp : capteur lin.)
- $\delta m = m_{max}/2^N$ (hyp : gain ampli ok selon précédent critère) \Rightarrow augmenter N permet une meilleure résolution (CAN seul).

6.3.2 Dimensionnement du CAN

La résolution effective du dispositif est limité par :

- le bruit de fond sur le signal analogique (V_b^2) (dû au processus et modules en amont)
- le bruit de quantification dû au CAN ($V_{b_{CAN}}^2 = q^2/12$)

Les 2 bruits doivent être du même ordre : le bruit de quantification doit être $<$ bruit de fond mais ça sert à rien de descendre nettement sous le bruit de fond \Rightarrow critère de dimensionnement

$$V_{b_{CAN}}^2 \leq V_b^2 \Rightarrow \frac{V_{FSR}^2}{2^{2N}} \leq \sqrt{12} V_b^2 \Rightarrow N \geq 3,3 \log\left(\frac{V_{FSR}}{V_b}\right) - 1,8$$

6.4 Dimensionnement temporel

2 problèmes :

- coordination des modules = séquençement correct des opérations (vu grossièrement)
- temps nécessaire à chaque acquisition (fréquence d'échantillonnage/ temps de scrutation)

6.4.1 Budget des temps

Faisons une décomposition temporelle de la chaîne standard (un ampli par voie, structure 1.(a).i Figure 6.1). Il y a donc la source + ampli + filtre qui travaille en continu. Soit l'instant "0" la commande de la voie k du mux., on a :

- multiplexeur
 - t_0 : le mux reçoit l'ordre de sélectionner la voie k \rightarrow + temps d'établissement à ε près ($t_{\varepsilon, mux}$)
- échantillonner/bloqueur
 - t_1 : S&H reçoit l'ordre d'échantillonner \rightarrow + temps d'acquisition à (ε) près ($t_{\varepsilon, acq}$)
 - t_2 : S&H reçoit l'ordre de bloquer \rightarrow + temps d'établissement à (ε) près ($t_{\varepsilon, S\&H}$)
- CAN
 - t_3 : CAN reçoit l'ordre de conversion \rightarrow + temps de conversion (t_{CAN})
- ampli à gain programmable éventuel (entre mux et S&H)

- à partir de l'instant où il reçoit l'ordre de modifier le gain \rightarrow + temps d'établissement à ε près ($t_{\varepsilon, ampli}$)

On définit le temps de scrutation (mux + modules en aval)

$$t_{src, min} = t_{\varepsilon, mux} + t_{\varepsilon, acq} + t_{\varepsilon, S\&H} + t_{CAN} (+t_{\varepsilon, ampli})$$

Ainsi, on a notre limite max de fréquence d'échantillonnage :

- fréquence d'échantillonnage max. du système (= celle du CAN)

$$f_{smax, sys} = 1/t_{scr, min}$$

- fréquence d'échantillonnage max. par voie (= un tour de MUX)

$$s_{max, voie} = 1/(N \cdot t_{scr, min})$$

- échantillonnage correct d'une voie (Shannon/Nyquist)

$$f_{smin, voie} = 2f_{max, signal}$$

Donc le fréquence d'échantillonnage réelle du système est

$$2N \cdot f_{max, signal} < f_{sys} < 1/t_{scr, min}$$

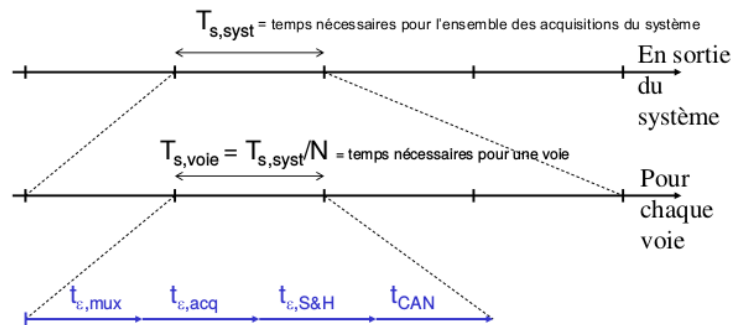


FIGURE 6.3 – Budget de temps

Foire aux questions

Les délais dans une chaîne d'acquisition: peut-on considérer que les temps mis par chaque élément de la chaîne d'acquisition peuvent se succéder ? Il ne faut pas tenir compte d'éventuels délais supplémentaires pour passer d'un élément à un autre ?

Le signal à la sortie d'un élément correspondant directement (et physiquement) au signal à l'entrée de l'élément suivant, il n'y a pas de délai supplémentaire (tous les délais sont pris en compte).

Foire aux questions

Je ne comprends pas très bien d'où vient le terme: $T_{s, voie} = T_{s, syst} / N$? Est-ce due au fait qu'il n'y a qu'un échantillonneur-bloqueur à la sortie du multiplexeur et que chaque entrée (canal) est traitée l'une à la suite de l'autre ?

Si la chaîne d'acquisition fonctionne de manière séquentielle et que l'on traite chaque canal un à un, alors, le temps total que prendra le système à réaliser les acquisitions sera égal au temps nécessaire à un canal fois le nombre de canaux.

Foire aux questions

les échantillonneurs-bloqueurs sont-ils en "série" ou en "parallèle" (si on fait une analogie avec des circuits électriques), en sortant du multiplexeur et avant d'arriver au CAN ?

Avant le multiplexeur, il y a N canaux qui sont traités en parallèle, après celui-ci les N canaux sont traités en série.

6.4.2 Réduction du temps de scrutation

Multiplexage anticipé

Pendant que le CAN convertit la sortie du S&H pour la voie k (qui est invariant tant qu'on ne commute pas le S&H), le MUX est déjà commuté sur la voie k+1. On gagne le temps d'établissement du MUX car il s'effectue en // avec la conversion. Critère : $t_{CAN} \geq t_{\varepsilon, mux}$

Échantillonnage alterné ("ping-pong")

On utilise 2 échantillonneur/bloqueurs pour un CAN. S&H₁ échantillonne la voie 1 (mode échantillonnage) pendant que S&H₂ est en mode blocage et le CAN en conversion. On parallélise l'échantillonnage et le blocage.

6.4.3 Signaux à fréquences hautes distinctes

C'est au niveau du multiplexeur que ça se passe

Multiplexeur échelonné

Constitué de 2 multiplexeurs en cascade, le 1^{er} étant plus rapide que le 2^{ème}.

Multiplexage réparti

On applique le même signal sur plusieurs voies d'un même multiplexeur (le nombre de voies dépend de la fréquence à atteindre)

6.5 Précision de la chaîne

6.5.1 Cas idéal

Chaque module ajoute un facteur multiplicatif entre son entrée et sa sortie (gain G_i)

$$y_k = G_k \cdot x_k$$

6.5.2 Cas réel

Chaque module introduit une erreur sur sa sortie par rapport au modèle précédent (erreur de gain, décalage, de dérivé, l'influence de la fréquence, etc.)

$$y_k = G_k \cdot x_k \pm \delta y_k$$

À la sortie de la chaîne (valeur numérique), on a

$$N = G_{\text{total}} m \pm \delta N$$

l'erreur de précision relative est donc $\delta N / N_{\text{max}}$. L'erreur du module k est multiplié par tous les gain de tous les modules qui suivent.

On peut montrer que l'erreur relative globale est la somme des erreurs relatives dues à chacun des modules

$$\varepsilon = \sum_1^n \varepsilon_k$$

On définit aussi

erreur maximale ("worst case") erreur probable (moy. géo.)

$$\varepsilon_{max} = \sum_1^n |\varepsilon_k| \quad \varepsilon_{prob} = \sqrt{\sum_1^n \varepsilon_k^2}$$

6.6 Synthèse

- Structure de la chaîne
 - 2 extrêmes : tout en commun >< tout en parallèle. En fonction du coût et délai/précision
- Ampli
 - gain programmable >< gain fixe. En fonction de la structure de la chaîne
 - Si pour une voie : dimensionner suivant le niveau max du signal et de la gamme d'entrée du CAN
- CAN
 - Dimensionner le nombre de bits en fonction de la résolution
 - critère : bruit de quantification du même ordre de grandeur que bruit **déjà présent** sur le signal
- S&H
 - critère : $2Nf_{max,signal} < f_{sys} < 1/t_{scr,min}$ pour le cas standard
 - $t_{scr,reel} = \sum t_{etabl}$. Dépend des dispositifs utilisés, de la structure plus ou moins // et de la précision voulue
 - Δ temps d'ouverture du S&H pour signaux à variation rapide

Il y a un exo à partir du slide 39.

Deuxième partie

Filtrage numérique, analyse du signal de sortie, capteurs

Troisième partie

Les capteurs