



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 le README contient 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	Que peut-on mesurer ?	2
1.1.2	Composition	2
1.1.3	Transducteur et capteur	3
1.1.4	Conditionneur	3
1.1.5	Organe de traitement	3
1.2	Rappels d'électricité et d'électronique	4
2	Propriétés génériques d'un capteur	5
2.1	Capteur idéal (erreur nulle)	5
2.1.1	Loi du capteur	5
2.2	Capteur réel (erreur non nulle)	6
2.2.1	Principe d'une mesure : erreurs et précision	6
2.2.2	Sources d'erreurs	7
2.3	Propriétés dynamiques	10
2.3.1	Principales propriétés	10
2.3.2	Système du premier ordre (ex. circuit RC)	10
2.3.3	Système du second ordre (ex. circuit RLC)	11
2.3.4	Temps de réponse	12
2.4	Autres propriétés	12
2.4.1	Transducteur actif >< passif	13
2.4.2	Reproductibilité et finesse	13
2.4.3	fiabilité/maintenance	13
2.4.4	fonctions de haut niveau	13
3	Bruits et parasites	14
3.1	Introduction	14
3.2	Le bruit de fond	15
3.2.1	Introduction	15
3.2.2	Caractérisation mathématique	16
3.2.3	Types de bruit	17
3.2.4	Modélisation de bruit	18
3.2.5	Limitation de bruit	19
3.3	Les parasites	22
4	Conditionnement du signal	23

5	Conversion A/N	24
6	Dimensionner et analyser	25
II	Filtrage numérique, analyse du signal de sortie, capteurs	26
III	Les capteurs	27

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 Que peut-on mesurer ?

Les grandeurs mesurables sont très diversifiées. Il y a donc de nombreuses solutions pour les mesurer. On préférera donc utiliser leurs points communs pour pouvoir formaliser un problème générique et sa solution.

L'instrumentation consistera donc à créer une chaîne d'acquisition afin d'extraire les données pertinentes du processus, afin de les traiter.

1.1.2 Composition

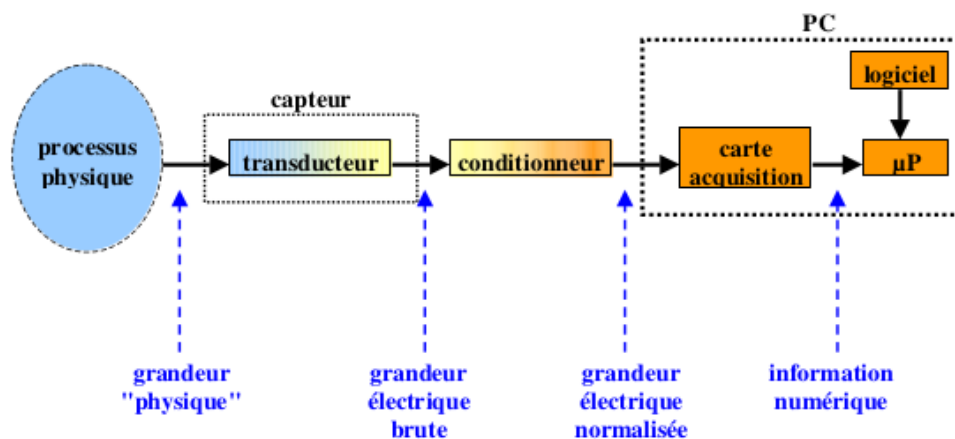


FIGURE 1.1 – Vue « fonctionnelle » (cas standard)

1. https://fr.wikipedia.org/wiki/Cha%C3%A9ne_d%27acquisition

1.1.3 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 ⚠

1.1.4 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

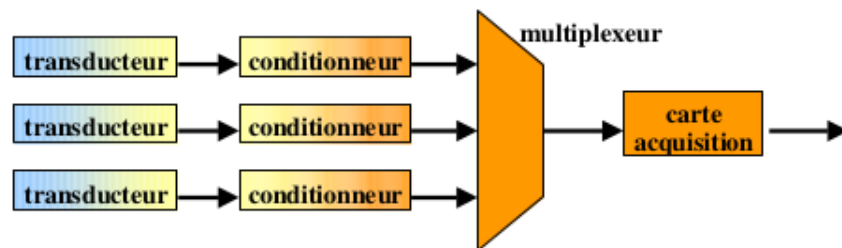


FIGURE 1.2 – Multiplexage

1.1.5 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

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

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 (page pdf) si vous n'êtes pas à l'aise avec ces principes (adaptation d'impédance, équivalent de Thévenin, AOP, semi-conducteurs).

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*. En supposant cette caractéristique connue, nous pouvons retrouver l'entrée X à partir de la valeur de sortie du transducteur.

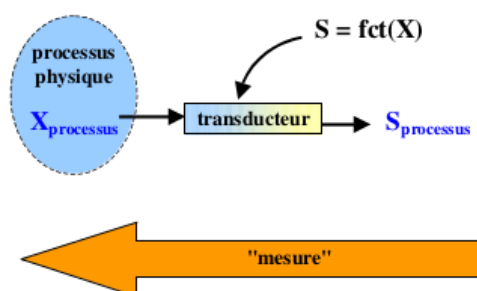


FIGURE 2.1 – Principe d'une mesure : cas idéal

Cette caractéristique s'appelle plus exactement la *loi du capteur*. Elle peut se représenter schématiquement ou mathématiquement.

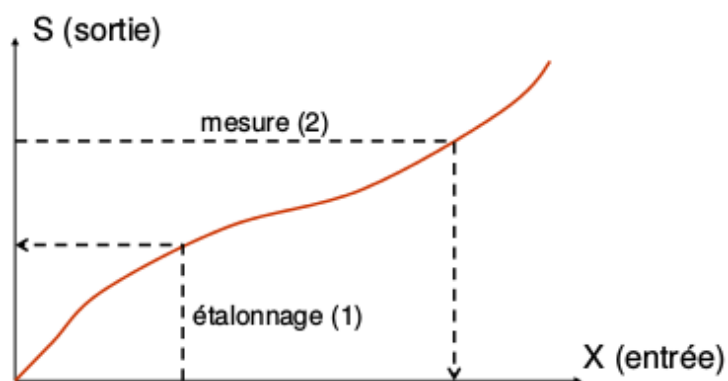


FIGURE 2.2 – Loi du capteur

Remarquons que même si l'on dispose de l'expression mathématique, on obtient cette loi toujours sur base d'un *étalonnage* (ou calibration) en imposant des valeurs d'entrée (connues) et relevant les valeurs de sortie correspondantes. Il y a néanmoins une subtilité, 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 la 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. Cette gamme se trouve sur chaque datasheet.

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. De manière générale, s varie en fonction de X . Si $s = cste$, alors le capteur est *linéaire* (une variation de X à différents endroits de l'étendue de mesure donne la même variation de S en amplitude).

On en conclut donc qu'il est préférable d'avoir une sensibilité *élevée* et *constante*.

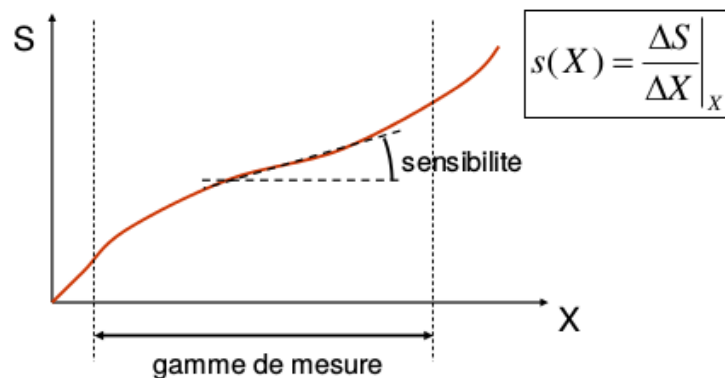


FIGURE 2.3 – Loi du capteur : propriétés

2.2 Capteur réel (erreur non nulle)

2.2.1 Principe d'une mesure : erreurs et précision

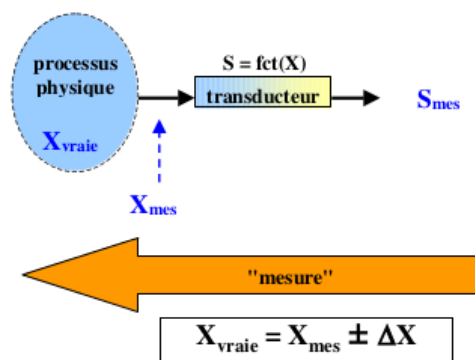


FIGURE 2.4 – Principe de mesure : cas réel

Évidemment, dans le cas réel, la grandeur X déduite de la mesure est \neq valeur exacte de X (dû à plein de raisons que l'on verra plus tard). On distingue donc 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} n'est autre qu'une *approximation* de X_{vraie} . Il devient donc important de connaître la qualité de l'approximation.

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 appelée « erreur ».

2.2.2 Sources d'erreurs

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

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

On distingue 2 propriétés :

fidélité (ou répétabilité) aptitude à donner des valeurs mesurées concordantes entre elles pour une même valeur de la valeur vraie, c-à-d ayant 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*.

On en déduit donc que la justesse est liée aux erreurs systématiques (un système dont l'erreur systématique est faible est "juste") alors que la fidélité est liée aux erreurs accidentelles (un système a faible erreur accidentelles est "fidèle").

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

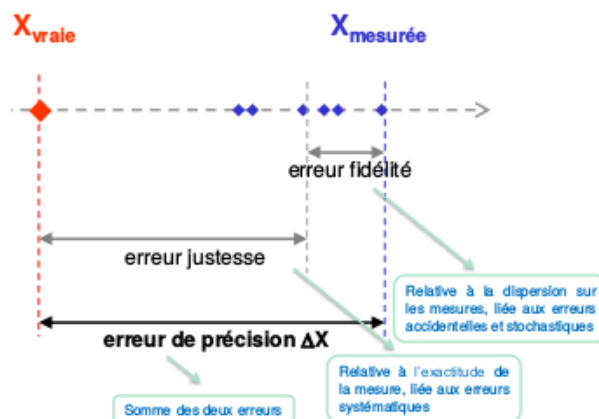


FIGURE 2.5 – Précision, fidélité et justesse

Erreurs accidentelles (ou conditionnelles)

L'erreur accidentelle est d'origine extérieure, pouvant être variable d'une mesure à l'autre. Les exemples typiques sont des erreurs de lecture (maison construite en cm et pas en m) et des parasites (Apas du bruit, le bruit est interne, les parasites externes).

Erreurs stochastiques

L'erreur stochastique est d'origine interne, pouvant être variable 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 distorsions :

linéarité 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).

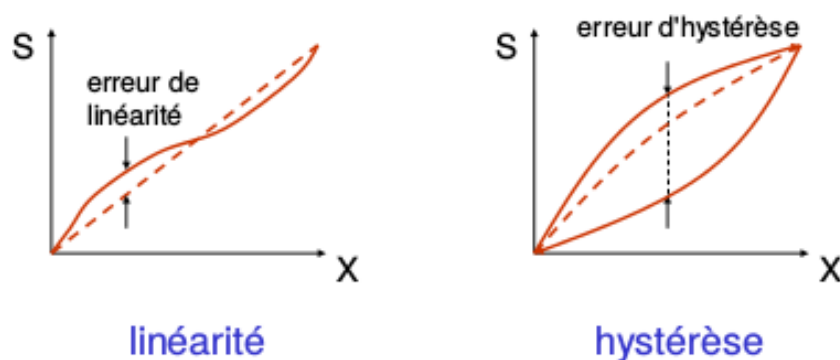


FIGURE 2.6 – Erreurs de linéarité et hystérèse

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 coup sûr une variation de la grandeur de sortie.

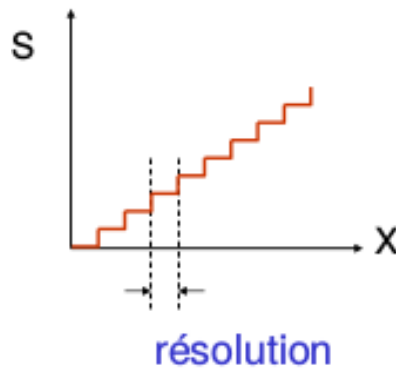


FIGURE 2.7 – Erreur de résolution

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 d'erreur :

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

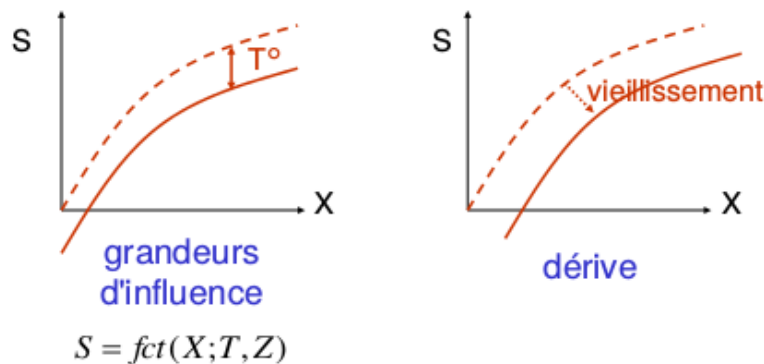


FIGURE 2.8 – Grandeurs d'influence et dérive

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 lorsqu'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 qu'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

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

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 *les 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

On distingue plusieurs 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 un affaiblissement 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) :

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

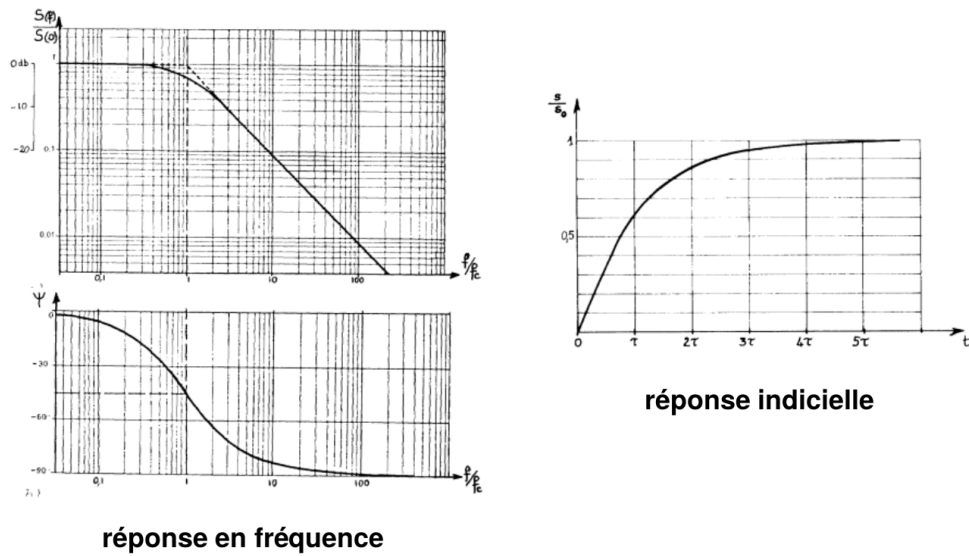


FIGURE 2.9 – Système du 1^{er} ordre

2.3.3 Système du second ordre (ex. circuit RLC)

Équation différentielle du 2^{ème} ordre :

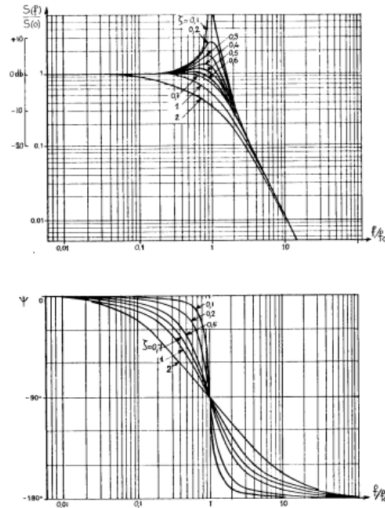
$$a \frac{d^2 S(t)}{dt^2} + b \frac{dS(t)}{dt} + cS(t) = X(t) \quad a, b, c = \text{cst}$$

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

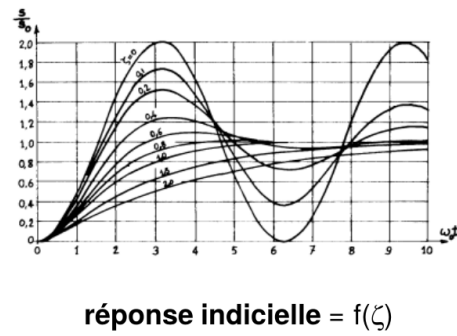
$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{a}} \quad \zeta = \frac{b}{2\sqrt{ca}}$$

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 $\epsilon\%$*

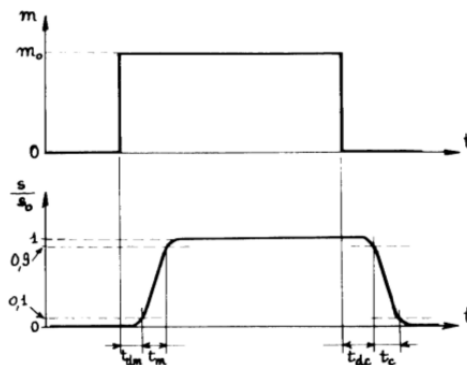


FIGURE 2.11 – Temps d'établissement

Remarque : le temps de réponse \neq temps de montée car cela comprend aussi les éventuels retards de la chaîne ou du capteur. De plus, nous n'arrivons jamais à 1 (Figure 2.11) car $1 - e^{-t/\tau} \neq 1$, on prend donc une caractéristique entre 10 et 90%.

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 et d'encombrement, d'ambiance supportée (parasite, atmosphère corrosive).

2.4.1 Transducteur actif >< passif

On distingue 2 type de transducteur :

actif peut être 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 peut être assimilé à un composant passif (impédance variable) dont la valeur varie en fonction de la grandeur mesurée (énergie vien 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 (ex. capacité calorifique d'un capteur thermique ou moment d'inertie d'un potentiomètre mécanique). 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 qu'a le système de fonctionner correctement (propriétés non affectées) après une période de temps définie.

MTBF (mean time between failure) durée moyenne de bon fonctionnement entre 2 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 dans 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

3.1 Introduction

Introduisons ce que sont bruits et parasites :

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 limite \rightarrow 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).

3.2 Le bruit de fond

3.2.1 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 types 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)

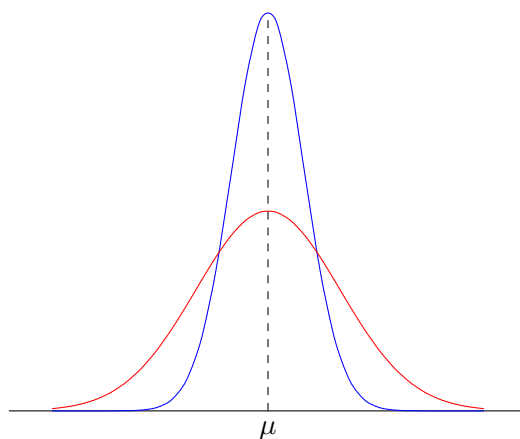


FIGURE 3.1 – Bruit de type gaussien : densité de probabilité

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

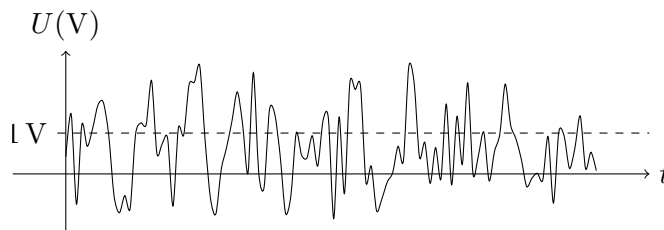


FIGURE 3.2 – Bruit de type gaussien : tension

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

3.2.2 Caractérisation mathématique

Définition de base

Mathématiquement, le bruit est caractérisée 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] $SNR = 10 \log \frac{\overline{E_s^2(t)}}{\overline{E_b^2(t)}}$

Variation en fréquence

À ces propriétés s'ajoutent :

- La valeur efficace dépend de la fréquence \Rightarrow *densité spectrale* de bruit $e_b^2(f) = \left. \frac{dE_b^2}{df} \right|_f$ [V^2/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))

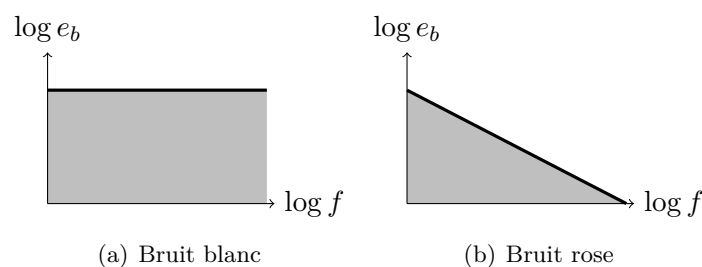


FIGURE 3.3 – Répartition en fréquence de la densité spectrale de bruit

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 :

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

3.2.3 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, liée aux défauts de fabrication
 - Bruit non gaussien

3.2.4 Modélisation de bruit

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

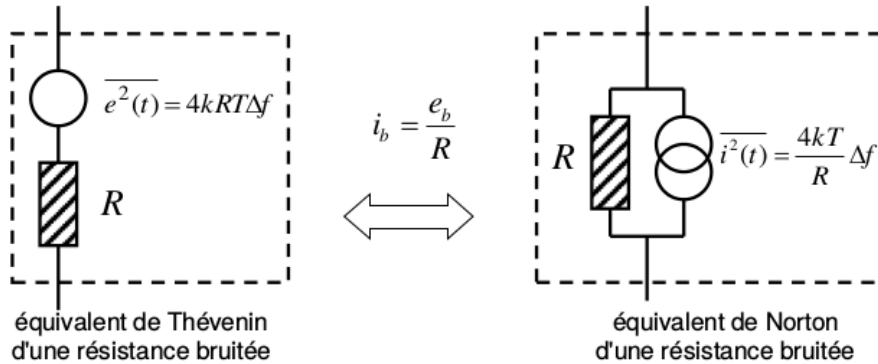


FIGURE 3.4 – Bruit thermique dans une résistance

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.

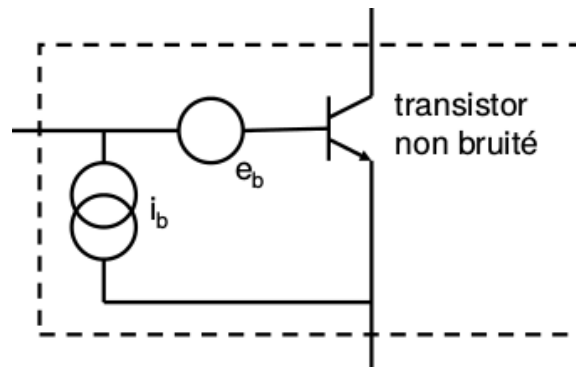


FIGURE 3.5 – Bruit dans un transistor

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

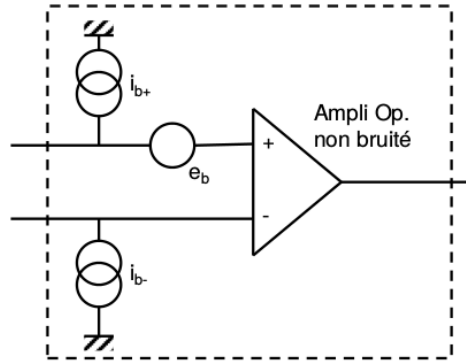


FIGURE 3.6 – Bruit dans un amplificateur opérationnel

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).

3.2.5 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 des que possible et autant que possible le signa \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 bases :

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 a 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 à 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 $B = f_{\max} - f_{\min}$:

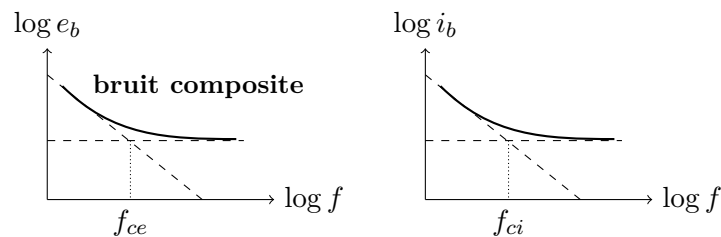
$$E_b^2 = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} dE_b^2 = \int_{f_{\min}}^{f_{\max}} e_{bb}^2 df = e_{bb}^2 (f_{\max} - f_{\min}) \quad (3.1)$$

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" (blanc (aux hautes fréquences) + rose (aux basses 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 et 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

Dans le cas où le signal utile se situe à basse fréquence ($f_{max} = \text{qqes Hz}$), le bruit en $1/f$ (rose) est très gênant. Pour contrer cela, nous pouvons 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.

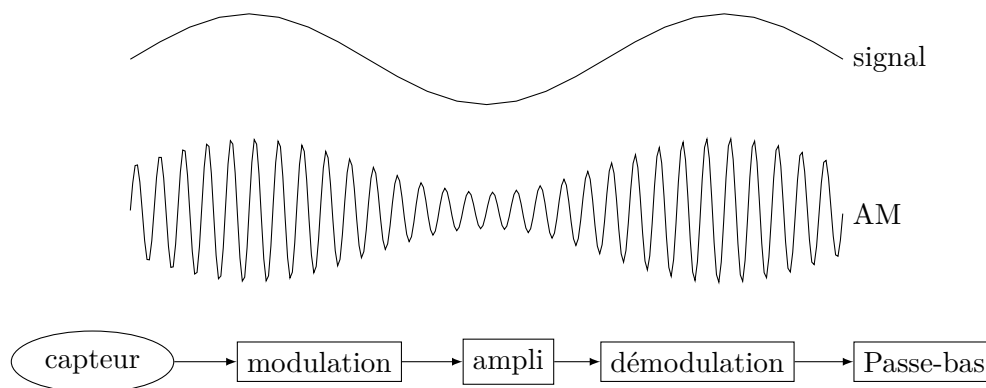


FIGURE 3.7 – Détection synchrone

Pour résumer :

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

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 démodulé, nous utilisons une démodulation synchrone, c-à-d en multipliant par la même sinusoïde que lors de la modulation (+déphasage inévitable φ)

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

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

$$u'(t) = u(t) \frac{\cos \varphi}{2} \quad (3.8)$$

3.3 Les parasites

Chapitre 4

Conditionnement du signal

Chapitre 5

Conversion A/N

Chapitre 6

Dimensionner et analyser

Deuxième partie

Filtrage numérique, analyse du signal de sortie, capteurs

Troisième partie

Les capteurs