

## CHAPITRE 2

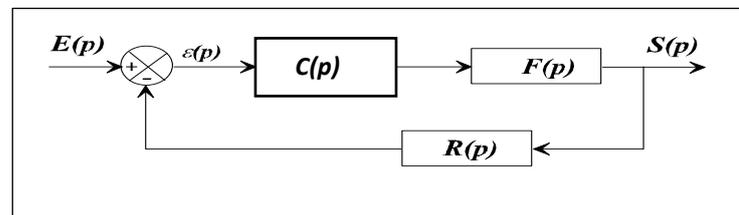
## CORRECTION DES SYSTEMES ASSERVIS

## 1 INTRODUCTION

Les caractéristiques d'un système sont rarement satisfaisantes vis à vis des exigences fixées. Pour un système commandé, on souhaite:

- une bonne stabilité (gain pas trop élevé);
- un temps de réponse faible (gain élevé);
- une bonne précision (gain élevé);
- une insensibilité aux perturbations; ...

Dans ces conditions un correcteur pourra améliorer les performances mais pas compenser les défauts majeurs de conception. Il sera programmé dans la carte de commande. Sa fonction de transfert équivalente, dans un modèle à temps continu sera :  $C(p)$



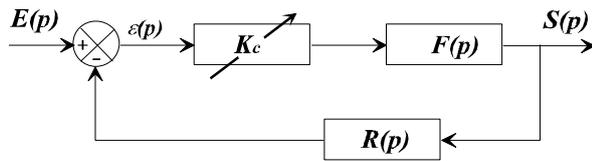
Le gain de boucle  $K$  est un paramètre essentiel car il agit simultanément sur les trois principaux critères de performances: précision, stabilité et rapidité. De plus c'est un paramètre relativement simple à faire varier par l'intermédiaire d'un amplificateur (sur la chaîne directe ou parfois dans la boucle de retour). Le gain optimal résulte d'un compromis entre, d'une part la stabilité, qui se dégrade quand  $K$  croît et, d'autre part, la précision et la rapidité qui s'améliorent avec  $K$ .

On a le choix entre:

- choisir  $K$  faible pour garantir la stabilité, mais alors l'asservissement est mou (peu rapide) et peu précis (statiquement ou dynamiquement);
- choisir  $K$  élevé pour améliorer la précision ou raidir l'asservissement, mais alors on risque l'instabilité (pompage).

Une simple action sur  $K$  ne permet pas toujours d'atteindre les objectifs fixés par le cahier des charges, on sera amené à utiliser des correcteurs plus complexes: PI, PD ou PID.

## 2 CORRECTEUR A EFFET PROPORTIONNEL.



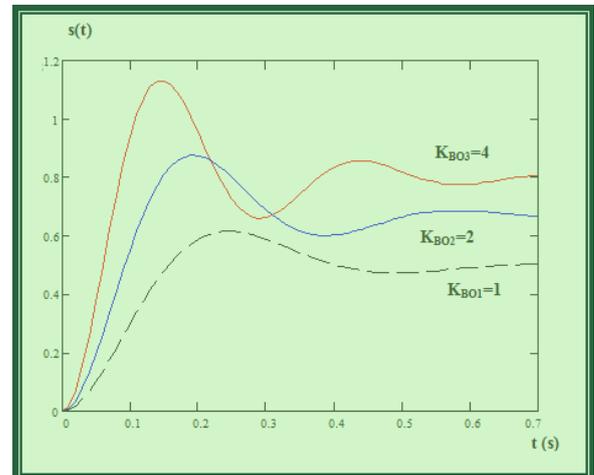
Ce procédé (le plus simple) consiste à introduire un élément de gain  $Kc$  dans la chaîne directe et à ajuster la valeur du rapport d'amplitude  $A_{dB}$  pour obtenir un bon compromis précision-stabilité en boucle fermée.

Lorsque la FTBO est de classe 1, nous avons vu que l'écart  $\varepsilon$  relatif à un échelon de consigne en régime établi est nul.

On a donc intérêt à donner au gain  $Kc$  la plus grande valeur compatible avec la stabilité du système.

Le réglage de la commande en boucle fermée s'effectue en pratique à partir de la FTBO:

- soit sur les diagrammes de Bode;
- soit sur d'autres diagrammes (Black, Nyquist)



### 2.1 Action proportionnelle dans le plan de Bode

#### 2.1.1 Modification du rapport d'amplitude AdB

$$FTBO = Kc \cdot F(p) \cdot R(p)$$

- Pour un réglage du correcteur  $Kc_1$  le rapport d'amplitude est :  
 $A_{1dB} = 20 \cdot \log Kc_1 + A_{dB}[F(j\omega)] + A_{dB}[R(j\omega)]$  (courbe A1)
- Pour un réglage du correcteur  $Kc_2$  le rapport d'amplitude est :  
 $A_{2dB} = 20 \cdot \log Kc_2 + A_{dB}[F(j\omega)] + A_{dB}[R(j\omega)]$  (courbe A2)



La courbe représentative du rapport d'amplitude subit une translation égale à  $20 \cdot (\log Kc_2 - \log Kc_1)$

#### 2.1.2 Modification du déphasage : L'évolution du gain ne modifie pas le déphasage

**Influence d'un correcteur proportionnel**

Les performances évoluent de la façon suivante :

-

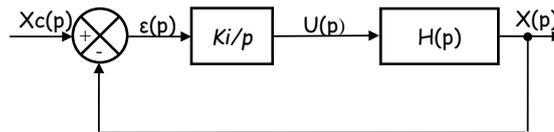
### 3 CORRECTEUR A EFFET INTEGRAL

Nous avons vu qu'un système de classe zéro est peu précis. Dans ce cas, on rajoute une intégration grâce au correcteur.

L'action intégrale seule est difficile à réaliser pour un correcteur continu (analogique), par contre elle est simple à programmer pour un correcteur numérique.

#### 3.1 Correcteur intégral pur

La fonction de transfert d'une correction intégrale pure est  $C(p) = K_i/p$ .



Ce correcteur amplifie les basses fréquences et diminue les hautes fréquences. La phase est retardée de 90° pour toutes les fréquences

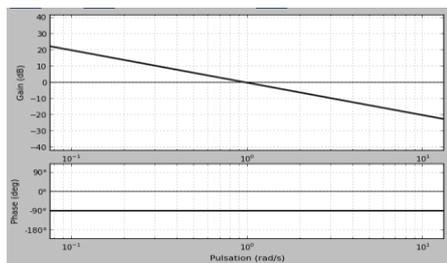


Diagramme de Bode du correcteur intégral

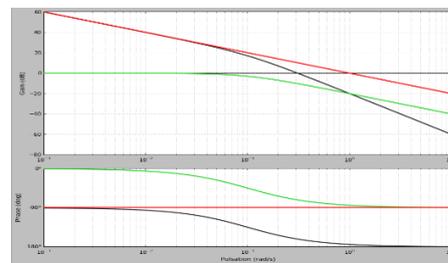
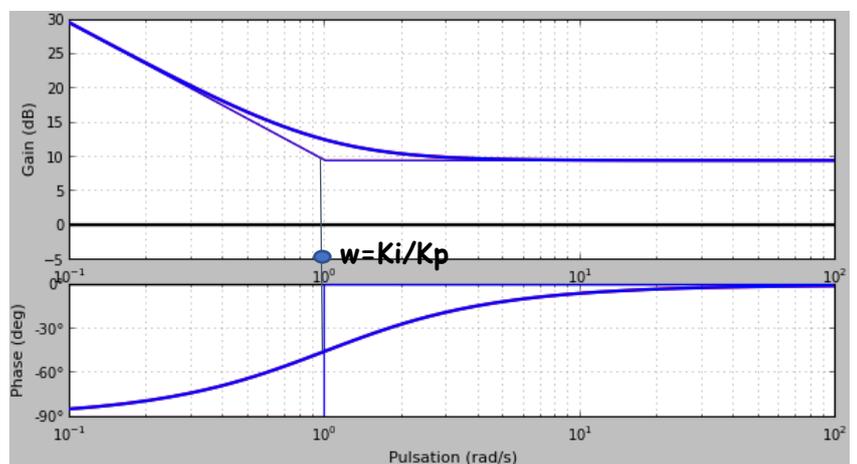
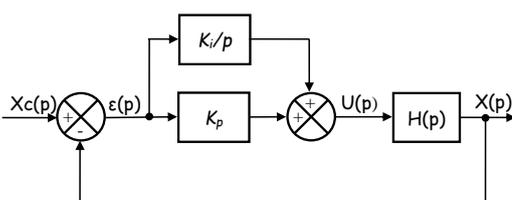


Diagramme de Bode des FTBO avec correction unitaire (vert) et correction intégrale (noir)

Cette étude fait apparaître un inconvénient majeur pour ce correcteur : la phase est diminuée de 90° ce qui dégrade très fortement la stabilité. La marge de phase est directement réduite de 90° et la marge de gain sera aussi réduite dans la mesure où la pulsation assurant une phase de -180° va diminuer. Ce correcteur est donc souvent associé à une action proportionnelle.

#### 3.2 Correcteur à action proportionnelle et intégrale

La fonction de transfert de ce correcteur s'écrit  $C(p) = K_p + K_i/p$  soit  $C(p) = (K_p p + K_i)/p$



Asservissement avec correcteur proportionnel intégral

Diagramme de Bode d'un correcteur proportionnel intégral

Ce correcteur ne diminue plus la phase pour  $\geq Ki/Kp$ . Il amplifie toujours les basses fréquences, ce qui assure la précision.

Les diagrammes suivants montrent l'action du correcteur sur la FTBO. Pour éviter une action néfaste du correcteur sur la marge de phase, il faut choisir  $w_c \gg Ki/Kp$  ( $w_c$  est la pulsation où la FTBO coupe l'axe des 0dB). Par suite en choisissant  $Kp=1$ , les marges de stabilité sont peu modifiées.

Ce correcteur permet de trouver un compromis entre stabilité et précision.

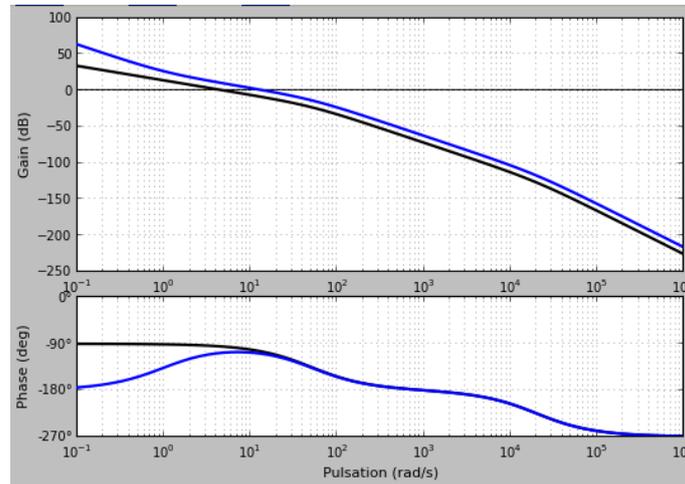


Diagramme de Bode des FTBO à correction unitaire (noir), à correction PI (bleu)

**Influence d'un correcteur à action intégrale**

Les performances évoluent de la façon suivante :

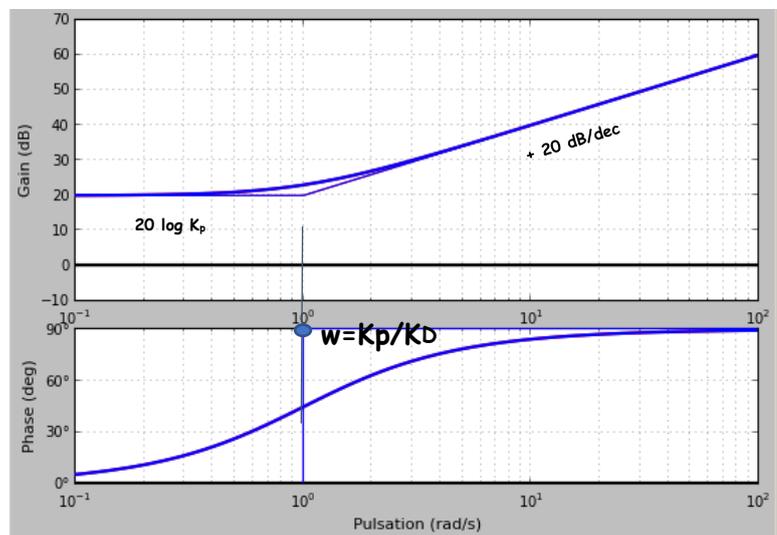
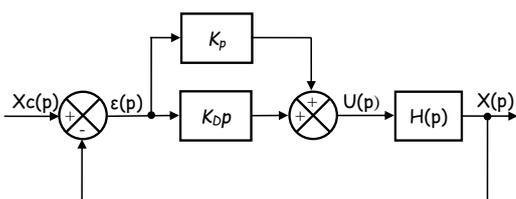
- 

**4 ACTION PROPORTIONNELLE ET DERIVEE**

**4.1 Correction proportionnelle dérivée**

La fonction de transfert de ce correcteur s'écrit

$$C(p) = K_p + K_d p$$



Asservissement avec correcteur proportionnel dérivé

Diagramme de Bode d'un correcteur proportionnel dérivé

Ce correcteur :

- Augmente la phase de 90° pour  $w \gg K_p / K_D$
- Amplifie les hautes fréquences et entre autres les bruits
- Ne réduit pas le nombre d'intégrations dans la chaîne directe
- N'est pas réalisable car le degré du numérateur est supérieur à celui du dénominateur

Cette correction augmente les marges de stabilité tout en augmentant la rapidité car la pulsation de coupure augmente.

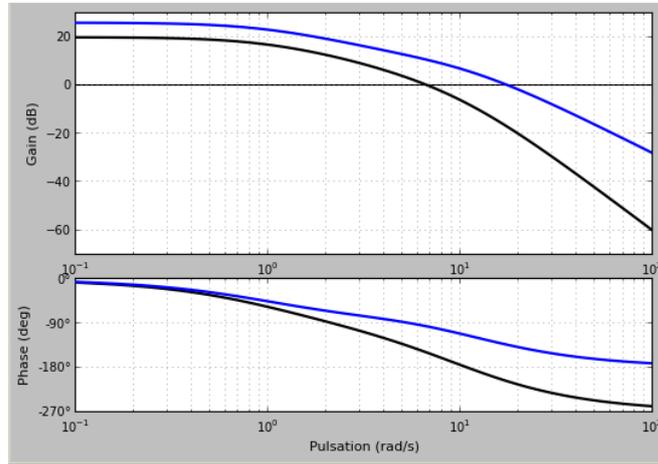


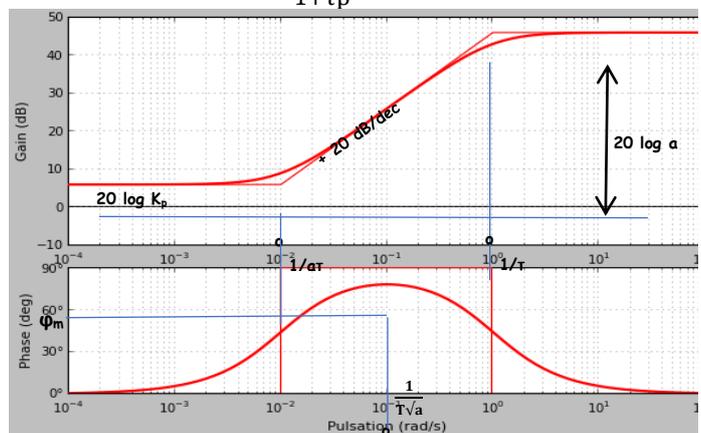
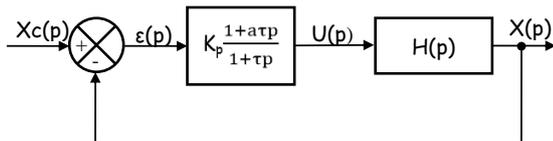
Diagramme de Bode des FTBO à correction unitaire (noir), à correction proportionnelle dérivée (bleu)

A la différence du correcteur proportionnel intégral, qu'il suffisait de placer à suffisamment basse fréquence pour qu'il ne modifie pas le comportement dynamique, le correcteur dérivé est beaucoup plus délicat à dimensionner car pour être efficace, il doit agir là où sont mesurées les marges de stabilité.

En effet, si la pulsation de cassure  $K_p/K_D$  est trop haute ( plus haute que la pulsation de coupure de la FTBO non corrigée), l'apport de 90° de phase à haute fréquence n'améliore pas pour autant la marge de phase. Si la pulsation de cassure est trop basse, la pente du diagramme de Bode des gains de la FTBO corrigée est plus faible que celle non corrigée aux alentours de la pulsation de coupure, ce qui reporte la nouvelle pulsation de coupure à une fréquence beaucoup plus haute et annule le bénéfice des 90° d'apport de phase.

### 4.2 Correcteur à avance de phase

La fonction de transfert de ce correcteur (avec  $a > 1$ ) s'écrit  $C(p) = K_p \frac{1+a\tau p}{1+\tau p}$



Asservissement avec correcteur à avance de phase

Diagramme de Bode du correcteur à avance de phase

Le correcteur augmente la phase dans une bande de fréquence, pour atteindre un maximum  $\varphi_m$  en  $\omega = \frac{1}{T\sqrt{a}}$  avec  $\varphi_m = \arcsin \frac{a-1}{a+1}$ . Cette relation peut s'inverser pour déterminer le coefficient  $a$  du correcteur permettant d'augmenter la phase de  $\varphi_m$  :  $a = \frac{1 + \sin(\varphi_m)}{1 - \sin(\varphi_m)}$

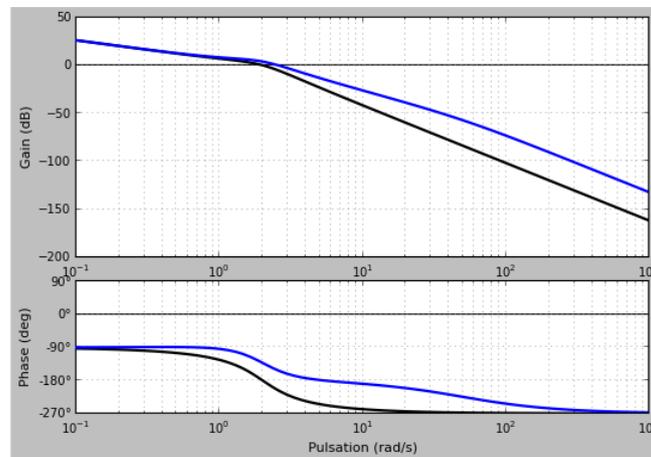


Diagramme de Bode des FTBO à correction unitaire (noir), à correction avance de phase (bleu)

Ce correcteur :

- Augmente la phase pour  $1/aT < \omega < 1/T$
- N'amplifie pas démesurément les hautes fréquences
- Ne réduit pas le nombre d'intégrations dans la chaîne directe
- Est techniquement réalisable

Tout comme le correcteur proportionnel dérivé, le correcteur à avance de phase est complexe à régler car il doit être placé dans la gamme de fréquence où sont mesurées les marges. Il y a donc une interdépendance forte des paramètres.

*Remarque : On illustrera la méthode de détermination en TP, mais il faut savoir qu'en concours le candidat est largement guidé.*

#### Influence d'un correcteur à action dérivé

Les performances évoluent de la façon suivante :

## 5 ACTION PROPORTIONNELLE INTEGRALE ET DERIVEE

Il est évidemment intéressant de composer ces trois actions sur un correcteur. C'est de plus la solution industriellement avantageuse ; les constructeurs créent une carte de commande paramétrable (exemple Maxpid, Nao, D2C) comprenant les trois actions PID que l'on peut adapter à chaque application.

En combinant les actions intégrale et dérivée précédentes, on définit le correcteur PID dont la fonction de transfert est :

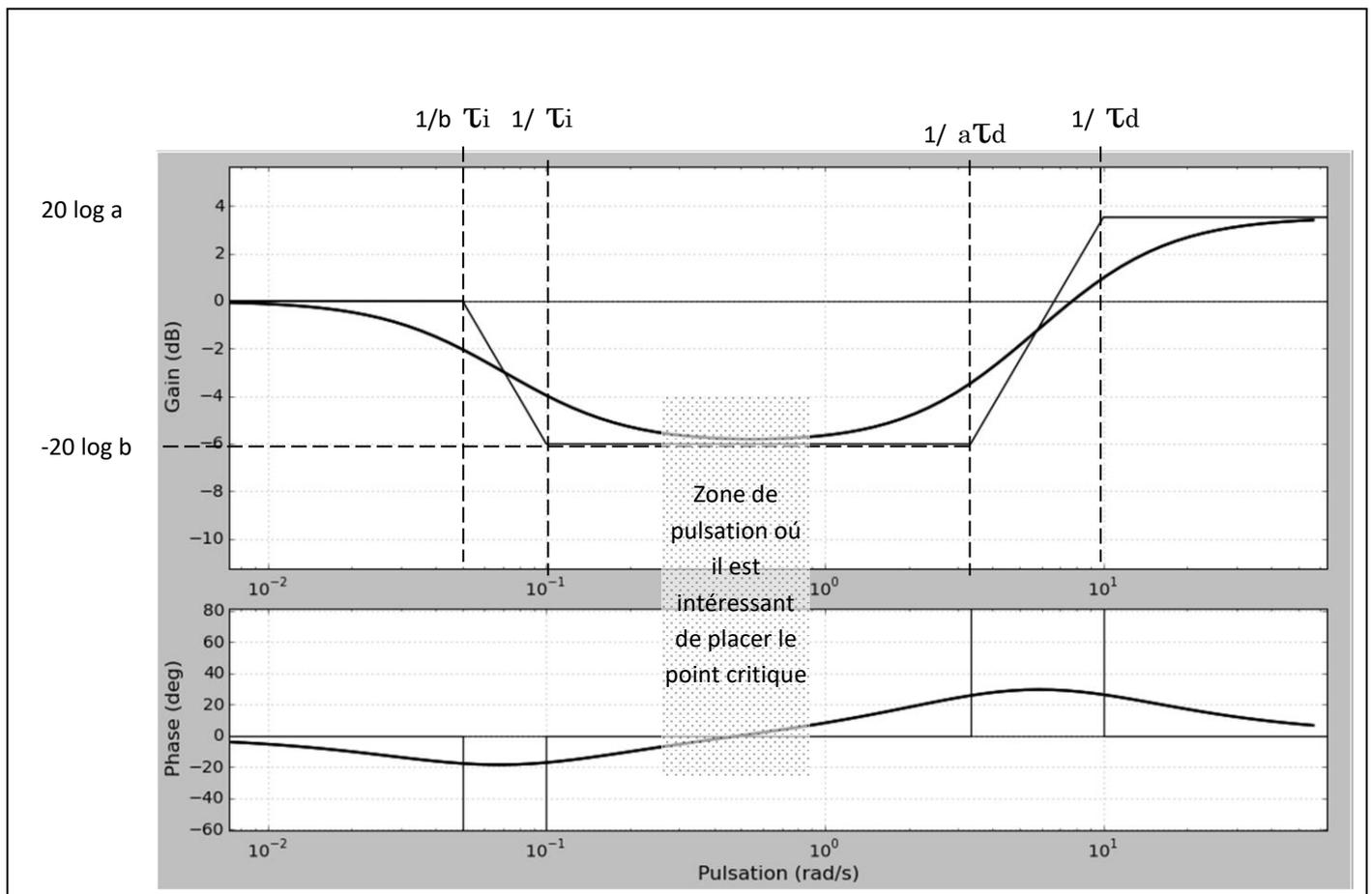
$$D(p) = K_p + \frac{K_i}{T_i \cdot p} + K_d T_d \cdot p \text{ dans laquelle les termes } T_i \text{ et } T_d \text{ sont les constantes de temps d'action}$$

intégrale et dérivée. Cette fonction a un degré du numérateur supérieur à celui du dénominateur, il s'agit d'une fonction théorique.

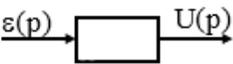
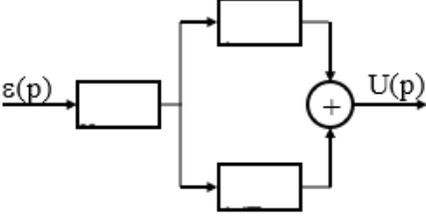
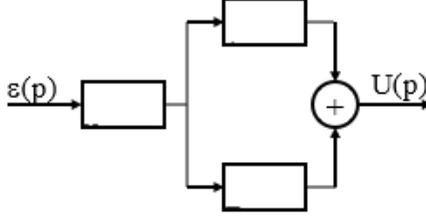
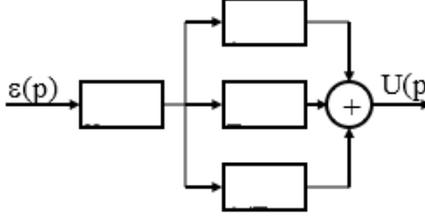
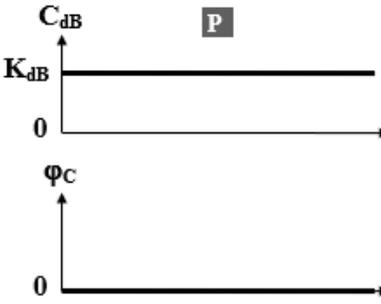
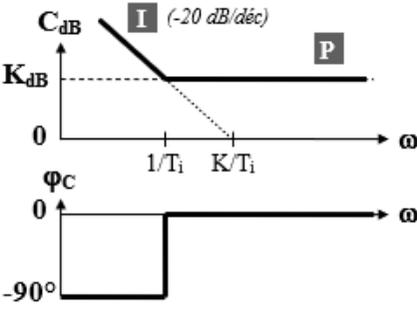
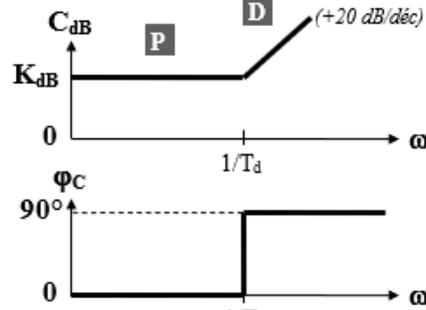
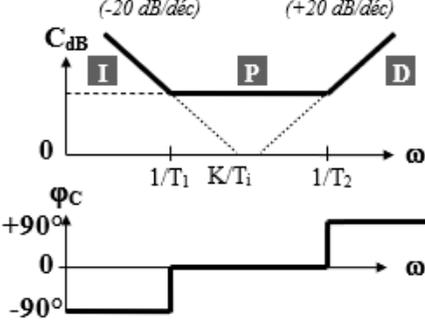
$$\text{Dans la pratique on rencontre plutôt : } D(p) = K_p \left( \frac{1 + \tau_i p}{1 + b \tau_i p} \right) \cdot \left( \frac{1 + a \tau_d p}{1 + \tau_d p} \right).$$

qui est la composition des correcteurs proportionnel, dérivé et intégral présentés

Exemple de correction PID avec :  $K_p=1$ ,  $T_i=10$ ,  $b=2$ ,  $T_d=0,1$ ,  $a=3$ . On constate que si  $T_i > T_d$  le diagramme de gain présente un creux qui correspond à une atténuation du gain aux pulsations intermédiaires. Le réglage de  $K_p$  permet de modifier le niveau de ce palier de gain intermédiaire.



## BILAN DES CORRECTEURS CLASSIQUES

Correcteur P	Correcteur PI	Correcteur PD	Correcteur PID
<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Schéma fonctionnel</u></li> </ul>  $C(p) = K$	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Schéma fonctionnel</u></li> </ul>  $C(p) = K \cdot \frac{1 + T_i p}{T_i p}$	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Schéma fonctionnel</u></li> </ul>  $C(p) = K \cdot (1 + T_d p)$	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Schéma fonctionnel</u></li> </ul>  $C(p) = K \cdot \frac{1 + T_i p + T_i T_d p^2}{T_i p}$
<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Diagramme de Bode (squelette)</u></li> </ul> 	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Diagramme de Bode (squelette)</u></li> </ul> 	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Diagramme de Bode (squelette)</u></li> </ul> 	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Diagramme de Bode (squelette)</u></li> </ul> 
<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Caractéristiques</u></li> </ul> <p>Il <b>améliore la précision et la rapidité</b> si K augmente au détriment de la stabilité</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Caractéristiques</u></li> </ul> <p>Il <b>annule l'erreur statique</b> en augmentant le gain statique aux basses fréquences.</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Caractéristiques</u></li> </ul> <p>Il <b>augmente la marge de phase</b> et donc améliore la stabilité. Il influe également sur la <b>rapidité</b>.</p>	<ul style="list-style-type: none"> <li><u>Caractéristiques</u></li> </ul> <p>Il combine les effets de l'action intégrale (annulation de l'erreur statique) et de l'action dérivée (stabilité et rapidité accrues)</p>

## 6 ARCHITECTURES FONCTIONNELLES ELABOREES

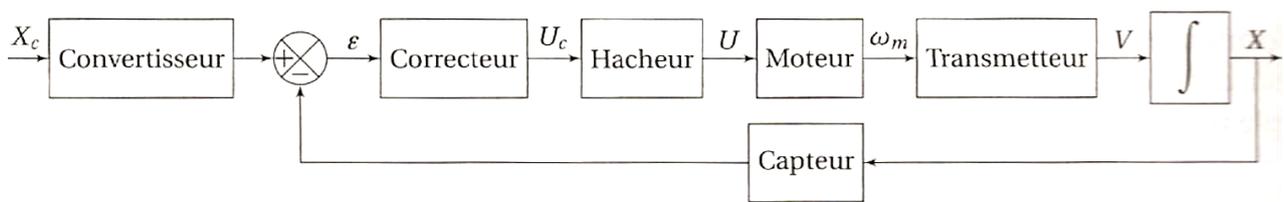
### 6.1 Introduction

Un système asservi présente au moins une boucle permettant de mesurer la grandeur à asservir afin de la comparer à une consigne et de piloter l'actionneur en fonction de l'erreur mesurée. Pour obtenir de meilleurs performances (en stabilité, rapidité, précision, ou amortissement, d'autres boucles d'asservissement (internes) sont couramment utilisées, en complément à l'utilisation de correcteurs élaborés.

Ces architectures complexes sont choisies au cas par cas, en fonction du système à piloter. Il n'est pas question ici de couvrir tous les cas possibles. Ce qui suit présente simplement le cas très courant de l'asservissement de position, qui illustre bien les différents critères qui pousse à adopter une commande complexe

### 6.2 Cas d'un asservissement de position

Un asservissement en position simple (à une boucle unique) se traduit classiquement par un schéma-bloc du type de la figure suivante : une partie commande disposant d'un soustracteur et d'un correcteur et une partie opérative faisant intervenir un pré-actionneur (hacheur), un actionneur (moteur), un transmetteur (réducteur), pour déboucher sur la position atteinte, mesurée par un capteur.



Cette architecture basique peut présenter des inconvénients. S'il y a du frottement ou des perturbations extérieures, le système n'est pas précis: l'intégration est en fin de chaîne, donc en aval de la perturbation.

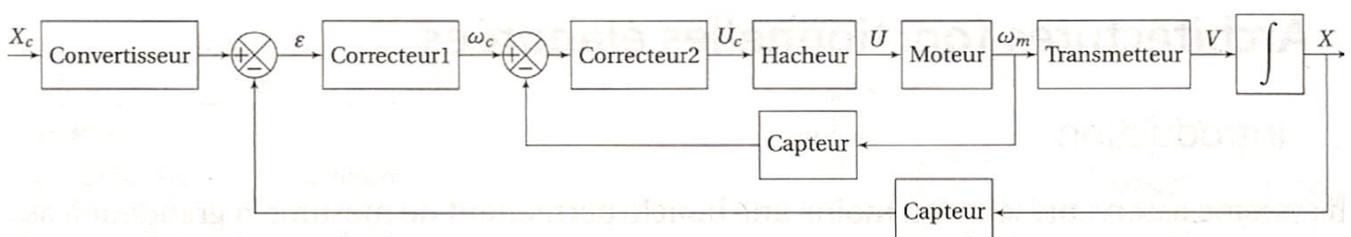
Lorsque la charge à déplacer est importante, il y a présence de dépassements et d'oscillations car la tension moteur est toujours positive tant que la position consigne n'est pas dépassée.

Au démarrage, l'écart étant généralement important, la tension est au maximum de ce que peut fournir l'alimentation et, le moteur étant à l'arrêt, la force contre électromotrice est nulle: l'intensité est très forte pendant les premiers instants, ce qui n'est pas recommandé pour la durée de vie des composants.

Toutes ces raisons poussent à optimiser le correcteur et l'architecture d'asservissement.

### 6.3 Boucle de vitesse

La boucle de vitesse, parfois appelée *retour tachymétrique*, réalise un asservissement interne de l'actionneur en vitesse. La mesure de vitesse est généralement faite par un codeur incrémental alors qu'il est déjà implanté pour la mesure de position, ou par une génératrice tachymétrique placée sur l'arbre du moteur.



Cet asservissement intermédiaire permet de compenser les effets de seuil dus au frottement, et d'améliorer significativement la stabilité puisqu'une diminution de l'écart en position conduit à une diminution effective de la vitesse (pas seulement une diminution de la tension d'alimentation).

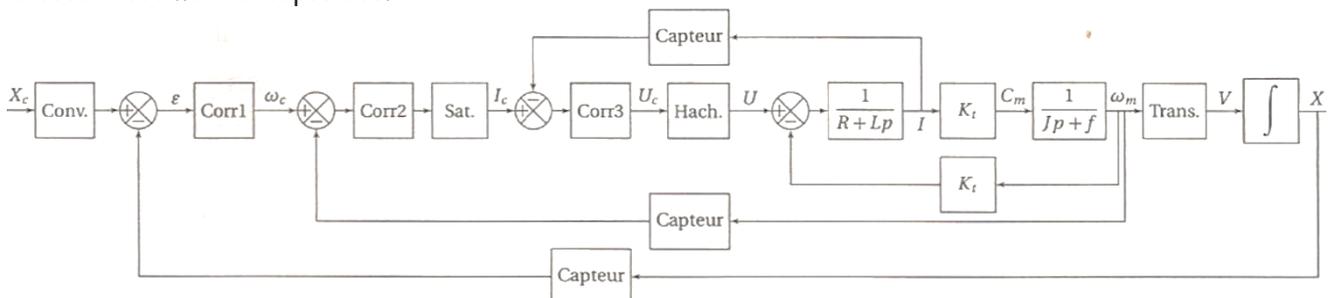
Le retour tachymétrique remplace avantageusement une action dérivée dans le correcteur de la boucle principale car la mesure de vitesse correspond justement à la dérivée de la position, sans l'amplification des bruits liés à la dérivation du signal de position. En plaçant une saturation sur la consigne de vitesse  $W_c$ , il est aussi possible de limiter la vitesse de déplacement lorsque c'est utile.

## 6.4 Boucle de courant

La boucle de courant est presque systématiquement implantée dans les applications actuelles: le contrôle du courant dans les bobines du moteur est indispensable pour des questions de performances et de sécurité du matériel ou des personnes. Elle est parfois appelée *commande en couple* car la constante de couplage magnétique d'un moteur à courant continu lie l'intensité et le couple moteur par une constante de proportionnalité.

La boucle de courant permet d'améliorer significativement la rapidité de l'actionneur. En effet, l'asservissement d'une grandeur électrique (l'intensité) est généralement plus rapide que celle d'une grandeur mécanique (la vitesse du moteur). Elle permet donc de piloter une grandeur mécanique (le couple, c'est-à-dire l'accélération du système) avec un temps de réaction extrêmement rapide, pour compenser les perturbations ou suivre une trajectoire consigne.

Le courant est mesuré sur les broches d'alimentation du moteur par une simple résistance en série ou par un capteur à effet Hall. Le schéma-bloc suivant traduit l'architecture fonctionnelle des trois boucles d'asservissement encapsulées.



## 7 MESURE DES GRANDEURS ET FILTRAGE

### 7.1 Introduction

Les capteurs jouent un rôle déterminant dans la qualité de l'asservissement. Ils sont très souvent modélisés simplement par un simple gain, en supposant que l'image renvoyée est proportionnelle à la grandeur mesurée. Cette modélisation est adaptée lorsque le capteur est correctement dimensionné pour l'application. Dans les cas critiques ou lorsque le capteur présente des défauts, le comportement du capteur peut fortement dégrader le comportement global.

Cette partie vise à définir les critères de choix ou de dimensionnement des capteurs et plus généralement de l'ensemble de la chaîne d'acquisition. Elle complète le cours de physique qui couvre une grande partie de ces notions, en précisant les conséquences sur le contrôle-commande de processus.

### 7.2 Sensibilité, résolution et précision

La sensibilité d'un capteur est probablement sa caractéristique première: il s'agit du quotient entre la variation de l'image de la mesure par la variation de la grandeur mesurée. La sensibilité correspond généralement au *gain statique* qui modélise le capteur. Si la sensibilité est importante d'un point de vue modélisation, elle n'est pas fondamentale en terme de conception car la partie commande pourra s'adapter à différentes sensibilités, pourvue que la précision et l'amplitude de mesure du capteur soient suffisantes.

Le défaut de linéarité, s'il existe, est plus gênant. Lorsqu'un capteur est non linéaire, certains montages électriques (pont de Wheatstone par exemple pour les jauges de déformation) permettent d'améliorer le comportement. Sur une commande numérique, il est aussi possible de corriger le défaut de linéarité et recalibrer la mesure. La plupart des capteurs industriels disposent d'une électronique embarquée assurant une bonne linéarité du composant.

La *précision* et la *résolution* du capteur constituent un point clé dans le choix d'un capteur et nécessitent un peu de vocabulaire :

- La *constance* est l'aptitude d'un capteur à fournir une mesure identique sur de longues échelles de temps. Le défaut associé est généralement un problème de *dérive* lente au cours du temps, que l'on retrouve sur les jauges de déformation par exemple, suite à l'influence de la température.
- La *justesse* est l'aptitude d'un capteur à mesurer, en moyenne, la bonne valeur. Le défaut associé est généralement un problème de *décalage* (*d'offset* en anglais) ou un défaut sur la valeur de la sensibilité.
- La *fidélité* est l'aptitude d'un capteur à mesurer la même valeur (pas nécessairement la bonne) pour des mesures successives d'une même grandeur. Le défaut généralement associé est un problème de bruit de mesure, qui disperse aléatoirement les mesures.
- L'*exactitude* (ou la *précision*) est l'aptitude d'un capteur à être juste et fidèle.
- La *résolution* caractérise plus particulièrement les dispositifs numériques, et caractérise la plus petite évolution perçue par le système de mesure, c'est-à-dire conduisant à un changement de l'image mesurée. Le défaut associé est un manque de précision de la valeur lue.
- La *quantification*, également liée aux dispositifs numériques, caractérise l'ensemble fini de valeurs approchant la grandeur physique mesurée. Elle est directement liée à la résolution et l'amplitude de mesure.

Pour certains capteurs dont le fonctionnement est numérique (codeur incrémental ou codeur absolu par exemple), la résolution rejoint la fidélité. Mais ce n'est pas toujours le cas, en particulier lorsqu'il s'agit d'un convertisseur analogique numérique (CAN) placé après un capteur analogique. Le CAN peut présenter une résolution bien plus fine que l'exactitude du capteur ou au contraire, présenter une résolution grossière devant l'exactitude du capteur.

L'amplitude de mesure est aussi déterminante et dépend de l'application. Elle est aussi intimement liée à la chaîne de conditionnement de la mesure. Sur les commandes numériques, les convertisseurs analogiques/numériques réalisent une conversion sur un nombre de bits donné (10 à 14 bits), entre deux niveaux de tension extrêmes prédéfinis. La précision du capteur, la sensibilité, la résolution et l'amplitude de mesure forment alors un ensemble à dimensionner correctement.

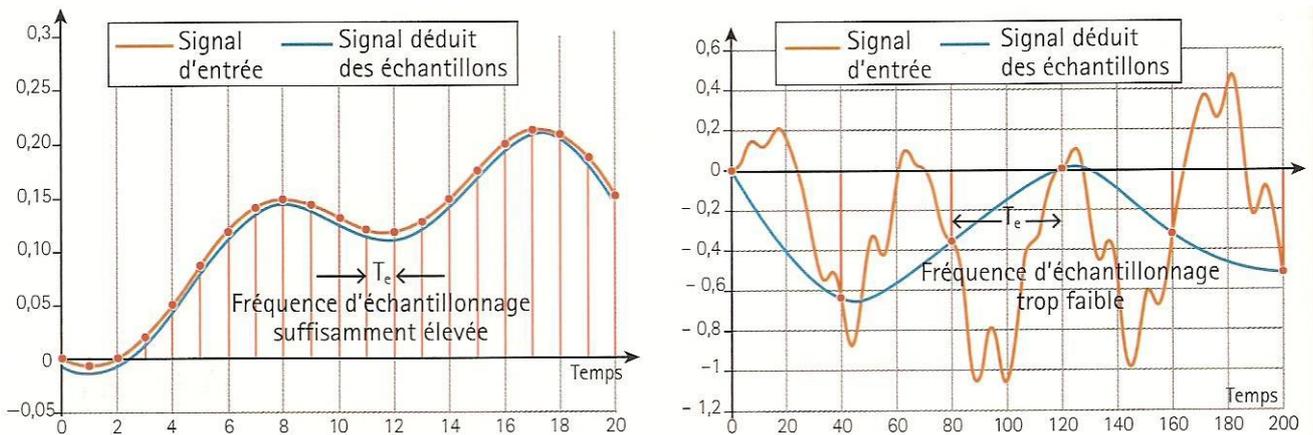
### 7.3 Échantillonnage et bande passante

L'échantillonnage et bande passante définissent les qualités dynamiques du capteur ou de la chaîne d'acquisition. La bande passante (à  $-3$  dB par exemple) constitue la plage de fréquence pour laquelle le capteur mesure le signal à sa sensibilité nominale (entre 100% et 70% de la sensibilité nominale). Selon les cas, un capteur peut se comporter en filtre passe-bas, passe-haut ou passe-bande. Lorsqu'il est utilisé dans sa plage d'utilisation, il peut être modélisé par un gain constant.

Pour les commandes numériques, les grandeurs mesurées par les capteurs sont échantillonnées, c'est-à-dire que la valeur est mesurée une fois à chaque pas de temps. L'image de la grandeur est d'autant plus précise que l'échantillonnage est rapide: il est évidemment impossible de représenter correctement les hautes fréquences contenues dans un signal avec un échantillonnage lent.

La *limite de Shannon* spécifie que la fréquence d'échantillonnage doit être au moins supérieure à deux fois la fréquence maximale présente dans le signal, de façon à représenter correctement les hautes fréquences, et éviter également un effet plus délicat à identifier: le repliement de spectre. En effet, un signal comportant des fréquences supérieures à la limite de Shannon produira, après échantillonnage, des artefacts à plus basse fréquence (figure suivante). Pour cette raison, il est fortement recommandé de filtrer un signal analogique à la limite de Shannon (ou plus bas) avant le convertisseur analogique-numérique.

Le signal discrétisé est constitué d'échantillons **séparés par une durée  $T_e$**  et la valeur entre deux échantillons n'est pas prise en compte : une certaine quantité d'information est donc perdue. La fréquence,  **$F_e = 1 / T_e$** , est appelée « fréquence d'échantillonnage », soit  $F_e > 2 F_{max}$  la « **condition de Shannon** » avec  $F_{max}$ , fréquence la plus haute que l'on souhaite utiliser dans le signal d'entrée.



Une fréquence d'échantillonnage trop faible provoque une perte d'information

D'un point de vue contrôle-commande, l'échantillonnage a un second effet: il introduit un petit retard au sens où les consignes de sortie ne sont ré actualisées qu'à chaque pas de temps. Le retard étant néfaste pour la phase, il convient de choisir un échantillonnage suffisamment rapide par rapport à la bande passante à 0 dB de la FTBO pour ne pas pénaliser les marges de stabilité.

Lors des simulations, la prise en compte du retard est souvent estimée à la moitié de la période d'échantillonnage.

Nous analyserons quantitativement ces effets dans le cycle suivant parlant des systèmes à événements discrets.

## 7.4 Bruit et filtrage

Les capteurs renvoient un signal qui peut être bruité, à cause de leur mode de fonctionnement, de la quantification, ou d'éléments perturbateurs pendant la transmission du signal.

D'un point de vue commande, le bruit dans le signal fourni par le capteur est néfaste car il est intégralement transmis dans le signal d'écart, puis dans la consigne pour l'actionneur, ce qui peut générer du bruit (sonore cette fois) et dégrader les performances et la durée de vie du système. Si le correcteur présente une action dérivée qui a tendance à augmenter les hautes fréquences où justement le bruit est principalement présent, les conséquences peuvent devenir problématiques.

L'élimination du bruit haute fréquence est possible par un filtre passe-bas (analogique ou numérique), mais la contrepartie est l'introduction d'un retard qui peut dégrader la stabilité. Un compromis doit donc être trouvé.

## 7.5 Implantation de la mesure

L'implantation des capteurs sur le système est aussi un choix stratégique. Le capteur doit mesurer la grandeur le plus précisément possible, sans perturber le système et au moindre coût.

Beaucoup d'asservissements de position ou de vitesse se contentent par exemple de mesurer la rotation de l'arbre moteur, via un codeur incrémental par exemple, pour en déduire la position du système à partir du rapport de réduction de la chaîne de transmission. Cette structure est pratique et peu coûteuse. Elle atteint ses limites s'il y a du jeu ou des éléments légèrement souples dans la chaîne de transmission, ou si tout simplement la précision attendue est trop exigeante. Il faut alors implanter le capteur au plus près de la grandeur à mesurer. Sur une imprimante jet d'encre par exemple, le codeur incrémental est directement placé sur la tête d'impression afin d'assurer les 0,04 mm de précision pour l'impression à 600 dpi (*dot per inch*, point par pouce).

L'influence du capteur sur le comportement du système est aussi à prendre en compte. L'asservissement d'intensité peut être par exemple réalisé à l'aide d'une simple résistance dont on mesure la tension aux bornes pour en déduire l'intensité. Mais une bonne précision nécessite une résistance suffisante, ce qui augmente la dissipation d'énergie et modifie le comportement du moteur. Au contraire, un capteur à effet Hall ne perturbe pas le circuit électrique pour la mesure d'intensité, mais il est un peu plus coûteux.