

# Systèmes mécatroniques asservis

## 1. Systèmes linéaires et continus

Valentin Gies  
ENSTA

# Plan du cours

- 1 Introduction
- 2 Formalisme de Laplace
  - Définition et propriétés
  - Transformées usuelles
  - Fonction de transfert
  - Exemple d'application
  - Représentation d'une fonction de transfert
- 3 Asservissements
  - Bouclage d'une fonction de transfert
  - Stabilité
  - Précision
  - Amélioration des performances

# Systèmes linéaires continus

## Formulation temporelle

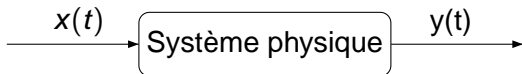


FIG.:  $x(t)$  et  $y(t)$  scalaires

Tout système physique linéaire invariant dans le temps est décrit par des équations différentielles du type :

$$A_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + A_2 \frac{d^2 x(t)}{dt^2} + A_1 \frac{dx(t)}{dt} + A_0 \quad (1)$$

$$= B_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} + \dots + B_2 \frac{d^2 y(t)}{dt^2} + B_1 \frac{dy(t)}{dt} + B_0 \quad (2)$$

Pour un système physique :  $m \geq n$

# Systèmes linéaires continus

Vers une formulation fréquentielle

Etude temporelle : résolution d'équations différentielles

⇒ **complexe**.

Domaine fréquentiel à l'aide de la transformée de Laplace :

⇒ **+ simple**.

$$\mathcal{L} \left( \frac{d^i x(t)}{dt^i} \right) = s^i X(s) \quad (3)$$

$$\mathcal{L} \left( \frac{d^i y(t)}{dt^i} \right) = s^i Y(s) \quad (4)$$

# Transformée de Laplace

## Définition et propriétés

Définition de la transformée Laplace (fonction holomorphe) :

$$F(s) = \mathcal{L}(f(t)) = \int_0^{+\infty} e^{-st} f(t) dt$$

$$f(t) = \mathcal{L}^{-1}(F(s))$$

Propriétés de la transformée de Laplace :

- Linéarité :

$$\mathcal{L}(\alpha f(t) + \beta g(t)) = \alpha \mathcal{L}(f(t)) + \beta \mathcal{L}(g(t))$$

- Différentiation :

$$\mathcal{L}f'(t) = F(s) \Rightarrow \mathcal{L}f(t) = sF(s) - f(0)$$

$$\text{avec } f(0) = \lim_{t \rightarrow 0} f(t)$$

# Transformée de Laplace

## Propriétés

Propriétés de la transformée de Laplace (suite) :

- Intégration :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \mathcal{L} \left( \int_0^t f(\tau) d\tau \right) = \frac{F(s)}{s}$$

- Théorème du retard :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \mathcal{L} (f(t - \tau)) = e^{-s\tau} F(s)$$

- Théorème du changement d'échelle :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \mathcal{L} \left( f \left( \frac{t}{a} \right) \right) = aF(a.s)$$

# Transformée de Laplace

## Propriétés

Propriétés de la transformée de Laplace (suite) :

- Translation dans le domaine de Laplace :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \mathcal{L}(e^{at}f(t)) = F(s - a)$$

- Transformée de Laplace d'un produit de convolution :

$$\begin{aligned} \mathcal{L}f(t) = F(s), \quad \mathcal{L}g(t) = G(s) \\ \Rightarrow \mathcal{L} \int_0^t f(\tau)g(t - \tau)d\tau = F(p)G(p) \end{aligned}$$

# Transformée de Laplace

## Propriétés

Théorème de la valeur initiale :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \lim_{t \rightarrow 0^+} f(t) = \lim_{s \rightarrow +\infty} sF(s)$$

Théorème de la valeur finale :

$$\mathcal{L}f(t) = F(s) \Rightarrow \lim_{t \rightarrow +\infty} f(t) = \lim_{s \rightarrow 0} sF(s)$$

# Transformée de Laplace

## Tableau des transformées de Laplace usuelles

<b>F(p)</b>	<b>f(t)</b>
1	$\delta(t)$ (Dirac)
$\frac{1}{p}$	1 (Echelon)
$\frac{1}{p^2}$	t (Rampe)
$\frac{1}{p^n}$	$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$
$\frac{1}{p+a}$	$e^{-at}$
$\frac{1}{(p+a)^2}$	$te^{-at}$
$\frac{\omega}{p^2+\omega^2}$	$\sin(\omega t)$
$\frac{p}{p^2+\omega^2}$	$\cos(\omega t)$
$\frac{p+a}{(p+a)^2+\omega^2}$	$e^{-at} \cos(\omega t)$

# Fonctions de transfert

## Modélisation d'un système linéaire avec conditions initiales nulles

En supposant que les conditions initiales sont nulles :

$$x(0) = \frac{dx}{dt}(0) = \dots = \frac{d^n x}{dt^n}(0) = 0$$

$$y(0) = \frac{dy}{dt}(0) = \dots = \frac{d^m y}{dt^m}(0) = 0$$

On a dans ce cas :

$$A_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + A_1 \frac{dx(t)}{dt} + A_0 = B_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} + \dots + B_1 \frac{dy(t)}{dt} + B_0$$

$$\Rightarrow (A_n s^n + \dots + A_1 s + A_0) X(s) = (B_m s^m + \dots + B_1 s + B_0) Y(s)$$

# Fonctions de transfert

## Modélisation d'un système linéaire avec conditions initiales nulles

On définit la fonction de transfert par le rapport de la sortie sur l'entrée :

$$H(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{A_n s^n + \dots + A_1 s + A_0}{B_m s^m + \dots + B_1 s + B_0}$$

# Fonctions de transfert

## Modélisation d'un système linéaire avec conditions initiales non nulles

Rappel (propriété de différenciation) :

$$\mathcal{L} \frac{d^i f(t)}{dt^i} = s^i F(s) - \sum_{k=1}^i s^{i-k} \frac{d^{k-1} x}{dt^{k-1}}(0)$$

En supposant que les conditions initiales sont non nulles, on a :

$$A_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + \dots + A_1 \frac{dx(t)}{dt} + A_0 = B_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} + \dots + B_1 \frac{dy(t)}{dt} + B_0$$

$$(A_n s^n + \dots + A_1 s + A_0) X(s) = (B_m s^m + \dots + B_1 s + B_0) Y(s) + P(s)$$

Avec  $P(s)$  un polynôme correspondant aux conditions initiales.

# Fonctions de transfert

## Cas avec conditions initiales non nulles

On a donc dans ce cas :

$$Y(s) = H(s)X(s) + \frac{P(s)}{B_m s^m + \dots + B_1 s + B_0}$$

# Fonctions de transfert

Relation domaine réel - domaine de Laplace

Réponse temporelle du système :

$$y(t) = H(x(t)) = \mathcal{L}^{-1} [H(s)\mathcal{L}(x(t))]$$

Méthode de calcul :

$$\begin{array}{ccc} x(t) & & y(t) = H(x(t)) \\ \downarrow (\mathcal{L}) & & \uparrow (\mathcal{L}^{-1}) \\ X(s) & \Rightarrow & H(s)X(s) \end{array}$$

# Fonctions de transfert

Exemple d'application: Equation mécanique d'une machine à courant continu

La vitesse de rotation du rotor d'une MCC est liée au couple moteur  $C$  par la relation :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + \lambda \Omega = C$$

$\lambda \Omega$  correspond à un frottement fluide à l'intérieur de la MCC.

Conditions initiales :

$$\Omega(0) = \Omega_0$$

A  $t = 0$ , on applique un échelon de couple d'amplitude  $C_0$ ,  
déterminer l'expression de la vitesse en fonction du temps.

# Fonctions de transfert

Exemple d'application: Equation mécanique d'une machine à courant continu

Application de la transformée de Laplace à l'équation différentielle :

$$J(s\Omega(s) - \Omega_0) + \lambda(\Omega(s)) = C(s) = \frac{C_0}{s}$$

On a donc :

$$\begin{aligned}\Omega(s)\left(s + \frac{\lambda}{J}\right) &= \frac{C_0}{Js} + \Omega_0 \\ \Rightarrow \Omega(s) &= \frac{\frac{C_0}{J}}{s\left(s + \frac{\lambda}{J}\right)} + \frac{\Omega_0}{\left(s + \frac{\lambda}{J}\right)} \\ \Rightarrow \Omega(s) &= \frac{\frac{C_0}{J} + \Omega_0 s}{s\left(s + \frac{\lambda}{J}\right)}\end{aligned}$$

# Fonctions de transfert

Exemple d'application: Equation mécanique d'une machine à courant continu

On décompose en éléments simples :

$$\Omega(s) = \frac{a}{s} + \frac{b}{s + \frac{\lambda}{J}}$$
$$\Rightarrow \Omega(s) = \frac{a(s + \frac{\lambda}{J}) + bs}{s(s + \frac{\lambda}{J})}$$

En identifiant, on obtient :

$$a = \frac{C_0}{\lambda}$$

$$b = \Omega_0 - \frac{C_0}{\lambda}$$

# Fonctions de transfert

Exemple d'application: Equation mécanique d'une machine à courant continu

On a donc :

$$\Omega(s) = \frac{C_0}{s} + \frac{\Omega_0 - \frac{C_0}{\lambda}}{s + \frac{\lambda}{J}}$$

En revenant dans le domaine temporel, on obtient :

$$\Omega(t) = \left( \frac{C_0}{\lambda} + \left( \Omega_0 - \frac{C_0}{\lambda} \right) e^{-\frac{\lambda}{J}t} \right) u(t)$$

On vérifie bien que à  $t = 0$  :  $\Omega = \Omega_0$

# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Bode

Un diagramme de Bode est une représentation fréquentielle d'une fonction de transfert :

- Gain en dB :

$$G_{dB} = 20 \log |H(j\omega)|$$

- Phase :

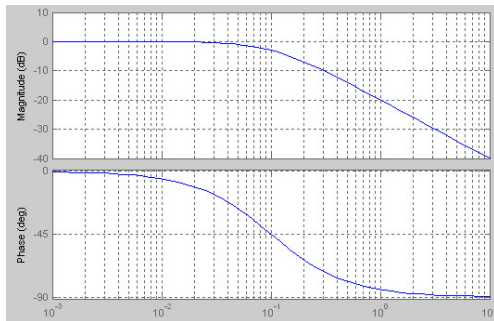
$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(H(j\omega))}{\text{Re}(H(j\omega))} \right)$$

# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Bode : Passe-bas 1<sup>er</sup> ordre

Diagramme de Bode de la fonction de transfert

$$H(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \text{ (avec } \tau = 10\text{s)}$$

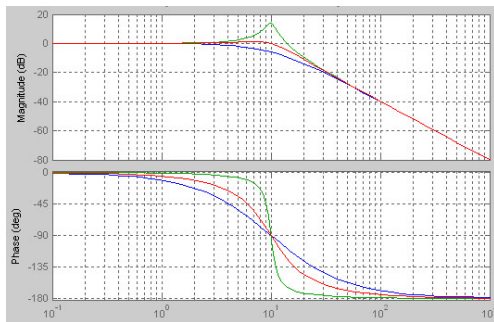


# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Bode : Passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre

Diagramme de Bode de la fonction de transfert

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2} \quad (\text{pour différentes valeurs de } \xi)$$



# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Black-Nichols

Les axes d'un diagramme de Black-Nichols sont les suivants :

- Abscisse :  $\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\text{Im}(H(j\omega))}{\text{Re}(H(j\omega))} \right)$
- Ordonnée :  $G_{dB} = 20 \log |H(j\omega)|$

Intérêt du diagramme de Black :

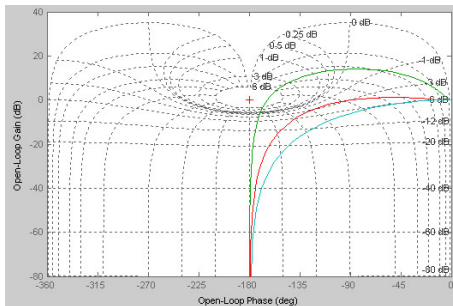
- Permet de trouver la fonction de transfert en boucle fermée avec retour unitaire à partir du tracé de la fonction de transfert en boucle ouverte.
- Changement de gain : translation d'axe vertical.

# Représentation d'une fonction de transfert

Diagramme de Black-Nichols : Passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre

Diagramme de Black de la fonction de transfert

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2} \text{ (pour différentes valeurs de } \xi \text{)}$$



# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Nyquist

Les axes d'un diagramme de Nyquist sont les suivants :

- Abscisse :  $Im(H(j\omega))$
- Ordonnée :  $Re(H(j\omega))$

Intérêt du diagramme de Nyquist :

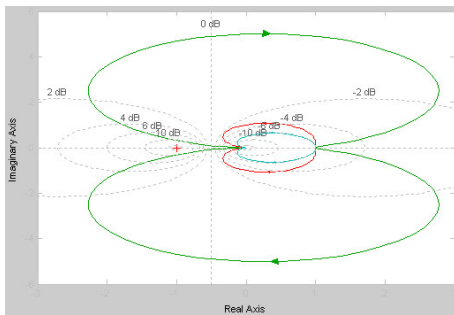
- Utile pour déterminer la stabilité d'un système.
- Permet de trouver la fonction de transfert en boucle fermée avec retour unitaire à partir du tracé de la fonction de transfert en boucle ouverte (abaque de Hall).

# Représentation d'une fonction de transfert

## Diagramme de Nyquist : Passe-bas du 2<sup>e</sup> ordre

Diagramme de Nyquist de la fonction de transfert

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2\xi\tau s + \tau^2 s^2} \text{ (pour différentes valeurs de } \xi \text{)}$$



# Pourquoi asservir un système ?

Les objectifs d'un asservissement sont multiples :

- Minimiser le temps de réponse du système.
- Assurer la précision du système.
- Assurer la stabilité du système.
- Réduire l'effet des perturbations.

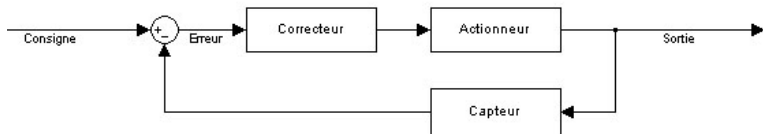
## Bouclage d'une fonction de transfert

Boucle Ouverte : Pas de contrôle de l'évolution de la sortie.



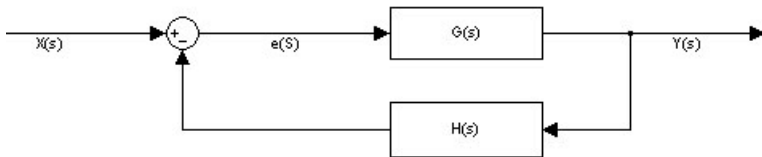
Boucle Fermée : Permet un contrôle de la sortie :

⇒ **asservissement.**



# Bouclage d'une fonction de transfert

## Fonction de transfert en boucle fermée



$$Y(s) = G(s)e(s) = G(s)(X(s) - H(s)Y(s))$$

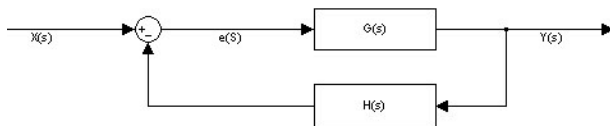
Fonction de transfert en boucle fermée :

$$H_{BF}(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} = \frac{G(s)}{1 + H(s)G(s)}$$

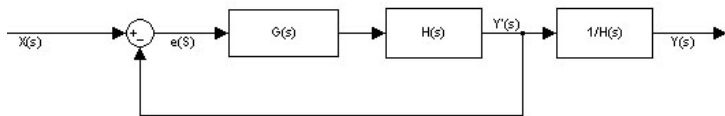
# Bouclage d'une fonction de transfert

## Bouclage à retour unitaire

Tout système asservi linéaire peut se ramener à un système à retour unitaire.



est équivalent à :



# Stabilité des asservissements

## Etude des pôles de la fonction de transfert

La décomposition en éléments simples de la fonction de transfert en BF peut faire apparaître les éléments suivants :

- Pôle simple  $a$  :

$$\frac{1}{p - a} \Rightarrow e^{at}$$

- Pôles complexes conjugués ( $a + j\omega$  et  $a - j\omega$ ) :

$$\frac{p - a}{(p - a)^2 + \omega^2} = \frac{p - a}{(p - a + j\omega)(p - a - j\omega)} \Rightarrow e^{at} \cos(\omega t)$$

Dans les deux cas, **le système diverge si  $a > 0$ .**

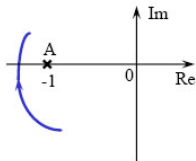
# Stabilité des asservissements

## Critères de stabilité (1)

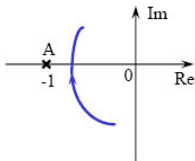
Critère du revers (diagramme de Nyquist) :

En parcourant dans le sens des  $\omega$  croissants le lieu de Nyquist en boucle ouverte  $F(j\omega)$  d'un système asservi :

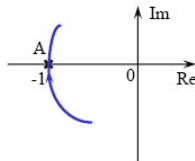
- Si on laisse le point A(-1) à sa gauche, le système est stable.
- Si on laisse le point A à sa droite, le système est instable.
- Si on passe par le point A, le système est juste oscillant.



Instable



Stable



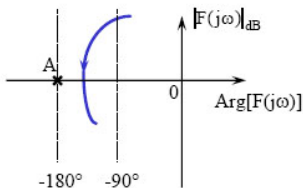
Juste oscillant

# Stabilité des asservissements

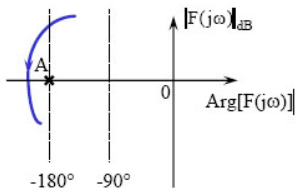
## Critères de stabilité (2)

Critère du revers (diagramme de Black) :

Un système asservi est stable si en parcourant dans le sens des  $\omega$  croissants la courbe  $F(j\omega)$ , le point A de coordonnées  $(0dB, -180^\circ)$  est laissé à droite.



Stable



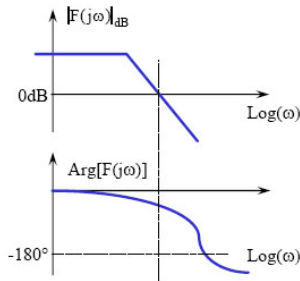
Instable

# Stabilité des asservissements

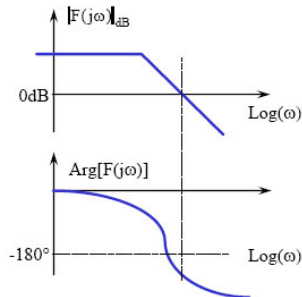
## Critères de stabilité (3)

Critère du revers (diagramme de Bode) :

Un système asservi est stable si, à la pulsation  $\omega_0$  pour laquelle le module de  $F(j\omega)$  vaut  $0dB$ , le déphasage est supérieur à  $-180^\circ$ .



Stable



Instable

# Stabilité des asservissements

## Critères de stabilité (4)

Critère de Nyquist:

"Un système asservi est stable si et seulement si son contour de Nyquist en boucle ouverte fait autour du point critique  $A$ , dans le sens horaire, un nombre de tour  $N$  égal au nombre  $P$  de pôles à partie réelle positive de sa fonction de transfert en boucle ouverte."

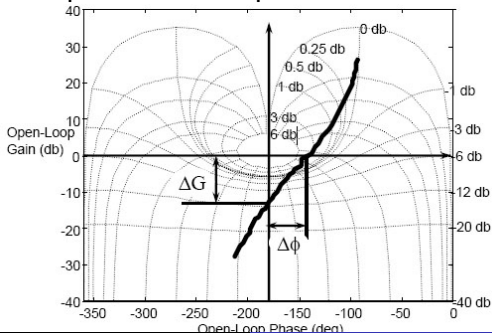
Remarque : si ce nombre de pôles à partie réelle positive est nul, on retrouve le critère du revers.

# Stabilité des asservissements

## Marge de phase, Marge de Gain

Marges de phase et de gain : permettent de quantifier l'éloignement au point critique. Plus cet éloignement est important, plus le système est stable.

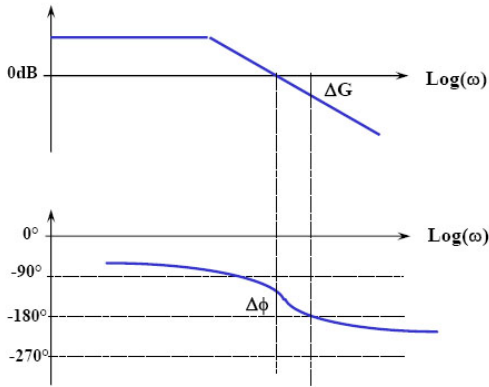
Marge de gain et phase dans le plan de Black :



# Stabilité des asservissements

Marge de phase, Marge de Gain

Marge de gain et phase dans un diagramme de Bode :

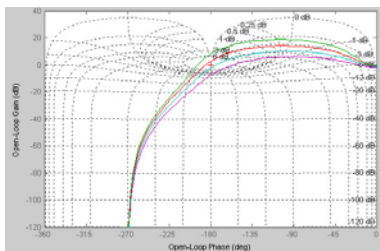
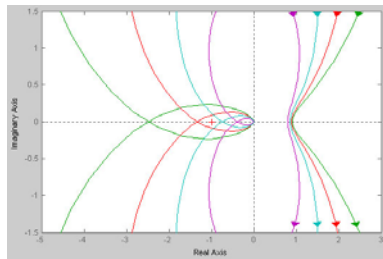


# Stabilité des asservissements

Causes d'instabilité : influence du gain

Ex : système du 3e ordre  $H_{BO}(s) = \frac{K}{s^3 + 5s^2 + 3s + 1}$

- Stable :  $K < 7$  (courbes violette et bleue)
- Instable :  $K > 7$  (courbes rouge et verte)



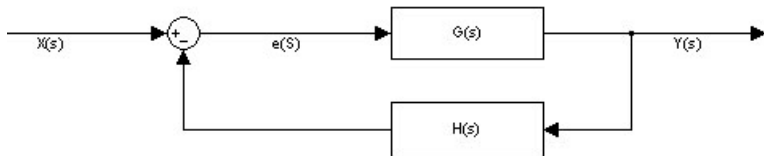
# Stabilité des asservissements

## Causes d'instabilité : ajout d'intégrateurs

L'ajout d'intégrateur contribue à rendre le système instable :

- Intégrateur :  $-90^\circ$  sur la phase de la BO  $\Rightarrow$  risque d'instabilité.
- 2 Intégrateurs :  $-180^\circ$  sur la phase de la BO  $\Rightarrow$  instabilité quasi assurée.

## Précision des asservissements



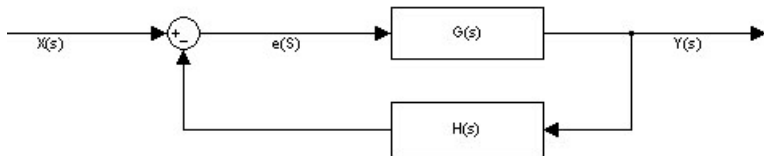
Erreur dans le domaine de Laplace :

$$e(s) = X(s) - H(s)Y(s) = \frac{X(s)}{1 + H(s)G(s)}$$

Erreur dans le domaine temporel :

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot e(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sX(s)}{1 + H(s)G(s)}$$

## Précision des asservissements



La fonction de transfert en BO peut se mettre sous la forme

$$H(s)G(s) = \frac{C}{s^\alpha} \cdot \frac{1 + A_1s + \dots}{1 + B_1s + \dots}$$

Au voisinage de 0,  $H(s)G(s) \simeq \frac{C}{s^\alpha}$

$$\Rightarrow \lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sX(s)}{1 + \frac{C}{s^\alpha}}$$

## Précision des asservissements

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{sX(s)}{1 + \frac{C}{s^\alpha}}$$

Classe du système	$\alpha = 0$	$\alpha = 1$	$\alpha = 2$
$X(s) = \frac{1}{s}$	$\frac{1}{1+C}$	0	0
$X(s) = \frac{1}{s^2}$ (rampe de position)	$\infty$	$1/C$	0
$X(s) = \frac{1}{s^3}$ (rampe de vitesse)	$\infty$	$\infty$	$1/C$

L'ajout d'intégrateurs permet d'améliorer la précision ( $\alpha \uparrow$ ).

# Amélioration des performances d'un système asservi

- Modification du système : problème de choix technologique
  - $\Rightarrow$  discuté plus tard (Choix mécaniques, actionneurs électriques, capteurs...).
- Correction du système : ajout d'un correcteur dans la fonction de transfert
  - Pb de la synthèse du correcteur
  - On ne pas forcément récupérer un système mal conçu !

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle

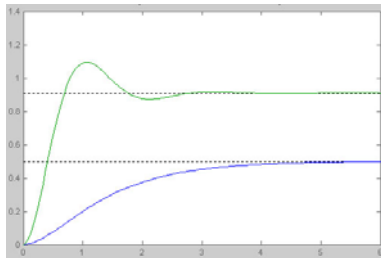
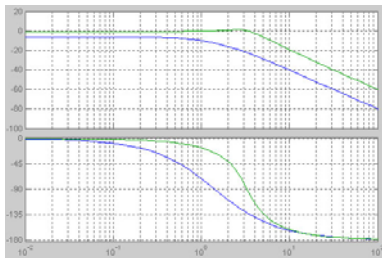
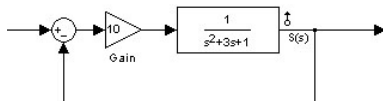
Fonction de transfert du correcteur:

$$C(s) = K_p$$

- **Intérêt** : Augmente le gain en Boucle ouverte  $\Rightarrow$  réduit l'erreur statique.
- **Inconvénient** : Risque d'instabilité si trop grand gain et erreur statique non nulle

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle (P) : exemple



# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle intégrale (PI)

Fonction de transfert du correcteur (réseau à retard):

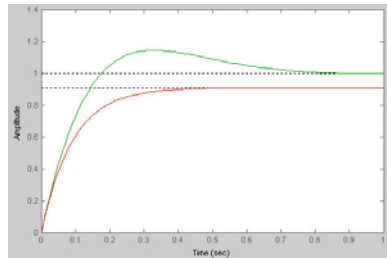
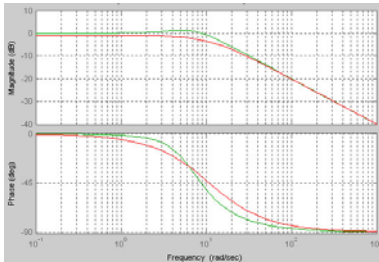
$$C(s) = K_p \frac{1 + T_i s}{a + T_i s} \underset{a \rightarrow 0}{\simeq} K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) \quad \text{avec} \quad 0 < a \ll 1$$

- **Intérêt**: Fort Gain aux fréquences faibles  $[\frac{a}{T_i}; \frac{1}{T_i}] \Rightarrow$  erreur statique très faible (perturbation ou variation de consigne constante)
- **Inconvénient**: Augmente le déphasage dans cette même plage de fréquence: réponse plus lente et risque d'instabilité du au retard de phase.

Rq: Pour éviter l'instabilité, il faut veiller à ce que  $\frac{1}{T_i}$  soit très inférieur à la pulsation où le gain est unitaire  $\Rightarrow$  pas de réduction de la marge de phase.

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle intégrale (PI) : exemple



# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle dérivée (PD)

Fonction de transfert du correcteur (réseau à avance):

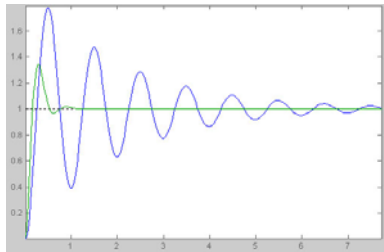
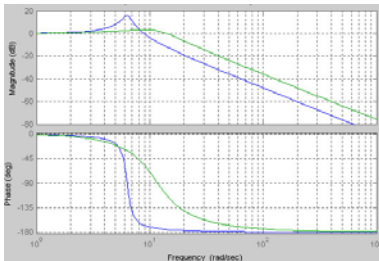
$$C(s) = \frac{1 + T_d s}{1 + a T_d s} \simeq_{a \rightarrow 0} 1 + T_d s \quad \text{avec} \quad 0 < a \ll 1$$

- **Intérêt** : Réduit le déphasage dans une plage de fréquence  $[\frac{1}{T_d}; \frac{1}{aT_d}] \Rightarrow$  permet d'obtenir de la marge de phase  $\Rightarrow$  plus grande stabilité et vitesse plus rapide
- **Inconvénients** : Ne permet pas de compenser les erreurs statiques

Rq : Le correcteur PD doit apporter de la marge de phase, il faut donc que  $\omega_u \in [\frac{1}{T_d}; \frac{1}{aT_d}]$ , avec  $\omega_u$  la fréquence où le gain est unitaire.

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle dérivée (PD) : exemple



# Amélioration des performances d'un système asservi

## Correction proportionnelle intégrale dérivée (PID)

Fonction de transfert du correcteur = Combinaison d'un PI et d'un PD :

$$C(s) = K_p \left( \frac{1 + T_i s}{a + T_i s} \right) \left( \frac{1 + T_d s}{1 + a T_d s} \right)$$
$$\simeq K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (\text{si } T_i \gg T_d \text{ et } a \rightarrow 0)$$

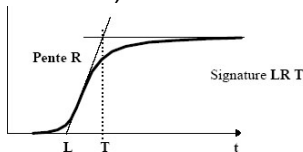
Ce correcteur permet de résoudre la plus-part des problèmes pouvant l'être ! Cependant, il est difficile à régler.

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Méthode de réglage des correcteurs

Méthode empirique de Ziegler-Nichols en boucle ouverte:

- Etape 1 : Caractérisation du système par sa réponse indicielle (échelon unitaire) en BO :



- Etape 2 : Réglage des constantes

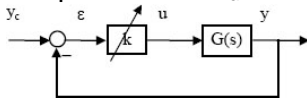
	P	PI	PID
$K_p$	$\frac{1}{LR}$	$\frac{0.9}{LR}$	$\frac{1.2}{LR}$
$T_i$	-	$3.3L$	$2L$
$T_d$	-	-	$0.5L$

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Méthode de réglage des correcteurs

Méthode empirique de Ziegler-Nichols en boucle fermée:

- Etape 1 : Recherche du pompage limite. En BF, on augmente le gain  $k$  jusqu'à la valeur  $K_u$  ou apparaissent des oscillations. Leur période est  $T_u$ .

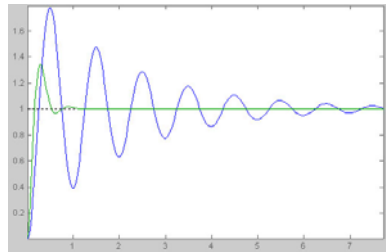
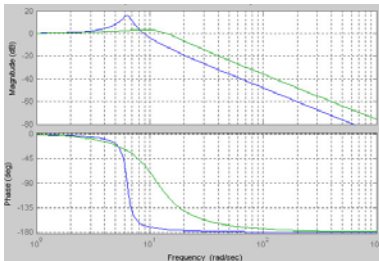


- Etape 2 : Réglage des constantes

	P	PI	PID
$K_p$	$0.5K_u$	$0.45K_u$	$0.6K_u$
$T_i$	-	$0.83T_u$	$0.5T_u$
$T_d$	-	-	$0.125T_u$

# Amélioration des performances d'un système asservi

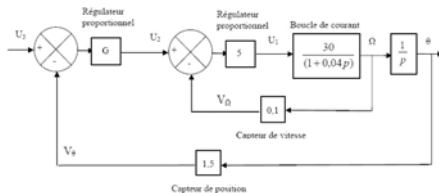
## Exemple de correction PID



# Amélioration des performances d'un système asservi

## Méthodes avancées : bouclage imbriqué

Mieux vaut corriger les problèmes un par un que d'attendre qu'ils s'ajoutent : chaque variable est corrigée indépendamment



Exemple : contrôleur à boucle de courant (non représentée), de vitesse et de position utilisé dans les modules d'asservissement à profil de vitesse trapézoïdal (LM 629).

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Méthodes avancées : régulation auto-adaptative

Réglage d'un correcteur par la méthode de Ziegler-Nichols

⇔ 1 unique jeu de paramètres fixés.

Si les contraintes mécaniques changent (tambour de machine à laver, véhicule de transport en commun...), le réglage n'est plus valable ⇒ **Réglage auto-adaptatif**.

En pratique : test à l'aide de signaux SBPA (séquences binaires pseudo-aléatoires) des conditions de fonctionnement

⇒ dans chaque cas : détermination du correcteur optimal

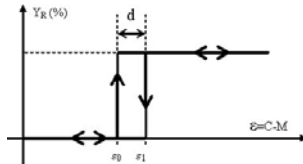
⇒ stockage de la fonction interpolée permettant d'obtenir les paramètres de correction en fonction des conditions de fonctionnement.

# Amélioration des performances d'un système asservi

## Méthodes avancées : régulation Tout ou Rien (TOR)

Correspond à des actionneurs n'ayant que deux états : passant ou non (électro-vanne, relais...).  $\Rightarrow$  Réduction de coût.

Requiert un comparateur à cycle d'hysteresis pour éviter les déclenchement intempestifs.



Utilisé dans le cas d'une régulation où la précision n'est pas indispensable et où l'ondulation n'est pas un problème (ex : onduleur à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)).

# Questions ?

- Questions
- Contact : [vgies@hotmail.com](mailto:vgies@hotmail.com)