Université de Djelfa
Faculté des Sciences et Technologies
Département d'Electronique et communications

Filière: Electronique
Spécialité: Electronique des systèmes embarqués

Module: ***Systèmes Asservis Numériques***

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Dr. Belgacem Said KHALDI

Niveau: Master 1, Semestre: S1 ***2024/2025*** *Mise à jour : 14/12/2023*

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Sommaire

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

1- Introduction

L'étude des systèmes asservis peut se faire en trois phases:

1-Modélisation: décrire le comportement du système grâce aux lois de la physique ou à partir des mesures entrée/sortie pour obtenir un ensemble d'équations algébriques, différentielles ou de récurrence.

2-Analyse : il convient d'utiliser, à partir du modèle du système, des techniques pour juger les performances du système (rapidité, oscillations, stabilité , précision ...),

3-Synthèse: consiste à concevoir un correcteur pour améliorer les performances du système.

Avant de faire une correction quelconque il faut analyser le système

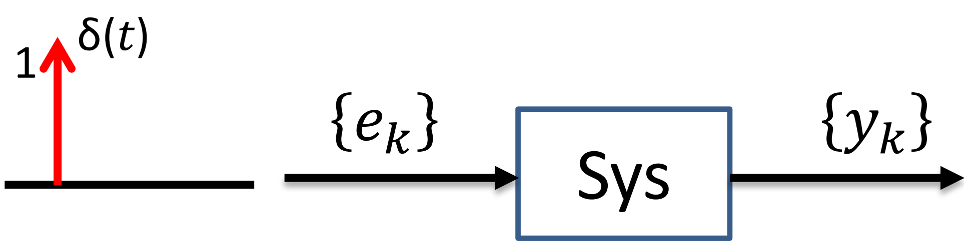
Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

2- Stabilité des systèmes échantillonnés

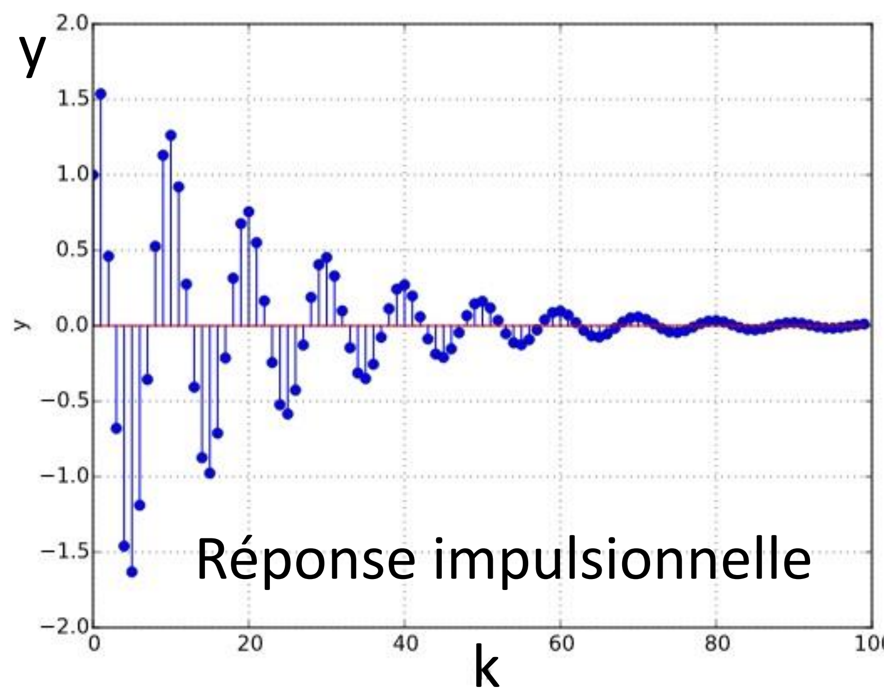
La stabilité est la qualité la plus importante que doit posséder un système asservi.

Définition 1:

Un système asservi est stable si seulement si sa réponse impulsionnelle tend vers zéro quand k tend vers l'infini.



$$\lim_{k \to \infty} y_{\delta}(KT) = 0$$



Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Définition 2:

Un système est stable si et seulement si, écarté de sa position d'équilibre par une perturbation, il tend à y revenir.

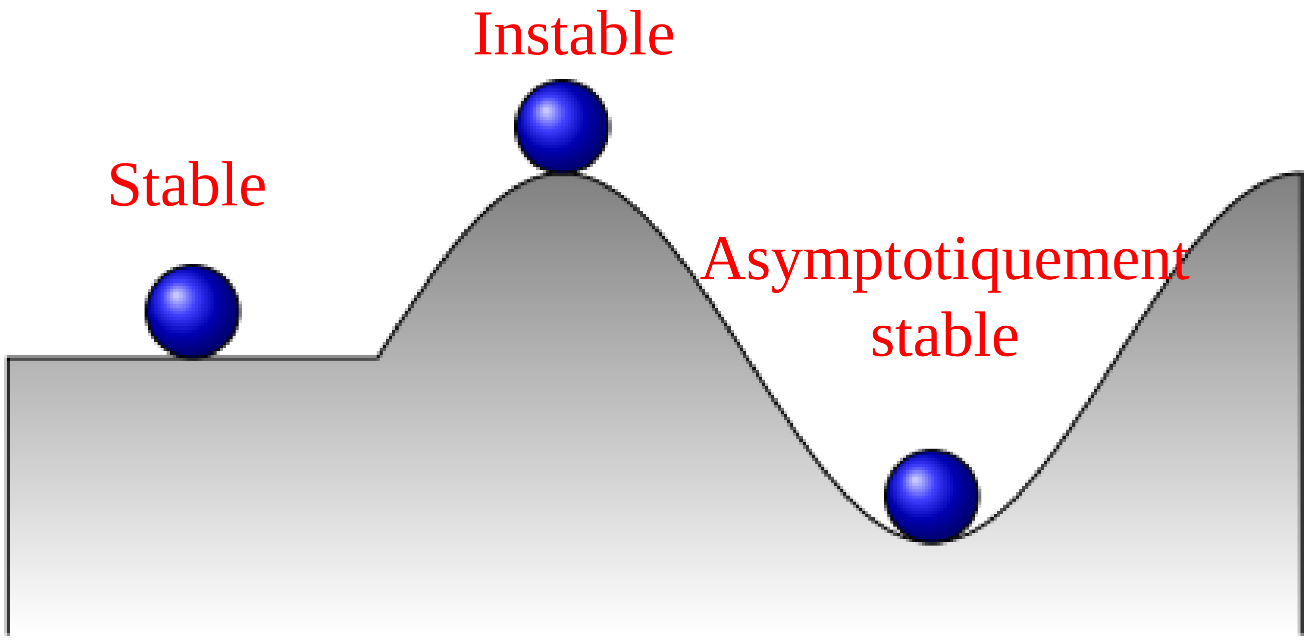


Illustration de la stabilité d'une bille sur un profil.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

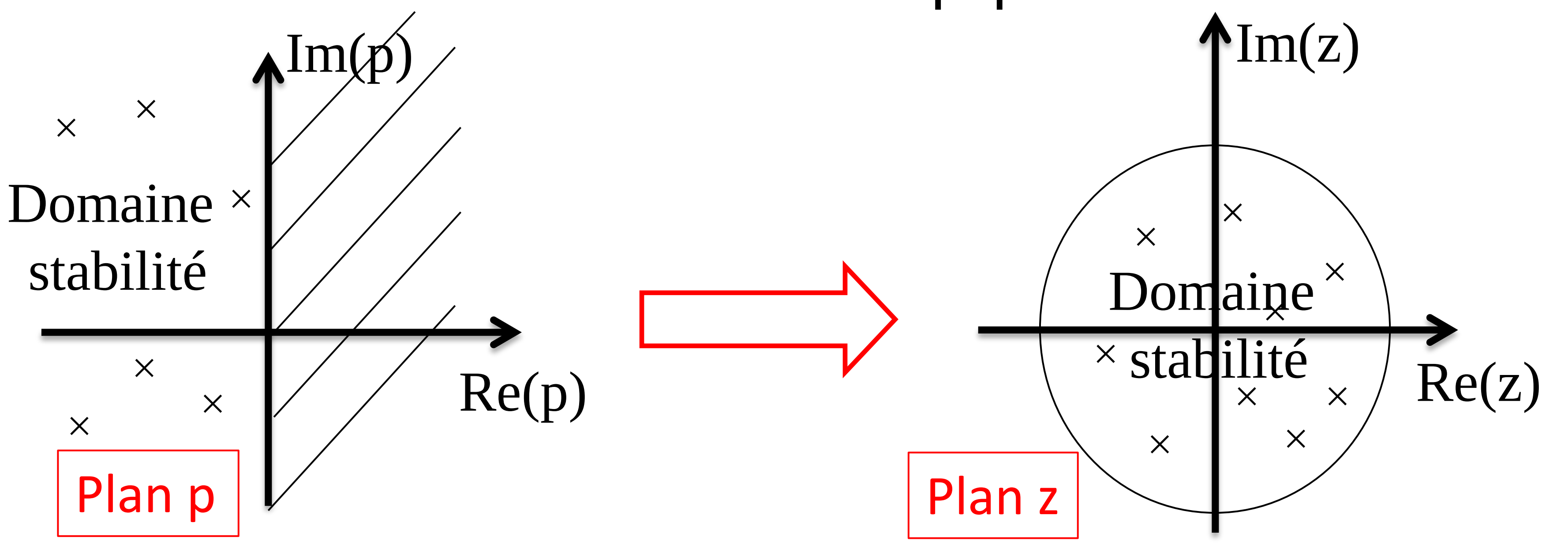
Du plan p au plan z

Dans le plan de Laplace, un système est stable si tous ses pôles sont à partie réelle strictement négative $Re(P_i) < 0$

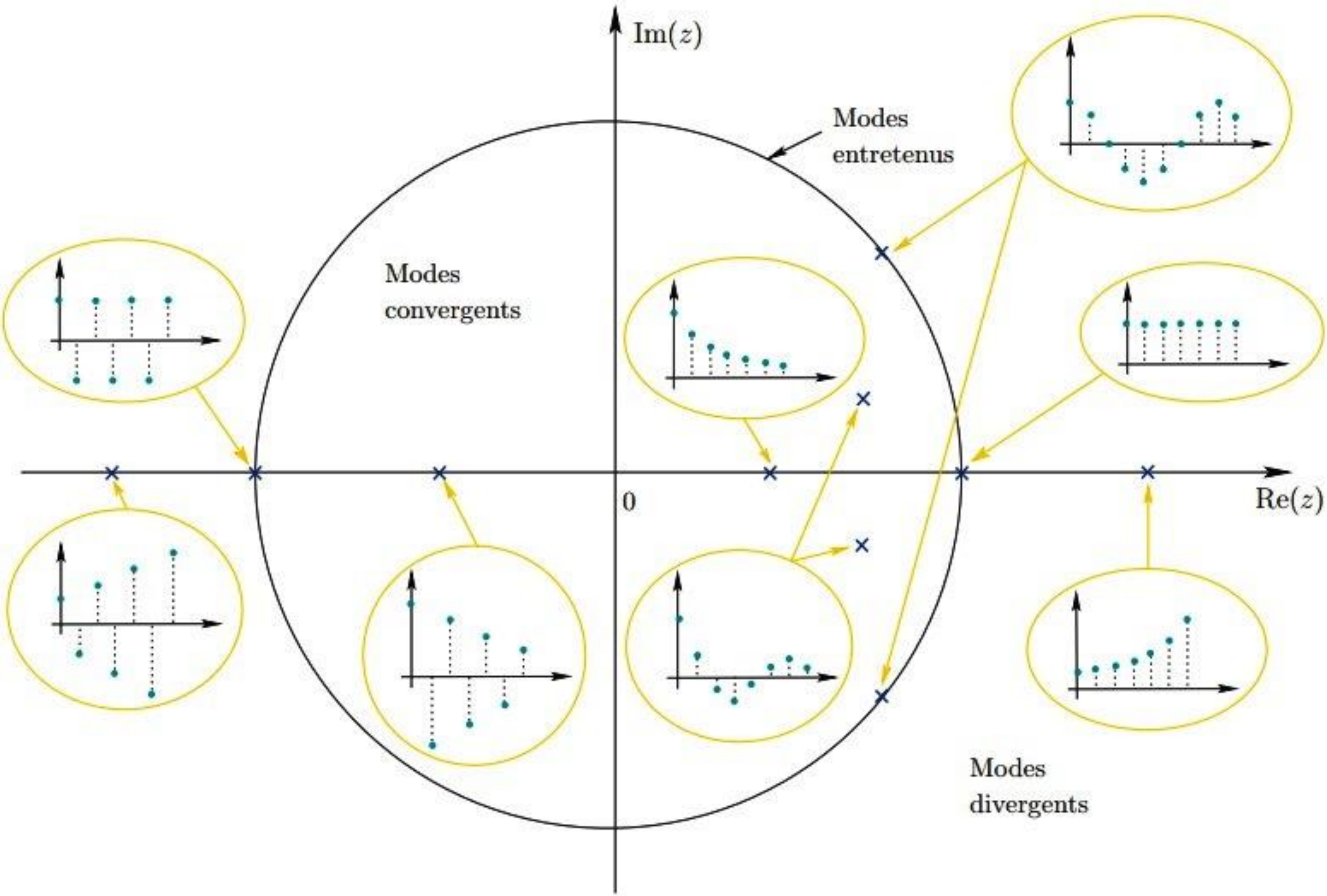
Or: $P = \alpha + j\beta$ et $Re(P_i) < 0 \Rightarrow \propto < 0 \Rightarrow e^{\propto T} < 1$

Avec le changement de variable $\boldsymbol{z = e^{Tp}}$

On a: $z = e^{Tp} = e^{\propto T} e^{j\beta T} \Rightarrow |z| = e^{\propto T} < 1$



Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

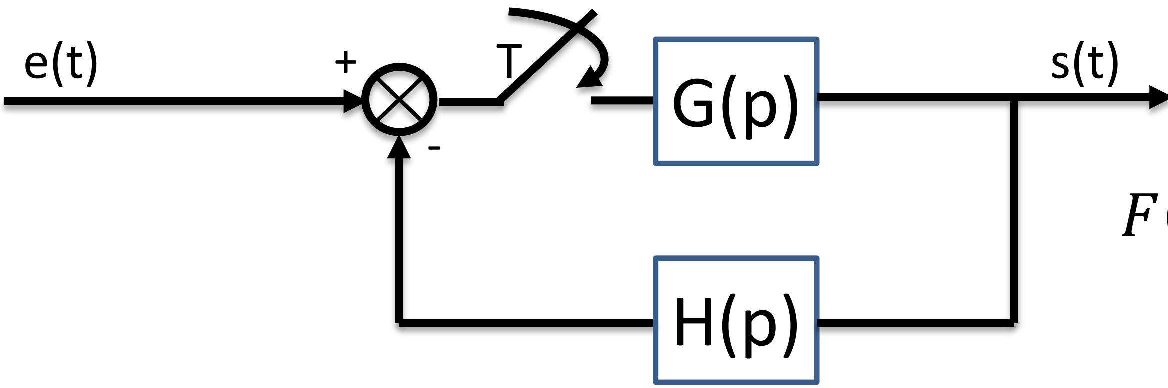


Réponse temporelle en fonction de la position des pôles dans le plan z

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Définition 3:

Un système linéaire discret décrit par une fonction de transfert rationnelle est stable si seulement si tous ses pôles sont à l'intérieur du cercle unité (de rayon R=1 et de centre (0,0) dans le plan complexe z),



FTBF

$$F(z) = \frac{G(z)}{1+\overline{G.H}(z)} = \frac{N(z)}{D(z)}$$

L'équation caractéristique est: $1+\overline{G.H}(z) = 0$

Le système est donc stable si les racines du polynôme D(z)

$$D(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \cdots + a_1 z + a_0$$

Soient de modules inferieur à l'unité $|\mathbf{z}| < \mathbf{1}$

Des critères algébriques permettent de savoir si les pôles sont contenues dans le cercle unité, sans avoir à résoudre l'équation caractéristique.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Critère de Jury

$$D(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \cdots + a_1 z + a_0$$

Avec :

$$c_k = \begin{vmatrix} a_0 & a_{n-k} \\ a_n & a_k \end{vmatrix}$$

$$d_k = \begin{vmatrix} c_0 & c_{n-1-k} \\ c_{n-1} & c_k \end{vmatrix}$$

$$q_0 = \begin{vmatrix} p_0 & p_3 \\ p_3 & p_0 \end{vmatrix} \qquad q_1 = \begin{vmatrix} p_0 & p_2 \\ p_3 & p_1 \end{vmatrix}$$

$$q_2 = \begin{vmatrix} p_0 & p_1 \\ p_3 & p_2 \end{vmatrix}$$

1	a_0	a_1	a_2	…	a_{n-1}	a_n
2	a_n	a_{n-1}	a_{n-2}	…	a_1	a_0
3	c_0	c_1	c_2	…	c_{n-1}	
4	c_{n-1}	c_{n-2}	c_{n-3}	…	c_0	
5	d_0	d_1	d_2	…		
6	d_{n-2}	d_{n-3}	d_{n-4}	…		
:	:	:	:	:	:	:
2n-5	p_0	p_1	p_2	p_3		
2n-4	p_3	p_2	p_1	p_0		
2n-3	q_0	q_1	q_2			

Tableau de Jury

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Enoncé du critère de Jury

Pour que toutes les racines de D(z)=0 soient situées à l'intérieur du cercle unité il faut et il suffit que les (n+1) conditions soient satisfaites :

* $D(1) > 0$ et $D(-1) > 0$ pour n pair
* $D(1) > 0$ et $D(-1) < 0$ pour n impair
* $|a_0| < a_n$ avec $a_n > 0$
* $|c_0| > |c_{n-1}|$
* $|d_0| > |d_{n-2}|$ ….
* $|q_0| > |q_2|$

Cas particuliers

Système de 2ème ordre : $D(z) = a_2 z^2 + a_1 z + a_0$

$|a_0|<a_2$, $a_2+a_1+a_0>0$ et $a_2-a_1+a_0>0$

Système de 3ème ordre : $D(z) = a_3 z^3 + a_2 z^2 + a_1 z + a_0$

$|a_0|<a_3$, $a_3+a_2+a_1+a_0>0$, $-a_3+a_2-a_1+a_0<0$

$|a_0^2 - a_3^2| > |a_0 a_2 - a_1 a_3|$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Du plan z au plan w

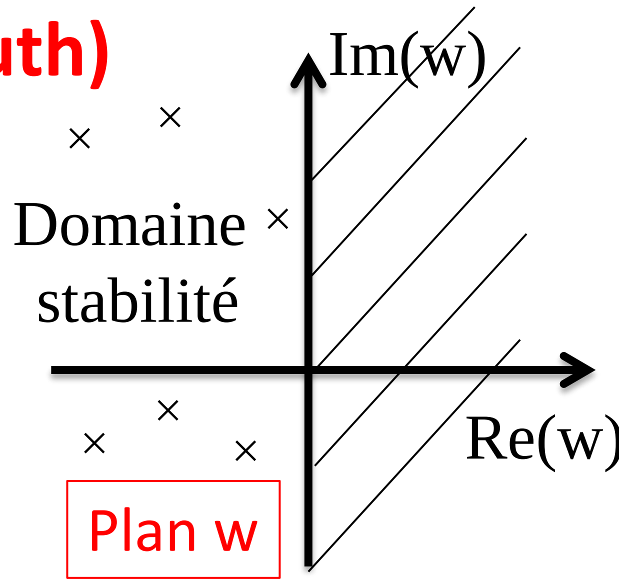
Dans l'équation caractéristique $1+\overline{G.H}(z)=0$

On fait la substitution (transformation de Mobius): $z=\dfrac{1+w}{1-w}$

Cette transformation fait correspondre la zone de stabilité à l'intérieur du cercle de rayon unité du plan z , le demi-plan gauche de la variable w

Stabilité dans le plan w (critère de Routh)

Pour étudier la stabilité dans le plan w, on applique le critère de Routh:



$$D(w)=a_n w^n+a_{n-1}w^{n-1}+\cdots+a_1\, w+a_0$$

a toutes ses racines à partie réelle négative si:

- **$\forall i$ tous les $a_i \neq 0$, et de même signe,**

- **tous les termes de la 1ere colonne du tableau de Routh sont de même signe**

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Avec:

$$c_1 = \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_n a_{n-3}}{a_{n-1}}$$

$$c_2 = \frac{a_{n-1}a_{n-4} - a_n a_{n-5}}{a_{n-1}}$$

$$d_1 = \frac{c_1 a_{n-3} - c_2 a_{n-1}}{c_1}$$

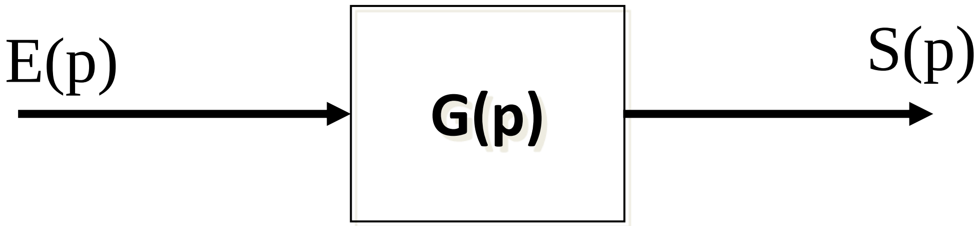
$$d_2 = \frac{c_1 a_{n-5} - c_3 a_{n-1}}{c_1}$$

w^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	a_{n-6}	$\cdots$	$\cdots$
w^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	a_{n-7}	$\cdots$	$\cdots$
w^{n-2}	c_1	c_2	c_3	c_4		
w^{n-3}	d_1	d_2	d_3	$\cdots$		
w^{n-4}	e_1			$\cdots$		
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
w^1	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$		
w^0	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$	$\cdots$		

Tableau de Routh

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Modélisation fréquentielle des systèmes de commandes



$$S(p) = G(p)E(p)$$

En posant $p = j\omega$, on obtient : $S(j\omega) = G(j\omega)E(j\omega)$

$S(j\omega)$ et $E(j\omega)$: Les transformées de Fourier des deux signaux, de sortie et d'entrée.

$$|S(j\omega)| = |G(j\omega)||E(j\omega)|$$

$G(\omega) = |G(j\omega)|$ represente :

- le rapport entre le spectre du signal de sortie / signal d'entrée.
- le rapport des amplitudes des sinusoïdes de sortie et d'entrée, pour une pulsation ω donnée.
- Le gain fréquentiel du système à cette pulsation, appelé le gain réel.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

$$\arg S(j\omega) = \arg G(j\omega) + \arg E(j\omega)$$

Soit : $$\varphi(\omega) = \arg G(j\omega) = \arg S(j\omega) - \arg E(j\omega)$$

$\varphi(\omega)$ correspond au déphasage, à la pulsation ω donnée, entre la sinusoïde de sortie et celle d'entrée.

✓ la fonction de transfert en fréquence $G(j\omega)$, ou gain complexe du système, nous fournit:

- ❖ Le gain réel (le module): $\mathrm{G} = |G(j\omega)|$
- ❖ Le déphasage (l'argument): $\varphi(\omega) = argG(j\omega)$

❖ La réponse fréquentielle des systèmes linéaires échantillonnés défini par une fonction de transfert $G(z)$ s'obtient avec : $\mathrm{z} = e^{pT} = e^{j\omega T}$

Cette réponse est caractérisée par deux paramètres, qui sont :

- ❖ Le gain réel (le module): $\mathrm{G} = |G(e^{j\omega T})|$
- ❖ Le déphasage (l'argument): $\varphi(\omega) = argG(e^{j\omega T})$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Diagrammes de Bode

Le diagramme de Bode consiste à tracer deux graphes correspondant au gain réel et au déphasage.

Pour la courbe de gain, on ne trace pas directement $G(\omega)$ mais :

$$G_{\mathrm{dB}} = 20\,\log G(\omega)$$

Avec G_{dB} : gain en décibels, avec échelle logarithmique en abscisse

On a : $20\log G(\omega) = 0\ \mathrm{dB}$ pour $G(\omega) = 1.$

- ✓ En règle générale, on porte directement les valeurs de ω sur l'axe des abscisses en respectant l'échelle logarithmique
- ✓ Puisque $\log\omega = 0$ pour $\omega = 1$, on place la pulsation $\omega = 1$ à l'origine de l'axe des abscisses

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Diagrammes de Bode d'un système du premier ordre

Soit la fonction de transfert $G(p) = \frac{K}{1+Tp}$.

K : gain statique , T : constante de temps.

La fonction de transfert en fréquence: $G(j\omega) = \frac{K}{1+jT\omega}$

d'où: $G(\omega) = \frac{K}{\sqrt{1+T^2\omega^2}}$ et $\varphi(\omega) = -\arctan(T\omega)$

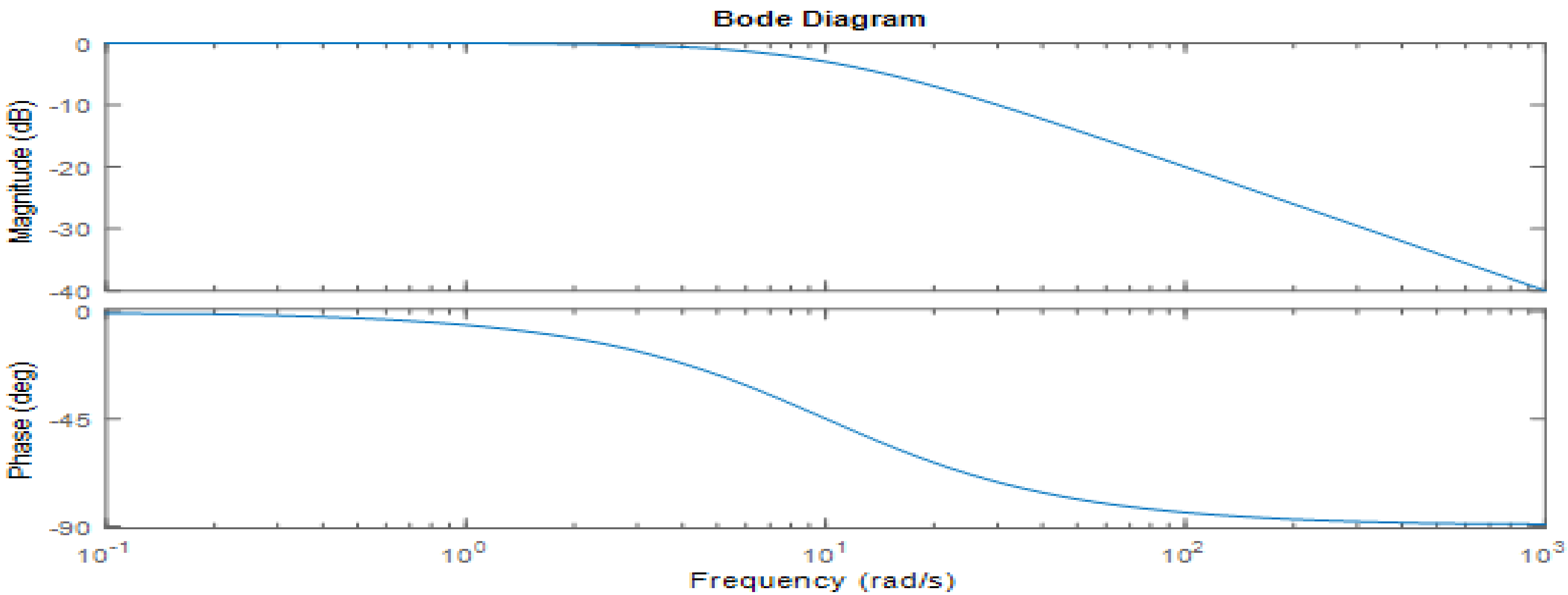


Diagramme de Bode par Matlab.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Diagrammes de Bode d'un système du premier ordre

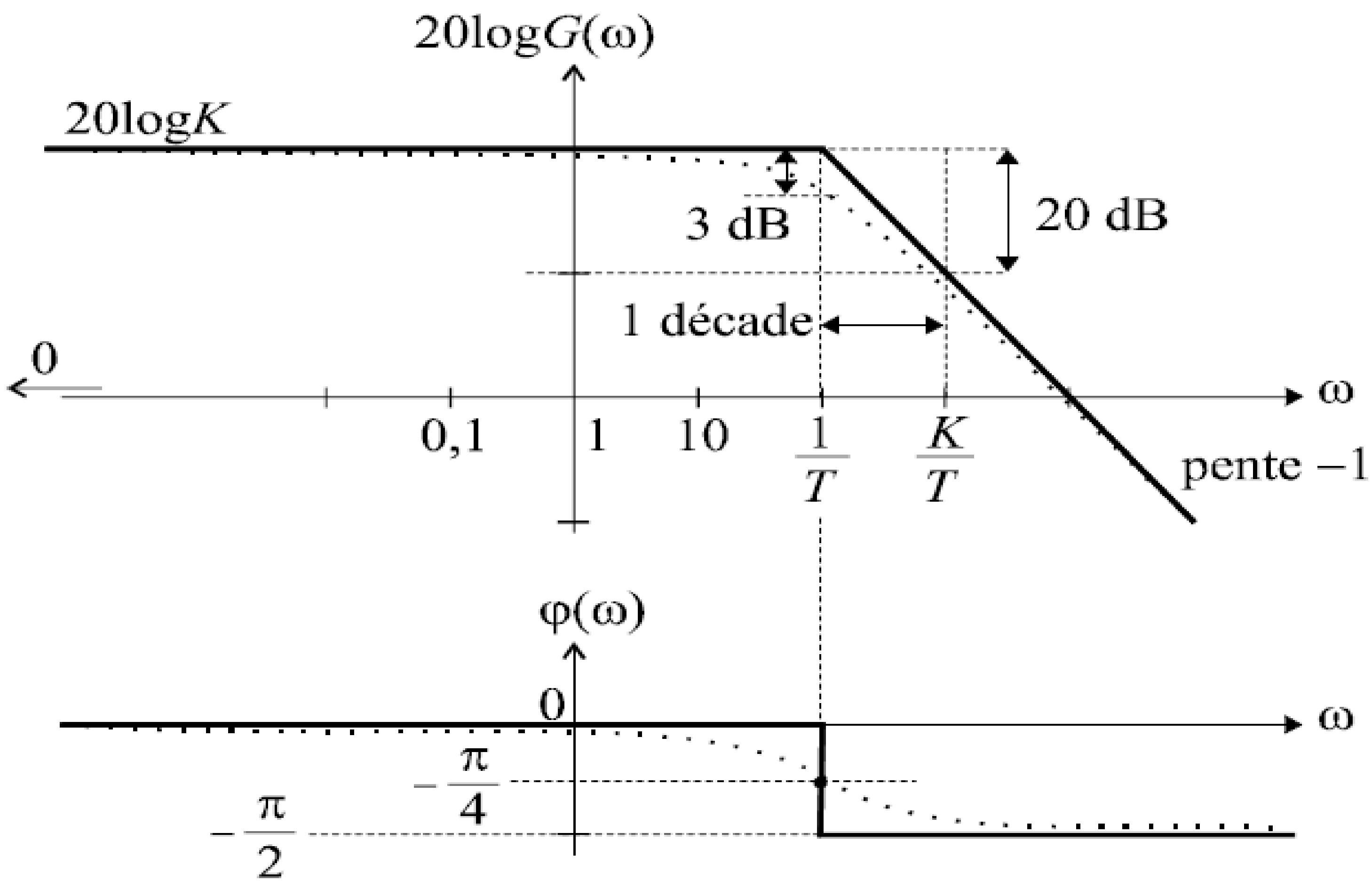


Diagramme de Bode d'un système du premier ordre.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Pulsation de coupure w_c $\quad (w_c = 2\pi f_c)$

La pulsation de coupure w_c est telle que :

$$G(w_c) = |G(jw_c)| = \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$$

G_{max} : la valeur maximale du gain G de la fonction de transfert

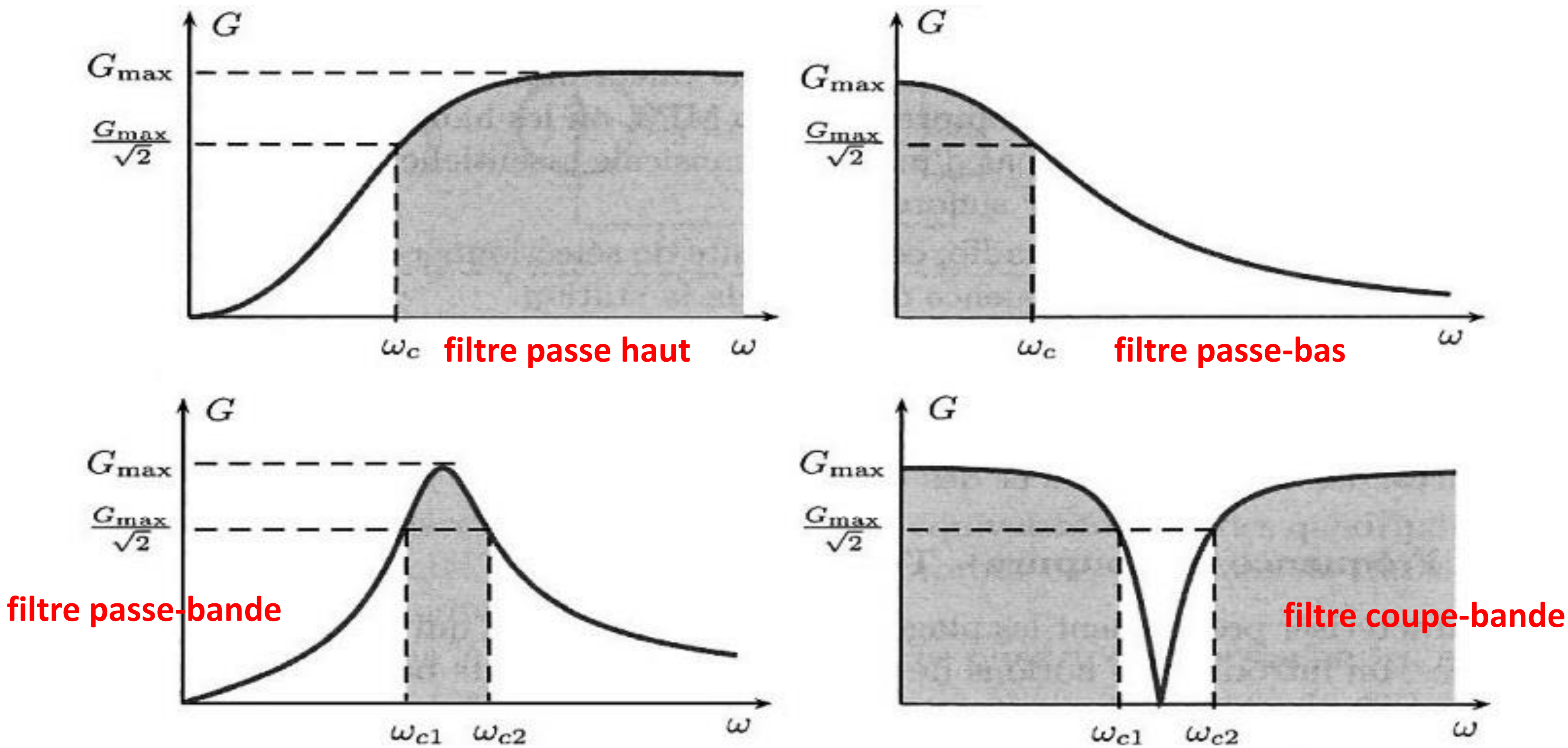
On a :
$$G_{\mathrm{dB}}(w_c) = 20 \log G(w_c)$$
$$G_{\mathrm{dB}}(w_c) = G_{max} - 3\ (en\ dB)$$

Bande passante:

- ✓ L’ensemble des pulsations ω vérifiant : $G(\omega) > \frac{G_{max}}{\sqrt{2}}$
- ✓ L'intervalle des pulsations tel que $G(\omega) > G(w_c)$. Un filtre coupe les pulsations (ou les fréquences) qui sont hors de la bande passante, et laisse passer celles qui s'y trouvent

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

- ✓ Le domaine des fréquences comprises entre les fréquences de coupures: BP = $\Delta f = f_{cHF} - f_{cBF}$ (filtre passe-bande)
  entre 0 Hz et f_c (passe-bas)
  entre f_c et $+\infty$ (passe haut)
  entre 0 et f_{cBF} et f_{cHF} et $+\infty$(filtre coupe-bande)



Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Règle de stabilité du Revers dans le diagramme de Bode

Enoncé 1 :

Un système asservi est stable en B.F si,

La phase en B.O vaut -180° ,
le gain en B.O est négatif

$$\Rightarrow \quad G_{\text{FTBO}}(\omega_{-180°}) < 0\ dB$$

La pulsation critique ω_c est définie par l'équation $\varphi(\omega) =$ -180°

Enoncé 2 :

Un système asservi est stable en B.F si,

A la pulsation ω pour laquelle le gain en B.O vaut 0 dB,
La phase en B.O est > -180°

$$\Rightarrow \quad \varphi_{\text{FTBO}}(\omega_{0dB}) > -180°$$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

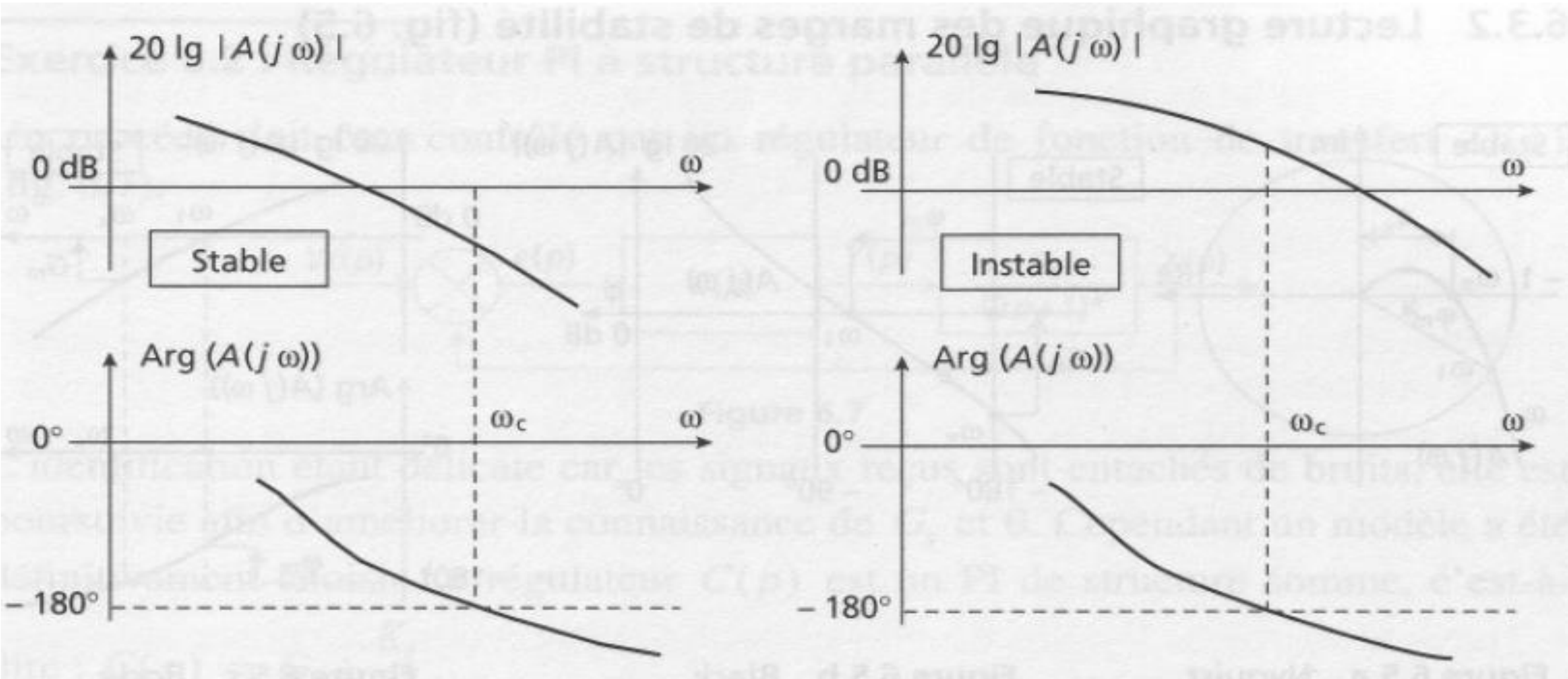


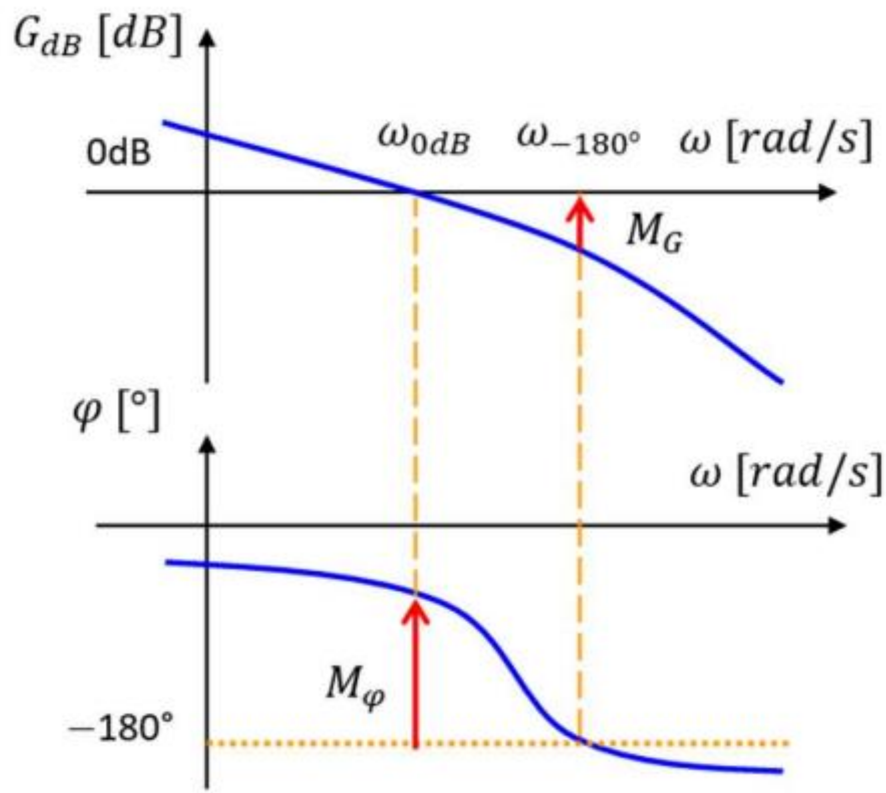
Figure 6.4.a Diagramme de Bode : système stable.

Figure 6.4.b Diagramme de Bode : système instable.

Marges de stabilité

Il ne suffit pas qu'un système soit stable, il faut qu'il soit suffisamment stable.

La courbe représentative de la fonction de transfert doit donc passer assez loin du point critique, et l'évaluation de cet «éloignement » est effectuée à l'aide de deux critères:



la marge de gain G_m

et la marge de phase φ_m

Valeurs des marges:

$$6 \text{ dB} < G_m < 12 \text{ dB}$$

et

$$40° < \varphi_m < 60°.$$

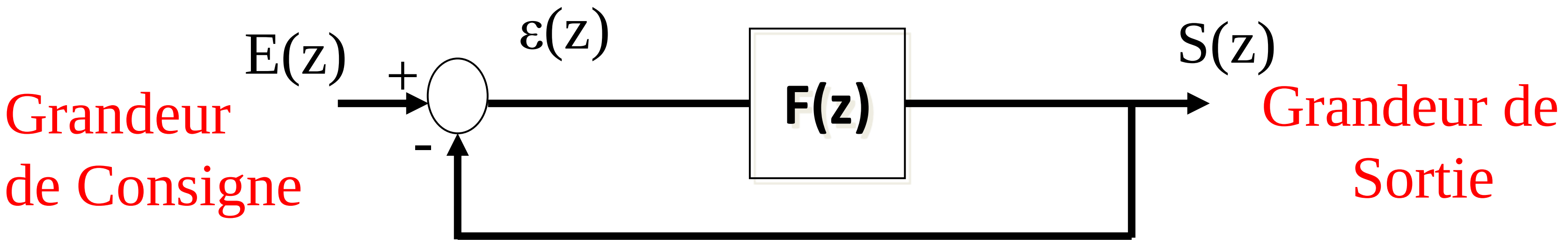
Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

3- Précision des systèmes asservis linéaires échantillonnés

En plus de la stabilité, un système asservi doit présenter d'autres qualités lui permettant d'assurer des performances satisfaisantes

Définition:

La précision est la capacité d'un système à suivre un ensemble de consignes particulières avec une erreur acceptable par le cahier des charges.



La précision d'un système asservi est définie à partir de l'erreur ε entre la grandeur de consigne et la grandeur de sortie.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Nous distinguons :

- **La précision statique** qui caractérise la limite de l'erreur au bout d'un temps infini pour une entrée donnée, On parle de *régime permanent* ou encore de *régime établi,*

- **La précision dynamique** qui tient compte des caractéristiques d'évolution du processus en *régime transitoire*.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Précision statique (erreur statique en régime permanent)

L'erreur statique est déterminée par: (théorème de la valeur finale)

$$\epsilon_\infty = \lim_{t\to\infty} \epsilon^*(t) = \lim_{k\to\infty} \epsilon(KT) = \lim_{z\to 1}(1 - z^{-1})\,\epsilon(z)$$

On a: $$\begin{cases} \varepsilon(z) = E(z) - S(z) \\ H(z) = \dfrac{F(z)}{1+F(z)} \\ H(z) = \dfrac{S(z)}{E(z)} \end{cases}$$

Alors : $$\epsilon(z) = E(z)\left(\frac{1}{1+F(z)}\right)$$

Avec: F(z) : FTBO, H(z): FTBF

l'erreur statique sera donc : $$\epsilon_\infty = \lim_{z\to 1}\left(\frac{z-1}{z}\right)\left(\frac{1}{1+F(z)}\right)E(z)$$

L'erreur statique dépend donc de la forme de l'entrée E(z) et de celle de la fonction de transfert F(z) du système échantillonné étudié

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Nous distinguons :

- L'erreur statique de position ε_p : pour une entrée en échelon.
- L'erreur statique de vitesse ε_v : pour une entrée en rampe.
- L'erreur statique d'accélération ε_a : pour une entrée en parabole.

l'erreur de position est donnée par:

$$\epsilon_p = \lim_{z\to 1}\left(\frac{1}{1+F(z)}\right) \qquad e(t) = u(t) \quad \Rightarrow \quad E(z) = \frac{z}{z-1}$$

l'erreur de vitesse (ou de trainage) est donnée par:

$$\epsilon_v = \lim_{z\to 1}\left(\frac{T}{(z-1)(1+F(z))}\right) \qquad e(t) = t \quad \Rightarrow \quad E(z) = \frac{Tz}{(z-1)^2}$$

l'erreur d'accélération est donnée par:

$$\epsilon_a = \lim_{z\to 1}\left(\frac{T^2(z+1)}{2(z-1)^2(1+F(z))}\right) \qquad e(t) = \frac{t^2}{2} \quad \Rightarrow \quad E(z) = \frac{T^2 z(z+1)}{2(z-1)^3}$$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Fonction de transfert d'un Intégrateur

Un intégrateur muni d'un BOZ admet pour fonction de transfert :

$$F(z) = (1 - z^{-1}).Z\left[\frac{1}{T_i P^2}\right]$$

T_i : constante d'intégration

$$F(z) = \frac{K_i}{z-1} = K_i\,\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad avec \quad K_i = {}^{T}/_{T_i}$$

- ✓ <u>Une intégration est caractérisé par la présence d'un pole **z=1**</u>

⇒ le facteur **(z-1)** au dénominateur de $F_{BO}(z)$

Forme Générale:

$$F(z^{-1}) = K\,\frac{z^{-n}}{(1-z^{-1})^m}\,\frac{N(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

Classe m du système: le nombre d'intégrateurs pures de la FTBO

z^{-p} : les retards pures de la FTBO

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Pour calculer l'erreur statique, il est intéressant de faire apparaître <u>le nombre d'intégrateurs</u> dans la FTBO.

L'expression générale de la FTBO est la suivante :

$$FTBO\colon\ F_{BO}(z^{-1}) = K\ \frac{z^{-n}}{(1-z^{-1})^m}\frac{N(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

ou

$$FTBO\colon\quad F_{BO}(z) = \frac{1}{(z-1)^m}\frac{A(z)}{B(z)}$$

N(z) et D(z) sont des polynômes en z qui ne possèdent pas de racines égales à 1 et qui tendent vers une constante quand z tend vers 1.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

$$FTBO:\ F_{BO}(z^{-1}) = K\ \frac{z^{-n}}{(1-z^{-1})^m}\frac{N(z^{-1})}{D(z^{-1})}$$

- L'erreur de position s'écrit donc : (avec m classe du système en BO)

$$\epsilon_p = \lim_{z\to 1}\left(\frac{1}{1+F(z)}\right) = \frac{1}{1+K\ \frac{1}{(z-1)^m}\frac{N(1)}{D(1)}}$$

- L'erreur de vitesse s'écrit donc : (avec m classe du système)

$$\epsilon_v = \lim_{z\to 1}\left(\frac{T}{(z-1)(1+F(z))}\right) = \frac{T}{(z-1)+K\ \frac{1}{(z-1)^{m-1}}\frac{N(1)}{D(1)}}$$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

Précision statique des asservissements échantillonnés

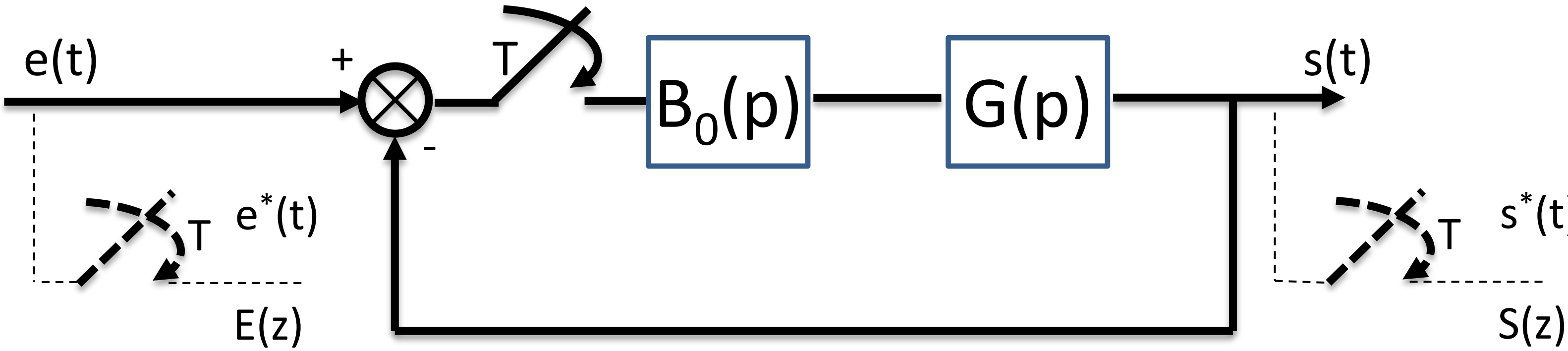
Classe (Nombre d'intégrateurs; pôles z=1)	Erreur de position ε_p	Erreur de vitesse ε_v	Erreur d'accélération ε_a
m=0	$\frac{1}{1+K_p}$	∞	∞
m=1	0	T/K_v	∞
m=2	0	0	T^2/K_a
m>=3	0	0	0

Avec : $K_p = \lim\limits_{z\to 1} F(z)$, $K_v = \lim\limits_{z\to 1}(z-1)F(z)$, $K_a = \lim\limits_{z\to 1}(z-1)^2 F(z)$

- ✓ Comme le montre le tableau, plus m est élevé, meilleure est la précision du système asservi

4- Exemple

On considère le système échantillonné asservi représenté par:



$$Avec: G(p) = \frac{K}{p(p+5)} \quad et \;\; T = 1\, s$$

a- Déterminer Les valeurs du gain K pour assurer la stabilité du système

b- pour $e(t) = 1 + t$ déterminer l'erreur statique ε_s

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

a-1/ Stabilité selon le plan z

$$\overline{B_0.G}(z) = (1 - z^{-1}).Z\left[\frac{G(p)}{p}\right] = (1 - z^{-1}).Z\left[\frac{K}{p^2(p+5)}\right]$$

$$F(z) = \overline{B_0.G}(z) = \frac{K}{25}\frac{4{,}0068z + 0{,}9595}{(z-1)(z-0{,}0067)}$$ F.T.B.O

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{F(z)}{1+F(z)}$$ F.T.B.F

L'équation caractéristique du système:

$$1 + \overline{B_0.G}(z) = 1 + \frac{K}{25}\frac{4{,}0068z + 0{,}9595}{(z-1)(z-0{,}0067)} = 0$$

$$z^2 + z(0{,}16K - 1{,}0067) + 0{,}0067 + 0{,}038K = 0$$

$$\begin{cases} |0{,}0067 + 0{,}038K| < 1 \\ 2{,}0134 - 0{,}121K > 0 \\ K > 0 \end{cases}$$

La stabilité est pour:

$$\mathbf{0 < K < 16{,}5}$$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

a-2/ Stabilité selon le plan w

L'équation caractéristique du système:

$$z^2 + z(0{,}16K - 1{,}0067) + 0{,}0067 + 0{,}038K = 0$$

Pour : $z = \dfrac{1+w}{1-w}$ On a:

$$\left(\frac{1+w}{1-w}\right)^2 + \frac{1+w}{1-w}(0{,}16K - 1{,}0067) + 0{,}0067 + 0{,}038K = 0$$

$$w^2(2{,}013 - 0{,}121K) + w(1{,}98 - 0{,}076K) + 0{,}198K = 0$$

$$\begin{cases} 2{,}013 - 0{,}121K > 0 \\ 1{,}98 - 0{,}076K > 0 \\ K > 0 \end{cases}$$

La stabilité est pour:

$$\mathbf{0 < K < 16{,}5}$$

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées

b- Calcul de l'erreur statique ε_s pour $e(t) = 1 + t$

On a : $\varepsilon_s = \varepsilon_p + \varepsilon_v$

Avec : $\varepsilon_p = \dfrac{1}{1 + K_p}$ et $\varepsilon_v = \dfrac{T}{K_v}$

$$K_p = \lim_{z \to 1} \overline{B_0.G}(z)$$

$$K_p = \lim_{z \to 1} \frac{K}{25} \frac{4{,}0068z + 0{,}9595}{(z-1)(z-0{,}0067)} = \infty$$

$$K_v = \lim_{z \to 1} (z-1)\overline{B_0.G}(z)$$

$$K_v = \lim_{z \to 1} (z-1) \frac{K}{25} \frac{4{,}0068z + 0{,}9595}{(z-1)(z-0{,}0067)} = 0{,}2K$$

$$\varepsilon_s = \varepsilon_p + \varepsilon_v = \frac{1}{1 + K_p} + \frac{T}{K_v}$$

L'erreur statique : $\varepsilon_s = \dfrac{5}{K}$

5- Rapidité des systèmes asservis échantillonnés

La rapidité d’un système peut se mesurer par le temps de réponse, à une entrée en échelon.

On utilise le temps de réponse à 5%, (Le temps à partir du quel la réponse est comprise entre 95% et 105% de sa valeur finale).

❖ **Pour tester la rapidité d'un système échantillonné, on procède tout à fait comme pour les systèmes continus :**

- Signal-test : échelon-unité ou échelon de position
- Temps de réponse à ± 5% de la réponse permanente,
- La fonction de transfert à prendre en considération est H(z) si on a affaire à un système isolé ou en chaîne ouverte, $H_{bf}(z)$ si on étudie le cas d'un système bouclé.

Cours 4 : Analyse des systèmes échantillonnées