

# RÉVISIONS SLCI (BILAN SUP)

## I LES SYSTÈMES AUTOMATISÉS

### I.1 Structure

Un système automatisé est un système pour lequel l'intervention humaine est limitée au strict minimum. On distingue deux grandes familles de systèmes automatisés :

- les systèmes à événements discrets (combinatoires ou séquentiels)
- les systèmes asservis

Un système asservi est un système bouclé pour lequel :

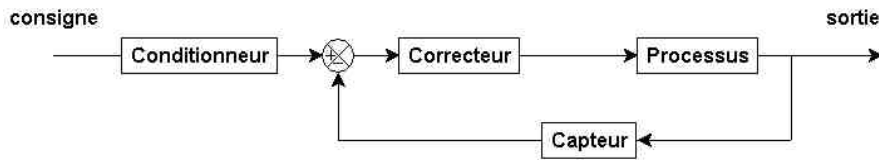
- un **capteur** mesure la grandeur de sortie à asservir à une valeur de consigne
- un **comparateur** compare la grandeur mesurée à la consigne pour générer un **écart**
- un **correcteur** modifie l'écart

On distingue les systèmes asservis :

- **régulateurs** dont le but est de maintenir une grandeur constante (régulation de température, de niveau...)
- **suiveurs** pour lesquels la consigne varie en permanence (radar,...)

### I.2 Représentation

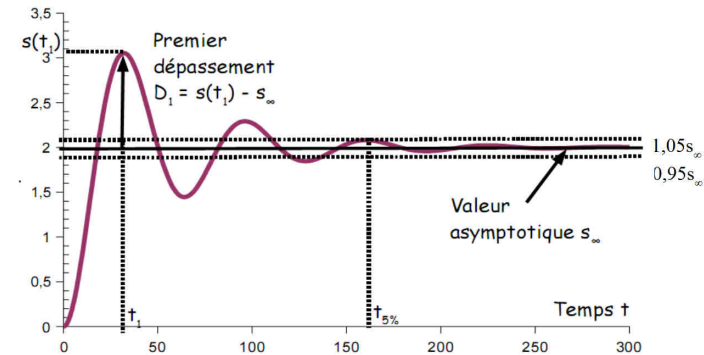
On peut représenter un système asservi par un schéma-bloc fonctionnel pour lequel les relations entre les composants apparaissent. La structure classique d'un asservissement est la suivante :



### I.3 Performances

4 critères sont classiquement utilisés pour caractériser les performances des systèmes asservis.

Critères de performance	Caractérisation
Stabilité	La réponse est bornée si l'entrée est bornée
Rapidité	Temps de réponse à 5% ( $t_{5\%}$ )
Précision	Écart statique (erreur en régime permanent) : - écart en position si l'entrée est un échelon, - écart en vitesse (ou de poursuite ou de traînage) si l'entrée est une rampe - écart en accélération si l'entrée est une parabole Écart dynamique (erreur en régime transitoire)
Amortissement	Taux de dépassement en pourcentage $D\% = \frac{s_{max} - s_{\infty}}{s_{\infty}}$ Temps de réponse à 5%



Ces différents critères seront analysés de manière plus fine dans le prochain chapitre.

## II MODÉLISATION DES SYSTÈMES ASSERVIS

L'objectif de la modélisation est de vérifier ou prévoir les performances d'un système. La modélisation nécessite :

- une modélisation des entrées
- des hypothèses sur la modélisation du système et de ses sous-systèmes
- une modélisation des sous-systèmes
- une analyse des réponses simulées

### II.1 Modélisation des entrées

On distingue plusieurs entrées classiquement utilisées :

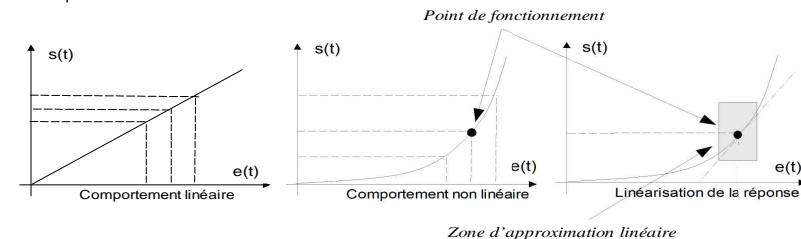
Noms des signaux d'entrées :	Dirac $\delta(t)$	Echelon $\gamma(t)$	Rampe de pente a $a \cdot t \cdot \gamma(t)$
Forme des signaux d'entrées :			
Noms des réponses	impulsionnelle	indicielle	réponse à une rampe

### II.2 Hypothèse : SLCI

**L : linéaire.** Les fonctions qui caractérisent les sous-systèmes sont linéaires et vérifient le principe de superposition et de proportionnalité.

Les causes de non-linéarité sont nombreuses : comportement du système entraînant une caractéristique entrée/sortie non-linéaire, jeux mécaniques, frottements entraînant un effet de seuil, limites de fonctionnement de certains composants entraînant un effet de saturation...

Les systèmes non-linéaires peuvent être **linéarisés** si l'étude se fait autour d'un point de fonctionnement ou dans une zone quasi-linéaire.



**C : continu.** Les variables et les fonctions sont continues.

Il est possible par des méthodes similaires à celles développées ici de traiter les systèmes échantillonnés (par opposition à système continu), on parle de transformée en z.

**I : invariant.** Les caractéristiques mécaniques, électriques, ... ne varient pas au cours du temps.

Ainsi, la réponse à une entrée donnée est la même quelque soit l'instant à partir duquel est appliqué l'entrée.

**II.3 Modélisation d'un SLCI**

**II.3.1 Définition mathématique**

Un SLCI est alors caractérisé par une équation différentielle à coefficients constants entre l'entrée et la sortie.

$$a_n \frac{d^n s(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} s(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 s(t) = b_m \frac{d^m e(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} e(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_0 e(t)$$

**Notion de causalité**

Dans le domaine qui nous intéresse, le terme « causal » signifie qu'il ne se passe rien avant l'instant choisi comme origine du temps. Or, la réponse d'un système physique ne peut anticiper l'excitation qui la provoque (la cause précède toujours l'effet). La réponse d'un système préalablement au repos à une excitation causale est un signal causal. Des considérations sur la nature causale des systèmes physiques imposent que l'on ait systématiquement : **m < n (n est l'ordre du système)**.

**II.3.2 Transformation de Laplace**

$$f(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} F(p) = \int_{t=0}^{\infty} e^{-pt} f(t) dt \quad \text{Avec } p \text{ variable complexe}$$

- Conditions de Heaviside (conditions initiales nulles) :  $f(0^+) = 0, f'(0^+) = 0, f''(0^+) = 0 \dots$
- Théorème du retard :  $\mathcal{L}(f(t - \tau)) = e^{-p\tau} \mathcal{L}(f(t)) = e^{-p\tau} F(p)$
- Sous les conditions initiales nulles :  $\mathcal{L}\left(\frac{d^n f(t)}{dt^n}\right) = p^n F(p)$  et  $\mathcal{L}\left(\int_{u=0}^t f(u) du\right) = \frac{F(p)}{p}$

Pour trouver la valeur initiale d'une réponse temporelle sans calculer la réponse :

- Théorème de la valeur initiale  $\lim_{t \rightarrow 0} f(t) = \lim_{p \rightarrow \infty} pF(p)$  (à utiliser aussi sur f'(t))

Pour trouver la valeur finale :

- Théorème de la valeur finale  $\lim_{t \rightarrow \infty} f(t) = \lim_{p \rightarrow 0} pF(p)$  (à utiliser aussi sur f'(t))

Tableau des transformées à connaître

x(t)	X(p)
Impulsion de Dirac $\delta(t)$	1
Echelon $A \cdot \gamma(t)$	$\frac{A}{p}$
$at \cdot \gamma(t)$	$\frac{a}{p^2}$
$e^{-at} \cdot \gamma(t)$	$\frac{1}{p+a}$

**II.3.3 Fonction de transfert**

Pour un système d'entrée e(t) de sortie s(t), on définit la fonction de transfert ou transmittance :  $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)}$

**Rq :** La fonction de transfert représente la transformée de Laplace de la réponse "impulsionnelle" (E(p)=1). En passant l'équation différentielle dans le domaine de Laplace, on obtient :

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_0}$$

La **forme canonique de la fonction de transfert (FT)** est obtenue en mettant en facteur au numérateur et dénominateur le monôme de degré le plus bas.

$$H(p) = \frac{K (1 + \tilde{b}_1 p + \dots + \tilde{b}_m p^m)}{p^\alpha (1 + \tilde{a}_1 p + \dots + \tilde{a}_n p^n)}$$

avec  $n = n' + \alpha = \text{ordre}$ ,  $\alpha = \text{classe}$ ,  $K = \text{gain}$  (appelé statique lorsque la classe est nulle)

On préfère souvent utiliser la seconde forme canonique obtenue en déterminant les racines (complexes ou non) des numérateur et dénominateur :

$$H(p) = \frac{K \prod_i (1 + a_i p) \prod_j (1 + b_j p + c_j p^2)}{p^\alpha \prod_k (1 + \alpha_k p) \prod_l (1 + \beta_l p + \gamma_l p^2)}$$

Les racines du numérateurs sont appelées les **zéros** et celles du dénominateur les **pôles**.

**II.3.4 Quelques systèmes à connaître**

**Système d'ordre 0**  $H(p) = cste = K$  (exemple : réducteur, capteur...)

**Système du premier ordre**  $\tau \frac{ds(t)}{dt} + s(t) = K e(t)$   $H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K}{1 + \tau p}$

K : gain statique  $\tau$  : constante de temps

**Système du second ordre**

$$\frac{d^2 s(t)}{dt^2} + 2z\omega_0 \frac{ds(t)}{dt} + \omega_0^2 s(t) = K \omega_0^2 e(t)$$

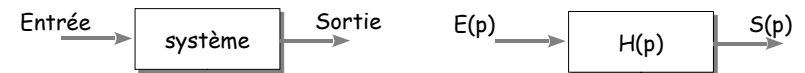
$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K}{1 + 2z \frac{p}{\omega_0} + \frac{p^2}{\omega_0^2}}$$

K gain statique, z coefficient d'amortissement,  $\omega_0$  pulsation propre non amortie

**II.4 Modélisation d'un système complexe**

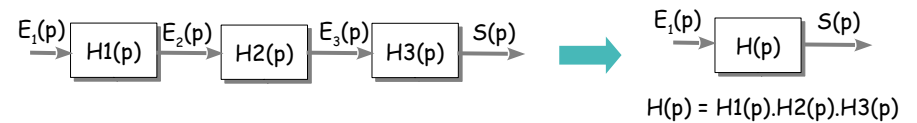
**II.4.1 Représentation par schéma-bloc**

Un système automatique est représentable par un schéma-bloc fonctionnel ou un schéma-bloc pour lequel les noms des composants ont été remplacés par la fonction de transfert du sous-système.

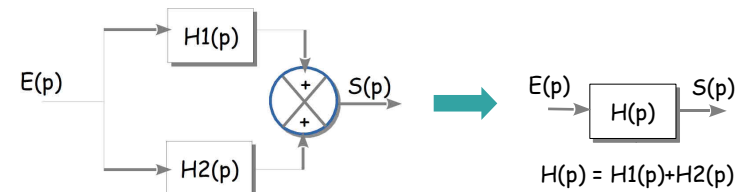


Il est possible de simplifier partiellement un schéma-bloc en utilisant les opérations élémentaires suivantes :

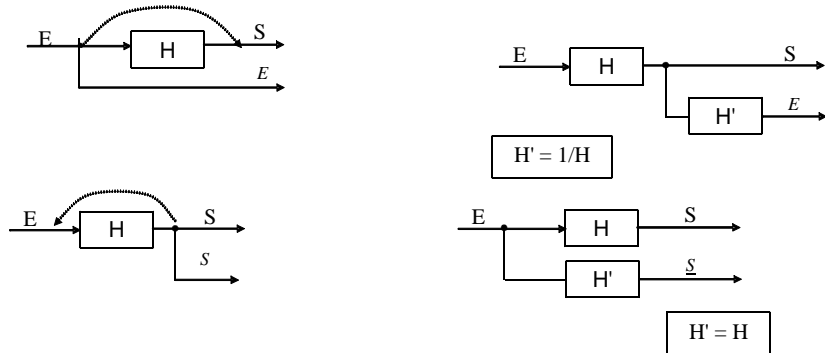
> Fonction de transfert en série



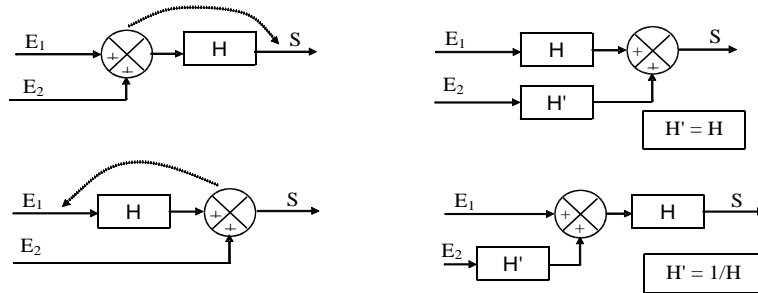
> Fonction de transfert en parallèle



> Déplacement d'une jonction



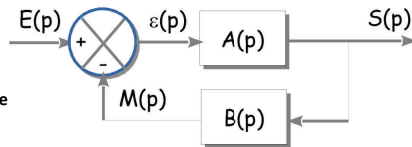
> Déplacement d'un sommateur



**II.4.2 Représentation générique d'un système sous forme d'un schéma-bloc**

Après plusieurs manipulations du schéma-bloc il est possible d'arriver pour un système bouclé à la forme générique suivante du schéma-bloc :

$\epsilon(p)$  est appelé écart,  
 $A(p)$  est la fonction de **transfert en chaîne directe**,  
 $B(p)$  correspond à la **chaîne de mesure ou chaîne d'information**.



**II.4.3 Fonction de transfert en boucle fermée**

On détermine la fonction de transfert à partir des relations

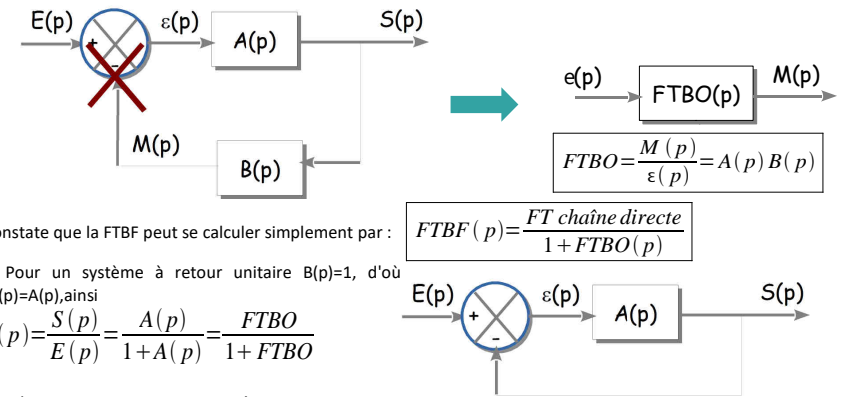
$$\begin{cases} S(p) = A(p)\epsilon(p) & \text{équation entre jonction et sortie sommateur} \\ \epsilon(p) = E(p) - B(p)S(p) & \text{équation du sommateur} \end{cases}$$

D'où 
$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)B(p)}$$

$H(p)$  est appelée **fonction de transfert en boucle fermée (FTBF)**, c'est cette fonction qui caractérise le comportement global du système.

**II.4.4 Fonction de transfert en boucle ouverte**

La fonction de transfert en boucle ouverte est définie comme la **fonction de transfert du système lorsque le retour sur le sommateur est coupé**. Elle comprend alors la **chaîne d'action (directe)** et la **chaîne d'information (mesure)** en série.



On constate que la FTBF peut se calculer simplement par :  $FTBF(p) = \frac{FT \text{ chaîne directe}}{1 + FTBO(p)}$

Rq : Pour un système à retour unitaire  $B(p)=1$ , d'où  $FTBO(p)=A(p)$ , ainsi

$$H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{A(p)}{1 + A(p)} = \frac{FTBO}{1 + FTBO}$$

Un système asservi peut toujours être mis sous cette

forme si l'entrée E et la sortie S sont comparables (même dimension). Pour aboutir à la FTBF, plusieurs méthodes sont possibles :

- méthode systématique et calculatoire :
  - Donner des noms aux variables de sortie des sommateurs et aux jonctions
  - Écrire les équations des sommateurs en fonction des variables de jonctions si possible (et des entrées/sorties)
  - Éliminer les variables de jonction dans les équations pour ne garder que les entrées et la sortie.
- méthode graphique
  - Essayer de se ramener à des boucles fermées génériques imbriquées par déplacement de jonction vers d'autres jonctions ou de sommateur vers d'autres sommateurs
  - Attention à ne jamais déplacer un sommateur vers une jonction ou inversement
- Utiliser la formule :  $\frac{FT \text{ chaîne directe}}{1 + FTBO(p)}$  pour chaque boucle imbriquée.

Pour les systèmes multivariables, on peut utiliser le principe de superposition pour se ramener à :  $S(p) = S_1(p) + S_2(p) = H_1(p)E(p) + H_2(p)T(p)$ . Le plus simple est d'utiliser la méthode calculatoire pour obtenir directement le résultat.

**III ANALYSE DES SLCI**

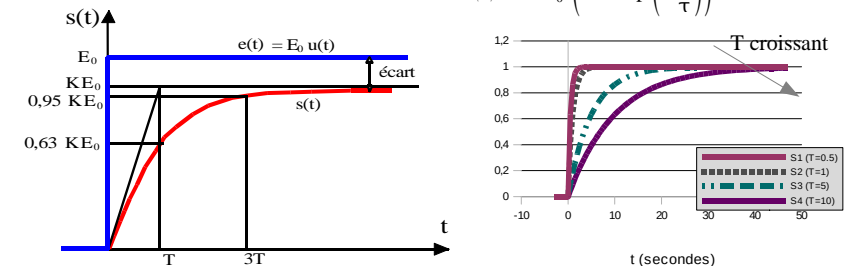
**III.1 Analyse temporelle**

**III.1.1 Démarche**

Connaissant la fonction de transfert du système, il est possible de déterminer la réponse temporelle  $s(t)$  à une entrée  $e(t)$  quelconque en utilisant la méthode ci-dessous :

**Attention : on réalise la décomposition en éléments simples sur la sortie  $S(p)$ , jamais sur  $H(p)$ .**

**III.1.2 Réponse indicielle d'un premier ordre**  $s(t) = K \cdot e_0 \left( 1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \right)$

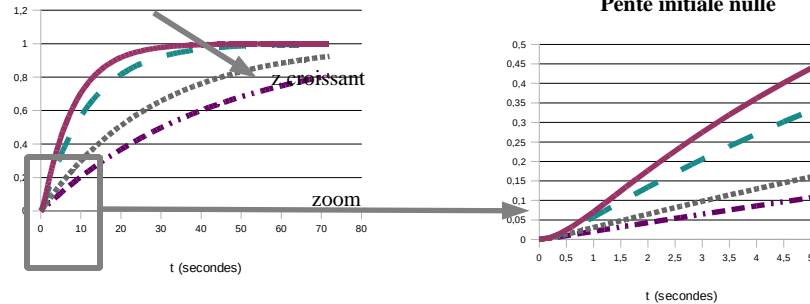


**Identification temporelle sur une réponse indicielle**

- La valeur asymptotique de la courbe  $KE_0$  permet de trouver  $K$  connaissant  $E_0$
- Pour trouver  $\tau$ , deux méthodes sont possibles :
  - En prenant 63% de la valeur asymptotique, le temps correspondant permet de déterminer  $\tau$ .
  - Le temps de réponse à 95% est égal environ à  $3\tau$ .

**III.1.3 Réponse temporelle d'un second ordre**

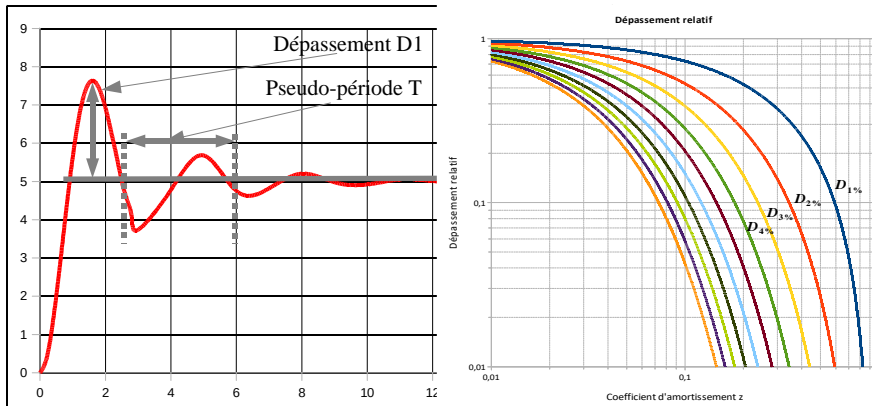
Cas  $z > 1$  : régime **apériodique** (système amorti) (racines de  $H$  réelles)



Cas  $z < 1$  : régime **pseudo-périodique** (système sous-amorti) (racines de  $H(p)$  complexes)

Pseudo période :  $T = \frac{2\pi}{\omega_p} = \frac{2\pi}{\omega_0 \sqrt{1-z^2}}$   $D_{1(\%)} = \frac{s(t_1) - s_\infty}{s_\infty}$   $D_{1(\%)} = e^{-\frac{\pi z}{\sqrt{1-z^2}}}$

**Identification temporelle : réponse indicielle**



La méthode proposée n'est valable que lorsque  $z < 1$

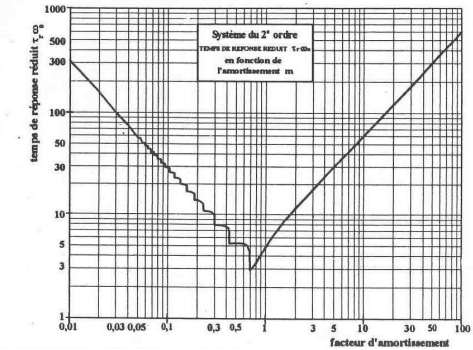
- > Détermination de  $K$  : La valeur asymptotique de la courbe  $KE_0$  permet de trouver  $K$
- > Détermination de  $z$  : Le premier dépassement est fonction uniquement de  $z$  et permet de trouver la valeur de  $z$ . Méthode graphique : L'**abaque des dépassements transitoires** représente les différents dépassements en fonction de  $z$  (obtenus en traçant les expressions des dépassements en fonction de  $z$ ).  
Connaissant  $D_{1(\%)}$ , on détermine graphiquement  $z$ .

(En particulier  $z=0,7$  fournit un premier dépassement de 5% qui est un bon compromis entre amortissement et rapidité.)

- > Détermination de  $\omega_0$ , deux méthodes sont utilisées ( $z$  étant connu) :
  - Méthode analytique : On mesure la pseudo-période des oscillations  $T$  et on utilise la formule  $\omega_0 = \frac{2\pi}{T\sqrt{1-z^2}}$
  - Méthode graphique : L'**abaque du temps de réponse réduit** donne le temps de réponse réduit noté  $T_{réduit} = T_{5\%} \omega_0$  en fonction de l'amortissement  $z$ .

On détermine graphiquement le temps de réponse réduit à partir de  $z$  obtenu précédemment. En mesurant  $T_{5\%}$  sur la courbe expérimentale, on en déduit  $\omega_0$ .  
Rq : les réponses impulsionnelles sont les dérivées des réponses précédentes. De même les réponses à une rampe sont les intégrales des réponses indicielles.

- ABAQUE DU TEMPS DE REPOSE REDUIT



**III.2 Analyse fréquentielle ou harmonique**

**III.2.1 Principe**

**Analyse harmonique = analyse de la réponse d'un système soumis à une entrée sinusoïdale de la forme :**  
 $e(t) = E_0 \sin(\omega t) u(t)$  avec  $E_0$  est l'amplitude du signal ( $> 0$ ) et  $\omega$  pulsation en rad/s (lien fréquence en Hz) et pulsation :  $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$ .

En régime permanent, la sortie est également sinusoïdale de même pulsation :  $s(t) = S_0 \sin(\omega t + \varphi) u(t)$  avec  $S_0$  nouvelle amplitude ( $> 0$ ) et  $\varphi$  déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie

Analyse harmonique = étude des fonctions  $\frac{S_0}{E_0}$  en régime établi en fonction de  $\omega$  et du déphasage  $\varphi$  en fonction de  $\omega$ .

**III.2.2 Fonction de transfert harmonique**

Compte tenu de la forme de la réponse en régime permanent, ainsi que de l'entrée, on écrit les signaux sous forme complexe :  $\underline{e} = E_0 e^{j\omega t}$  et  $\underline{s} = S_0 e^{j(\omega t + \varphi)}$  (ainsi  $e(t)$  et  $s(t)$  représentent les parties imaginaires de  $\underline{e}$  et  $\underline{s}$ ).

En introduisant ces variables dans l'équation différentielle caractérisant le système, on définit :

la **fonction de transfert harmonique**  $H(j\omega) = \frac{\underline{s}}{\underline{e}} = \frac{S_0}{E_0} e^{j\varphi} = \frac{b_0 + b_1(j\omega) + \dots + b_m(j\omega)^m}{a_0 + a_1(j\omega) + \dots + a_n(j\omega)^n}$

On obtient plus rapidement la fonction de transfert harmonique en utilisant la fonction de transfert  $H(p)$  et en remplaçant  $p$  par  $j\omega$ .

Le rapport des amplitudes est le **module de la fonction de transfert harmonique** :

$\frac{S_0}{E_0} = |H(j\omega)|$  appelé **gain du système**

Le déphasage de la sortie par rapport à l'entrée est l'**argument de la fonction de transfert harmonique** :

$\varphi = \arg(H(j\omega))$  **phase du système**

**III.2.3 Lieux de transfert**

Les lieux de transfert sont des représentations graphiques de  $H(j\omega) = \frac{S_0}{E_0}(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$

**Lieux de Bode** : 2 graphes à visualiser en simultanément :

- diagramme de gain en dB  $G_{dB} = 20 \log |H(j\omega)|$  en fonction de  $\omega$  (en échelle log très souvent)
- et diagramme de phase (en degré ou radian) en fonction de  $\omega$

Remarque :

Lieu de Nyquist : représentation dans le plan complexe de  $H(j\omega)$  lorsque  $\omega$  varie de 0 à l'infini.

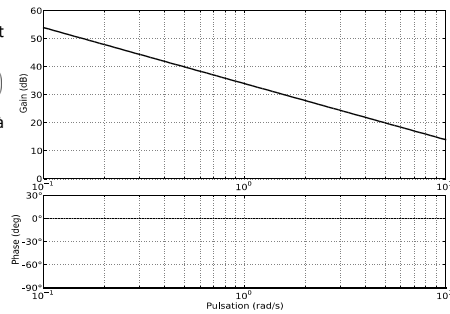
Lieu de Black : représentation en coordonnées cartésiennes de la phase en abscisse et du gain GdB en ordonnée.

III.2.4 Lieux des systèmes fondamentaux

Intégrateur  $H(j\omega) = \frac{K}{j\omega} = -j \frac{K}{\omega}$  Le gain est

donc égal à  $\frac{K}{\omega}$  soit  $G_{dB} = 20 \log(K) - 20 \log(\omega)$

(pente de -20 dB/décade partout) La phase est égale à -90° partout.



Système du premier ordre

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + \tau j\omega} = \frac{K}{1 + j \frac{\omega}{\omega_0}}$$

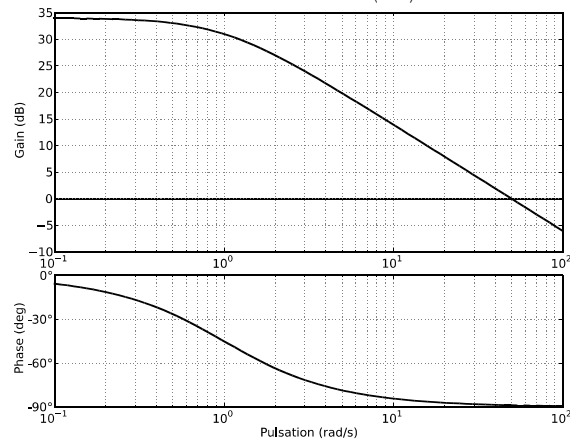
$\omega_0 = \frac{1}{\tau}$  pulsation de coupure

Module  $|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}}$  Argument (phase)  $\varphi = \arg(H(j\omega)) = -\arctan\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$

Pour  $\omega = \omega_0$ ,  $\varphi = -\frac{\pi}{4}$  et  $|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{2}}$  soit  $G_{dB} = 20 \log(K) - 3 \text{ dB}$

Asymptotes :  $\omega \ll \omega_0$  :  $\varphi \approx 0$  et  $G_{dB} \approx 20 \log(K)$

$\omega \gg \omega_0$  :  $\varphi \approx -\frac{\pi}{2}$  et  $G_{dB} \approx 20 \log(K) - 20 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$  (droite de pente -20 dB/décade)



Identification fréquentielle

La valeur asymptotique de la courbe pour  $\omega$  très petit permet de trouver  $K$  :  $20 \log(K)$  . Pour trouver

$\tau = \frac{1}{\omega_0}$  il suffit de déterminer la pulsation de coupure pour laquelle la phase est -45°.

Système du 2<sup>nd</sup> ordre :

$$H(j\omega) = \frac{K}{1 + 2zj \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}} \quad \text{Module : } |H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(\frac{2z\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

Phase :  $\varphi = \arg(H(j\omega)) = -\arctan\left(\frac{2z\omega}{\omega_0 \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)}\right)$

Pour  $\omega = \omega_0$ ,  $\varphi = -\frac{\pi}{2}$  et  $|H(j\omega)| = \frac{K}{2z}$  soit  $G_{dB} = 20 \log\left(\frac{K}{2z}\right)$

Asymptotes :  $\omega \ll \omega_0$  :  $\varphi \approx 0$  et

$\omega \gg \omega_0$  :  $\varphi \approx -\pi$  et  $G_{dB} \approx 20 \log(K) - 40 \log\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$  (droite de pente -40 dB/décade)

Cas  $z > 1$  : tracé plus précis car 2 pulsations de coupure  $\frac{1}{T_1}$  et  $\frac{1}{T_2}$  (écriture sous forme d'un produit de deux premiers ordres, cf. méthode de tracé des diagrammes de Bode quelconques)

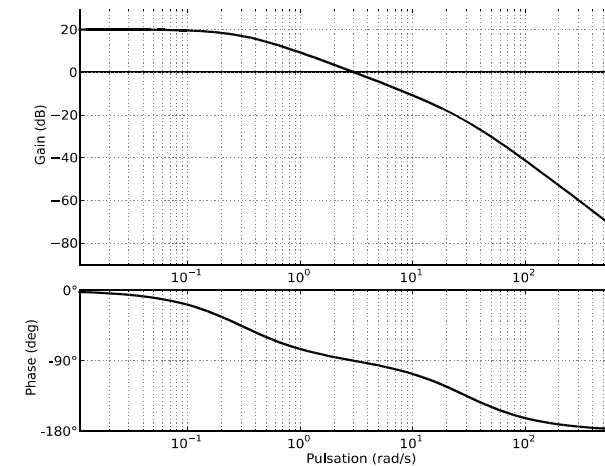
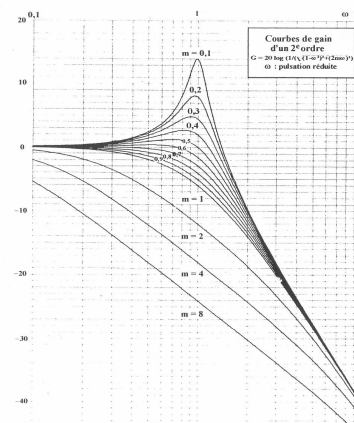
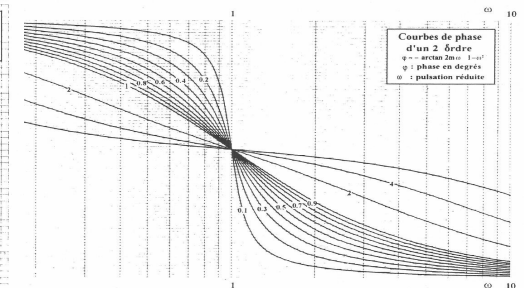


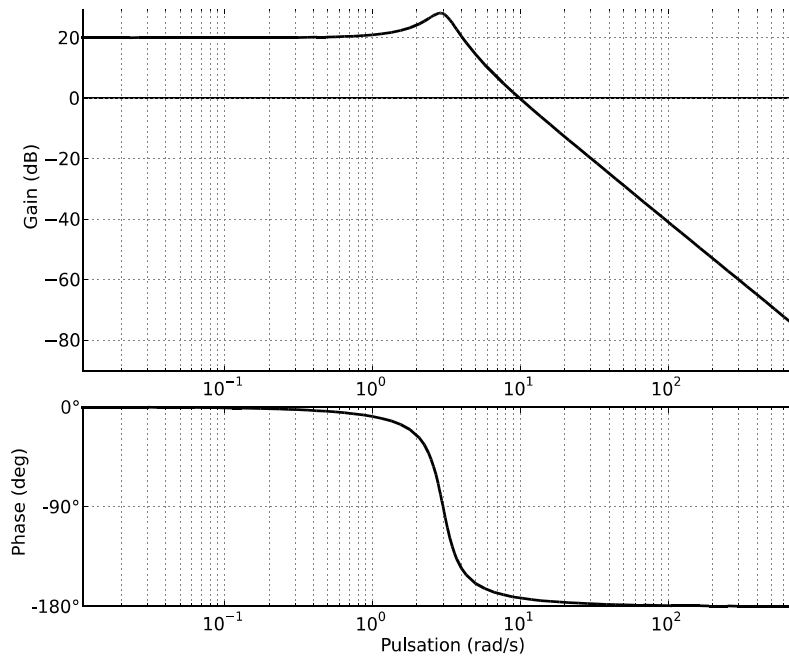
DIAGRAMME DE BODE D'UN 2<sup>nd</sup> ORDRE



Cas  $z < 1$



Exemple :  $z=0.2$ ,  $\omega_0 = 3$ ,  $K=10$



#### Identification fréquentielle

Détermination de K : La valeur asymptotique de la courbe pour  $\omega$  très petit permet de trouver K :  $20 \log(K)$

Détermination de  $\omega_0$  : Il suffit de déterminer la pulsation de coupure pour laquelle la phase est

$\varphi = -\frac{\pi}{2}$  rad On cherche donc sur le diagramme de phase, la pulsation correspondante (cf. expression de la phase)

Détermination de z : Pour déterminer z, deux cas peuvent se présenter (cf. diagrammes de Bode pour différents z):

- cas  $z \geq \frac{\sqrt{2}}{2}$  : Il n'y a pas de résonance.

→ Pour  $\omega = \omega_0$  la valeur du gain réel vaut :  $20 \log\left(\frac{K}{2z}\right)$

- cas  $z \leq \frac{\sqrt{2}}{2}$  : Il y a résonance.

La pulsation de résonance vaut  $\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - 2z^2}$ . Pour  $\omega = \omega_r$  (pulsation de résonance), la valeur du gain vaut :  $20 \log \frac{K}{2z \sqrt{1 - z^2}}$ . On a toujours pour  $\omega = \omega_0$  un gain de  $20 \log\left(\frac{K}{2z}\right)$

#### III.2.5 Quelques caractéristiques des diagrammes

- Bande passante à 0dB (pour la FTBO) = intervalle de fréquence dans lequel  $|H(\omega)| \geq 1$  ou  $G_{dB} \geq 0$
- Bande passante à -3dB = intervalle de fréquence (ou pulsation) pour lequel  $20 \log(|H(\omega)|) \geq 20 \log(K) - 3 \text{ dB}$  ( $[0, \omega_0]$  pour un premier ordre)
- Produit de fonctions de transfert : Addition des courbes de gain ou de phase

#### III.2.6 Tracé des diagrammes de Bode d'une FTBO quelconque

On trace presque toujours les diagrammes de Bode d'une FTBO et non pas d'une FTBF (cf. cours sur la stabilité)

- Écrire la FTBO sous forme canonique élémentaire (produit de premiers et seconds ordres)
- Faire le tableau de variation (noter les pulsations caractéristiques puis les variations de chaque fonction de transfert telles qu'elles apparaissent dans la FTBO)
- Bien écrire la pulsation origine du tableau = décade juste avant 1/10 de la première pulsation caractéristique). Elle correspond à la pulsation origine sur le diagramme semi-log.
- Indiquer dans ce tableau les valeurs caractéristiques du gain (pour la pulsation origine notamment)
- Choisir l'échelle pour le tracé logarithmique à partir de l'origine du tableau retenue
- Tracer et mettre les pentes sur les courbes asymptotiques de gain

w	(choix) 0.1	w1=2	w2=6	w3=50	(choix) 100
	valeur → valeur → valeur →				

Pour la phase, les valeurs (0,-90°,-180°) correspondent aux pentes...

Pour le tracé précis de la phase, chercher les valeurs exactes de la phase (à la calculatrice si nécessaire) pour les pulsations caractéristiques et faire passer la courbe par ces points.