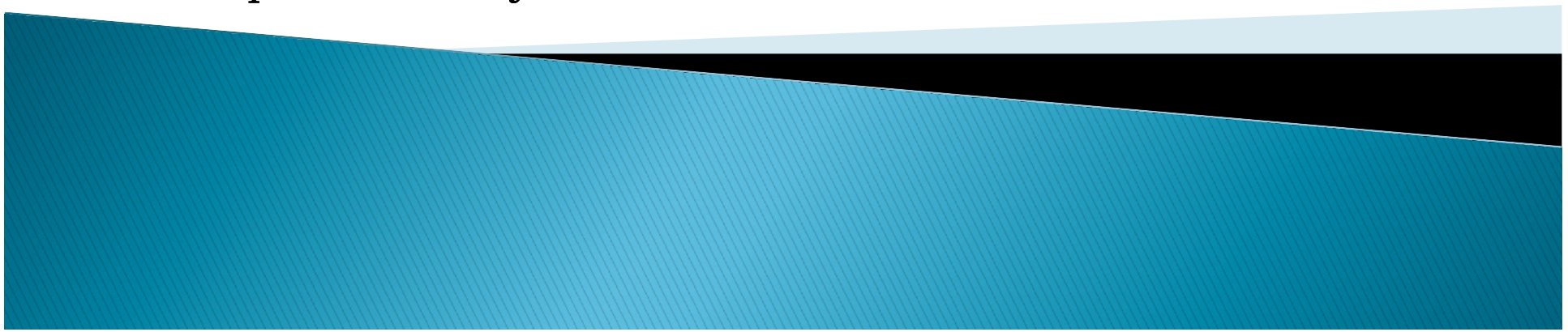
Chapitre 5 : Performances des systèmes asservis : Stabilité-Précision-Rapidité

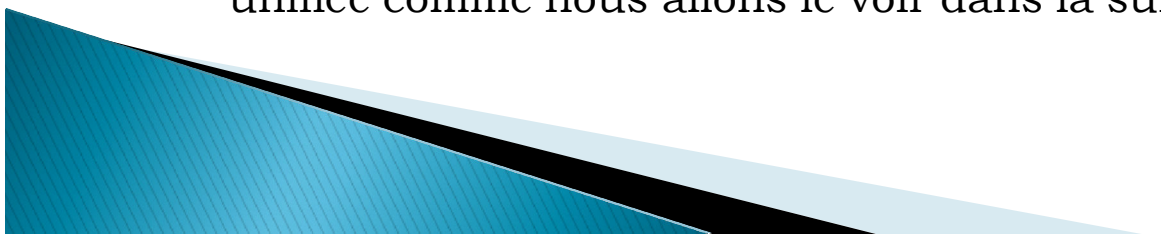
Table des matières

1. Introduction
2. Notion de stabilité d'un système
3. Critère de Routh-Hurwitz
4. Critère de Nyquist simplifié (critère du Révers)
5. Marges de stabilité
6. Précision d'un système asservi
7. Rapidité d'un système asservi



1. Introduction

- La notion de stabilité est fondamentale dans le développement des systèmes de commande et particulièrement pour les architectures de commande à contre-réaction comme il sera vu dans les chapitres suivants.
- En effet, en l'absence de cette propriété qualitative, aucun système n'est utilisable en pratique.
- Il existe plusieurs définitions pour le concept de stabilité. Ceci est lié essentiellement aux propriétés particulières du système que l'on souhaite caractériser à travers une notion de stabilité qui sera adéquate.
- deux autres critères de performance sont, également, étudiés qui sont la précision et la rapidité.
- Dans ce cours, on s'intéresse essentiellement aux systèmes linéaires continus stationnaires qui sont décrits par une représentation entrée-sortie. Pour cette classe, il est possible de proposer une présentation plus unifiée comme nous allons le voir dans la suite.



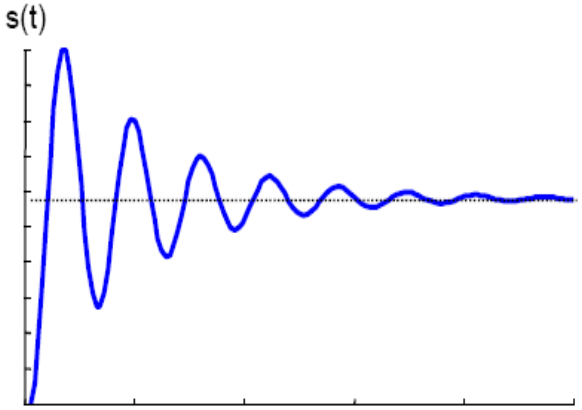
2. Notion de stabilité d'un système

1.1. Définition

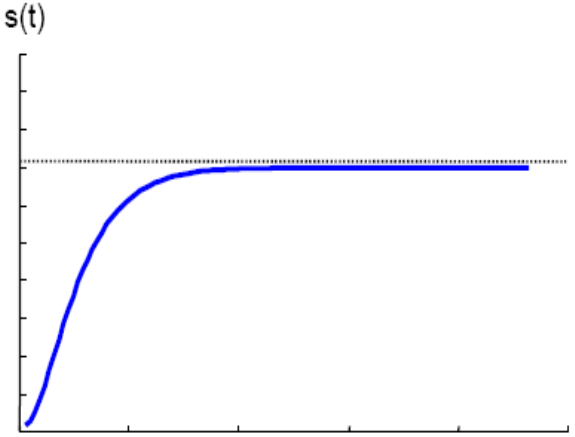
On dira qu'un système linéaire est stable si, après avoir soumis son entrée à une brusque variation (échelon unité, par exemple) :

- le mouvement amorcé par sa sortie reste borné en amplitude (c'est à dire que la sortie garde une valeur finie)
- ce mouvement s'amortit plus ou moins vite et la sortie tend vers un état d'équilibre.

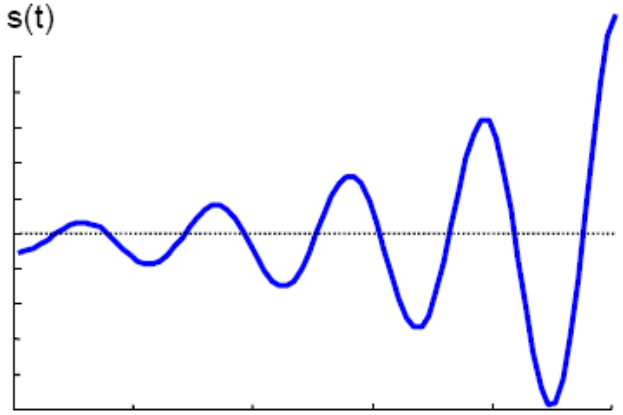
Les réponses indicielles des figures (1) et (2) correspondent a celles de systèmes stables. Nous retrouvons les critères cites ci-dessus.

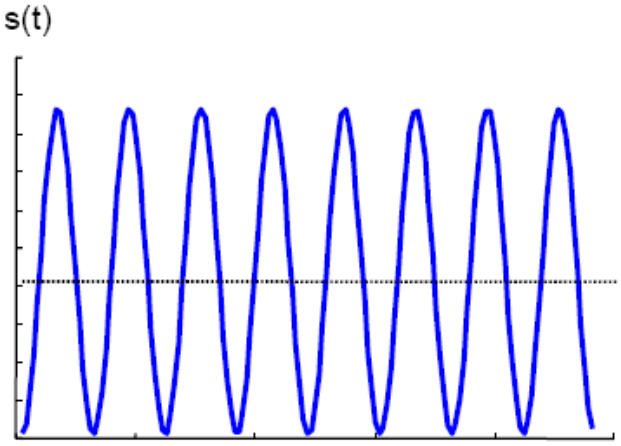


(1) : Système oscillatoire amorti (stable)



(2) : Système non oscillatoire amorti (stable)





(3) : Système oscillatoire divergent (instable)

(4) : Système oscillatoire (marginalement stable)

- La figure 3 est un cas de système instable. Les oscillations sont de plus en plus importantes et le système ne retrouve pas son état d'équilibre.

- Physiquement, un système instable dont la réponse croit sans limite peut se causer des dommages ou en causer a autrui (danger pour l'être humain). En pratique, la majorité des systèmes sont conçus avec des dispositifs de limitation.

- Si on considère le cas ou des oscillations persistent indéfiniment (cas du pompage de la figure 4), on peut considérer le système comme stable (système marginalement stable) puisque sa sortie garde une valeur finie, a condition que l'amplitude ne soit pas trop grande.

La stabilité est une condition impérative. Pour que les systèmes soient utilisables en asservissement, il est absolument nécessaire que les fonctions de transfert en boucle fermée FTBF soient stables. Ceci n'implique toutefois pas que les FTBO soient stables.

1.2. Aspect mathématique de la stabilité

Considérons un système asservi quelconque dont la fonction de transfert est :

$$H(p) = \frac{A(p)}{1 + A(p).B(p)}$$

Si on envoie sur l'entrée un échelon unité E(p)=1/p, alors :

$$S(p) = \frac{1}{p}\frac{A(p)}{1 + A(p).B(p)}$$

Nous avons vu au chapitre 3, que S(p) pouvait se mettre sous la forme d'un quotient de polynômes du type $\frac{N(p)}{D(p)}$ et que celui-ci pouvait se décomposer en une somme de fractions rationnelles :

$$S(p) = \frac{N(p)}{D(p)} = \frac{C_1}{p - p_1} + ... + \frac{C_n}{p - p_n}$$

où les p_i sont les racines réelles ou complexes de D(p).

Prenons, par exemple, le cas où le dénominateur contient des racines nulles (pôles multiples), des racines réelles (pôles réels) et des racines complexes. C'est-à-dire qu'il est de la forme :

$$D(p) = p^{n_0}(p-p_1).....(p-p_{n_1})\left[(p-\alpha_1)^2+\omega_1^2\right].....\left[(p-\alpha_{n_2})^2+\omega_{n_2}^2\right]$$

La décomposition de S(p) en fractions rationnelles sera :

$$S(p) = \sum_{i=1}^{i=n_0}\frac{A_i}{p^i} + \sum_{k=1}^{k=n_1}\frac{B_k}{p-p_k} + \sum_{j=1}^{j=n_2}\frac{C_j p + D_j}{(p-\alpha_j)^2+\omega_j}$$

Les racines complexes étant $\alpha_j \pm j\,\omega_j$ (α_j partie réelle, ω_j partie imaginaire), cherchons l'original s(t) de S(p) qui est la réponse du système à un échelon unité. On trouve :

$$s(t) = A_1 + \sum_{i=2}^{i=n_0}\frac{A_i t^{(i-1)}}{(i-1)!} + \sum_{k=1}^{k=n_1}B_k.e^{p_k t} + \sum_{j=1}^{j=n_2}F_j.e^{\alpha_j t}.\sin(\omega_j t+\phi_j)$$

On constate donc que la *sortie garde une valeur finie* quand $t \rightarrow \infty$, si les conditions suivantes sont remplies :

- Les p_k et les α_j doivent être négatifs pour que les exponentielles correspondantes soient décroissantes.
- Les A_i doivent être nuls sauf A_1.

1.4. Conditions de stabilité

Un système linéaire est stable si aucune des racines du dénominateur de sa fonction de transfert n'a de partie réelle positive.

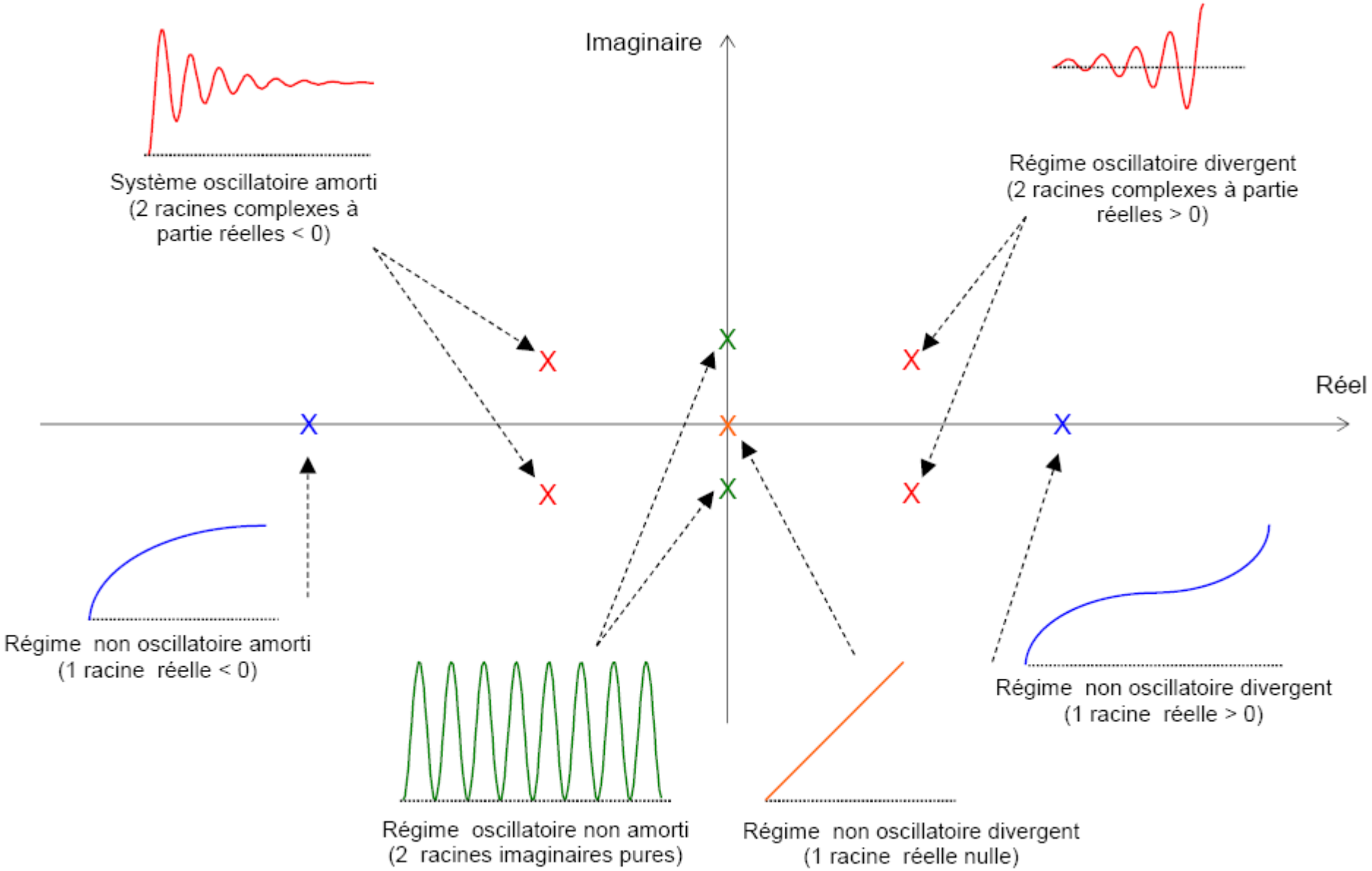
Cela exclut :

- Les racines réelles positives.
- Les racines complexes a parties réelles positives.

On peut formuler ceci autrement :

- *Un système asservi bouclé est stable si tous les pôles de la FTBF sont localisés dans le demi-plan gauche du plan complexe.*
- *Un système asservi bouclé est instable si sa FTBF comprend, au moins, un pôle localisés dans le demi-plan droit du plan complexe et/ou des pôles de multiplicité > 1 sur l'axe imaginaire.*
- *Si le système comprend une seule paire de pôle sur l'axe imaginaire ou un pôle unique à l'origine, le système est dit marginalement stable. Sa réponse sera oscillatoire non amortie ou non oscillatoire à variation constante lorsque* $t \to \infty$.

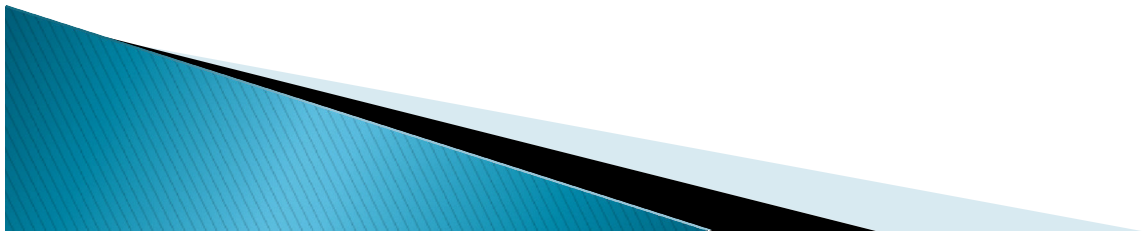
Récapitulatif des comportements des systèmes selon la position et le signe des pôles (selon les réponses indicielles).



Mais les conditions de stabilité ainsi définies ne sont pas suffisantes pour caractériser un système asservi : ***un système très mal amorti sera inutilisable, il faudra donc toujours définir des marges dites de sécurité sur les coefficients d'amortissement.***

Remarque à propos des systèmes instables :

> Quand on a affaire a un système instable, sa sortie tend théoriquement vers l'infini si on soumet son entrée a une brusque variation. En réalité, sa sortie ne tend pas vers l'infini, mais vers une valeur qui correspond a la saturation. Cette valeur peut être très grande et conduire a la destruction du système. En tout état de cause, dans le cas ou la fonction de transfert a des pôles a parties réelles positives, le système sort rapidement de son domaine de linéarité et ses équations ne sont plus valables.



1.5. Etude de la stabilité d'un système bouclé

Le système asservi bouclé de la figure suivante a pour fonction de Transfert :

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

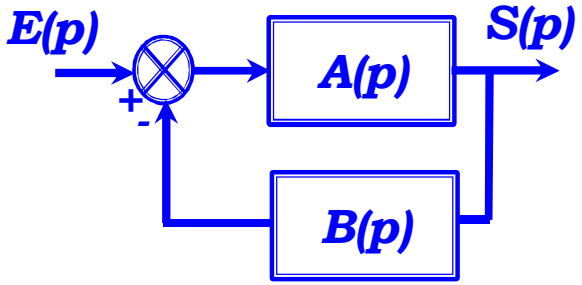


Schéma fonctionnel d'un système asservi bouclé

Sa stabilité est conditionnée par le signe des parties réelles des racines du dénominateur. Il suffira, donc, d'étudier l'équation : ***1 + A(p).B(p) = 0***, et de chercher le signe de ses racines. Plusieurs moyens sont possibles pour y arriver :

a) 1er moyen : Calculer les racines de 1 + A(p).B(p) = 0

Cette méthode est bonne puisqu'elle nous donne également les valeurs des racines en plus de leurs signes. Mais elle est pratiquement inapplicable à cause de la grande difficulté qu'elle présente si le degré du polynôme est important. L'usage d'un ordinateur peut simplifier le travail, car il peut aussi tracer le lieu des racines quand on fait varier les paramètres. C'est une méthode très puissante.

b) *2ème moyen : Discuter le signe des racines sans les calculer*, à partir des coefficients du dénominateur (critère de Routh-Hurwitz)

Malheureusement, si le système trouvé est instable, on ne sait pas sur quel paramètre il faut agir pour le rendre stable. Il faut en plus connaître la fonction sous sa forme mathématique.

c) *3ème moyen : Utiliser le critère de Nyquist (méthode graphique).*

Cette méthode est intéressante car elle n'a pas les inconvénients du critère de Routh. A savoir, on peut utiliser directement les résultats expérimentaux sans connaître les équations du système et elle montre graphiquement sur quels paramètres on peut agir pour rendre le système stable.

3. Critère de Routh Hurwitz

2.1. Enoncé du critère

Soit ***P(p)*** le dénominateur de la fonction de transfert en boucle fermée (Équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée). ***P(p)*** peut être écrit sous la forme :

$$P(p) = 1+A(p).B(p) = a_0 p_n + a_1 p_{n-1} + \ldots\ldots\ldots\ldots + a_{n-1} p + a_n$$

Pour que le système soit stable, il faut et il suffit que les racines de ***P(p)*** n'aient pas de parties réelles positives.

a - Critère d'Hurwitz

Ce critère (nécessaire mais pas suffisant) indique que le système est instable si les a_i sont de signes différents ou certains sont nuls.

b - Critère de Routh-Hurwitz

La condition nécessaire et suffisante de stabilité est alors que tous les termes de la 1ère colonne du tableau de Routh soient de même signe.

On construit le tableau de Routh de la manière suivante :

Pour $\boldsymbol{P(p) = 1+A(p).B(p) = a_0p_n + a_1p_{n-1} + \ldots\ldots\ldots\ldots + a_{n-1}p + a_n}$, le tableau de Routh est simplement une matrice carrée avec une ligne pour chaque puissance de p dans le polynôme de l'équation caractéristique.

p^n	:	•	1ère ligne :	coefficients des termes en p^{n-2k}	(avec k = 0,1, 2,…)
p^{n-1}	:	•	2ème ligne :	coefficients des termes en $p^{n-(2k+1)}$	(avec k = 0,1, 2,…)
p^{n-2}	:	•	3ème ligne :	combinaison des 2 lignes précédentes	
p^{n-3}	:	•	4ème ligne :	combinaison des 2 lignes précédentes	
⋮		⋮			
⋮		⋮			
p^0	:	•	dernière ligne :	combinaison des 2 lignes précédentes	

Si, par exemple, $P(p) = a_0 p^7 + a_1 p^6 + a_2 p^5 + a_3 p^4 + a_4 p^3 + a_5 p^2 + a_6 p + a_7$, alors le tableau de Routh se construit comme suite :

p^7 :	a_0	a_2	a_4	a_6
p^6 :	a_1	a_3	a_5	a_7
p^5 :	$b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1}$	$b_3 = \frac{a_1 a_4 - a_0 a_5}{a_1}$	$b_5 = \frac{a_1 a_6 - a_0 a_7}{a_1}$	
p^4 :	$c_1 = \frac{b_1 a_3 - a_1 b_3}{b_1}$	$c_3 = \frac{b_1 a_5 - a_1 b_5}{b_1}$	$c_5 = \frac{b_1 a_7 - a_1 .0}{b_1} = a_7$	
p^3 :	$d_1 = \frac{c_1 b_3 - b_1 c_3}{c_1}$	$d_3 = \frac{c_1 b_5 - b_1 c_5}{c_1}$		
p^2 :	$e_1 = \frac{d_1 c_3 - c_1 d_3}{d_1}$	$e_3 = \frac{d_1 c_5 - c_1 .0}{d_1} = c_5$		
p^1 :	$f_1 = \frac{e_1 d_3 - d_1 e_3}{e_1}$			
p^0 :	$g_1 = \frac{f_1 e_3 - e_1 .0}{f_1} = e_3$			

Routh a démontré que le nombre de " pôles instables " (c'est-à-dire le nombre de pôles à parties réelles positives) de la fonction de transfert en boucle fermée est égal au nombre de changement de signe que comporte la 1ère colonne, lue de haut en bas.

➡ *Si ce nombre est différent de zéro, alors le système est instable.*

Remarques :

Cette méthode a l'avantage d'être rapide est exacte, mais elle ne donne pas une mesure de la stabilité comme les autres critères ; car elle se borne à dire si le système est stable ou non. De plus, elle est inapplicable si on ne connaît pas l'expression mathématique de la fonction de transfert. Le critère de Routh est intéressant pour connaître le nombre de racines réelles positives, mais il est incapable de donner des renseignements sur l'amortissement du système quand celui-ci est stable.

La méthode est cependant en défaut dans les 2 cas suivants :

- Si tous les coefficients d'une ligne sont nuls.
- Si un terme de la 1ere colonne de gauche est nul a l'exclusion des autres termes de la même ligne.

- *Exemple 1*

$P(p) = p^3 + 3p^2 + 3p + 1 + K$ (K gain variable)

1ère condition (critère d'Hurwitz) : $1 + K > 0$ ➔ $K > -1$

2ème condition (critère de Routh-Hurwitz) : tableau de Routh

p^3 :	1	3
p^2 :	3	1+K
p^1 :	$\frac{9-(1+K)}{3}$	
p^0 :	1+K	

Pour que le système soit stable, il faudrait que : $\begin{cases} \frac{9-(1+K)}{3} > 0 \\ 1+K > 0 \end{cases}$

C'est-à-dire : $-1 < K < 8$ (condition nécessaire et suffisante de stabilité)

Si cette condition n'est pas vérifiée, c'est-a-dire, si :

- $K < -1$, il y a 1 seul changement de signe dans la 1ère colonne; donc un seul pôle instable.
- $K > 8$, il y a 2 changement de signe dans la 1ère colonne; donc 2 pôles instables.
- Si ($K = -1$ ou $K = 8$), (frontière entre la stabilité et l'instabilité) on dit que le système est oscillant (marginalement stable).

- *Exemple 2 (ligne complète de zéros)*

Nous avons dit que si une ligne complète était composée de zéro, la méthode était en défaut. En fait, il est quand même possible d'en tirer des conclusions moyennant certains aménagements.

Si $P(p) = p^5 + 7p^4 + 6p^3 + 42p^2 + 8p + 56$

Alors, le tableau de Routh est :

p^5 :	1	6	8
p^4 :	7→1	42→6	56→8
p^3 :	0	0	
p^2 :	-	-	
p^1 :	-		
p^0 :	-		

Division de la ligne par 7

La 3ème ligne est nulle. On substitue alors à cette ligne les coefficients obtenus en différentiant une fonction fictive, appelée polynôme auxiliaire, construite sur la ligne précédant la ligne nulle. Le polynôme auxiliaire pour l'exemple en cours s'écrit :

$$Q(p) = p^4 + 6p^2 + 8$$

Si nous le dérivons, par rapport à p, nous obtenons alors :

$$\frac{dQ(p)}{dp} = 4p^3 + 12p + 0$$

Les coefficients de ce polynôme remplacement ceux de la ligne nulle dans le tableau initial. Le tableau devient alors :

p^5 :	1	6	8
p^4 :	1	6	8
p^3 :	4→1	12→3	
p^2 :	3	8	
p^1 :	1/3		
p^0 :	8		

Il n'y a aucun changement de signe sur la 1ere colonne du tableau, donc aucune racine a partie réelle positive. Le système est donc stable.

- *Exemple 3 (un zéro sur la première colonne)*

Si le premier élément de la ligne est nul, la ligne suivante ne pourra pas être calculée car il y aurait une division par zéro. Pour éviter cela, on utilise un nombre de valeur très faible ε (epsilon) pour remplacer le zéro de la première colonne. ε peut tendre vers zéro par valeur positive ou négative, pour permettre par la suite le calcul du nombre de changement de signe de la première colonne.

$$P(p) = p^5 + 2p^4 + 3p^3 + 6p^2 + 5p + 3$$

Alors, le tableau de Routh est :

p^5 :	1	3	5
p^4 :	2	6	3
p^3 :	$0 \rightarrow \varepsilon$	7/2	
p^2 :	$\frac{6\varepsilon - 7}{\varepsilon}$	3	
p^1 :	$\frac{42\varepsilon - 49 - 6\varepsilon^2}{12\varepsilon - 14}$		
p^0 :	3		

Considérons uniquement le changement de signe dans la première colonne et calculons le signe de chaque ligne dans les 2 cas ($\varepsilon \to 0^+$ et $\varepsilon \to 0^-$) :

	1ère colonne	$\varepsilon \to 0+$	$\varepsilon \to 0-$
p^5 :	1	+	+
p^4 :	2	+	+
p^3 :	$0 \to \varepsilon$	+	–
p^2 :	$\frac{6\varepsilon - 7}{\varepsilon}$	–	+
p^1 :	$\frac{42\varepsilon - 49 - 6\varepsilon^2}{12\varepsilon - 14}$	+	+
p^0 :	3	+	+

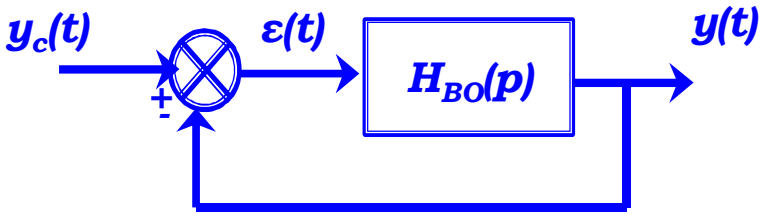
Si ε est choisi positif, il y a 2 changements de signe. S'il est choisi négatif, il y a également 2 changements de signe. Le système a donc 2 pôles dans le demi-plan droit du plan complexe (2 pôles instables) et ce n'est pas important si nous choisissons d'approcher le zéro par valeur positive ou négative. Ceci est toujours le cas.

4. Critère de Nyquist simplifié (critère du Revers)

Le critère de Nyquist permet de déterminer la stabilité d'un système bouclé sur la base de sa réponse harmonique en boucle ouverte.

- Dans ce paragraphe, on considère la stabilité du système bouclé comme illustré par la figure suivante :

$$H_{BO}(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$$

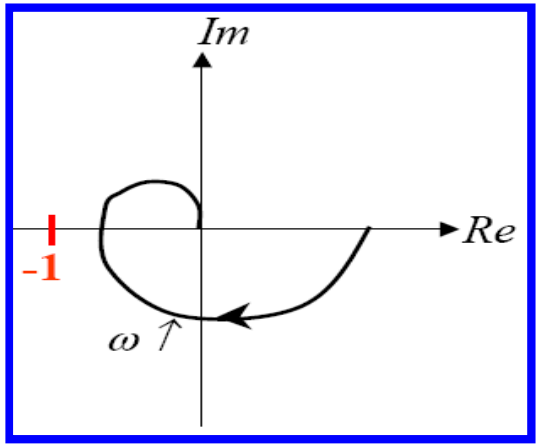


$$H_{BF}(p) = \frac{H_{BO}(p)}{1 + H_{BO}(p)} \qquad \Leftrightarrow H_{BF}(p) = \frac{N(p)}{D(p) + N(p)}$$

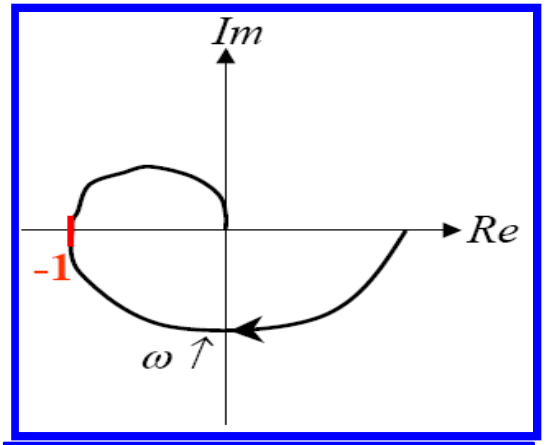
- Pour étudier la stabilité de ce système, on peut utiliser :
  - Le critère de Routh sur l'équation caractéristique.
  - Le critère de Nyquist simplifié appelé critère du revers. Ce critère peut s'appliquer indifféremment dans le plan de Nyquist et dans le plan de Black.

Critère du revers dans le lieu de Nyquist

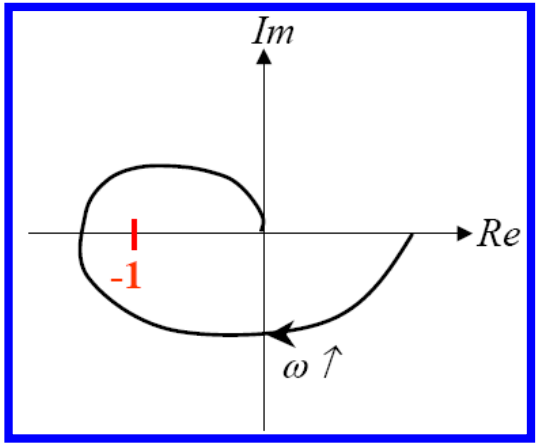
> *Si le système est stable en boucle ouverte ($H_{BO}(p)$ n'a pas de pôles ni zéros instables), une condition nécessaire et suffisante de stabilité du système en boucle fermée est qu'en parcourant le lieu de Nyquist de $H_{BO}(p)$ dans le sens des pulsations ω croissantes, on laisse le point critique (–1,0) à gauche.*



Stabilité en boucle fermée



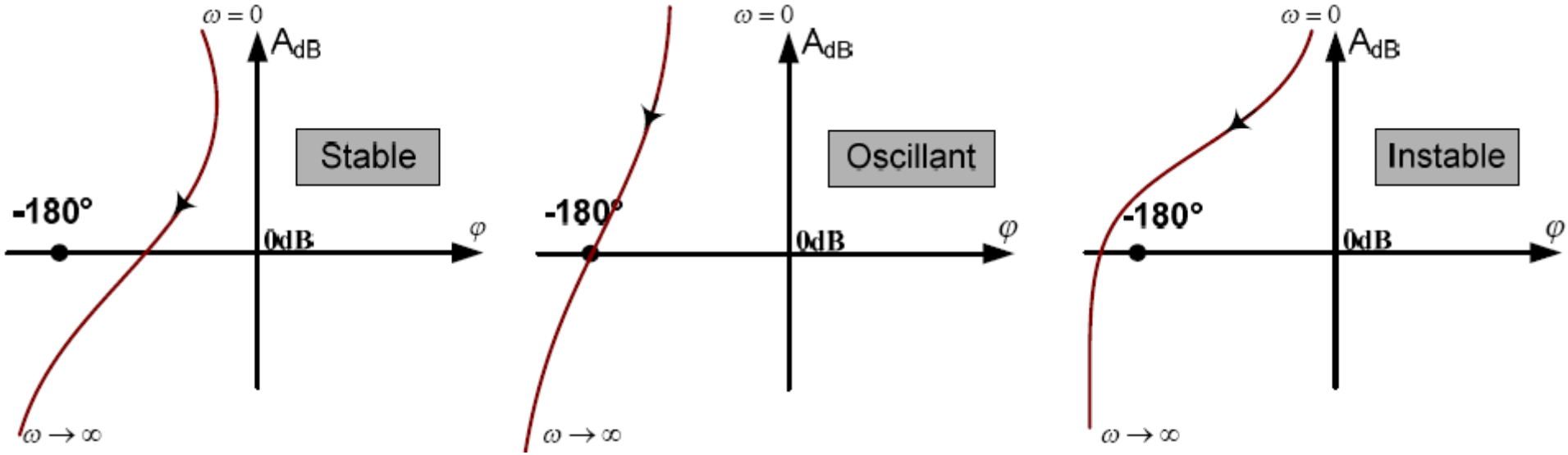
Limite de stabilité en boucle fermée (système juste oscillant)



Instabilité en boucle fermée

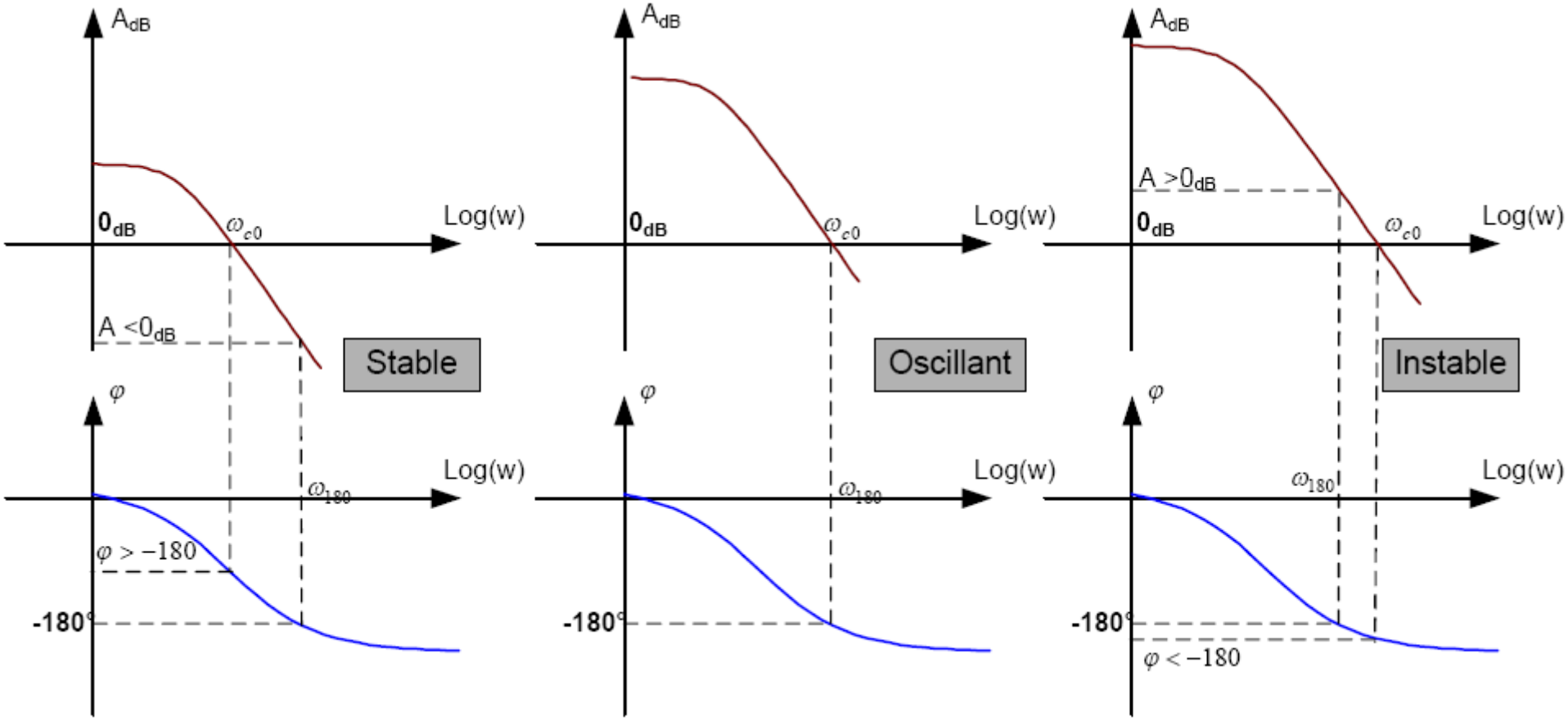
Critère du revers dans le plan de Black

Soit ω_{c0} la pulsation telle que $|H_{BO}(j\omega_{c0})|=1$. La condition de stabilité asymptotique du critère du revers impose que le déphasage $\varphi_{BO}(\omega_{c0})$ soit supérieur à $-\pi$ ($arg(H_{BO}(j\omega_{c0})>-\pi$) c'est-à-dire en parcourant le lieu de Black dans le sens des ω croissantes, on laisse le point critique $(-\pi,0)$ à droite.



Critère du revers sur le lieu de Bode

Un système à déphase minimal sera stable en boucle fermée si le gain en BO est inférieur à 1 (ou < 0dB) lorsque le déphasage atteint -180°.



5. Marges de stabilité

■ Pour un système stable en Boucle Ouverte, nous venons de voir que la stabilité en Boucle Fermée dépend de la position du lieu de Nyquist de la FTBO par rapport au point critique (-1,0). Mais la tendance vers l'instabilité est graduelle : plus le lieu de Nyquist est proche du point critique, moins le degré de stabilité est bon, et plus on aura par exemple d'oscillations avant stabilisation en boucle fermée.

■ De façon a quantifier le degré de stabilité d'un système asservi, il est donc utile de chiffrer la distance entre le lieu de Nyquist et le point critique (–1, 0). La mesure effective de la distance minimum n'étant pas chose aisée d'un point de vue mathématique, on préfère, de manière traditionnelle, évaluer indirectement cette distance par les mesures des marges de phases $\Delta\varphi$ et de gain $\Delta \boldsymbol{G}$. Ces marges représentent des marges de sécurité par rapport a l'état instable.

Ces grandeurs sont définies de la manière suivante :

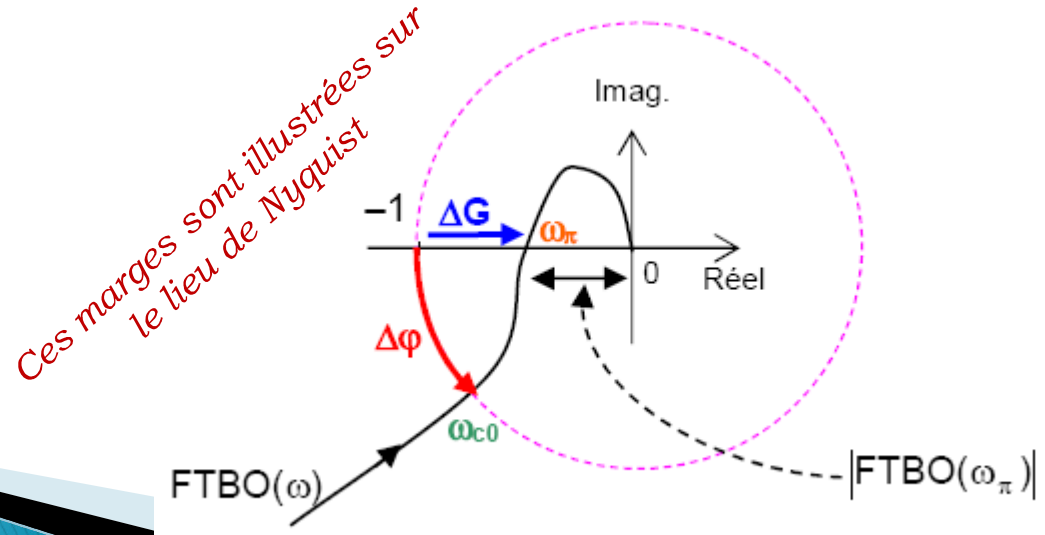
- *La marge de phase $\Delta\varphi$ d'un système est mathématiquement la différence entre la phase de FTBO($\omega c0$) c'est-à-dire φ ($\omega c0$), et –180° :* $\Delta\varphi = \varphi(\omega c0) + 180°$

La marge de phase permet de préserver la stabilité en dépit de la présence de retards parasites – par exemple dus à la transmission des signaux – dont on n'a pas tenu compte au moment de l'étude de la stabilité.

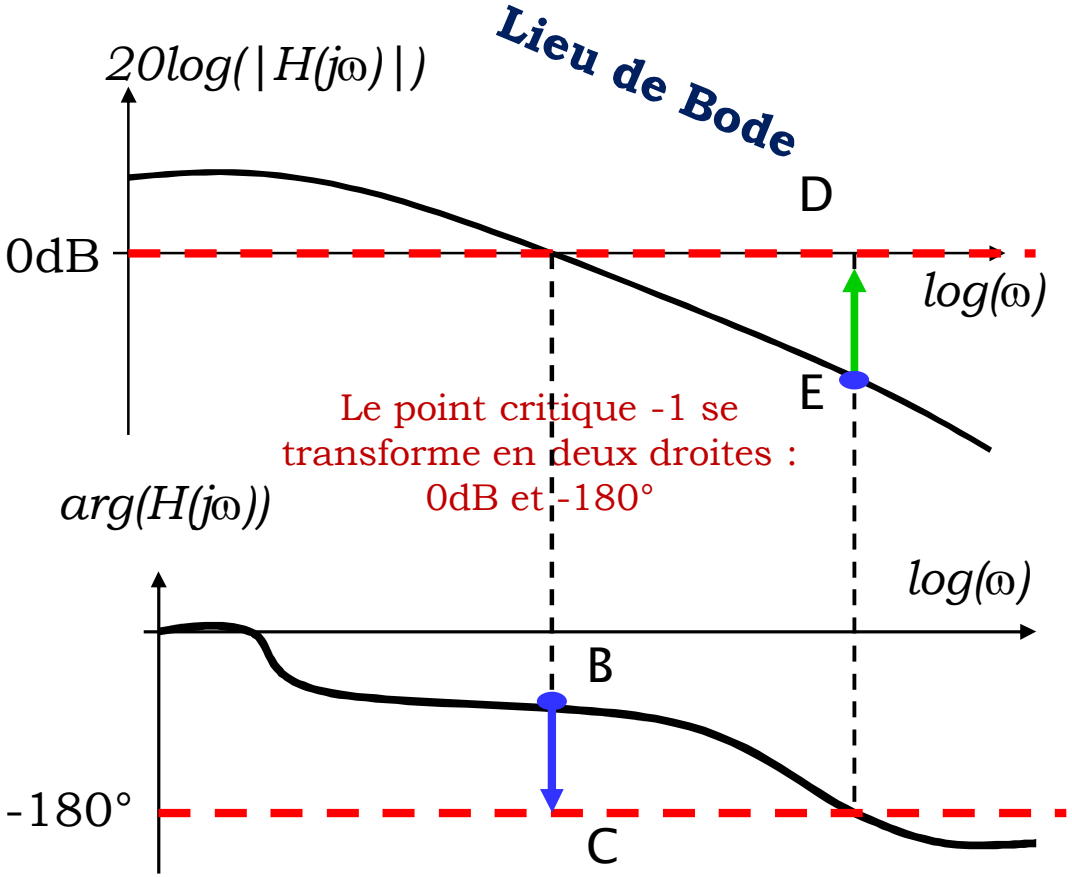
- *La marge de gain ΔG a pour expression :* $\Delta G = \dfrac{1}{|FTBO(\omega_\pi)|}$

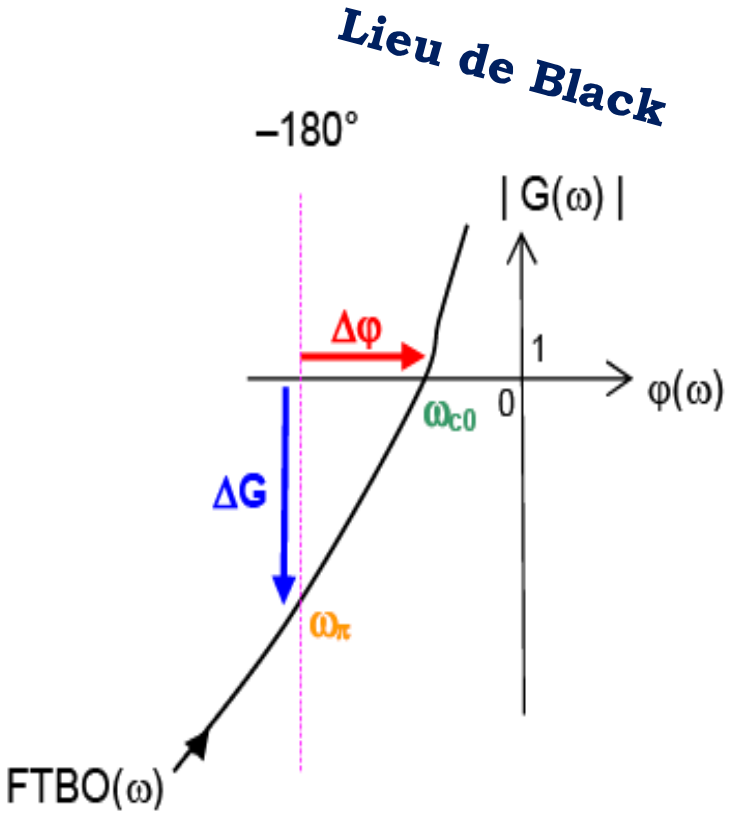
Elle permet de préserver la stabilité en dépit des fluctuations de gain, qui affectent, en particulier, les amplificateurs de la chaîne de puissance.

Pour qu'un système soit stable, il faudrait que : $\Delta\varphi > 0$ *et* $\Delta G > 0$



5.1. Critère de Stabilité utilisant les courbes de Bode et de Black





$\vec{ED}$: Marge de gain

$\vec{BC}$: Marge de phase

5.2. Valeurs usuelles de $\Delta\varphi$ et ΔG

Les marges définies ci-dessus permettent d'évaluer la distance entre le point critique et le lieu de Nyquist en boucle ouverte. Imposer leurs valeurs revient a s'assurer que l'on ait jamais module de la FTBO = –1, c'est-adire jamais simultanément (pour la même pulsation) : module de la FTBO = –1 et sa phase =-180°.

L'expérience montre que pour des systèmes classiques (notamment a phase minimale), un bon degré de stabilité en boucle fermée est obtenu si l'on est capable d'imposer :

- $\Delta\varphi$ = ***45°→ 60°***
- ΔG = ***8 → 15dB***

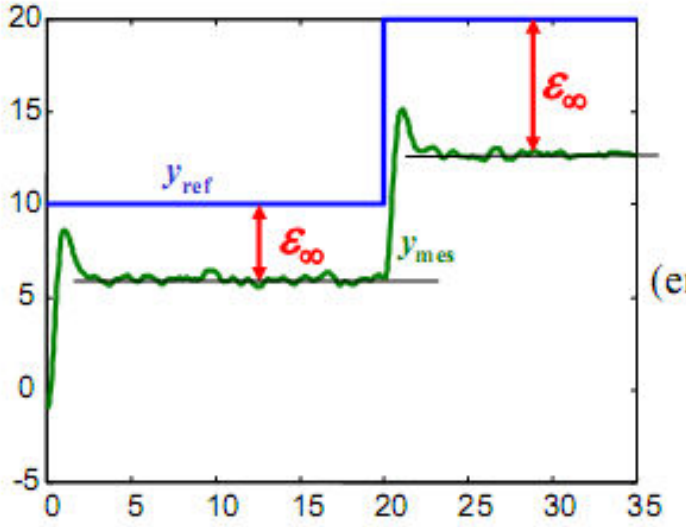
Avec ces valeurs, on obtient dans la plupart des cas une paire de pôles dominants en boucle fermée caractérises par un coefficient d'amortissement ξ **≈ 0,5 …0,707.**

Pour régler la stabilité d'un système, il est souvent délicat de raisonner en tenant compte des deux marges a la fois. Dans ce cas, on privilégie, en général, la marge de phase $\Delta\varphi$.

6. Précision d'un système asservi

La précision de la loi de commande est estimée à travers l'écart (ou erreur) entre le signal de référence et la sortie mesurée en régime établi (ou permanent).

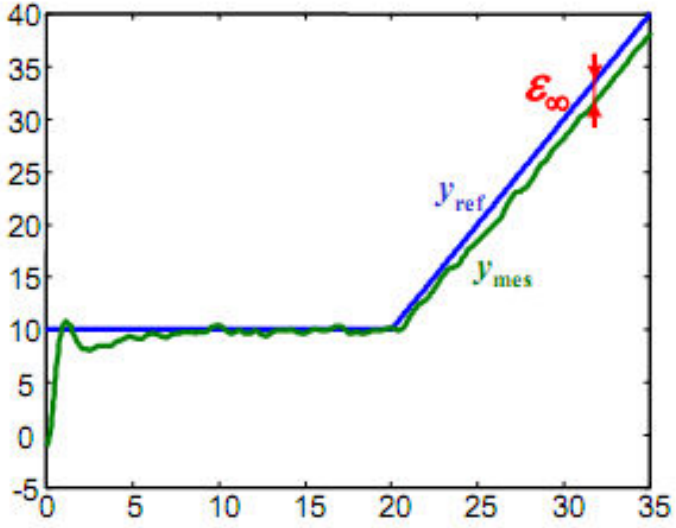
Plus l'écart est faible, plus la loi de commande est précise.



$\varepsilon_\infty = y_{ref} - y_{mes}$

(en régime permanent)

L'écart absolu est ici une erreur statique. Il peut être différent suivant le niveau des signaux exogènes



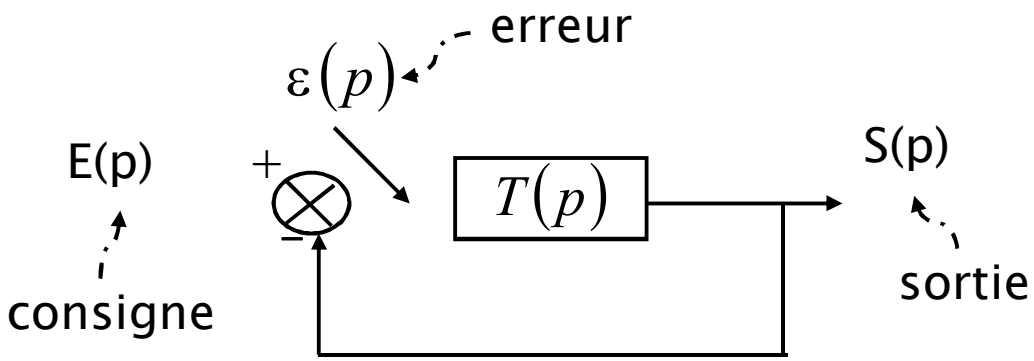
Le signal de référence est ici une rampe. L'écart absolu est appelé erreur de traînage

Cas d'un système en boucle fermée

$$S(p) = T(p)\varepsilon(p)$$

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p)$$

$$\varepsilon(p) = \frac{1}{1+T(p)} E(p)$$



L'erreur, caractérisant la précision, est fonction uniquement de l'entrée ***e(t)*** et la fonction de transfert en boucle ouverte ***T(p)***.

$$\varepsilon(t) = \mathcal{L}^{-1}(\varepsilon(p))$$

Erreur transitoire ($0 < t < t_1$) ➔ précision dynamique

Erreur permanente (t ➔ infini) ➔ précision permanente

Remarque :

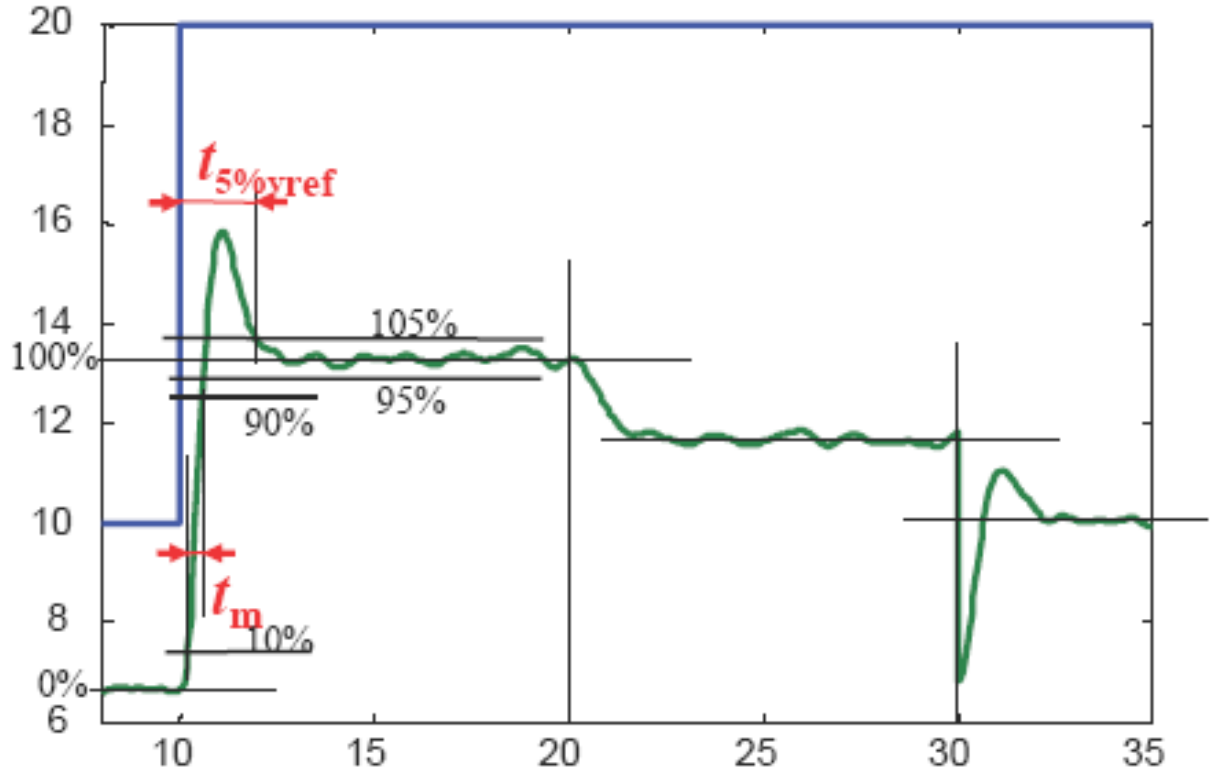
On s'intéresse surtout au régime permanant : ε(infini)

6. Rapidité d'un système asservi

Rapidité dans le domaine temporel

Dans le domaine temporel, la rapidité se mesure notamment par :

- le temps de montée et de réponse lors de la réponse à la consigne
- les temps de réponses nécessaires au rejet des perturbations



Rapidité dans le domaine fréquentiel

Dans le domaine fréquentiel, la rapidité se mesure notamment par :

• la bande passante vis-à-vis de la réponse à la consigne $T(p)=\frac{Y_{mes}(p)}{Y_{ref}(p)}$ à savoir la plage fréquentielle [0, *pulsation de coupure* à -3 ou -6dB (ω_c)]

• les bandes de rejet vis-à-vis des perturbations $S(p)=\frac{Y_{mes}(p)}{P_y(p)}$ à savoir la plage fréquentielle [0, *pulsation de coupure* à -3 ou -6dB (ω'c)]

