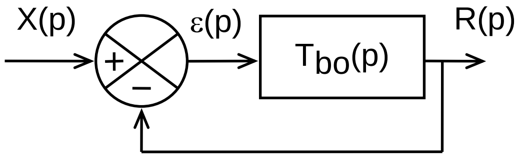
# 1. La stabilité d'un système asservi

## *1.1. rappel du problème posé*




Le système asservi réduit a pour **transmittance en boucle fermée**

$$T_{bf}(p) = \frac{R(p)}{X(p)} = \frac{T_{bo}(p)}{1 + T_{bo}(p)}\,.$$

La stabilité est une notion liée au **régime transitoire**.

Le **critère de stabilité d'un système linéaire** a déjà été cité lors de l'étude des systèmes linéaires : tous les pôles de la fonction de transfert T(p) doivent avoir une partie réelle négative.

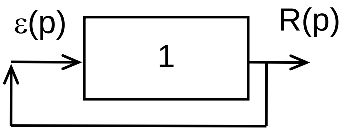
Si on ne dispose pas d'une méthode pour déterminer les pôles, on étudie la stabilité à partir de l'équation du dénominateur de la FTBO. Si on ne dispose pas de l'équation mathématique, l'étude se fait à l'aide des diagrammes de Bode ou de Nyquist de la FTBO qu'il est toujours possible de relever expérimentalement.

## *1.2. conditions d'oscillation en boucle fermée*

Cette condition est évidemment à éviter en asservissement si on ne souhaite pas obtenir un oscillateur. On réalise un oscillateur s'il existe une pulsation $\omega_o$ (ou fréquence $f_o$) pour laquelle la FTBF est "infinie".

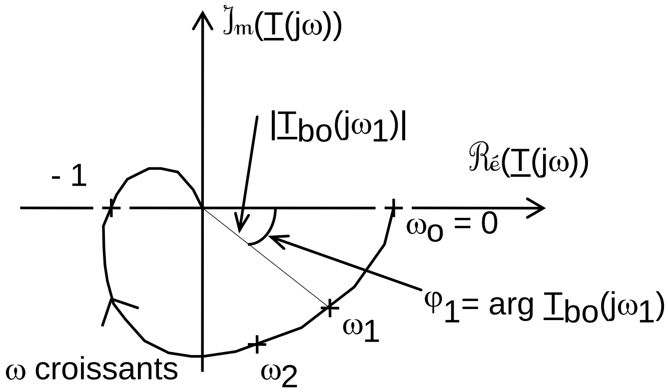
Dans ce cas il suffit d'un parasite ou un bruit contenant dans son spectre la fréquence $f_o$ pour que la sortie produise un signal sinusoïdal de même fréquence $f_o$.

$$\mathbf{\underline{T}_{bf}(j\omega_o) = \frac{\underline{T}_{bo}(j\omega_o)}{1 + \underline{T}_{bo}(j\omega_o)} \rightarrow +\infty \quad \text{si} \quad \underline{T}_{bo}(j\omega_o) = -1}$$




Dans ce cas l'amplification dans la boucle, à cause de l'inversion au niveau du comparateur est de + 1. L'oscillateur est un serpent qui se mord la queue.

**Le lieu de Nyquist de la FTBO** d'un tel système oscillant passe donc par le point appelé **le point critique** d'affixe **-1** comme le montre la figure ci-contre.

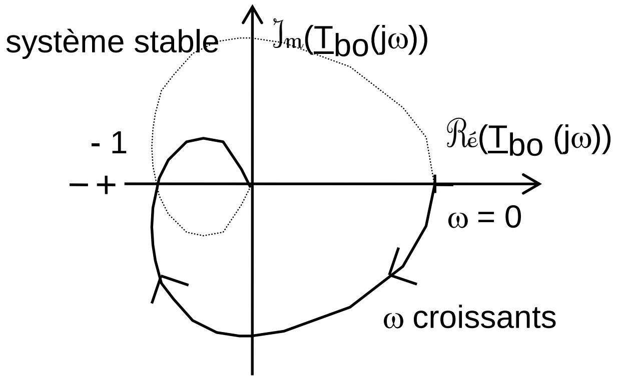


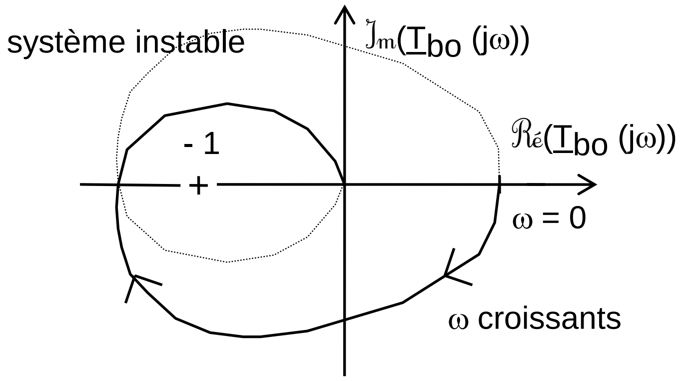

Remarque : le lieu de Nyquist représenté correspond à un passe-bas d'ordre 3 : lorsque $\omega$ croît de 0 à l'infini, l'amplification $|\underline{T}_{bo}(j\omega)|$ diminue et la phase passe de 0 à $-\frac{3\pi}{2}$ (-270°).

### *1.3. critères de Nyquist et du revers*

Le **critère de Nyquist** :

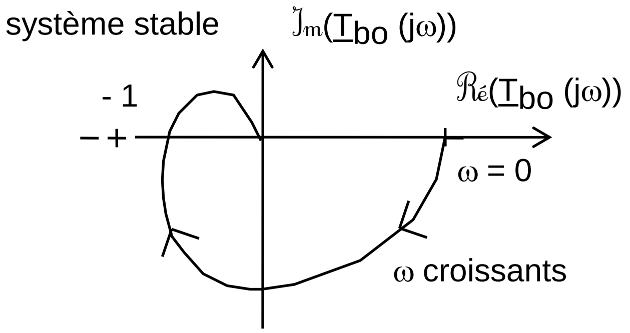
| |
|---|
| **un système asservi est stable en boucle fermée si le lieu de Nyquist de la FTBO n’entoure par le point critique d’affixe - 1.** |

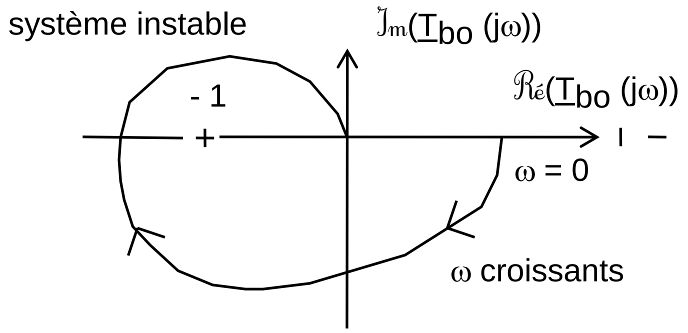


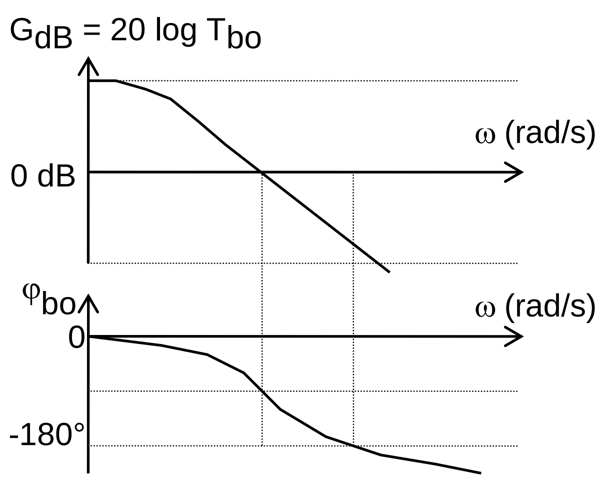

Le **critère du revers** est une simplification du théorème précédent :

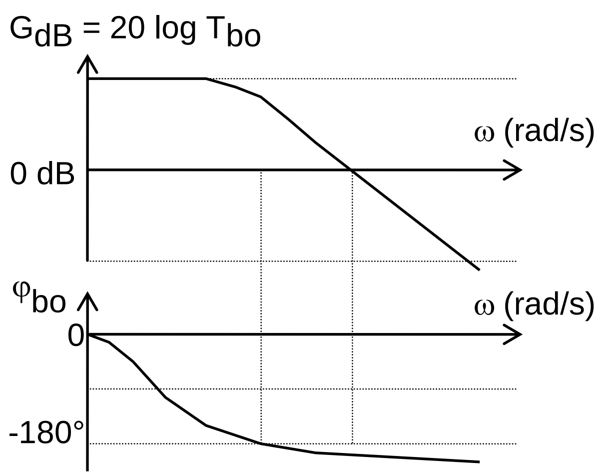
| |
|---|
| **un système asservi est stable en boucle fermée si le lieu de Nyquist de la FTBO passe à droite du point critique d’affixe - 1 pour les ω croissants.** |




Extension du critère de stabilité au plan de Bode :



### 1.4. *les marges de stabilité*

Si le lieu de Nyquist est trop poche du point critique le système risque l'instabilité.
Les marges de gain et de phase sont des critères servant à **quantifier l'éloignement du lieu de Nyquist de la FTBO au point critique**.

**a) <u>la marge de phase</u> $M_\varphi$**

| | |
|---|---|
| la marge de phase vaut | $\mathbf{M_\varphi = 180° + \arg \underline{T}_{bo}(j\omega_T)}$ |

où $\omega_T$ est la **pulsation de transition** ou de croisement,

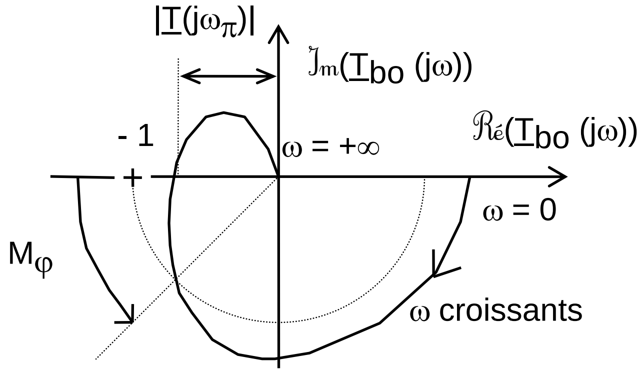
c'est la pulsation pour laquelle le module de la FTBO est de 1,
c'est la pulsation pour laquelle le gain est de 0 dB

**b) <u>la marge de gain</u> $M_G$**

| | |
|---|---|
| la marge de gain $M_G$ vaut | $\mathbf{M_G = -20 \log \lvert \underline{T}(j\omega_\pi) \rvert}$ |

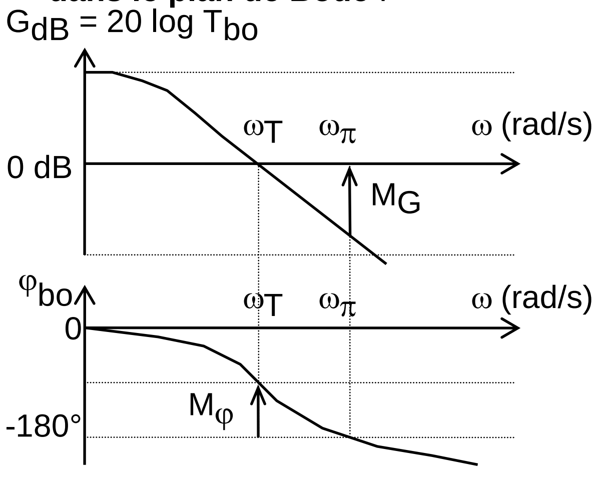
où $\omega_\pi$ est la pulsation pour laquelle l'argument est de $\pi$

**c) les marges de gain et de phase dans le plan de Nyquist**

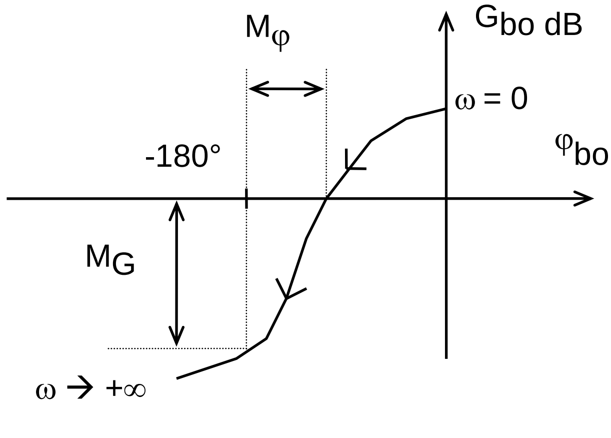



**d) les marges de gain et de phase**

**dans le plan de Bode** :




**dans le plan de Black** :




le point critique –1 correspond à $G_{dB}$ = 0 dB et -180°

**e) <u>les degrés de stabilité suffisants</u>**

| |
|:---:|
| **les degrés de stabilité suffisants correspondent à** |
| $\mathbf{M_\varphi > 45°}$ **et** $\mathbf{M_G > 6\ dB}$ |

**g) exemple** :

Prenons le cas très courant d'un processus dont la FTBO s'écrit $\mathbf{T_{bo}(p) = \dfrac{T_o}{p\,(1+\tau\,p)}}$

En effet cette FTBO correspond à un intégrateur suivi d'un système du premier ordre de constante de temps $\tau$.

➔ $\mathbf{T_{bf}(p) = \dfrac{T_{bo}}{1+T_{bo}} = \dfrac{1}{1+\dfrac{1}{T_{bo}}} = \dfrac{1}{1+\dfrac{p(1+\tau p)}{T_o}} = \dfrac{1}{1+\dfrac{p}{T_o}+\dfrac{\tau}{T_o}p^2}}$ système du deuxième ordre,

et par identification avec $\mathbf{\dfrac{K}{1+\dfrac{2m}{\omega_o}p+\dfrac{p^2}{\omega_o^2}}}$

**l'amplification statique** en boucle fermée vaut K = 1

**la pulsation propre $\omega_o$** est telle que $\mathbf{\dfrac{1}{\omega_o^2} = \dfrac{\tau}{T_o}}$ et vaut $\boxed{\mathbf{\omega_o = \sqrt{\dfrac{T_o}{\tau}}}}$

et **le coefficient d'amortissement m** est tel que

$$\mathbf{\frac{2m}{\omega_o} = \frac{1}{T_o} \Rightarrow m = \frac{\omega_o}{2T_o} = \sqrt{\frac{T_o}{\tau}}\cdot\frac{1}{2T_o} \Rightarrow \boxed{m = \frac{1}{2\sqrt{T_o\cdot\tau}}}}\ .$$

Si on accepte **un dépassement de 20%**,
ce qui correspond à un coefficient d'amortissement de **m = 0,456**,

$T_o = \dfrac{1}{4m^2\tau} = \dfrac{1{,}20}{\tau}$ et $\omega_o = \dfrac{1{,}10}{\tau}$ .

Calculons dans ces conditions **la marge de phase M$\varphi$** :

La **pulsation de transition $\omega_T$** pour laquelle $G_{dB}$ = 0 est telle que $\left|\dfrac{1{,}20}{j\,\tau\,\omega_T(1+j\,\tau\,\omega_T)}\right| = 1$

d'où $(\tau\,\omega_T)\sqrt{1+(\tau\,\omega_T)^2} = 1{,}20 \Rightarrow (\tau\,\omega_T)^2(1+(\tau\,\omega_T)^2) = 1{,}20^2$

➔ en posant $x = (\tau\,\omega_T)^2$, on résout $x(1+x)-1{,}20^2 = 0$, c'est à dire $x^2+x-1{,}20^2 = 0$,

pour trouver $x = (\tau\,\omega_T)^2 = 0{,}8$

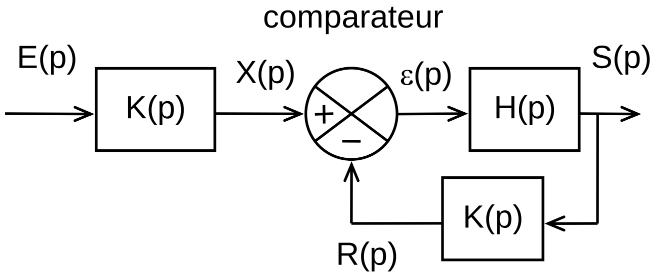
finalement et $M_\varphi = 180 + \arg\left(\dfrac{1{,}20}{j\sqrt{0{,}8}(1+j\sqrt{0{,}8})}\right) = 180 - 90 - \arctan\sqrt{0{,}8} = 180 - 90 - 42$

d'où **la marge de phase** de **$M_\varphi$ = 48°**.

La **marge de gain** ne peut pas être définie puisque $\omega_\pi$ tend vers l'infini.

## 2. La précision d'un système asservi

On rappelle qu'un système est précis, si, en régime établi (permanent), la grandeur de sortie se rapproche de la grandeur de consigne.




### 2.1. *expression de l'erreur statique ε*

appelé aussi l'écart

La précision est définie par la valeur de **l'erreur statique** $\boldsymbol{\varepsilon = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{t\to+\infty} [\, e(t) - s(t)\,]}$.

L'erreur se calcule à l'aide du théorème de la valeur finale que l'on rappelle :

$\lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\,\varepsilon(p)$. Cherchons d'abord l'expression de $\varepsilon(p)$ :

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p) = E(p) - E(p).\frac{T_{bo}(p)}{1 + T_{bo}(p)} = E(p).\left(1 - \frac{T_{bo}(p)}{1 + T_{bo}(p)}\right) = E(p).\frac{1 + T_{bo}(p) - T_{bo}(p)}{1 + T_{bo}(p)}$$

d'où la relation à retenir : $\boxed{\boldsymbol{\varepsilon(p) = \frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)}}}$

Donc **l'erreur en régime permanent** vaut : $\varepsilon = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)}$.

**L'erreur relative** est parfois exprimée en pourcentage

$$\varepsilon\% = 100 . \lim_{t\to+\infty} \frac{\varepsilon(t)}{e(t)} = 100 . \lim_{p\to 0} p . \frac{\varepsilon(p)}{E(p)} = \lim_{p\to 0} p . \frac{100}{1 + T_{bo}(p)}$$

On étudie la précision pour des formes simple du **signal d'entrée** :

- **l'échelon** : $e(t) = E_o\,\Gamma(t) \Rightarrow E(p) = \frac{E_o}{p}$ ; l'échelon produit une **erreur de position** notée $\varepsilon_p$,
- **la rampe** ou **échelon de vitesse** : $e(t) = s . t \Rightarrow E(p) = \frac{s}{p^2}$ ;

  la rampe produit une **erreur de traînage** notée $\varepsilon_t$,
  s car en anglais, la pente se dit "slope" ; rappelons que s est en volts par seconde : V / s,
- **la parabole** ou **échelon d'accélération** : $e(t) = \frac{a}{2} t^2 \Rightarrow E(p) = \frac{a}{p^3}$ ,

  elle produit une **erreur d'accélération** notée $\varepsilon_a$,
  a comme accélération, rappelons que a est en volts par seconde au carré : V / s$^2$.

### 2.2. *la classe ou le type d'un asservissement*

L'erreur statique, qui vaut $\varepsilon = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)}$, dépend de E(p) et de $T_{bo}(p)$.

Si la FTBO peut se mettre sous la forme $T_{bo}(p) = \frac{C}{p^\alpha} . \frac{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \ldots}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \ldots}$ ,

on a $\lim_{p\to 0} T_{bo}(p) = \frac{C}{p^\alpha}$ .

Le coefficient entier $\alpha$ est **la classe** de l'asservissement.
La classe correspond donc au **nombre d'intégrateur** contenus dans la boucle ouverte.
Exemples :

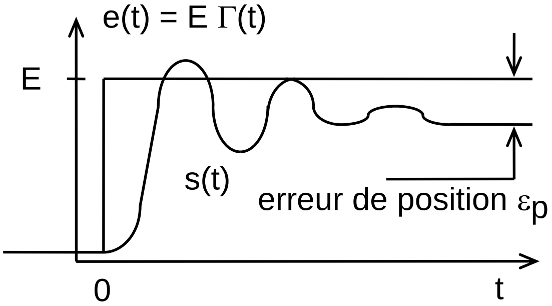
- si $T_{bo}(p) = \dfrac{10}{p+2}$, $\lim\limits_{p\to 0} T_{bo}(p) = \dfrac{10}{2}$ $\Rightarrow$ l'asservissement est de classe 0
- si $T_{bo}(p) = \dfrac{5}{p(p+3)}$, $\lim\limits_{p\to 0} T_{bo}(p) = \dfrac{5}{3p}$ $\Rightarrow$ l'asservissement est de classe 1
- si $T_{bo}(p) = \dfrac{8}{p^2(p+2)}$, $\lim\limits_{p\to 0} T_{bo}(p) = \dfrac{2}{p^2}$ $\Rightarrow$ l'asservissement est de classe 2

et on ne dépasse pas la classe 2, car chaque intégration diminue la marge de phase de 90°, augmentant l'instabilité.

### *2.3. erreurs de position, de traînage et d'accélération*

**a) précision d'un système de classe 0 :**

$T_{bo}(p) = C \cdot \dfrac{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots}$, système sans intégrateur :



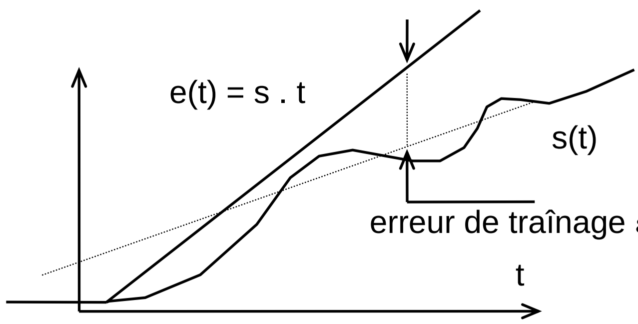

**- l'erreur de position** vaut

$$\varepsilon_p = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p . \frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)}$$

$$= \lim_{p\to 0} p . \frac{E_o / p}{1 + C} = \frac{E_o}{1 + C}$$

elle est constante, diminue si on augmente C

**- l'erreur de traînage** vaut




$$\varepsilon_t = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p . \frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)}$$

$$= \lim_{p\to 0} p . \frac{s / p^2}{1 + C} = + \infty$$

et comme $\varepsilon(p) = \dfrac{s}{p^2(1 + C)}$

$$\Rightarrow \varepsilon(t) = \frac{s}{1 + C} .t + \varepsilon(0)$$

**- l'erreur d'accélération** est aussi infinie puisqu'on introduit une intégration supplémentaire.

**b) précision d'un système de classe 1 :**

$T_{bo}(p) = \dfrac{C}{p} \cdot \dfrac{1 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots}{1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots}$, système à 1 intégrateur,

**- l'erreur de position** vaut

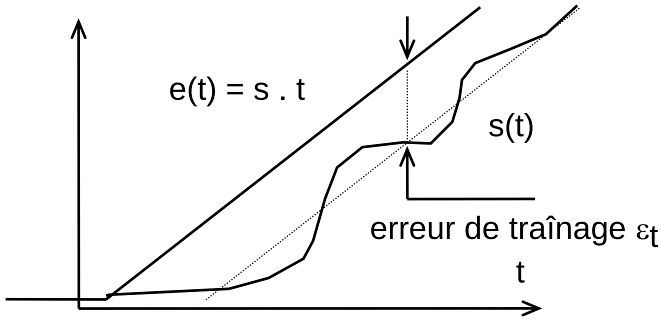
$$\varepsilon_p = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p . \frac{E(p)}{1 + T_{bo}(p)} = \lim_{p\to 0} p . \frac{E_o / p}{1 + C / p} = 0 \ ;$$

il n'y a pas d'erreur de position.

**- l'erreur de traînage** vaut

$$\varepsilon_t = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1+T_{bo}(p)} = \lim_{p\to 0} p.\frac{s/p^2}{1+C/p} = \frac{s}{C}$$

**- l'erreur d'accélération** est infinie puisqu'on introduit une intégration supplémentaire.




**c) précision d'un système de classe 2 :**

$$T_{bo}(p) = \frac{C}{p^2}.\frac{1+b_1p+b_2p^2+\dots}{1+a_1p+a_2p^2+\dots}$$ , système à 2 intégrateurs,

**- l'erreur de position** vaut $\varepsilon_p = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1+T_{bo}(p)} = \lim_{p\to 0} p.\frac{E_o/p}{1+C/p^2} = 0$;

il n'y a pas d'erreur de position.

**- l'erreur de traînage** vaut $\varepsilon_t = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1+T_{bo}(p)} = \lim_{p\to 0} p.\frac{s/p^2}{1+C/p^2} = 0$;

il n'y a pas d'erreur de traînage.

**- l'erreur d'accélération** vaut $\varepsilon_a = \lim_{t\to+\infty} \varepsilon(t) = \lim_{p\to 0} p.\frac{E(p)}{1+T_{bo}(p)} = \lim_{p\to 0} p.\frac{a/p^3}{1+C/p^2} = \frac{a}{C}$

**d) tableau récapitulatif et conclusions :**

| e(t) | erreurs | classe 0 *pas d'intégration* | classe 1 *une intégration* | classe 2 *deux intégrations* |
|---|---|---|---|---|
| échelon $E_o . \Gamma(t)$ | $\varepsilon_p$ | $\frac{E_o}{1+C}$ | 0 | 0 |
| rampe s . t | $\varepsilon_t$ | $+\infty$ | $\frac{s}{C}$ | 0 |
| parabole $\frac{a}{2} . t^2$ | $\varepsilon_a$ | $+\infty$ | $+\infty$ | $\frac{a}{C}$ |

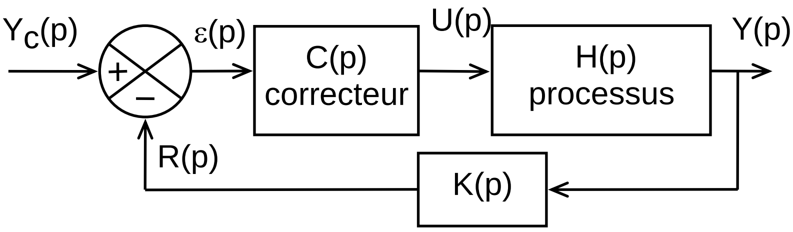
**le dilemme stabilité - précision :**

- l'augmentation de la classe **augmente la précision mais diminue la stabilité**,
- augmenter la classe se fait en ajoutant un intégrateur (multiplier par 1 / p),
- **pour diminuer l'erreur ε, on peut augmenter C**
  en ajoutant un amplificateur, c'est ce qu'on appelle la correction proportionnelle,
  mais cela diminue la stabilité du système.

## 3. Les corrections d'un système bouclé

Le problème consiste à trouver un compromis pour assurer au système asservi les trois qualités suivantes :
un maximum de **stabilité** , une meilleure **précision** statique et une **rapidité** suffisante.

Le correcteur C s'ajoute au système bouclé et son action agit habituellement sur la grandeur d'erreur $\varepsilon(t)$ fournie par le comparateur. Il fournit le signal de commande u(t) du processus.

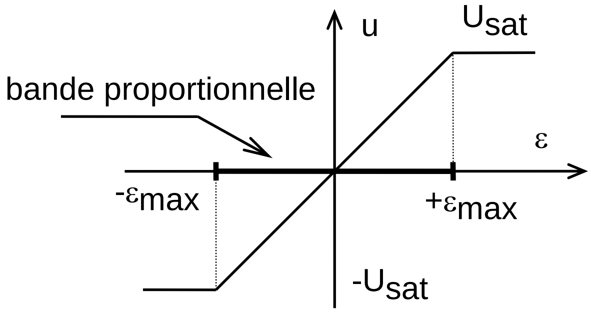



Corriger consiste à agir
"intelligemment" sur des critères contradictoires pour les rendre compatibles :
le correcteur à **action proportionnelle** est complété
par une **action intégrale** qui assurera une meilleure **précision**
et par une **action dérivée** améliorant la **rapidité** du système.

### *3.1. la commande proportionnelle*

L'action est dosée suivant la valeur de l'erreur :
$\boxed{u(t) = K\,\varepsilon(t) \text{ donc } C(p) = K}$.

**Si K est grand**, la correction est énergique et il y a des risques de dépassement et d'oscillations (pompage).
**Si K est faible**, la correction est molle et lente.
Donc si on augmente K, on augmente la précision et en même temps l'instabilité du système.




La saturation de u introduit la notion de **bande proportionnelle BP** qui est la plage d'erreur pour laquelle on vérifie la relation $u(t) = K\,\varepsilon(t)$.

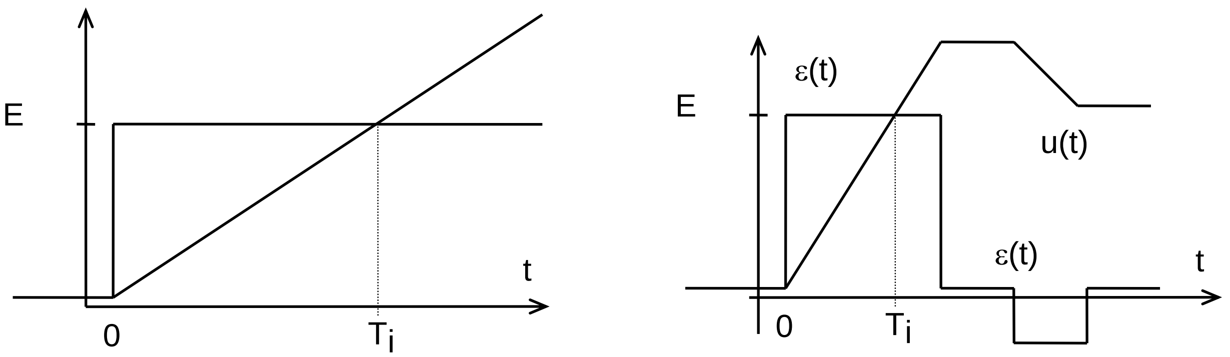
Elle s'exprime en pourcentage, alors $\mathbf{BP\% = \dfrac{100}{K}}$ .

Analogie avec la conduite automobile : la correction proportionnelle c'est "écraser l'accélérateur". L'action est **franche** mais reste **limitée**. En effet la section de l'injecteur est limitée et on obtient des à-coups qui ne sont peut-être pas souhaités.

### 3.2. *la loi de commande intégrale, le correcteur à retard de phase*

Pour obtenir une commande progressive (pour éviter d'écraser l'accélérateur ou de démarrer brusquement), on utilise une loi de commande de type intégrale :

$u(t) = \frac{1}{T_i}\int_0^t \varepsilon(x)\,dx \Rightarrow U(p) = \frac{1}{T_i}\,\frac{\varepsilon(p)}{p} \Rightarrow$ puisque $C(p) = \frac{U(p)}{\varepsilon(p)}$, la fonction de transfert du correcteur intégral est $\boxed{C(p) = \frac{1}{T_i\,p}}$. L'effet du correcteur sur un échelon $\varepsilon(t) = E\,\Gamma(t)$ permet de comprendre la signification de **la constante d'intégration $T_i$**,




$T_i$ est le temps au bout duquel la tension a atteint la tension d'entrée.

La correction intégrale assure un rattrapage progressif de l'erreur statique.
$T_i$ doit être "accordé" sur la constante de temps dominante du système.

Remarquons aussi, que même si $\varepsilon$ est nulle, u ne l'est pas, assurant toujours la tension nécessaire pour atteindre le point de fonctionnement.

**<u>Le correcteur de type proportionnel et intégral : PI</u>**

Le correcteur PI a comme fonction de transfert $\boxed{C(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\,p}\right)}$

on peut agir sur les deux paramètres K et $T_i$.

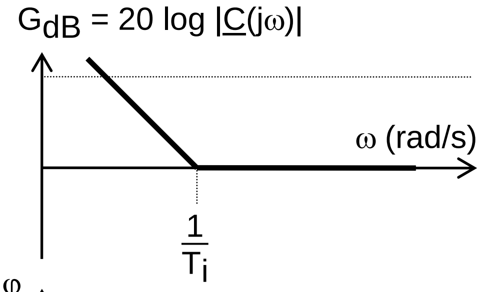
Son action est limitée aux basses fréquences $\omega \ll \frac{1}{T_i}$.

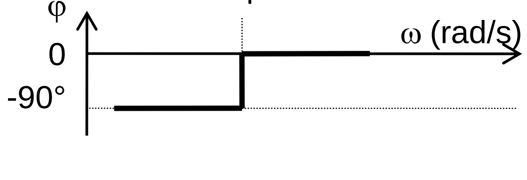
**<u>Le correcteur de type proportionnel et intégral approché</u>**

Ce correcteur permet d'éviter les amplifications excessives aux basses fréquences.
Sa fonction de transfert s'écrit

$\boxed{C(p) = K\left(\frac{1 + T_i\,p}{1 + a\,T_i\,p}\right) \text{ avec } a > 1}$ .

On l'appelle **correcteur à retard de phase**.



On peut montrer que la phase est maximale pour la pulsation $\omega_o = \dfrac{1}{T_i \sqrt{a}}$,

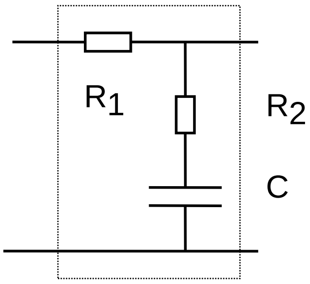
alors $\varphi_{max} = -\arctan \dfrac{a - 1}{2\sqrt{a}}$ pour un gain $G_o = 20 \log K - 10 \log a$.

**L'intégration améliore la précision mais introduit un retard**.

**<u>Exemple de correcteurs PI :</u>**

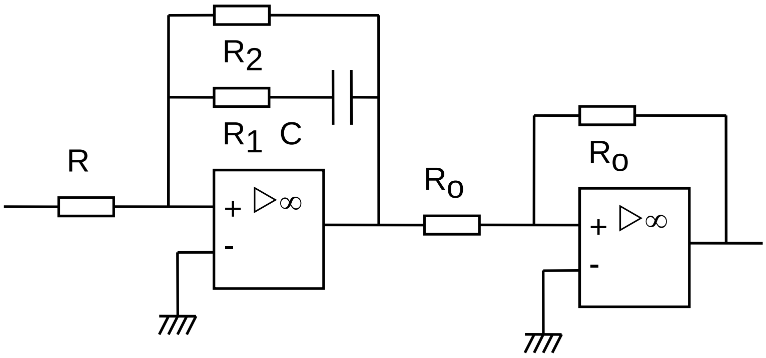
le correcteur passif :

$$C(p) = \frac{1 + R_2 C\,p}{1 + (R_1 + R_2) C\,p}$$




le correcteur actif :

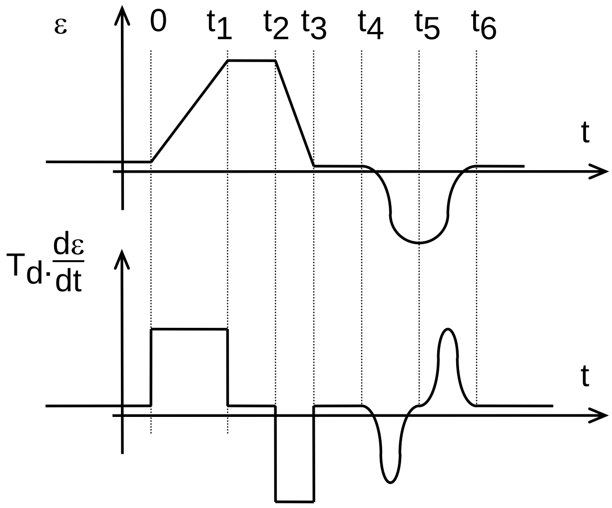
$$C(p) = \frac{R_2}{R} \cdot \frac{1 + R_1 C\,p}{1 + (R_1 + R_2) C\,p}$$




**<u>Les effets d'un correcteur intégral sur les diagrammes de la FTBO :</u>**

### *3.3. la loi de commande dérivée, le correcteur à avance de phase*

Il faut aussi tenir compte de l'évolution plus ou moins rapide de l'erreur ε. Une variation raide appelle une action énergique, alors qu'une variation lente appelle une commande molle.

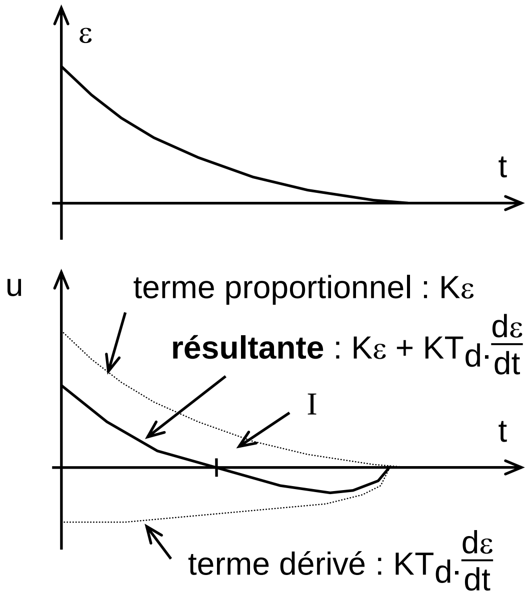



$u(t) = T_d.\frac{d\varepsilon}{dt} \Rightarrow U(p) = T_d.p.\varepsilon(p) \Rightarrow \boxed{C(p) = T_d\, p}$

$T_d$ est la **constante de dérivation** du correcteur, elle permet de doser l'action dérivée.

**Le correcteur de type proportionnel et dérivé, noté PD**

$u(t) = K\,(\varepsilon(t) + T_d.\frac{d\varepsilon(t)}{dt}) \Rightarrow \boxed{C(p) = K\,(1 + T_d\, p)}$




**Exemple** :

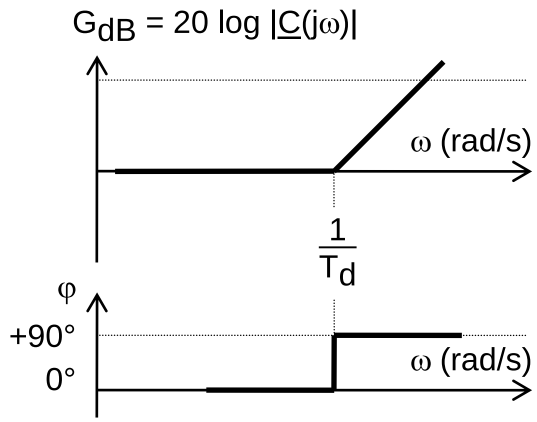
L'accostage d'un navire doit être de type PD.

L'erreur ε est la distance du bateau au quai.
La grandeur u(t) peut être considérée comme étant la vitesse du bateau.
Lorsque le bateau se rapproche du quai il faut ralentir et au point I inverser le sens de rotation des machines.

**I** est appelé le **point d'inversion des hélices**.

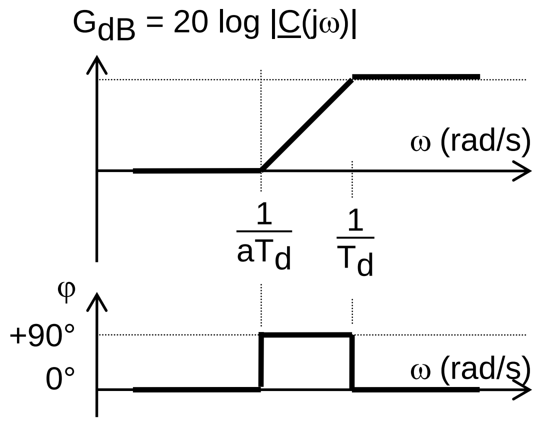
*Pour en savoir plus … , rappelons que **le nœud** est l'unité de vitesse utilisée pour les navires, équivalant à 1 mille (1852 m) par heure (« filer 15 nœuds »).*

L'action dérivée améliore la stabilité et la rapidité d'un système.




Le diagramme de Bode du correcteur montre que celui ce agit aux hautes fréquences et rétablit la marge de phase.

En hautes fréquences, malheureusement l'amplification est trop importante ;les bruits et parasites sont amplifiés, donc ce correcteur doit être modifié.

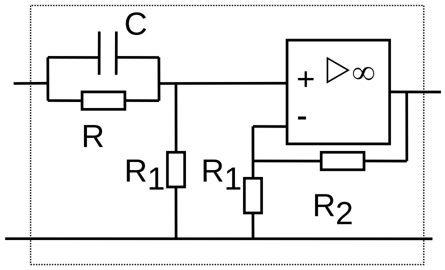


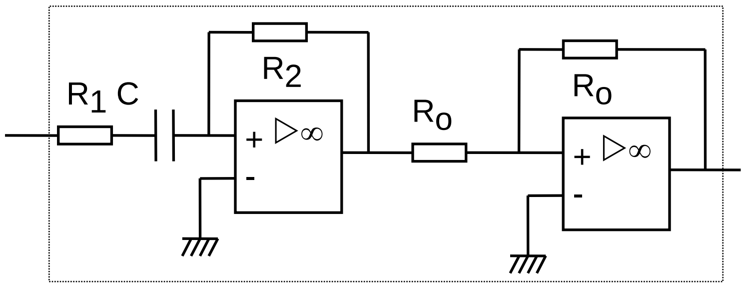

## Le correcteur PD approché

Il limite le gain aux hautes fréquences et sa fonction de transfert s'écrit :

$$\boxed{C(p) = K\left(\frac{1 + a\,T_d\,p}{1 + T_d\,p}\right) \text{ avec } a > 1} \;.$$

**Exemples de montages à avance de phase utilisés :**




### *3.4. la commande P.I.D.*

Rappels :

le correcteur PI améliore la précision
en intervenant aux basses fréquences (régime permanent).

le correcteur PD améliore la stabilité
en intervenant aux hautes fréquences (régime transitoire).

Conclusion :

si l'une des corrections ne suffit pas il faut les utiliser ensemble avec $\frac{1}{T_i} < \frac{1}{T_d}$ donc avec $T_i > T_d$.

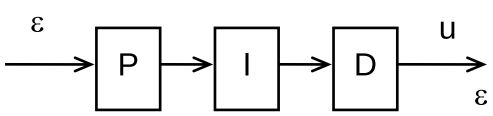
La transmittance théorique serait $C(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\,p} + T_d\,p\right)$.

Le **correcteur réel** doit avoir une fonction de transfert

$$\mathbf{C(p) = K\left(1+\frac{1}{T_i\,p} + \frac{T_d\,p}{1 + \tau\,p}\right) \text{ avec } \tau \ll T_d}.$$

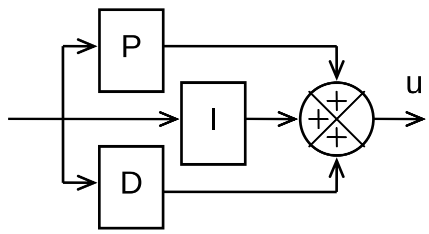
On en déduit **trois types de correcteurs PID** :

le type série



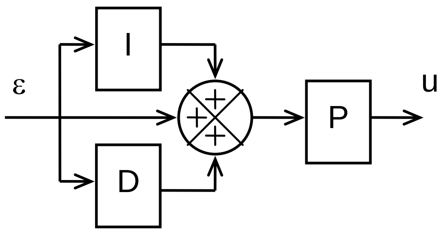

$$C(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\,p}\right)(1 + T_d\,p)$$

le type parallèle




$$C(p) = K + \frac{1}{T_i\,p} + \frac{T_d\,p}{1 + \tau\,p}$$

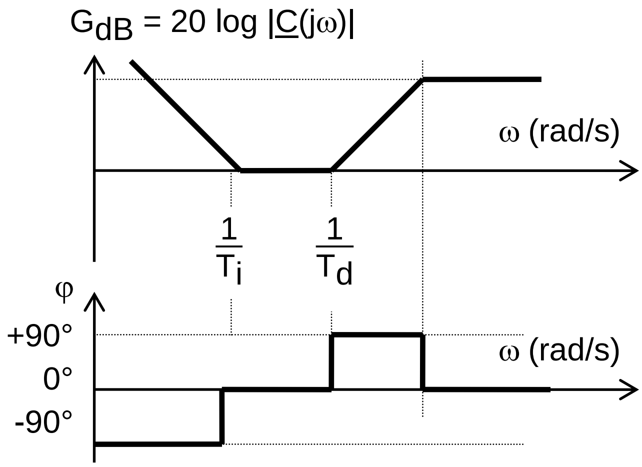
le type mixte




$$C(p) = K\left(1 + \frac{1}{T_i\, p} + \frac{T_d\, p}{1 + \tau\, p}\right)$$

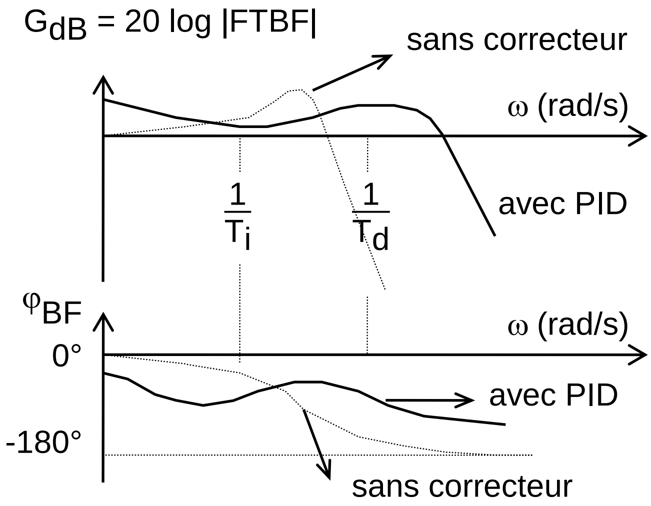
Le type mixte est le plus courant car il a une action intermédiaire entre le type parallèle, plus modéré, et le type série, plus énergique.

Le diagramme de Bode résultant est déduit des diagrammes PI et PD filtré aux hautes fréquences.

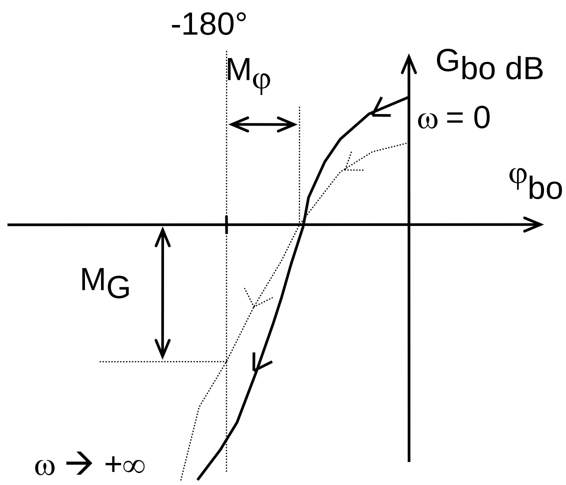



**<u>L'effet du correcteur PID sur un système asservi</u>** du deuxième ordre est représenté ci-dessous

**dans le plan de Bode**




**dans le plan de Black**




**dans le plan de Nyquist**