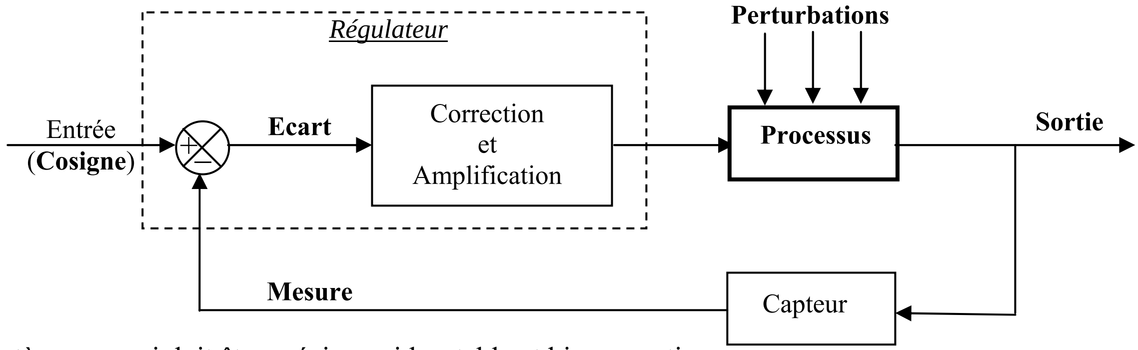
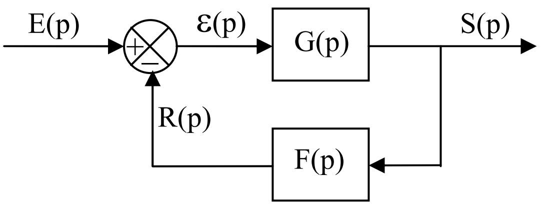
ETUDE DES PERFORMANCES D'UN SYSTEME ASSERVI

On rappelle que la structure d'un système asservi est la suivante :



Un bon système asservi doit être précis, rapide, stable et bien amorti.
La rapidité et l'amortissement sont des performances qui caractérisent le régime transitoire du système.
La précision et la stabilité caractérisent le régime permanent.

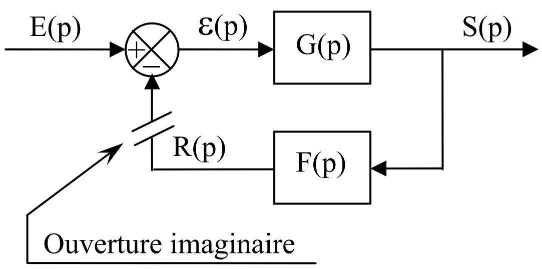
I. FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE OUVERTE (FTBO) ET FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE FERMEE (FTBF) :



- G(p) : Fonction de transfert de la chaîne directe (de la chaîne d'action).
- F(p) : Fonction de transfert de la chaîne de retour .

- **La fonction de transfert en boucle ouverte du système : FTBO(p) ou $H_{bo}(p)$ est par définition :**

$$\boxed{H_{bo}(p) = \frac{R(p)}{\varepsilon(p)} = G(p).F(p)}$$



- **La fonction de transfert en boucle fermée du système : FTBF(p) ou $H_{bf}(p)$ est par définition :**

$$\boxed{H_{bf}(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{G(p)}{1+F(p).G(p)} = \frac{G(p)}{1+H_{bo}(p)}}$$

- **Relation : Ecart-entrée :**

$$\boxed{\frac{\varepsilon(p)}{E(p)} = \frac{1}{1+F(p).G(p)} = \frac{1}{1+H_{bo}(p)}}$$

II. STABILITE D'UN SYSTEME ASSERVI :

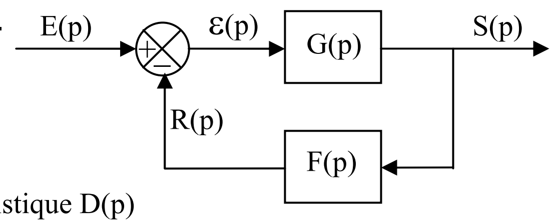
On a déjà vu que la fonction de transfert H(p) d'un système est la transformée de Laplace de **sa réponse impulsionnelle h(t).**

- Un système est stable si sa réponse impulsionnelle h(t) tend vers zéro quand $t \to \infty$.(le système étant initialement au repos).
- Un système est donc stable si et seulement si **tous les pôles** de sa fonction de transfert ont **leurs parties réelles strictement négative**.

Rq : S'il s'agit d'un système asservi alors c'est la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) dont on parle.

Remarque : si la fonction de transfert du système admet des pôles complexes imaginaires purs conjugués alors leur contribution en h(t) est oscillatoire, donc si tous les autres pôles sont à parties réelle strictement négatives, **le système sera dit à la limite d'instabilité (système juste oscillant)**.

II.1. Critère algébrique de stabilité : *Critère de ROUTH*



Le critère de Routh permet de vérifier si les racines d'un polynôme ont toutes leurs parties réelles strictement négatives.
Pour appliquer le critère de Routh à un système asservi, il faut exprimer sa FTBF :

$Hbf(p) = \dfrac{G(p)}{1+G(p).F(p)} = \dfrac{N(p)}{D(p)}$, puis mettre le polynôme caractéristique D(p)

(dénominateur de Hbf(p)) sous la forme : $D(p) = a_n p^n + a_{n-1}p^{n-1} + a_{n-2}p^{n-2} + ... + a_1 p + a_0$.

- **Condition nécessaire de stabilité : tous les coefficients a_i sont positifs (ou ont même signe) et non nuls.**
- Si la condition nécessaire est vérifiée, on construit **le tableau de Routh** :

p^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	....	a_2	a_0
p^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	....	a_1	
p^{n-2}	b_1	b_2	b_3	....		
p^{n-3}	c_1	c_2	c_3			
....	....	....	....			
....	....	....				
p	....					
1	....					

Colonne des pivots

Avec : $b_1 = \dfrac{-1}{a_{n-1}}\begin{vmatrix} a_n & a_{n-2} \\ a_{n-1} & a_{n-3} \end{vmatrix}$; $b_2 = \dfrac{-1}{a_{n-1}}\begin{vmatrix} a_n & a_{n-4} \\ a_{n-1} & a_{n-5} \end{vmatrix}$; $b_3 = \dfrac{-1}{a_{n-1}}\begin{vmatrix} a_n & a_{n-6} \\ a_{n-1} & a_{n-7} \end{vmatrix}$ ......

$c_1 = \dfrac{-1}{b_1}\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-3} \\ b_1 & b_2 \end{vmatrix}$; $c_2 = \dfrac{-1}{b_1}\begin{vmatrix} a_{n-1} & a_{n-5} \\ b_1 & b_3 \end{vmatrix}$ ......

……….
……….

- **Le critère de Routh s'énonce ainsi :**

*** Le système est stable si tous les termes de la colonne des pivots sont strictement positifs**.

* Il y a autant de racines à partie réelle positives que de changements de signe dans la colonne des pivots.

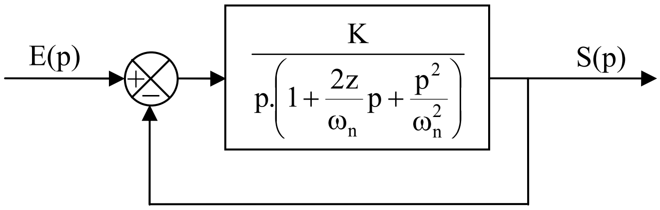
* Une ligne de zéros indique l'existence de racines imaginaires pures conjuguées.

- **Applications :**

a) $\mathrm{Hbf}(p) = \dfrac{1}{p^4 + p^3 + 3p^2 + p + 1}$

b) $\mathrm{Hbf}(p) = \dfrac{1}{p^5 + 2p^4 + 3p^3 + 4p^2 + 3p + 1}$

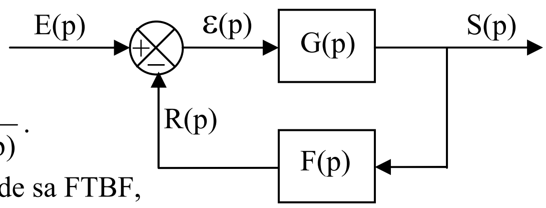
c) soit le système asservi suivant :



En appliquant le critère de Routh, déterminer la condition que doivent vérifier K , z et ω_n pour que l'asservissement soit stable.
(condition de stabilité absolue)
On prendra ($z > 0$, $\omega_n > 0$).

II.2. Critère graphique de stabilité : *Critère du Revers*

Le critère du Revers permet de déduire **la stabilité en boucle fermée** d'un système à partir du lieu de transfert de **sa fonction de transfert en boucle ouverte**.

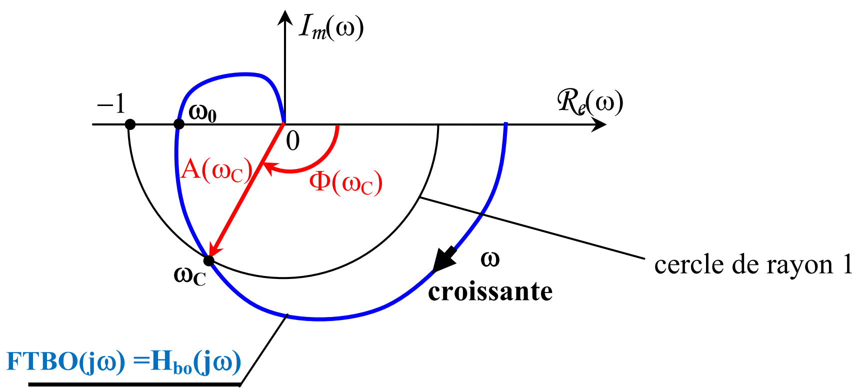


On rappelle que : $\mathrm{FTBF}(p) = \mathrm{Hbf}(p) = \dfrac{G(p)}{1 + G(p).F(p)} = \dfrac{G(p)}{1 + \mathrm{Hbo}(p)}$.

On a déjà vu que la stabilité d'un système asservi dépend des pôles de sa FTBF, donc des zéros de $1 + \mathrm{Hbo}(p)$: $1 + \mathrm{Hbo}(p) = 0$

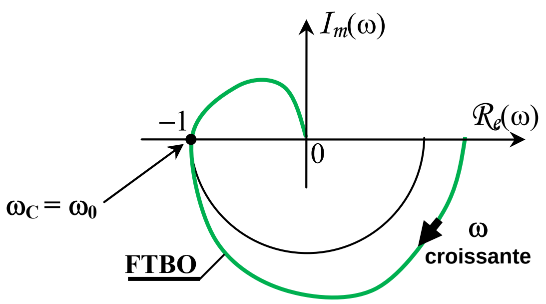
Ainsi le critère du Revers permet de caractériser la stabilité en boucle fermée (stabilité de l'asservissement) à partir de la position du lieu de transfert de la FTBO par rapport au point critique (–1 , 0) du plan complexe.

Enoncé du critère du Revers dans le plan complexe :



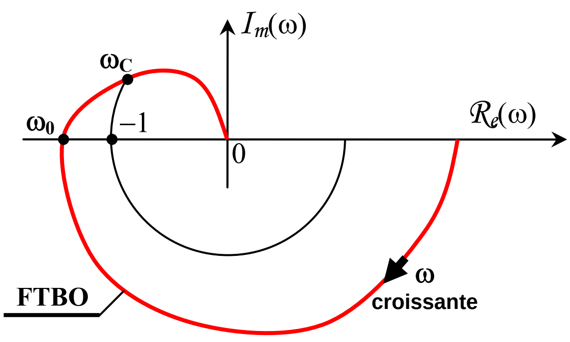
Le système est **stable en boucle fermée** (**l'asservissement est stable**), si en parcourant le lieu de transfert de sa FTBO dans le sens des pulsations ω croissantes, on laisse le point critique (–1 , 0) à gauche. C'est à dire qu'il suffit que l'**une** des deux conditions suivantes soit vérifiée :

- Pour la pulsation ω_C tel que $\left|\mathbf{H_{bo}(j\omega_c)}\right| = \mathbf{1}$ on doit avoir $\mathbf{arg\left(H_{bo}(j\omega_c)\right) > -180°}$
- pour la pulsation ω_0 tel que $\mathbf{arg\left(H_{bo}(j\omega_0)\right) = -180°}$ on doit avoir $\left|\mathbf{H_{bo}(j\omega_0)}\right| \mathbf{< 1}$



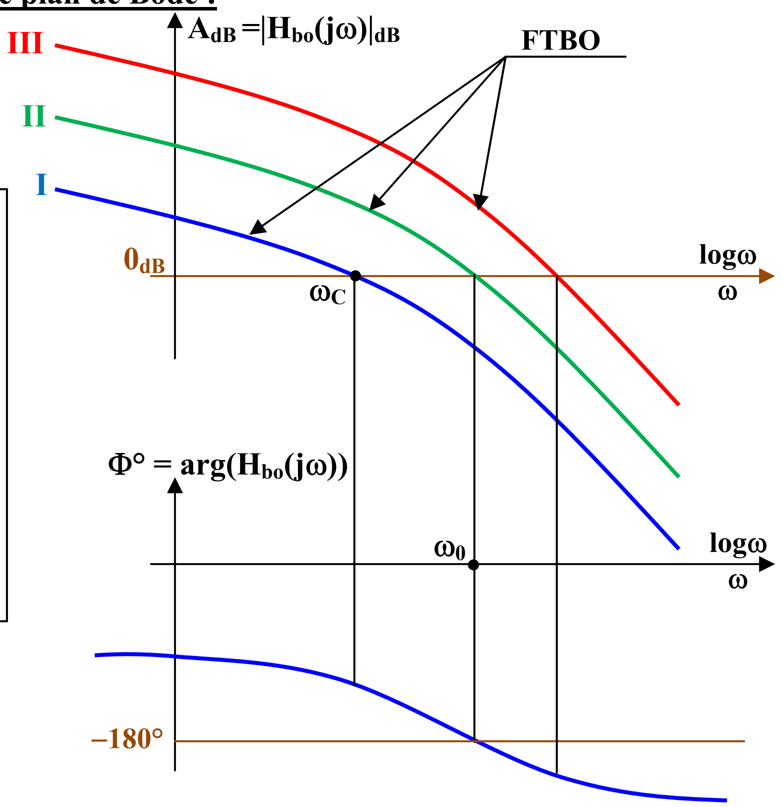
Système à la limite d'instabilité en boucle fermée

(Système juste oscillant en B.F)



Système instable en boucle fermée

<u>Enoncé du critère du Revers dans le plan de Bode :</u>



- **Lieu I :** système stable en boucle fermée.
- **Lieu II :** système à la limite d'instabilité, en boucle fermée (juste oscillant).
- **Lieu III :** système instable en boucle fermée.

Remarque : On rappelle qu'on peut mettre la FTBO du système sous la forme $\mathbf{Hbo(p)} = \frac{K_{bo}}{p^{\alpha}} . \frac{N(p)}{D(p)}$

avec $\mathbf{N(0) = 1}$ et $\mathbf{D(0) = 1}$. $\mathbf{K_{bo}}$ est le **gain de boucle ouverte**.

L'augmentation du gain $\mathbf{K_{bo}}$ de boucle ouverte, se traduit par une translation verticale vers le haut du diagramme du gain de la FTBO.

Ainsi l'augmentation du gain K_{bo} de boucle ouverte peut provoquer l'instabilité du système en boucle fermée.

III.3. STABILITE PRATIQUE : Marge de phase et Marge de gain

L'expression des fonctions de transfert n'est généralement pas exacte (hypothèses simplificatrices, identification après essais …), les caractéristiques des composants d'une chaîne d'asservissement ne sont pas rigoureusement constantes (effet de la variation de température , vieillissement…).
Devant ces incertitudes, il est nécessaire de prévoir des marges de sécurité pour garantir la stabilité du système.

- **Marge de phase MP :** Elle est définie pour la pulsation de coupure à 0 dB notée ω_C telle que :

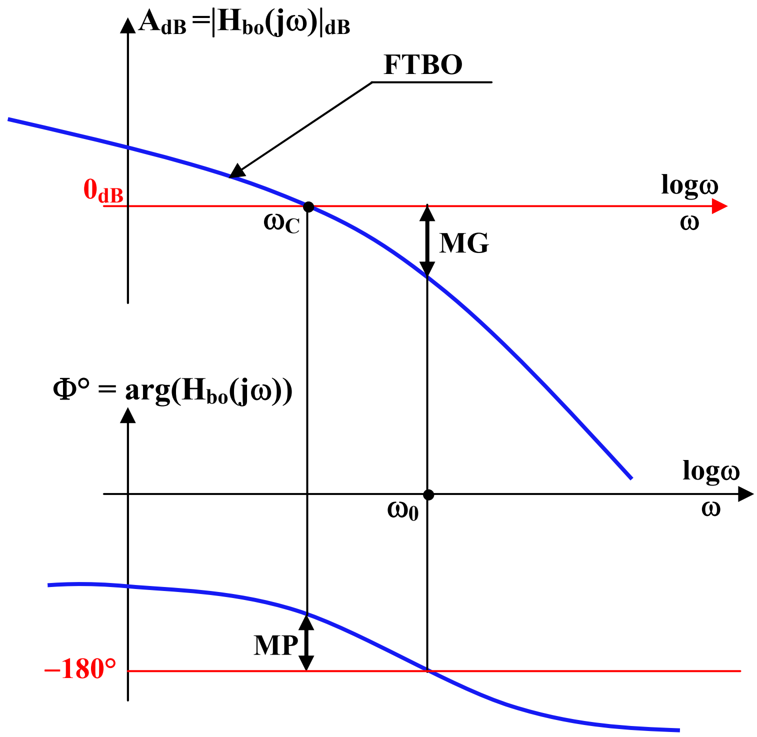
$$\left|H_{bo}(j\omega_C)\right|_{dB} = A_{dB}(\omega_C) = 0 \qquad \left(\left|H_{bo}(j\omega_C)\right| = A(\omega_C) = 1\right)$$

$$\boxed{\begin{aligned} MP &= 180° + \operatorname{Arg}\left[H_{bo}(j\omega_C)\right] \\ &= 180° + \Phi(\omega_C) \end{aligned}}$$ MP > 0 (exprimée en °)

- **Marge de gain MG :** Elle est définie pour la pulsation critique ω_0 telle que

$$\operatorname{Arg}\left[H_{bo}(j\omega_0)\right] = \Phi(\omega_0) = -180° \ :$$

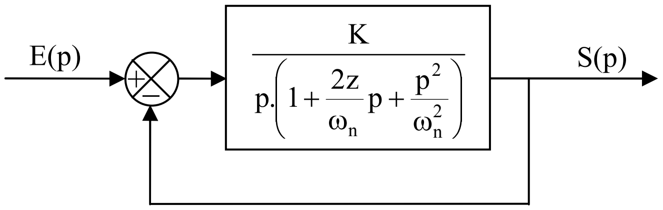
$$\boxed{MG = -\left|H_{bo}(j\omega_0)\right|_{dB} = -A_{dB}(\omega_0) = -20.\log A(\omega_0)}$$ MG > 0 (exprimée en décibels)



* Pour un **système asservi stable** les deux marges MP et MG sont **strictement positifs**, elles permettent de garantir que le système soit suffisamment stable.
* Si MP < 0 ⇔ MG < 0 alors le système asservis est instable.
* Si MP = 0 ⇔ MG = 0 alors le système asservis est à la limite d'instabilité.

Application1 :

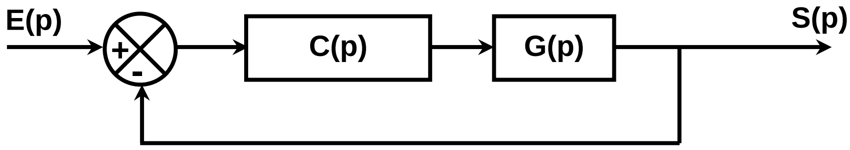
soit le système asservi suivant :



En appliquant le critère du Revers, déterminer la condition que doivent vérifier K , z et ω_n pour que l'asservissement soit stable.
(condition de stabilité absolue)

Application2 :

On considère le système asservi suivant :



1) Quelle est la fonction de transfert en boucle ouverte du système ?

La **figure 1 (page suivante)** représente les diagrammes de Bode de la fonction de transfert en boucle ouverte **non corrigée** (C(p) = 1) du système.

2) L'asservissement non corrigé est il stable ?

3) Relever les valeurs de la marge de phase MP_0 et la marge de gain MG_0 du système non corrigé et indiquer les sur la figure 1.

On corrige par la suite le système asservi par un correcteur proportionnel de gain K_c: $C(p) = K_c$.

4) Déterminer graphiquement la valeur de K_c noté K_{c1} qui permet de régler la marge de phase du système à $MP_1 = 45°$, que devient la marge de gain MG_1 du système ?

5) Déterminer graphiquement la valeur de K_c noté K_{c2} qui permet de régler la marge du gain du système à $MG_2 = 10dB$, que devient la marge de phase MP_2 du système ?

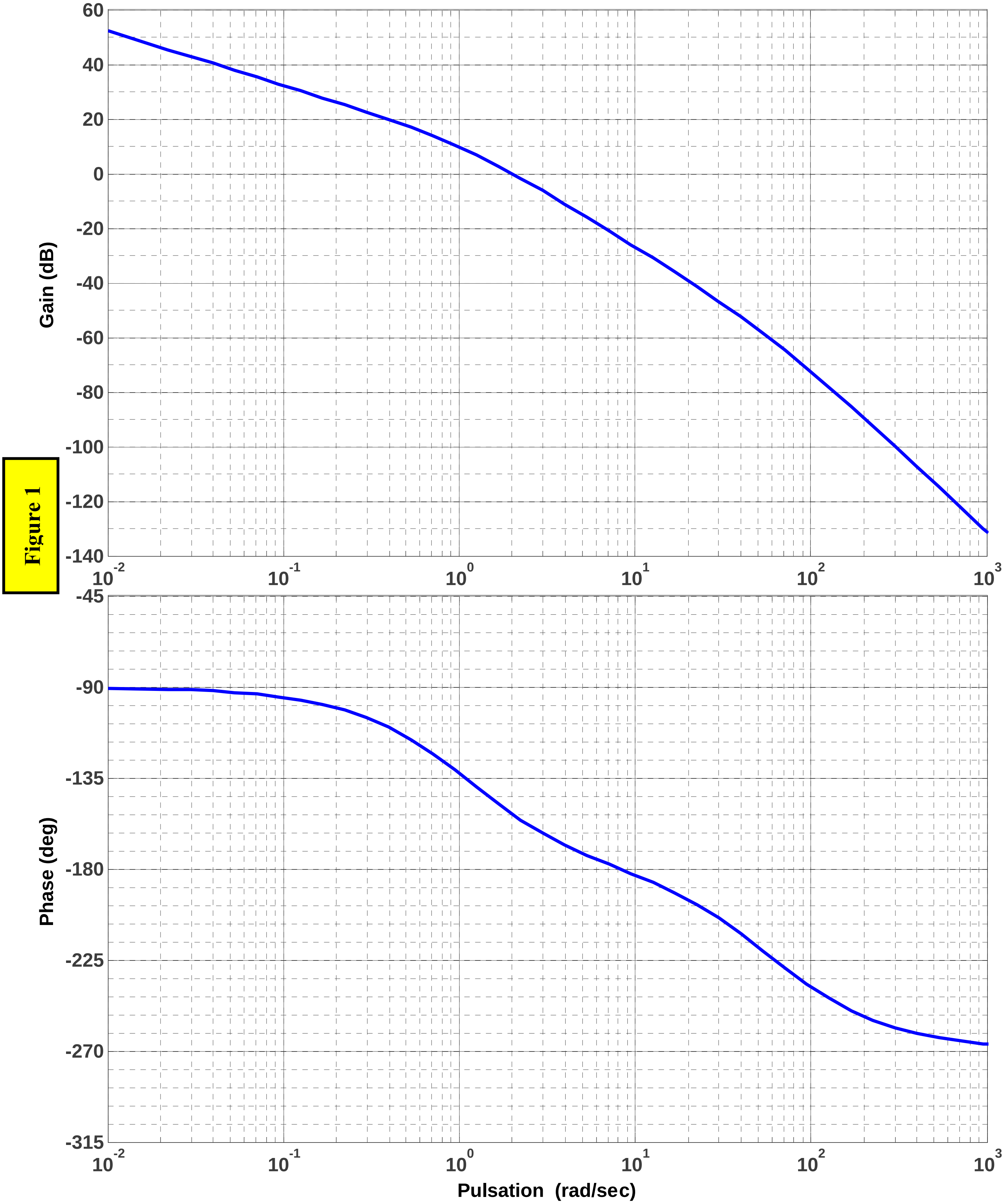
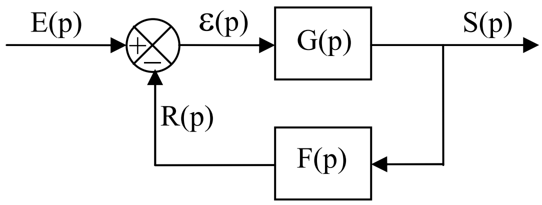


Figure 1
Gain (dB)
60
40
20
0
-20
-40
-60
-80
-100
-120
-140
Phase (deg)
-45
-90
-135
-180
-225
-270
-315
10^{-2} 10^{-1} 10^{0} 10^{1} 10^{2} 10^{3}
Pulsation (rad/sec)

IV. PRECISION D'UN SYSTEME ASSERVI :

IV.1. Définition :



Considérons le système asservi ci-contre.
Afin d'évaluer la précision du système, on définit l'erreur ε(t) à un instant donné par la différence entre la grandeur d'entrée e(t) et la grandeur de retour r(t) :

$$\boldsymbol{\varepsilon(t) = e(t) - r(t)}$$

Si le retour est unitaire alors : $\boldsymbol{\varepsilon(t) = e(t) - s(t)}$

IV.2. Erreur statique :

C'est l'erreur en régime permanent : $\varepsilon_\infty = \lim\limits_{t\to\infty}\left(e(t) - r(t)\right)$.

On rappelle que la FTBO du système est Hbo(p) = G(p).F(p) qui peut se mettre sous la forme :

$$Hbo(p) = \frac{K_{bo}}{p^\alpha}.\frac{\left(1 + b_1 p + b_2 p^2 + ... + b_m p^m\right)}{\left(1 + a_1 p + a_2 p^2 + ... + a_{n-\alpha} p^{n-\alpha}\right)} = \frac{K_{bo}}{p^\alpha}.\frac{N(p)}{D(p)}$$

- n : ordre de la FTBO ;
- K_{bo} : gain de boucle ouverte ;
- α : classe de la FTBO (nombre d'intégrations) ;
- Pour p = 0 : N(0) = 1 et D(0) = 1 .

On rappelle aussi que : $\dfrac{\varepsilon(p)}{E(p)} = \dfrac{E(p) - R(p)}{E(p)} = \dfrac{1}{1 + G(p).F(p)} = \dfrac{1}{1 + Hbo(p)}$

Donc : $\varepsilon(p) = \dfrac{E(p)}{1 + Hbo(p)} = \dfrac{E(p)}{1 + \dfrac{K_{bo}}{p^\alpha}.\dfrac{N(p)}{D(p)}} = \dfrac{p^\alpha.D(p)}{p^\alpha.D(p) + K_{bo}.N(p)}.E(p)$.

Si le système est **stable**, on peut appliquer **le théorème de la valeur finale** :

$$\varepsilon_\infty = \lim_{t\to\infty}\left(e(t) - r(t)\right) = \lim_{p\to 0} p.\left(E(p) - R(p)\right) = \lim_{p\to 0} p.\varepsilon(p)$$

Ainsi l'erreur en régime permanent est :

$$\varepsilon_\infty = \lim_{p\to 0} \; p.\varepsilon(p) = \lim_{p\to 0} \; \frac{p^{\alpha+1}.D(p)}{p^\alpha.D(p) + K_{bo}.N(p)}.E(p) = \lim_{p\to 0} \frac{p^{\alpha+1}}{p^\alpha + K_{bo}}.E(p) \quad \textbf{(**)} \quad (D(0) = 1 \text{ et } N(0) = 1)$$

On peut remarquer alors que l'erreur en régime permanent est fonction de l'entrée du système E(p), de la classe α de sa FTBO et du gain de boucle ouverte K_{bo}.

a) Erreur statique à un échelon : $\varepsilon_{s\infty}$ *(appelée aussi erreur statique ou erreur en position)*

C'est l'erreur statique due à une entrée en échelon : $e(t) = E_0.u(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} E(p) = \dfrac{E_0}{p}$

(si E_0 = 1 : échelon unitaire alors $\varepsilon_{s\infty}$ est appelée **erreur indicielle**).

Donc : $\varepsilon_{s\infty} = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^{\alpha+1}}{p^\alpha + K_{bo}}.E(p) = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^{\alpha+1}}{p^\alpha + K_{bo}}.\dfrac{E_0}{p} = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^\alpha}{p^\alpha + K_{bo}}.E_0$ (d'après (**))

- Si α = 0 (aucune intégration dans la FTBO) alors : $\varepsilon_{s\infty} \boxed{= \dfrac{\mathbf{E_0}}{\mathbf{1 + K_{bo}}}}$;
- Si α ≥ 1 (au moins une intégration dans la FTBO) alors : $\varepsilon_{s\infty} \boxed{= \mathbf{0}}$.

A retenir que :

- **Si α = 0 alors $\varepsilon_{s\infty}$ diminue (la précision augmente) si le gain de boucle ouverte K_{bo} augmente.**
- **$\varepsilon_{s\infty}$ = 0 (le système est précis) s'il y a au moins un intégrateur dans la boucle ouverte (dans la chaîne d'action ou dans celle du retour).**

b) Erreur de traînage : $\varepsilon_{T\infty}$ *(appelée aussi erreur de poursuite ou erreur en vitesse)*

C'est l'erreur en régime permanent due à une entrée rampe : $e(t) = a.t.u(t) \xrightarrow{\mathcal{L}} E(p) = \dfrac{a}{p^2}$

Donc : $\varepsilon_{T\infty} = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^{\alpha+1}}{p^\alpha + K_{bo}}.E(p) = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^{\alpha+1}}{p^\alpha + K_{bo}}.\dfrac{a}{p^2} = \lim\limits_{p\to 0} \dfrac{p^{\alpha-1}}{p^\alpha + K_{bo}}.a$ (d'après (**))

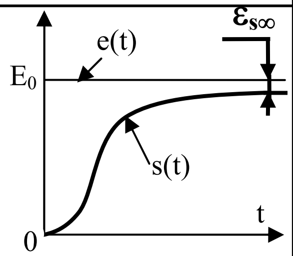
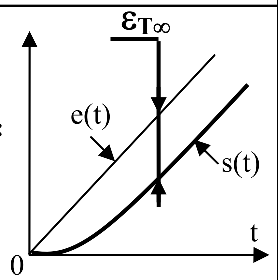
- Si $\alpha = 0$ (aucune intégration dans la FTBO) alors : $\boxed{\varepsilon_{T\infty} = \infty}$;
- Si $\alpha = 1$ (une intégration dans la FTBO) alors : $\boxed{\varepsilon_{T\infty} = \dfrac{a}{K_{bo}}}$;
- Si $\alpha \geq 2$ (au moins deux intégrations dans la FTBO) alors : $\boxed{\varepsilon_{T\infty} = 0}$.

A retenir que :

- **Si la boucle ouverte ne contient aucun intégrateur alors l'erreur de poursuite $\varepsilon_{T\infty}$ est infini ;**
- **S'il y a un intégrateur dans la boucle ouverte alors $\varepsilon_{T\infty}$ diminue (la précision augmente) si le gain de boucle ouverte K_{bo} augmente.**
- **$\varepsilon_{T\infty} = 0$ (le système est précis) s'il y a au moins deux intégrateurs dans la boucle ouverte (dans la chaîne d'action ou dans celle du retour).**

Remarque : En général l'erreur en régime permanent à une entrée de type $E(p) = \dfrac{a}{p^\beta}$ est nulle si on a β intégrations dans la FTBO.

Résumé :

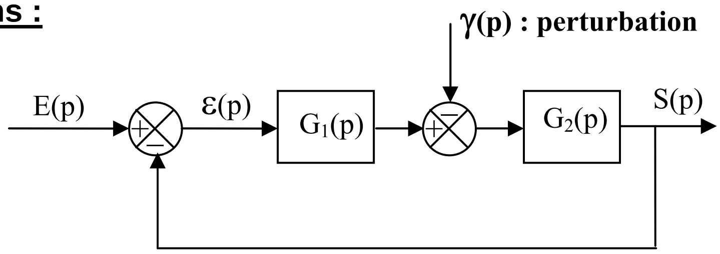
Classe de la FTBO ⟶		$\alpha = 0$	$\alpha = 1$	$\alpha = 2$	$\alpha = 3$
Erreur statique ε_s à un echelon : $e(t) = E_0.u(t)$ $\left(E(p) = \dfrac{E_0}{p}\right)$		$\varepsilon_{s\infty} = \dfrac{E_0}{1+K_{bo}}$	$\varepsilon_{s\infty} = 0$	$\varepsilon_{s\infty} = 0$	$\varepsilon_{s\infty} = 0$
Erreur de traînage ε_T : $e(t) = at.u(t)$ $\left(E(p) = \dfrac{a}{p^2}\right)$		$\varepsilon_{T\infty} = \infty$	$\varepsilon_{T\infty} = \dfrac{a}{K_{bo}}$	$\varepsilon_{T\infty} = 0$	$\varepsilon_{T\infty} = 0$
Erreur en accélération ε_a : $e(t) = \dfrac{1}{2}at^2u(t)$ $\left(E(p) = \dfrac{a}{p^3}\right)$		$\varepsilon_{a\infty} = \infty$	$\varepsilon_{a\infty} = \infty$	$\varepsilon_{a\infty} = \dfrac{a}{K_{bo}}$	$\varepsilon_{a\infty} = 0$

IV.3. Prise en compte des perturbations :

Soit $G_1(p)=\dfrac{K_1}{p^{\alpha_1}}.\dfrac{N_1(p)}{D_1(p)}$

et $G_2(p)=\dfrac{K_2}{p^{\alpha_2}}.\dfrac{N_2(p)}{D_2(p)}$

Avec $N_i(0)=1$ et $D_i(0)=1$



Dans ce cas l'écart $\varepsilon(p)$ est la superposition de deux écarts : $\varepsilon(p)=\varepsilon_e(p)+\varepsilon_{per}(p)$

- $\varepsilon_e(p)=\varepsilon(p)\big]_{\gamma(p)=0}=\dfrac{E(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}$ qui est du à l'entrée E(p) tel que γ(p)=0 ;
- $\varepsilon_{per}(p)=\varepsilon(p)\big]_{E(p)=0}=\dfrac{G_2(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}.\gamma(p)$ qui est du à la perturbation γ(p) tel que E(p)=0 .

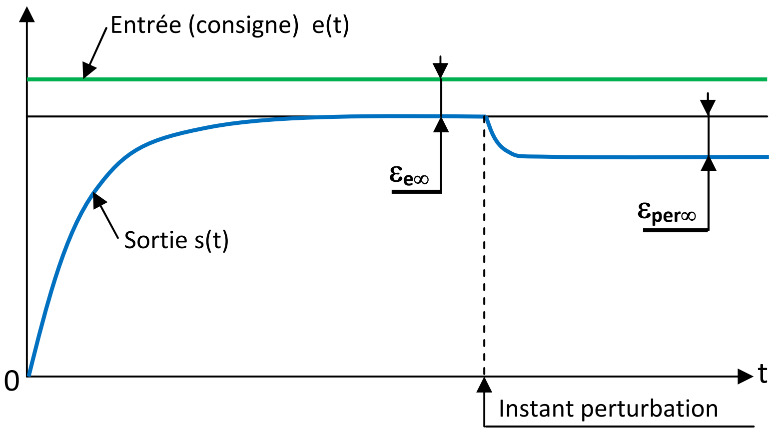
On peut retrouver ces deux écarts par lecture directe du schéma blocs :

On a : $\varepsilon(p)=E(p)-S(p)=E(p)-\big(G_1(p).\varepsilon(p)-\gamma(p)\big).G_2(p)$

$$\Rightarrow \quad \varepsilon(p).\big(1+G_1(p).G_2(p)\big)=E(p)+\gamma(p).G_2(p)$$

$$\Rightarrow \quad \varepsilon(p)=\frac{E(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}+\frac{G_2(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}.\gamma(p)=\varepsilon_e(p)+\varepsilon_{per}(p)$$

On en déduit que l'erreur statique est la superposition de deux erreurs : $\varepsilon_\infty=\varepsilon_{e\infty}+\varepsilon_{per\infty}$:



- $\varepsilon_{e\infty}=\lim\limits_{p\to 0} p.\varepsilon_e(p)=\lim\limits_{p\to 0} p.\dfrac{E(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}$ qui est due à l'entrée E(p) ;
- $\varepsilon_{per\infty}=\lim\limits_{p\to 0} p.\varepsilon_{per}(p)=\lim\limits_{p\to 0} p.\dfrac{G_2(p).\gamma(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}$ qui est due à la perturbation γ(p) .

* L'erreur $\varepsilon_{e\infty}$ due à l'entrée E(p) a été déjà étudiée au paragraphe **IV.2** .

* Déterminons l'erreur $\varepsilon_{per\infty}$ due à une perturbation constante : $\gamma(t)=\gamma_0.u(t)\xrightarrow{\mathcal{L}}\gamma(p)=\dfrac{\gamma_0}{p}$:

$$\varepsilon_{per\infty}=\lim_{p\to 0} p.\varepsilon_{per}(p)=\lim_{p\to 0} p.\frac{G_2(p).\gamma(p)}{1+G_1(p).G_2(p)}=\lim_{p\to 0} p.\frac{G_2(p).}{1+G_1(p).G_2(p)}.\frac{\gamma_0}{p}$$

$$\varepsilon_{per\infty}=\lim_{p\to 0}\frac{\dfrac{K_2}{p^{\alpha_2}}.\dfrac{N_2(p)}{D_2(p)}}{1+\dfrac{K_1.K_2}{p^{\alpha_1+\alpha_2}}.\dfrac{N_1(p).N_2(p)}{D_1(p).D_2(p)}}.\gamma_0=\lim_{p\to 0}\frac{K_2.p^{\alpha_1}}{p^{\alpha_1+\alpha_2}+K_1.K_2}.\gamma_0$$

- Si $\alpha_1 = 0$ (aucune intégration dans $G_1(p)$) alors $\varepsilon_{per\infty}$ est non nul : $\varepsilon_{per\infty} = \lim\limits_{p \to 0} \dfrac{K_2.\gamma_0}{p^{\alpha_2} + K_1.K_2}$;
- Si $\alpha_1 \geq 1$ (au moins une intégration dans $G_1(p)$) alors : $\boxed{\varepsilon_{per\infty} = 0}$;

A retenir que :

L'erreur statique due à une perturbation constante est nulle si on a au moins un intégrateur en amont de la perturbation.

IV.4. Application :

On considère l'asservissement en position d'une parabole représenté par le schéma blocs de la page suivante.
On considère dans un premier temps un correcteur proportionnel de gain K_c : $C(p) = K_c$,

1) Le système est il stable ?

On considère de plus la perturbation $C_r(p) = 0$.

2) Donner la FTBO du système notée $H_{bo1}(p)$, en donner l'ordre, le gain et la classe.

3) Quelle est l'erreur statique ε_s à un échelon de tension consigne d'amplitude U_0 : $U_c(t) = U_0.u(t)$, justifier.

4) Quelle est en régime permanant l'erreur de trainage ε_T à une rampe de tension consigne de pente a : $U_c(t) = a.t.u(t)$.

On envisage maintenant d'étudier l'effet de la perturbation $C_r(p)$ sur la précision du système, pour cela on prendra $U_c(p) = 0$.

5) Donner l'expression de l'écart $\varepsilon_{per}(p)$ en fonction de la perturbation $C_r(p)$, puis déterminer l'erreur statique ε_{per} du système due à un échelon de perturbation d'amplitude C_{r0}.

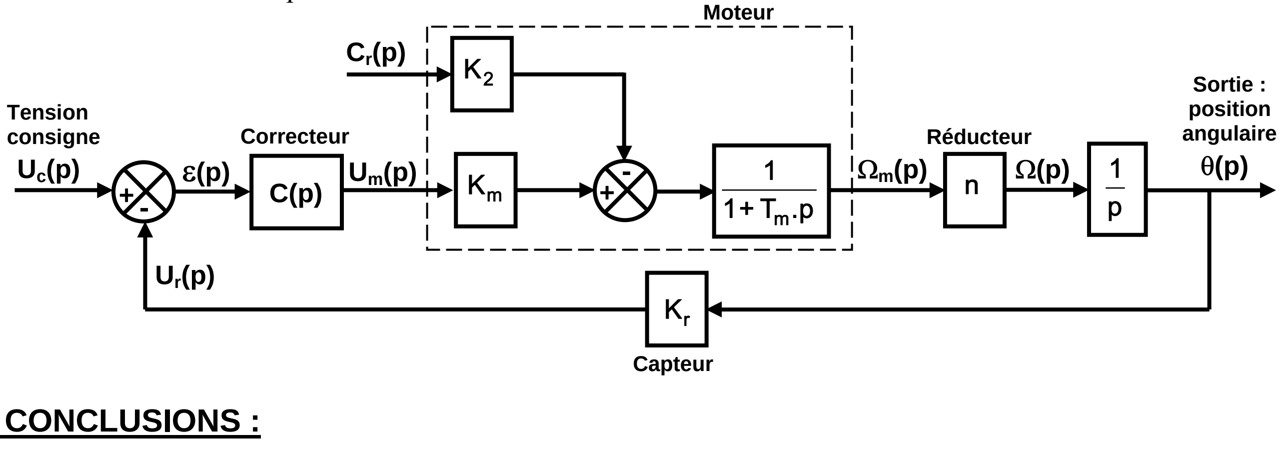
On remplace par la suite le correcteur précédent par un correcteur proportionnel intégral : $C(p) = \dfrac{K_i(1 + T_i.p)}{T_i.p}$

et on suppose que ce correcteur est suffisamment réglé pour ne pas affecter la stabilité du système.

6) Que devient la FTBO du système notée $H_{bo2}(p)$, en donner l'ordre, le gain et la classe.

7) Que deviennent les erreurs statiques ε_s et ε_T, justifier.

8) Déterminer à nouveau l'erreur statique ε_{per} du système due à un échelon de perturbation d'amplitude C_{r0}. Ce résultat est il prévisible?



V. CONCLUSIONS :

- L'augmentation du <u>gain de boucle ouverte</u> $\mathbf{K_{bo}}$ augmente la précision d'un système asservi mais diminue sa stabilité ;

- La présence d'intégrateurs dans la boucle ouverte rendent le système précis mais chacun provoque un ajout de phase de –90° ce qui peut provoquer l'instabilité du système asservi ;

  On en déduit alors que la **stabilité** et la **précision** sont deux **performances contradictoires**.

- Il faut noter aussi que l'augmentation du gain de boucle ouverte augmente la rapidité du système mais diminue son amortissement.