

II PRECISION

Contenu

II PRECISION	1
1 Définitions – Précision, erreur, image de l'erreur	2
1.1 Erreur dynamique, erreur statique	2
1.2 Cas des systèmes bouclés : Image de l'erreur	2
2 Détermination de l'image de l'erreur	3
2.1 Etude d'un système asservi, sans perturbation	3
2.1.1 Détermination de $\varepsilon(p)$ pour un système soumis à la seule consigne $E(p)$	3
2.1.2 Calcul de l'image de l'erreur impulsionnelle	3
2.1.3 Calcul de l'image de l'erreur statique de position ε_s	3
2.1.4 Calcul de l'image de l'erreur de traînage ε_T (poursuite ε_P ou vitesse ε_V)	4
2.1.5 Réponse à une consigne parabolique - Erreur en accélération	4
2.1.6 Généralisation du calcul de l'image de l'erreur due à une consigne d'entrée	5
2.1.7 Opposition entre précision et stabilité	5
2.2 Etude d'un système asservi, avec perturbation	5
2.2.1 Calcul de la sortie due à la fois à la consigne et à la perturbation	5
2.2.2 Calcul de l'erreur et de l'image de l'erreur dues à la perturbation	6
2.2.3 Comment annuler l'erreur due à une perturbation	7
2.2.4 Conclusion	7
3 Précision et régime harmonique	8
4 Conclusion	8
5 Application sur la chaîne de régulation de l'inclinaison du scooter UNO III :	9

On quantifie les performances de stabilité, précision et rapidité d'un système asservi, on a vu qu'il fallait d'abord s'assurer de la stabilité selon l'évaluation de critères comme les marges de phase et de gain en régime harmonique, les dépassements pour la réponse indicielle...

Si le système asservi est suffisamment stable, on peut alors caractériser sa rapidité et la précision.

L'objectif de ce cours est de présenter les éléments intervenant sur la précision des systèmes ainsi que les outils permettant de l'évaluer (indépendamment des autres performances, dans mesure du possible).

1 Définitions – Précision, erreur, image de l'erreur.

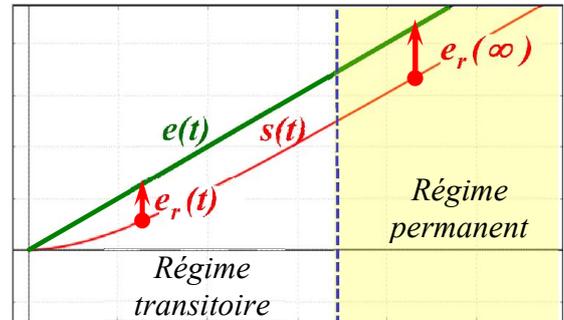
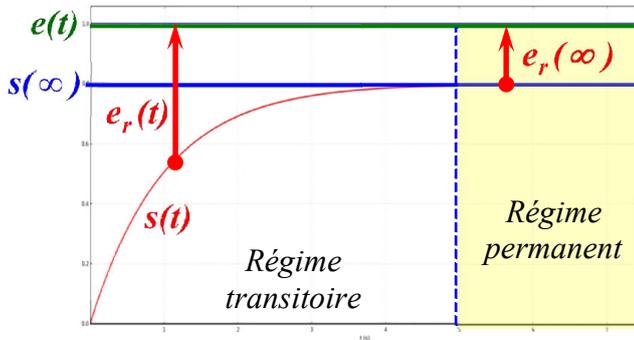
1.1 Erreur dynamique, erreur statique.

La précision qualifie l'aptitude du système à atteindre la valeur souhaitée.

On définit l'erreur ou écart dynamique à l'instant t notée $e_r(t)$ par :

$$e_r(t) = e(t) - s(t)$$

$e(t)$: entrée et $s(t)$: sortie



Lorsqu'on attend suffisamment longtemps, on atteint le régime dit « permanent ». L'erreur se stabilise.

On définit alors l'erreur statique $\lim_{t \rightarrow \infty} e_r(t) = \lim_{t \rightarrow \infty} [e(t) - s(t)]$

Selon la sollicitation à laquelle est soumis le système, le vocabulaire est différent :

- pour une entrée échelon $e(t) = E_0 \cdot u(t)$, on parle d'erreur statique de position ;
- pour une entrée échelon $e(t) = 1 \cdot u(t)$, on parle d'erreur indicielle ;
- pour une entrée en rampe $e(t) = A \cdot t \cdot u(t)$, on parle d'erreur de traînage, de poursuite, de vitesse.

Plus l'erreur statique est faible, plus le système est précis.

1.2 Cas des systèmes bouclés : Image de l'erreur

Cas d'un système bouclé à retour unitaire

L'image de l'erreur $\varepsilon(t)$ en sortie de comparateur correspond à la différence entre l'entrée et la sortie soit $\varepsilon(t) = e(t) - s(t)$.

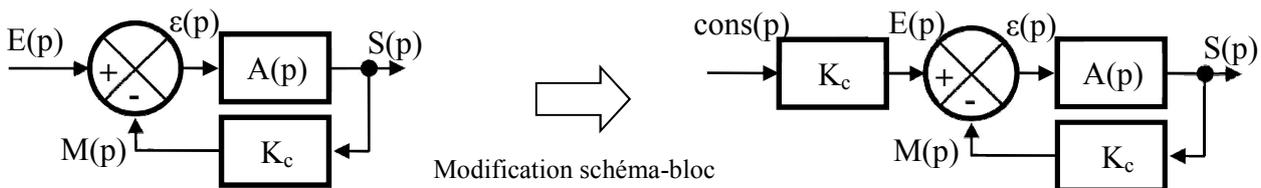
L'erreur $e_r(t)$ et l'image de l'erreur $\varepsilon(t)$ sont donc identiques et s'expriment dans la même unité que la grandeur de sortie.

$$E(p) + \varepsilon(p) = A(p) S(p)$$

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

Cas du système à retour non unitaire

Il faut modifier le schéma bloc de telle sorte que l'on puisse faire apparaître une consigne $\text{cons}(t)$ de même nature que la sortie $s(t)$.



L'erreur $e_r(t)$ correspond alors à la différence entre $\text{cons}(t)$ et $s(t)$ $\Rightarrow E_r(p) = \text{Cons}(p) - S(p)$

L'image de l'erreur correspond ici à la différence entre $e(t)$ et $m(t)$ $\Rightarrow \varepsilon(p) = E(p) - M(p)$

soit : $\boxed{\varepsilon(p) = K_c \cdot \text{Cons}(p) - K_c \cdot S(p)} = K_c \cdot [\text{Cons}(p) - S(p)] \Rightarrow \boxed{\varepsilon(p) = K_c \cdot E_r(p)}$



Donc, dans le cas d'un système bouclé à retour non unitaire les valeurs de l'erreur $e_r(t)$ et de l'image de l'erreur $\varepsilon(t)$ ne sont pas égales.



Toutefois, elles sont proportionnelles et les considérations qualitatives sur l'évolution de l'erreur peuvent être obtenues par analyse de l'image de l'erreur.

Pour les aspects quantitatifs, on utilise souvent l'erreur relative :

$$e_{r\%}(t) = \frac{\text{cons}(t) - s(t)}{\text{cons}(t)} = \frac{e(t) - m(t)}{e(t)} = \varepsilon_{\%}(t) \Leftrightarrow \boxed{e_{r\%}(t) = \varepsilon_{\%}(t)}$$

2 Détermination de l'image de l'erreur.

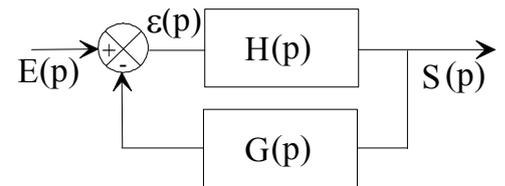
2.1 Etude d'un système asservi, sans perturbation.

2.1.1 Détermination de $\varepsilon(p)$ pour un système soumis à la seule consigne $E(p)$

On exprime $\varepsilon(p)$ en fonction de $E(p)$ en éliminant $S(p)$

$$\varepsilon(p) = E(p) - S(p) \cdot G(p) \text{ avec } S(p) = H(p) \cdot \varepsilon(p)$$

En remplaçant on obtient $\varepsilon(p) = E(p) - H(p) \cdot \varepsilon(p) \cdot G(p)$



En regroupant : $\varepsilon(p) [1 + H(p) \cdot G(p)] = E(p) \Rightarrow$

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

Pour se placer dans le cas général, on utilise la fonction de transfert FTBO du système du type :

$$FTBO(p) = \frac{M(p)}{\varepsilon(p)} = \frac{K \cdot (1 + b_1 \cdot p + \dots + b_m \cdot p^m)}{p^\alpha \cdot (1 + a_1 \cdot p + \dots + a_n \cdot p^{n-\alpha})} = \frac{K}{p^\alpha} \cdot \frac{N(p)}{D(p)} \text{ et } \alpha \geq 0.$$

Fonction sans zéro (Les zéros sont les racines nulles du numérateur. Ce sont des dérivateurs purs).

(avec α : classe de la FTBO, n : ordre de la FTBO, K : gain statique de la FTBO et $\lim_{p \rightarrow 0} \frac{N(p)}{D(p)} = 1$).

Rappel de définitions : La classe d'une fonction de transfert est le nombre de pôles nuls de cette F.T.
Les pôles d'une F.T. les zéros de son dénominateur

2.1.2 Calcul de l'image de l'erreur impulsionnelle

L'entrée est une impulsion $e(t) = \delta(t) \rightarrow E(p) = 1 \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot 1 \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}} = 0$

Quelle que soit la classe du système, celui-ci est précis.

2.1.3 Calcul de l'image de l'erreur statique de position ε_s

On cherche à atteindre une position. L'entrée est de type échelon : $e(t) = E_0 \cdot u(t)$

$$\varepsilon(+\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{E(p)}{1 + FTBO(p)} \rightarrow \varepsilon(+\infty) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{E_0}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}}$$

- Pour un système de classe 0 ($\alpha = 0$) $\rightarrow \varepsilon_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \frac{E_0}{1 + K}$
- Pour un système de classe >0 ($\alpha \geq 1$) $\rightarrow \varepsilon_s = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0$



Théorème : Si la FTBO contient un intégrateur pur (FTBO de classe 1) alors l'erreur statique de position (due à une consigne d'entrée échelon) est nulle.

2.1.4 Calcul de l'image de l'erreur de traînage ε_T (poursuite ε_P ou vitesse ε_V)

Rappel : Traînage signifie que le système est soumis à **une entrée de type rampe** : $e(t) = A.t.u(t)$

$$\varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{E(p)}{1 + FTBO(p)} \quad \text{avec } E(p) = \frac{A}{p^2}$$

$$\varepsilon_T = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{A}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}} \rightarrow \varepsilon_T = \lim_{p \rightarrow 0} \frac{A}{p} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}}$$

- Pour un système de classe 0 ($\alpha = 0$) $\rightarrow \varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = +\infty$
- Pour un système de classe 1 ($\alpha = 1$) $\rightarrow \varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \frac{A}{K}$
- Pour un système de classe ≥ 2 ($\alpha = 2, 3, \dots$) $\rightarrow \varepsilon_T = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0$



Lorsqu'on ne précise pas la valeur de A, on prend $A = 1$, pente unitaire.

2.1.5 Réponse à une consigne parabolique - Erreur en accélération

L'entrée est une parabole $e(t) = A \cdot \frac{t^2}{2} \cdot u(t) \rightarrow E(p) = \frac{A}{p^3} \rightarrow$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{A}{p^3} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}} = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) \frac{A}{p^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{K}{p^\alpha}}$$

- Pour un système de classe 0 ou 1 ($\alpha = 0$ ou 1) $\rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = +\infty$
- Pour un système de classe 2 ($\alpha = 2$) $\rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \frac{A}{K}$
- Pour un système de classe ≥ 3 ($\alpha = 3, \dots$) $\rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = 0$

L'image de l'erreur due à la consigne d'entrée dépend de la nature de l'entrée $E(p)$, de la classe α de la FTBO et du gain K de la FTBO.

2.1.6 Généralisation du calcul de l'image de l'erreur due à une consigne d'entrée.

$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t)$ pour une consigne d'entrée de type ↓	FTBO de classe 0 ($\alpha = 0$) $FTBO(p) = K \cdot \frac{N(p)}{D(p)}$	FTBO de classe 1 ($\alpha = 1$) $FTBO(p) = \frac{K}{p} \cdot \frac{N(p)}{D(p)}$	FTBO de classe 2 ($\alpha = 2$) $FTBO(p) = \frac{K}{p^2} \cdot \frac{N(p)}{D(p)}$
Impulsion $e(t) = \delta(t)$	0	0	0
Echelon $e(t) = E_0 \cdot u(t)$	$\frac{E_0}{1+K}$	0	0
Rampe $e(t) = A \cdot t \cdot u(t)$	$+\infty$	$\frac{A}{K}$	0
Parabolique $e(t) = A \cdot t^2 \cdot u(t)$	$+\infty$	$+\infty$	$\frac{A}{K}$
Commentaires	0 intégration : Système souvent peu précis	1 intégration : Bonne précision statique Moyenne pour la rampe	2 intégrations : Système très précis mais délicat à stabiliser



Pour améliorer la précision on peut : - « ajouter » des intégrateurs.
- augmenter la valeur de K



Au concours les résultats synthétisés dans le tableau précédent peuvent être utilisés sans démonstration. Il est donc conseillé de le connaître par cœur.

2.1.7 Opposition entre précision et stabilité

Pour chaque intégrateur ajouté, on déphase la sortie de -90° . Par exemple, pour une classe 2, la marge de phase sera réduite de 180° . Sans prise de précaution particulière, le système sera instable.

Il en va de même pour l'influence du gain K. Si K croît, la précision croît mais les marges de phase et de gain se réduisent.

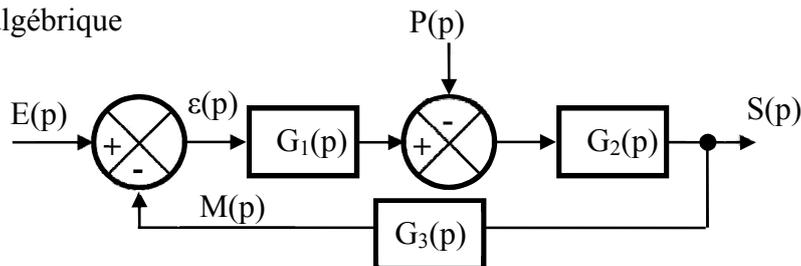


La recherche d'une amélioration de la précision d'un système se fait souvent au détriment de sa stabilité.

2.2 Etude d'un système asservi, avec perturbation.

2.2.1 Calcul de la sortie due à la fois à la consigne et à la perturbation

Méthode 1 : par le calcul algébrique



On lit sur le schéma :

$$S(p) = G_2(p) \cdot [\varepsilon(p) \cdot G_1(p) - P(p)] \quad \text{et} \quad \varepsilon(p) = E(p) - G_3(p) \cdot S(p)$$

En éliminant $\varepsilon(p)$, $S(p) = G_2(p) \cdot [(E(p) - G_3(p) \cdot S(p)) \cdot G_1(p) - P(p)]$

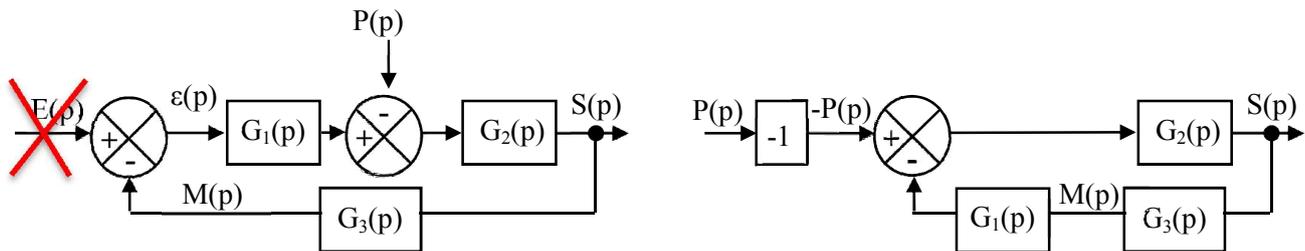
$$\Leftrightarrow S(p) = G_2(p) \cdot G_1(p) \cdot E(p) - G_1(p) \cdot G_2(p) \cdot G_3(p) \cdot S(p) - G_2(p) \cdot P(p)$$

$$\Leftrightarrow S(p) [1 + G_1(p) \cdot G_2(p) \cdot G_3(p)] = G_2(p) \cdot G_1(p) \cdot E(p) - G_2(p) \cdot P(p)$$

$$\Leftrightarrow S(p) = \frac{G_2(p) \cdot G_1(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p) \cdot G_3(p)} \cdot E(p) - \frac{G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p) \cdot G_3(p)} \cdot P(p)$$

$$\Leftrightarrow \boxed{S(p) = \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot E(p) - \frac{G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p)}$$

Méthode 2 : par les schémas blocs



La sortie due à la perturbation s'exprime donc $S_p(p) = \frac{-G_2(p)}{1 + G_1(p) \cdot G_2(p) \cdot G_3(p)} \cdot P(p)$

Rappel : la sortie due à la consigne $S_c(p) = H_c(p) \cdot E(p) = \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot E(p)$

Le théorème de superposition permet d'obtenir la sortie du système multi-variables :

$$S(p) = H_c(p) \cdot E(p) + H_p(p) \cdot P(p)$$

On retrouve bien
$$\boxed{S(p) = \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot E(p) + \frac{-G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p)}$$

2.2.2 Calcul de l'erreur et de l'image de l'erreur dues à la perturbation.

L'image de l'erreur $\varepsilon(p)$ s'exprime : $\varepsilon(p) = E(p) - M(p) = E(p) - G_3(p) \cdot S(p)$

$$\varepsilon(p) = E(p) - \left[G_3(p) \cdot \frac{G_1(p) \cdot G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot E(p) - G_3(p) \cdot \frac{G_2(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p) \right]$$

Soit :
$$\varepsilon(p) = \left[1 - \frac{FTBO(p)}{1 + FTBO(p)} \right] \cdot E(p) + \frac{G_2(p) \cdot G_3(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p)$$

On retrouve bien l'image de l'erreur due à la consigne à laquelle s'ajoute celle due à la perturbation.

Soit : $\varepsilon(p) = \frac{E(p)}{1 + FTBO(p)} + \frac{G_2(p) \cdot G_3(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p)$	
Image de l'erreur due à la consigne	Image de l'erreur due à la perturbation



l'erreur permanente due à la perturbation est égale à $\lim_{t \rightarrow \infty} [-s_p(t)]$

En d'autres termes, *la précision est parfaite si la sortie due à la perturbation est nulle.*



Lorsque $G_3(p) = G_3 = \text{constante}$, (Cas fréquent d'un capteur dont le $tr_{5\%}$ est négligeable)

L'image de l'erreur permanente due à la perturbation s'écrit donc $\lim_{t \rightarrow \infty} [-G_3 \cdot s_p(t)]$

2.2.3 Comment annuler l'erreur due à une perturbation

On se place dans le cas $E(p) = 0$ donc $\varepsilon(p) = \frac{G_2(p) \cdot G_3(p)}{1 + FTBO(p)} \cdot P(p)$ (voir paragraphe 2)

Pour se placer dans le cas général on utilise des fonctions de transfert $G_i(p)$ écrites sous forme

canonique : $G_i(p) = \frac{K_i}{p^{\alpha_i}} \cdot \frac{N_i(p)}{D_i(p)}$ où $\lim_{p \rightarrow 0} \frac{N_i(p)}{D_i(p)} = 1$ et $\alpha_i \geq 0$.

(avec α_i : classe de G_i , n_i : ordre de G_i , K_i : gain statique de G_i).

L'image de l'erreur statique se calcule en utilisant le théorème de la valeur finale :

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot P(p) \cdot \frac{\frac{K_2}{p^{\alpha_2}} \cdot \frac{N_2(p)}{D_2(p)} \cdot \frac{K_3}{p^{\alpha_3}} \cdot \frac{N_3(p)}{D_3(p)}}{1 + \frac{K_1}{p^{\alpha_1}} \cdot \frac{N_1(p)}{D_1(p)} \cdot \frac{K_2}{p^{\alpha_2}} \cdot \frac{N_2(p)}{D_2(p)} \cdot \frac{K_3}{p^{\alpha_3}} \cdot \frac{N_3(p)}{D_3(p)}} =$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \varepsilon(p) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot P(p) \cdot \frac{\frac{K_2}{p^{\alpha_2}} \cdot \frac{K_3}{p^{\alpha_3}}}{1 + \frac{K_1}{p^{\alpha_1}} \cdot \frac{K_2}{p^{\alpha_2}} \cdot \frac{K_3}{p^{\alpha_3}}}$$

Si on considère que la fonction de transfert de la perturbation est du type échelon : $P(p) = \frac{P_0}{p}$

$$\text{alors } \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{E_0}{p} \cdot \frac{K_2 \cdot K_3 \cdot p^{\alpha_1}}{p^{\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3} + K_1 \cdot K_2 \cdot K_3}$$

On voit que cette expression sera nulle si $\alpha_1 \geq 1$. Cela revient à *placer un intégrateur entre les deux comparateurs.*



On dit habituellement que pour annuler l'erreur statique de position due à une perturbation, il faut placer un intégrateur avant la perturbation.

2.2.4 Conclusion

Un système doit être précis vis à vis de l'entrée, mais également insensible aux perturbations.

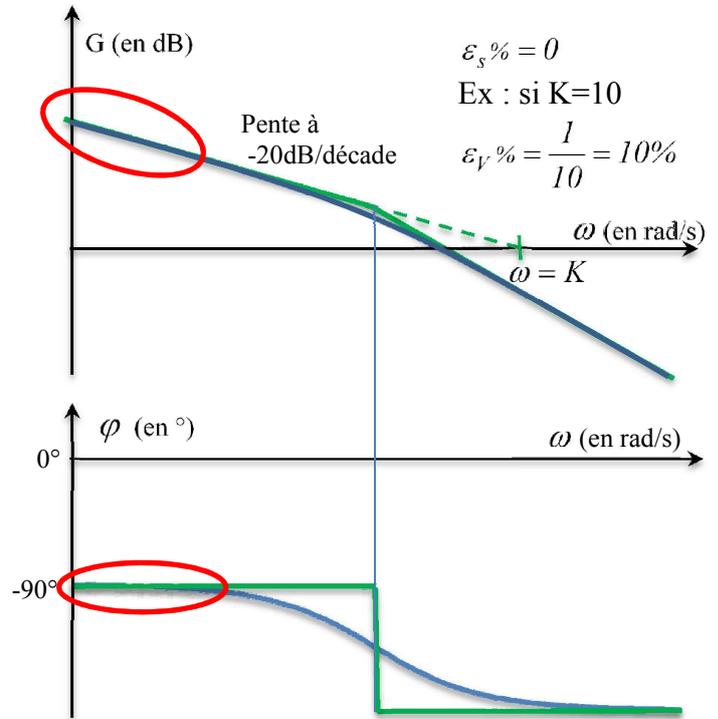
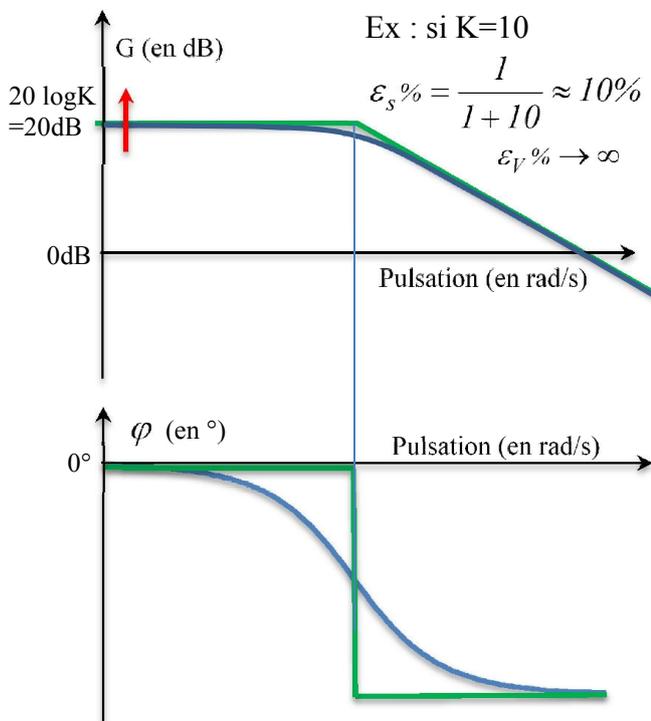
Pour ne pas dégrader la réponse finale, ces dernières doivent avoir une influence minimale (et si possible nulle) sur la précision de la sortie.

3 Précision et régime harmonique

L'observation de la FTBO permet de caractériser la précision :

Un grand gain statique assure un écart statique de position faible.
L'écart de traînage sera infini.

La présence d'un intégrateur dans la FTBO assure un écart statique nul et un écart de traînage fini.



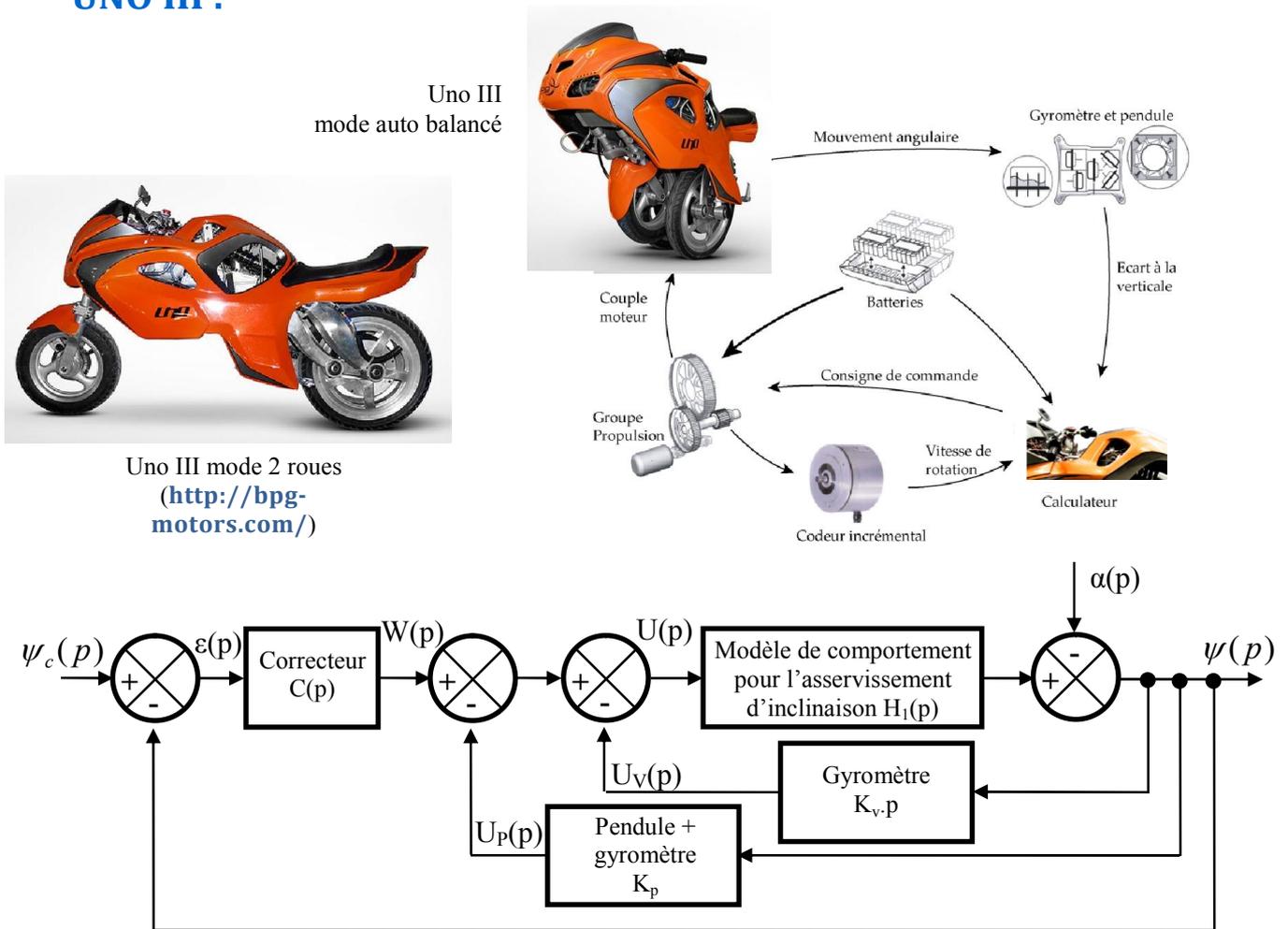
4 Conclusion

Dans tous les cas de figure, on voit qu'**il faut des intégrateurs dans la boucle pour annuler l'image de l'erreur**. Si le système à commander n'en possède pas (ou pas assez), on peut les apporter avec un correcteur. Cela semble donc facile d'obtenir un système bouclé précis.

Cependant, il ne faut pas perdre de vue qu'il faut aussi et surtout que le système bouclé soit stable. Or l'effet d'un intégrateur sur la phase de la FTBO sera d'apporter -90° quelle que soit la valeur de ω . On peut se douter que **perdre 90° aura inévitablement un effet négatif sur la marge de phase $M\phi$** . Elle pourra même devenir négative et donc rendre instable le système.

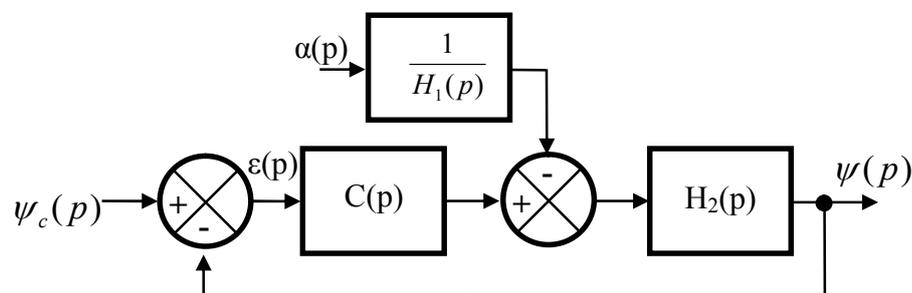
Ceci met en lumière un dilemme que l'automaticien a toujours à l'esprit : il faut **faire un compromis entre la précision et la stabilité** (ou plutôt les marges de stabilité).

5 Application sur la chaîne de régulation de l'inclinaison du scooter UNO III :



La régulation d'inclinaison du scooter consiste à maintenir l'inclinaison $\psi(t)$ en régime permanent quelle que soit l'inclinaison du conducteur $\alpha(t) \rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} \psi(t) = 0$.

Dans ces conditions l'erreur due à la perturbation en régime permanent doit être nulle quelle que soit la perturbation $\alpha(t)$. Pour calculer cette erreur en régulation il faut modifier dans un premier temps le schéma bloc du système et mener le calcul pour $\psi_c(p) = 0$. $\psi_c(p) = 0$.



Avec : $C(p) = K_c$; $H_2(p) = \frac{K_2}{\frac{1}{\omega_2^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot z_2}{\omega_2} \cdot p + 1}$; $H_1(p) = \frac{K_1}{\frac{1}{\omega_1^2} \cdot p^2 - 1}$ et $\alpha(p) = \frac{\alpha_0}{p}$ (échelon).

En appliquant le théorème de superposition la sortie s'écrit :

$$\psi(p) = \frac{C(p) \cdot H_2(p)}{1 + C(p) \cdot H_2(p)} \psi_c(p) - \frac{1}{H_1(p)} \cdot \frac{H_2(p)}{1 + C(p) \cdot H_2(p)} \alpha(p)$$

(pour $\psi_c(p)$ nul).

L'image de l'erreur $\varepsilon(p)$ s'exprime alors : $\varepsilon(p) = \psi_c(p) - \psi(p) = \frac{1}{H_1(p)} \cdot \frac{H_2(p)}{1 + C(p) \cdot H_2(p)} \alpha(p)$

Et l'image de l'erreur due à la perturbation en régime permanent s'écrit :

$$\lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \psi_c(t)=0}} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \alpha(p) \cdot \frac{1}{H_1(p)} \cdot \frac{H_2(p)}{1 + C(p) \cdot H_2(p)}$$

Pour une entrée $\alpha(t) = \alpha_0 \cdot u(t)$

$$\text{Soit : } \lim_{\substack{t \rightarrow \infty \\ \psi_c(t)=0}} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \cdot \frac{\alpha_0}{p} \cdot \frac{1}{\frac{1}{\omega_1^2} \cdot p^2 - 1} \cdot \frac{\frac{K_2}{\omega_2^2 \cdot p^2 + \frac{2 \cdot z_2}{\omega_2} \cdot p + 1}}{1 + K_c \cdot \frac{K_2}{\frac{1}{\omega_2^2} \cdot p^2 + \frac{2 \cdot z_2}{\omega_2} \cdot p + 1}} = \frac{-K_2 \cdot \alpha_0}{K_1 \cdot (1 + K_c \cdot K_2)} \neq 0$$

L'erreur due à la perturbation en régime permanent est non nulle. Ce résultat était prévisible puisqu'il n'y a pas d'intégration en amont de la perturbation. Pour annuler cette erreur en régulation pour une perturbation modélisée par un échelon, il faut modifier le correcteur $C(p)$ en utilisant un correcteur intégral (de classe 1) plutôt qu'un correcteur proportionnel.