

# Automatique

## Commande des Systèmes Linéaires Continus

◇ M1 ◇

U.E. Csy – module P2

Christophe Calmettes

`christophe.calmettes@univ-jfc.fr`

## séquence d'enseignement...

Concernant la partie Analyse et Synthèse des Asservissements Linéaires Invariants à Temps Continu

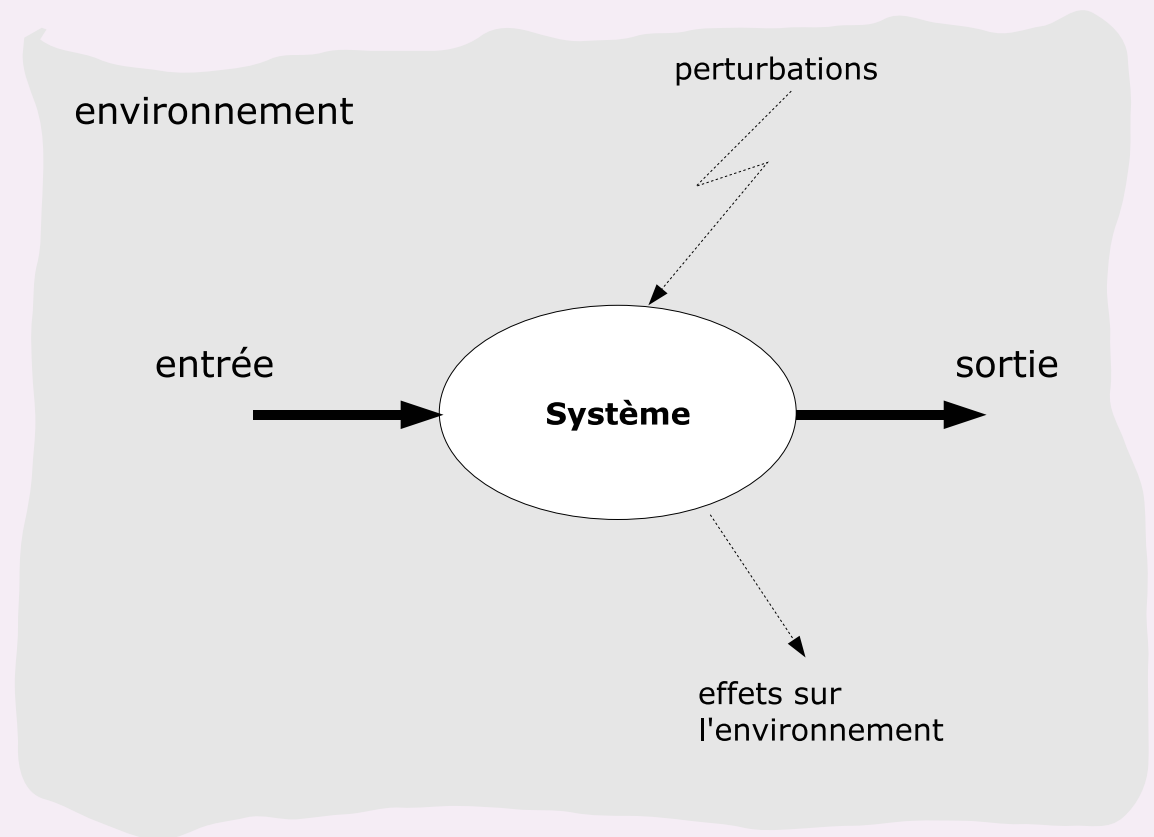
- ▷ 4 séances de 1h30 de Cours
- ▷ 11 séances de 1h30 de Travaux Dirigés (dont 2 avec l'aide de Matlab)
- ▷ une série de Travaux Pratiques

# Introduction

## du système au modèle ①

S.L.I. – T.C. – S.I.S.O

Linéaire  
Invariant dans le  
temps  
à Temps Continu  
Mono-entrée  
Mono-sortie

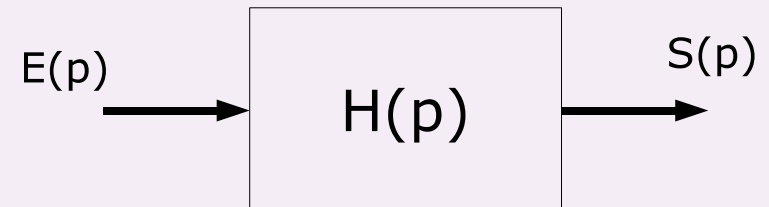


## du système au modèle ②

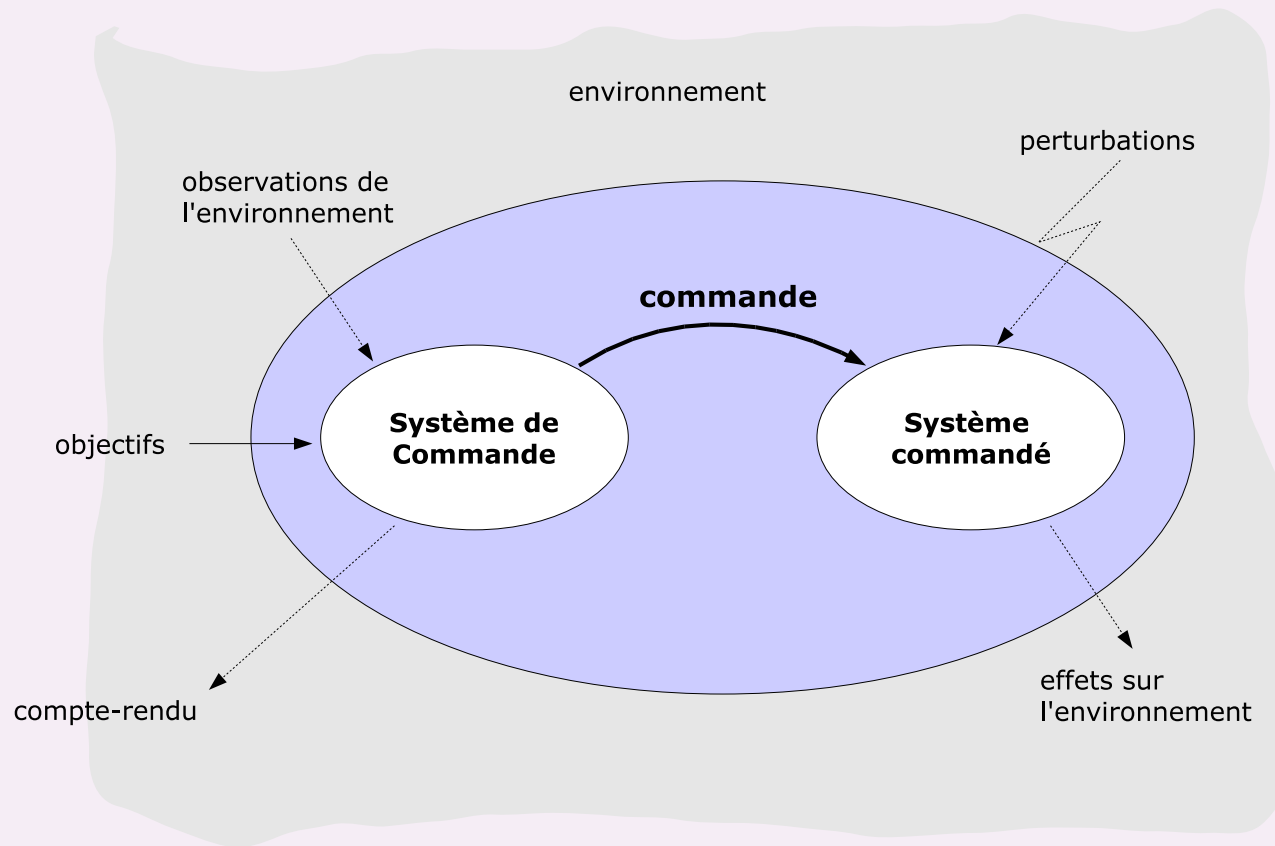
Modèle  
Fonction de transfert

$H(p)$  fraction rationnelle en  $p$

$$\text{ex : } H(p) = \frac{S(p)}{E(p)} = \frac{K}{1+\tau p}$$



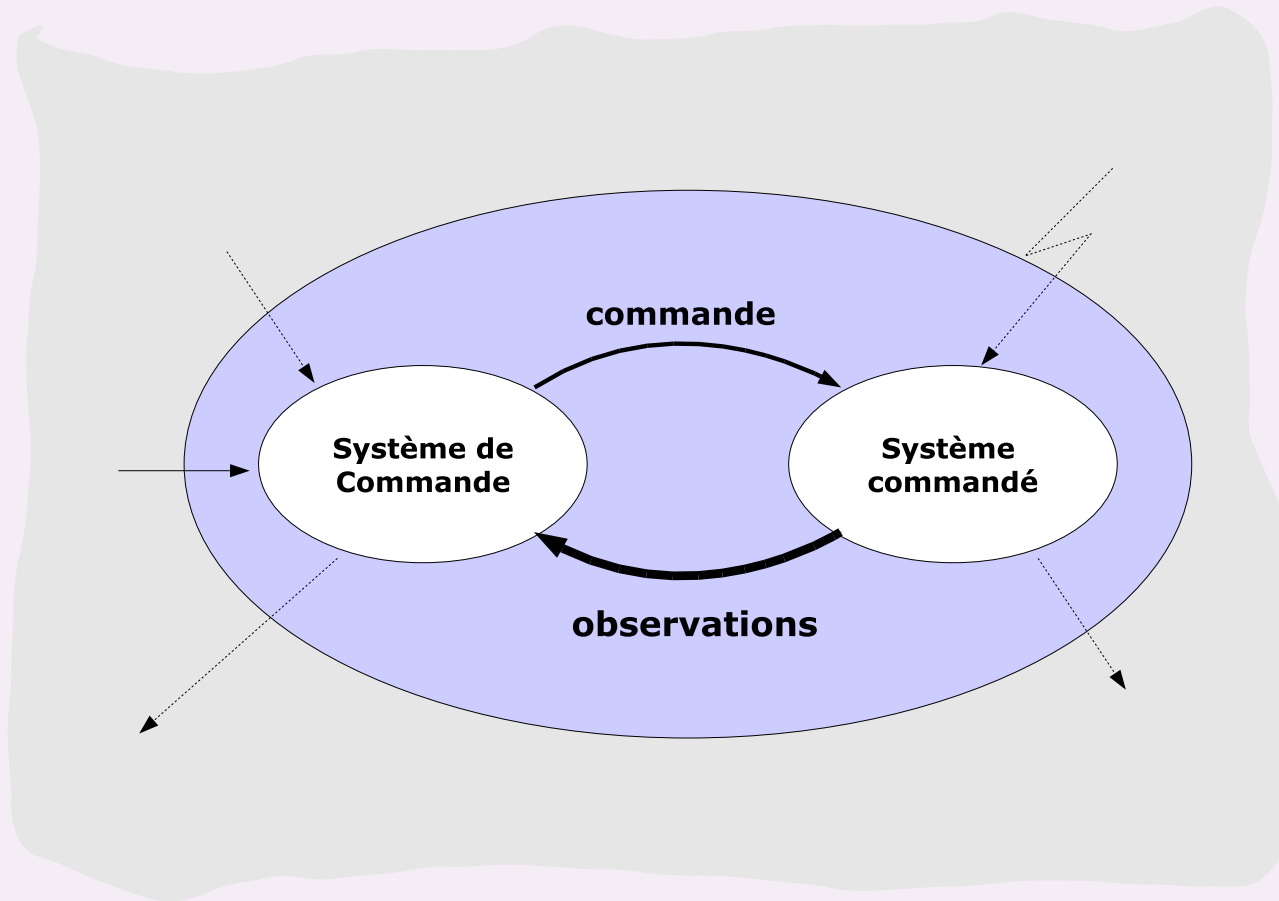
# systeme piloté (commandé) ①



▷ en Boucle Ouverte (BO)

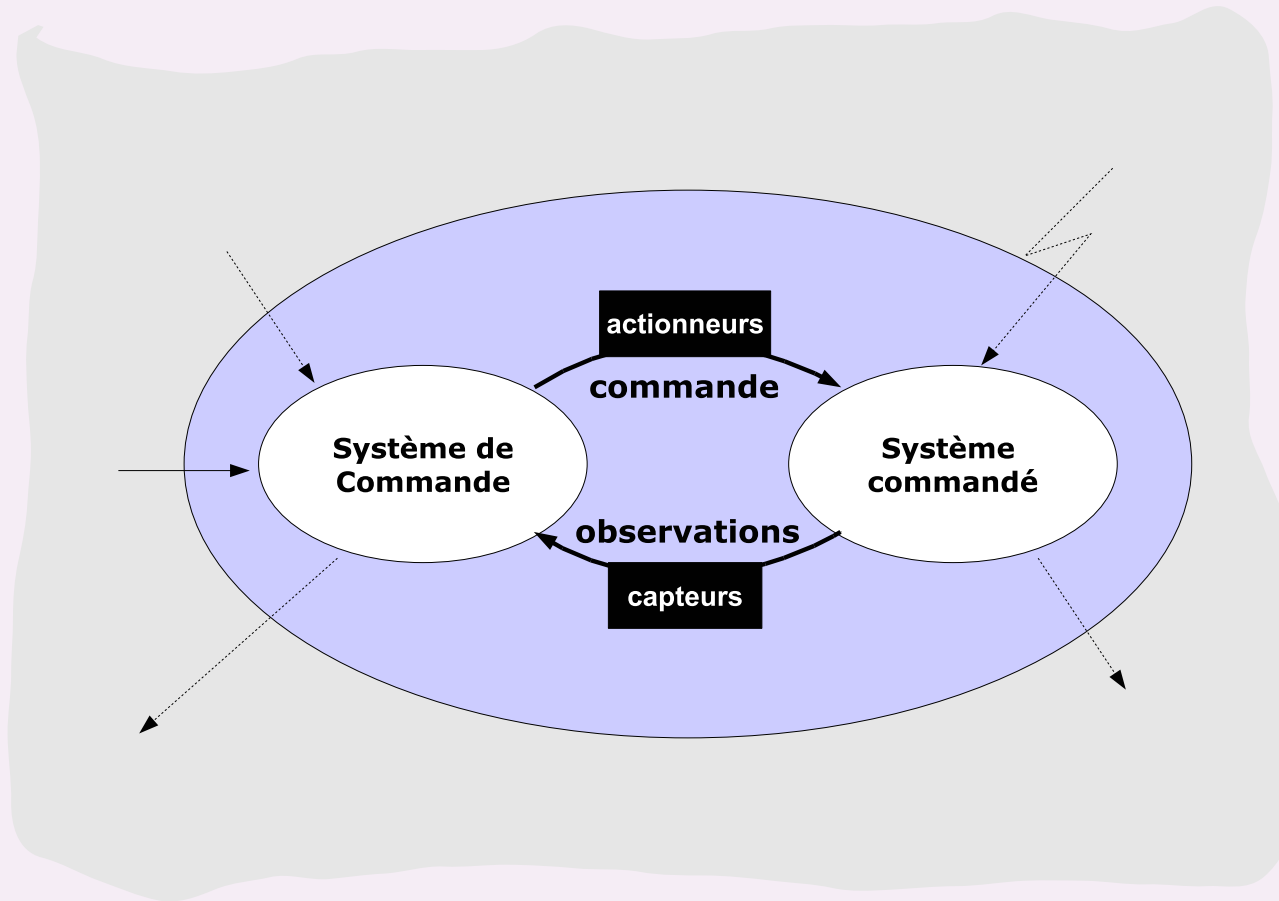
## systeme piloté (commandé)②

▷ en Boucle Fermée (BF) – rebouclage, rétroaction, *feedback*



## systeme piloté (commandé)③

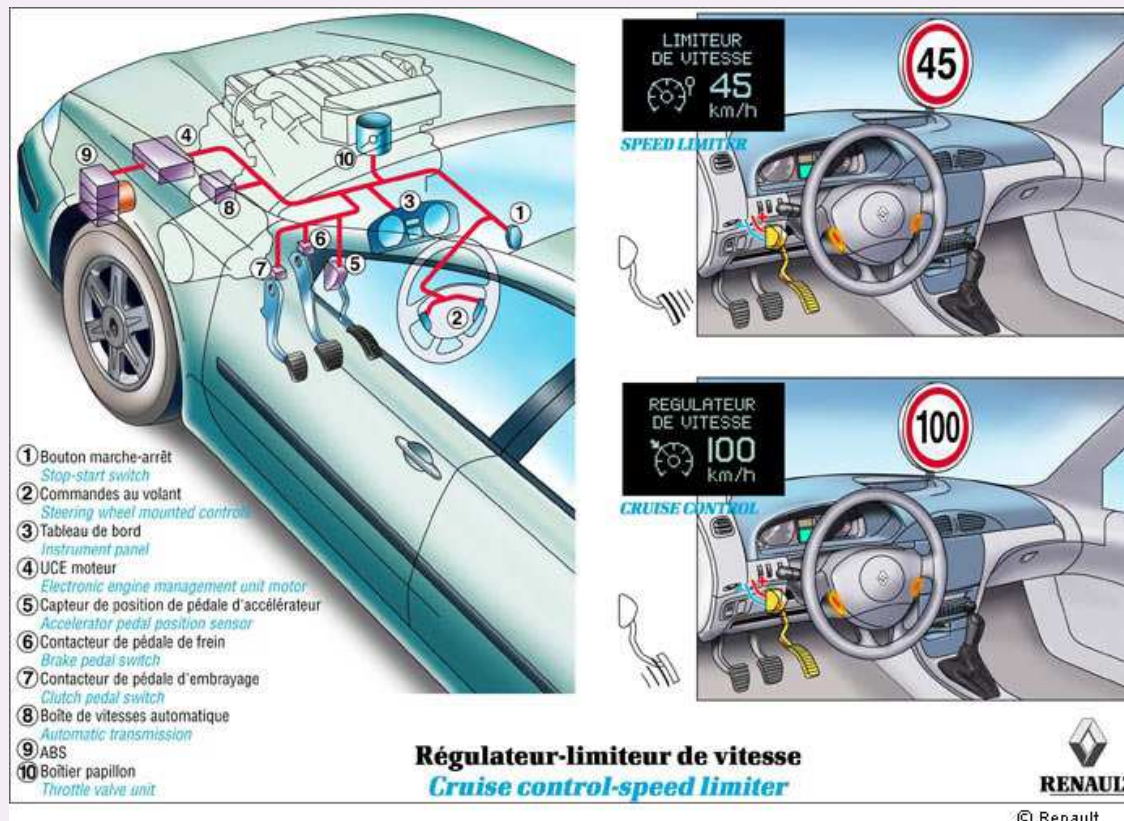
- ▷ interactions entre le système de commande et le système commandé





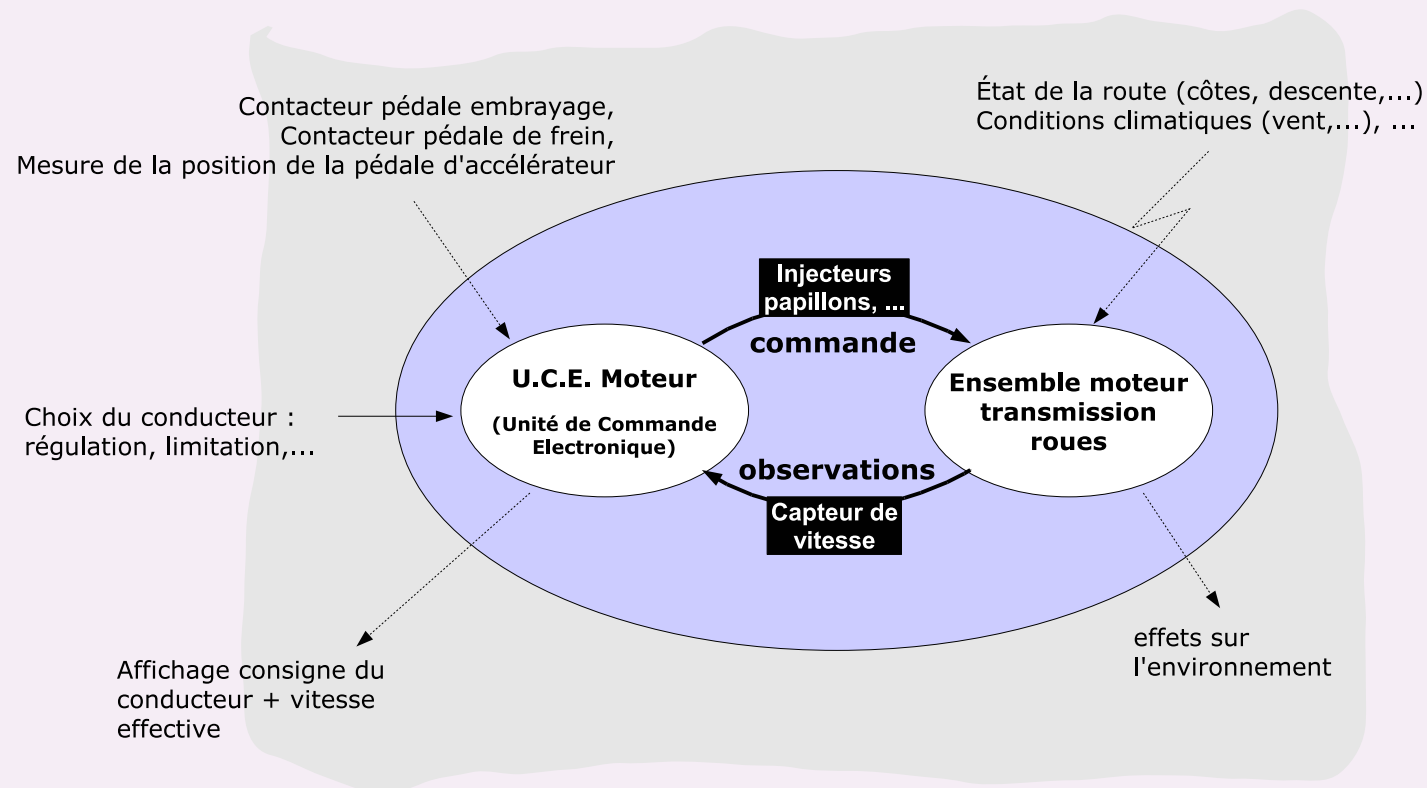
## systeme piloté (commandé) ④

▷ système physique – commande (régulation) de la vitesse d'une voiture



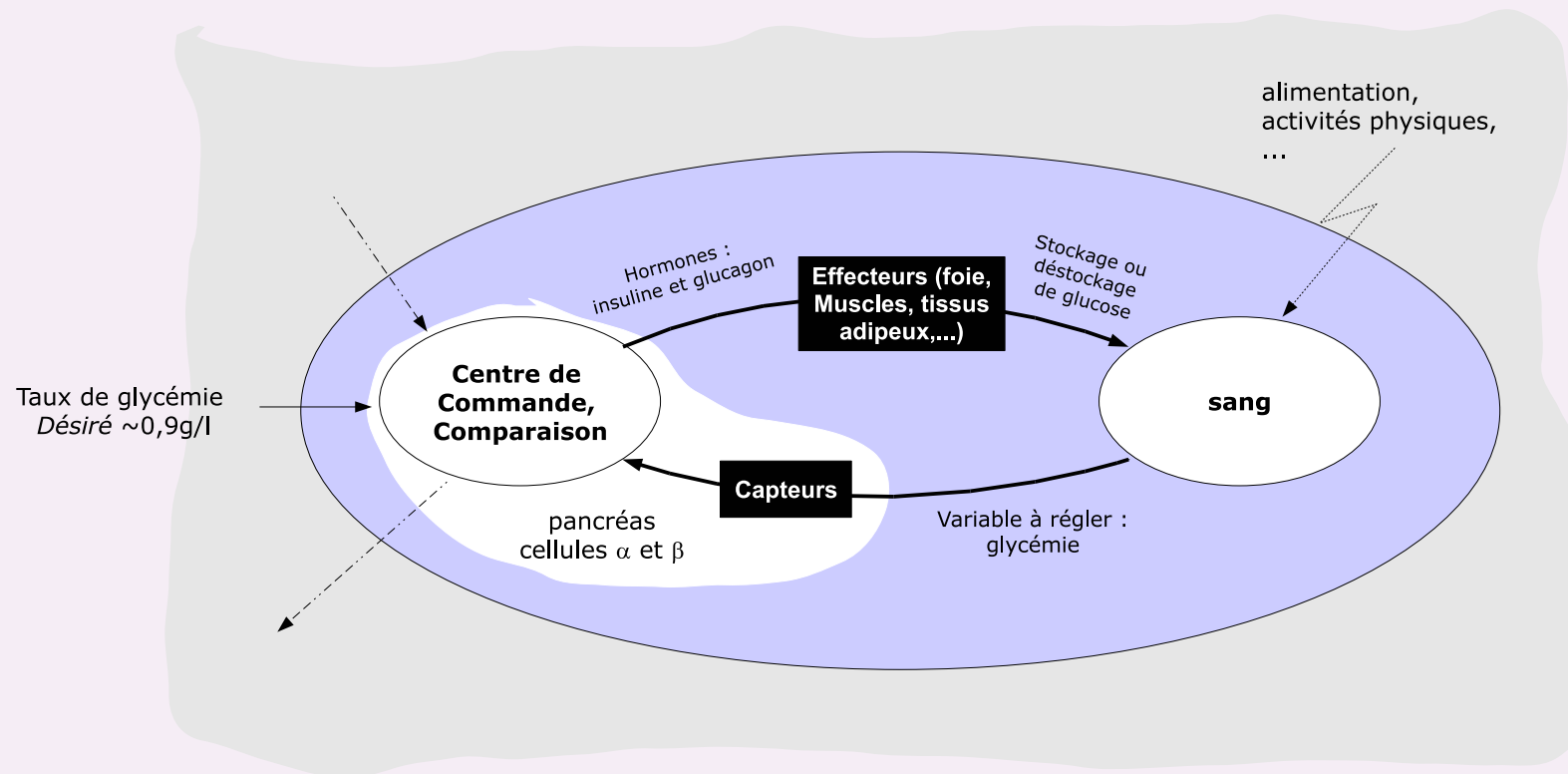
## systeme piloté (commandé) ④

▷ système physique – commande (régulation) de la vitesse d'une voiture



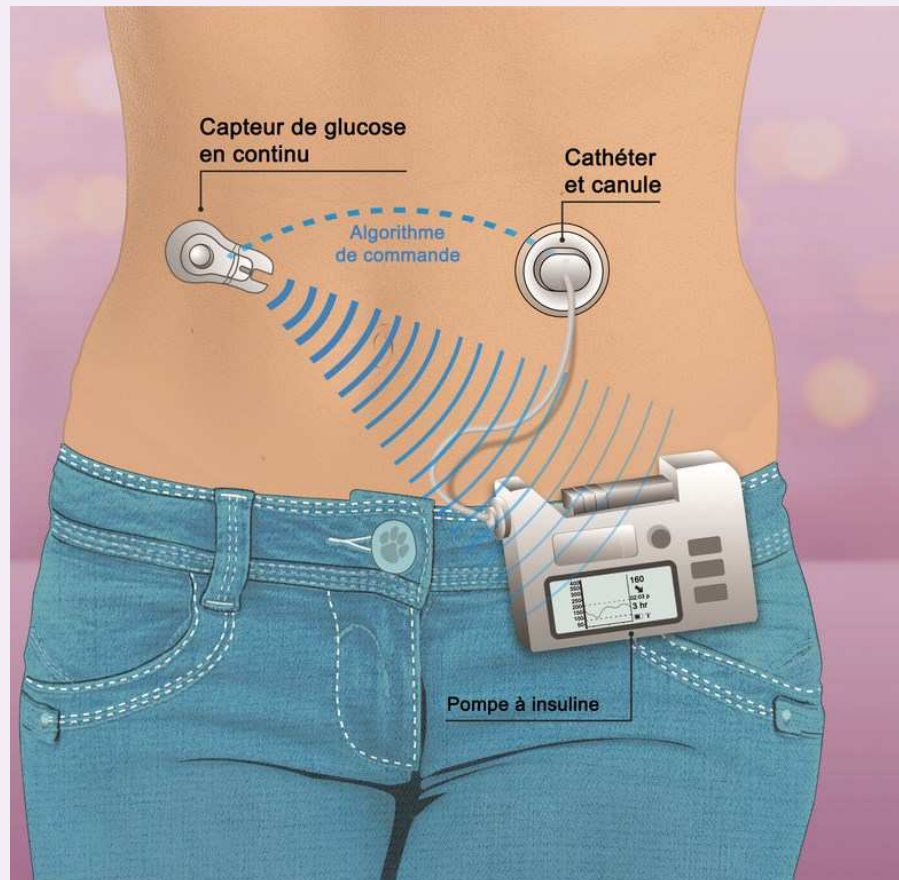
## systeme piloté (commandé) ⑤

▷ système physiologique – régulation glycémie



## systeme piloté (commandé) ⑤

▷ système physiologique – régulation glycémie

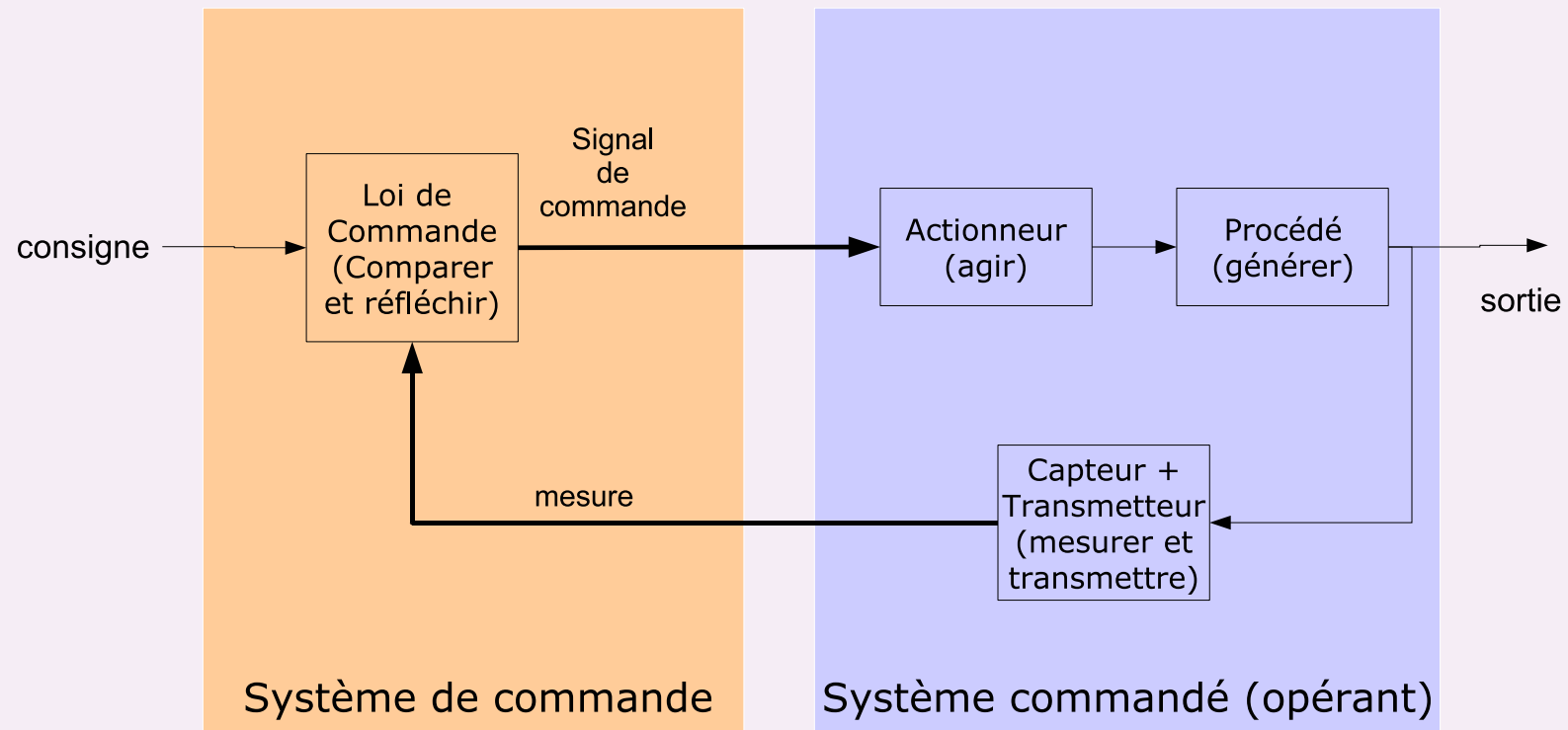


# Chapitre 1

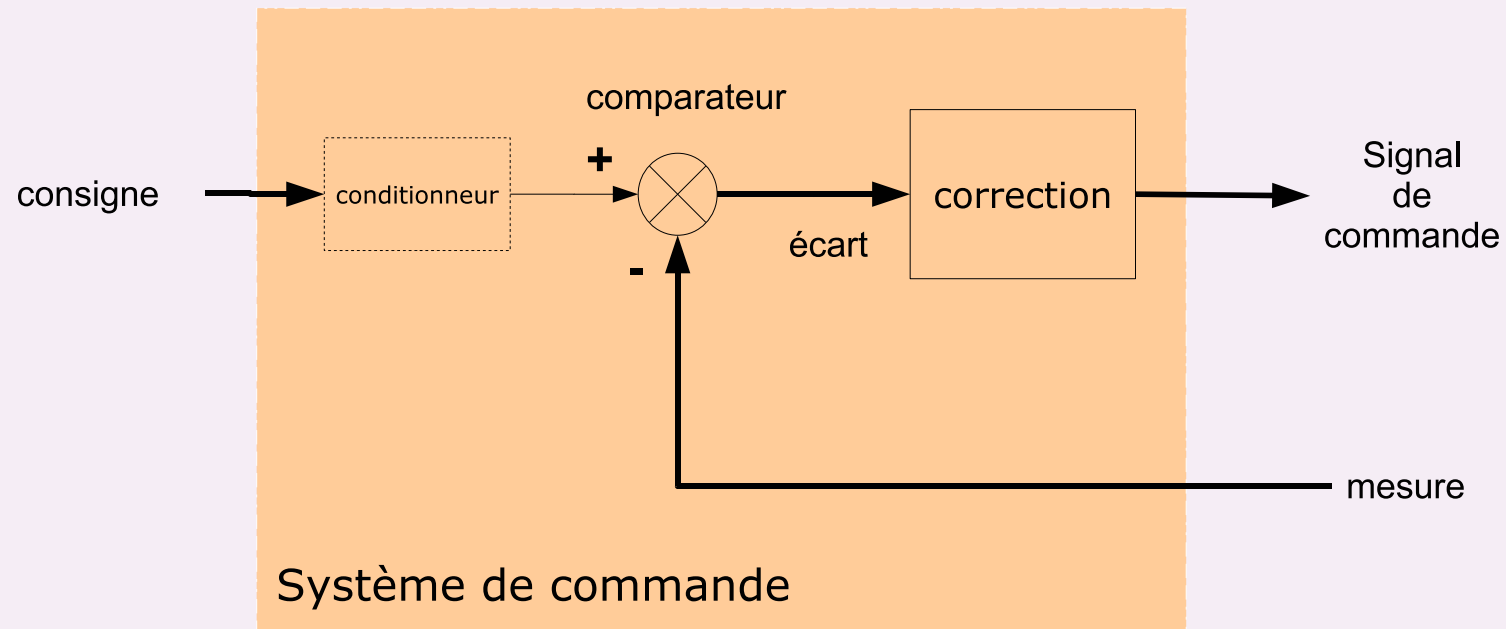
–

## Asservissement – Boucle Fermée

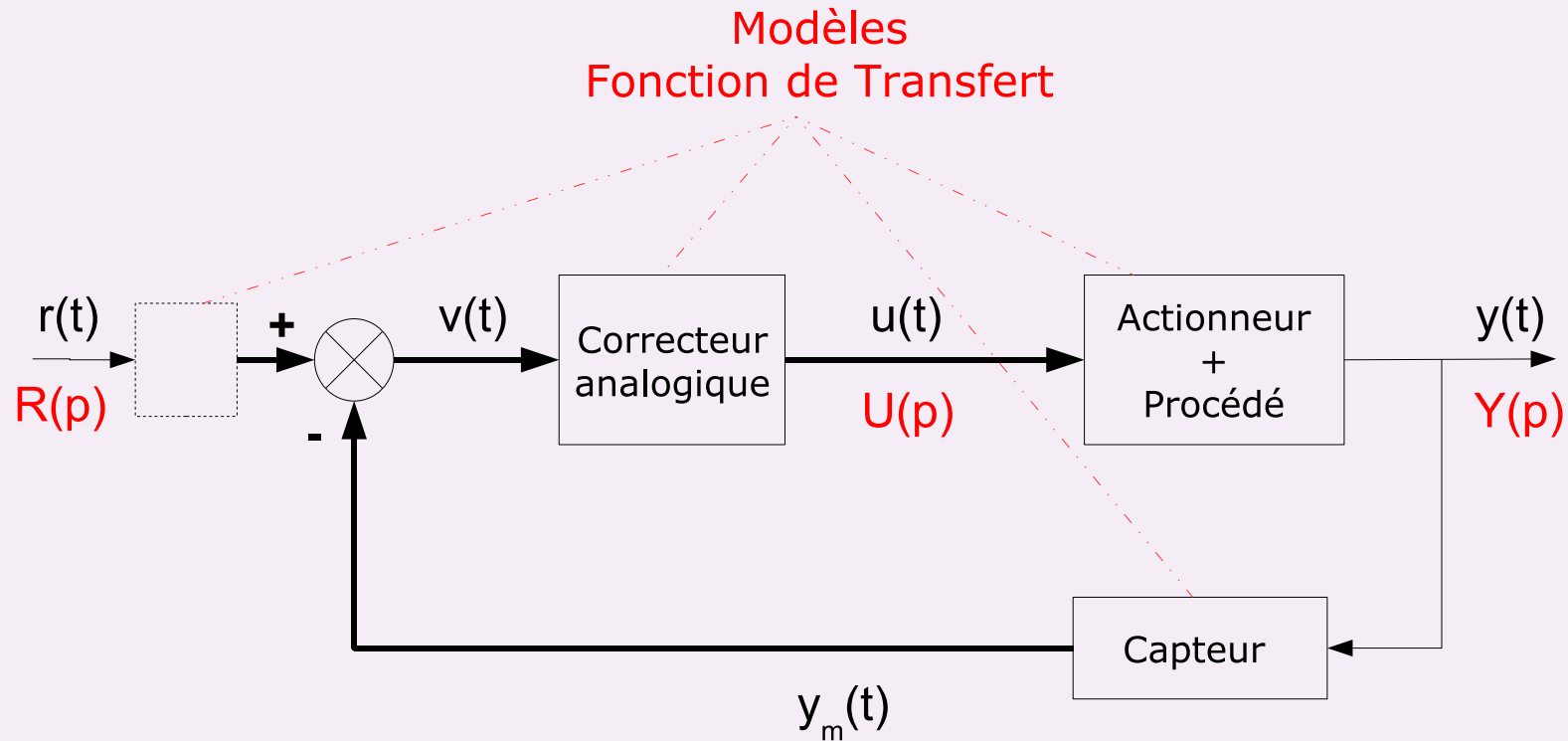
# principe de l'asservissement dans le cas d'un système physique



## représentation du système de commande



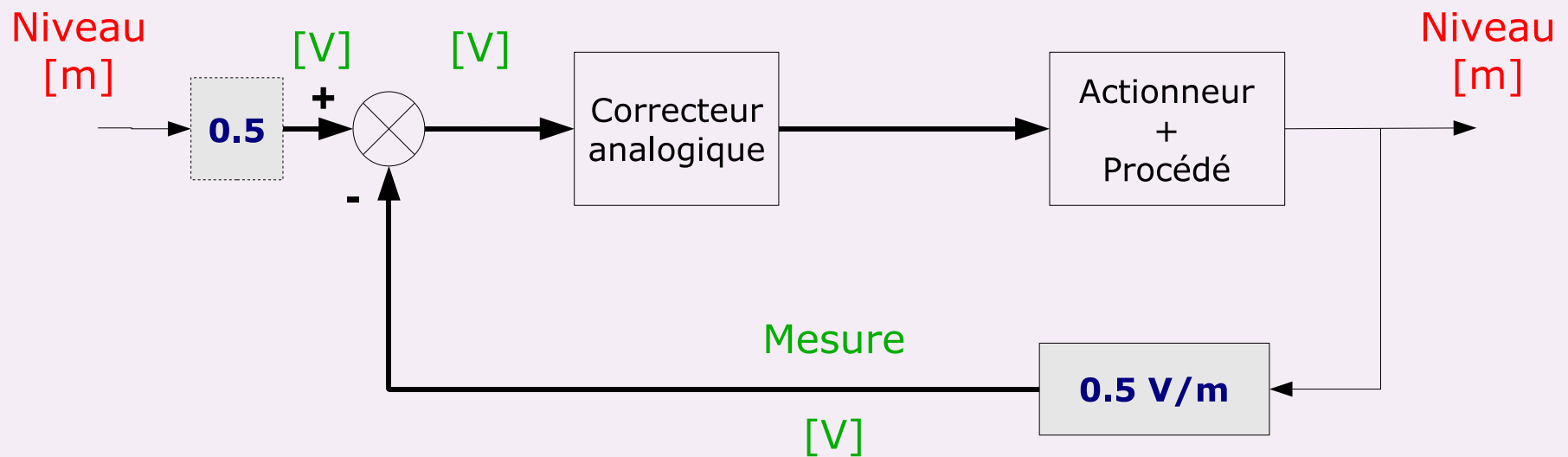
# représentation du système asservi (correction analogique)



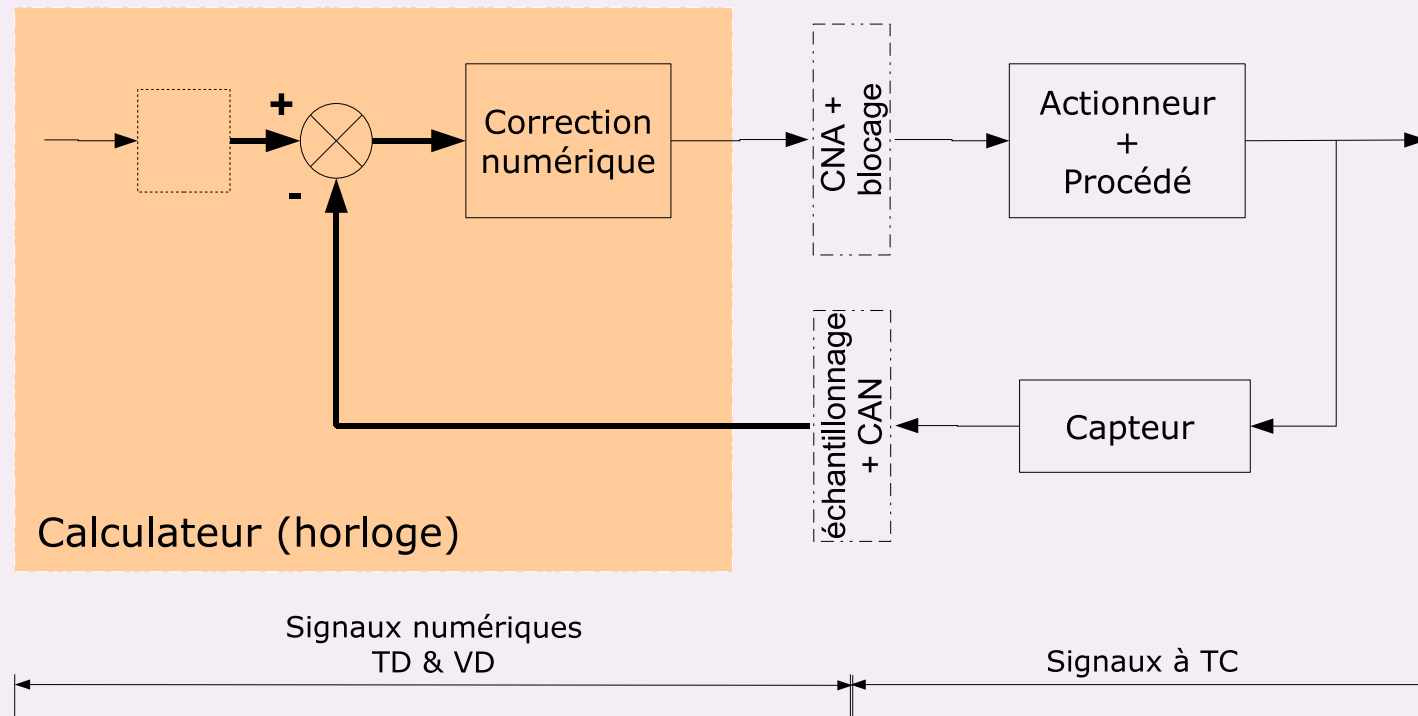


## conditionnement de la consigne

Exemple d'un asservissement de niveau



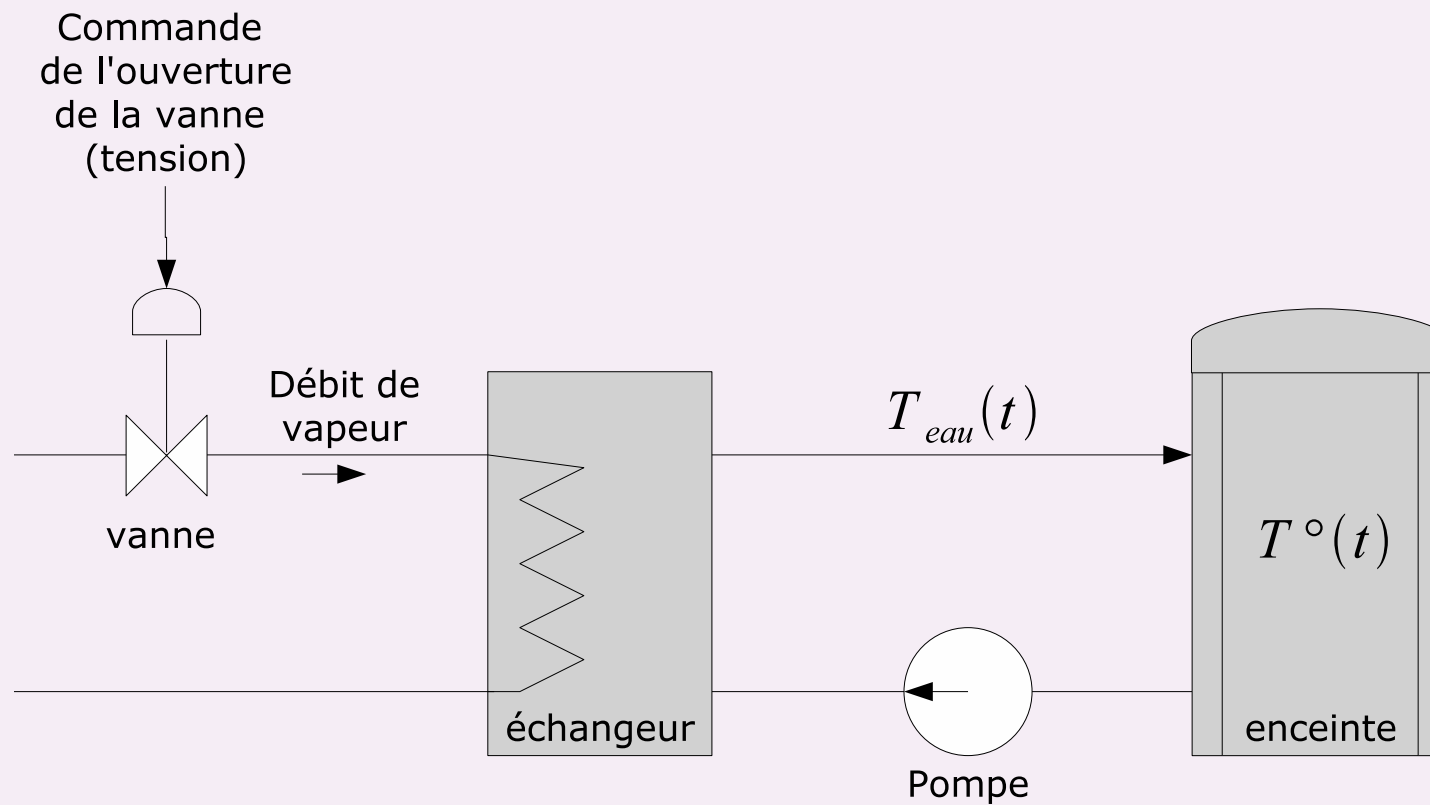
## principe du système asservi avec une correction numérique



- ▷ pour les modèles : utilisation de la transformée en  $Z$
- ▷ sera vu dans le cours de S.L.E (échantillonné)

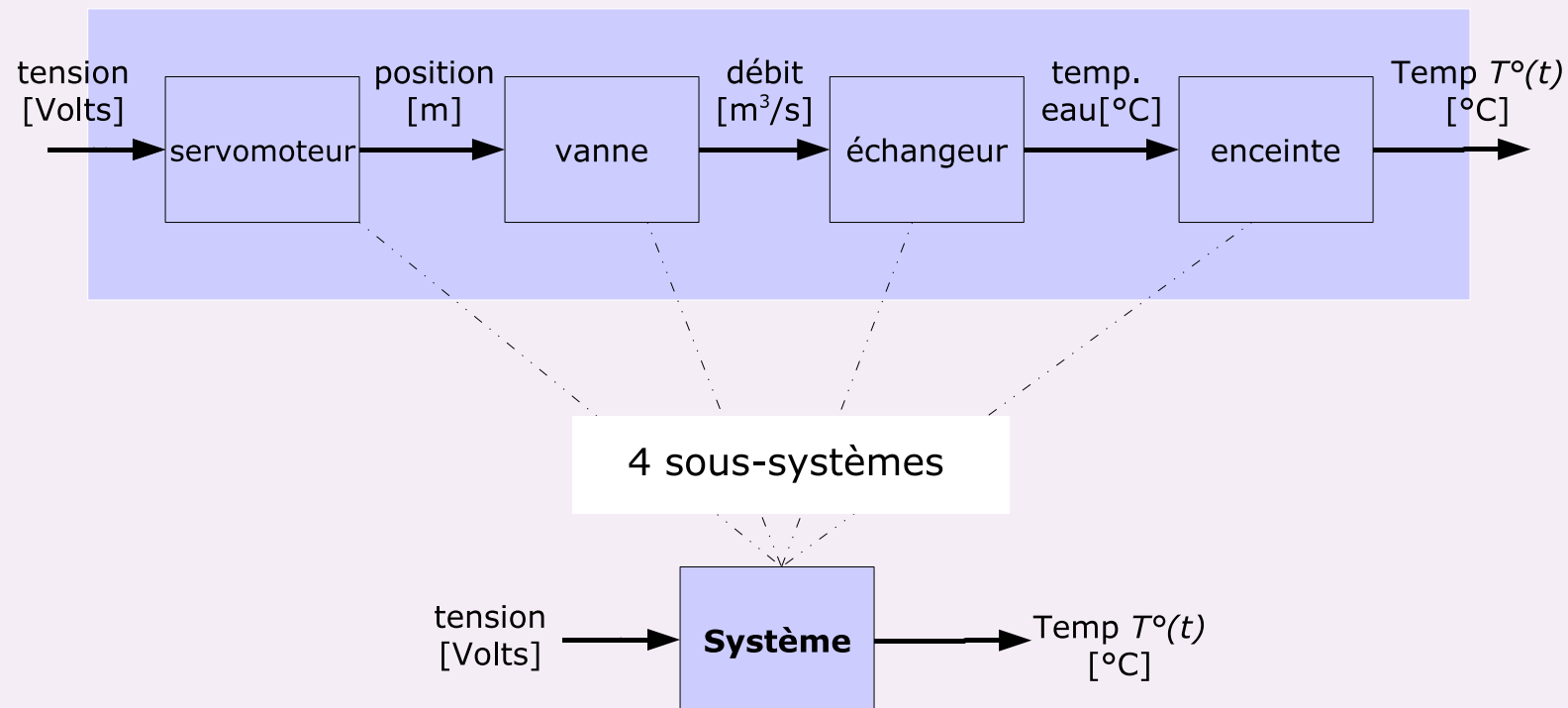
## exemple : enceinte à chauffage indirect ①

▷ schéma fonctionnel



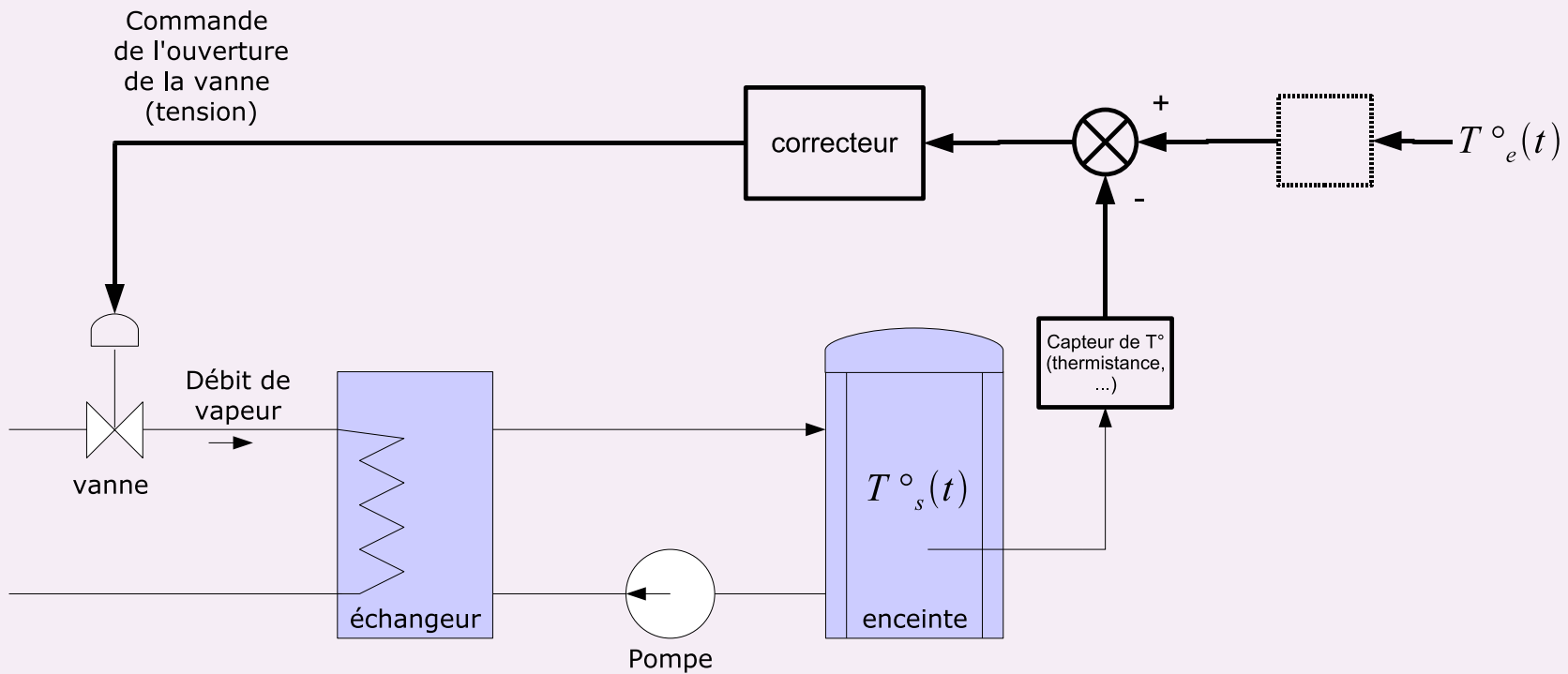
## exemple : enceinte à chauffage indirect ②

▷ modèle (schéma blocs) du système à commander



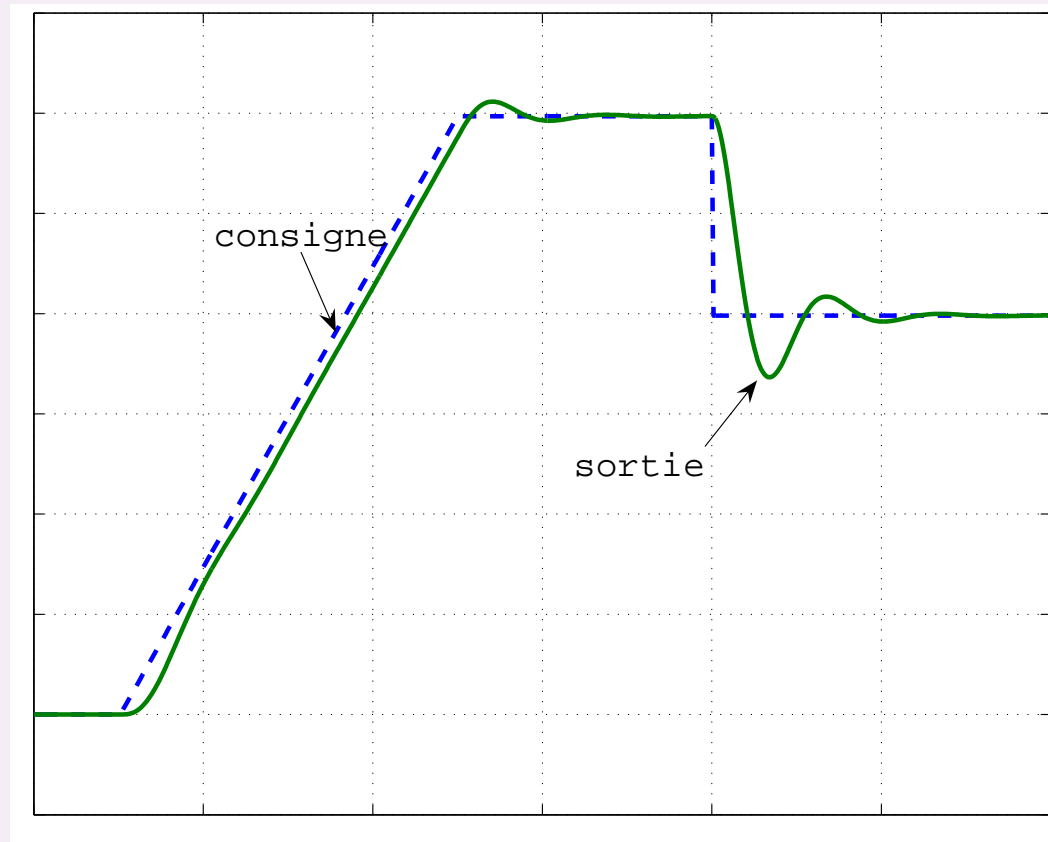
## exemple : enceinte à chauffage indirect ③

▷ asservissement



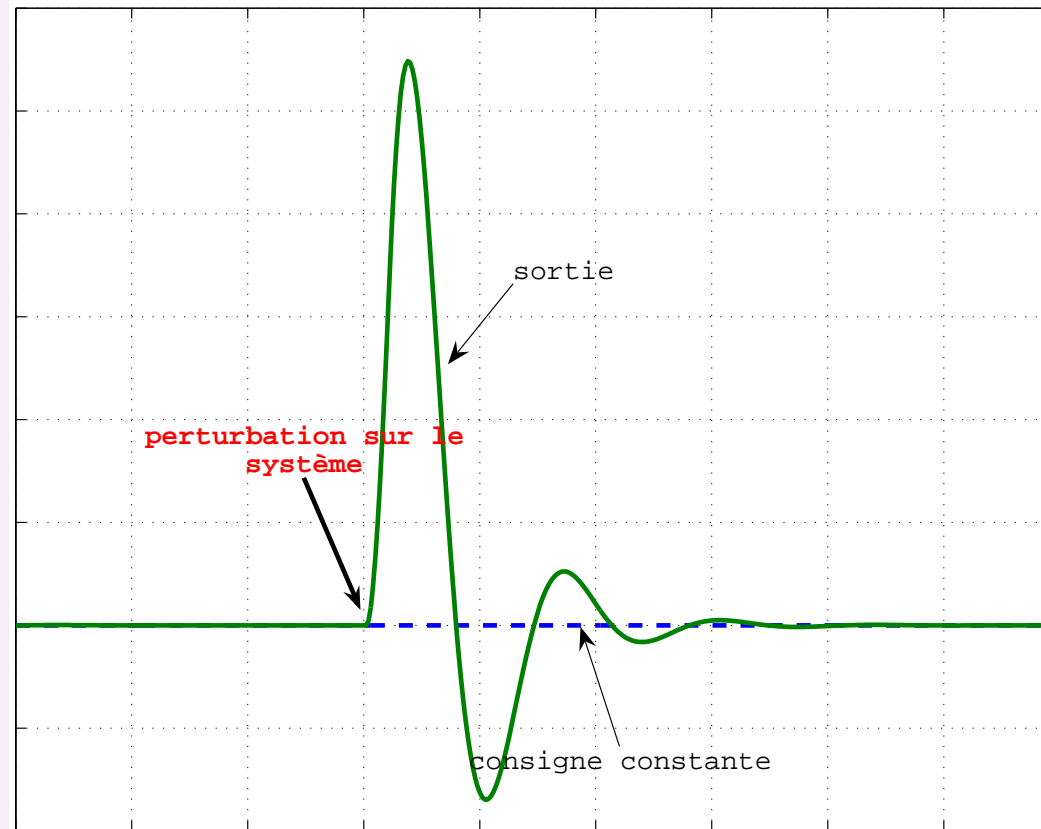
# fonctions d'un système asservi ①

▷ asservissement / poursuite



## fonctions d'un système asservi ②

▷ régulation



## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ①

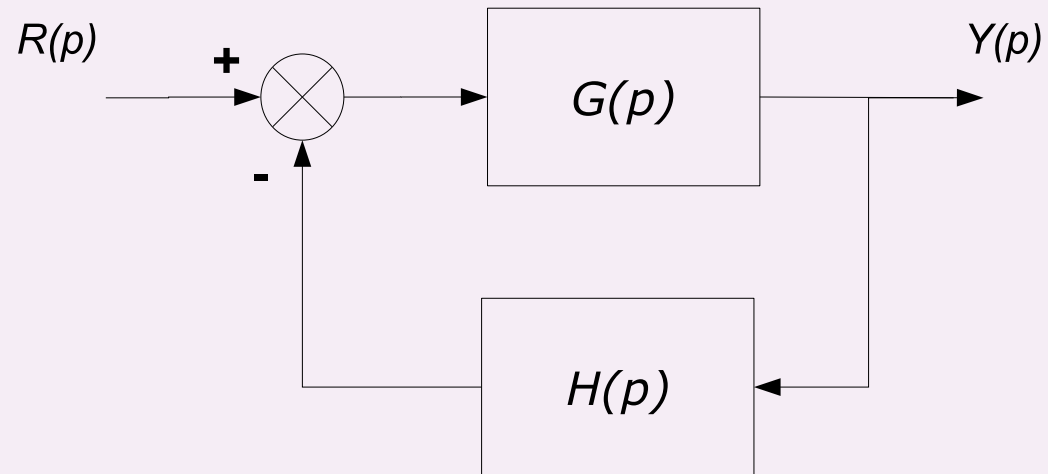
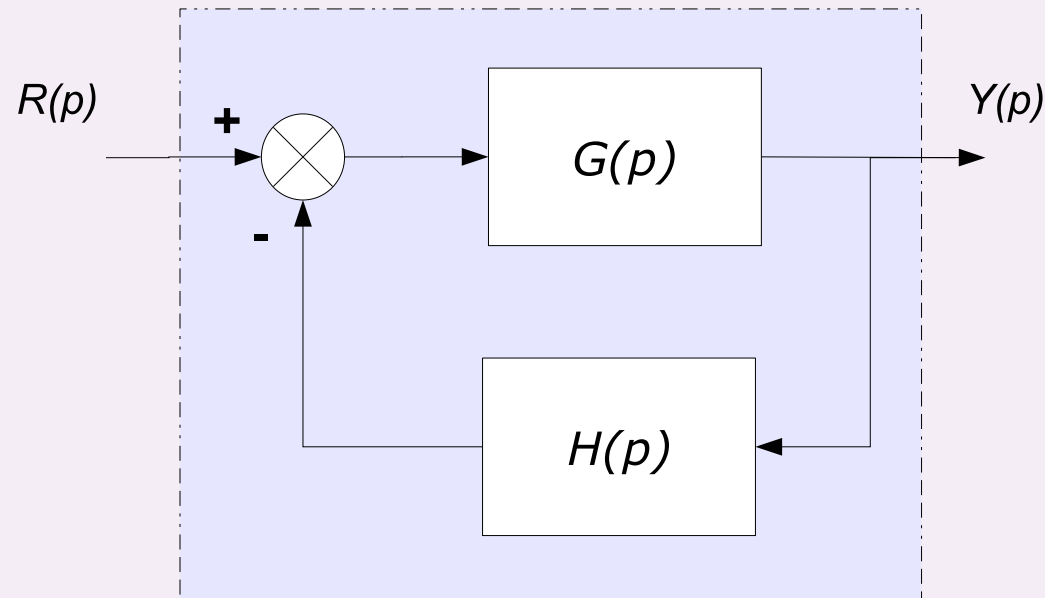


FIGURE 1: boucle fermée n°1



## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ①'



La fonction de transfert en **boucle fermée** (*closed-loop system*) est :

$$F(p) = \frac{Y(p)}{R(p)}$$

## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ②

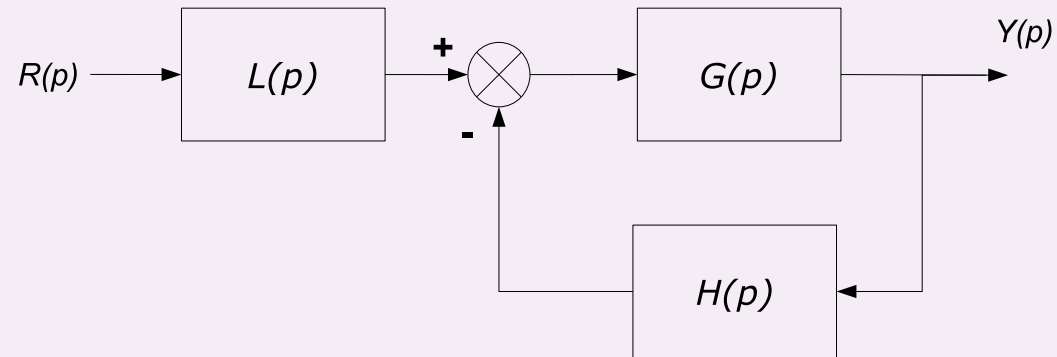


FIGURE 2: boucle fermée n°2

## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ③

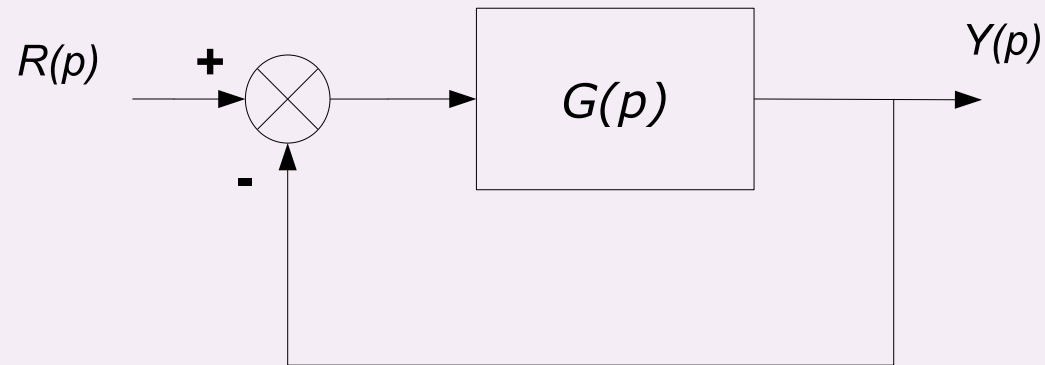


FIGURE 3: boucle fermée n°3 (asservissement à retour unitaire)

## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ④

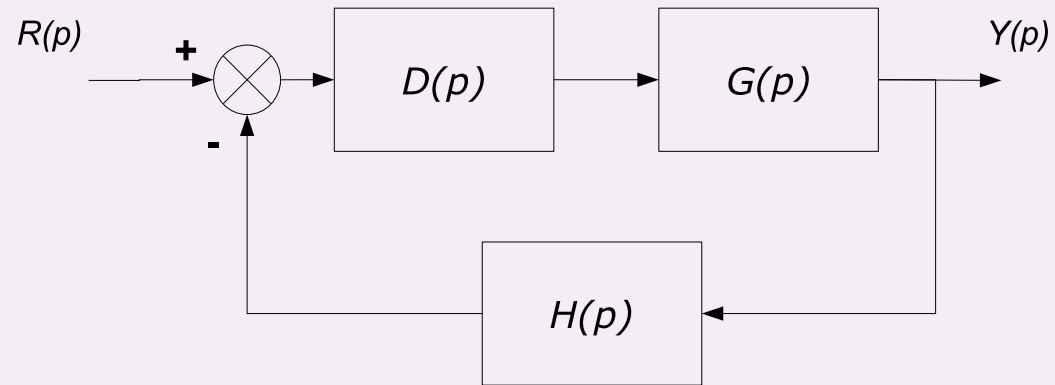


FIGURE 4: boucle fermée n°4

## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ⑤

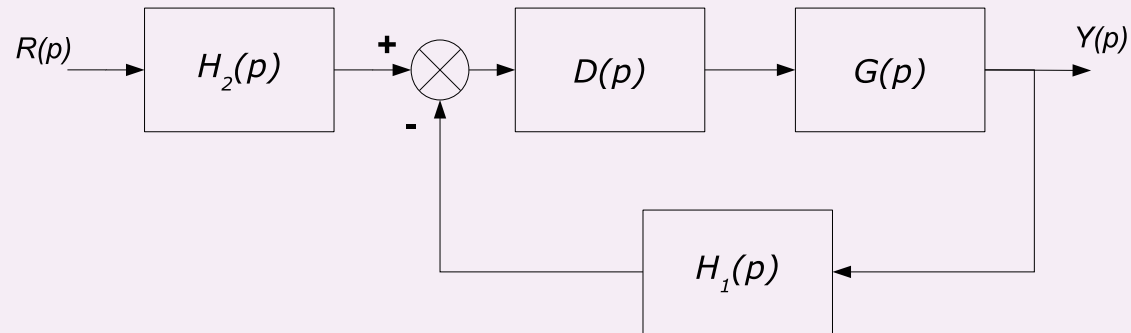


FIGURE 5: boucle fermée n°5

## schéma-blocs – calcul de fonctions de transfert ⑥

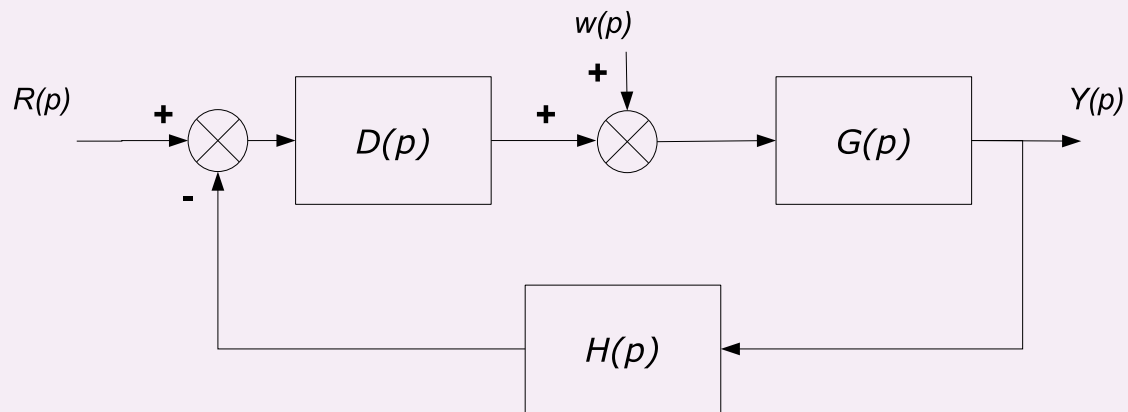
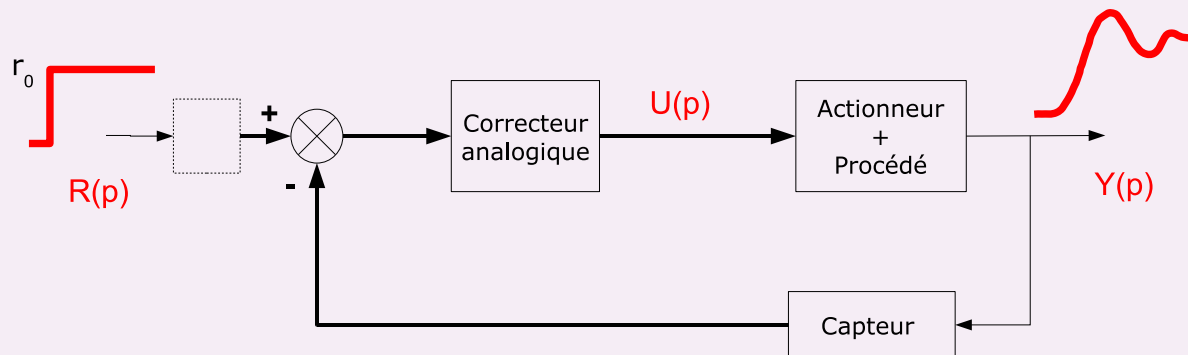


FIGURE 6: boucle fermée n°6

## performances dynamiques d'un système asservi

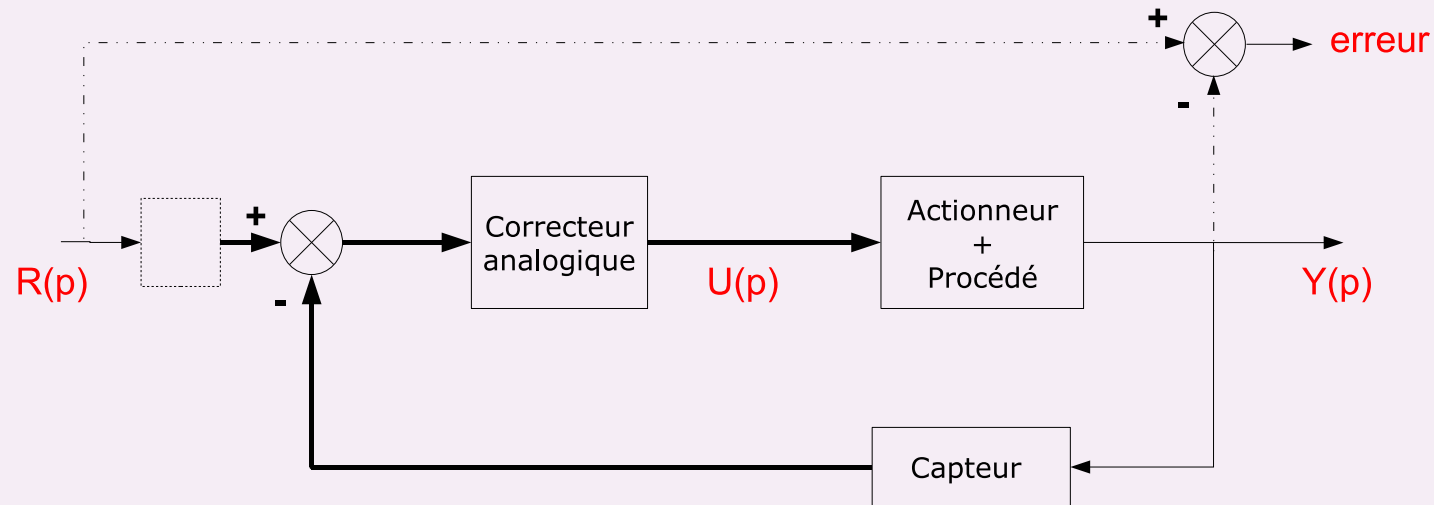
La consigne est un échelon de position  $R(p) = \frac{r_0}{p}$



- ▷ degré de stabilité – premier dépassement (*overshoot*)
- ▷ rapidité – temps de réponse (*settling time*)
- ▷ nervosité, raideur, montée en régime – temps de montée (*rise time*)

Ces caractéristiques ont été définies dans le cours d'Analyse (JJO) et sont rappelées sur le support de ce cours (fig 1.14 et paragraphes 1.3.2, 1.3.4 et 1.3.5)

## performances en précision d'un système asservi



- ▷ expression de l'erreur (*error*) :  $\varepsilon(p) = R(p) - Y(p)$
- ▷ la performance en précision s'évalue en **régime permanent** (*steady-state error*)
- ▷ l'erreur est de même nature que la sortie et la consigne

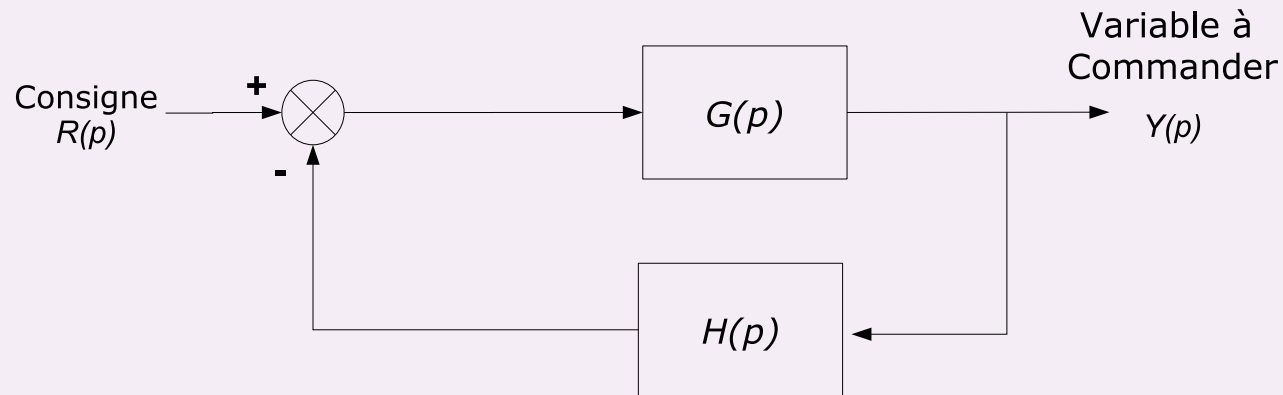


# Chapitre 2

—

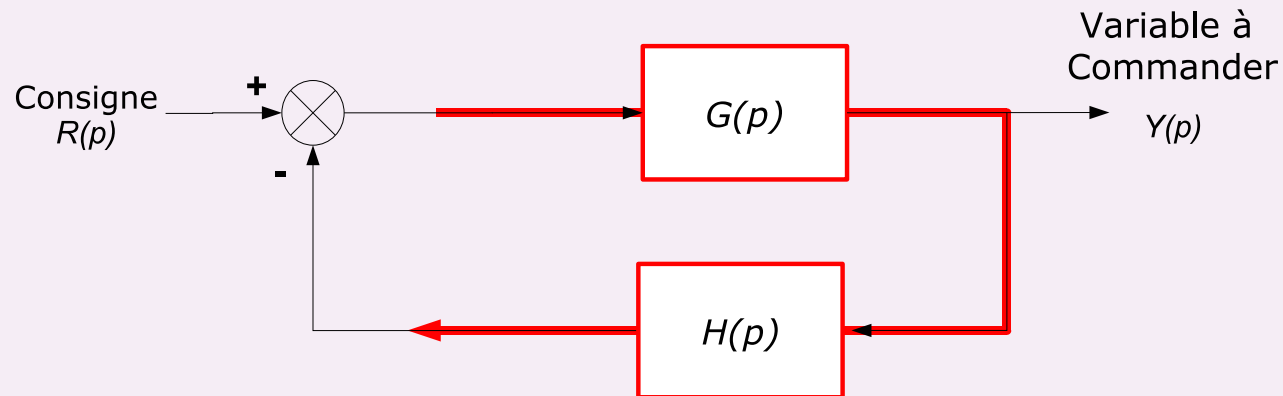
## Analyse d'un asservissement

## analyse d'un asservissement – notations ①



- ▷ chaîne directe :  $G(p)$
- ▷ chaîne retour :  $H(p)$

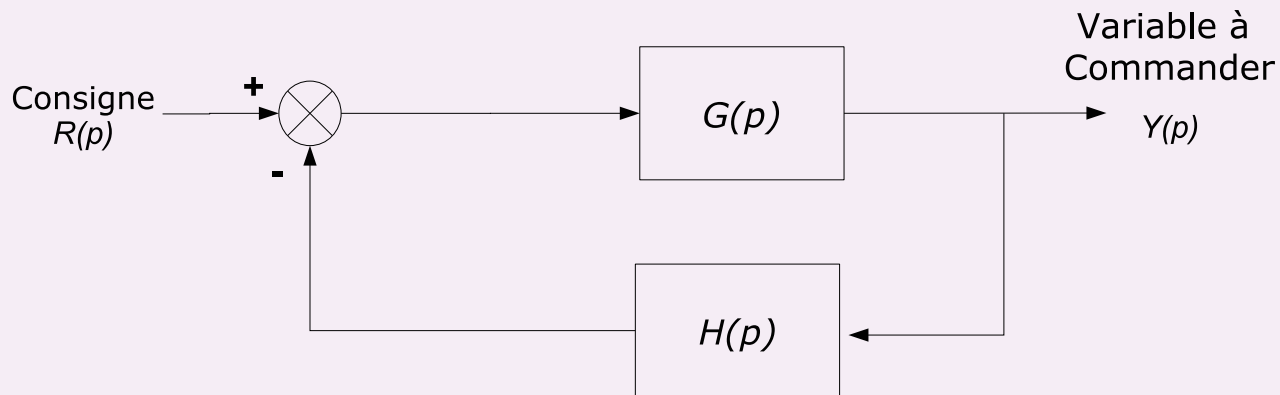
## analyse d'un asservissement – notations ②



▷ fonction de transfert en **boucle ouverte** (*open-loop*)

$$T(p) = G(p) \times H(p)$$

## analyse d'un asservissement – notations ③



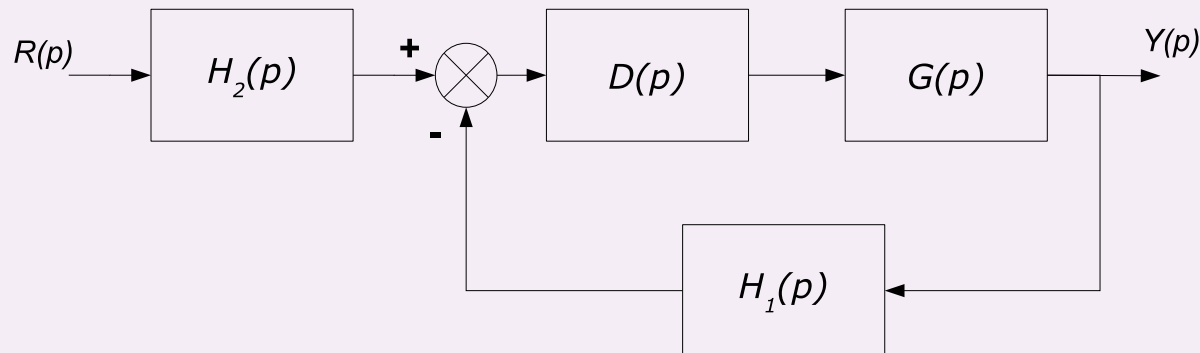
▷ fonction de transfert en **boucle fermée** (*closed-loop*)

$$F(p) = \frac{Y(p)}{R(p)} = \frac{G(p)}{1 + G(p)H(p)} = \frac{G(p)}{1 + T(p)}$$

▷ équation caractéristique (*characteristic equation*)

$$1 + T(p) = 0$$

## analyse d'un asservissement – exemple



- ▷ Fonction de Transfert en **Boucle Ouverte** (FTBO) :

$$T(p) = D(p)G(p)H_1(p)$$

- ▷ Fonction de Transfert en **Boucle Fermée** (FTBF) :

$$F(p) = H_2(p) \times \frac{D(p)G(p)}{1 + D(p)G(p)H_1(p)} = H_2(p) \times \frac{D(p)G(p)}{1 + T(p)}$$

## analyse d'un asservissement – stabilité ①

Il faut et il suffit que les pôles d'une fonction de transfert soient à partie réelle strictement négative pour que toute entrée bornée se transforme en sortie bornée ( $\forall$  C.I.)

Pour qu'un asservissement soit stable, il faut donc que tous les pôles de la fonction de transfert en **boucle fermée**  $F(p)$  soient à **partie réelle négative**.

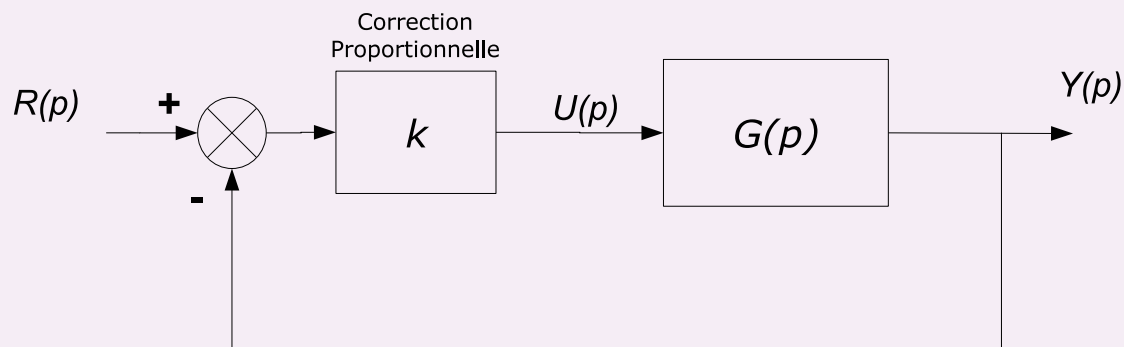
Les pôles de la fonction de transfert en **boucle fermée**  $F(p)$  sont les racines de l'équation caractéristique :

$$1 + T(p) = 0$$

où  $T(p)$  est la fonction de transfert en **boucle ouverte**.

## analyse d'un asservissement – stabilité ②

▷ utilisation du critère de Routh à travers un exemple



$$G(p) = \frac{1}{p(p+1)(p+2)}$$

$$T(p) = k G(p)$$

$$F(p) = \frac{kG(p)}{1+kG(p)} = \frac{kG(p)}{1+T(p)}$$

L'équation caractéristique s'écrit :

$$1 + T(p) = 0 \quad \Rightarrow \quad 1 + kG(p) = 0 \quad \Rightarrow \quad p^3 + 3p^2 + 2p + k = 0$$

→ **condition nécessaire** :  $k > 0$

→ **condition nécessaire et suffisante** (table de Routh)

$$\begin{array}{c|cc} p^3 & 1 & 2 \\ p^2 & 3 & k \\ p^1 & \frac{6-k}{3} & 0 \\ p^0 & k & \end{array}$$

L'asservissement sera stable si

$$\begin{cases} \frac{6-k}{3} > 0 \\ k > 0 \end{cases} \implies 0 < k < 6$$



## analyse d'un asservissement – stabilité ③

▷ utilisation du critère géométrique du **revers**

Les critères géométriques permettent de conclure sur l'existence de pôle(s) de la **Boucle Fermée**  $F(p)$  à partie réelle non négative (et donc de conclure sur la **stabilité de l'asservissement**) à partir de la réponse harmonique de la fonction de transfert en **Boucle Ouverte**  $T(p)$ .

Le critère présenté dans ce cours (critère du revers) est un critère simplifié du **critère de Nyquist** (hors programme) appliqué lorsque la condition suffisante « aucun élément de la Boucle Ouverte n'admet de pôles à partie réelle strictement positive » est vraie.

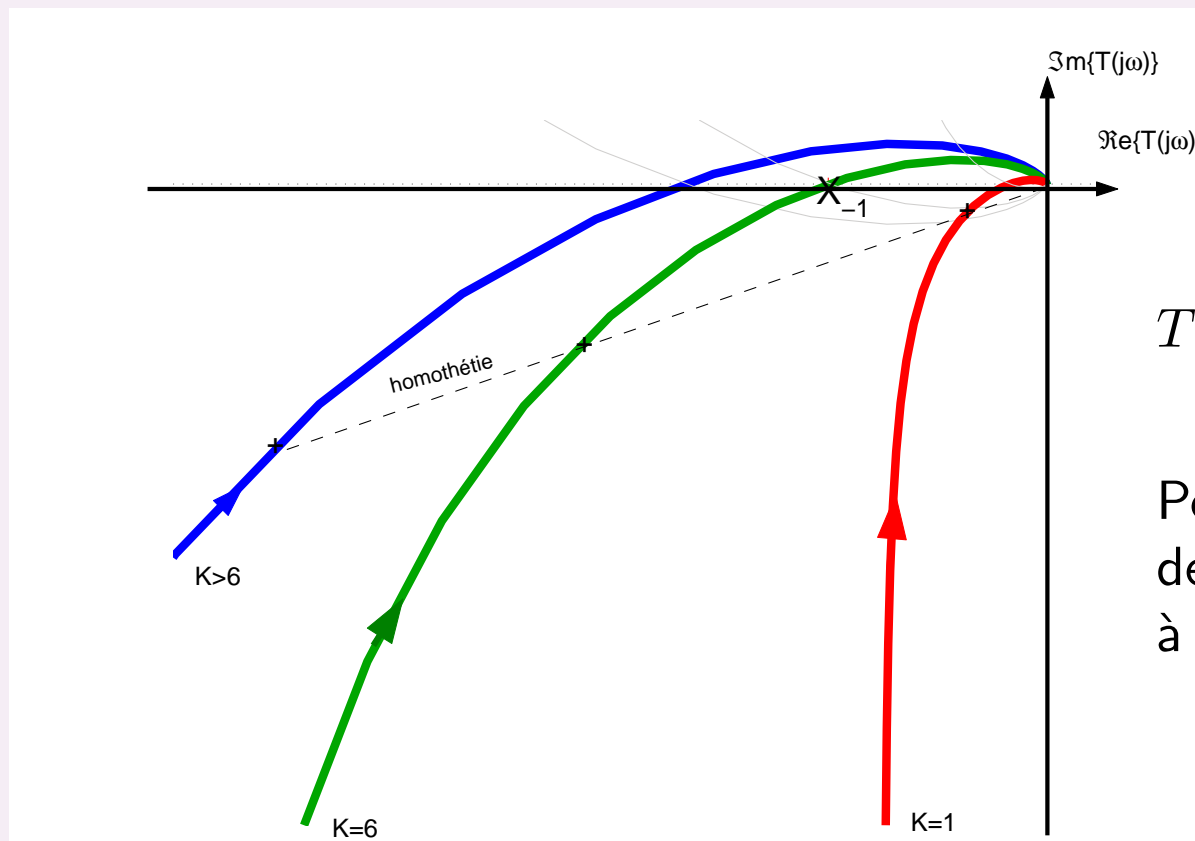
## analyse d'un asservissement – stabilité ④

▷ énoncé du critère du **revers**

Un système en **Boucle Fermée** dont la fonction de transfert en **Boucle Ouverte** n'admet pas de pôles à partie réelle positive **est stable** si et seulement si en parcourant **le lieu de Nyquist** de la fonction de transfert en **Boucle Ouverte** dans le sens des  $\omega$  croissants, on laisse le **point critique**  $(-1, 0)$  à gauche.

## analyse d'un asservissement – stabilité ⑤

▷ illustration sur l'exemple (plan de Nyquist)

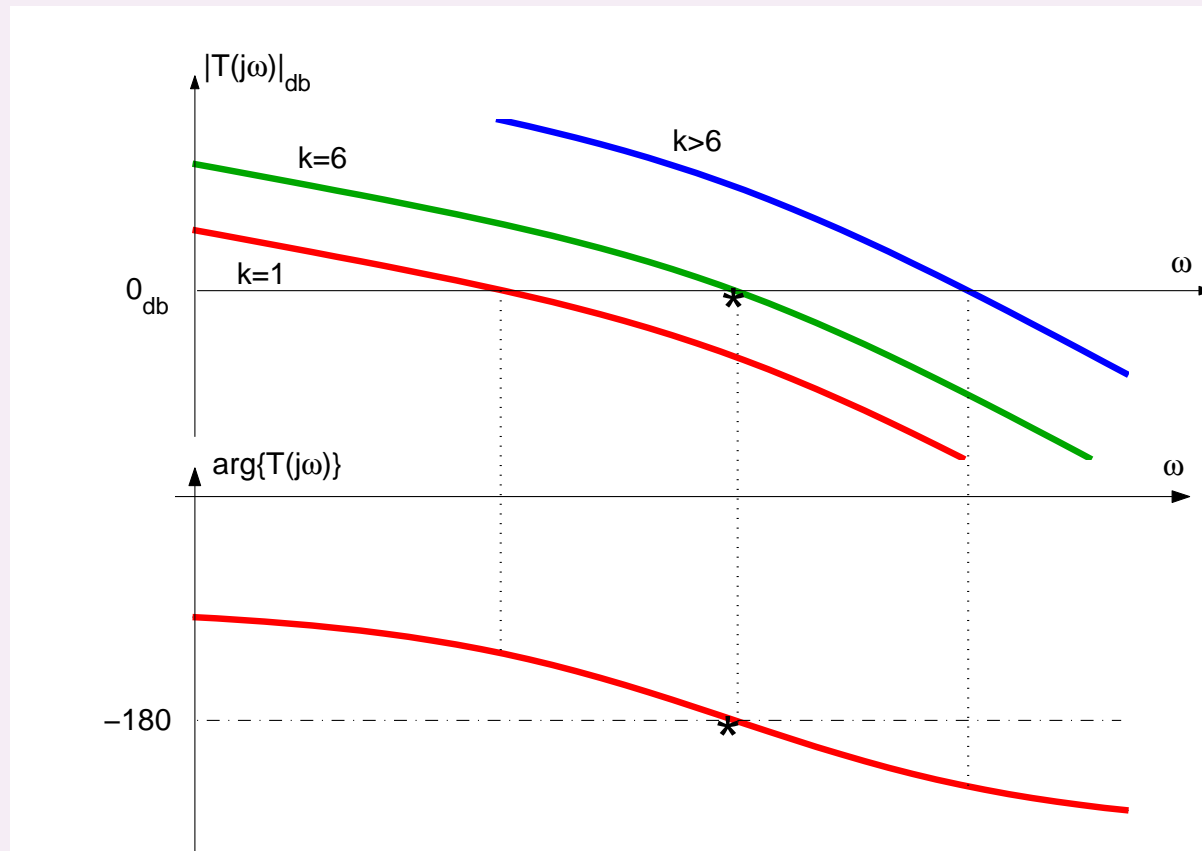


$$T(p) = \frac{k}{p(p+1)(p+2)}$$

Pour  $k \neq 1$  homothétie  
de valeur  $k$  par rapport  
à  $k = 1$  (courbe rouge)

## analyse d'un asservissement – stabilité ⑥

▷ illustration sur l'exemple (plan de Bode)



$$T(p) = \frac{k}{p(p+1)(p+2)}$$

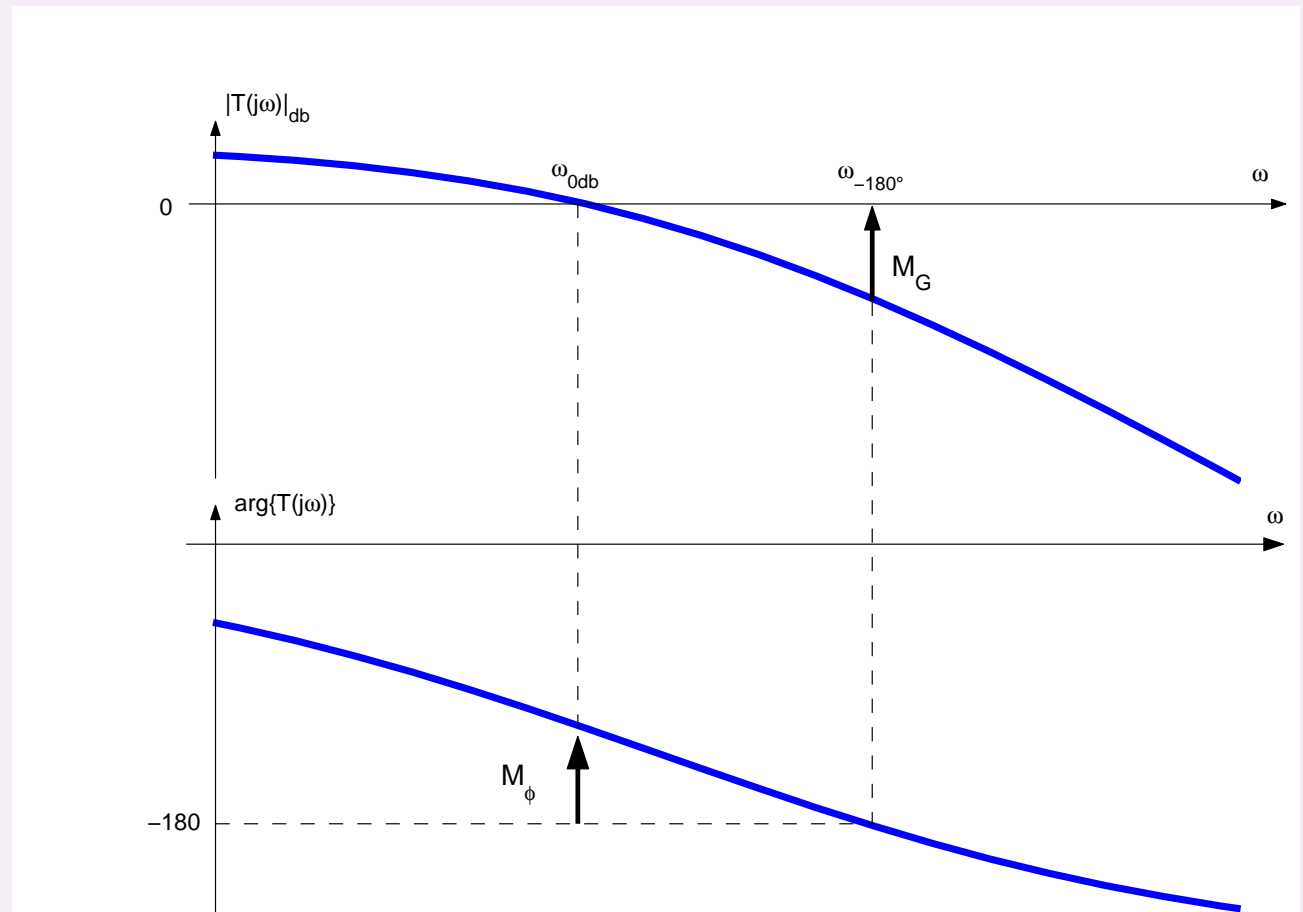
Pour  $k \neq 1$  translation de  $20\log(k)$  par rapport à  $k = 1$  (courbe rouge)

## analyse d'un asservissement – stabilité ⑥

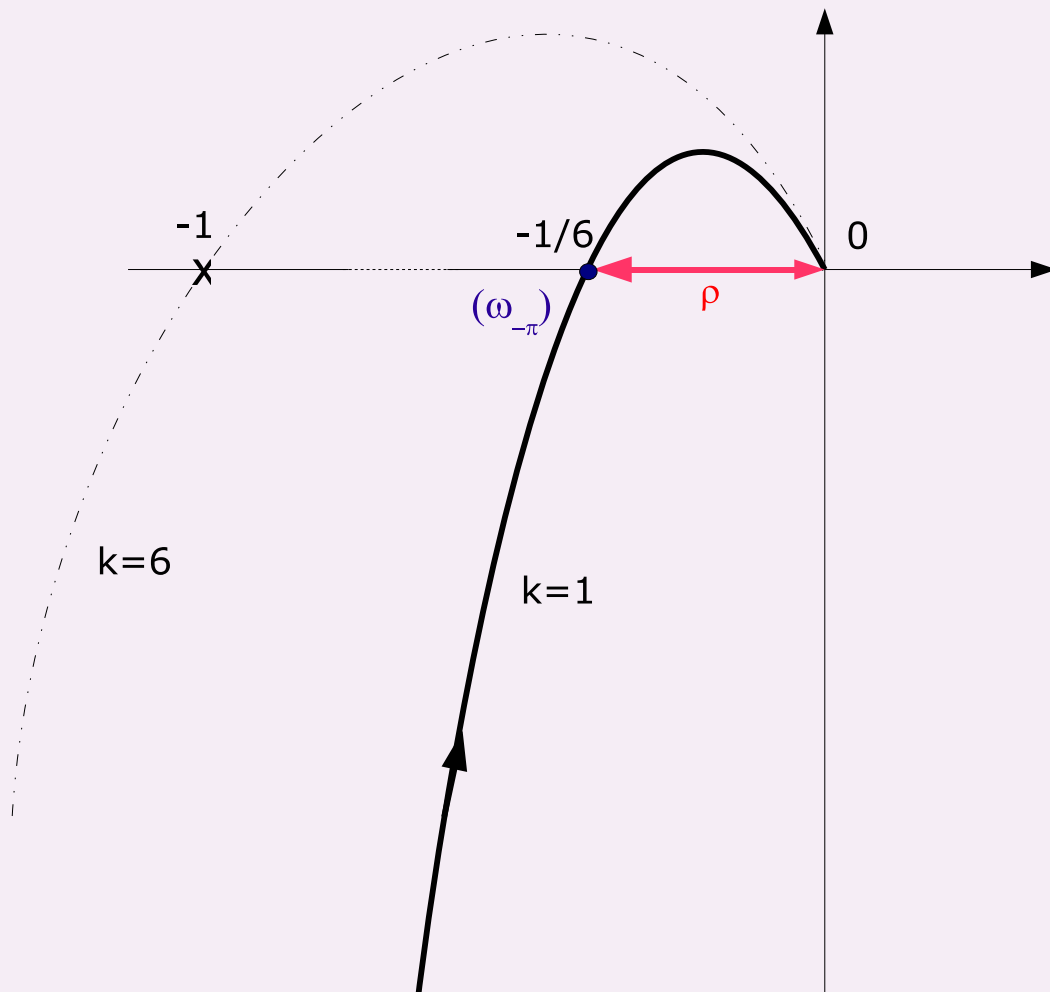
▷ marges de stabilité (*stability margin*)

marge de gain ( $M_G$ )  
(*gain margin*)

marge de phase ( $M_\Phi$ )  
(*phase margin*)



▷ **marge de gain** dans le plan de Nyquist



La marge de gain (mesurée à  $\omega_{-\pi}$ ) c'est le gain par lequel je dois multiplier pour que le lieu passe par le point critique (-1,0); c'est donc le gain (sans unité!)

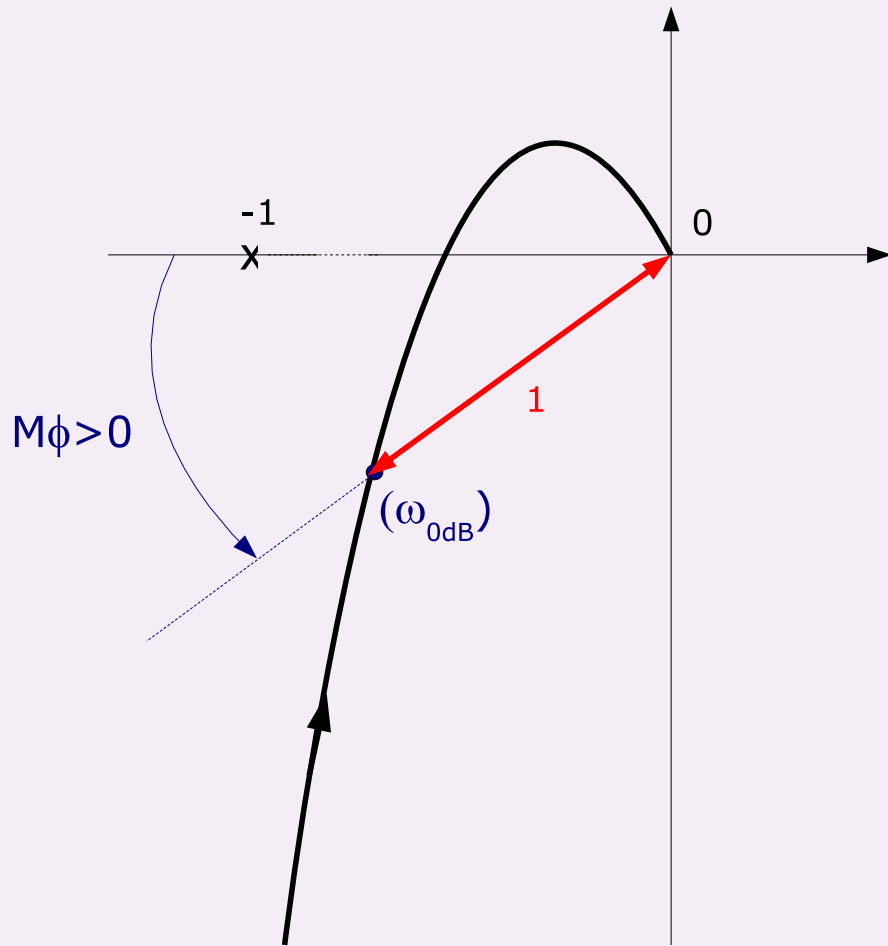
$$\frac{1}{\rho}$$

Dans le cas  $T(p) = \frac{1}{p(p+1)(p+2)}$  la marge de gain vaut :

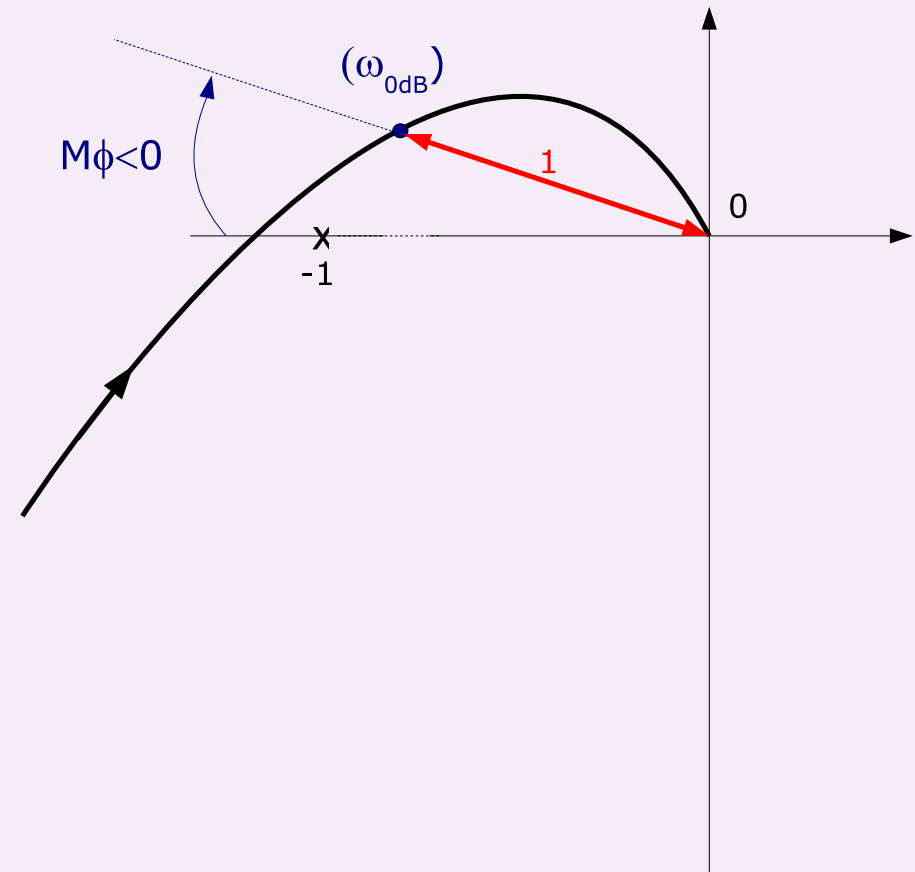
$$\frac{1}{\frac{1}{6}} = 6$$

▷ **marge de phase** dans le plan de Nyquist

La marge de phase c'est l'angle mesuré par rapport à  $-180^\circ$  ( $-\pi$ ) à la pulsation  $\omega_{0dB}$  c'est à dire à la pulsation où  $|T(j\omega)| = 1$  (0dB).

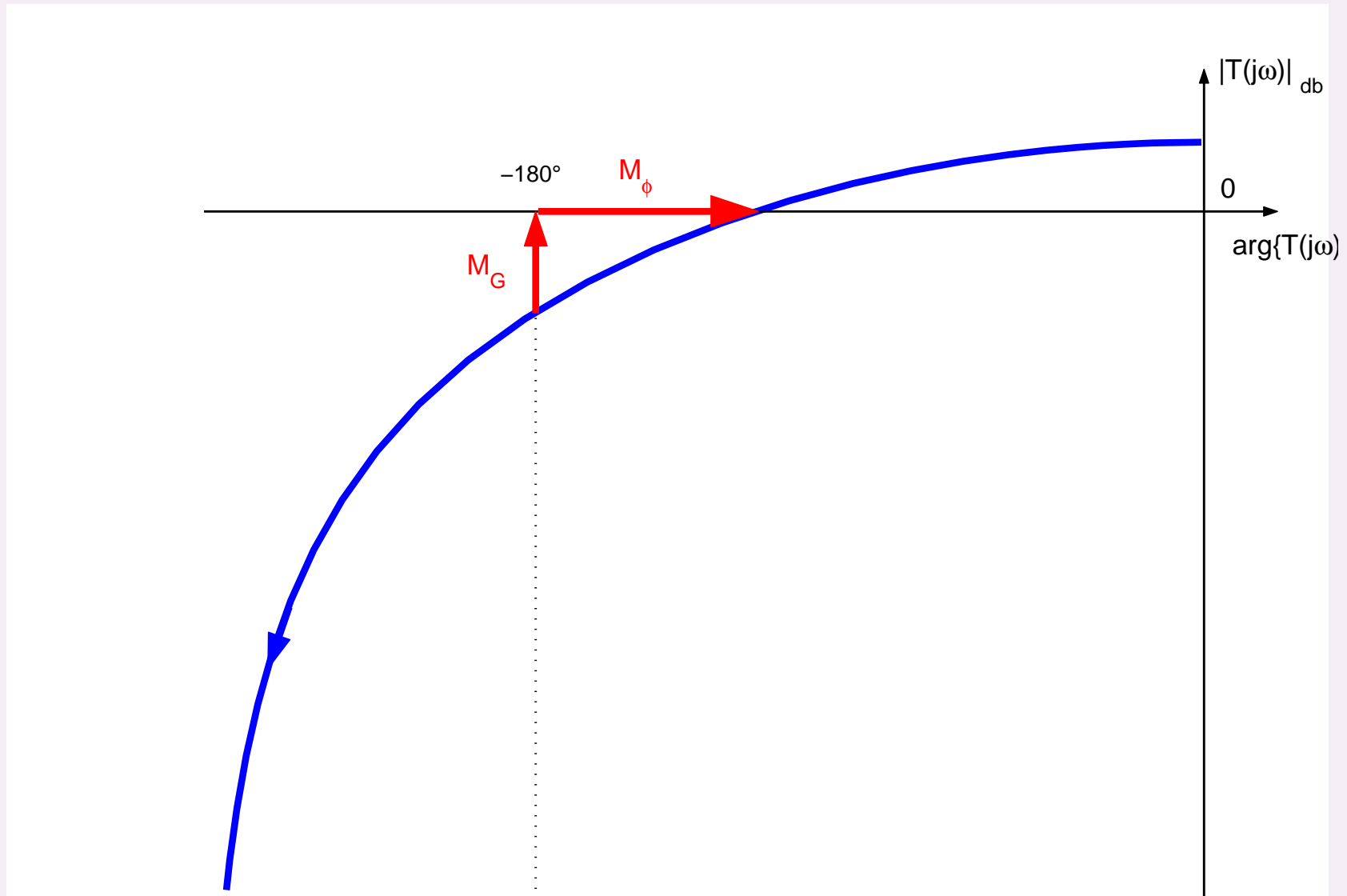


Asservissement **STABLE**



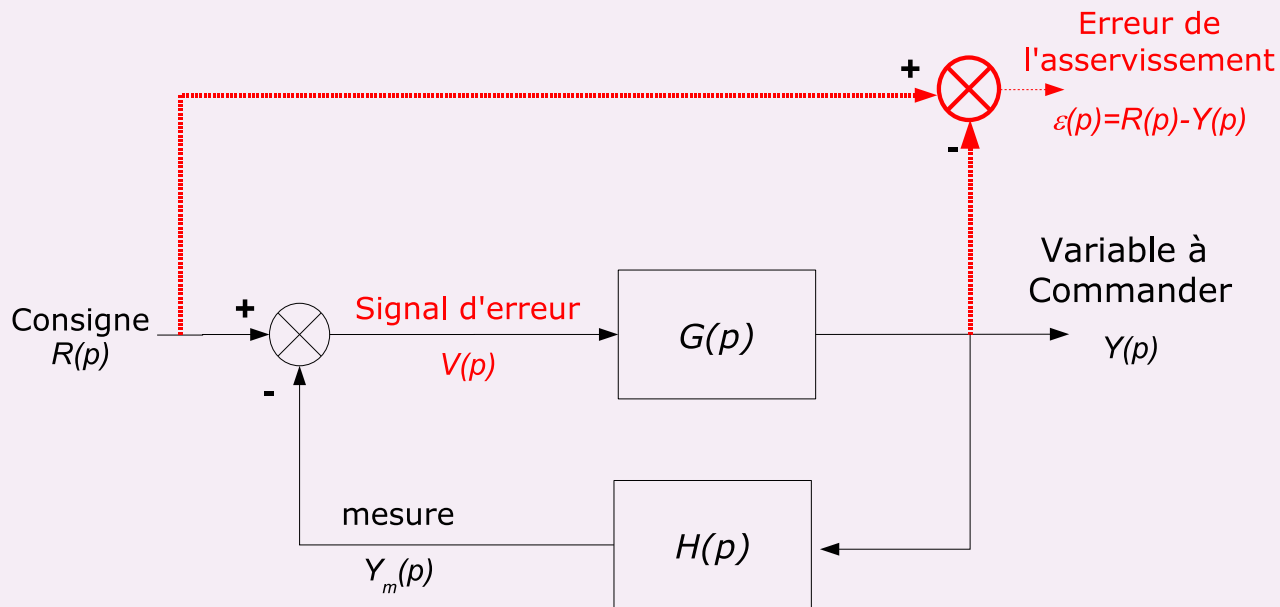
Asservissement **INSTABLE**

▷ marges dans le plan de Black





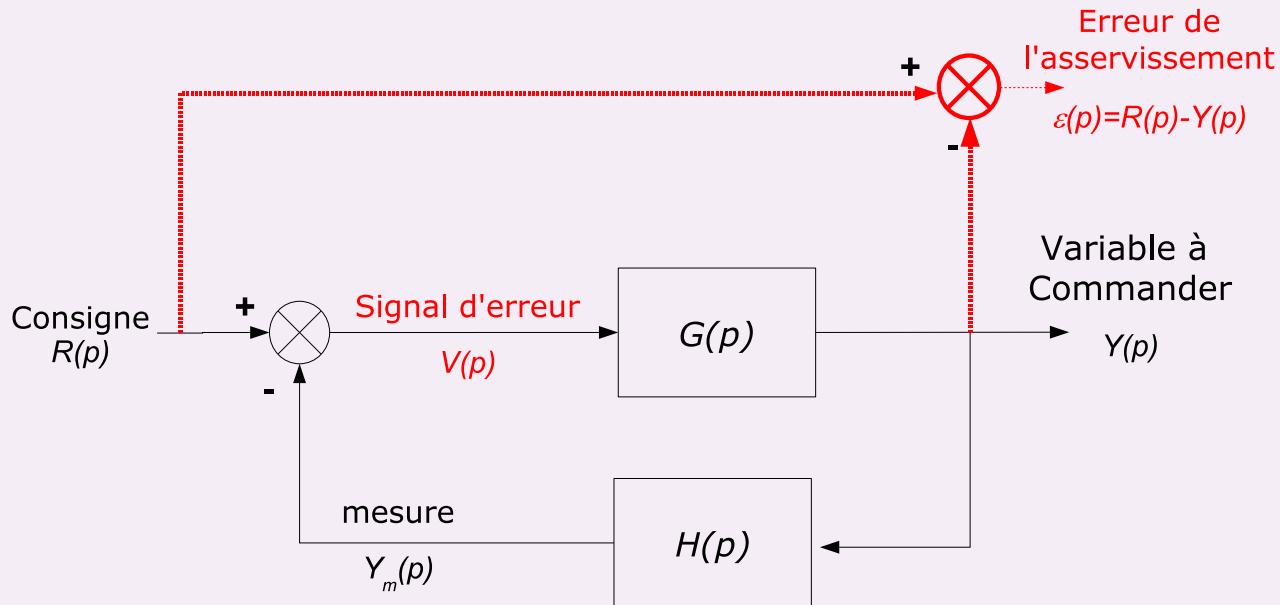
# analyse d'un asservissement – précision ①



▷ erreur de l'asservissement :

$$\begin{aligned}\varepsilon(p) &= R(p) - Y(p) \\ &= (1 - F(p)) R(p)\end{aligned}$$

## analyse d'un asservissement – précision ②



▷ précision (en régime permanent) → **théorème de la valeur finale** :

$$\varepsilon(\infty) = \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \varepsilon(p)$$

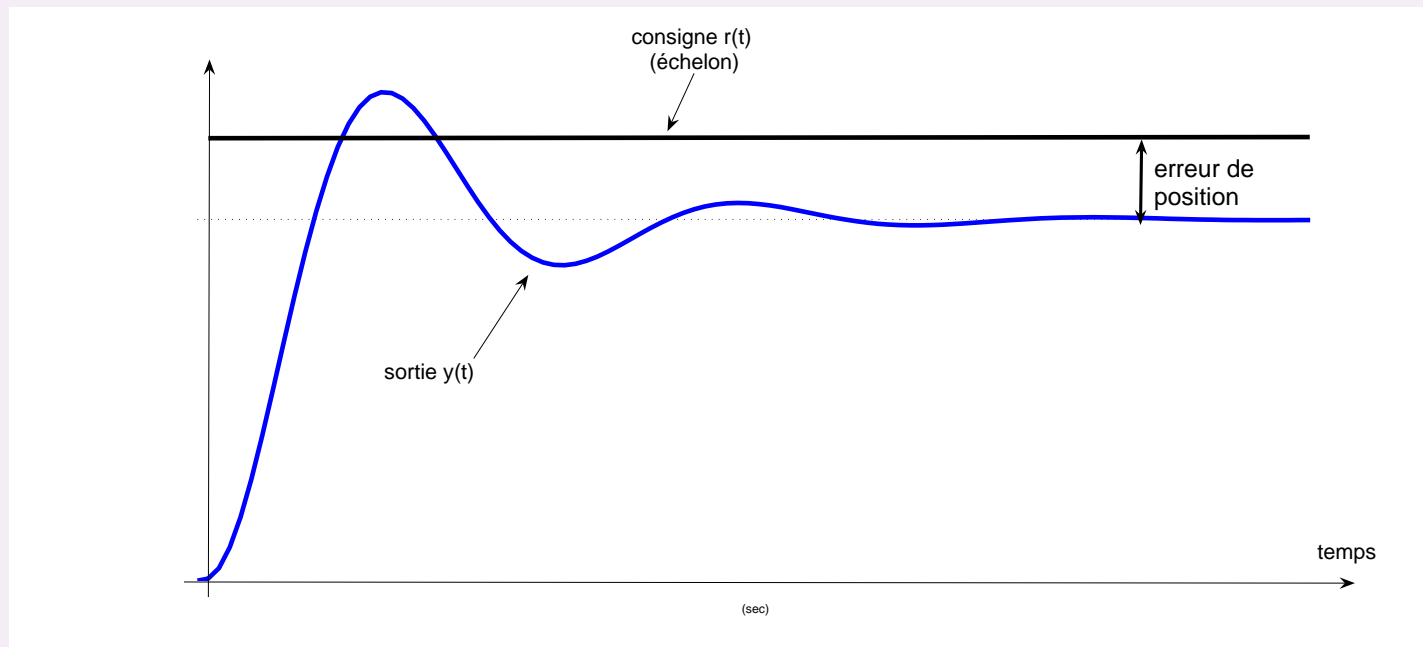
▷ l'erreur peut être nulle, finie ou infinie

## analyse d'un asservissement – précision ③

▷ erreur de position (*position error*)

consigne échelon de position (*step*)

$$R(p) = \frac{r_0}{p}$$

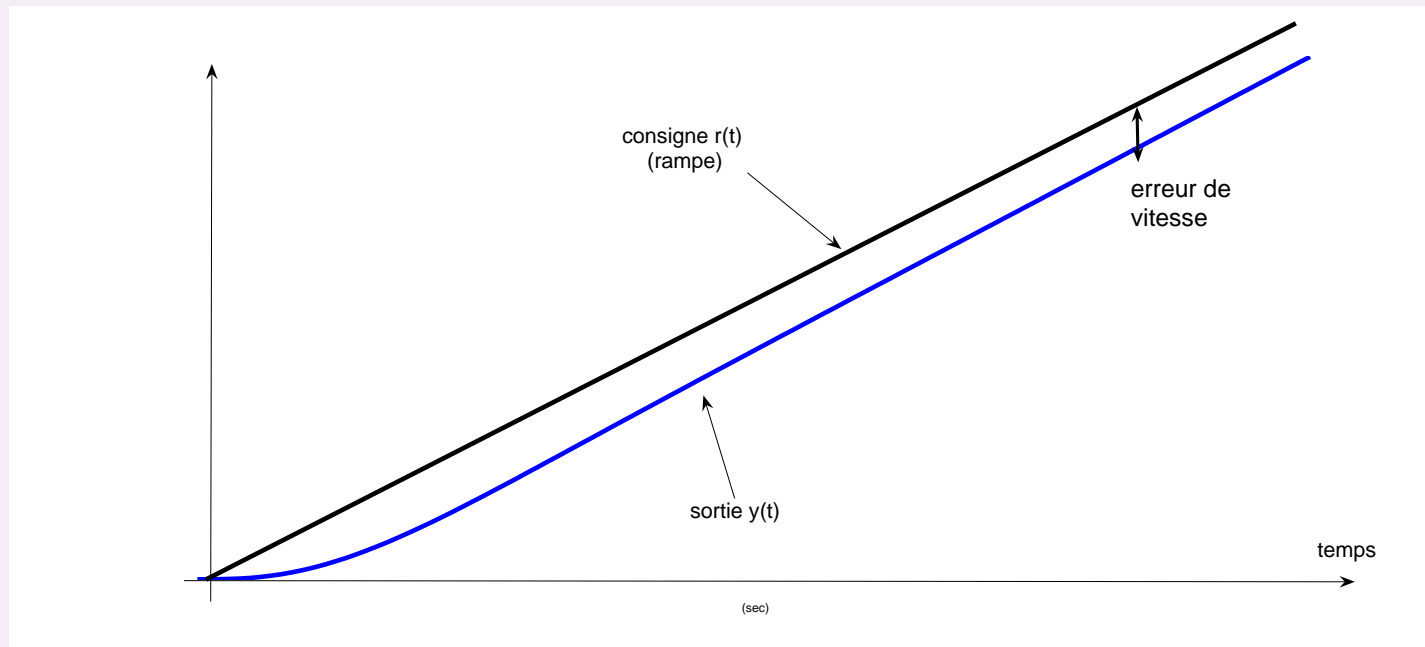


## analyse d'un asservissement – précision ④

▷ erreur de vitesse (*error to a ramp*)

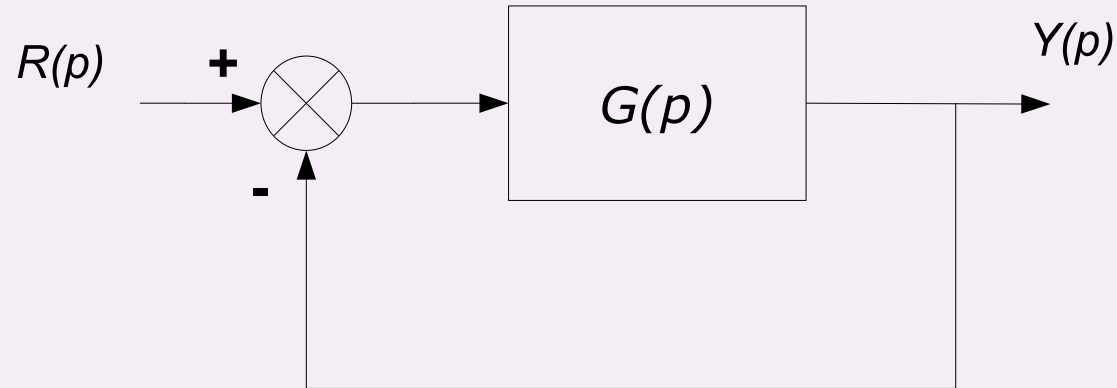
consigne rampe (*ramp*)

$$R(p) = \frac{r_0}{p^2}$$



## analyse d'un asservissement – précision ⑤

Dans le cas particulier du retour unitaire



avec dans la chaîne directe

$$G(p) = \frac{K}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}$$

- ▷ nombre d'intégrations dans la chaîne directe :  $\alpha$
- ▷ dans le cas  $\alpha = 0$ , le gain statique =  $K$

L'expression de l'erreur s'écrit :

$$\varepsilon(p) = (1 - F(p))R(p)$$

avec

$$\begin{aligned} F(p) &= \frac{G(p)}{1+G(p)} \\ &= \frac{K}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \end{aligned}$$

il vient :

$$\varepsilon(p) = \frac{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \times R(p)$$

$$\varepsilon(p) = \frac{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \times R(p)$$

▷ **erreur de position** (pour  $R(p) = \frac{r_0}{p}$ )

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{pos}} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \varepsilon(p) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \times \frac{r_0}{p} \end{aligned}$$

$\alpha = 0$	$\varepsilon_{\text{pos}} = \frac{1}{1+K} r_0$
$\alpha = 1$	$\varepsilon_{\text{pos}} = 0$
$\dots$	

$$\varepsilon(p) = \frac{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \times R(p)$$

▷ **erreur de vitesse** (pour  $R(p) = \frac{r_0}{p^2}$ )

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{vit}} &= \lim_{t \rightarrow \infty} \varepsilon(t) = \lim_{p \rightarrow 0} p \varepsilon(p) \\ &= \lim_{p \rightarrow 0} p \frac{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1)}{p^\alpha (a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + 1) + K} \times \frac{r_0}{p^2} \end{aligned}$$

$\alpha = 0$	$\varepsilon_{\text{vit}} \rightarrow \infty$
$\alpha = 1$	$\varepsilon_{\text{vit}} = \frac{1}{K} r_0$
$\alpha = 2$	$\varepsilon_{\text{vit}} = 0$

$K$  est appelé dans ce cas **gain en vitesse**



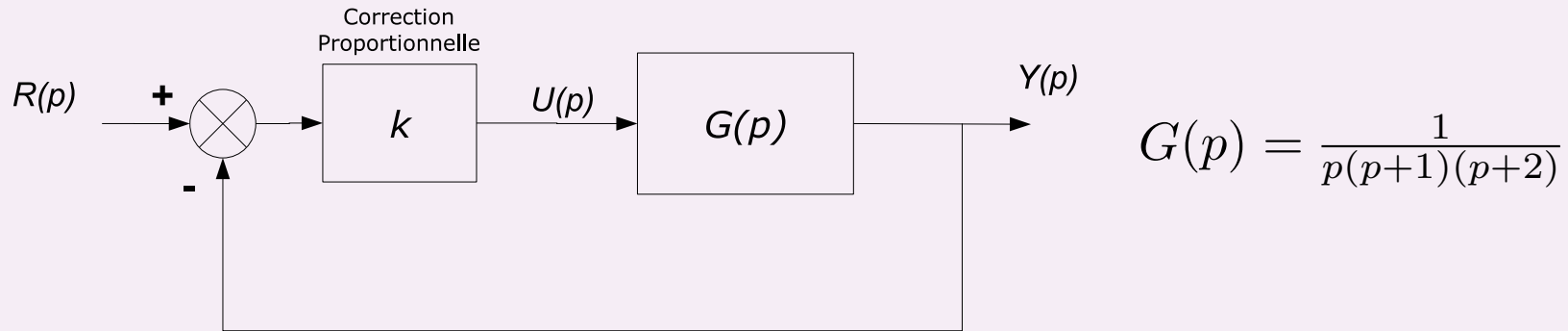
## résumé dans le cas du retour unitaire

En fonction du nombre  $\alpha$  d'intégrations dans la chaîne directe – *i.e.* chaîne directe de **classe**  $\alpha$  – on peut déduire directement le résultat suivant :

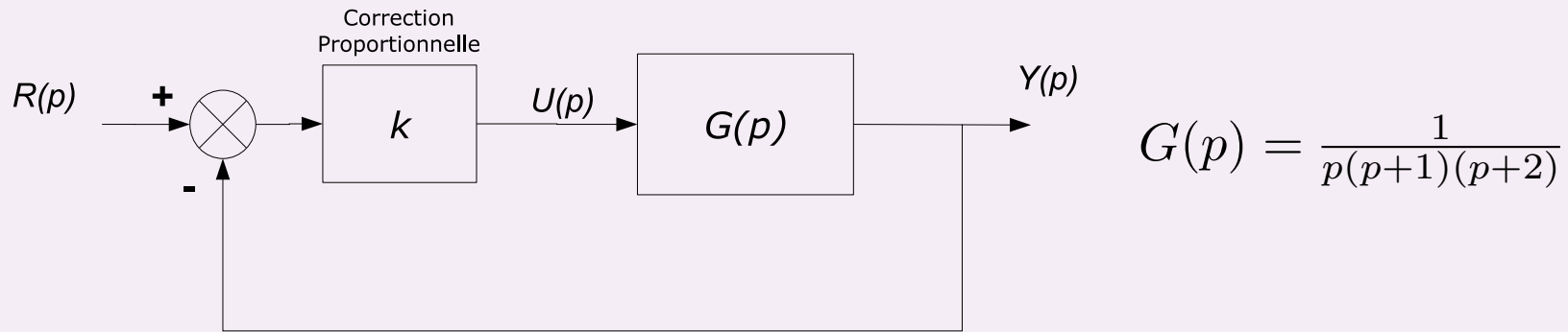
$\alpha$	$\varepsilon_{\text{pos}}$	$\varepsilon_{\text{vit}}$	$\varepsilon_{\text{acc}}$	...
0	finie	$\infty$	$\infty$	
1	0	finie	$\infty$	
2	0	0	finie	
...				

N.B. : ces résultats n'ont de sens que dans le cas d'un asservissement stable.

## compromis stabilité / précision

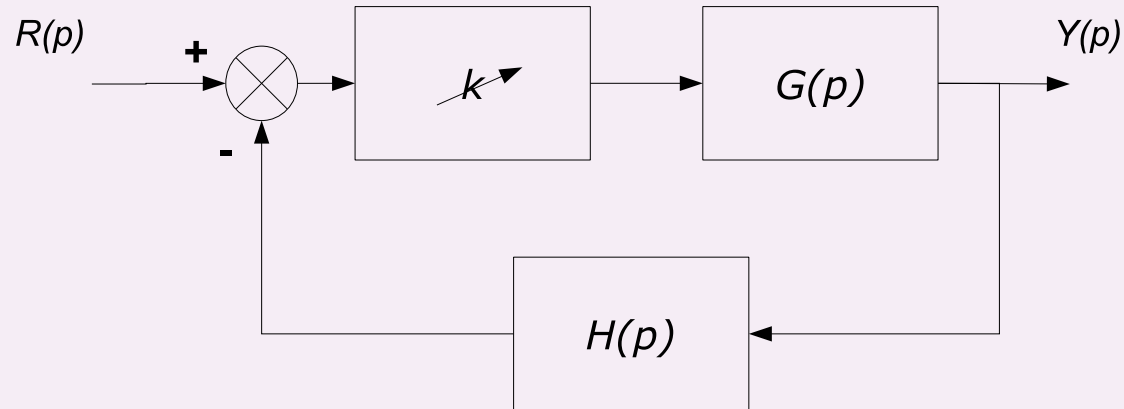


1.  $\varepsilon_{\text{pos}} = 0$ ,  $\varepsilon_{\text{vit}} = \frac{2r_0}{k}$
2. si  $k \nearrow$  alors  $\varepsilon_{\text{vit}} \searrow$
3. pour  $r_0 = 1$ , l' $\varepsilon_{\text{vit}}$  sera égale à 0.2 pour  $k = 10$
4. or pour  $k > 6$  l'asservissement est **instable**!!!



$k$	0	6	$\infty$
BF	stable	instable	
MΦ	↘	0	< 0
D1	↗		aucun sens
$\varepsilon_{\text{pos}}$	0		aucun sens
$\varepsilon_{\text{vit}}$	↘		aucun sens

## analyse d'un asservissement – lieu des racines ①



Le **lieu des racines** (appelé également lieu d'Evans) – *root locus* – est le nom donné au tracé, dans le plan complexe, de l'évolution des **pôles de la boucle fermée**  $F(p)$  en fonction d'un gain  $k$  variant de  $0 \rightarrow +\infty$ .

Les pôles de  $F(p)$  sont les racines de l'équation caractéristique :

$$1 + kT(p) = 0$$

où  $T(p) = G(p)H(p)$  : fonction de transfert en **boucle ouverte** pour  $k = 1$ .

## analyse d'un asservissement – lieu des racines ②

Le lieu des racines est une représentation graphique de l'équation caractéristique; il décrit donc l'égalité  $kT(p) = -1$  pour toutes les valeurs de  $k$  c'est à dire que le lieu doit respecter :

- la condition des modules  $|kT(p)| = 1$  ;
- et la condition des angles  $\arg\{kT(p)\} = \pi \text{ mod } 2\pi$ .

## analyse d'un asservissement – lieu des racines ③

En posant  $T(p) = \frac{N(p)}{D(p)}$  peut calculer les points de départ (pour  $k \rightarrow 0$ ) et les points d'arrivée (pour  $k \rightarrow +\infty$ ) du lieu des racines :

$$\text{pour } k \rightarrow 0 : \quad 1 + k \frac{N(p)}{D(p)} = 0 \quad \implies \quad D(p) = 0$$

les points de départ sont les pôles de la **boucle ouverte** ;

$$\text{pour } k \rightarrow +\infty : \quad 1 + k \frac{N(p)}{D(p)} = 0 \quad \implies \quad N(p) = 0$$

les points d'arrivée sont les zéros de la **boucle ouverte** + *directions asymptotiques* (le nombre de directions asymptotiques égale la différence entre le nombre de pôles et le nombre de zéros de la boucle ouverte).

## analyse d'un asservissement – lieu des racines ④

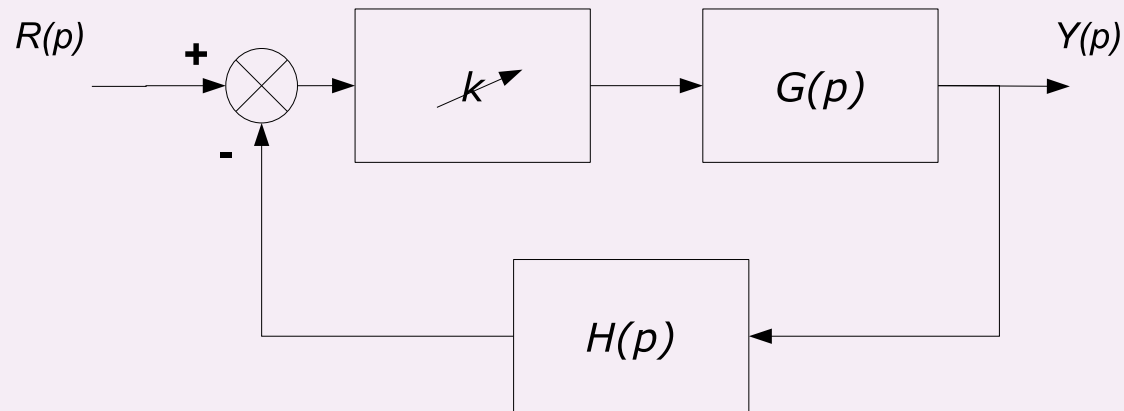


illustration avec

$$G(p) = \frac{p + 3}{(p + 1)(p + 5)}$$

et

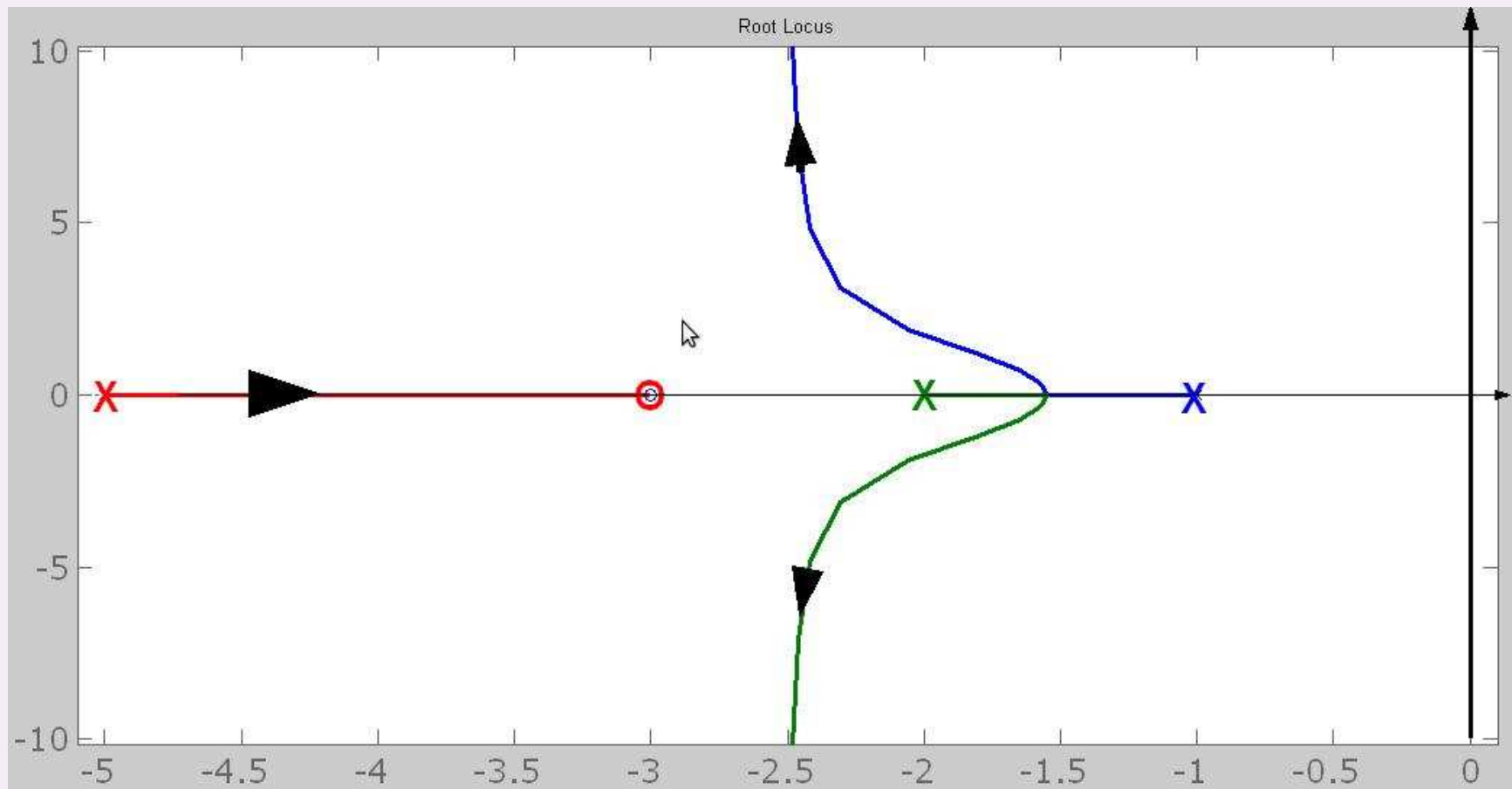
$$H(p) = \frac{1}{p + 2}$$

Soit  $T_1(p)$  la fonction de transfert en Boucle Ouverte pour  $k = 1$  :

$$T_1(p) = G(p)H(p) = \frac{p + 3}{(p + 1)(p + 2)(p + 5)}$$

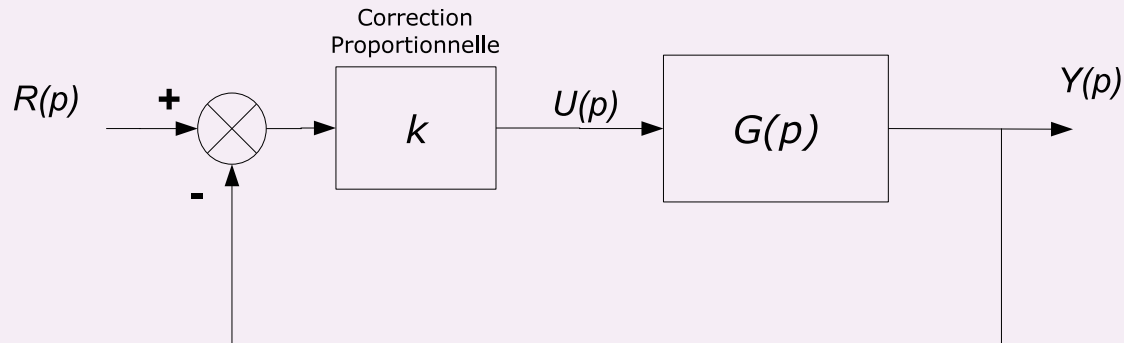
Fonction de transfert en Boucle Ouverte :  $T_1(p) = \frac{p+3}{(p+1)(p+2)(p+5)}$

L'évolution des pôles de la Fonction de Transfert  $F(p)$  en Boucle Fermée en fonction du paramètre  $k$  est représentée sur le lieu des racines :

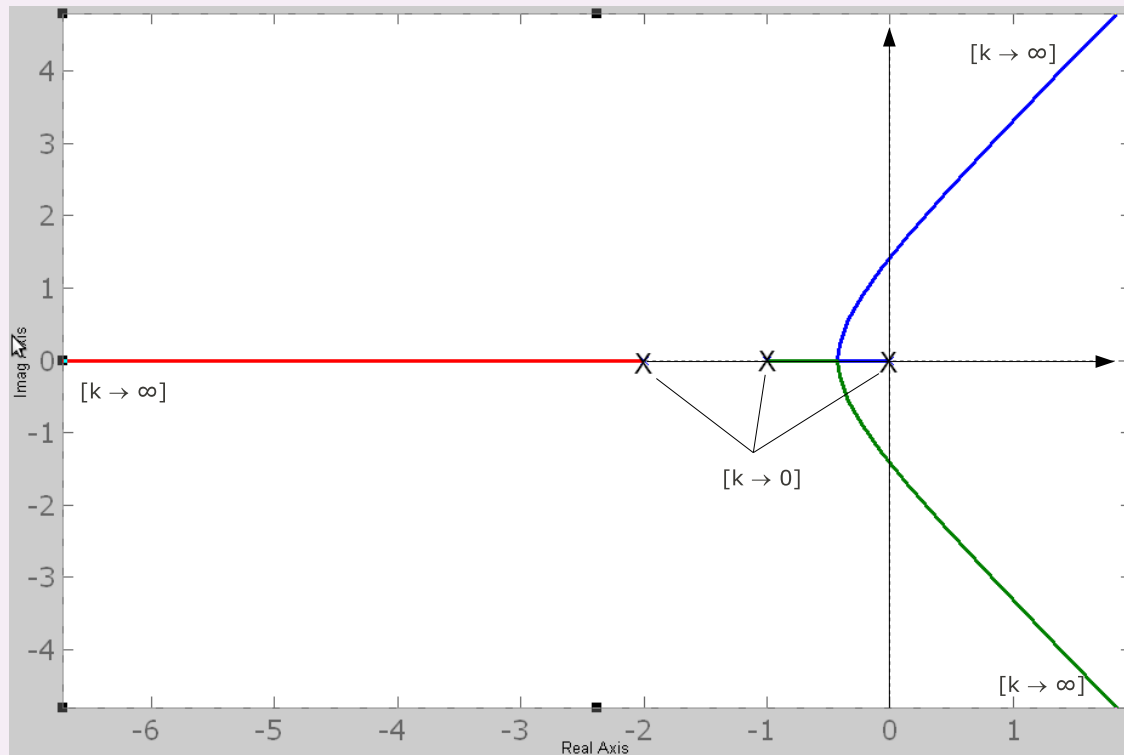


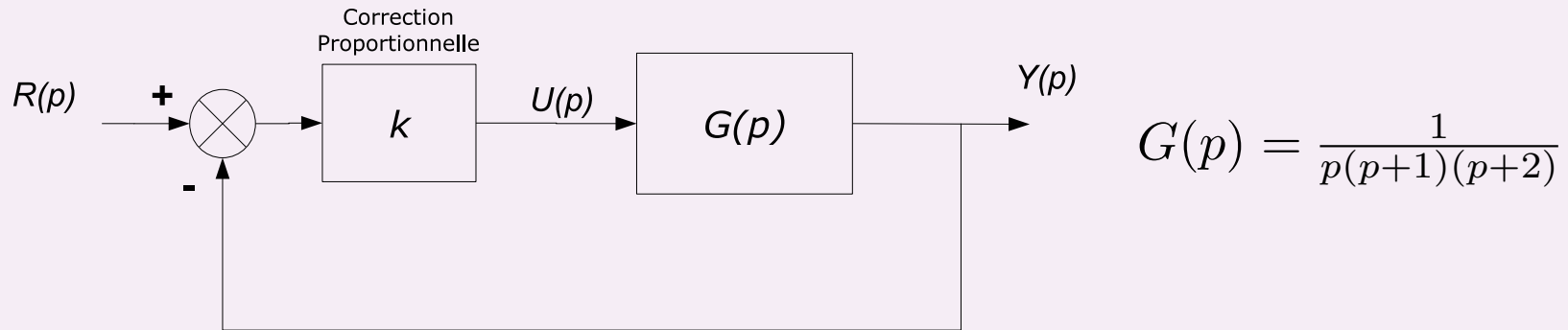


# analyse d'un asservissement – lieu des racines ⑤

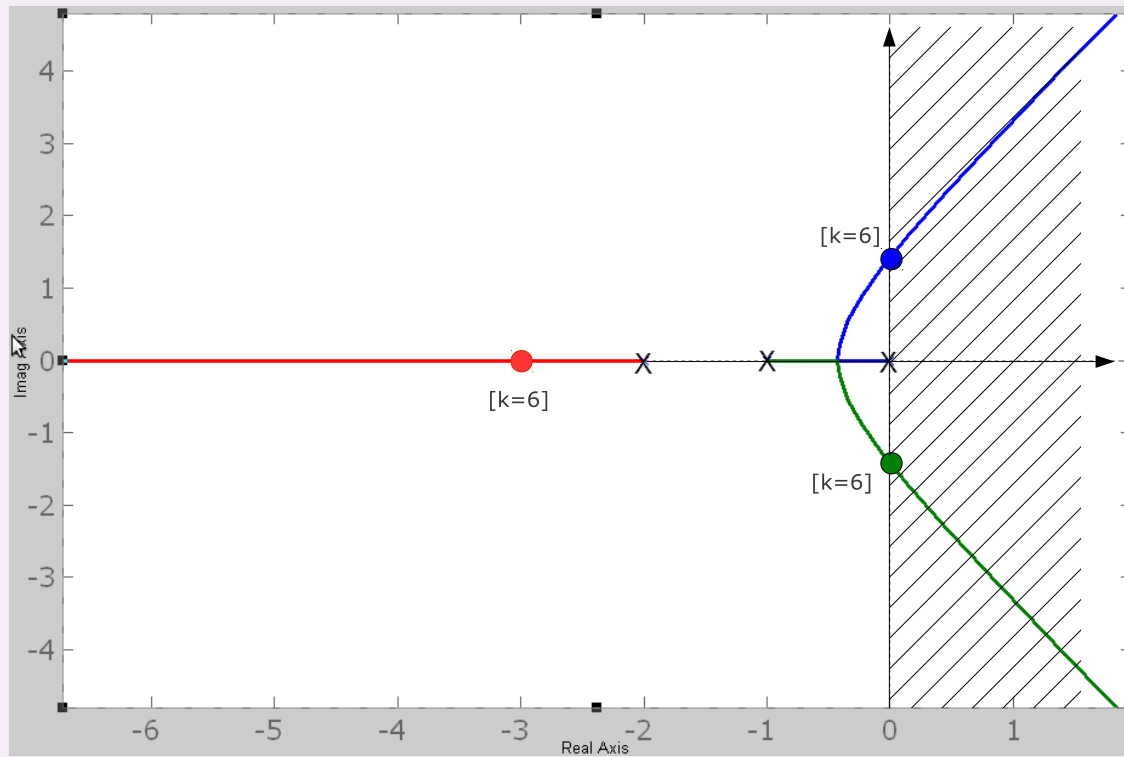


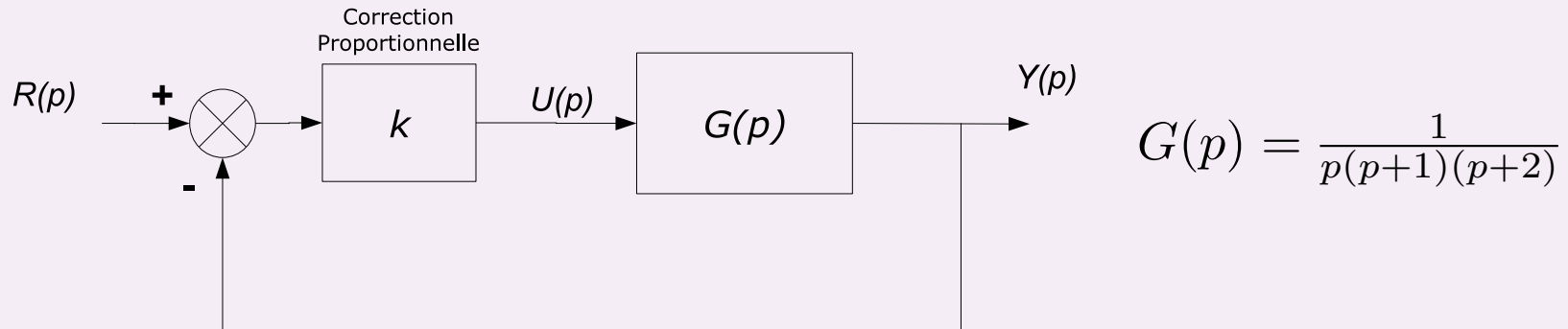
$$G(p) = \frac{1}{p(p+1)(p+2)}$$





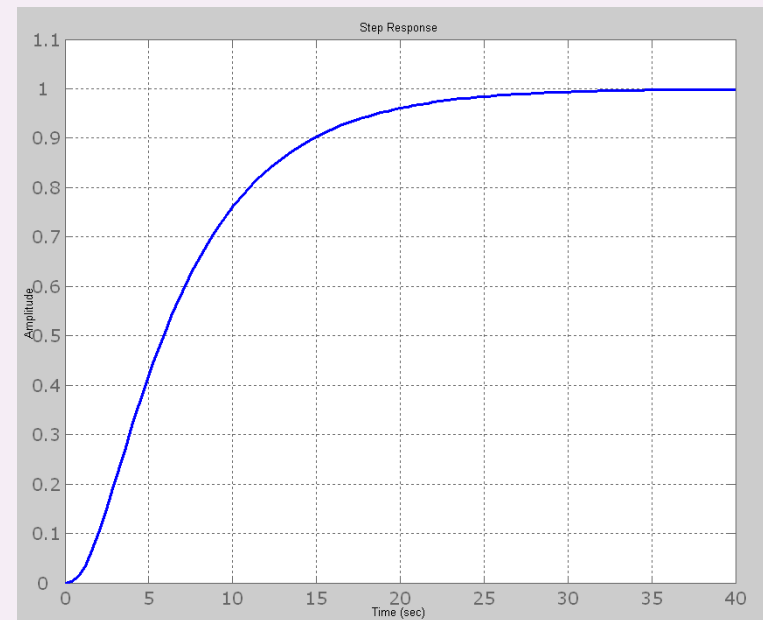
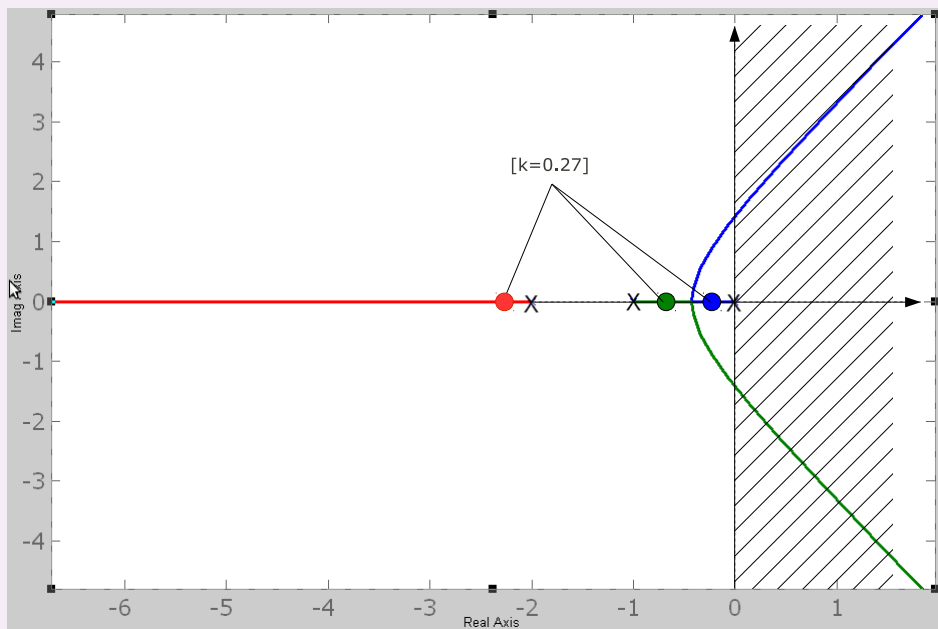
▷ analyse de la stabilité d'un asservissement dans le lieu des racines

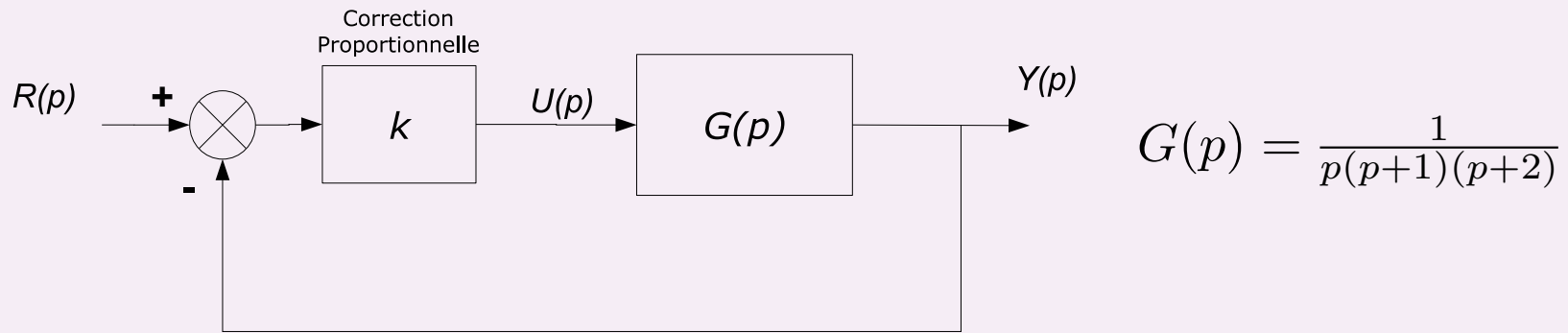




▷ caractéristiques dynamiques :

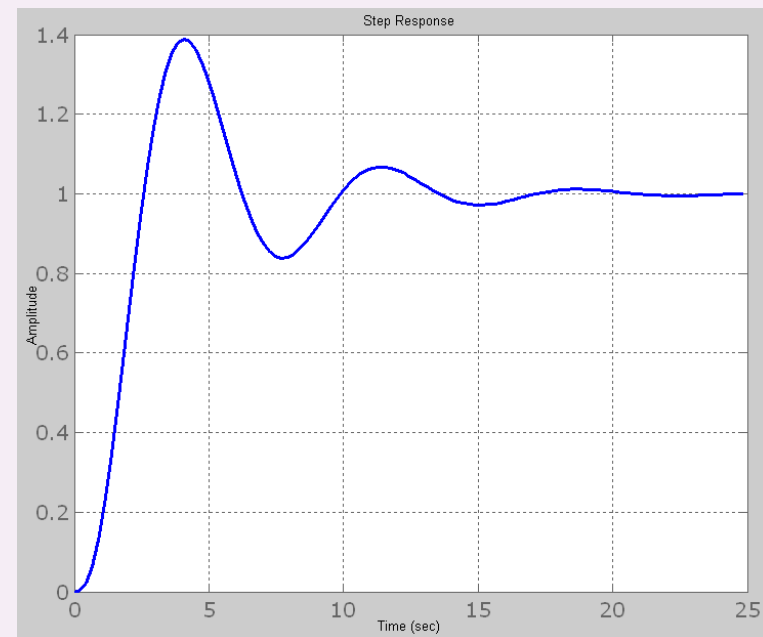
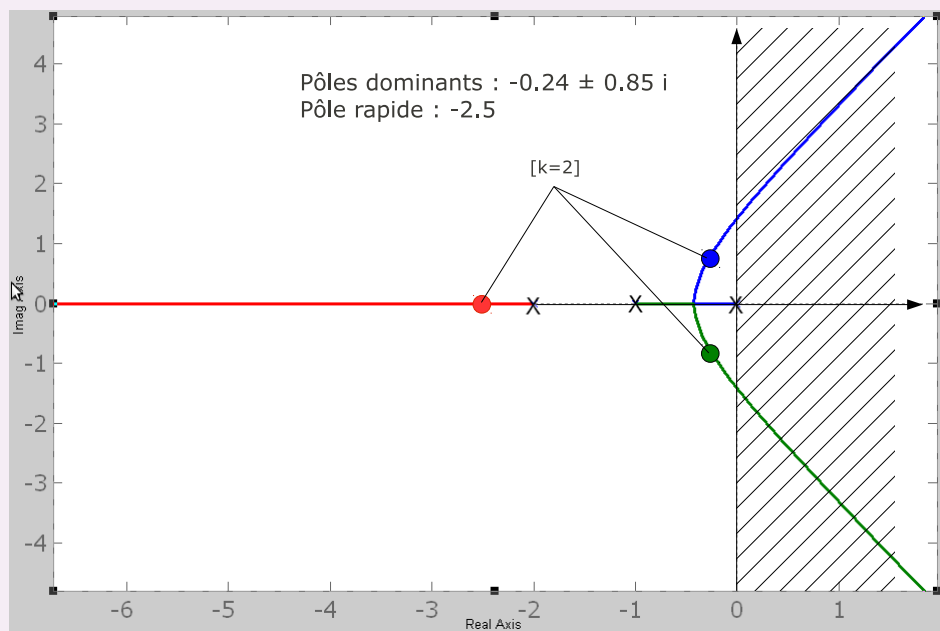
$k = 0.27 \Rightarrow F(p)$  comprend 3 pôles réels ( $-0.18, -0.7, -2.11$ )





▷ caractéristiques dynamiques :

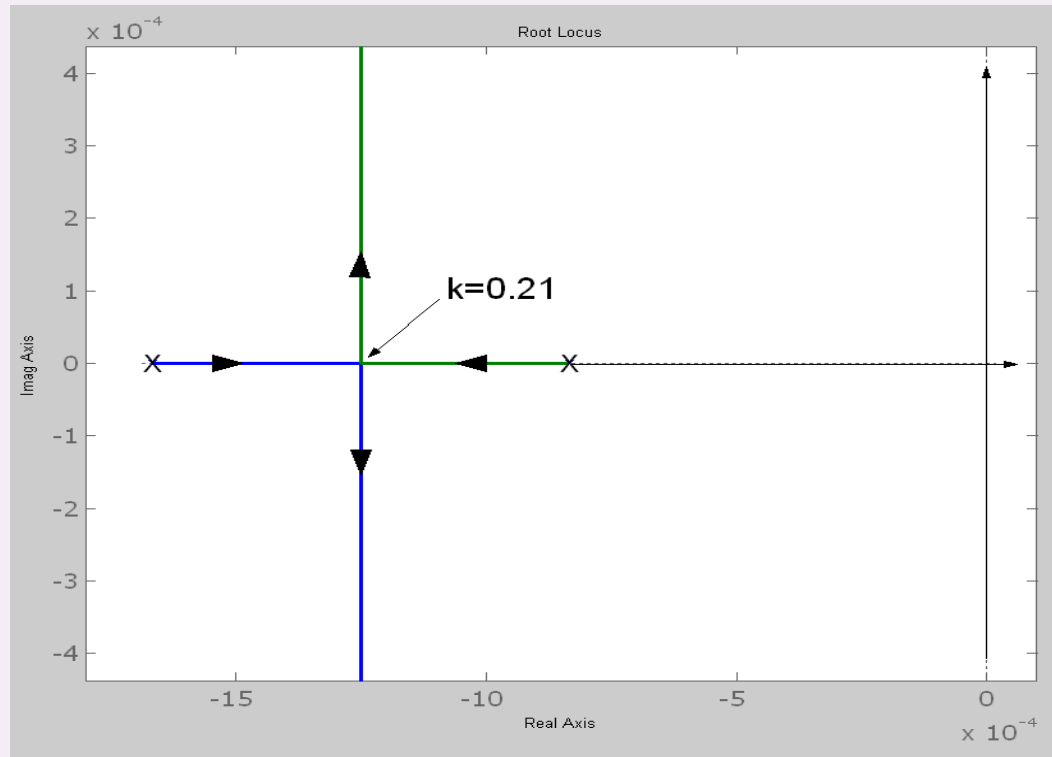
$k = 2 \Rightarrow F(p)$  comprend 3 pôles ( $-0.24 \pm 0.85i$ ,  $-2.52$ )



## analyse d'un asservissement – lieu des racines ⑤

▷ Cas du TD n°1 (question II.2) :

$$G(p) = \frac{4}{(1 + 600p)(1 + 1200p)} \quad \text{et} \quad H(p) = K_t = 0.15$$

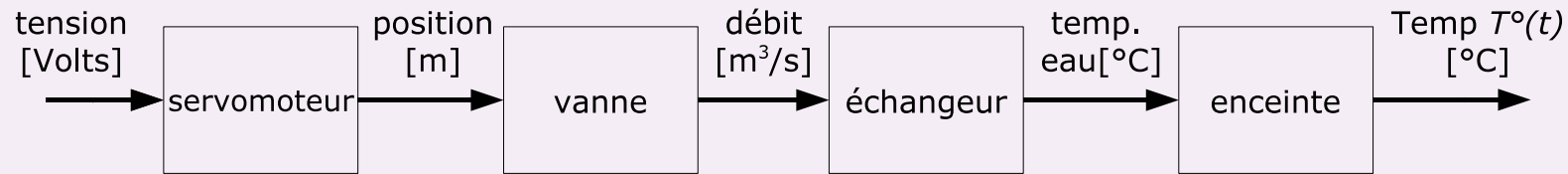


Discuter de la stabilité et des caractéristiques dynamiques de l'asservissement en fonction de  $k$

**quelques résultats**

**du T.D. n°2**

# 1. Éléments constitutifs de la chaîne directe



FdT du  
servomoteur

FdT de la  
vanne

FdT de l'ensemble  
échangeur/enceinte

$$\frac{K_p}{p(1 + \tau_p p)}$$

$$K_v$$

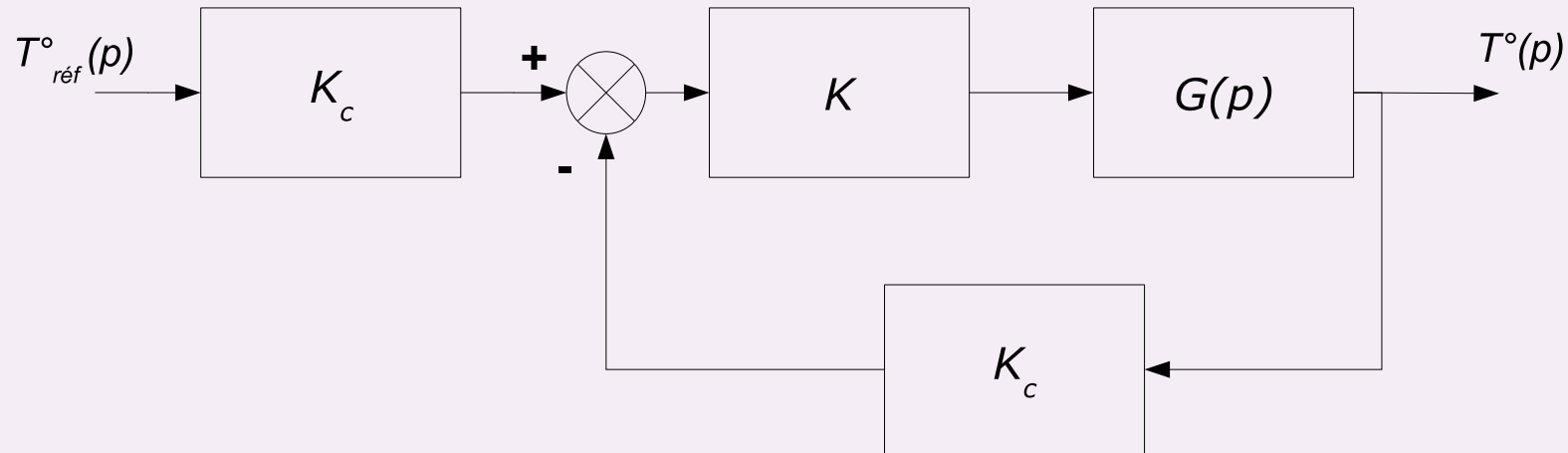
$$\frac{K_e}{(1 + \tau_e p)^2}$$

$$G(p) = \frac{K_p K_v K_e}{p(1 + \tau_p p)(1 + \tau_e p)^2}$$

si on néglige le mode rapide  $\tau_p \ll \tau_e$ , il vient :

$$G(p) = \frac{K_p K_v K_e}{p(1 + \tau_e p)^2}$$

## 2. Schéma blocs de l'asservissement



## 3. FTBO et FTBF

$$T(p) = K \times K_c \times G(p) = \frac{0.02K}{p(1 + 1200p)^2}$$

$$F(p) = \frac{0.02K}{144.10^4 p^3 + 2400p^2 + p + 0.02K}$$



#### 4. Calcul de $K_{\text{lim}}$ basé sur le critère du revers

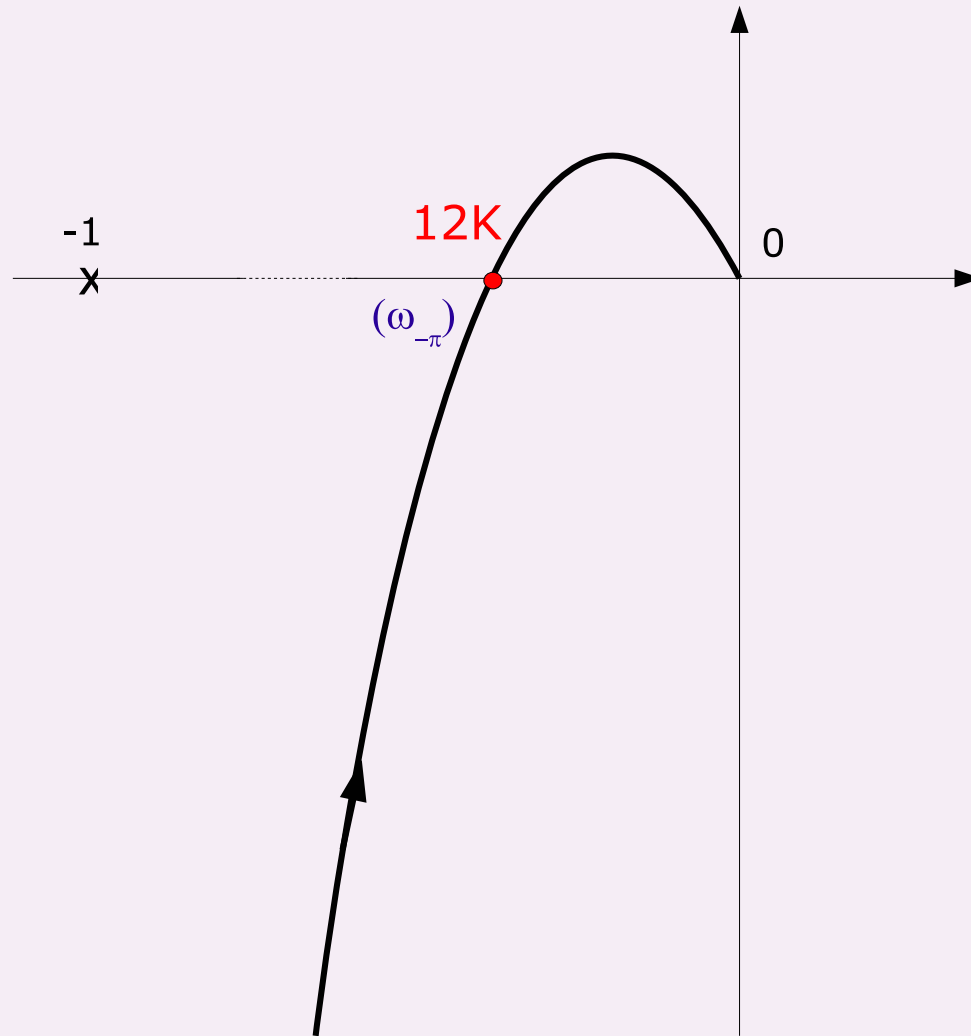
$$T(p) = K \times K_c \times G(p) = \frac{0.02K}{p(1 + 1200p)^2}$$

avec

$$\left| T(j\omega) \right| = \frac{0.02K}{\omega(1 + 144.10^4\omega^2)} \quad \text{et} \quad \arg\left\{ T(j\omega) \right\} = -\frac{\pi}{2} - 2 \arctan(1200\omega)$$

▷ l'argument vaut  $-\pi$  pour  $\omega_{-\pi} = \frac{1}{1200}$  rad/s



▷ le module à cette pulsation vaut  $12K$



▷ pour que l'asservissement soit stable il faut que  $12K < 1$  soit  $K < 0.08$

5. Erreur de vitesse :  $\varepsilon_{\text{vit}} = \frac{1}{0.02K}$

6. Discussion du compromis précision/stabilité

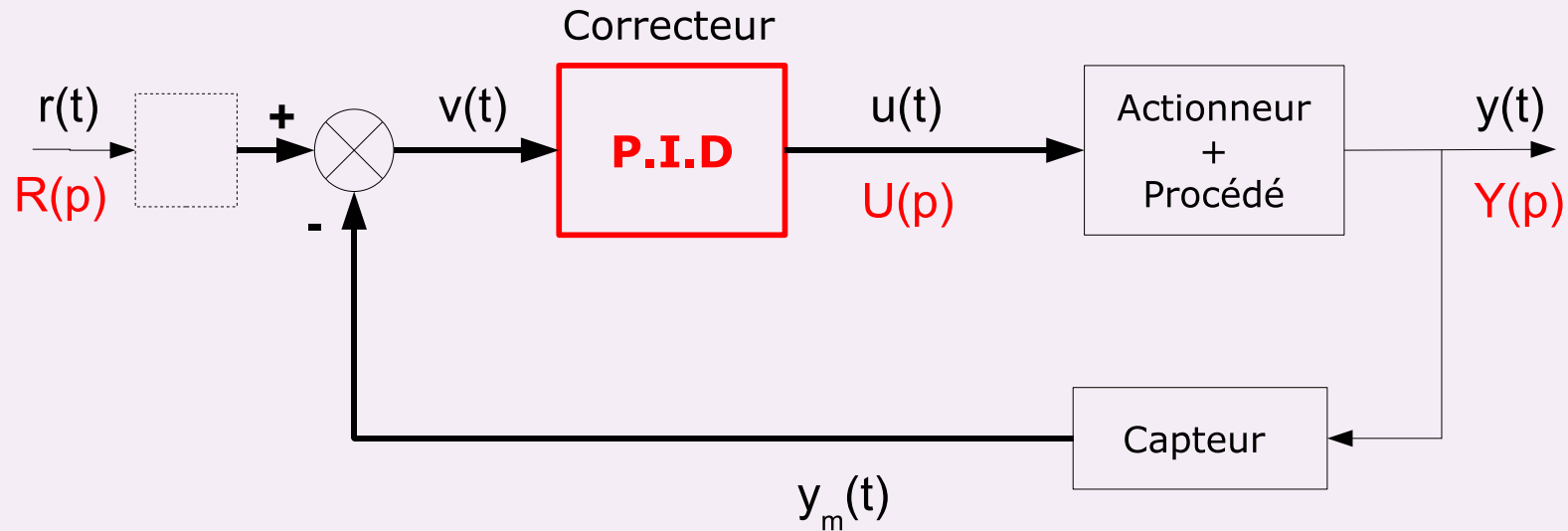
$K$	0	0.08	$\infty$
BF	stable		instable
$M\Phi$		0	$< 0$
$\varepsilon_{\text{vit}}$			auncun sens

# Chapitre 3

—

## Synthèse de correcteurs

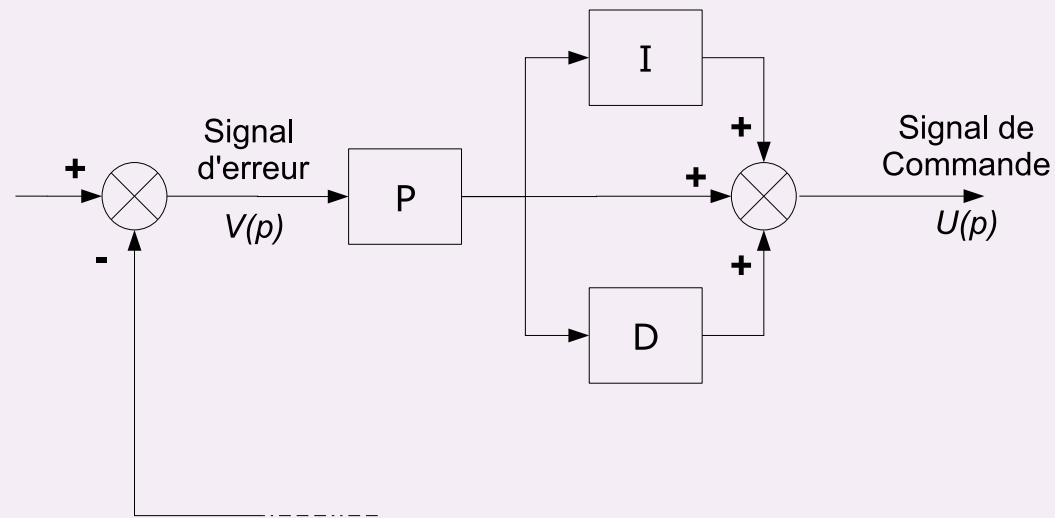
## la correction P.I.D.



▷ modèle temporel *standard*

$$u(t) = K \left\{ v(t) + \frac{1}{T_i} \int v(t) dt + T_d \dot{v}(t) \right\}$$

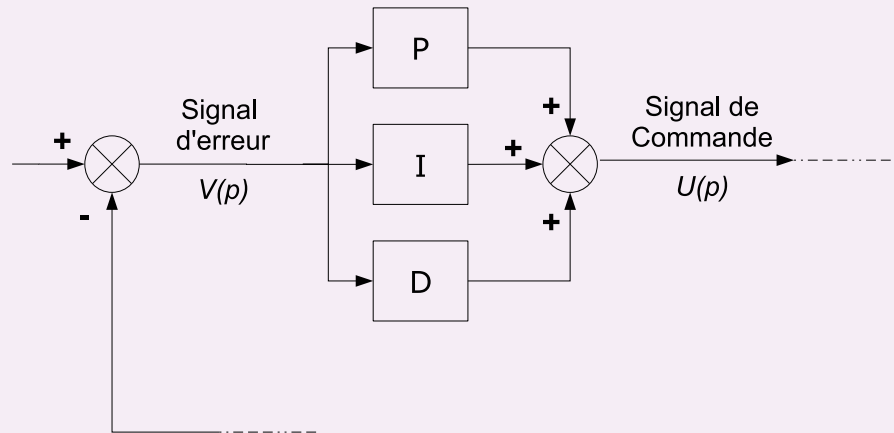
▷ schéma blocs associé (PID mixte)



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

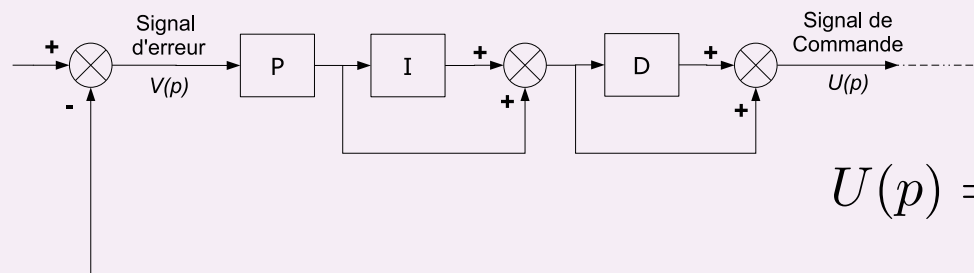
## autres modèles possibles

### ▷ P.I.D. parallèle



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

### ▷ P.I.D. série



$$U(p) = \frac{K}{T_i p} (1 + T_i p) (1 + T_d p) V(p)$$

### ▷ jeu de paramètres $(K, T_i, T_d) \neq$ selon la modèle du P.I.D.

## synthèse fréquentielle d'un P.I.D.

Soit  $D(p)$  la fonction de transfert du correcteur

▷ Action P. :  $D(p) = K$

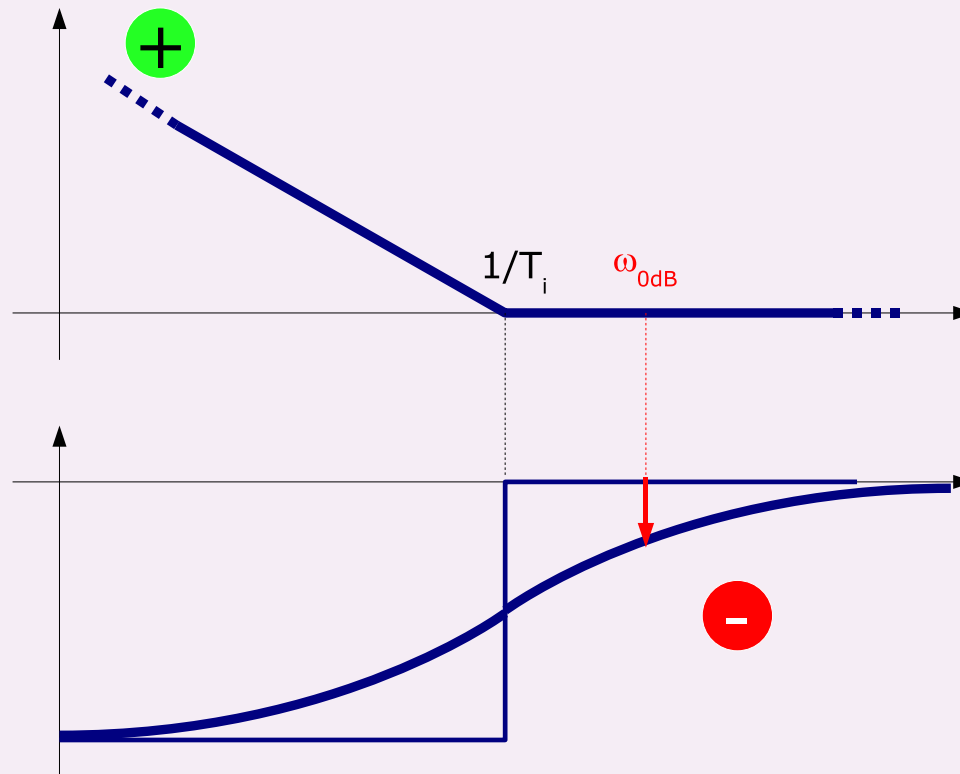
⊕ aux basses fréquences → amélioration de la précision

⊖ aux *hautes fréquences* → dégrade la  $M_\phi$

Dans le plan de Bode, l'action  $K$  se traduit par une translation du gain en boucle ouverte de  $20 \log K$  ; l'argument reste inchangé.

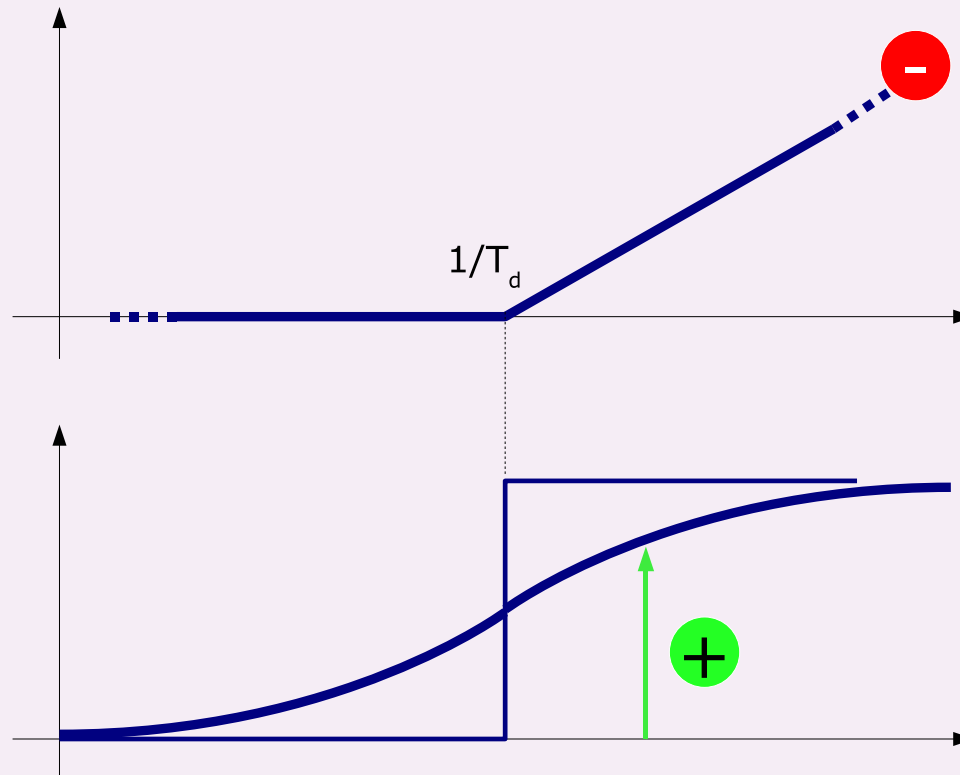


▷ Action P.I. (cas particulier où  $K = 1$ ) :  $D(p) = \frac{1}{T_i p} (1 + T_i p)$



- ⊕ gain  $\infty$  aux basses fréquences  $\rightarrow$  précision  $\infty$
- ⊖ déphasage  $< 0 \rightarrow$  choisir  $\frac{1}{T_i} \ll \omega_{0db}$  pour ne pas trop  $\searrow M_\phi$
- ⊖  $T_i$  grand ( $\frac{1}{T_i} \rightarrow 0$ ) ralentit, ramollit la réponse . . .

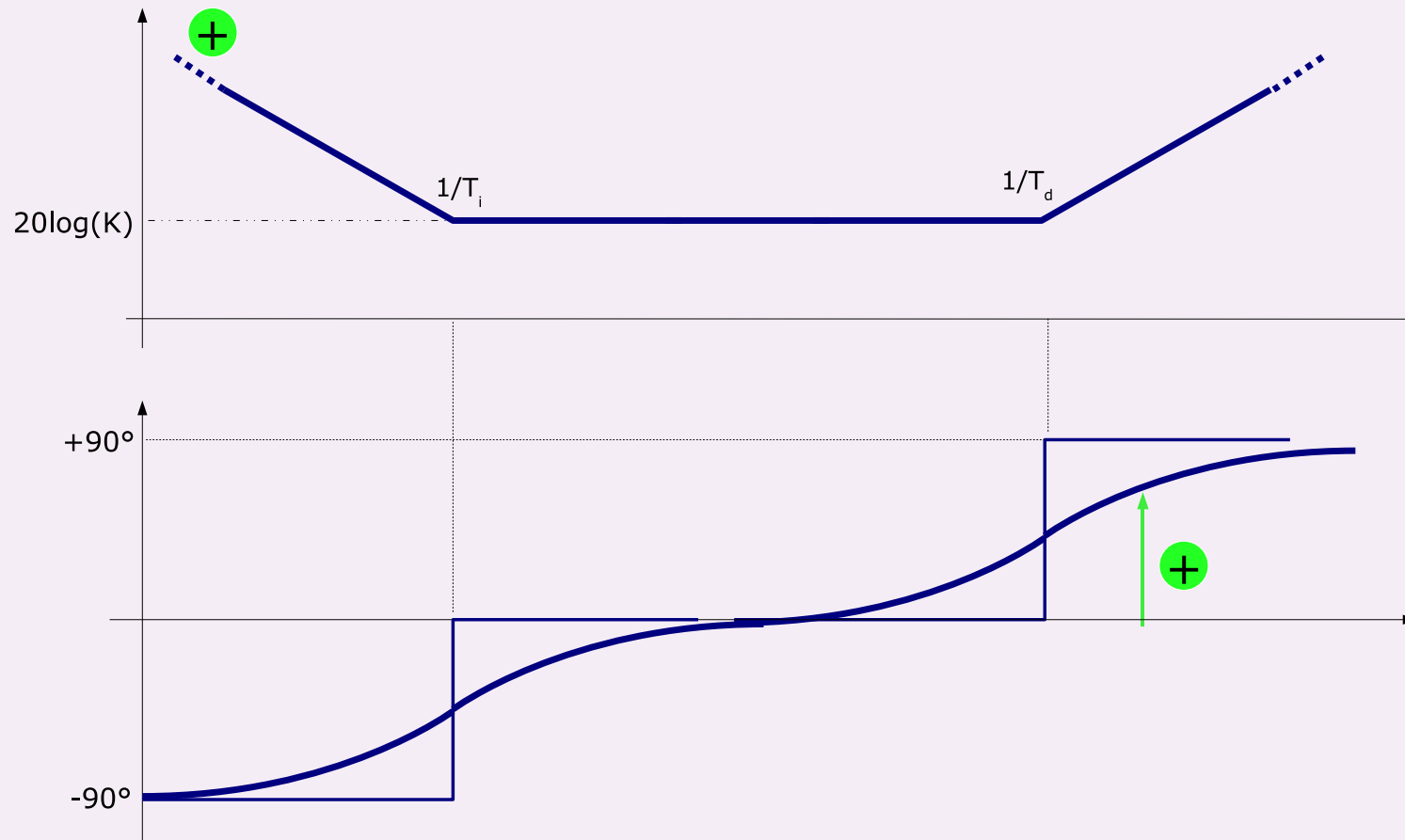
▷ Action P.D. (cas particulier où  $K = 1$ ) :  $D(p) = 1 + T_d p$



⊕ avance la phase pour  $\nearrow M_\Phi$

⊖ gain  $\infty$  aux hautes fréquences  $\rightarrow$  amplification des bruits

▷ Action P.I.D. :  $D(p) = K(1 + \frac{1}{T_i p})(1 + T_d p)$



(+) action I aux *basses* fréquences  $\rightarrow$  précision

(+) action D aux *hautes* fréquences pour  $\nearrow M_\Phi$

## Illustration

Diaporama :

- [action\\_P\\_slide.pdf](#)
- [action\\_PI\\_slide.pdf](#)
- [action\\_PD\\_slide.pdf](#)
- [action\\_PID\\_slide.pdf](#)