

Axes Instrumentation & PSI : UP Mesure & régulation 2009

1/10 8h15 - 11h30: cours + TDs: rappels sur les systèmes dynamiques, régulation PID (P Breuil)

16/10 13h30 – 16h45 : TDs Simulink (P Breuil+X)

22/10 10h00 -11h30: Stats de la mesure, cours-conf (P Breuil)

2/11 8h15 – 9h45 : TDs

6/11 13h30 – 16h45 : Stats de la mesure, TDs Excel (P Breuil+X)

16/11 13h30 – 16h45: La mesure, vision de l'industriel 1 (N Caillet, Total)

17/11, 8h15 – 11h30 ou 13h30 – 16h45: La mesure, vision de l'industriel, TDs (N Caillet)

??: Régulation avancée (N Caillet) (*PSI seulement*)

2/12 8h15 – 9h45: examen régulation **et** mesure

Axes Instrumentation & PSI : UP automatique

Ces documents sont disponibles sur:

<http://www.emse.fr/~pbreuil/inst/regul.html>

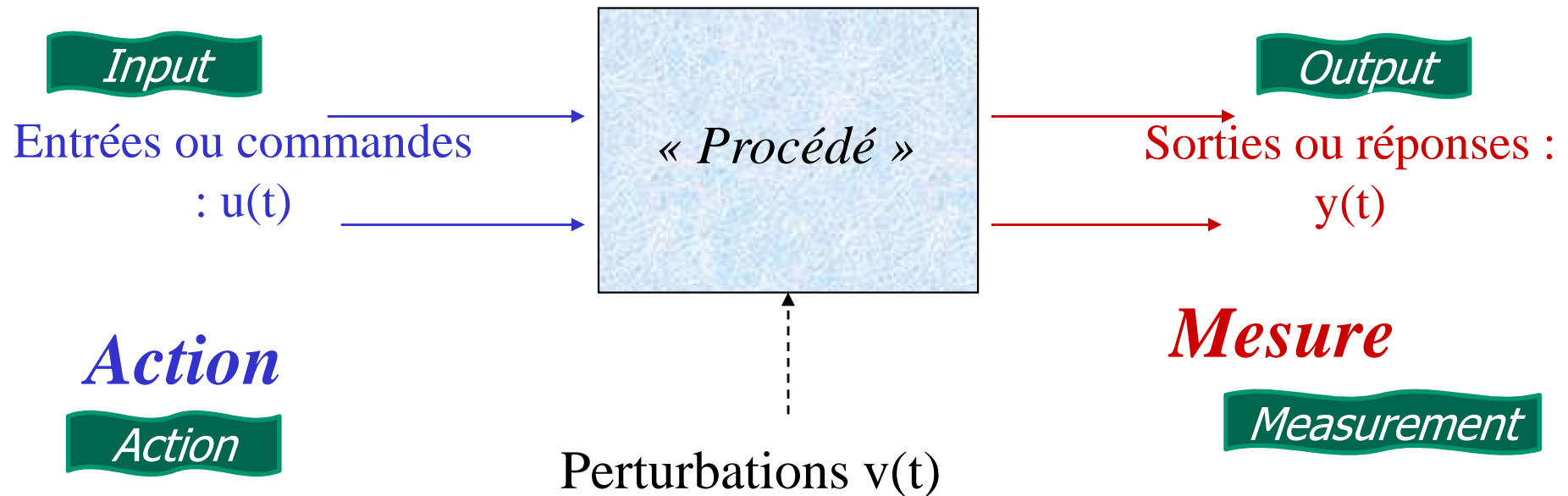
Vous y trouverez également:

- Autres cours
- Corrigés TDs
- Examens années précédentes avec corrigés

pbreuil@emse.fr

La régulation

Regulation



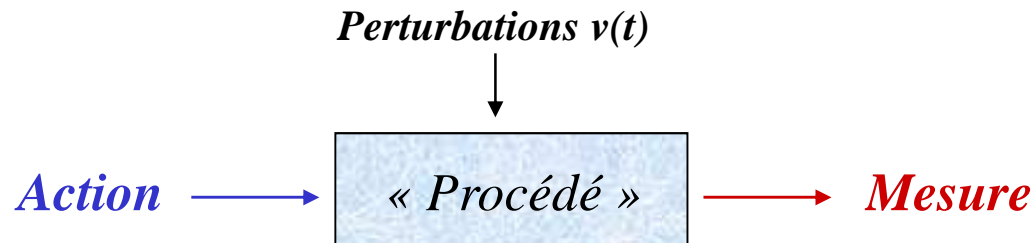
Problème de la régulation: Quel signal **action** faut-il envoyer vers le « procédé » afin que le signal **mesure** soit « le plus proche possible » d'une valeur appelée **consigne**?

Setpoint

Boucle ouverte / boucle fermée, vocabulaire

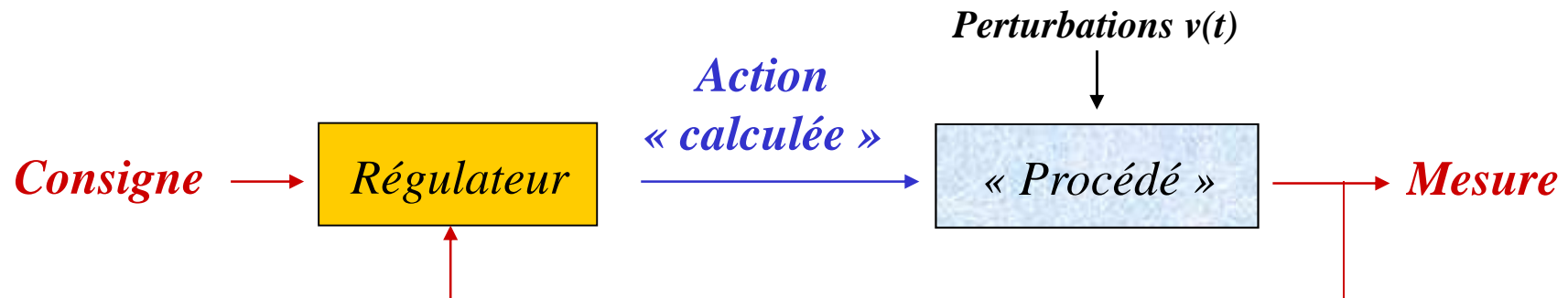
Pas de régulation: « *boucle ouverte* »

Open loop



Régulation: « *boucle fermée* »

closed loop



Consigne – Mesure = Ecart (ou erreur)

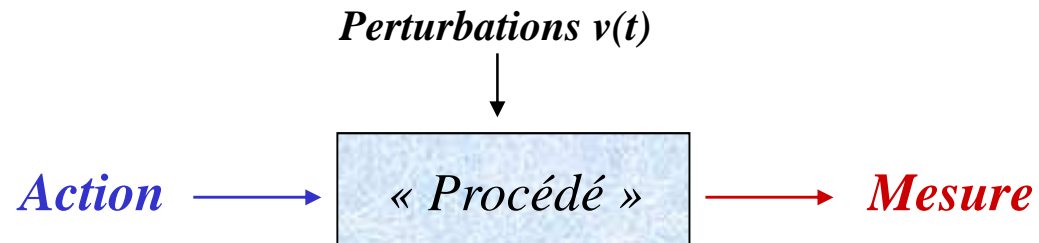
Control deviation

Principe de « rétroaction »

Boucle ouverte / boucle fermée, vocabulaire

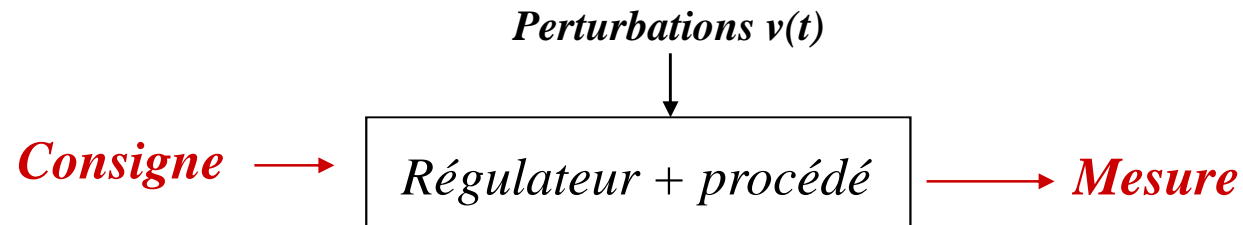
Pas de régulation: « *boucle ouverte* »

Open loop



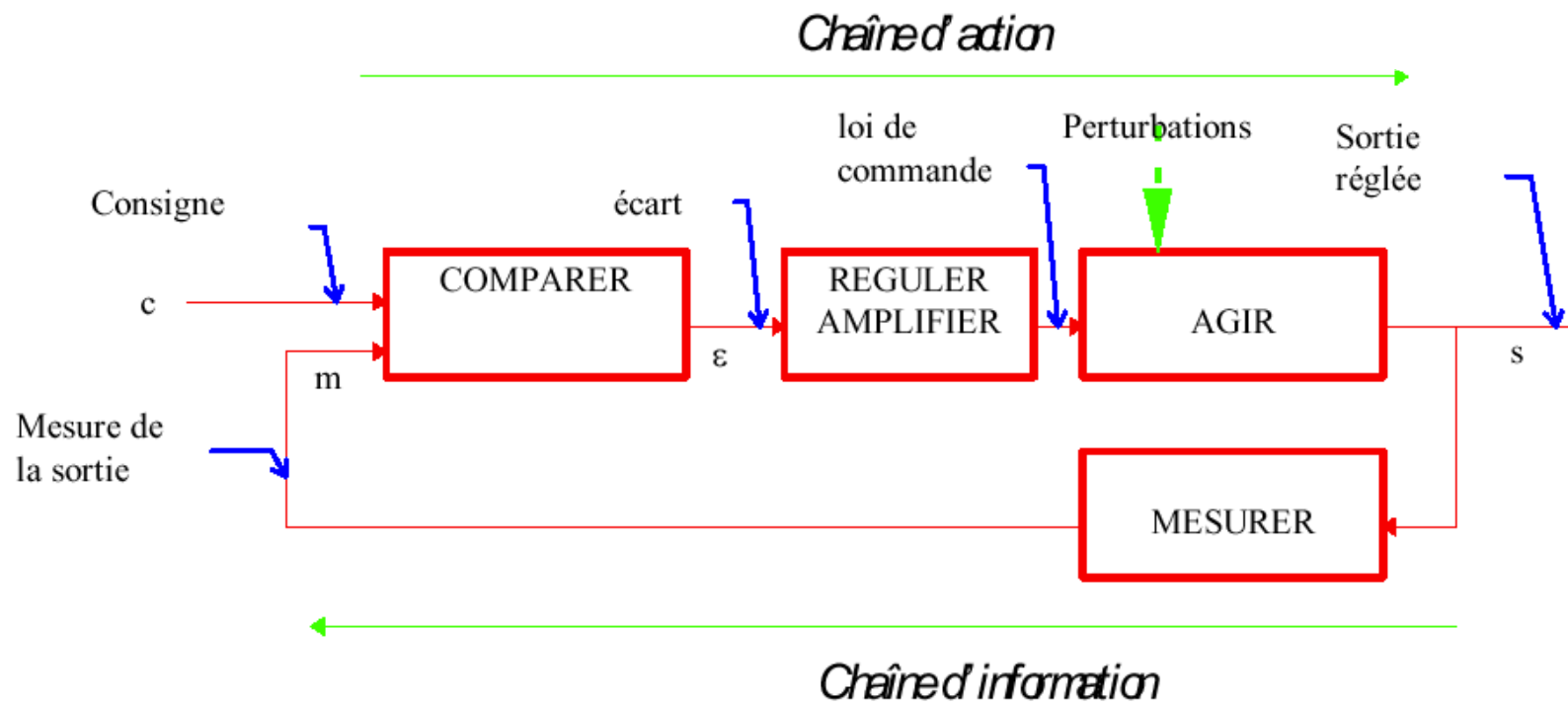
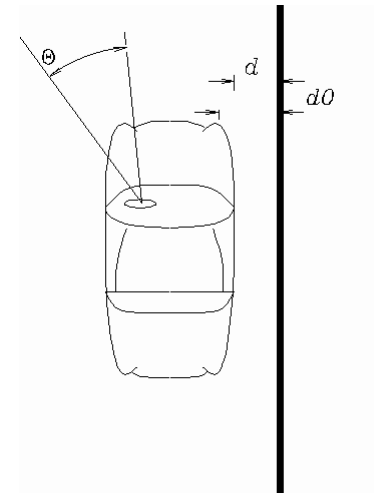
Régulation: « *boucle fermée* »

closed loop



Exemple 1: conduite de véhicule

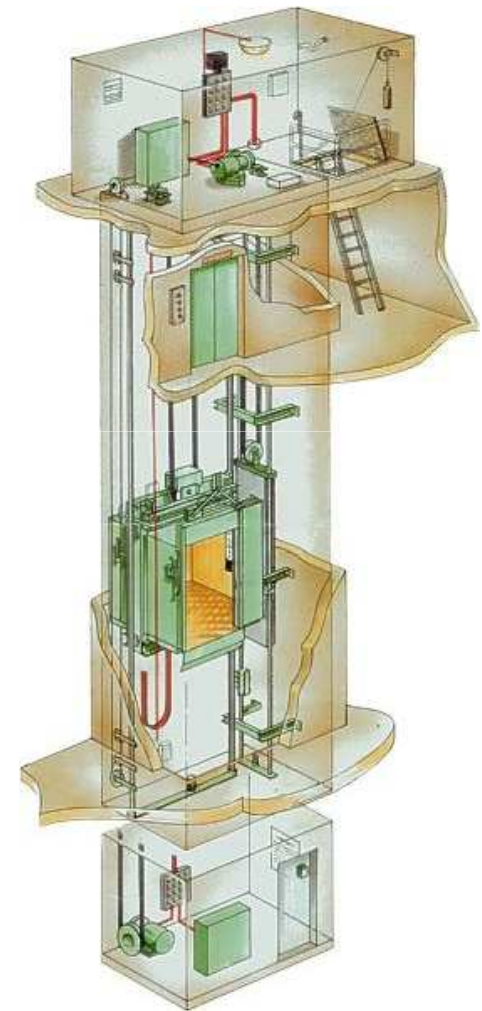
-Observation, évaluation
-Action sur le volant



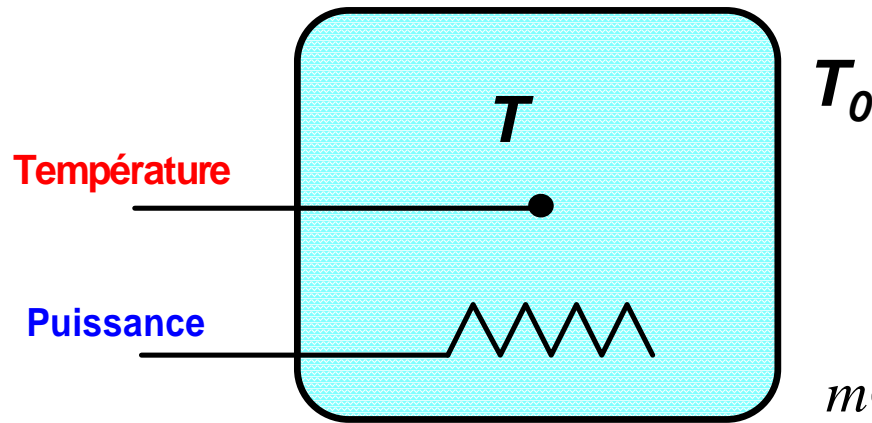
Exemple 2: Problème du pilotage d'un ascenseur:

Lorsque l'on appuie sur le bouton de l'étage n , il faut un certain temps pour y arriver.

- Ce temps ne doit pas être trop long (satisfaction du client) mais pas trop court non plus (confort du client).
- On ne veut pas d'oscillations à l'arrivée.
- On ne veut pas arrêter l'ascenseur à plus de 1 cm de la hauteur de l'étage souhaité.
- On doit de plus avoir les mêmes performances à vide ou en charge.



Exemples de régulation: 3 - température

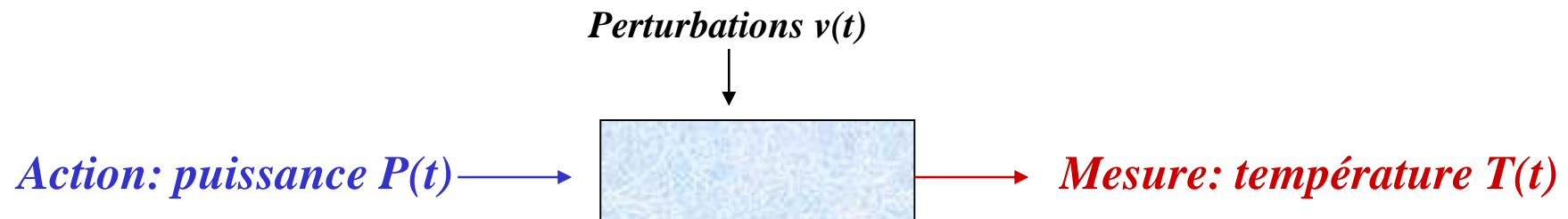


Mise en équation....

Bilan énergétique : variation de l'énergie thermique du four \approx énergie reçue du milieu

$$mC_p \frac{dT}{dt} = P(t) - hA(T - T_0) \quad \text{E.D. Ordre 1}$$

- C_p : capacité calorifique massique du four
- A : surface de contact four-milieu
- h : coefficient de transfert thermique : milieu-four

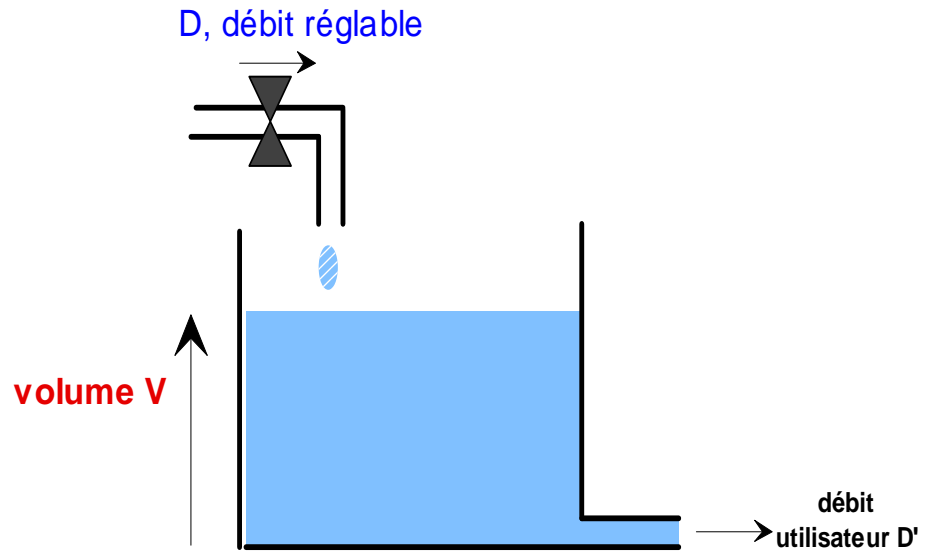


Régulation de la température: 

- Thermostat = Tout Ou Rien (TOR)
- « électronique » (proportionnel)
- PID

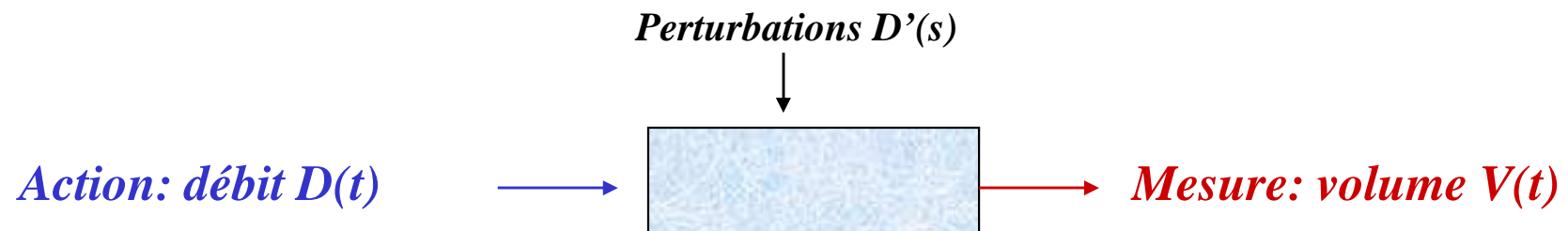
?


Exemples de régulation: 4 - niveau



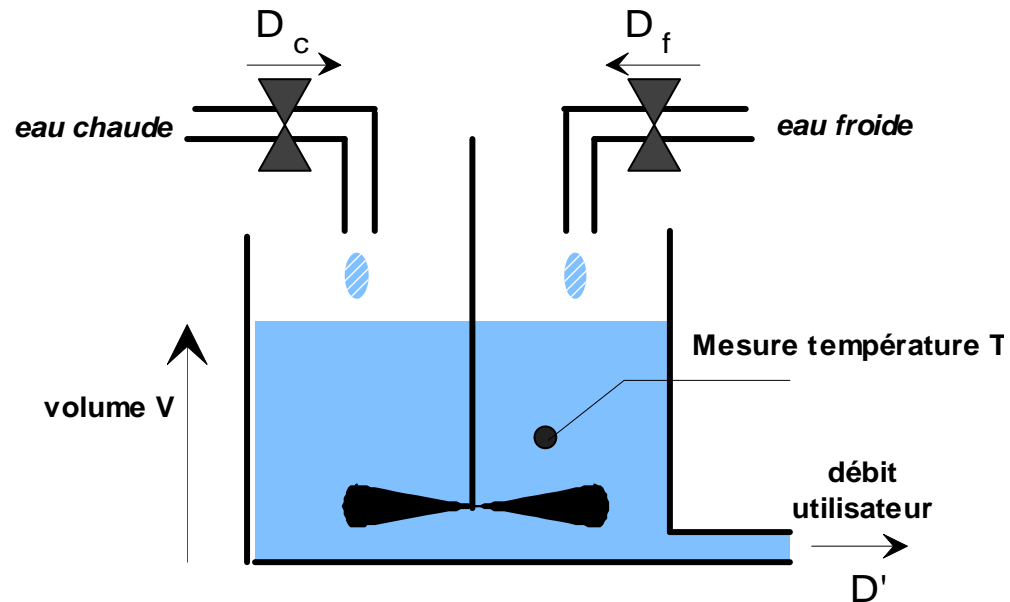
$$v(t) = v_0 + \alpha \int (d - d') dt$$

Intégrateur



Régulation du niveau:  *Non stable en boucle ouverte, peut être stabilisé par la régulation*

Exemples de régulation 5: niveau + température



Perturbations $D'(t)$

Actions:

débit $D_c(t)$

débit $D_f(t)$



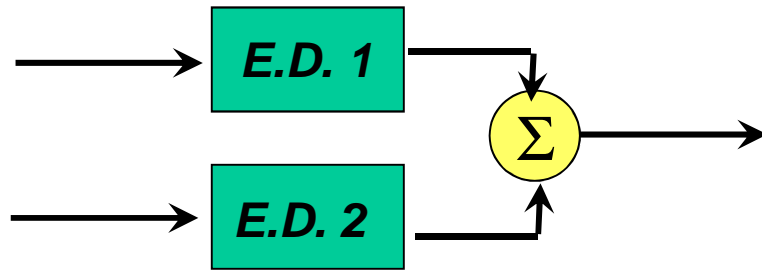
Mesures:

volume $V(t)$

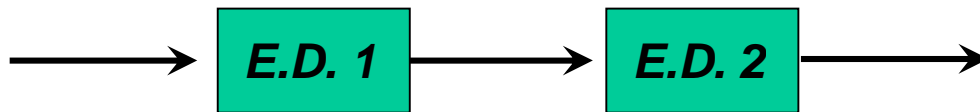
température $T(t)$

- Non stable en boucle ouverte, peut être stabilisé par la régulation
- Effets croisés

Difficulté de résolution directe avec équations différentielles



Facile (addition)...



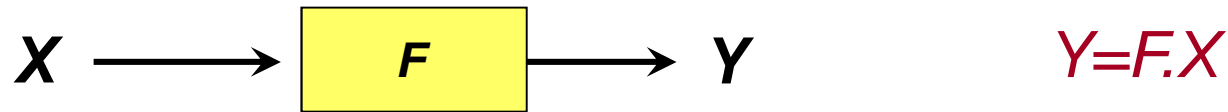
+ difficile...

Boucle de régulation:



??!??

Nécessité outil mathématique
Equa. Diff. --→ Fonction de Transfert



Cet outil existe pour les équa. Diff. Linéaires:

La Transformée de Laplace



Transformée de Laplace, fonction de transfert



La Transformée de Laplace

Définition :

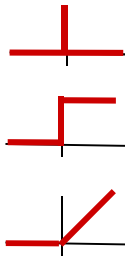
$$f(t) \rightarrow \mathcal{L} [f(t)] = F(s) = \int_0^{\infty} e^{-st} f(t) dt \quad s \in \mathbb{C}$$

s est homogène à t^{-1} ...

... et est complexe

Extension de la transformée de Fourier (TF si $s=j\omega$)

TL: Formules usuelles



F(t), avec t>0	TL : F(s)
$f(t-\theta)$, avec $t>\theta$ (retard)	$e^{-\theta s} F(s)$
$\delta(t)$ (dirac)	1
1 (échelon)	$\frac{1}{s}$
t (rampe)	$\frac{1}{s^2}$
$\frac{t^{n-1}}{(n-1)!}$	$\frac{1}{s^n}$
e^{-at}	$\frac{1}{s+a}$
$1 - e^{-at}$	$\frac{a}{s(s+a)}$
$t e^{-at}$	$\frac{1}{(s+a)^2}$
$\cos(\alpha t)$	$\frac{s}{s^2 + \omega^2}$
$\sin(\alpha t)$	$\frac{\omega}{s^2 + \omega^2}$
$e^{-at} \cdot \cos(\alpha t)$	$\frac{s+a}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$e^{-at} \cdot \sin(\alpha t)$	$\frac{\omega}{(s+a)^2 + \omega^2}$
$A e^{-at} \cdot \cos(\alpha t + \phi)$, avec : $\begin{cases} A = \frac{1}{\omega} \sqrt{\alpha^2 \omega^2 + (\beta - a \alpha)^2} \\ \Phi = -\arctan \frac{\beta - a \alpha}{\alpha \omega} \end{cases}$	$\frac{\alpha p + \beta}{(s+a)^2 + \omega^2}$

Laplace: principales propriétés

Propriétés :

- linéarité :

$$\mathcal{L} [c_1 f_1(t) + c_2 f_2(t)] = c_1 F_1(s) + c_2 F_2(s)$$

- transformée d'une dérivée :

$$\mathbf{L} [f'(t)] = s\mathbf{L} [f(t)] - f(0)$$

- transformée d'une intégrale :

$$\mathbf{L} \left[\int_0^t g(t) dt \right] = \frac{\mathbf{L} [g(t)]}{s}$$

$$3 \frac{d^2 f}{dt^2} - 2 \frac{df}{dt} + f(t)$$



$$3s^2 \cdot F(s) - 2s \cdot F(s) + F(s)$$

*Les équations
différentielles
linéaires sont
transformées en
polynôme...*

Laplace: principales propriétés (suite)

- translation (ou retard):

$$\mathcal{L} [f(t-a)] = ?$$

On considère : $f(t) = 0$ pour $t < 0$ (**fonction causale**)

$$\mathbf{L} [f(t - \theta)] = e^{-\theta s} \mathbf{L} [f(t)]$$

- Valeur finale d'une fonction $f(t)$:

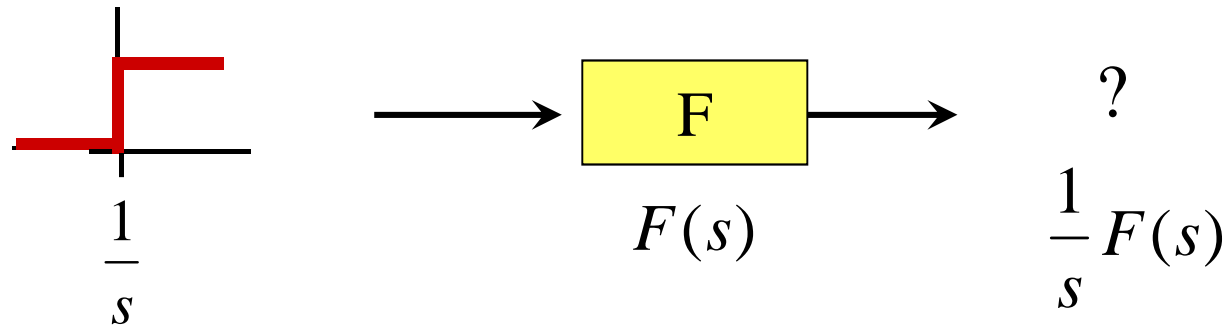
$$\text{Quand } s \rightarrow 0, \quad \lim s \mathcal{L} [f(t)] = f(\infty)$$

(si conditions de stabilité remplies)

• **Réponse à l'état stationnaire**

Réponse à un échelon

Step response



Réponse asymptotique à un échelon:

$$\lim_{s \rightarrow 0} \left(s \left(\frac{1}{s} F(s) \right) \right) = \lim_{s \rightarrow 0} (F(s))$$

(Quand $s \rightarrow 0$, $\lim s \mathcal{L}[f(t)] = f(\infty)$)

Ex: intégrateur, $F(s) = \frac{1}{s}$

Réponse asymptotique:

Réponse à un échelon: $\frac{1}{s} F(s) = \frac{1}{s^2}$

The term $\frac{1}{s^2}$ in the equation above is circled in pink. A green arrow points from this circle to the right-hand side of the asymptotic response equation.

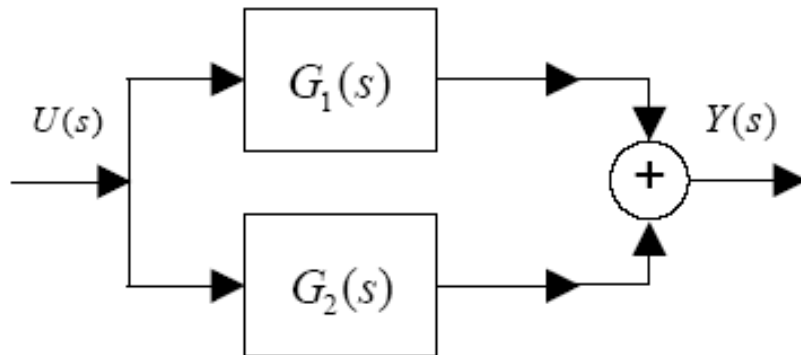
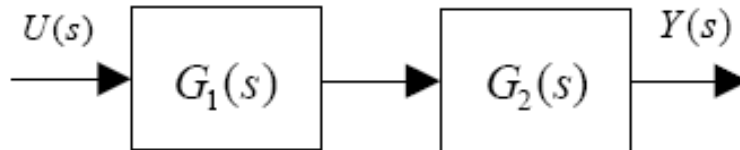
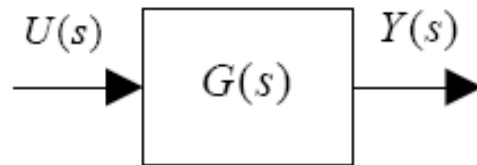
$$\lim_{s \rightarrow 0} \left(s \left(\frac{1}{s^2} \right) \right) = \infty$$

rampe



Diagrammes de blocs

Block Diagram



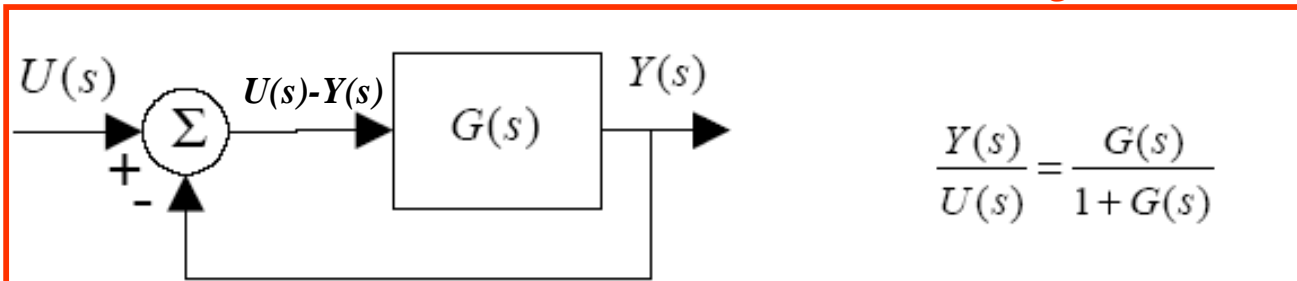
Transfer Function

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_1(s)G_2(s)$$

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = G_1(s) + G_2(s)$$

Boucle de régulation

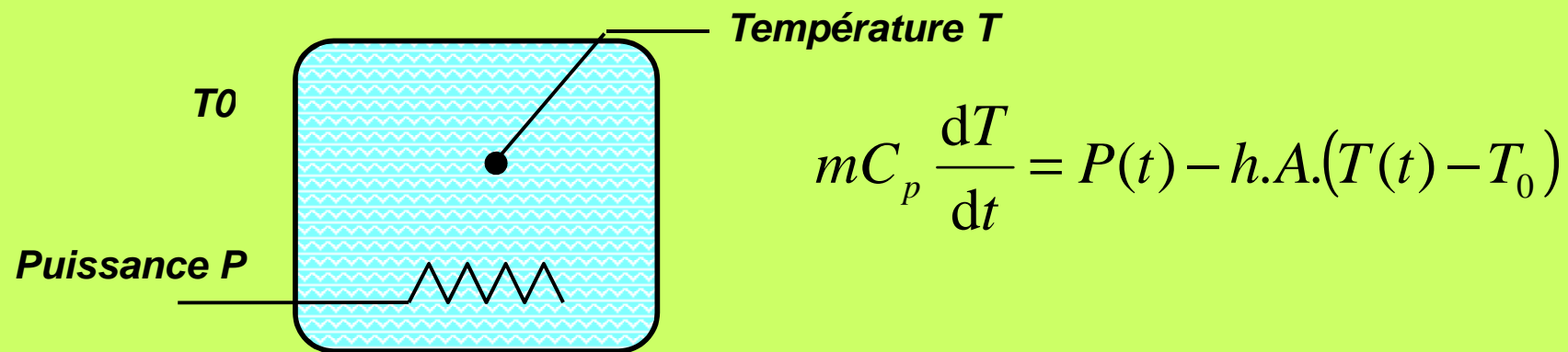


$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)}$$

TD 1

T.L.: exemple de résolution: ordre 1

En choisissant les bonnes variables, trouver la fonction de transfert (de Laplace) $F(s)$ du système suivant:



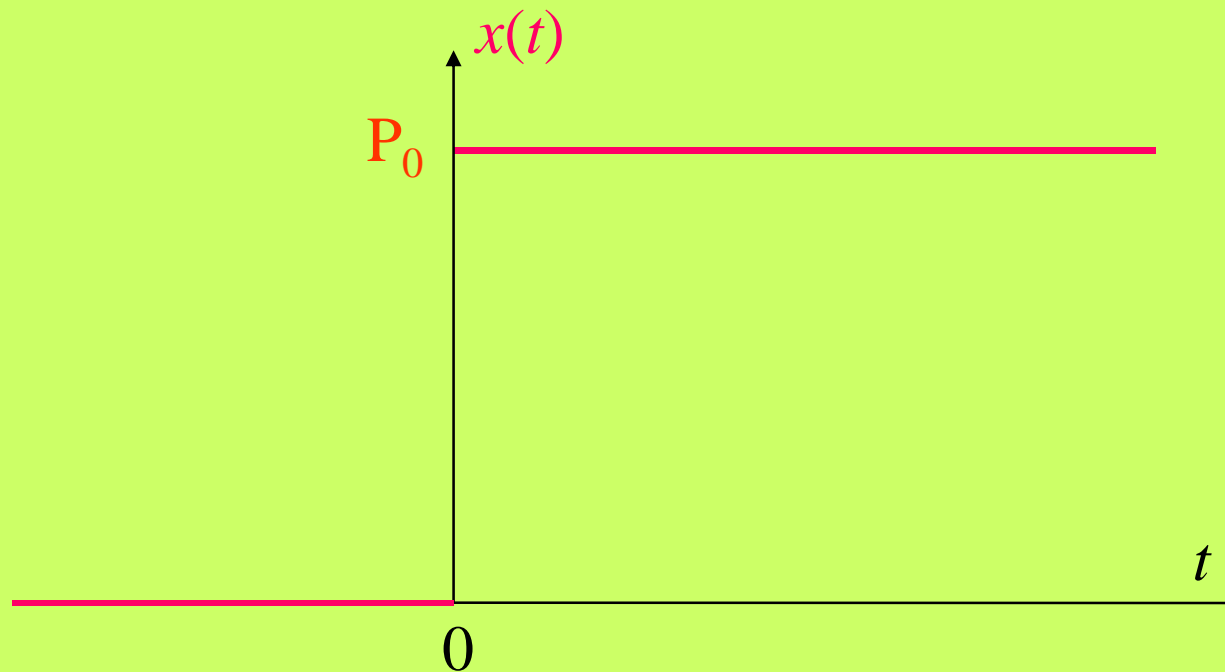
$$Y(s) = X(s) * F(s)$$

TD 2

T.L.: ordre 1 , réponse à un échelon

$$x(t) \longrightarrow F(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \longrightarrow y(t)$$

- A l'aide des tables de transformées de Laplace, déterminer la réponse à un échelon : $x(t) = P_0 \cdot e(t)$ pour $t > 0$



Sol

Comportement fréquentiel d'un système dynamique



Pour un système **linéaire stable**, si l'entrée est harmonique, c'est à dire $\sin(\omega t)$, la sortie en **régime établi** du système est aussi harmonique.

Steady State

Ce régime est alors décrit par $F(j\omega)$:

Gain

Gain: $|F(j\omega)|$

Déphasage: $\text{Arg}(F(j\omega))$

Phase difference

Ex: si $F(s) = \frac{K}{1 + \tau s}$

Gain = $\frac{K}{\sqrt{1 + \tau^2 \omega^2}} \approx \frac{K}{\tau \omega}$ *si ω grand*

Deph. = $-\arg(1 + j\tau\omega) \# -\pi/2$ *si ω grand*
(filtre passe bas d'ordre 1)

Comportement fréquentiel: BODE

ORDRE 1

- **Diagramme de Bode-Gain**
- *en abscisse*: pulsation (échelle log).
- *en ordonnée*: gain (en décibel)
c'est à dire $20 \cdot \log_{10}(|F(j\omega)|)$

$$\frac{K}{\sqrt{1+\tau^2\omega^2}} \approx \frac{K}{\tau\omega} \quad \text{Si } \omega \text{ grand}$$

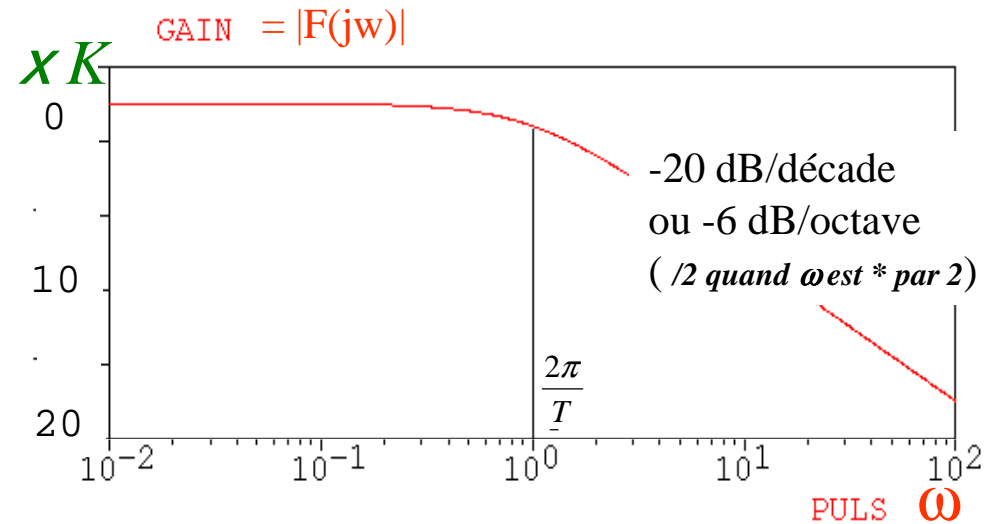
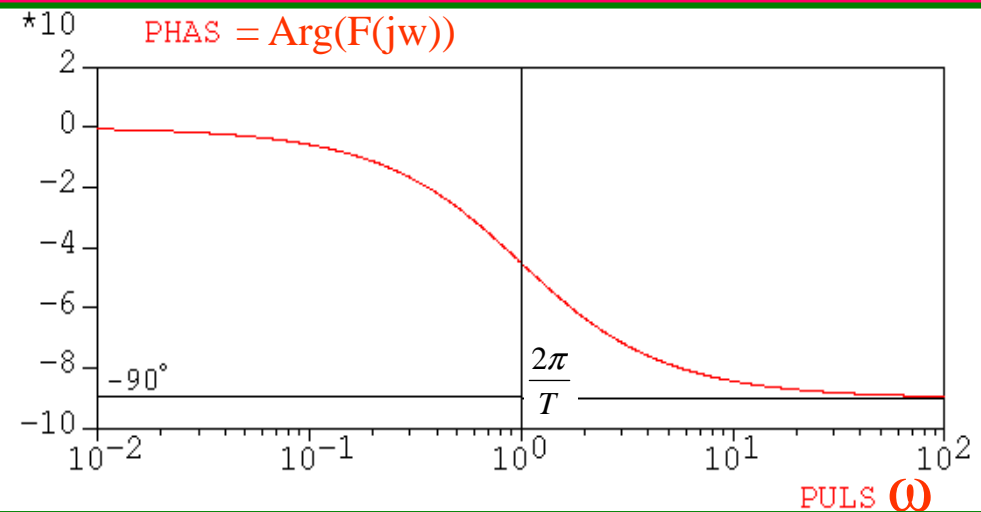


Diagramme Bode - Phase

- en abscisse*: pulsation (échelle log).
- en ordonnée*: phase (en degré ou en radians).

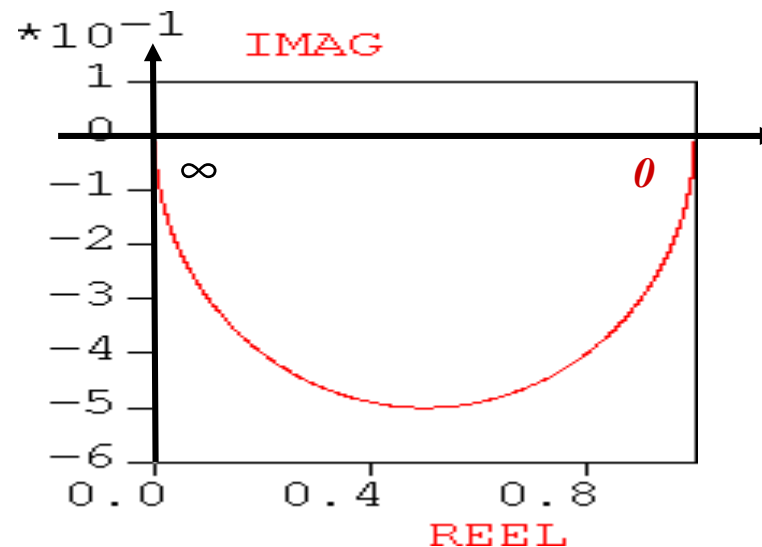
$$-\arg(1+j\tau\omega) \# -\pi/2 \text{ si } \omega \text{ grand}$$



Comportement fréquentiel: Nyquist

ORDRE 1

- *en abscisse*: Partie réelle de $H(j\omega)$
- *en ordonnée*: Partie imaginaire de $H(j\omega)$



$\omega: 0 \rightarrow +\infty$

Utile pour déterminer la stabilité d'un système...

Stabilité:

Stability

[demo](#)

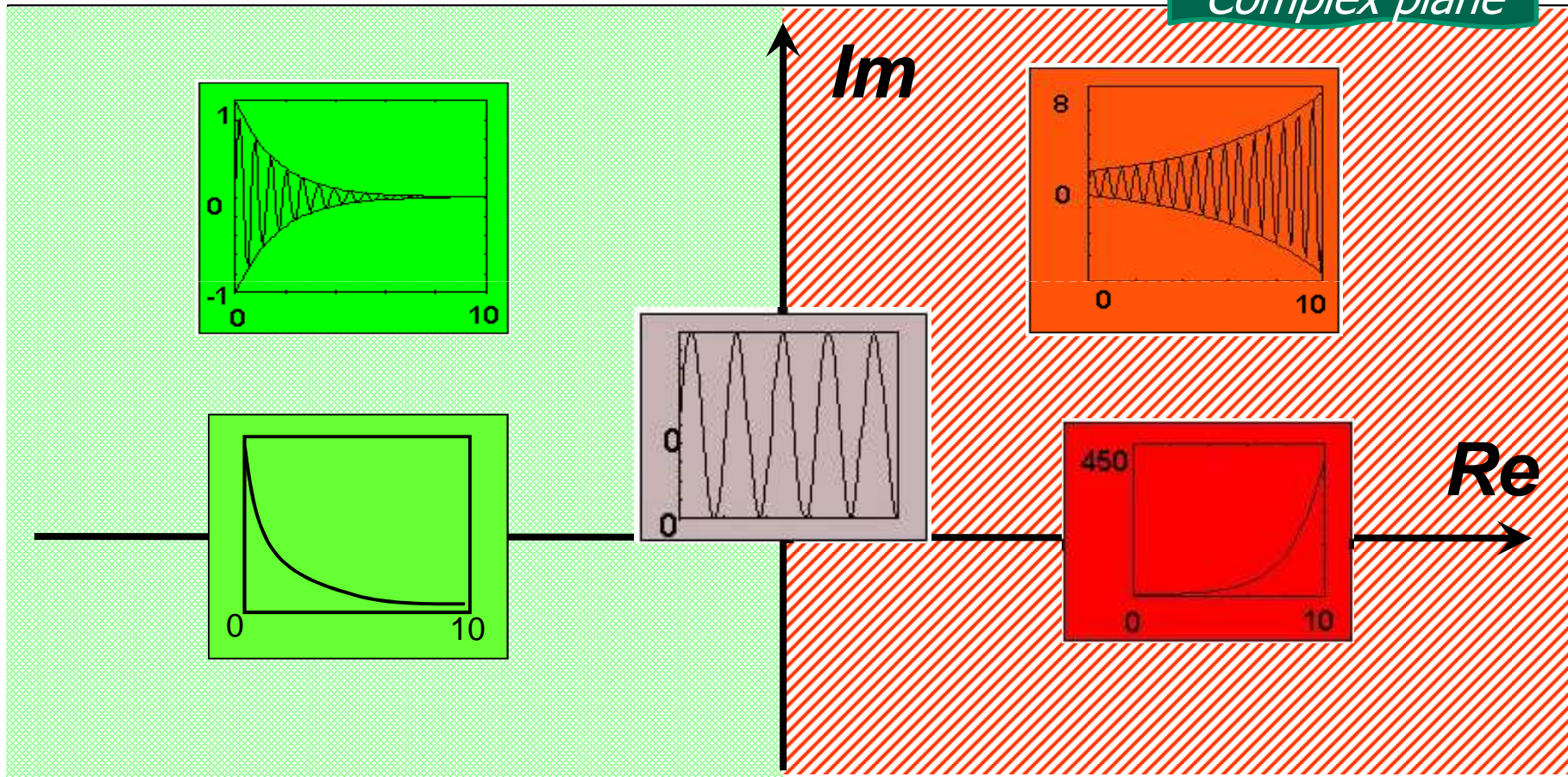
$$F(s) = \frac{N(s)}{D(s)}$$

Poles

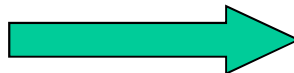
Pôles de $F(s)$ = zéros de $D(s)$

Position dans le plan complexe...

Complex plane



Stabilité



Partie réelle négative...

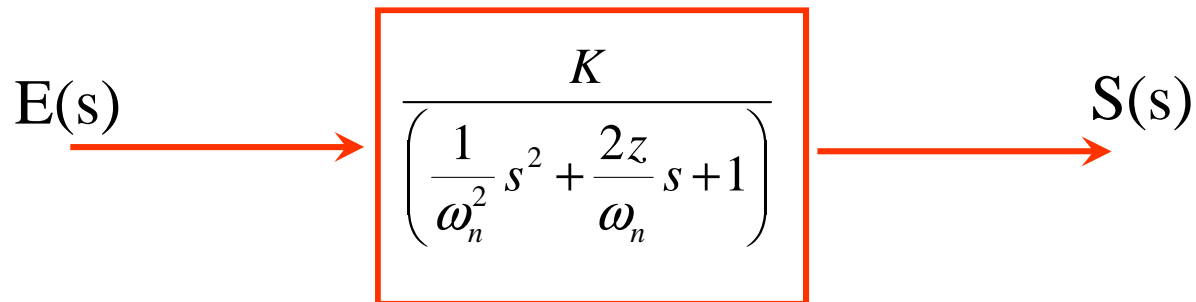
Systeme d'ordre 2

$$\frac{1}{\omega_n^2} \frac{d^2 s(t)}{dt^2} + \frac{2z}{\omega_n} \frac{ds(t)}{dt} + s(t) = K.e(t)$$

Ex: circuit RLC, masse suspendue avec frottements...

Appliquons la transformée de Laplace:

$$\frac{1}{\omega_n^2} s^2 S(s) + \frac{2z}{\omega_n} s.S(s) + S(s) = K.E(s) \quad \left(\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2z}{\omega_n} s + 1 \right) S(s) = K.E(s)$$



Suivant valeur de z , pôles réels ou imaginaires conjugués

Ordre 2 non oscillant

$$\frac{K}{\left(\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2z}{\omega_n} s + 1\right)}$$

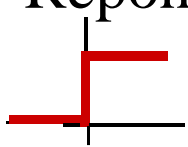
• $z > 1$, 2 pôles réels < 0

$$\frac{S(s)}{E(s)} = \frac{K}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2z}{\omega_n} s + 1} = \frac{K}{(1 + \tau_1 s)(1 + \tau_2 s)}$$

avec $\tau_1 = \frac{-1}{\omega_n(-z - \sqrt{z^2 - 1})}$, $\tau_2 = \frac{-1}{\omega_n(-z + \sqrt{z^2 - 1})}$

Step response

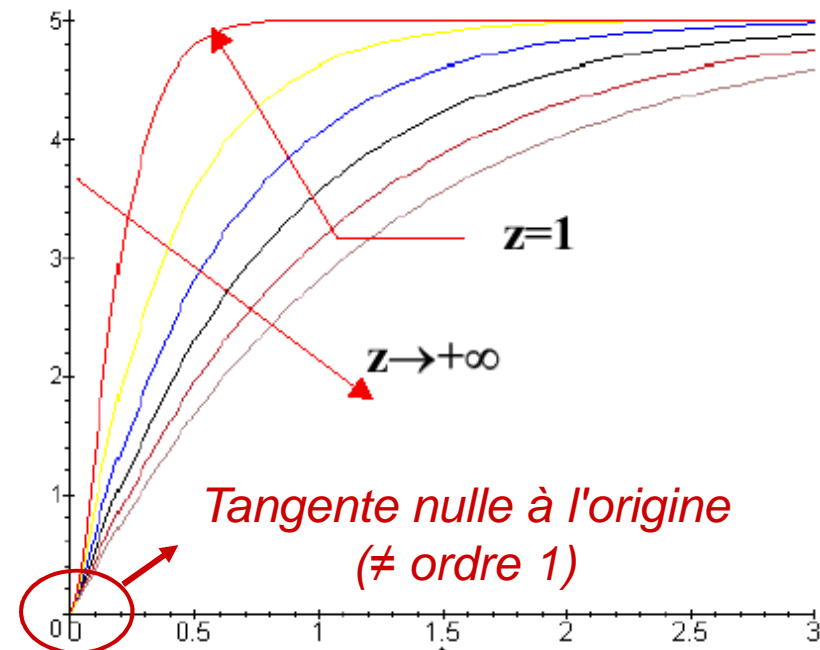
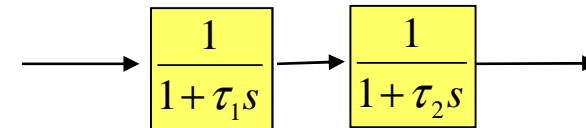
Réponse à un échelon: $E(s) = \frac{E_0}{s}$



$$S(s) = \frac{KE_0}{\tau_1 - \tau_2} \left(\frac{\tau_1}{s(1 + \tau_1 s)} - \frac{\tau_2}{s(1 + \tau_2 s)} \right)$$

$$s(t) = \frac{KE_0}{\tau_1 - \tau_2} \left(\tau_1 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right) - \tau_2 \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}}\right) \right)$$

2 ordre 1 en série...



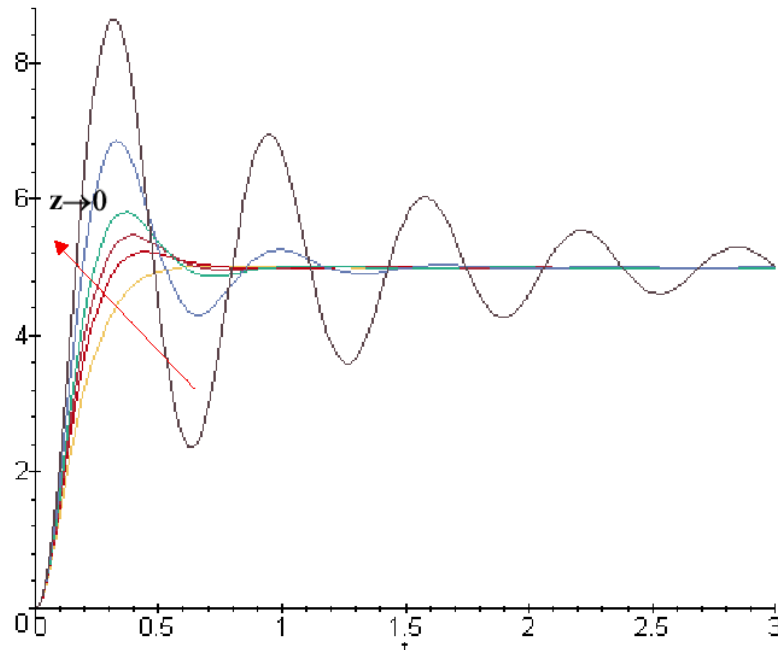
Ordre 2 oscillant

- $0 < z < 1$, 2 pôles imaginaires conjugués
À partie réelle < 0

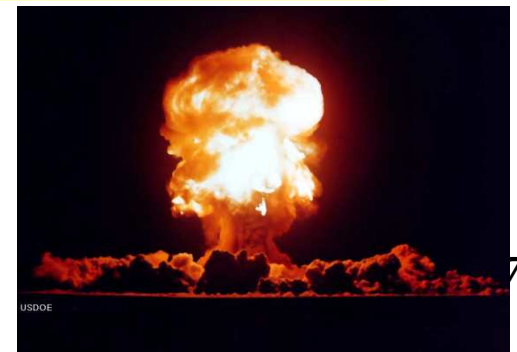
Réponse à un échelon: $E(s) = \frac{E_0}{s}$

$$S(s) = \frac{KE_0}{s \left(\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2z}{\omega_n} s + 1 \right)}$$

$$s(t) = KE_0 \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1-z^2}} e^{-z\omega_n t} \cdot \left(\sin \left(\omega_n \sqrt{1-z^2} \cdot t - \varphi \right) \right) \right] \text{ avec } \varphi = \text{arctg} \frac{\sqrt{1-z^2}}{-z}$$

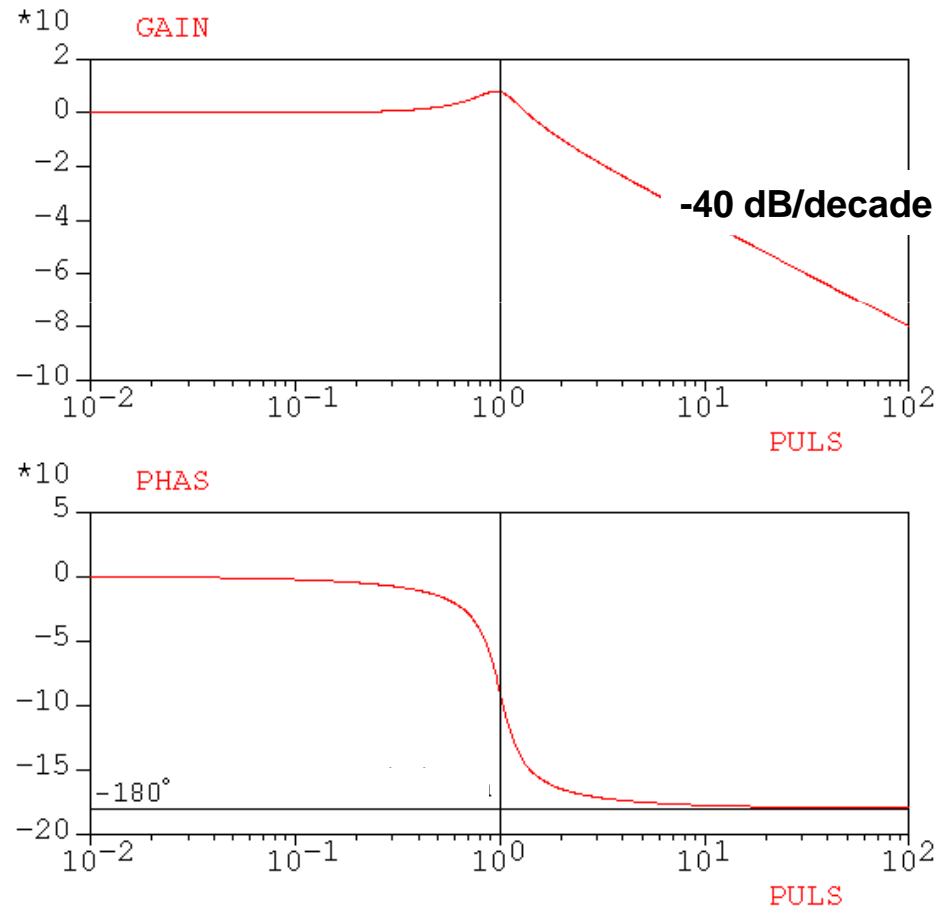


- $z < 0$, partie réelle > 0 ,
le système diverge...

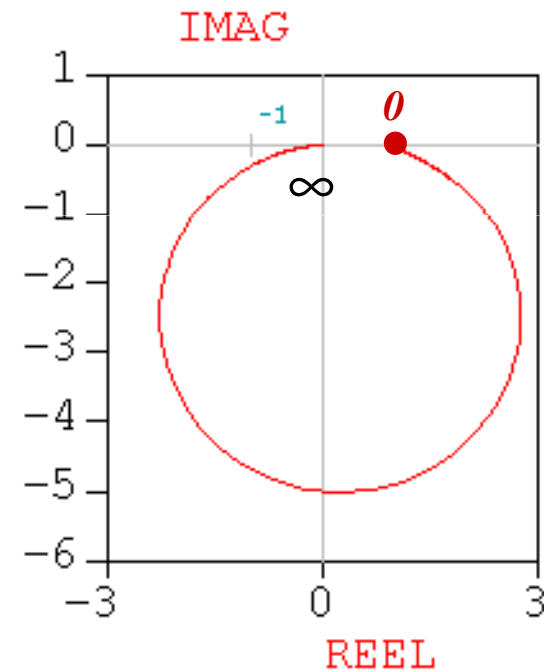


2eme ordre, suite & fin...

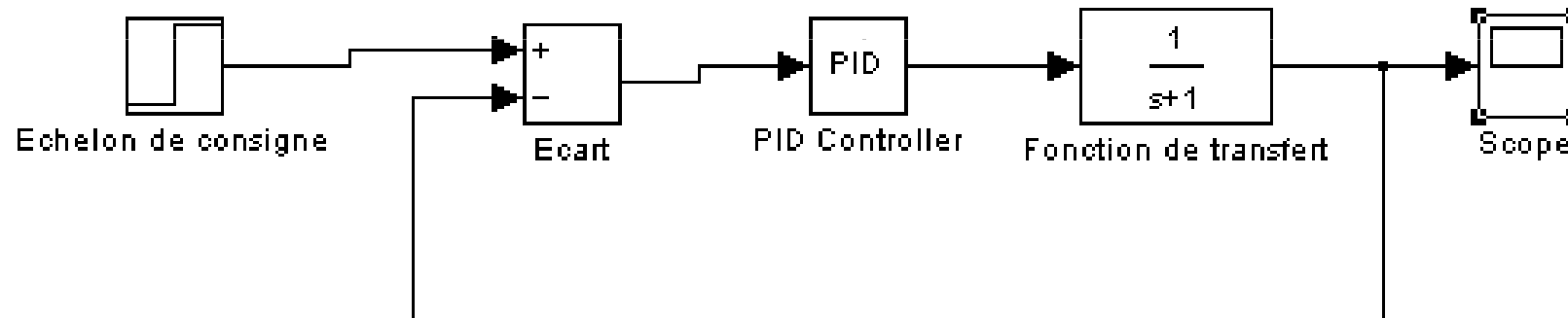
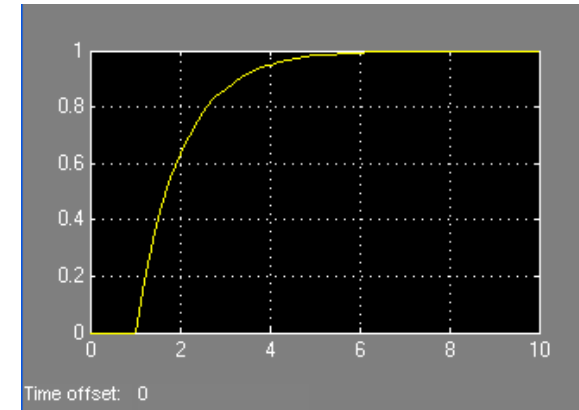
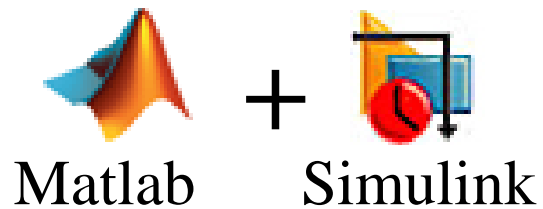
BODE



NYQUIST



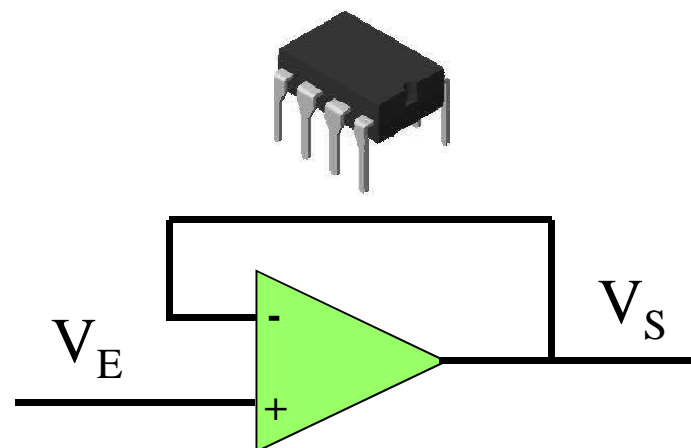
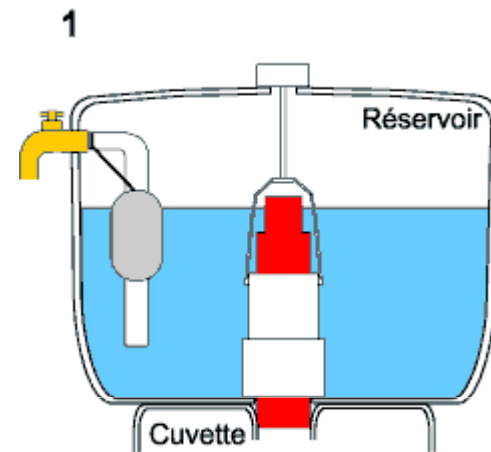
Méthode + simple: la simulation...



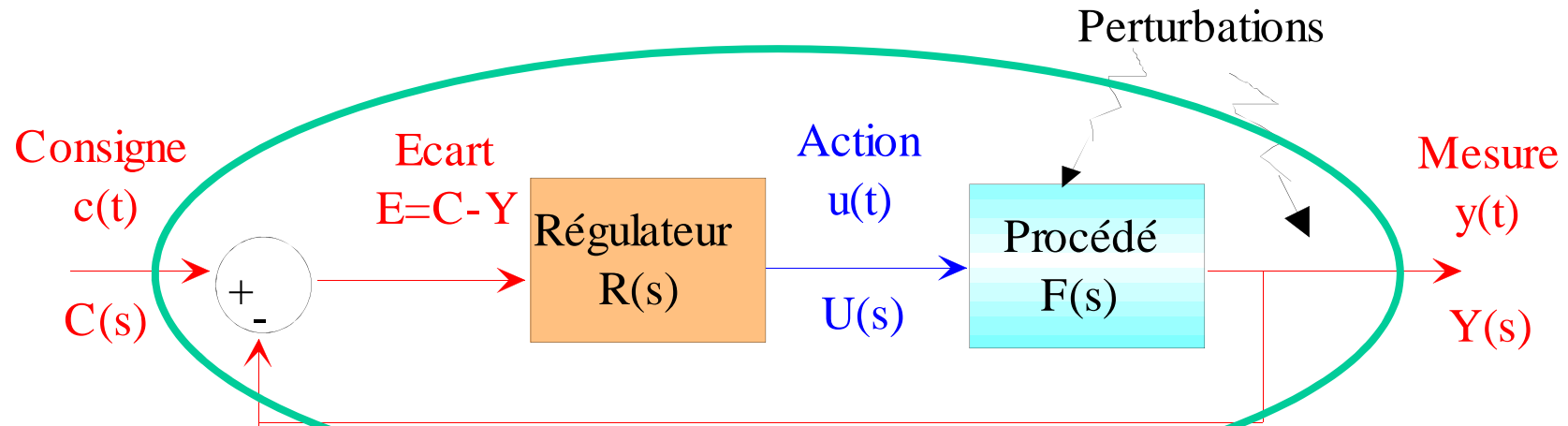
Simulateur de systèmes dynamiques

Résolution **numérique de systèmes
d'équations différentielles**

Régulation...



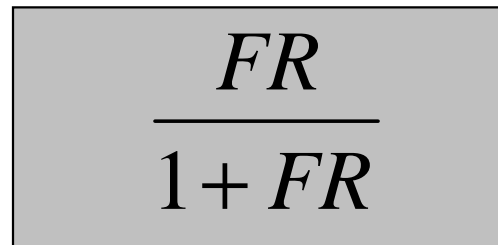
Boucle de régulation classique



$Y(s) = U(s)F(s)$ et $U(s) = R(s) \cdot (C(s) - Y(s))$

$$Y(s) = \frac{F(s)R(s)}{1 + F(s)R(s)} C(s)$$

Consigne $C(s)$ →

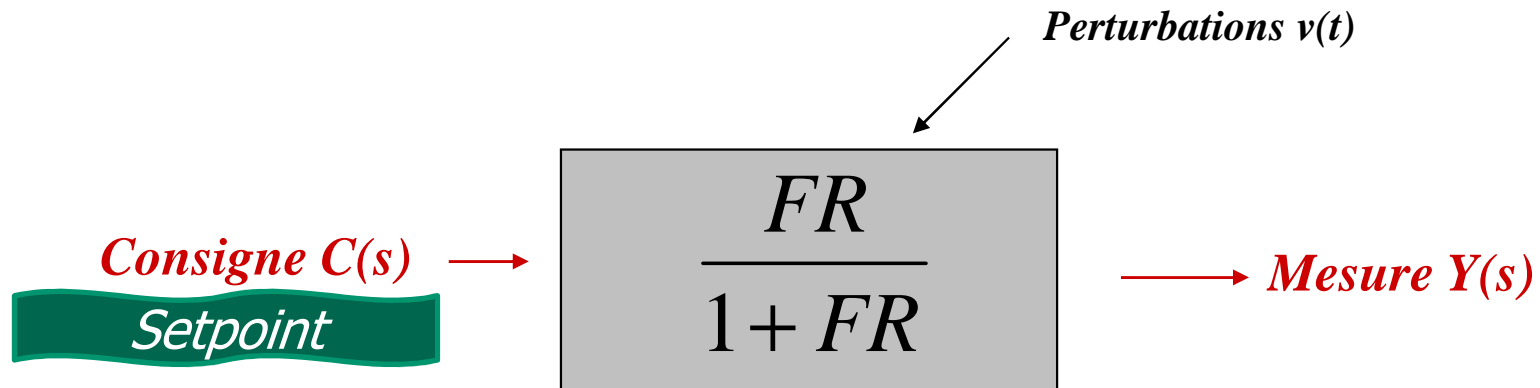


→ Mesure $Y(s)$


Régulateur + procédé

Perturbations $v(t)$

Régulateur idéal

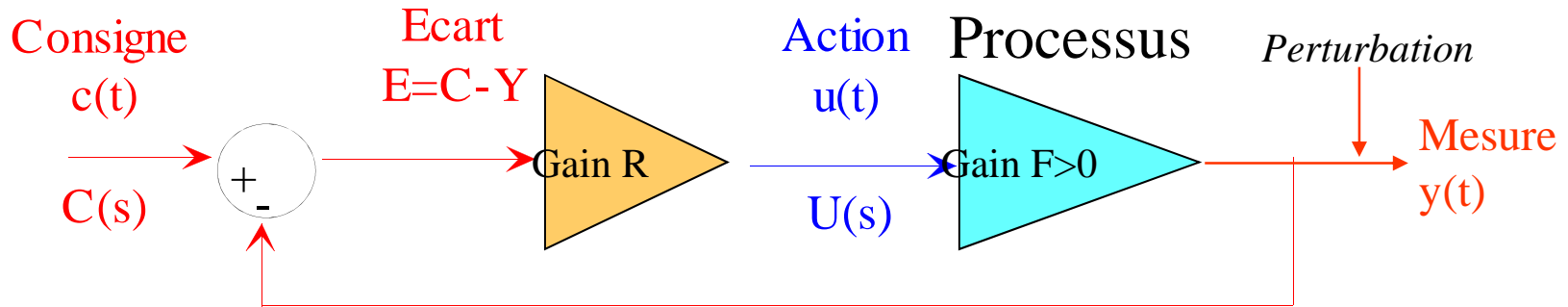


Régulateur « idéal »: mesure = consigne $\forall t$


$$\frac{FR}{1 + FR} = 1!$$

Cas simple (et généralement peu réaliste...):

R et F = gain réel



$$y(t) = \frac{RF}{1+RF} c(t) = \alpha \cdot c(t)$$

$$\alpha \rightarrow 1 \text{ si } R \rightarrow \pm\infty$$

$R < -1$ **Equilibre instable**

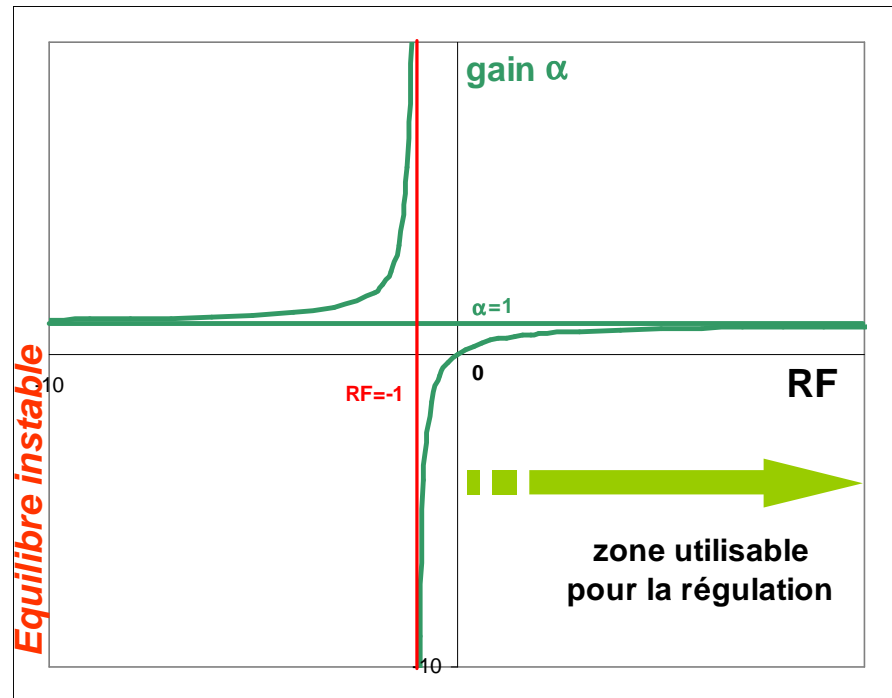
$$\Delta y_1 > 0 \rightarrow \text{regul} \rightarrow \Delta y_2 > \Delta y_1$$

$R > 0, R \rightarrow +\infty$ **Equilibre stable**

$$\Delta y_1 > 0 \rightarrow \text{regul} \rightarrow \Delta y_2 < 0$$

Il faut nécessairement une contre-réaction NEGATIVE

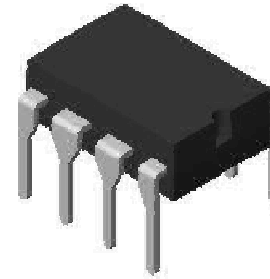
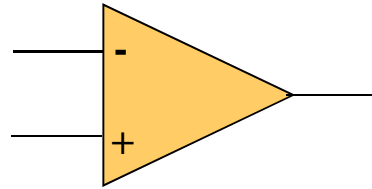
Negative inverse feedback



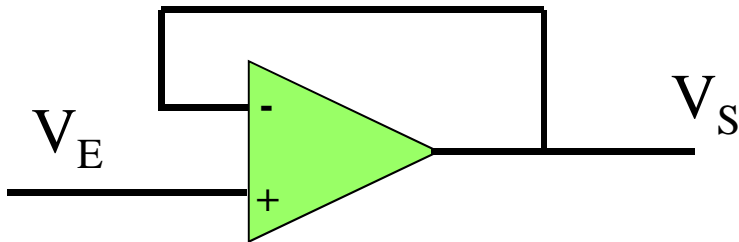
Exemple en électronique: l'Ampli_(ficateur) Op_(érationnel)

Operational amplifier

$$V_s = G * (V_+ - V_-), \quad G > 10^5$$



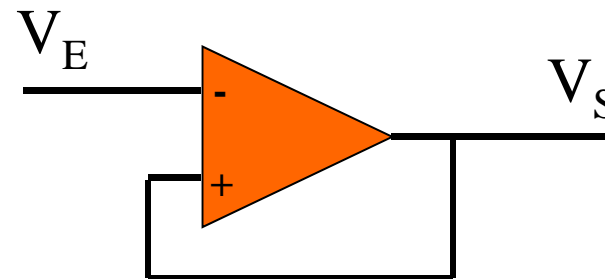
Contre-réaction négative:



Équilibre stable

$$V_s = \frac{G}{1+G} V_E \approx V_E$$

Contre-réaction positive:



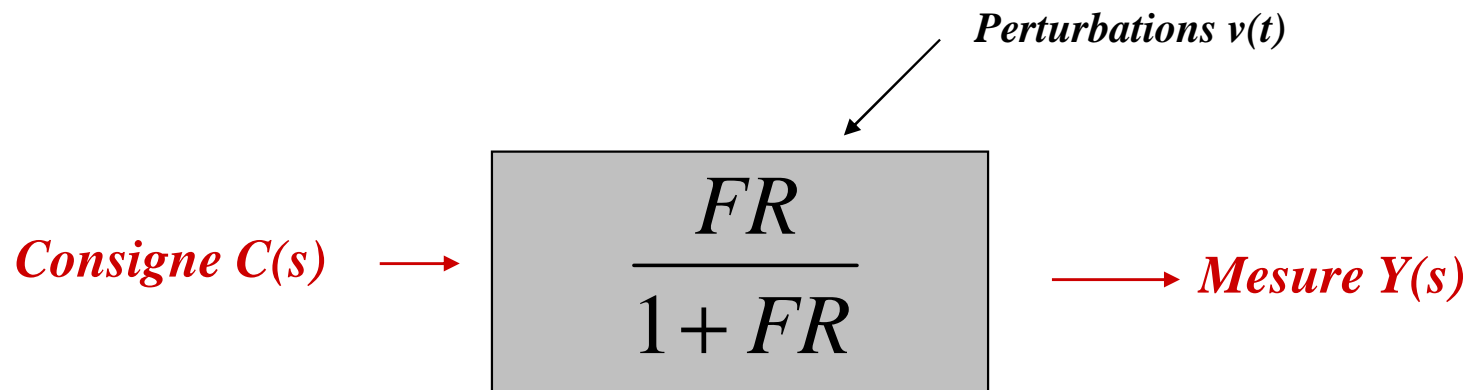
Equilibre instable

Cas général, stabilité de la boucle de régulation

Stability of the regulation loop

définition généralement *choisie* : La réponse à un échelon *de consigne* est-elle stable ?

Attention, un système stable suivant ce critère, peut être instable dans d'autres circonstances, exemple: consigne sinusoïdale



*La boucle de régulation est stable si toutes les **roots** racines de $1+FR$ ont leur partie réelle strictement négative.*

Stabilité: 1 - Placement des pôles

Consigne C(s)



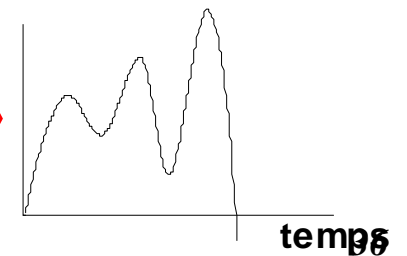
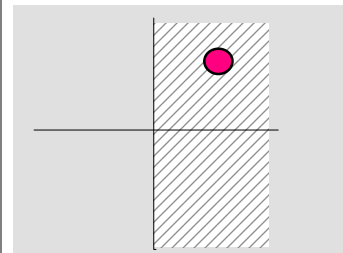
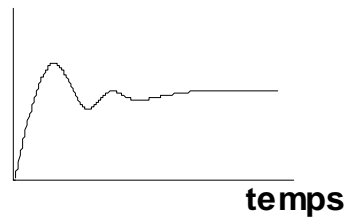
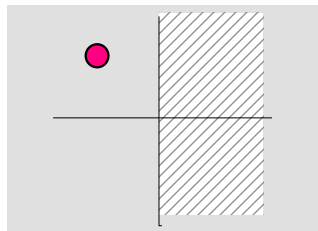
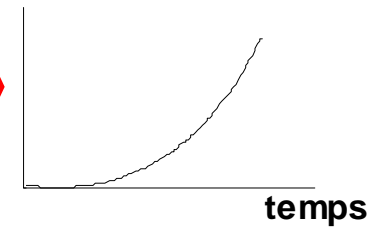
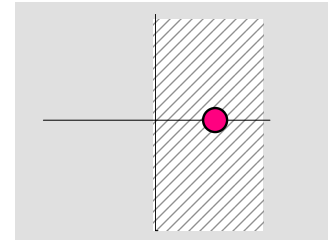
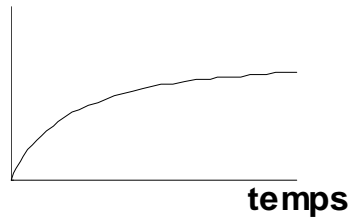
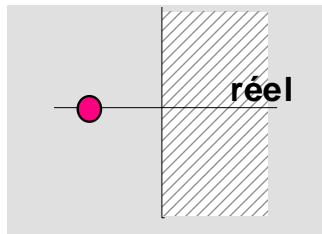
$$\frac{FR}{1+FR}$$



Mesure Y(s)

Racines de $1+FR$:

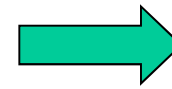
imaginaire



Stabilité: 2 – Critère du revers de Nyquist

Critère de stabilité utilisable avec fonctions de transfert pouvant se mettre sous la forme:

$$\frac{G(s)}{1+G(s)}$$



Boucles de régulation

Consigne $C(s)$



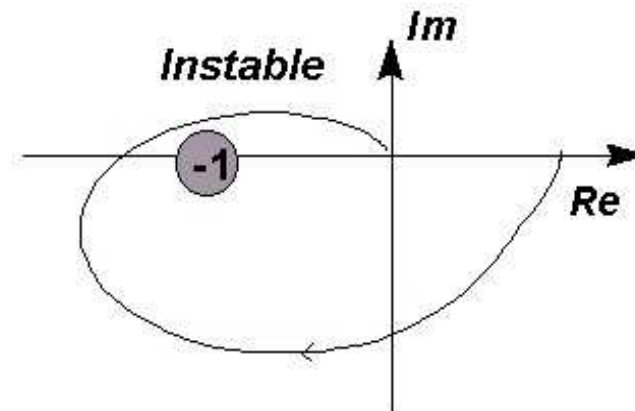
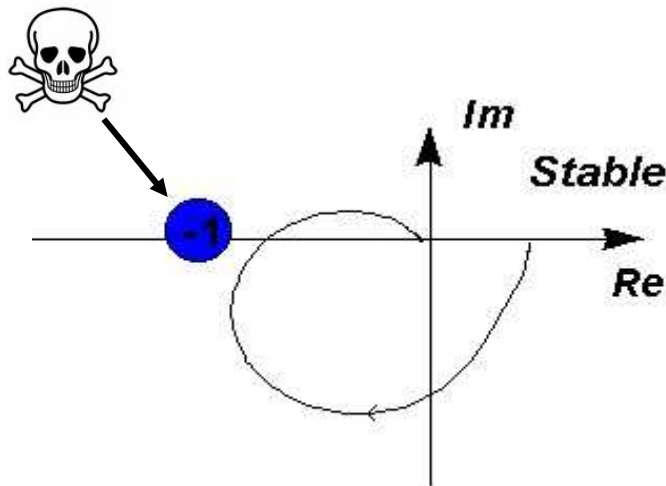
$$\frac{FR}{1+FR}$$



Mesure $Y(s)$

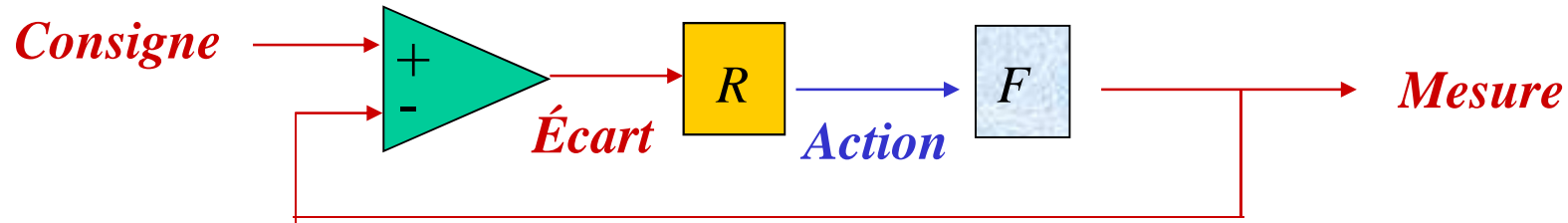
Tracé du diagramme de Nyquist de $F(j\omega).R(j\omega)$ dans le plan complexe

$$\omega : 0 \rightarrow +\infty$$



(démonstration: voir http://www-hadoc.lag.ensieg.inpg.fr/hadoc/continuu/n32/32_toc.htm)

Stabilité & revers: tentative d'explication



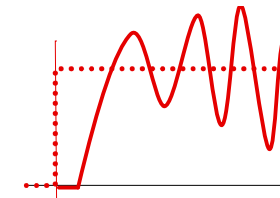
Régulation \Rightarrow « contre réaction négative »

$$\Rightarrow \text{Re}(\mathbf{RF}(j\omega)) : > -1$$

C.N. de stabilité

$$\frac{R.F}{1 + R.F}$$

A l'opposé, si \exists fréquence ω pour laquelle $\text{Re}(\mathbf{RF}(j\omega)) < -1$
« contre réaction positive » \longrightarrow **OSCILLATIONS INSTABLES**



En particulier, un déphasage de π rend la contre-réaction positive!

Les marges de régulation

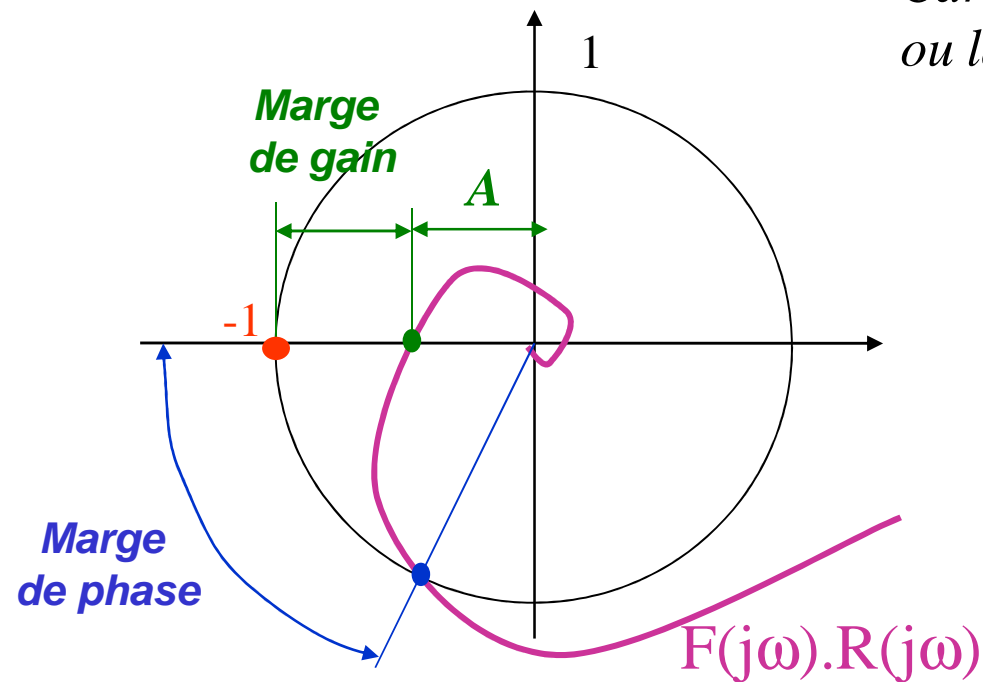
Regulation margins

Danger de se rapprocher de l'instabilité « au plus juste »:

- Incertitude sur la modélisation
- Perturbations
- Non linéarité
- oscillations

➔ Marge de sécurité

Caractérisée par la *marge de gain**
ou la *marge de phase*



Critère du revers de Nyquist

Ex: *marge de gain de 6 dB*

Ou *marge de phase de 60°*

$$* 20\log_{10}\left(\frac{1}{|A|}\right)$$

Diagramme de Black

Graphe gain=f(déphasage)

+ abaques

FR

→

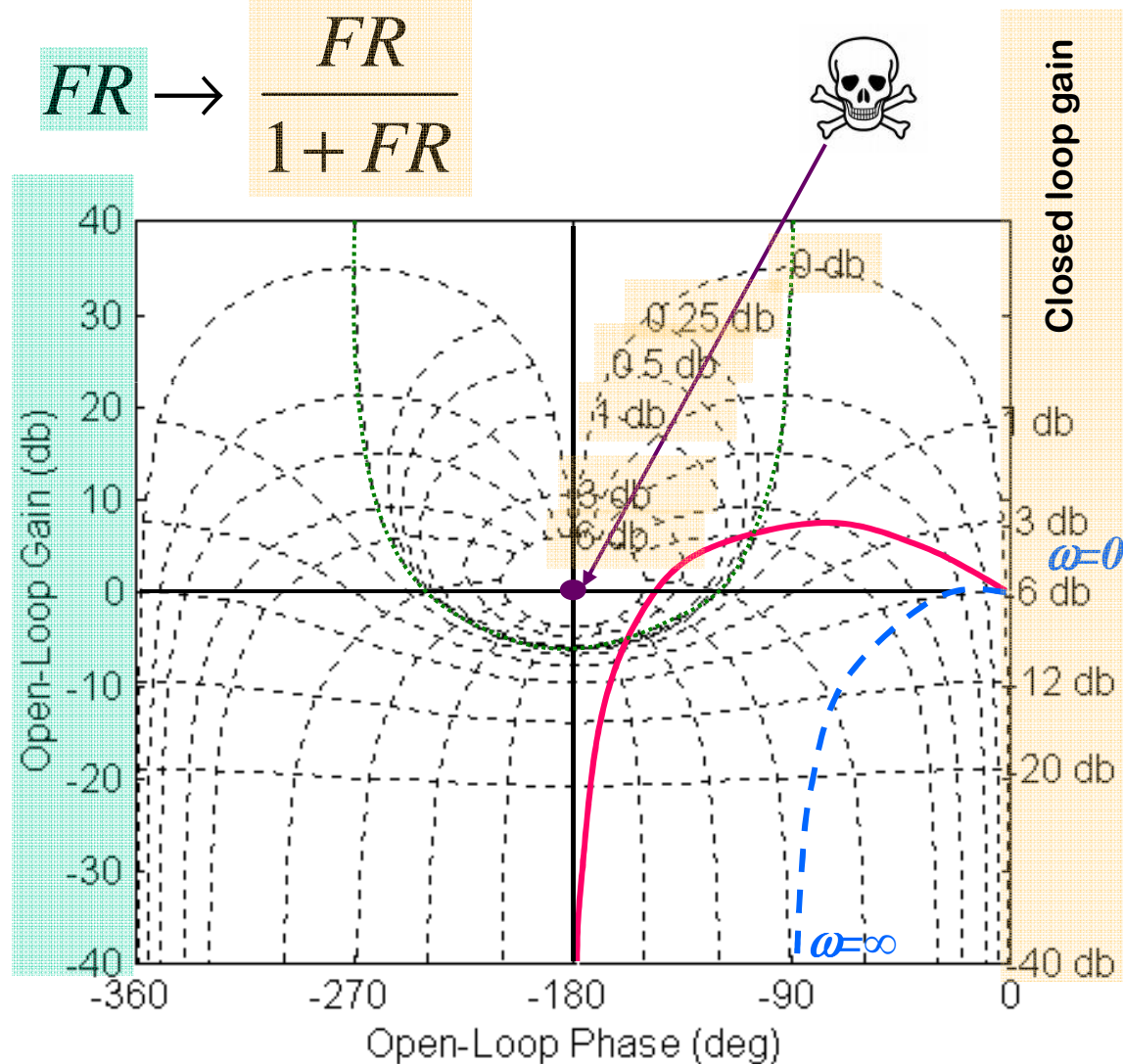
$$\frac{FR}{1+FR}$$

Permet de déterminer sans calcul les gains et déphasages en boucle fermée à partir de leur valeur en boucle ouverte:

--- Ordre 1

— Ordre 2,

2 pôles « légèrement oscillants »



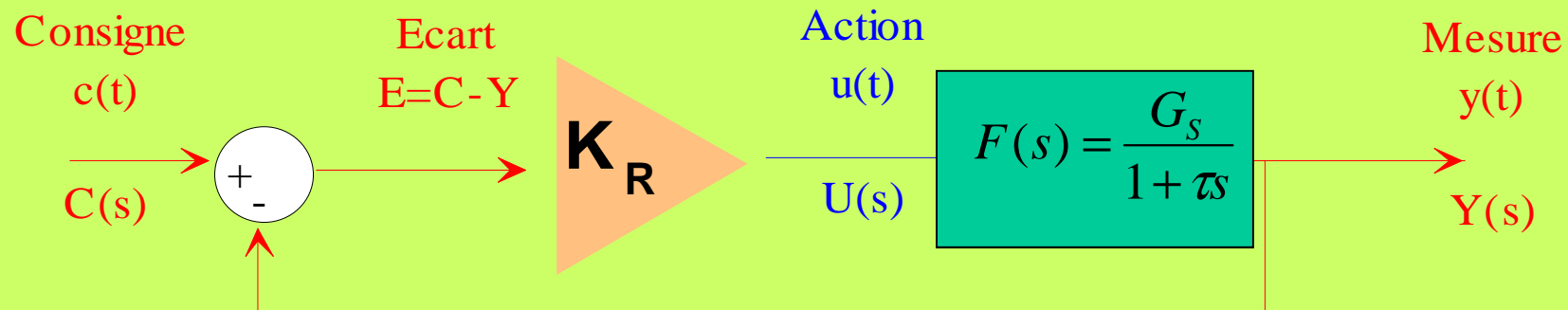
La régulation PID

Proportional Integral Derivate regulation

TD 3

PID: 1: La régulation Proportionnelle

L'action est proportionnelle à l'écart entre la consigne et la mesure :



- Si $F(s)$ est un ordre 1, montrer que $\frac{Y(s)}{C(s)}$ est aussi un ordre 1 dont on déterminera le gain statique G' et la constante de temps τ' .
- Quelles sont les valeurs « idéales » de G' et τ' ?
- La régulation peut-elle être instable? (critère du revers)

sol

Régulation proportionnelle: processus d'ordre 1 + retard

Proportional regulation

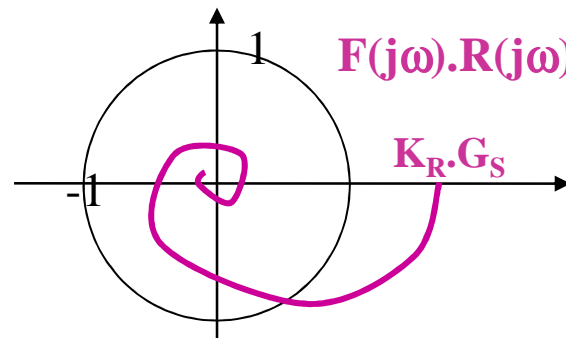
Delay

$$F(s) = \frac{G_s}{1 + \tau s} e^{-\theta s}$$

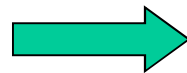
$$R(s) = K_R$$

Stabilité de $\frac{F(s)R(s)}{1 + F(s)R(s)}$

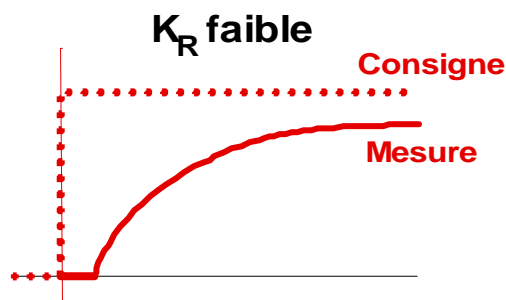
$\omega \uparrow$: atténuation + déphasage # proportionnel à θ



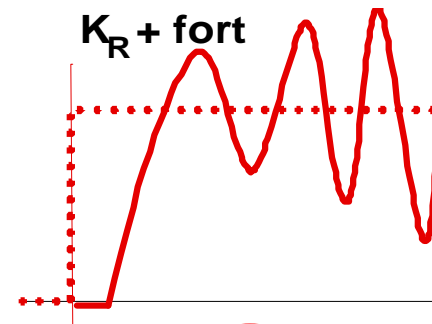
Critère du revers



Instabilité si $G_s K_R \geq \frac{\pi \tau}{2 \theta} \approx 1.6 \frac{\tau}{\theta}$



Non précis



Non stable

Démonstration:

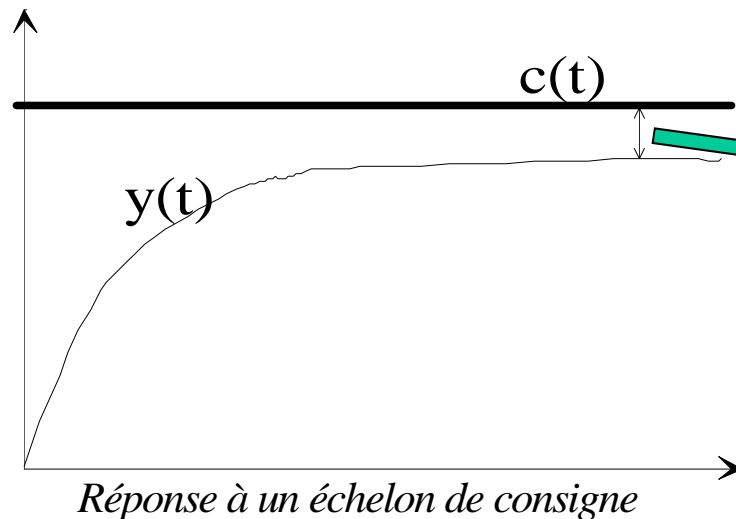
TD 4

Régulation proportionnelle: Ecart de statisme

Offset

La réponse à un échelon de consigne est un ordre 1 dont le gain statique est:

$$K' = \frac{K_R G_S}{1 + K_R G_S} < 1!$$



$$\Delta Y = C \left(1 - \frac{G_S K_R}{1 + G_S K_R} \right) = \frac{C}{1 + G_S K_R}$$

« écart de statisme »

Offset

Régulation proportionnelle → non précise

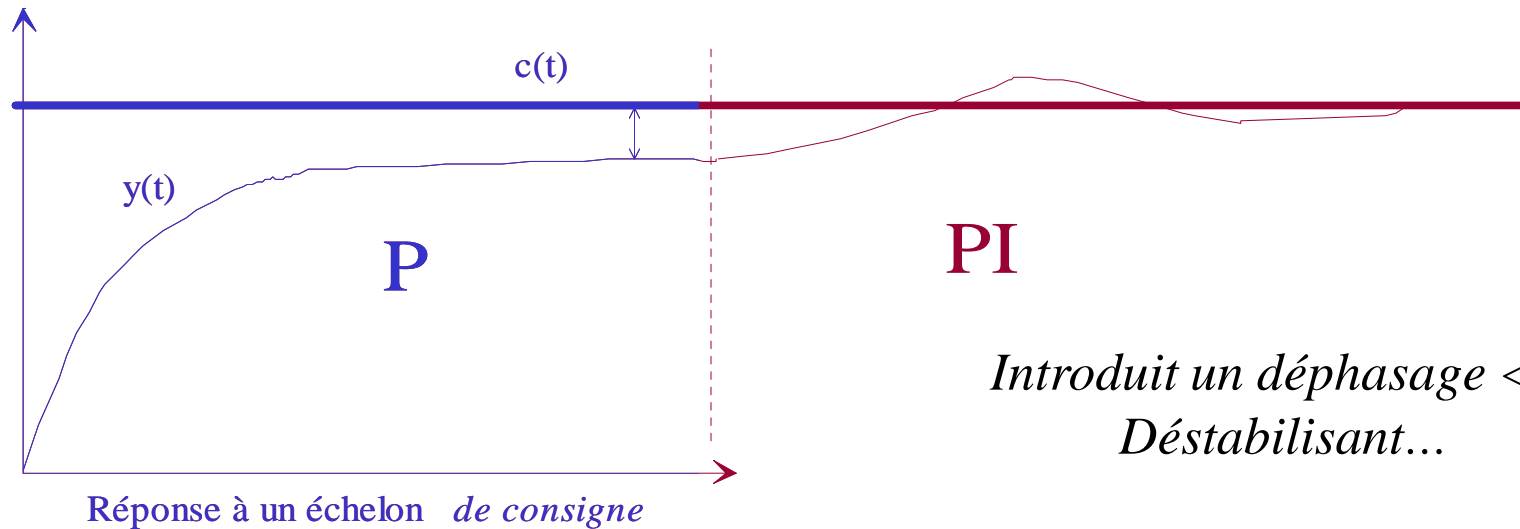
Régulation proportionnelle + Intégrale (PI)

Idée : Pénaliser progressivement la permanence de l'erreur en ajoutant à l'action:

$$\int (c - y) dt$$

On l'associe toujours à l'action proportionnelle : $R(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right)$

Par convention, K_R agit sur les 2 actions.



*Introduit un déphasage < 0 :
Déstabilisant...*

La commande Dérivée : PID

derivate

Terme dérivée ajouté à l'action

$$\frac{d(c - y)}{dt}$$

- Permet de répondre instantanément à une variation de consigne ou à une perturbation.
- Généralement associé à PI : $R(s) = K_R \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s\right)$
- Effet stabilisateur (déphasage >0), par anticipation.

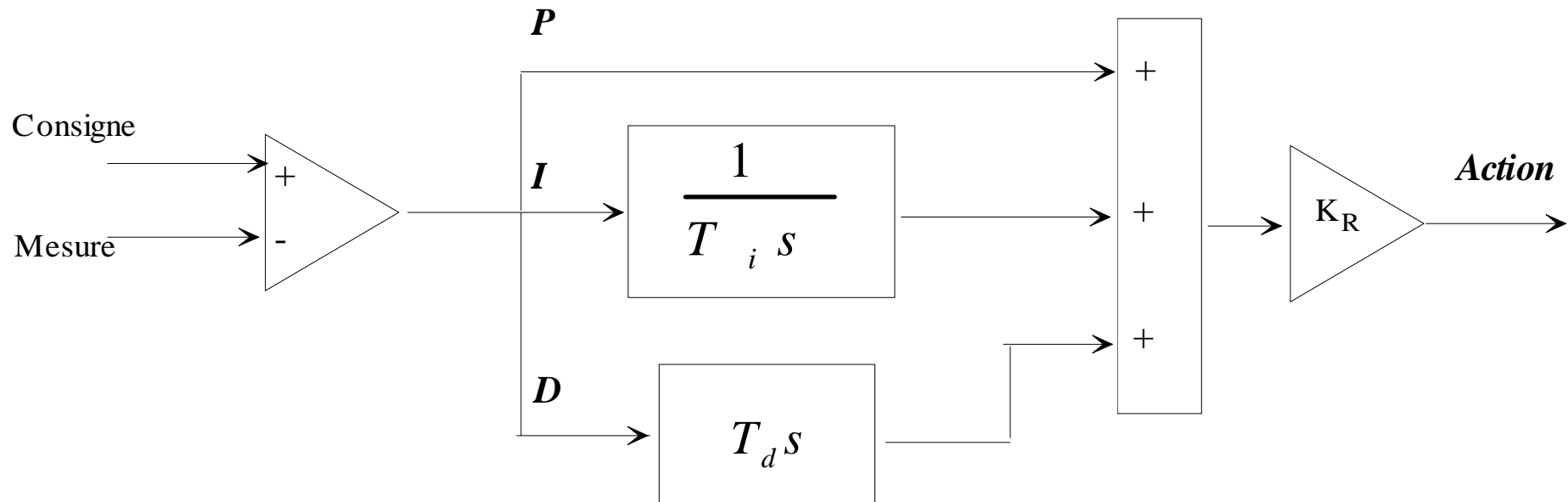
(tentative d'explication: Le problème vient du retard $e^{-\theta s}$, si au lieu du proportionnel pur $R(s)=K_R$, on prend $R(s)=K_R e^{+\theta s}$, on élimine le retard! Mais $e^{+\theta s}$ est un retard négatif, donc irréalisable physiquement. On le remplace par son développement limité: $1 + \theta s$ qui est un proportionnel + dérivée (PD), réalisable lui.)

- Mais amplifie les perturbations (dont bruit de mesure) et ce d'autant plus que leur fréquence est élevée, on l'associe généralement à un filtre passe-bas (ordre 1).

$$\frac{T_d s}{1 + \alpha s}$$

PID complet, bilan:

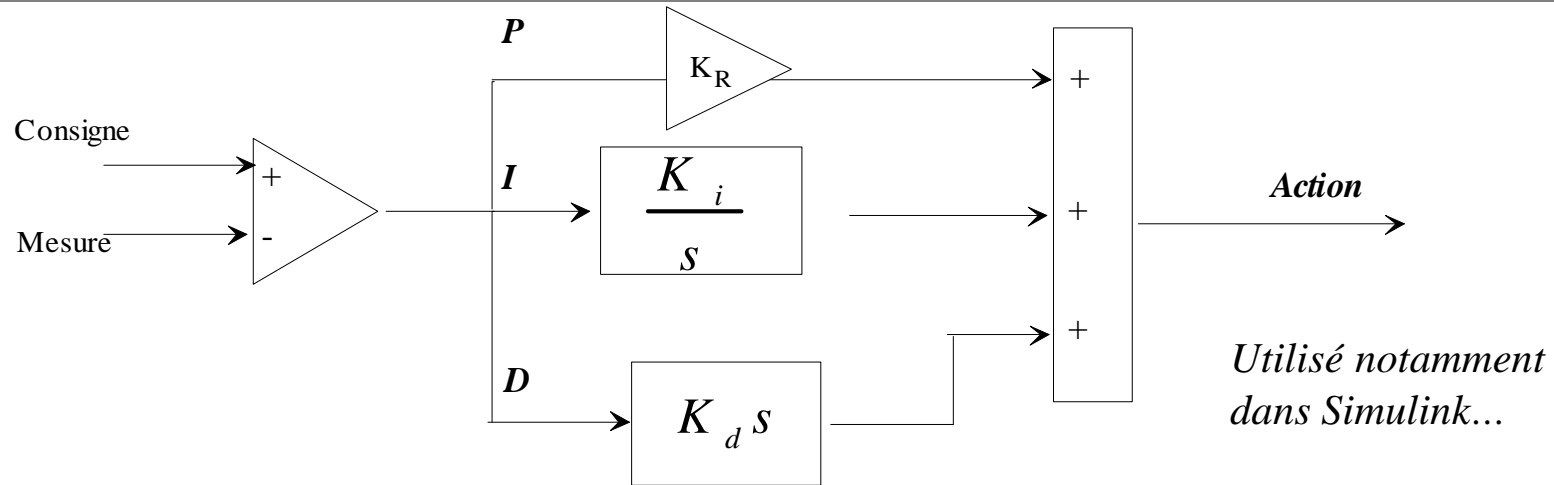
PID dit « parallèle » (*par convention*):



$$A(s) = K_R * \left[e(s) + \frac{e(s)}{T_i \cdot s} + s \cdot T_d \cdot e(s) \right]$$

$$A(t) = K_R * \left[e(t) + \frac{1}{T_i} * \int e(t) dt + T_d * \frac{d(e(t))}{dt} \right]$$

PID, autre convention:



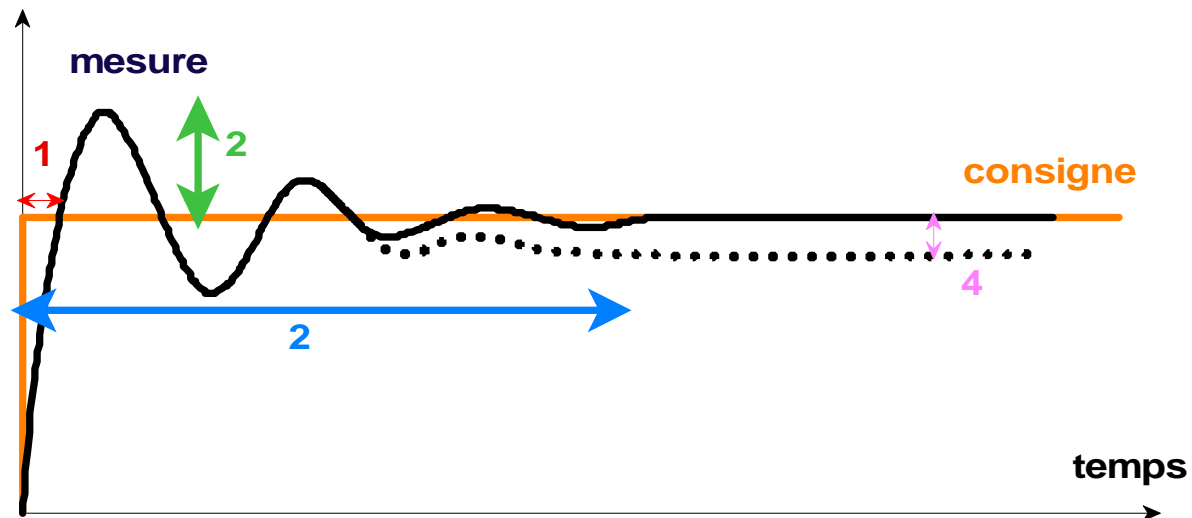
$$A(t) = K_R * e(t) + K_I * \int e(t)dt + K_d * \frac{d(e(t))}{dt} \quad \text{convention « Simulink »}$$

$$T_d = \frac{K_d}{K_R} \quad \updownarrow \quad T_i = \frac{K_R}{K_I}$$

$$A(t) = K_R * \left[e(t) + \frac{1}{T_i} * \int e(t)dt + T_d * \frac{d(e(t))}{dt} \right] \quad \text{convention « classique »}$$

Effets des actions PID, résumé:

Action	Rise time		Offset	
	Temps de montée (1)	Overshoot (2) et instabilité	Temps de stabilisation (3)	Écart de statisme (4)
Proportionnel: K_R ↗	↘	↗	Peu de changement	↘
Intégral K_i ↗	↘	↗	↗	élimination
Dérivée K_d ↗	Peu de changement	↘	↘	Peu de changement

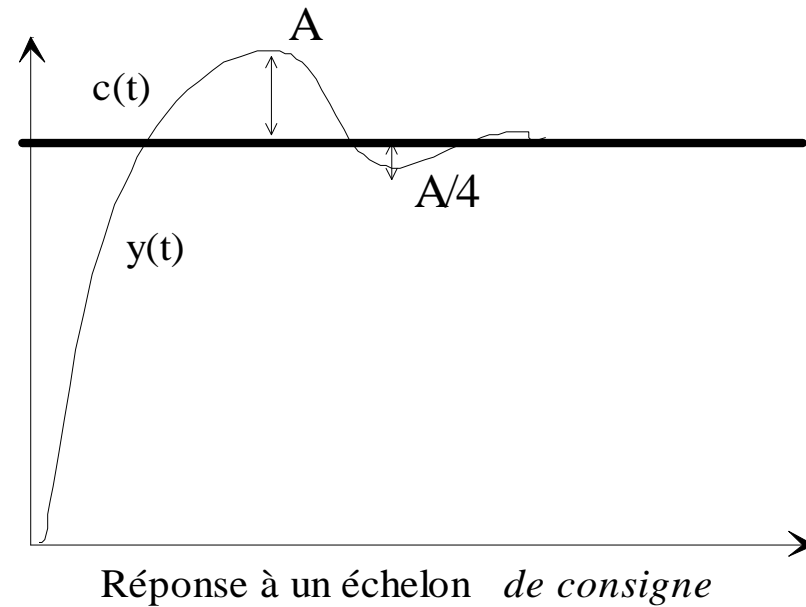


Réglage d'un PID

Critère de Ziegler & Nichols :
(1944...)

Objectif:

« *Système oscillant amorti d'un facteur 4
entre les 2 premières oscillations* »



Méthodes:

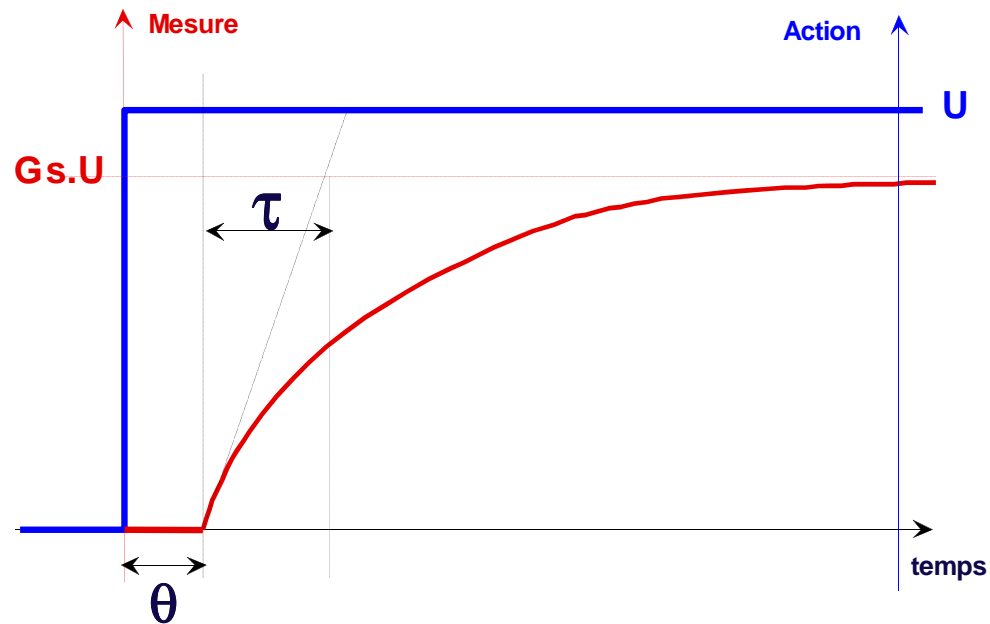
- Identification
- Oscillations limites...

Réglage à partir de l'identification (1)

Ordre 1 + retard

$$F(s) = \frac{G_s \exp(\theta s)}{1 + \tau s}$$

$$y(t) = G_s \left[1 - \exp\left(-\frac{t - \theta}{\tau}\right) \right]$$



- Méthode graphique
- Logicielle (moindres carrés...)

Réglage à partir de l'identification (2)

Ziegler & Nichols

« classique »

$$\left(\frac{\tau}{\theta} \geq 30 \right)$$

Fort dépassement,

« on peut diminuer K_R »

	K_R	T_i	T_d
P	$\tau/(\theta G_S)$	∞	0
PI	$0.6\tau/(\theta G_S)$	3θ	0
PID	$0.8\tau/(\theta G_S)$	2θ	0.4\theta

On préfère souvent d'autres critères, comme par exemple:

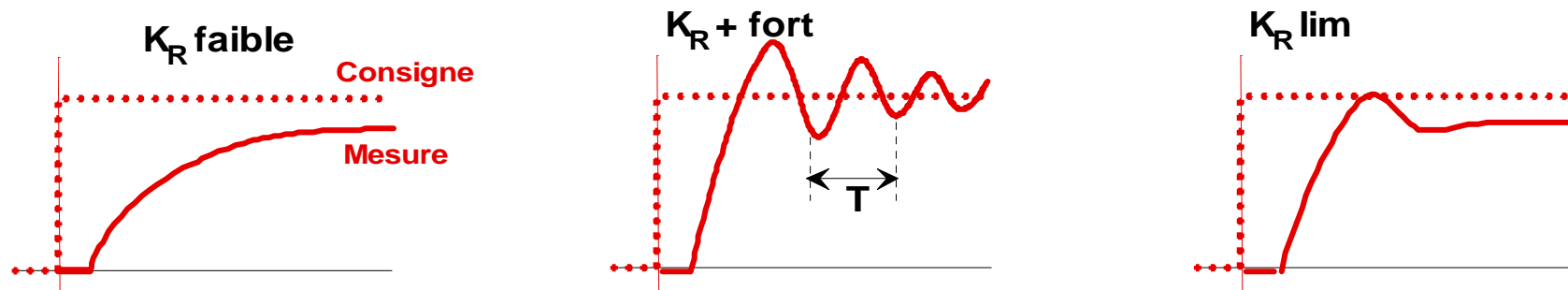
CHRO

$$\left(\frac{\tau}{\theta} \leq 10 \right)$$

	K_R	T_i	T_d
P	$\tau/(\theta G_S)$	∞	0
PI	$0.6\tau/(\theta G_S)$	1.5τ	0
PID	$0.8\tau/(\theta G_S)$	τ	0.4\theta

Méthode des oscillations limites

Réponse à un échelon de *consigne* en proportionnel pur,
Recherche de la limite des oscillations



	K_R	T_i	T_d
P	$K_{Rlim}/2$	0	0
PI	$K_{Rlim}/2.2$	0.8T	0
PID	$K_{Rlim}/1.6$	0.5T	0.1T

(critères de Ziegler & Nichols)

Autres critères...

<i>Ordre 1 + retard</i> $\frac{K}{1+\tau s} e^{-\theta}$	K_R	T_i	T_d
<i>Ziegler & Nichols</i>	$0.8\tau/(\theta K)$	2θ	0.4θ
<i>Chien Hrones Reswick, overshoot 0 %</i>	$0.6\tau/(\theta K)$	τ	0.5θ
<i>Chien Hrones Reswick, overshoot 20 %</i>	$0.95\tau/(\theta K)$	1.35τ	0.47θ
<i>IMC</i>	$0.4\tau/(\theta K)$	1.35τ	0.5θ
<i>Cohen - Coon</i>	$\frac{1.35}{k} \left(\frac{\tau}{\theta} + 0.18 \right)$	$\frac{2.5\tau + 0.5\theta}{\tau + 0.61\theta} \theta$	$\frac{0.37\tau}{\tau + 0.19\theta} \theta$

Nécessité d'optimiser au cas par cas...

Autres types de procédés...

<i>Autres modèles</i>	K_R	T_i	T_d
<i>Intégrateur + ret.</i> $\left(\frac{K}{s}e^{-\theta s}\right)$ <i>Ziegler & Nichols</i>	$1.2/(\theta K)$	2θ	0.4θ
<i>Intégrateur + ret.</i> $\left(\frac{K}{s}e^{-\theta s}\right)$ <i>Chien Hrones Reswick</i>	$0.95/(\theta K)$	2.4θ	0.42θ
<i>Ordre 2 non osc. + ret.</i> $\frac{Ke^{-\theta s}}{(1+\tau_1 s)(1+\tau_2 s)}$ <i>Haalman</i>	$\frac{2(\tau_1 + \tau_2)}{3k\theta}$	$\tau_1 + \tau_2$	$\frac{\tau_1 \tau_2}{\tau_1 + \tau_2}$
<i>Ordre 2 (Cte temps + amort.)</i> $\frac{k}{\tau^2 s^2 + 2\xi \tau s + 1}$ <i>IMC</i>	$\frac{\xi \tau}{k\theta}$	$2\xi \tau$	$\frac{\tau}{2\xi}$

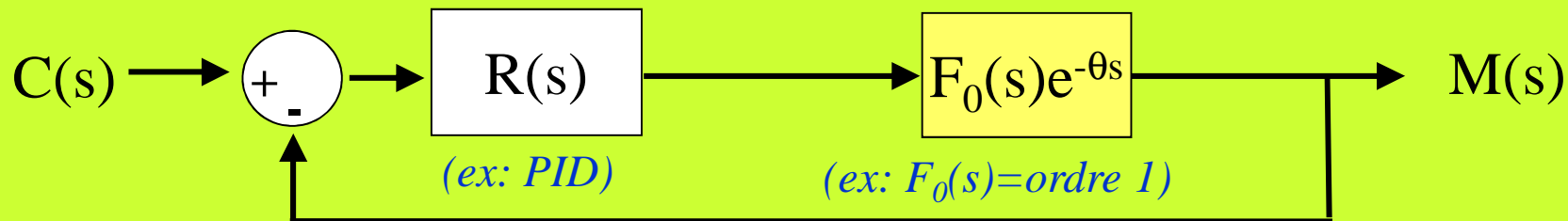
PID : remarques, problèmes et améliorations

- Identification avec « ordre 1 + retard » souvent suffisante.
- Attention, processus souvent non linéaires (ex: chauffage par rayonnement).
- L'action est généralement bornée (ex: chauffage), d'où comportement différent... et souvent plus sur.

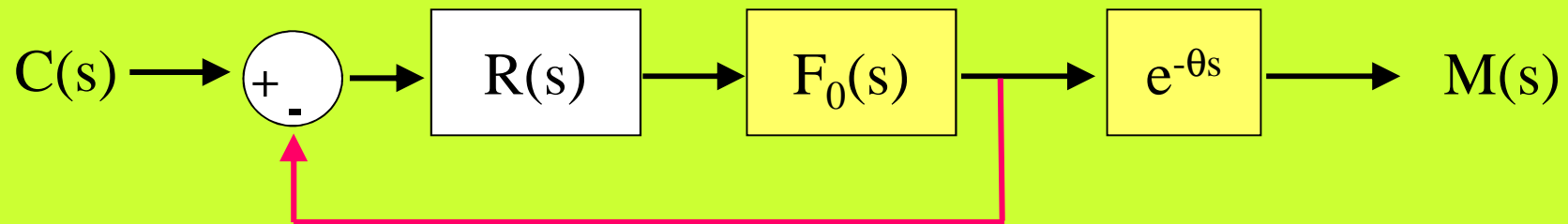
TD 5

Au delà du PID, ex: Prédicteur de Smith (1)

Les difficultés viennent essentiellement du retard...

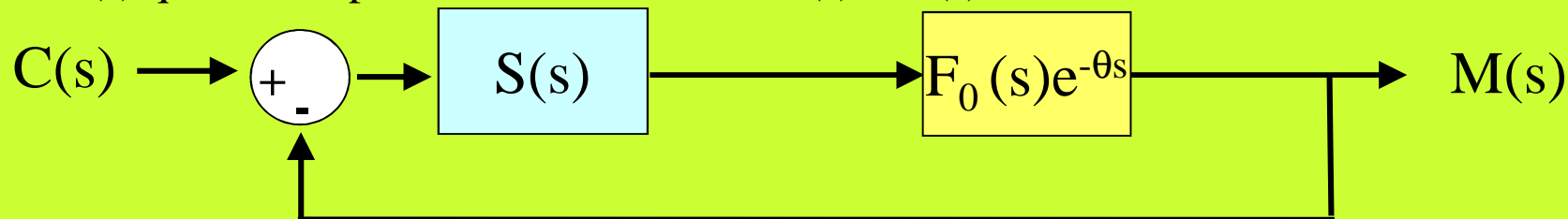


Idée: réguler le même processus en sortant le retard de la boucle



Cette solution n'est généralement pas réalisable directement.

Montrer que l'on peut se ramener à une boucle de régulation « classique » avec un régulateur $S(s)$ que l'on explicitera en fonction de $R(s)$ et $F(s)$:

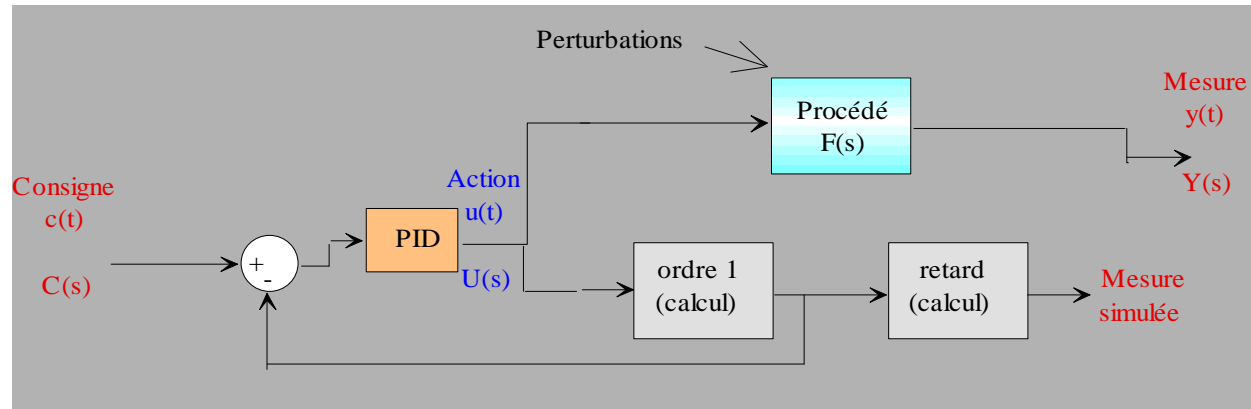


Montrer, en dessinant son schéma-bloc, que $S(s)$ est réalisable

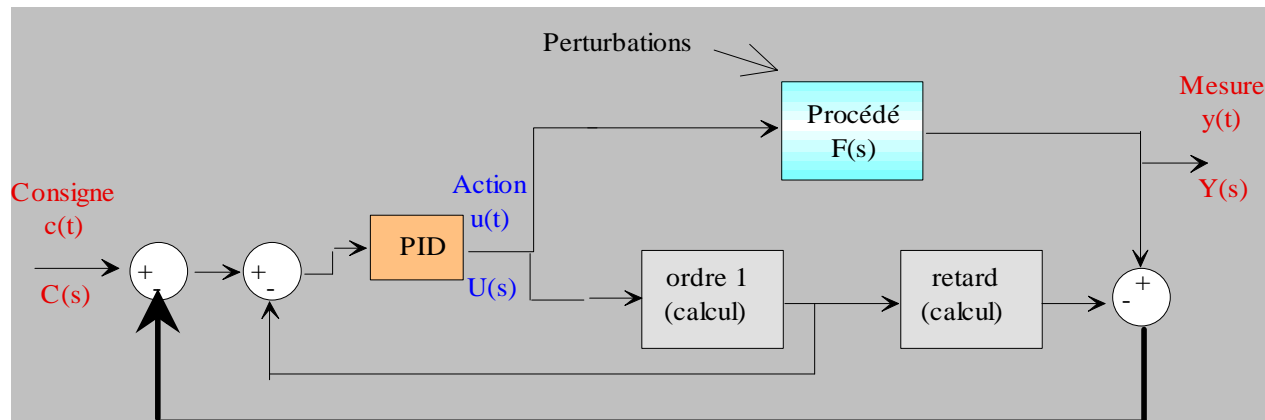
Au delà de PID: Modèle de référence

Les difficultés viennent essentiellement du retard

*Idée: réguler le même processus **sans retard** grâce à une simulation:*



Et rattraper les éventuels écarts grâce à une 2eme boucle:



Ce schéma est rigoureusement équivalent au régulateur de Smith...

Régulation numérique

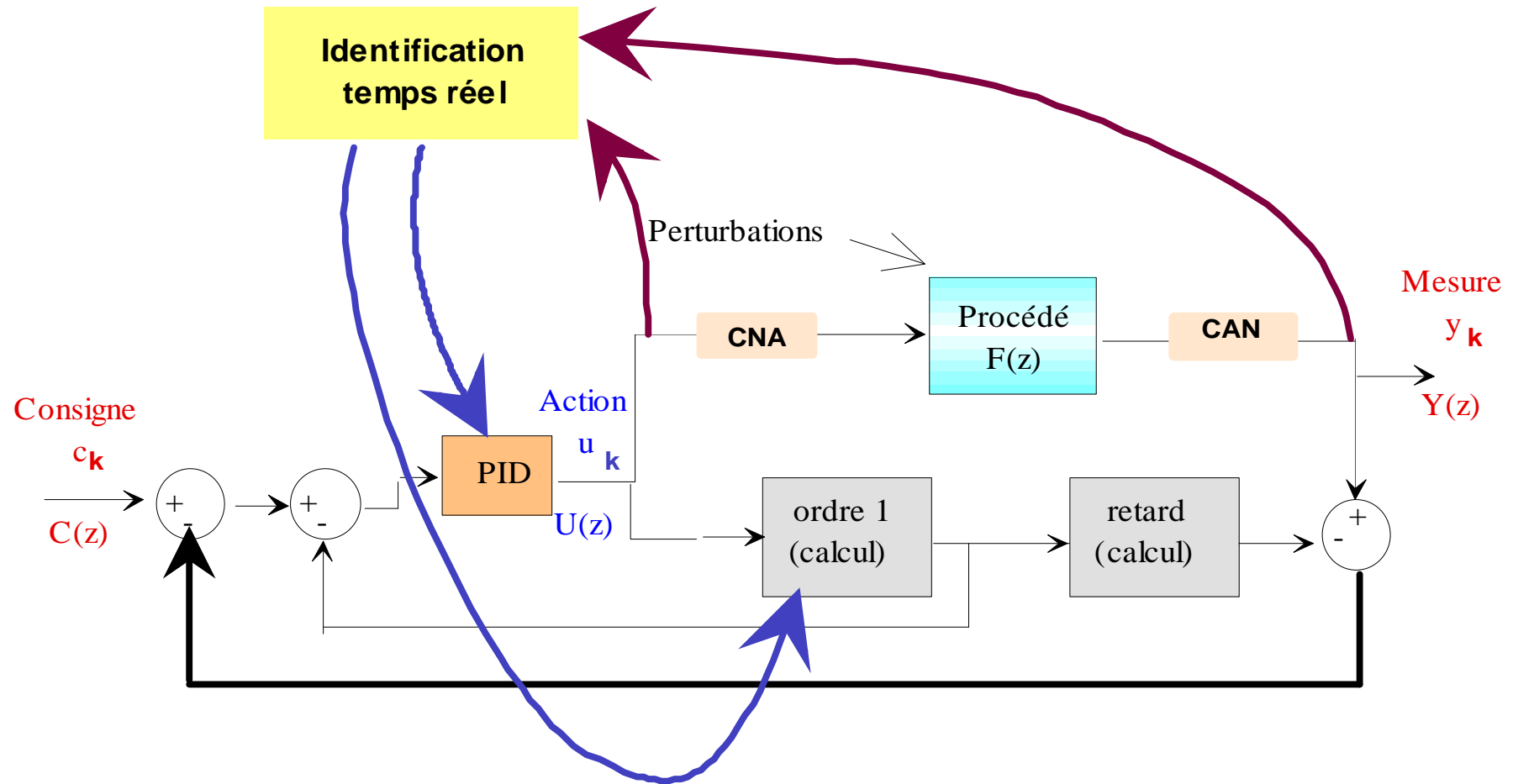
Complexité → régulation numérique

Permet aussi, entre autres:

- Autoadaptivité**
- Commande prédictive etc...**

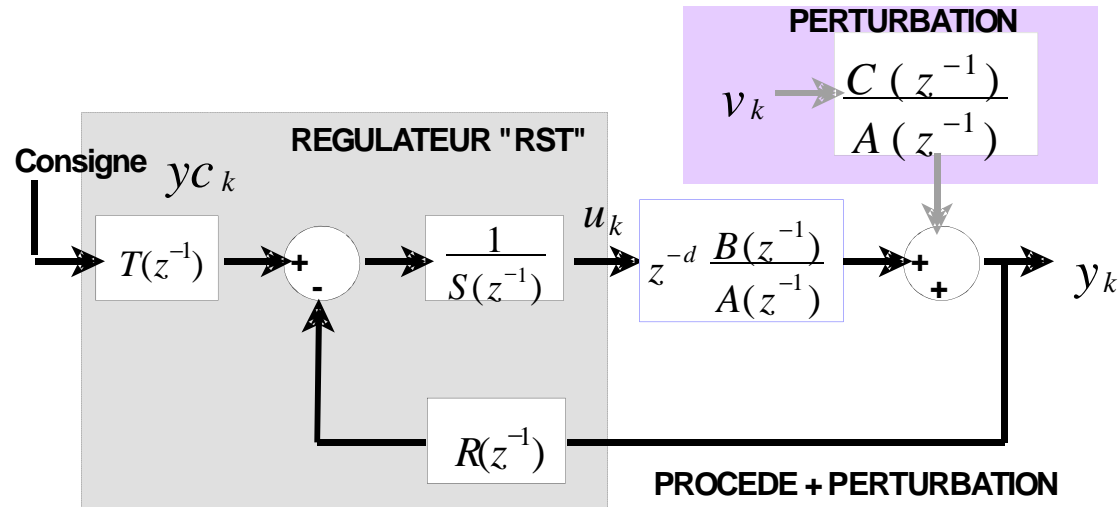
[Regul num](#)

L'identification en temps réel, ex: modèle de référence

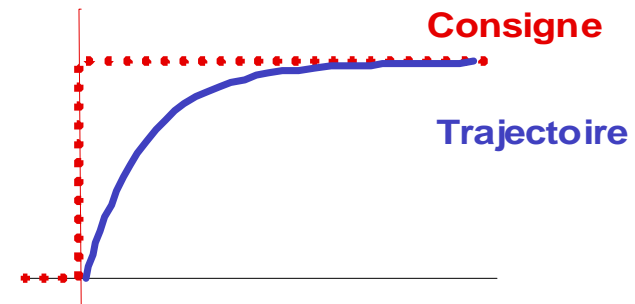


Mais, inconvénients du PID...

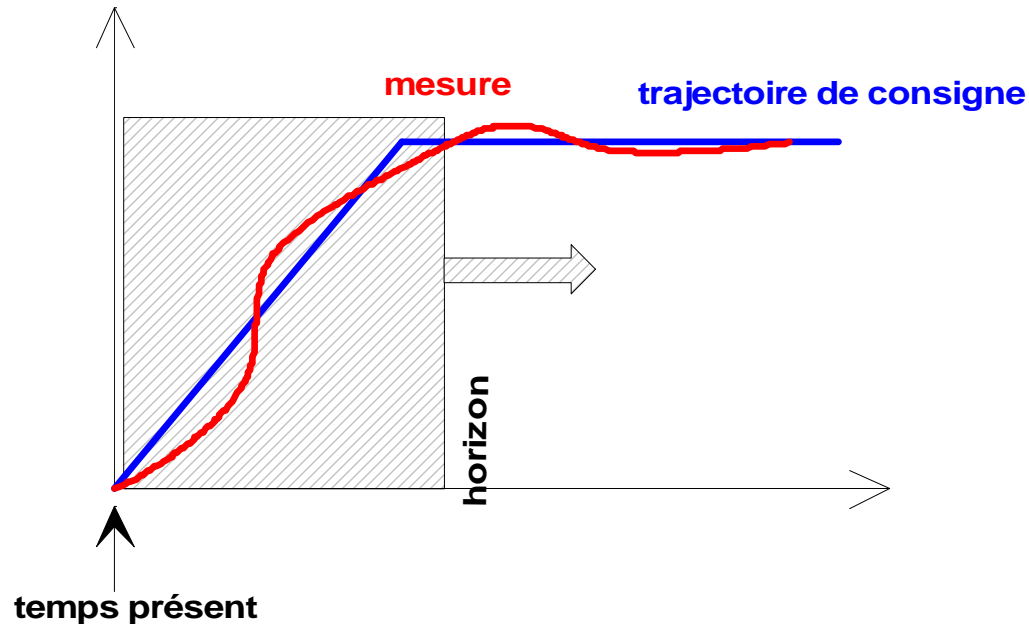
Synthèse du régulateur et placement de pôles...



Choix des polynômes R , S et T en fonction des fonctions de transfert du procédé et de la trajectoire désirée



La commande prédictive



Principe: *Élaboration d'une commande (ou action) réduisant l'écart entre une « trajectoire » de consigne (donc connue dans un futur proche) et la mesure calculée à l'aide du modèle (au sens des moindres carrés). Cette minimisation se fait jusqu'à un certain temps au delà du temps présent, appelé « horizon ».*

Bibliographie et liens Internet

Biblio:

« **Techniques de l'ingénieur** » / Informatique industrielle / automatique.

"**Logique floue & régulation PID**", Scholten, ed: Publitronic, ISBN 2-86661-049-0
Ouvrage de vulgarisation, comparaisons PID - logique floue

"**Boucles de régulation**", Pigeron, Mullot, Chaix..., ed: Bhaly autoédition Arles
Ouvrage plus technique et plus complet

« **Asservissements et régulations continus, analyse et synthèse** », E. Boillot,
ed. Technip : exemples d'asservissements

« **Identification et commande numérique des Procédés industriels**", R. Ben Abdennour, P. Borne...,
ed: Technip, ISBN 2-7108-0798-X
Ouvrage le plus complet (identification + commande)

« **Automatique des systèmes échantillonnés**", P. Vanheeghe, C. Sueur..., ed: Technip
Éléments de cours et exercices résolus

« **Identification & commande adaptative** » R. Lozano, D. Taoutaou, ed. Hermès
Pour les matheux...

« **La commande prédictive** », P. Boucher, D. Dumur, ed. Technip :
Plus complet en commande, mais complexe.

Liens Internet:

1: <http://www-hadoc.lag.ensieg.inpg.fr/>: Hadoc, l'excellent site de nos voisins de LAG (Laboratoire d'Automatique de Grenoble): continu, discret, exercices, simulations en ligne...

2: <http://techni.tachemie.uni-leipzig.de/rege/>: Applets pour le calcul des actions PID (puis la simulation): de nombreuses méthodes.

3: <http://ae.tut.fi/~juka/java/pidtuning/> : Applets pour le calcul des actions PID (puis la simulation): de nombreuses méthodes (Ziegler & Nichols etc...) pour de nombreux cas (ordre 1, 2, intégrateur, avec ou sans retard...). Quelques défauts de fonctionnement. (Université de Tempere, Finlande)

4: <http://www.engin.umich.edu/class/ctms/> : Tutorial très complet de l'Université du Michigan avec des exemples comprenant théorie, solutions, programmes matlab (avec animations), mais pas Simulink.

5: <http://lorien.ncl.ac.uk/ming/Dept/Swot/connotes.htm>: Cours de l'Université de Newcastle, extrêmement complet: du PID à la logique floue en passant par le "robust control".

6: <http://www.onesmartclick.com/engineering/chemical-process-control.html>: Encore plus complet (collection de liens de M Prashant N. Mhatre, dont beaucoup vers le site précédent): One Smart Click.com, site de toutes les sciences de l'ingénieur...