UNIVERSITÉ DE LORRAINE

POLYTECH NANCY

Systèmes à temps discret

Hugues GARNIER

hugues.garnier@univ-lorraine.fr

Schéma de régulation numérique

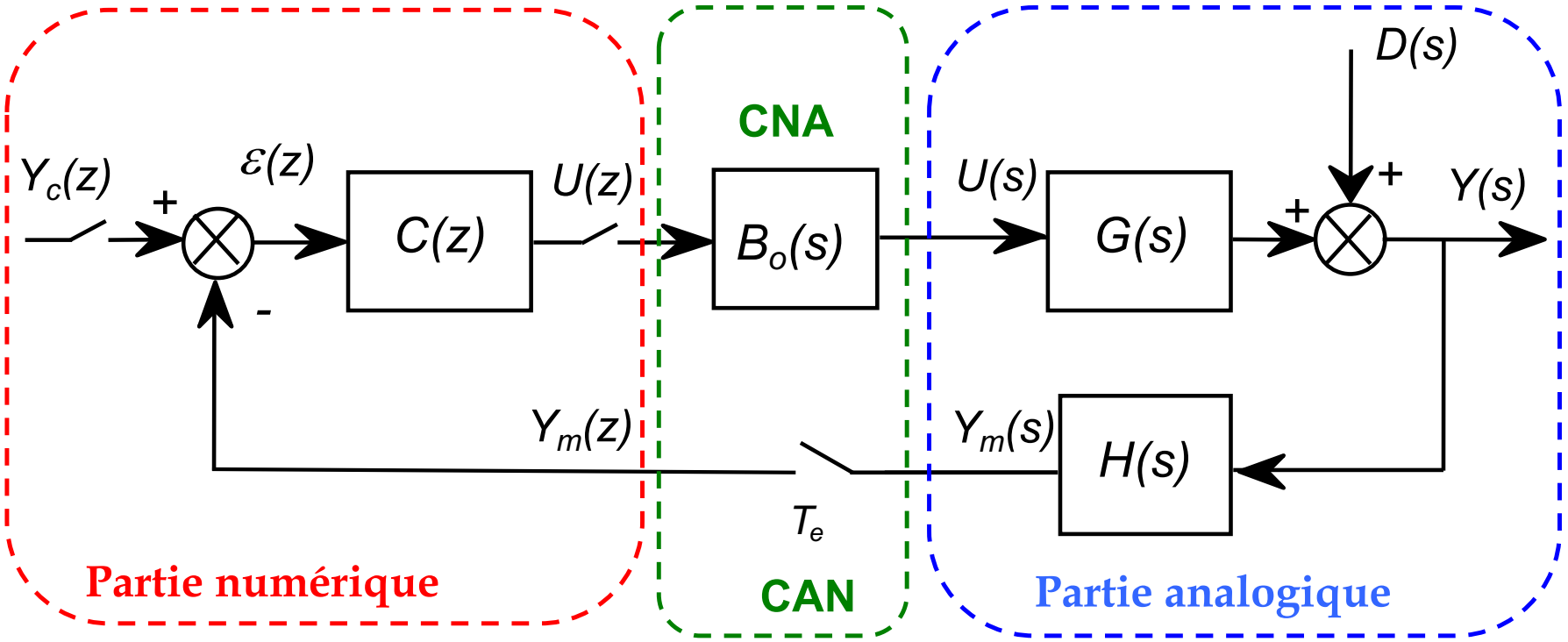
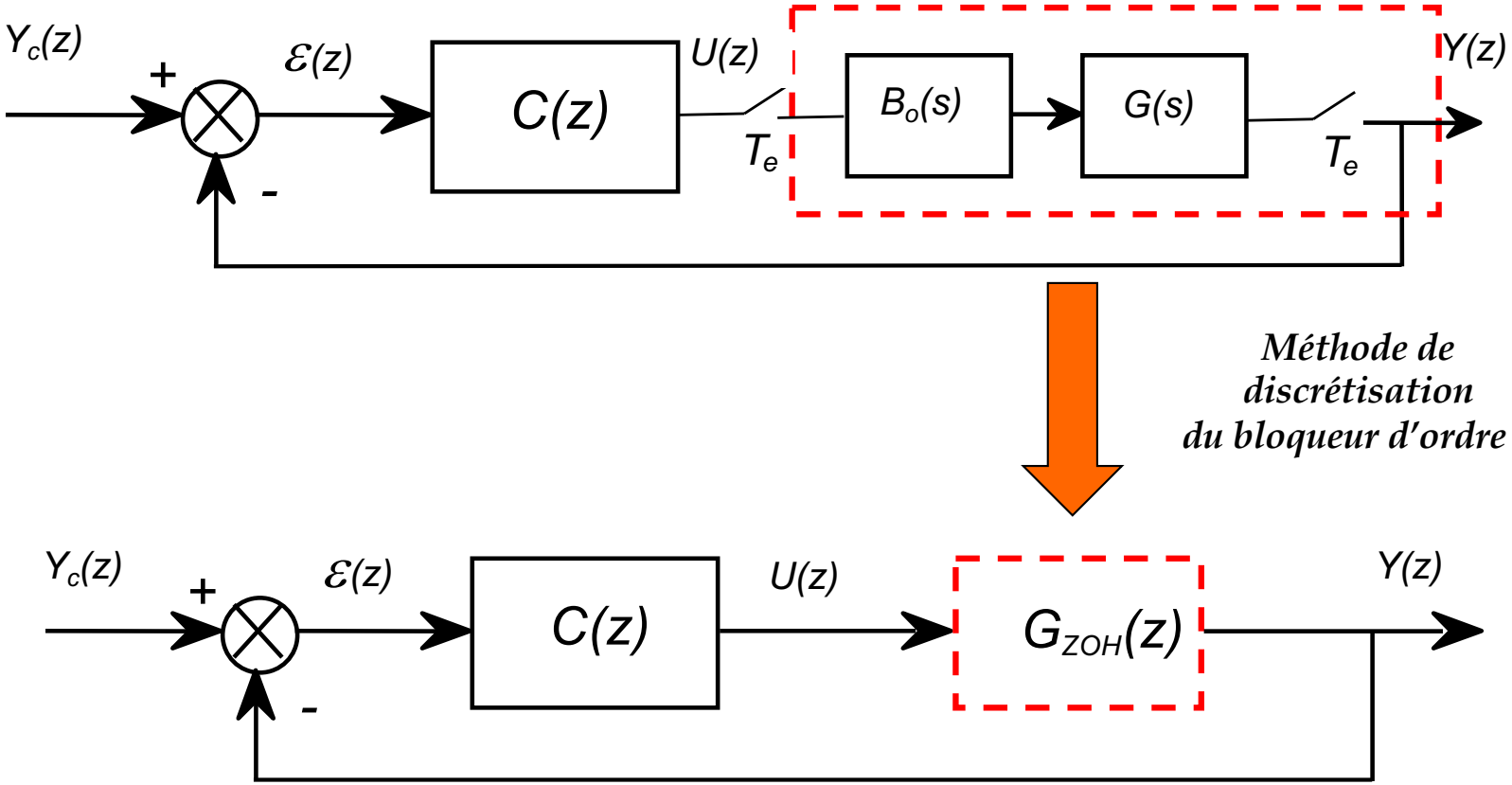


Schéma de régulation numérique



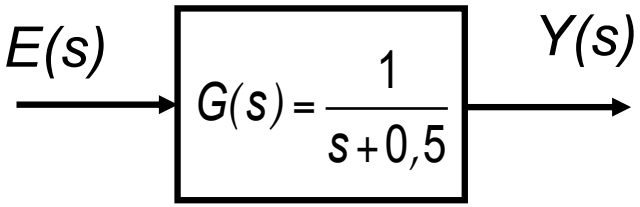
Signaux et systèmes discrets
Motivations de leur étude pour la régulation numérique

- Régulation numérique
  - Actionneur - Procédé – Capteur = système continu
    - Signaux de commande et de sortie : signaux à temp continu
  - Correcteur = système discret
    - Signaux d'entrée et de sortie : signaux numériques
- Outils nécessaires
  - Outils pour modéliser les signaux et systèmes discrets : échantillonneur, bloqueur, correcteur numérique, systèmes échantillonnés…
  - Outils/méthodes de discrétisation
    - passage d'un modèle continu à un modèle échantillonné
    - simulation numérique de la réponse du système et/ou synthèse numérique du correcteur nécessitent une discrétisation préalable du système continu
    - en cas de synthèse préalable d'un correcteur analogique, son implantation numérique nécessite une discrétisation

Rappels – Les différents outils d'analyse des signaux et systèmes linéaires *à temps continu*

- Signal à temps continu $y(t)$
- Transformée de Fourier (TFtc) $Y(f)=\int_{-\infty}^{+\infty} y(t)e^{-j2\pi ft}dt$
- Transformée de Laplace $Y(s)=\int_{0}^{+\infty} y(t)e^{-st}dt$
- Réponse du système continu $y(t)=g(t)*e(t)$, $Y(f)=G(f)\times E(f)$, $Y(s)=G(s)\times E(s)$
- Exemple

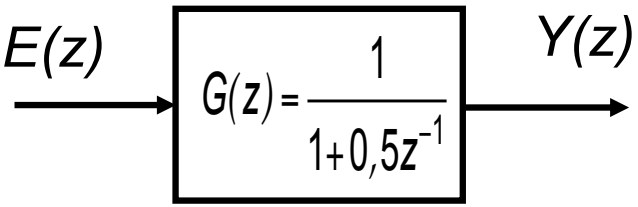
$$\dot{y}(t)+0,5y(t)=e(t)$$
$$\left(s+0,5\right)Y(s)=E(s)$$



Les différents outils d'analyse des signaux et systèmes linéaires *à temps discret*

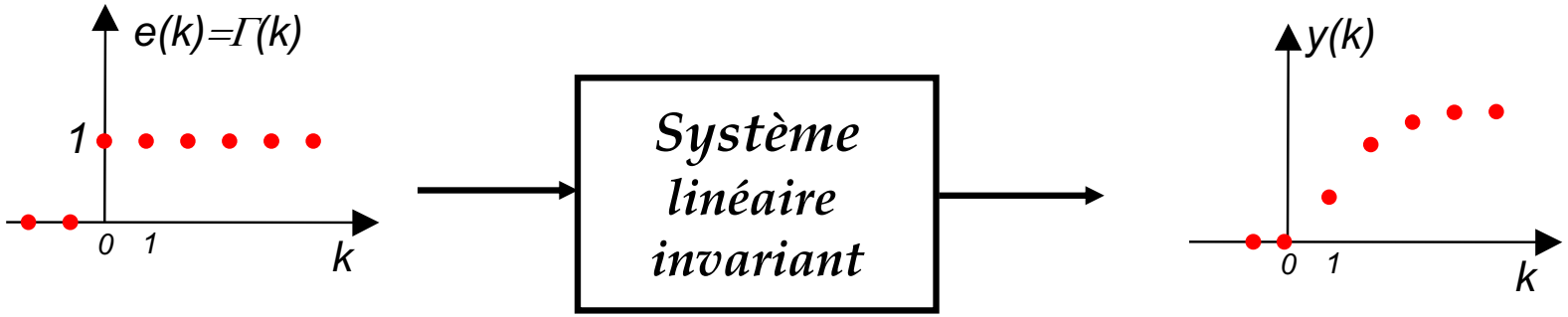
- Signal à temps discret $y(k)$
- Transformée de Fourier (TFtd) $Y(f)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty} y(k)e^{-j2\pi fkT_e}$
- *Transformée en z* $Y(z)=\sum_{k=0}^{+\infty} y(k)z^{-k}$
- Réponse du système numérique
  $y(k)=g(k)*e(k)$
  $Y(f)=G(f)\times E(f)$
  $Y(z)=G(z)\times E(z)$
- Exemple

$$y(k)+0,5y(k-1)=e(k)$$
$$\left(1+0,5z^{-1}\right)Y(z)=E(z)$$

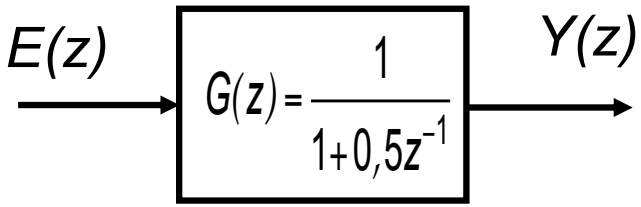


Modèle à temps discret d'un système linéaire invariant

- On envoie en entrée d'un système une excitation (par exemple $\Gamma(k)$). On mesure la sortie échantillonnée $y(k)$



Quelle est la forme du modèle à temps discret ?

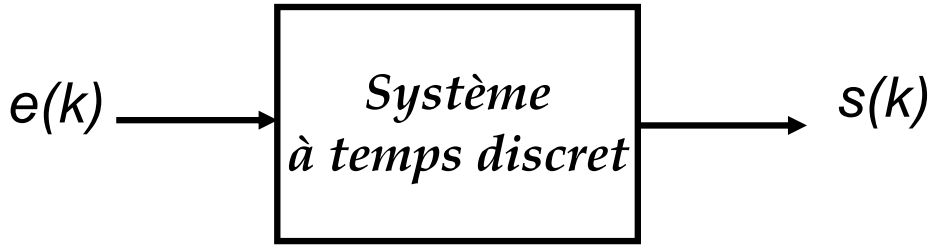


$$y(k)+0,5y(k-1)=e(k)$$

$$\left(1+0,5z^{-1}\right)Y(z)=E(z)$$

Système à temps discret

- Un système à temps discret est défini comme un opérateur entre ***deux signaux à temps discret***



- L'outil mathématique exploité pour faciliter son analyse est la ***transformée en z***

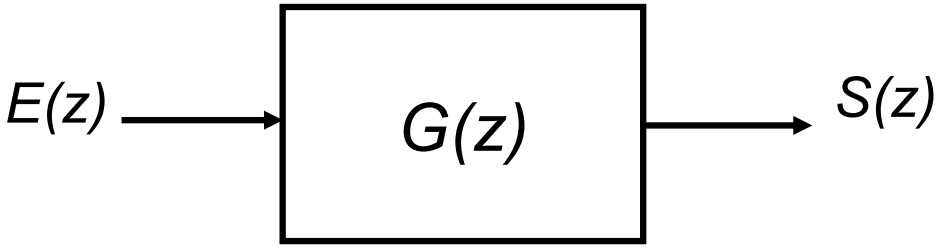
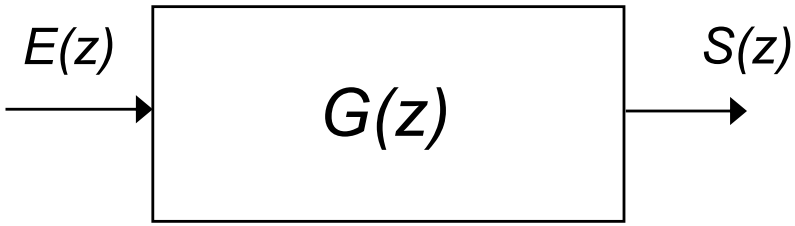


Schéma-bloc ou schéma fonctionnel

*En **Automatique numérique**, on représente un système par un schéma-bloc qui relie la transformée en z de l'entrée E(z) à la transformée en z de la sortie S(z) via sa fonction de transfert G(z)*



Du schéma-bloc, on peut en déduire les relations

$$S(z) = G(z)E(z)$$

ou

$$G(z) = \frac{S(z)}{E(z)}$$

Description d'un système linéaire à temps discret

- Un système linéaire à temps discret linéaire peut être décrit par :
  - un produit de convolution
  - une équation aux différences
  - sa fonction de transfert en z

- ***L'outil mathématique*** exploité pour faciliter l'analyse de systèmes linéaire à temps discret est la ***transformée en z***

Produit de convolution

- La réponse impulsionnelle *g(k)* permet de calculer la sortie du filtre *s(k)* à toute entrée *e(k)* via le ***produit de convolution discret***

$$s(k) = g(k) * e(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} g(i)\, e(k-i) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} g(k-i)\, e(i)$$

- Si le filtre est causal : *g(k)=0* pour tout *k < 0*

$$s(k) = g(k) * e(k) = \sum_{i=0}^{+\infty} g(i)\, e(k-i)$$

$$Z(s(k)) = Z(g(k) * e(k))$$
$$S(z) = G(z) \times E(z)$$

Equation aux différences

- Un système ***à temps discret*** linéaire invariant dans le temps possédant une entrée $e(k)$ et une sortie $s(k)$ est décrit par une ***équation aux différences*** à coefficients constants :

$$a_0 s(k) + a_1 s(k-1) + \ldots + a_{n_a}\, s(k-n_a) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + \ldots + b_{n_b}\, e(k-n_b)$$

Fonction de transfert en z

Soit l'équation aux différences exprimant la relation entre le signal d'entrée *e(k)* et le signal de sortie *s(k)* d'un système à temps discret :

$$a_0 s(k) + a_1 s(k-1) + \ldots + a_{n_a}\, s(k-n_a) = b_0 e(k) + b_1 e(k-1) + \ldots + b_{n_b}\, e(k-n_b)$$

En appliquant la transformée en z aux 2 membres de l'équation et en utilisant :

$$Z\left(x(k-i)\right) = z^{-i} X(z)$$

$$\left(a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_{n_a}\, z^{-n_a}\right) S(z) = \left(b_0 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_{n_b}\, z^{-n_b}\right) E(z)$$

$$G(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \ldots + b_{n_b}\, z^{-n_b}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \ldots + a_{n_a}\, z^{-n_a}} = \frac{b_0 z^{n_a} + b_1 z^{n_a-1} + \ldots + b_{n_b}\, z^{n_a-n_b}}{a_0 z^{n_a} + a_1 z^{n_a-1} + \ldots + a_{n_a}}$$

n_a : ordre du filtre

Gain statique d'un système à temps discret

- Soit un système linéaire décrit par la fonction de transfert :

$$G(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \ldots + b_{n_b} z^{-n_b}}{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \ldots + a_{n_a} z^{-n_a}}$$

- Définition
  - *Si on connaît* $G(z)$, ***le gain statique*** *d'un système à temps discret est la valeur de* $G(z)$ *pour* $z=1$

$$K = \lim_{z \to 1} G(z)$$

  - Si on a relevé la réponse indicielle d'un *système stable*, on a aussi :

$$K = \frac{\lim_{k \to +\infty} s(k) - s(0)}{\lim_{k \to +\infty} e(k) - e(0)}$$

Fonction de transfert en z - Exemple

$$s(k) - 0,8s(k-1) = 0,2e(k)$$

$$G(z) = ? \qquad K = ? \qquad n_a = ?$$

$$\left(1 - 0,8z^{-1}\right) S(z) = 0,2\ E(z)$$

$$G(z) = \frac{S(z)}{E(z)} = \frac{0,2}{1 - 0,8z^{-1}} = \frac{0,2z}{z - 0,8}$$

ordre du système : $n_a = 1$

$$K = \lim_{z \to 1} G(z) = \frac{0,2}{1 - 0,8} = 1$$

Détermination de l'équation aux différences d'après la connaissance de la fonction de transfert

- Soit la fonction de transfert *G(z)* d'un système numérique

$$G(z) = \frac{0,2z}{z-0,8}$$ Comment en déduire son équation aux différences ?

On exprime *G(z)* **en puissance négative** de *z* $G(z) = \frac{0,2z}{z-0,8} \times \frac{z^{-1}}{z^{-1}} = \frac{0,2}{1-0,8z^{-1}}$

$$\frac{S(z)}{E(z)} = \frac{0,2}{1-0,8z^{-1}}$$ car par définition $G(z) = \frac{S(z)}{E(z)}$

$$(1-0,8z^{-1})S(z) = 0,2E(z)$$

$$S(z) - 0,8z^{-1}S(z) = 0,2E(z)$$

$$s(k) - 0,8s(k-1) = 0,2e(k)$$ car $Z^{-1}\left(z^{-i}\ S(z)\right) = s(k-i)$ ici $i = 1$

Forme générale d'une fonction de transfert discrète

$$G(z) = \frac{K}{(1-z)^m} z^{-r} \frac{N(z)}{D(z)}$$

$$K = \lim_{z \to 1} (1-z)^m G(z)$$

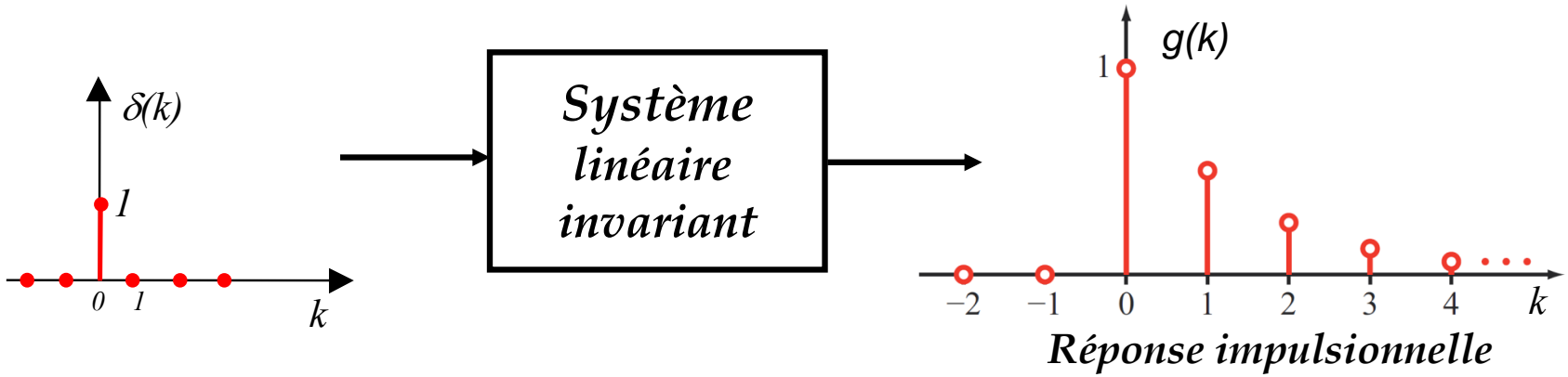
- La mise sous forme générale d'une fonction de transfert discrète permet de visualiser aisément :
  - le gain K (= gain statique si $m=0$, *pas d'intégrateur pur)*
  - la présence d'intégrateurs purs (pôle en $z=1$) d'ordre m
  - le nombre d'échantillons pour le retard pur (pôle $z = 0$ d'ordre r)

Analyse d'un système linéaire à temps discret

- Les caractéristiques d'un système linéaire à temps discret sont classiquement analysées via :
  - sa réponse impulsionnelle
  - sa réponse indicielle
  - sa réponse fréquentielle
  - son diagramme des pôles et des zéros

Réponse impulsionnelle

- Elle correspond à la réponse *g(k)* obtenue lorsqu'on envoie en entrée une impulsion de Kronecker $\delta(k)$



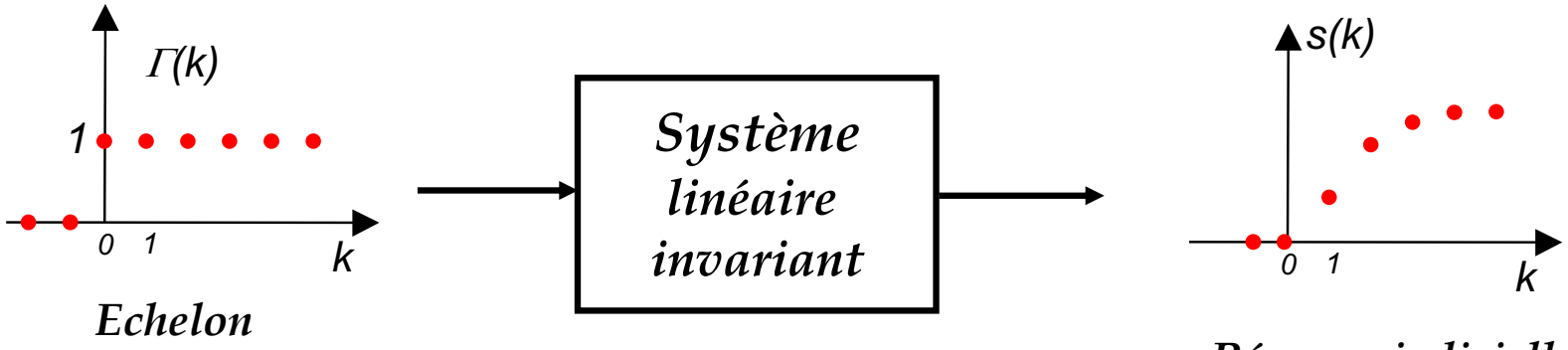
- Si *g(k)=0* pour *k<0*, le système est ***causal***

$$Z(s(k)) = Z(g(k) * \delta(k))$$
$$S(z) = G(z) \times 1$$
$$S(z) = G(z)$$
$$s(k) = g(k)$$

$$Z\left(\delta(k)\right) = 1$$

Réponse indicielle

- Elle correspond à la réponse obtenue lorsqu'on envoie en entrée un échelon $\Gamma(k)$



Echelon

Réponse indicielle

$$Z\left(\Gamma(k)\right) = \frac{1}{1-z^{-1}} = \frac{z}{z-1}$$

$$Z(s(k)) = Z(g(k) * \Gamma(k))$$

$$S(z) = G(z) \times \frac{z}{z-1}$$

Réponse fréquentielle

- Si on connaît *G(z)*

$$\left.\begin{array}{l} z = e^{sT_e} \\ s = j\omega = j2\pi f \end{array}\right\} \Rightarrow \quad z = e^{j2\pi f T_e}$$

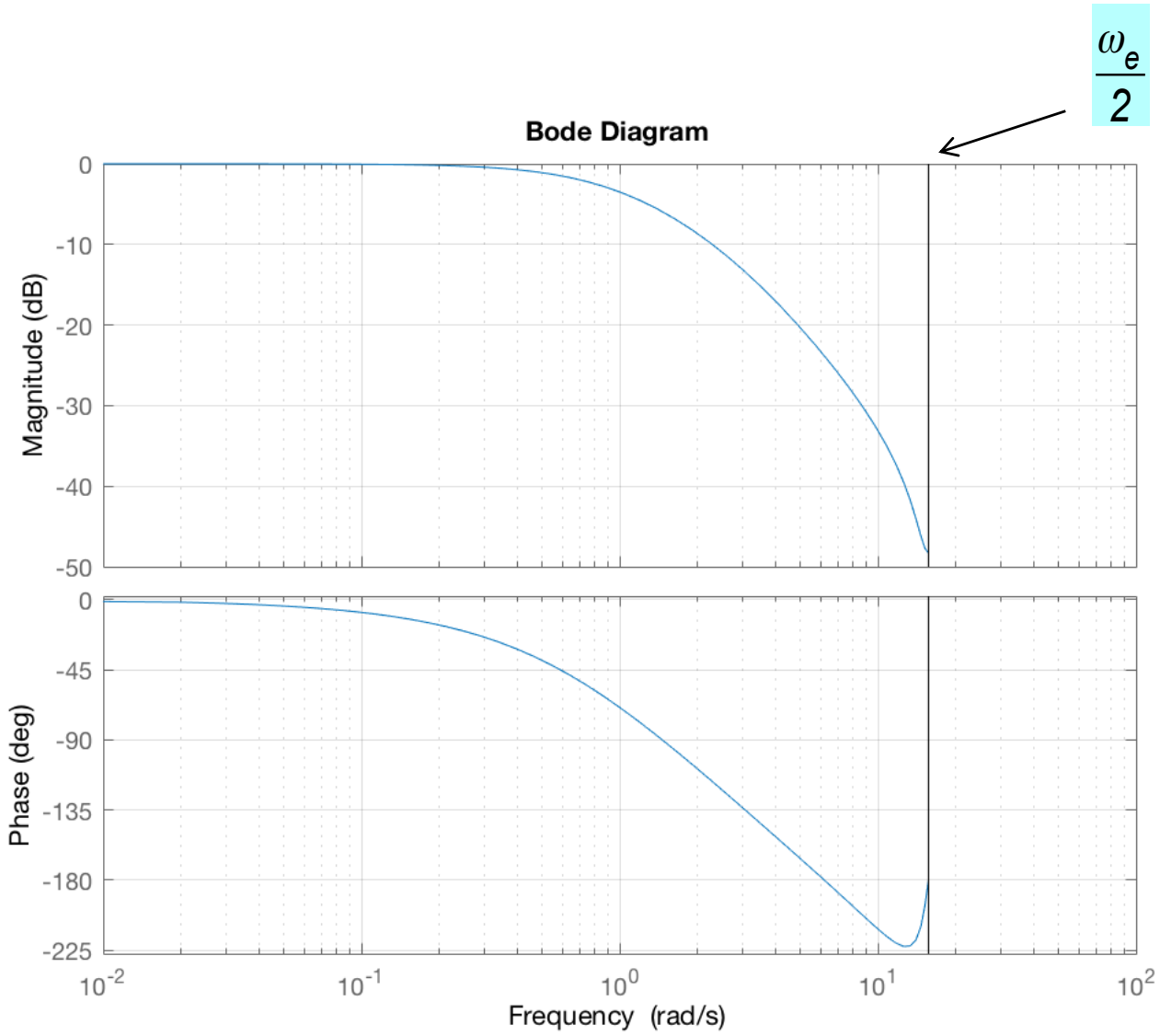
$$G(f) = G(z)\Big|_{z=e^{j2\pi f T_e}} = \left|G(f)\right| e^{j\varphi(f)}$$

Permet de déduire le tracé la réponse fréquentielle en amplitude et en phase

$$\left|G(f)\right| = \left|\frac{Y(f)}{E(f)}\right| \qquad \varphi(f) = Arg\left(G(f)\right)$$

- Caractéristiques des réponses fréquentielles de modèles à temps discret
  - ***Elles sont périodiques de « période » f_e***
    - ***L'analyse et le tracé se limitent à la plage de fréquences [0 ; f_e/2]***
  - ***Pas de pentes particulières au niveau du diagramme de Bode***

Diagramme de Bode d'un modèle à temps discret
Exemple



Causalité d'un système discret

Notion importante pour l'implantation en temps réel

- Un système est causal si sa sortie à tout instant ne dépend que des valeurs de l'entrée aux instants présents et passés

- Exemples
  - Système causal $y(k) = 0.7\, y(k-1) + 0.3\, u(k)$
  - Système non causal $y(k) = 0.5u(k-1) + 0.2\, u(k) + 0.1u(k+1)$

- La réponse d'un système causal ne varie qu'après apparition de l'entrée ($k \geq 0$) et est nulle pour $k<0$.

  En particulier la réponse impulsionnelle $g(k) = 0$ pour tout $k < 0$
  - Produit de convolution pour un système causal

$$y(k) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} g(i)u(k-i) = \sum_{i=0}^{+\infty} g(i)u(k-i)$$

Diagramme des pôles/zéros

- Soit une fonction de transfert

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=C\frac{\prod_{j=1}^{M}(z-z_j)}{\prod_{i=1}^{N}(z-p_i)}$$

- Définitions
  - ***Zéros*** z_j sont les racines du numérateur $B(z)=0$
  - ***Pôles*** p_i sont les racines du dénominateur $A(z)=0$

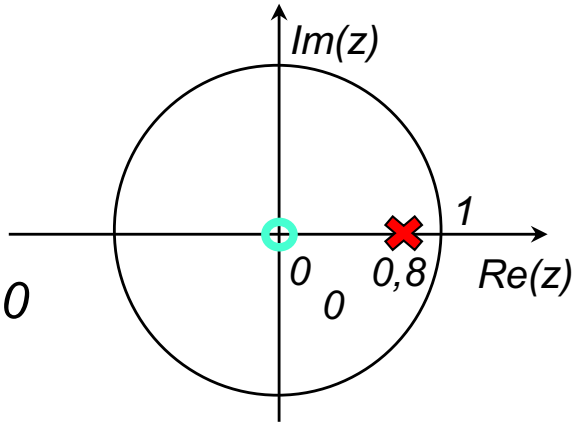


Diagramme des pôles/zéros

- Exemple

$$G(z)=\frac{B(z)}{A(z)}=\frac{0,2}{1-0,8z^{-1}}=\frac{0,2z}{z-0,8}$$

Toujours écrire G(z) en puissance positive de z pour déterminer les pôles/zéros

Stabilité d'un système à temps discret

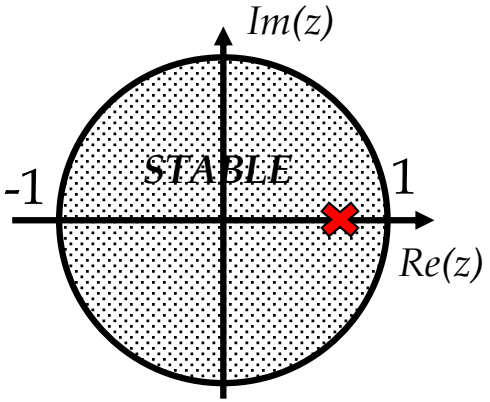
- Si on connaît la fonction de transfert du système à temps discret

$$G(z) = C\frac{\prod_{j=1}^{M}(z - z_j)}{\prod_{i=1}^{N}(z - p_i)}$$

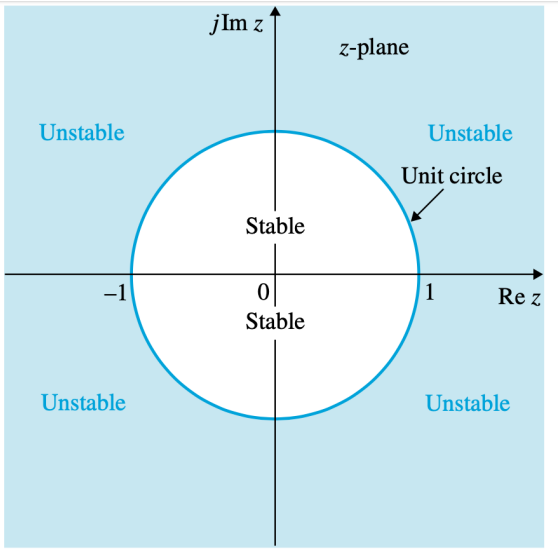
Le système à temps discret est stable si tous ses pôles p_i ont un module inférieur à 1, c'est à dire s'ils sont ***situés à l'intérieur du cercle unité***

$$|p_i| < 1$$

Exemple $G(z) = \dfrac{0,2z}{z - 0,8}$



Stabilité d'un système à temps discret
Exemples



$$M(z) = \frac{5z}{(z - 0.2)(z - 0.8)}$$ Stable system

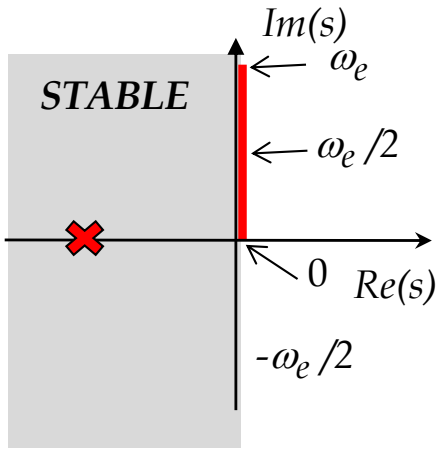
$$M(z) = \frac{5z}{(z + 1.2)(z - 0.8)}$$ Unstable system due to the pole at $z = -1.2$

$$M(z) = \frac{5(z + 1)}{z(z - 1)(z - 0.8)}$$ Marginally stable due to $z = 1$

$$M(z) = \frac{5(z + 1.2)}{z^2(z + 1)^2(z + 0.1)}$$ Unstable due to second-order pole at $z = -1$

Conditions de stabilité
systèmes à temps continu/systèmes à temps discret

Systèmes analogiques

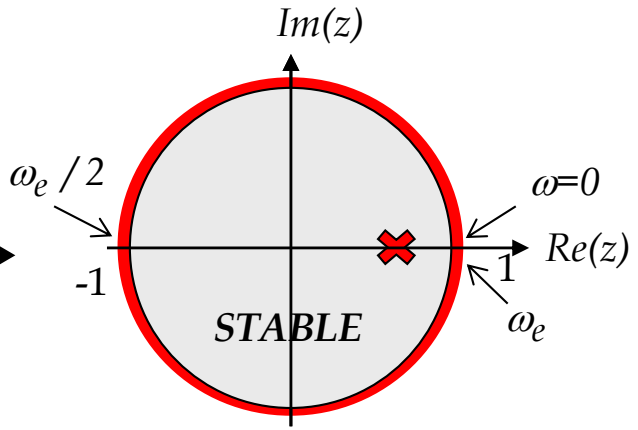


$$Re(\text{tous les pôles}) < 0$$

Partie réelle

$$z = e^{sT_e}$$

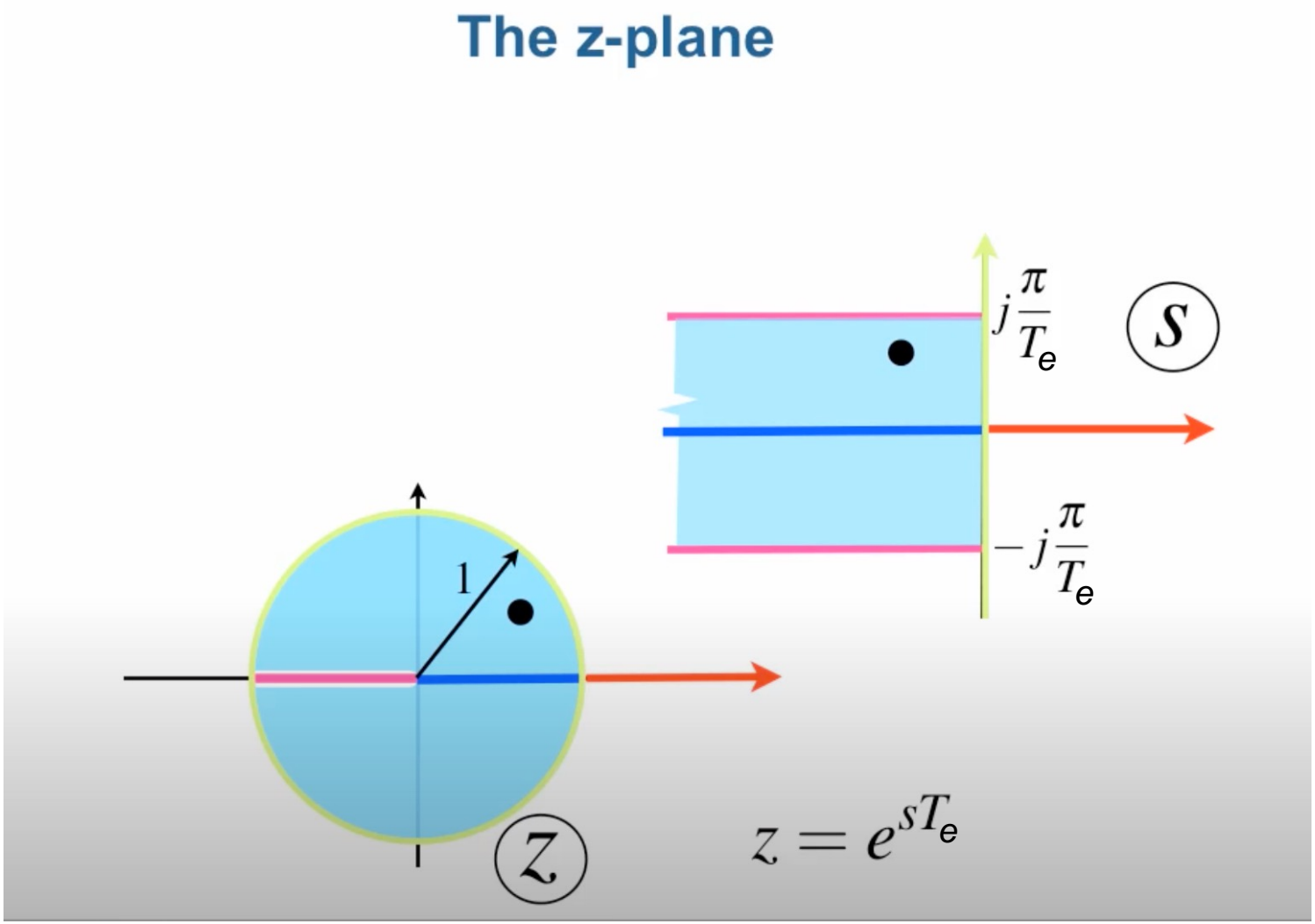
Systèmes numériques



$$|\text{tous les pôles}| < 1$$

module

Relation pôles continus/pôles discrets



Analyse d'un système à temps discret
En résumé !

Produit de convolution

$$s(k) = g(k) * e(k)$$

Equation aux différences

$$s(k) = -a_1 s(k-1) + b_0 e(k)$$

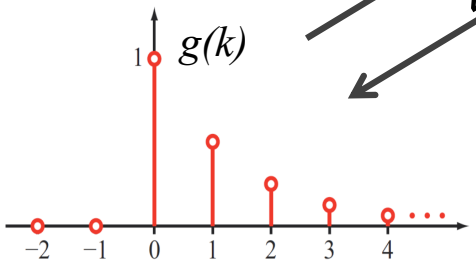
Fonction de transfert

$$G(z) = \frac{S(z)}{E(z)}$$

Z

Z^{-1}

$z = e^{j2\pi f/fe}$



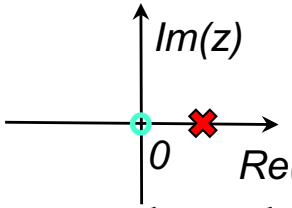
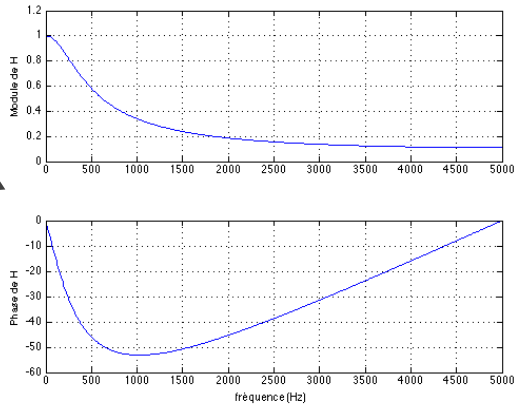


Diagramme des pôles/zéros



$$G(f) = G(z)\Big|_{z=e^{j2\pi\frac{f}{f_e}}} = |G(f)|e^{j\varphi(f)}$$

Réponse impulsionnelle g(k)

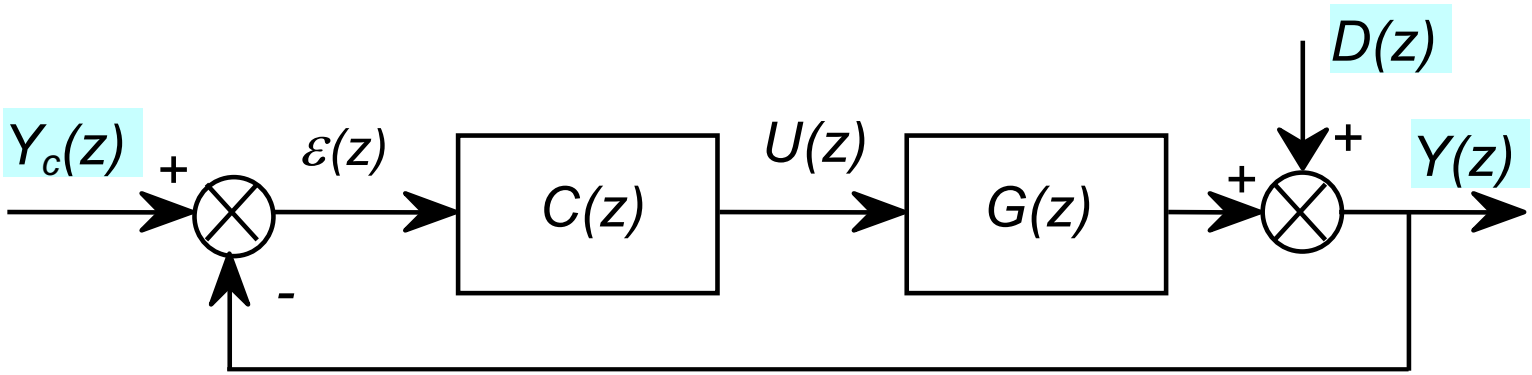
TFtd

$TFtd^{-1}$

Réponse fréquentielle G(f)

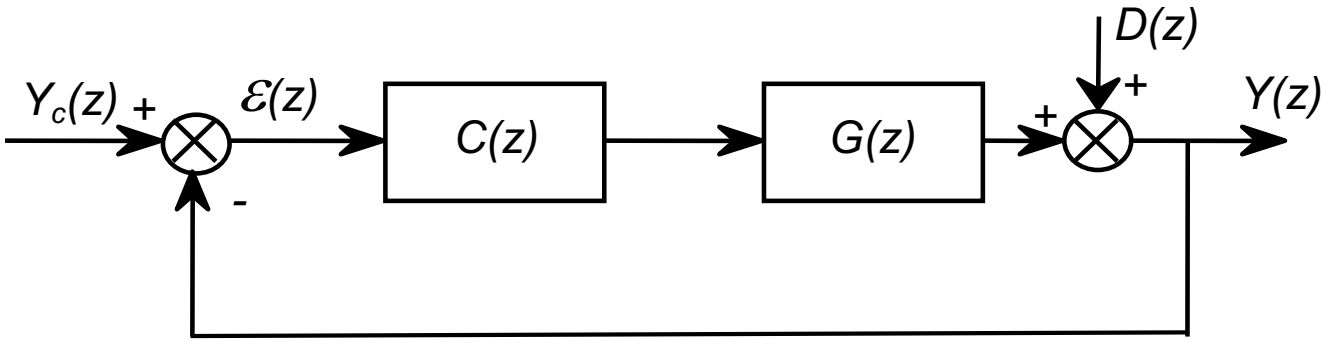
Schéma de régulation numérique

- La recherche d'une loi de commande (et donc de *C(z)*) par une approche totalement numérique s'appuie sur :
  - un modèle *G(z)* de l'ensemble bloqueur d'ordre 0 + actionneur + système + capteur + échantillonneur
  - le type de signaux d'entrée : la consigne $Y_c(z)$, la perturbation *D(z)*



$$Y(z) = \frac{C(z)G(z)}{1+C(z)G(z)} Y_c(z) + \frac{1}{1+C(z)G(z)} D(z)$$

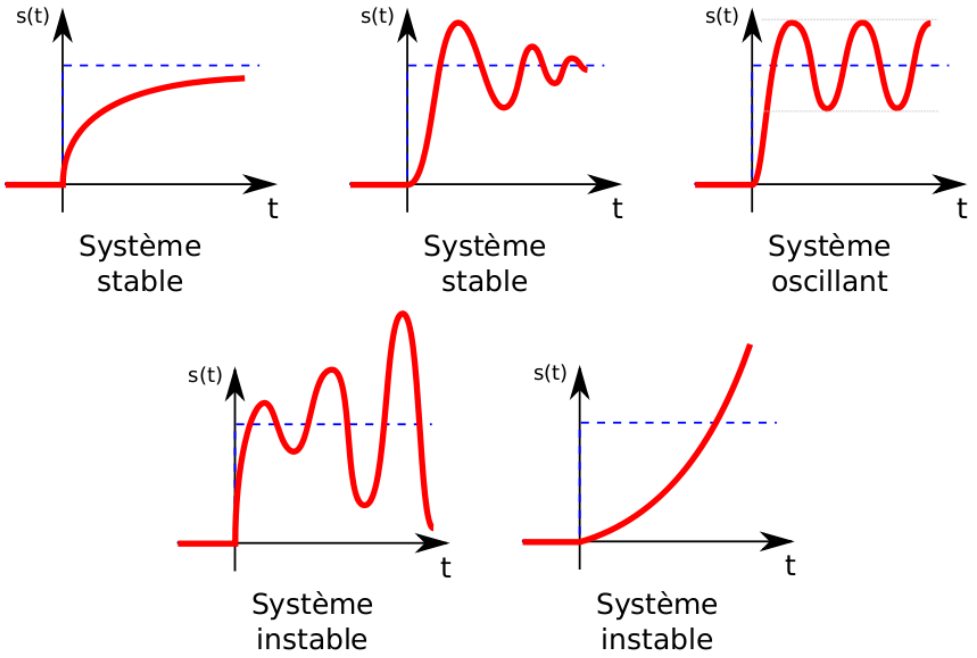
Outils d'évaluation des performances d'une régulation numérique



- ***Se doter d'outils*** pour évaluer les performances du système bouclé
  - ***sa stabilité***
  - ***sa précision***

Stabilité d'un système bouclé

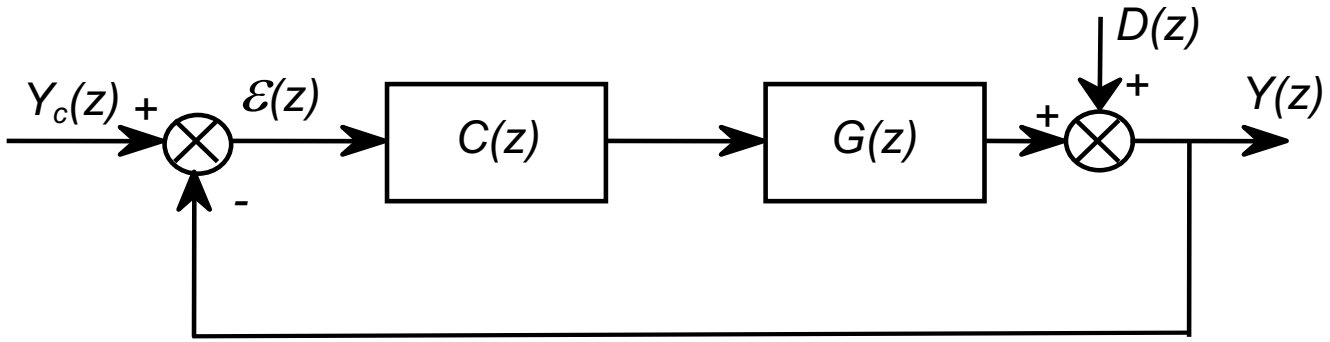
- La mauvaise conception d'un contrôle peut conduire à un système bouclé instable !



- *Avant d'étudier les autres performances, le contrôle via le choix du correcteur C(z) doit garantir la stabilité du système bouclé*

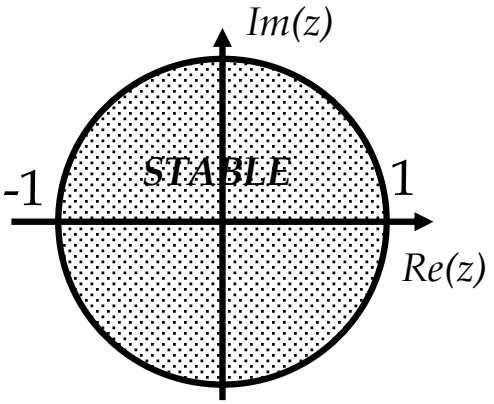
Comment prévoir la stabilité de la boucle avant de la fermer ?

Outils pour analyser la stabilité d'un système bouclé



$$Y(z) = F_{BF}(z)Y_c(z) + F_D(z)D(z)$$

- Le système bouclé est stable si tous les pôles p_i de $F_{BF}(z)$ sont à l'intérieur du cercle unité



Outils pour analyser la stabilité d'un système bouclé
Le critère de Jury

Eliahu **Jury**
1923-2020

Le critère de Jury permet de statuer sur la stabilité à partir de la connaissance du polynôme caractéristique sans en calculer les racines :

$$P(z) = a_n z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \cdots + a_1 z + a_0$$

Un système linéaire à temps discret est asymptotiquement stable si et seulement si les coefficients de son polynôme caractéristique vérifient les relations qui suivent. Les conditions dépendent de l'ordre du système.

Nous ne les donnons que pour **n=2** et **n=3**. Les ordres supérieurs peuvent être générés sans difficulté mais sont fastidieux au niveau calcul.

On suppose que $a_n > 0$. Si ce n'est pas le cas, il suffit de multiplier par -1.

$$\mathbf{n=2}: \quad \begin{cases} a_0 + a_1 + a_2 > 0 \\ a_0 - a_1 + a_2 > 0 \\ a_2 - a_0 > 0 \end{cases}$$

$$\mathbf{n=3}: \quad \begin{cases} a_0 + a_1 + a_2 + a_3 > 0 \\ -a_0 + a_1 - a_2 + a_3 > 0 \\ a_3 - |a_0| > 0 \\ a_0 a_2 - a_1 a_3 - a_0^2 + a_3^2 > 0 \end{cases}$$

Critère de Jury - Exemple

Exemple 3.5 Soit le système dont le polynôme caractéristique s'écrit :

$$P(z) = z^3 + (K - 0.75)\,z - 0.25$$

L'application du critère de Jury conduit à l'ensemble d'équations :

$$\begin{cases} a_0 + a_1 + a_2 + a_3 = K & > 0 \\ -a_0 + a_1 - a_2 + a_3 = K + 0.5 & > 0 \\ a_3 - |a_0| = 1 - 0.25 & > 0 \\ a_0 a_2 - a_1 a_3 - a_0^2 + a_3^2 = -K + 1.6875 & > 0 \end{cases}$$

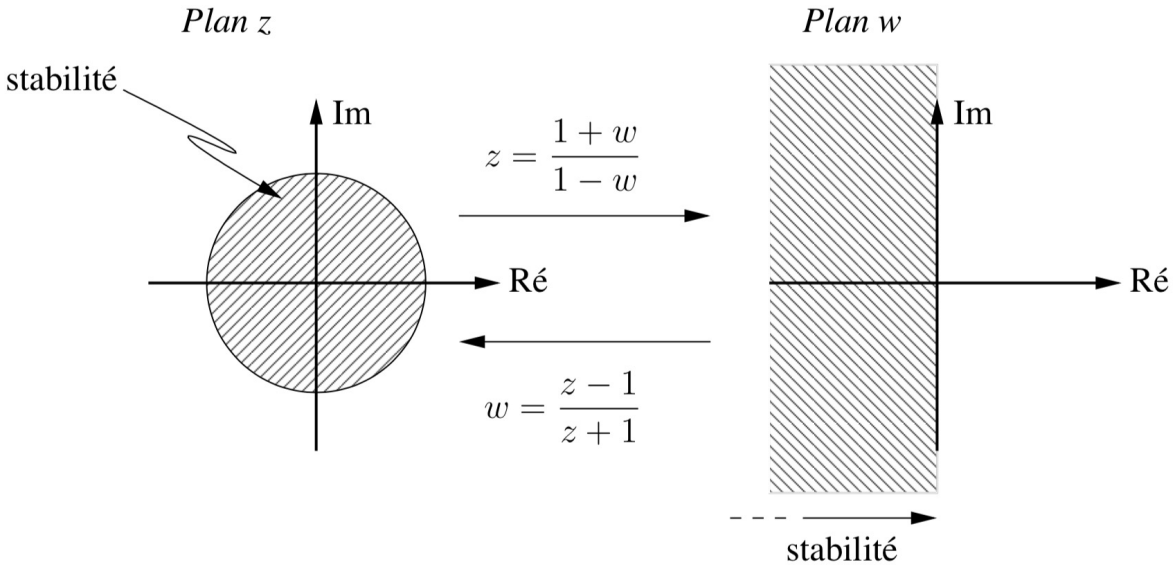
dont l'intersection donne $0 < K < 1.6875$ comme condition de stabilité. ◁

Outils pour analyser la stabilité d'un système bouclé
Le critère de Routh-Hurwitz adapté

Le critère de ***Routh-Hurwitz (revoir cours automatique de S5)*** permet d'attester que les racines d'un polynôme appartiennent au demi-plan gauche. Il n'est donc pas directement applicable pour les systèmes à temps discret.

On peut cependant utiliser le critère algébrique de Routh-Hurwitz appliqué à P(w) obtenu en appliquant la tranformation bilinéaire

$$z = \frac{1+w}{1-w}$$



2. Critère algébrique de Routh-Hurwitz (Rappels)

$$G(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{b_m s^m + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} \cdots + a_1 s + a_0}$$

1. Vérifier que $\forall\ a_i \neq 0$ $P(s)$ a_i ont le même signe puis construire le tableau
2. Recopier les coefficients du dénominateur dans les deux 1ères lignes
3. Compléter le tableau selon la règle : $b_{i,j} = \frac{b_{i-1,1} b_{i-2,j+1} - b_{i-1,j+1} b_{i-2,1}}{b_{i-1,1}}$
4. $G(s)$ stable $\Leftrightarrow$ tous les termes de la 1ère colonne sont de même signe.

Le nombre de pôles instables correspond au nombre de changement de signe dans la 1ère colonne.

s^n	a_n	a_{n-2}	a_{n-4}	$\cdots$	a_0
s^{n-1}	a_{n-1}	a_{n-3}	a_{n-5}	$\cdots$	0
s^{n-2}	$b_{3,1}$	$b_{3,2}$	$\cdots$		
s^{n-3}	$b_{4,1}$	$b_{4,2}$	$\cdots$		
$\vdots$	$\vdots$				
s^0	a_0				

$$b_{3,1} = \frac{a_{n-1}a_{n-2} - a_{n-3}a_n}{a_{n-1}}, \quad b_{3,2} = \frac{a_{n-1}a_{n-4} - a_{n-5}a_n}{a_{n-1}}, \ldots, b_{4,1} = \frac{b_{3,1}a_{n-3} - b_{3,2}a_{n-1}}{b_{3,1}}, \ldots$$

Critère de Routh-Hurwitz - Exemple

Exemple 3.6 Reprenons l'exemple précédent dont le polynôme caractéristique s'écrit :

$$P(z) = z^3 + (K - 0.75)z - 0.25 \qquad z = \frac{1+w}{1-w}$$

Par transformation bilinéaire, il vient le polynôme :

$$w^3(K+0.5) + w^2(3-K) + w(4.5-K) + K$$

La table de Routh correspondante s'écrit :

$$\begin{array}{|ll|l} K+0.5 & 4.5-K & 0 \\ 3-K & K & 0 \\ \frac{-8K+13.5}{3-K} & 0 & \\ K & 0 & \end{array}$$

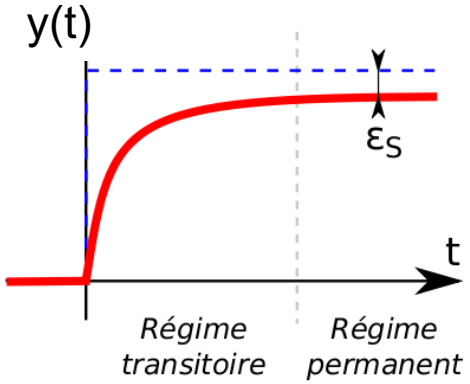
Le polynôme en w aura toutes ses racines à partie réelle négative (et par conséquent, le polynôme $P(z)$ aura ses racines de module inférieur à 1) si tous ses coefficients sont de même signe et si les éléments de la première colonne de la table de Routh sont de même signe. Ceci conduit à la satisfaction simultanée de l'ensemble de conditions suivantes :

$$\begin{cases} K+0.5 & > 0 \\ 3-K & > 0 \\ 4.5-K & > 0 \\ K & > 0 \\ -8K+13.5 & > 0 \end{cases}$$

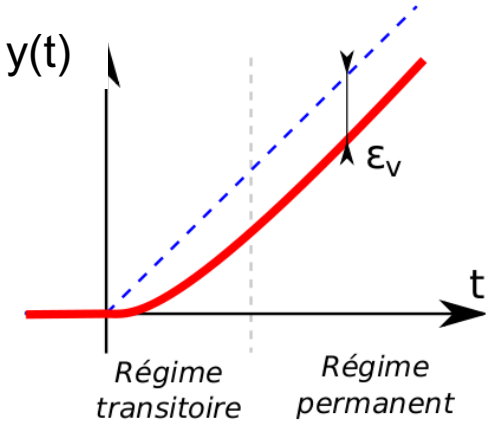
soit la condition de stabilité $0 < K < 1.6875$. ◁

Précision d'un système bouclé – Rappels

- Un système bouclé *stable* est ***précis*** si lors, d'un changement de consigne, l'erreur entre la consigne et la sortie est nulle en régime permanent



ε_S : *erreur statique ou de position*



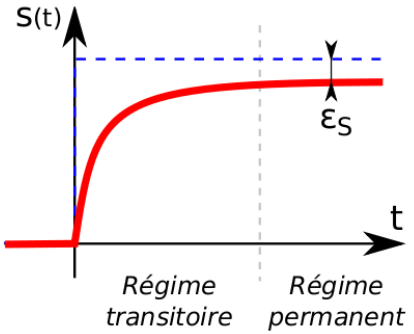
ε_V : *erreur de traînage ou de vitesse*

- La précision se définit en fonction du ***type de consigne*** $\mathbf{y_c(k)}$:
  - consigne en ***échelon*** : précision statique ou erreur de position
  - consigne en ***rampe*** : précision en vitesse ou erreur de traînage
  - consigne en ***parabole*** : précision en accélération

Outil pour analyser la précision d'un système bouclé

- Analyser la précision statique revient à étudier l'erreur entre la consigne et la sortie en régime permanent ($k \rightarrow +\infty$)

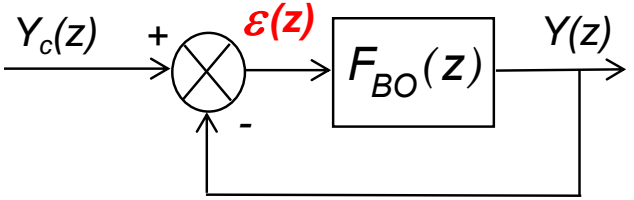
$$\varepsilon_s = \lim_{k\to+\infty}\left(y_c(k) - y(k)\right) = \lim_{k\to+\infty}\varepsilon(k)$$



- Le système bouclé est dit :
  - ***précis*** si cette limite est nulle
  - ***non précis*** si cette limite n'est pas nulle
    - *On peut néanmoins dire que le système est d'autant plus précis que l'erreur est faible*

- On exploite le théorème de la valeur finale

$$\lim_{k\to+\infty}\varepsilon(k) = \lim_{z\to1}(z-1)\varepsilon(z)$$



Outil pour analyser la précision d'un système bouclé

- On exploite le théorème de la valeur finale $H(z)=1$

$$\lim_{k\to\infty}\varepsilon(k)=\lim_{z\to 1}(z-1)\varepsilon(z)=\lim_{z\to 1}(z-1)\left(Y_c(z)-Y(z)\right)=\lim_{z\to 1}(z-1)Y_c(z)\left(1-\frac{Y(z)}{Y_c(z)}\right)$$

$$=\lim_{z\to 1}(z-1)Y_c(z)\left(1-F_{BF}(z)\right)=\lim_{z\to 1}(z-1)Y_c(z)\left(1-\frac{C(z)G(z)}{1+C(z)G(z)}\right)$$

$$=\lim_{z\to 1}(z-1)Y_c(z)\left(1-\frac{F_{BO}(z)}{1+F_{BO}(z)}\right)$$

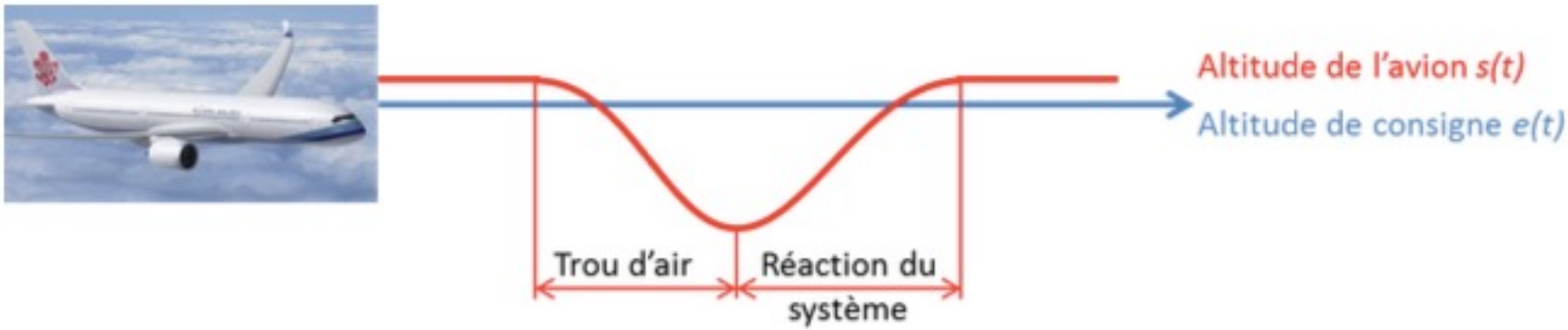
$$\lim_{k\to\infty}\varepsilon(k)=\lim_{z\to 1}(z-1)Y_c(z)\left(\frac{1}{1+F_{BO}(z)}\right)$$

➔ La précision du système bouclé dépend

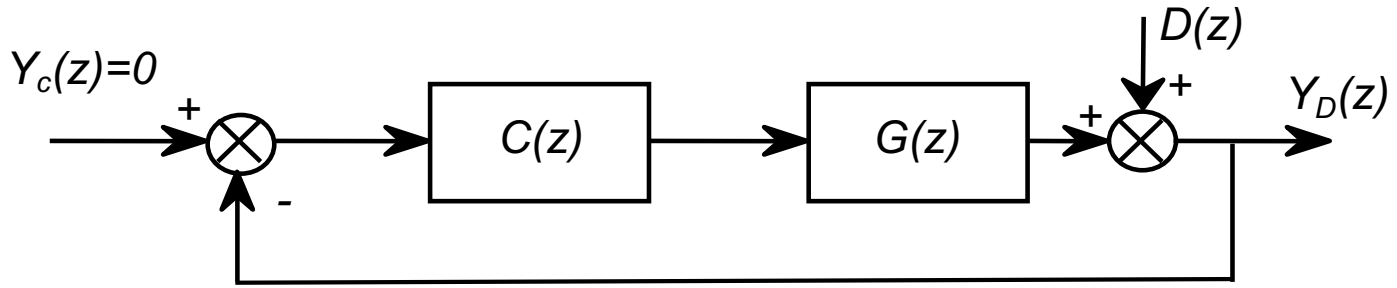
- de $Y_c(z)$ et donc du type de consigne : *échelon, rampe, parabole, …*
- de la fonction de transfert en boucle ouverte $F_{BO}(z)=C(z)G(z)$

Influence des perturbations sur la précision d'un système bouclé

- Rappel
  - Perturbation : entrée parasite qui nuit au bon fonctionnement du système



Méthode pour analyser l'influence d'une perturbation *en échelon* sur la précision d'un système bouclé



- On cherche, lorsque $y_c(k)=0$, à caractériser $y_D(k)$ pour $\boldsymbol{d(k)=\Gamma(k)}$

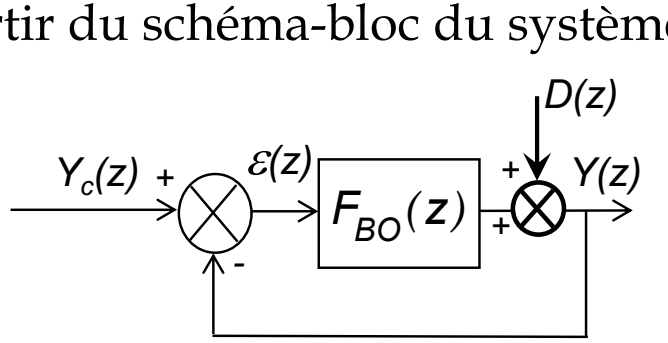
$$\lim_{k\to+\infty} y_D(k) = \lim_{z\to 1}(z-1)Y_D(z) = \lim_{z\to 1}(z-1)F_D(z)D(z)$$

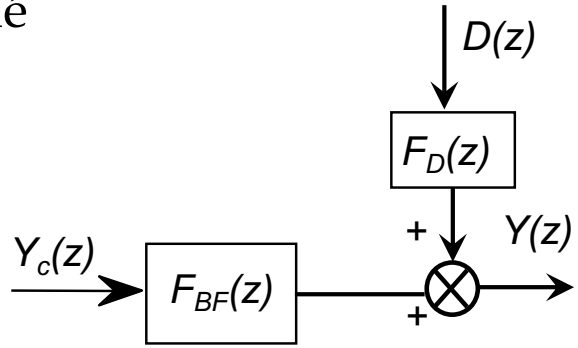
$$F_D(z) = \frac{1}{1+F_{BO}(z)}; \quad Y_D(z) = \frac{z}{z-1}$$

$$\lim_{k\to+\infty} y_D(k) = \overset{?}{\to} 0$$

Stabilité et performances des structures bouclées de régulation numérique
Résumé des outils d'analyse

① A partir du schéma-bloc du système bouclé





① On calcule $F_{BO}(z)$. *On en déduit* $F_{BF}(z)$ *et* $F_D(z)$

② On analyse la ***stabilité*** du système bouclé via

- Le calcul des pôles de $F_{BF}(z)$
- le critère de Jury
- le critère de Routh-Hurwitz via la transformation bilinéaire

③ On évalue les critères de performances. *Vérifient-ils le cahier des charges* ?

- ***Précision***
  - Calcul de l'erreur de précision
- ***Rapidité*** et ***amortissement***
  - Calcul du temps de réponse à n% et D_{max}