

# Commande numérique des systèmes

---

Transformée en  $z$

Gabriela Iuliana BARA

# Sommaire

- 1 Définition de la transformée en  $z$
- 2 Propriétés
- 3 Correspondance entre les plans en  $s$  et en  $z$
- 4 Transformée en  $z$  inverse
- 5 Résolution des équations aux différences

# Définition de la transformée en $z$

## Définition

La *transformée en  $z$*  d'un signal causal à temps discret  $f(k)$  est définie par :

$$F(z) = \mathcal{Z}\{f(k)\} = \sum_{k=0}^{\infty} f(k)z^{-k}$$

## Dans le cas échantillonné

Dans la première formulation de  $\mathcal{L}\{f_e(t)\}$ , si on effectue le *changement de variable*  $z = e^{sT_e}$  alors

$$\mathcal{L}\{f_e(t)\} = \mathcal{Z}\{f(kT_e)\}$$

↪ Notation

$$F(z) = \mathcal{Z}\{f(k)\} = \mathcal{Z}\{f(kT_e)\} = \mathcal{Z}\{f_e(t)\} = \mathcal{Z}\{f(t)\}$$

## Exemple

Soit  $f(k) = e^{-akT_e} \mathbb{U}(k)$  alors

$$\begin{aligned} F(z) &= 1 + e^{-aT_e} z^{-1} + \left(e^{-aT_e} z^{-1}\right)^2 + \dots \\ &= \frac{1}{1 - e^{-aT_e} z^{-1}} = \frac{z}{z - e^{-aT_e}} \end{aligned}$$

si  $|z| > R_0 = e^{-aT_e}$  avec  $R_0$  *rayon de convergence*

# Propriétés de la transformée en $z$

## Propriétés

- **Linéarité** :

$$\mathcal{Z}\{\alpha f(k) + \beta g(k)\} = \alpha F(z) + \beta G(z), \quad \forall \alpha, \beta \in \mathfrak{R}$$

- **Changement d'échelle** :

$$\mathcal{Z}\{\alpha^k f(k)\} = F\left(\frac{z}{\alpha}\right), \quad \forall \alpha \in \mathfrak{R}$$

- **Avance** :

$$\mathcal{Z}\{f(k+n)\} = z^n F(z) - \sum_{k=0}^{n-1} f(k) z^{n-k}, \quad \forall n \in \mathbb{N}$$

## Propriétés

- **Retard :**

- Cas des signaux causaux :

$$\mathcal{Z}\{f(k-n)\} = z^{-n}F(z), \quad \forall n \in \mathbb{N}$$

- Cas des signaux non causaux :

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}\{f(k-n)\mathbb{U}(k)\} &= z^{-n}F(z) + z^{-(n-1)}f(-1) + \dots \\ &\quad + z^{-1}f(-n+1) + f(-n), \quad \forall n \in \mathbb{N} \end{aligned}$$

- **Multiplication par une exponentielle :**

$$\mathcal{Z}\{e^{-ak}f(k)\} = F(ze^a)$$

- **Convolution discrète :**

$$\mathcal{Z}\{(f \star g)(k)\} = F(z)G(z)$$

## Propriétés

- Multiplication par une rampe :

$$\mathcal{Z}\{kf(k)\} = -z \frac{dF(z)}{dz}$$

- Théorème de la valeur initiale :

$$f(0) = \lim_{k \rightarrow 0} f(k) = \lim_{z \rightarrow +\infty} F(z)$$

- Théorème de la valeur finale :

$$f(\infty) = \lim_{k \rightarrow \infty} f(k) = \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1})F(z).$$

**Remarque:** la valeur finale existe si les pôles de  $(z - 1)F(z)$  sont tous à l'intérieur du cercle unité

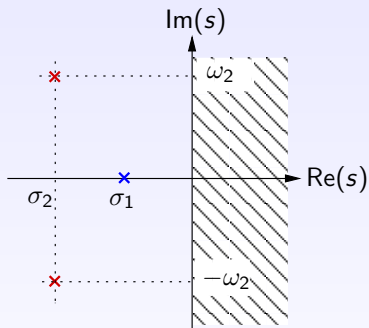
## Correspondance entre les plans en s et en z

 $s \longleftrightarrow z$ Correspondance basée sur le changement de variable  $z = e^{T_e s}$ 

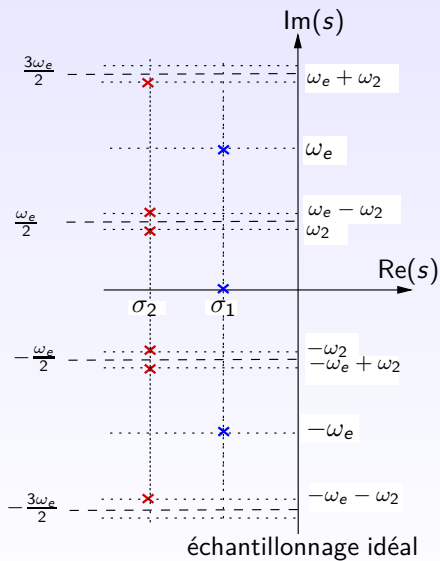
continu	$\longleftrightarrow$	échantillonné idéal	$\longleftrightarrow$	discret
$f(t)$	$\longleftrightarrow$	$f_e(t)$	$\longleftrightarrow$	$f(kT_e)$
$F(s)$	$\longleftrightarrow$	$F_e(s)$	$\longleftrightarrow$	$F(z)$
plan s	$\longleftrightarrow$	plan s	$\longleftrightarrow$	plan z

- Pôle de  $F(s)$  réel  $\sigma_1$   
 $\implies$  pôle réel  $\sigma_1$  en échantillonné  
 $\implies$  pôle en z réel  $e^{\sigma_1 T_e}$
- Pôles en s complexes conjugués  $\sigma_2 \pm j\omega_2$   
 $\implies$  pôles  $\sigma_2 + j(\omega_2 + k\omega_e)$  en échantillonné  
 $\implies$  pôles en z complexes conjugués  $e^{\sigma_2 T_e} e^{\pm j\omega_2 T_e}$

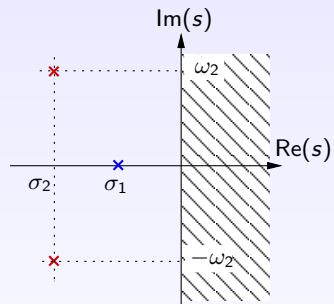




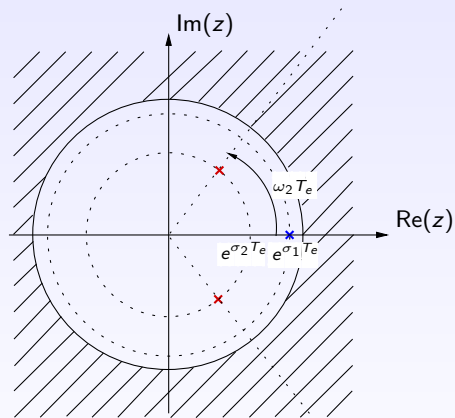
temps continu



échantillonnage idéal



temps continu

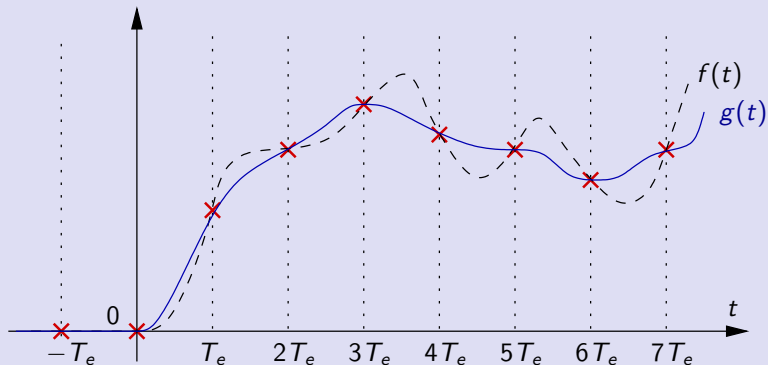


temps discret

## Transformée en z inverse

## Remarque

$\mathcal{Z}^{-1}\{F(z)\}$  permet de retrouver  $f(kT_e)$  mais pas  $f(t)$



Calcul de  $\mathcal{Z}^{-1}$ 

## Méthode #1 : décomposition en éléments simples

Décomposition en éléments simples de  $\frac{F(z)}{z}$

Si  $F(z)$  a uniquement des pôles  $p_i$  simples réels différents de zéro alors

$$F(z) = A_0 + \sum_{i=1}^n A_i \frac{z}{z - p_i}$$

et donc

$$f(k) = \delta(k) + \sum_{i=1}^n A_i p_i^k \mathbb{U}(k)$$

## Exemple – méthode #1

Soit  $F(z) = \frac{z}{z^2 + a}$  avec  $a > 0$  alors

$$F(z) = \frac{\alpha z}{z - p} + \frac{\bar{\alpha} z}{z - \bar{p}} \quad \text{avec} \quad \alpha = -\frac{j\sqrt{a}}{2a} \quad \text{et} \quad p = j\sqrt{a}$$

$$\begin{aligned} \text{alors } f(k) &= -\frac{j\sqrt{a}}{2a} ((j\sqrt{a})^k - (-j\sqrt{a})^k) \\ &= -\frac{j(\sqrt{a})^{k+1}}{2a} (e^{j\frac{\pi}{2}k} - e^{-j\frac{\pi}{2}k}) \\ &= (\sqrt{a})^{k-1} \sin\left(\frac{\pi k}{2}\right) \end{aligned}$$

↪ Dans le domaine temporel : signal oscillatoire réel amorti ou pas en fonction de  $|p| = \sqrt{a}$

## Méthode #2 : division polynomiale

- Ecrire  $F(z)$  sous la forme :

$$F(z) = \frac{N(z)}{D(z)} = \frac{\sum_{i=0}^m b_i z^{-i}}{\sum_{i=0}^n a_i z^{-i}}$$

- Division de  $N(z)$  par  $D(z)$  selon les puissances croissantes de  $z^{-1}$  :

$$F(z) = c_0 + c_1 z^{-1} + c_2 z^{-2} + \dots$$

## Exemple – méthode #2

$$\text{Soit } F(z) = \frac{z}{z^2 + a} = \frac{z^{-1}}{1 + az^{-2}} \text{ avec } a > 0$$

$\begin{array}{r} z^{-1} \\ z^{-1} + az^{-3} \\ \hline - az^{-3} \\ - az^{-3} - a^2z^{-5} \\ \hline a^2z^{-5} \\ a^2z^{-5} + a^3z^{-7} \\ \hline - a^3z^{-7} \end{array}$	$\begin{array}{r} 1 + az^{-2} \\ \hline z^{-1} - az^{-3} + a^2z^{-5} \\ - a^3z^{-7} \dots \end{array}$
---	--

$$\begin{aligned} \rightsquigarrow f(k) &= 0 \text{ pour } k = 4n \text{ et } k = 4n + 2 \\ &= a^{2n} \text{ pour } k = 4n + 1 \\ &= -a^{2n+1} \text{ pour } k = 4n + 3 \end{aligned}$$

## Méthode #3

Formule d'inversion :

$$f(k) = \mathcal{Z}^{-1}\{F(z)\} = \frac{1}{2\pi j} \int_{\Gamma} F(z) z^{k-1} dz \quad k \geq 0$$

où  $\Gamma$  = domaine du plan complexe  $\supset$  toutes les singularités (pôles) de  $F(z)$   
 (usuellement  $\Gamma$  = cercle centré à l'origine et à l'intérieur de la région de convergence de  $F(z)$ )

- Théorème des résidus :

$$f(k) = \sum_i R_i \text{ avec } R_i \text{ les résidus de } F(z)z^{k-1} \text{ aux singularités } \supset \Gamma$$



- Théorème des résidus :

$$f(k) = \sum_i R_i \text{ avec } R_i \text{ les résidus de } F(z)z^{k-1} \text{ aux singularités } \supset \Gamma$$

- Pôles simple  $p_i$

$$R_i = \lim_{z \rightarrow p_i} [(z - p_i)F(z)z^{k-1}]$$

- Pôles multiples  $p_i$  de multiplicité  $m_i$

$$R_i = \lim_{z \rightarrow p_i} \left[ \frac{1}{(m_i - 1)!} \frac{d^{m_i-1}}{dz^{m_i-1}} ((z - p_i)^{m_i} F(z)z^{k-1}) \right]$$

## Exemple – méthode #3

Soit  $F(z) = \frac{z^3 - 2z^2 + 2z}{(z-2)(z-1)^2}$  alors

- Singularités de  $F(z)z^{k-1}$  sont  $p_1 = 2$  et  $p_2 = 1$  avec  $m_2 = 2$
- $\Gamma =$  cercle centré à l'origine et de rayon  $> 2$
- Résidus :

$$R_1 = \lim_{z \rightarrow 2} \left[ \frac{z^2 - 2z + 2}{(z-1)^2} z^k \right] = 2^{k+1}$$

$$R_2 = \lim_{z \rightarrow 1} \left[ \frac{d}{dz} \left( \frac{z^2 - 2z + 2}{(z-2)} z^k \right) \right] = 1 - k$$

Donc,  $f(k) = (2^{k+1} + 1 - k) \mathbb{U}(k)$

# Application à la résolution des équations aux différences

- *Equation aux différences :*

$$a_0f(k) + a_1f(k+1) + \dots + a_nf(k+n) = b_0g(k) + b_1g(k+1) + \dots + b_mg(k+m) \text{ avec } m \leq n$$

- D'après les propriétés de la transformée en  $z$  et en applique la transformée en  $z$  à l'équation aux différences :

$$F(z) = \frac{b_0 + b_1z + \dots + b_mz^m}{a_0 + a_1z + \dots + a_nz^n} G(z) + \frac{P_n(z)}{a_0 + a_1z + \dots + a_nz^n}.$$

- En utilisant la transformée en  $z$  inverse  $\implies f(k)$

## Exemple

Soit l'équation aux différences

$$f(k+2) + 2f(k+1) + f(k) = 0,8g(k+1) + 0,4g(k) \text{ pour } k \geq 0$$

où :

$f(k)$  et  $g(k)$  causaux,

$$g(0) = 1, \quad g(1) = 0,5,$$

$$g(2) = -0,5 \text{ et } g(k) = 0, \text{ pour } k \geq 3$$

- En utilisant la récurrence

$$f(0) = 0,$$

$$f(1) = 0,8,$$

$$f(2) = -0,8,$$

$$f(k) = 0,6(-1)^{k+1}, \text{ pour } k \geq 3.$$

- En utilisant la transformée en  $z$  sur

$$f(k) + 2f(k-1) + f(k-2) = 0,8g(k-1) + 0,4g(k-2) \text{ pour } k \geq 2$$

et sachant que  $G(z) = 1 + 0,5z^{-1} - 0,5z^{-2}$ , on obtient

$$F(z) = \frac{0,2(4z^2 - 1)}{z^2(z+1)} = 0,2 \left( 3 + \frac{1}{z} - \frac{1}{z^2} - \frac{3z}{z+1} \right)$$

et donc

$$f(k) = 0,6\delta(k) + 0,2\delta(k-1) - 0,2\delta(k-2) - 0,6(-1)^k \mathbb{U}(k)$$