

La transformée en Z

Pourquoi ?

La transformée en Z

Pourquoi ?

Outil important pour résoudre et raisonner sur les équations récurrentes linéaires stationnaires,

La transformée en Z

Pourquoi ?

Outil important pour résoudre et raisonner sur les équations récurrentes linéaires stationnaires,

Permet d'abord de comprendre des outils de conception tels que Simulink, Scicos, voire Lustre-Scade

La transformée en Z

Pourquoi ?

Outil important pour résoudre et raisonner sur les équations récurrentes linéaires stationnaires,

Permet d'abord de comprendre des outils de conception tels que Simulink, Scicos, voire Lustre-Scade

- Définition
- Equations récurrentes
- Fonctions puissance
- Exemples
- Théorèmes des valeurs initiales et finales
- Signaux et systèmes
- Systèmes rationnels en Z
- Z, Laplace et Euler
- Stabilité en Z
- Programmation

Définition

A toute suite x , on associe

$$\mathcal{Z}x(z) = \sum_0^{\infty} x(n)z^{-n}$$

(sous réserve d'existence)

Définition

A toute suite x , on associe

$$\mathcal{Z}x(z) = \sum_0^{\infty} x(n)z^{-n}$$

(sous réserve d'existence)

Pourquoi ???

Equations récurrentes

Parce que cela permet de transformer des équations récurrentes en équations algébriques ordinaires sur lesquelles on peut « calculer normalement »

grâce à deux propriétés :

Equations récurrentes

Parce que cela permet de transformer des équations récurrentes en équations algébriques ordinaires sur lesquelles on peut « calculer normalement »

grâce à deux propriétés :

1. Linéarité :

$$\mathcal{Z}(\alpha x + \beta y) = \alpha \mathcal{Z}x + \beta \mathcal{Z}y$$

Equations récurrentes

Parce que cela permet de transformer des équations récurrentes en équations algébriques ordinaires sur lesquelles on peut « calculer normalement »

grâce à deux propriétés :

1. Linéarité :

$$\mathcal{Z}(\alpha x + \beta y) = \alpha \mathcal{Z}x + \beta \mathcal{Z}y$$

2. Les décalages d'indices sont transformés en produits :

$$\text{Soit } x^+(n) = x(n + 1)$$

On a :

$$\mathcal{Z}(x^+)(z) = z(\mathcal{Z}x(z) - x(0))$$

Démonstration

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-n}$$

Démonstration

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-n}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-(n+1)}$$

Démonstration

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-n}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-(n+1)}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \sum_1^{\infty} x(n)z^{-n}$$

Démonstration

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-n}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \sum_0^{\infty} x(n+1)z^{-(n+1)}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \sum_1^{\infty} x(n)z^{-n}$$

$$\sum_0^{\infty} x^+(n)z^{-n} = z \left(\sum_0^{\infty} x(n)z^{-n} - x(0) \right)$$

Exemple

Equation récurrente de premier ordre, linéaire, à coefficients constants

$$y^+ = ay + bx$$

Exemple

Equation récurrente de premier ordre, linéaire, à coefficients constants

$$y^+ = ay + bx$$

$$\mathcal{Z}(y^+)(z) = z(\mathcal{Z}y(z) - y(0)) = a\mathcal{Z}y(z) + b\mathcal{Z}x(z)$$

Exemple

Equation récurrente de premier ordre, linéaire, à coefficients constants

$$y^+ = ay + bx$$

$$\mathcal{Z}(y^+)(z) = z(\mathcal{Z}y(z) - y(0)) = a\mathcal{Z}y(z) + b\mathcal{Z}x(z)$$

$$(z - a)\mathcal{Z}y(z) = b\mathcal{Z}x(z) + zy(0)$$

Exemple

Equation récurrente de premier ordre, linéaire, à coefficients constants

$$y^+ = ay + bx$$

$$\mathcal{Z}(y^+)(z) = z(\mathcal{Z}y(z) - y(0)) = a\mathcal{Z}y(z) + b\mathcal{Z}x(z)$$

$$(z - a)\mathcal{Z}y(z) = b\mathcal{Z}x(z) + zy(0)$$

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{1}{z - a}(b\mathcal{Z}x(z) + zy(0))$$

Exemple

Equation récurrente de premier ordre, linéaire, à coefficients constants

$$y^+ = ay + bx$$

$$\mathcal{Z}(y^+)(z) = z(\mathcal{Z}y(z) - y(0)) = a\mathcal{Z}y(z) + b\mathcal{Z}x(z)$$

$$(z - a)\mathcal{Z}y(z) = b\mathcal{Z}x(z) + zy(0)$$

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{1}{z - a}(b\mathcal{Z}x(z) + zy(0))$$

L'équation récurrente a été « résolue » et la solution est une **fraction rationnelle**

Fonctions puissance

Les fonctions puissance

Fonctions puissance

Les fonctions puissance

Posons

$$G_k(n) = C_n^k a^{n-k}$$

où on admet que

$$n < k \Rightarrow C_n^k = 0$$

On a alors

$$\mathcal{Z}G_k(z) = \frac{z}{(z-a)^{k+1}}$$

Démonstration

Par induction :

Démonstration

Par induction :

$$k = 0$$

Démonstration

Par induction :

$$k = 0$$

$$\sum_0^{\infty} a^n z^{-n} = \frac{1}{1 - \frac{a}{z}} = \frac{z}{z - a}$$

Démonstration

Par induction :

$$k = 0$$

$$\sum_0^{\infty} a^n z^{-n} = \frac{1}{1 - \frac{a}{z}} = \frac{z}{z - a}$$

pourvu que $\left| \frac{a}{z} \right| < 1$

Démonstration

$k + 1$

On veut calculer

$$\sum_{k+1}^{\infty} C_n^{k+1} a^{n-k-1} z^{-n}$$

On remarque que

$$\frac{\partial}{\partial a} a^{n-k} = (n-k)a^{n-k-1}$$

et que

$$C_n^{k+1} = \frac{n-k}{k+1} C_n^k$$

Donc

$$\sum_{k+1}^{\infty} C_n^{k+1} a^{n-k-1} z^{-n} = \frac{1}{k+1} \frac{\partial}{\partial a} \sum_k^{\infty} C_n^k a^{n-k} z^{-n}$$

Démonstration

$k + 1$

Donc

$$\sum_{k+1}^{\infty} C_n^{k+1} a^{n-k-1} z^{-n} = \frac{1}{k+1} \frac{\partial}{\partial a} \sum_k^{\infty} C_n^k a^{n-k} z^{-n}$$

On applique l'hypothèse de récurrence

$$\sum_{k+1}^{\infty} C_n^{k+1} a^{n-k-1} z^{-n} = \frac{1}{k+1} \frac{\partial}{\partial a} \frac{z}{(z-a)^{k+1}}$$

Or

$$\frac{\partial}{\partial a} \frac{z}{(z-a)^{k+1}} = (k+1) \frac{z}{(z-a)^{k+2}}$$

Donc

$$\sum_0^{\infty} C_n^{k+1} a^{n-k-1} z^{-n} = \frac{z}{(z-a)^{k+2}}$$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

C'est le cas $k = 0, a = 1$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

C'est le cas $k = 0, a = 1$

$$\mathcal{Z}u(z) = \frac{z}{z-1}$$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

C'est le cas $k = 0, a = 1$

$$\mathcal{Z}u(z) = \frac{z}{z - 1}$$

Une rampe : $r(n) = n$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

C'est le cas $k = 0, a = 1$

$$\mathcal{Z}u(z) = \frac{z}{z - 1}$$

Une rampe : $r(n) = n$

C'est le cas $k = 1, a = 1$

Exemples de signaux

Un échelon : $u(n) = 1$

C'est le cas $k = 0, a = 1$

$$\mathcal{Z}u(z) = \frac{z}{z-1}$$

Une rampe : $r(n) = n$

C'est le cas $k = 1, a = 1$

$$\mathcal{Z}r(z) = \frac{z}{(z-1)^2}$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$f(n + 2) = f(n + 1) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$f(n + 2) = f(n + 1) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

On peut le réécrire :

$$f^{++}(n) = f^+(n) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$f(n + 2) = f(n + 1) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

On peut le réécrire :

$$f^{++}(n) = f^+(n) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

$$\mathcal{Z}f^{++}(z) = z(\mathcal{Z}f^+(z) - 1)$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$f(n + 2) = f(n + 1) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

On peut le réécrire :

$$f^{++}(n) = f^+(n) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

$$\mathcal{Z}f^{++}(z) = z(\mathcal{Z}f^+(z) - 1)$$

$$\mathcal{Z}f^+(z) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1)$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$f(n + 2) = f(n + 1) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

On peut le réécrire :

$$f^{++}(n) = f^+(n) + f(n), \quad f(0) = f(1) = 1$$

$$\mathcal{Z}f^{++}(z) = z(\mathcal{Z}f^+(z) - 1)$$

$$\mathcal{Z}f^+(z) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1)$$

$$z(z(\mathcal{Z}f(z) - 1) - 1) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1) + \mathcal{Z}f(z)$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$z(z(\mathcal{Z}f(z) - 1) - 1) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1) + \mathcal{Z}f(z)$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$z(z(\mathcal{Z}f(z) - 1) - 1) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1) + \mathcal{Z}f(z)$$

On « résoud »

$$z^2 \mathcal{Z}f(z) - z^2 - z = z\mathcal{Z}f(z) - z + \mathcal{Z}f(z)$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$z(z(\mathcal{Z}f(z) - 1) - 1) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1) + \mathcal{Z}f(z)$$

On « résoud »

$$z^2 \mathcal{Z}f(z) - z^2 - z = z\mathcal{Z}f(z) - z + \mathcal{Z}f(z)$$

$$(z^2 - z - 1)\mathcal{Z}f(z) = z^2$$

Exemple de systèmes

Fibonacci :

$$z(z(\mathcal{Z}f(z) - 1) - 1) = z(\mathcal{Z}f(z) - 1) + \mathcal{Z}f(z)$$

On « résoud »

$$z^2 \mathcal{Z}f(z) - z^2 - z = z\mathcal{Z}f(z) - z + \mathcal{Z}f(z)$$

$$(z^2 - z - 1)\mathcal{Z}f(z) = z^2$$

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z^2}{z^2 - z - 1}$$

Résolution

Chercher les pôles (racines du dénominateur)

Résolution

Chercher les pôles (racines du dénominateur)

solution de l'équation du 2ème degré

$$z^2 - z - 1 = 0$$

Résolution

Chercher les pôles (racines du dénominateur)

solution de l'équation du 2ème degré

$$z^2 - z - 1 = 0$$

$$z_0 = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad z_1 = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

C'est le fameux **nombre d'or** aux propriétés magiques

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_0$

$$\frac{z(z - z_0)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_0)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_0$

$$\frac{z(z - z_0)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_0)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_1)} = A + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_0$

$$\frac{z(z - z_0)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_0)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_1)} = A + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

On fait $z = z_0$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_0$

$$\frac{z(z - z_0)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_0)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_1)} = A + \frac{B(z - z_0)}{z - z_1}$$

On fait $z = z_0$

$$\frac{z_0}{(z_0 - z_1)} = A$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_1$

$$\frac{z(z - z_1)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_1)}{z - z_1}$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_1$

$$\frac{z(z - z_1)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_1)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_0)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + B$$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_1$

$$\frac{z(z - z_1)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_1)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_0)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + B$$

On fait $z = z_1$

Résolution

Décomposition des fractions rationnelles en éléments simples :

$$\frac{z^2}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{zA}{z - z_0} + \frac{zB}{z - z_1}$$

On multiplie par $z - z_1$

$$\frac{z(z - z_1)}{(z - z_0)(z - z_1)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + \frac{B(z - z_1)}{z - z_1}$$

$$\frac{z}{(z - z_0)} = \frac{A(z - z_1)}{z - z_0} + B$$

On fait $z = z_1$

$$\frac{z_1}{(z_1 - z_0)} = B$$

Résolution

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z^2}{z^2 - z - 1}$$

$$z_0 = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad z_1 = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z_0}{z_0 - z_1} \frac{z}{z - z_0} + \frac{z_1}{z_1 - z_0} \frac{z}{z - z_1}$$

Résolution

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z^2}{z^2 - z - 1}$$

$$z_0 = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad z_1 = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z_0}{z_0 - z_1} \frac{z}{z - z_0} + \frac{z_1}{z_1 - z_0} \frac{z}{z - z_1}$$

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{5}} \left[\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \right)^{n+1} - \left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2} \right)^{n+1} \right]$$

Résolution

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z^2}{z^2 - z - 1}$$

$$z_0 = \frac{1 + \sqrt{5}}{2} \quad z_1 = \frac{1 - \sqrt{5}}{2}$$

$$\mathcal{Z}f(z) = \frac{z_0}{z_0 - z_1} \frac{z}{z - z_0} + \frac{z_1}{z_1 - z_0} \frac{z}{z - z_1}$$

$$f(n) = \frac{1}{\sqrt{5}} \left[\left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \right)^{n+1} - \left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2} \right)^{n+1} \right]$$

Que c'est beau !!!

Autres propriétés

Théorème de la valeur initiale :

$$x(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} \mathcal{Z}x(z)$$

si les limites existent

Théorème de la valeur finale :

$$\lim_{n \rightarrow \infty} x(n) = \lim_{z \rightarrow 1} (z - 1) \mathcal{Z}x(z)$$

si les limites existent

Démonstration

Théorème de la valeur initial :

$$\mathcal{Z}x(z) = x(0) + \sum_{1, \infty} x(n)z^{-n}$$

Démonstration

Théorème de la valeur initial :

$$\mathcal{Z}x(z) = x(0) + \sum_{1, \infty} x(n)z^{-n}$$

Quand z tend vers ∞ , z^{-n} , $n > 1$ tend vers 0

Démonstration

Théorème de la valeur initiale :

$$(z - 1)\mathcal{Z}x(z) = \sum_{0,\infty} x(n)z^{-(n-1)} - \sum_{0,\infty} x(n)z^{-n}$$

Démonstration

Théorème de la valeur initiale :

$$(z - 1)\mathcal{Z}x(z) = \sum_{0,\infty} x(n)z^{-(n-1)} - \sum_{0,\infty} x(n)z^{-n}$$

$$(z - 1)\mathcal{Z}x(z) = \sum_{-1,\infty} x(n+1)z^{-n} - \sum_{0,\infty} x(n)z^{-n}$$

Démonstration

Théorème de la valeur initiale :

$$(z - 1)\mathcal{Z}x(z) = \sum_{0,\infty} x(n)z^{-(n-1)} - \sum_{0,\infty} x(n)z^{-n}$$

$$(z - 1)\mathcal{Z}x(z) = \sum_{-1,\infty} x(n+1)z^{-n} - \sum_{0,\infty} x(n)z^{-n}$$

$$\sum_{-1,N} x(n+1)z^{-n} - \sum_{0,N} x(n)z^{-n} = x(N+1)$$

Applications

Comment connaître la valeur finale de la réponse à un échelon d'un système de premier ordre

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{bz}{(z-a)} \mathcal{Z}x(z)$$

avec

$$\mathcal{Z}x(z) = \frac{z}{(z-1)}$$

sans calculer la solution ?

Applications

Comment connaître la valeur finale de la réponse à un échelon d'un système de premier ordre

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{bz}{(z-a)} \mathcal{Z}x(z)$$

avec

$$\mathcal{Z}x(z) = \frac{z}{(z-1)}$$

sans calculer la solution ?

Par le théorème de la valeur finale, il suffit de faire :

$$\lim_{z \rightarrow 1} (z-1) \frac{bz}{z-a} \frac{z}{z-1} = \frac{b}{1-a}$$

Systemes et signaux, convolution

Systemes et signaux, convolution

Question : quelle différence entre signaux et systemes (lineaires stationnaires) ?

Systemes et signaux, convolution

Question : quelle différence entre signaux et systèmes (linéaires stationnaires) ?

presque aucune !

Systemes et signaux, convolution

Question : quelle différence entre signaux et systemes (lineaires stationnaires) ?

presque aucune !

exemple : systeme du premier ordre

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{z}{z - a} \mathcal{Z}x(z)$$

$$\mathcal{Z}y(z) = \mathcal{Z}S(z) \mathcal{Z}x(z)$$

Avec

$$\mathcal{Z}S(z) = \frac{z}{z - a}$$

Systemes et signaux, convolution

Question : quelle différence entre signaux et systemes (lineaires stationnaires) ?

presque aucune !

exemple : systeme du premier ordre

$$\mathcal{Z}y(z) = \frac{z}{z - a} \mathcal{Z}x(z)$$

$$\mathcal{Z}y(z) = \mathcal{Z}S(z) \mathcal{Z}x(z)$$

Avec

$$\mathcal{Z}S(z) = \frac{z}{z - a}$$

Tous deux sont representes par des transformees en Z :

- Comment expliquer cela ?
- Quelle est la vision signal d'un systeme ?

Convolution discrète

Convolution de deux signaux x , y :

$$(x * y)(n) = \sum_0^{\infty} x(m)y(n - m)$$

Convolution discrète

Convolution de deux signaux x , y :

$$(x * y)(n) = \sum_0^{\infty} x(m)y(n - m)$$

Théorème de convolution

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \mathcal{Z}x(z)\mathcal{Z}y(z)$$

A tout signal discret correspond un système dont la sortie s'obtient en convolant l'entrée avec le signal.

Démonstration

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \sum_{n=0, \infty} \left(\sum_{m=0, \infty} x(m)y(n-m) \right) z^{-n}$$

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \sum_{n=0, \infty} \sum_{m=0, \infty} x(m)y(n-m)z^{-m-(n-m)}$$

Posons $u = n - m$

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \sum_{m=0, \infty} \sum_{u=0, \infty} x(m)y(u)z^{-m}z^{-u}$$

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \sum_{m=0, \infty} x(m)z^{-m} \sum_{u=0, \infty} y(u)z^{-u}$$

$$\mathcal{Z}(x * y)(z) = \mathcal{Z}x(z)\mathcal{Z}y(z)$$

Quel est le signal associé à un système ?

$$\mathcal{Z}S(z) = \frac{z}{z - a}$$

On a

$$\mathcal{Z}Y(z) = \mathcal{Z}S(z)\mathcal{Z}X(z)$$

$\mathcal{Z}S(z)$ est la transformée de la réponse du système au signal d'entrée δ de transformée $\mathcal{Z}\delta(z) = 1$

$\mathcal{Z}S(z)$ est la fonction de transfert du système

$\mathcal{Z}^{-1}\mathcal{Z}S(z)$ est réponse impulsionnelle du système

La sortie du système (linéaire stationnaire) s'obtient en convolant l'entrée avec la réponse impulsionnelle du système

Exemples

Opérateur unité

$$\mathcal{Z}\delta(z) = \sum_0^{\infty} \delta(n)z^{-n} = 1$$

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & \text{si } n = 0 \\ 0 & \text{sinon} \end{cases}$$

Exemples

Intégration discrète

$$\begin{aligned}y(n) &= \sum_{m=0,n} x(n-m) \\ &= \sum_{m=0,n} s(m)x(n-m)\end{aligned}$$

D'où

$$s(n) = 1$$

L'intégration discrète s'obtient en convolant avec l'échelon unité

La fonction de transfert correspondante est

$$\mathcal{Z}u(z) = \frac{z}{z-1}$$

Diagrammes de blocs

Représentation graphique très populaire :

Réseau de boîtes et de fils :

Diagrammes de blocs

Représentation graphique très populaire :

Réseau de boîtes et de fils :

Les boîtes sont des opérateurs (systèmes élémentaires) et des systèmes

Diagrammes de blocs

Représentation graphique très populaire :

Réseau de boîtes et de fils :

Les boîtes sont des opérateurs (systèmes élémentaires) et des systèmes

Les fils sont les signaux qui sont transformés par les boîtes.

Diagrammes de blocs

Représentation graphique très populaire :

Réseau de boîtes et de fils :

Les boîtes sont des opérateurs (systèmes élémentaires) et des systèmes

Les fils sont les signaux qui sont transformés par les boîtes.

Exemple :

$$y^+ = x$$

Diagrammes de blocs

Représentation graphique très populaire :

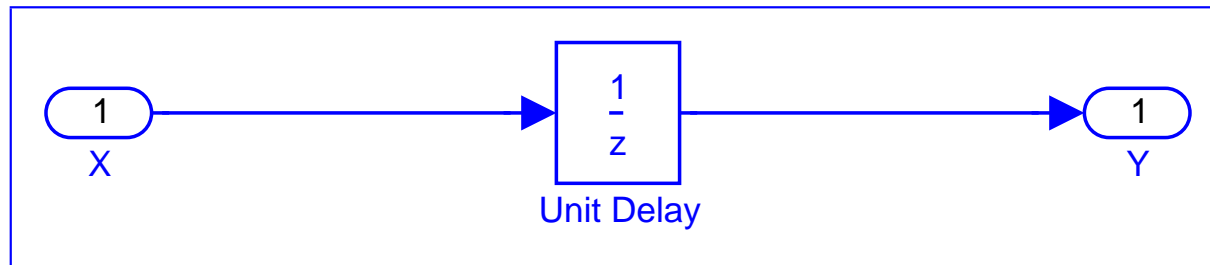
Réseau de boîtes et de fils :

Les boîtes sont des opérateurs (systèmes élémentaires) et des systèmes

Les fils sont les signaux qui sont transformés par les boîtes.

Exemple :

$$y^+ = x$$



Des systèmes d'équations aux diagrammes

Un système

$$x^+ = f(x, y, u)$$

$$y^+ = g(x, y, u)$$

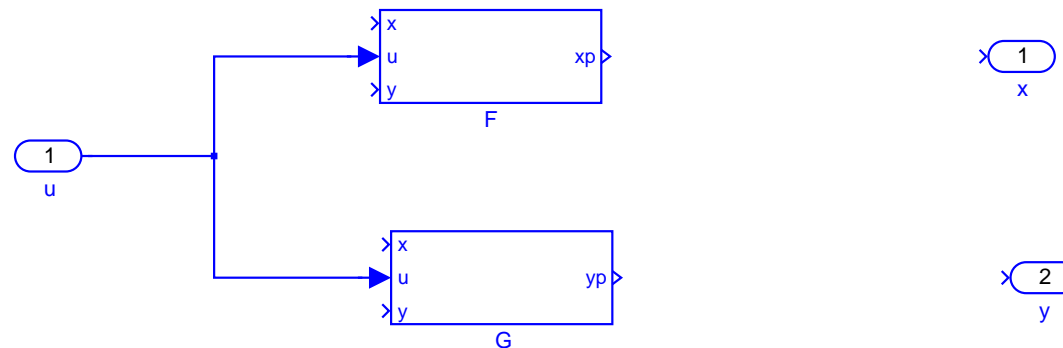
Des systèmes d'équations aux diagrammes

Un système

$$x^+ = f(x, y, u)$$

$$y^+ = g(x, y, u)$$

Construire f, g



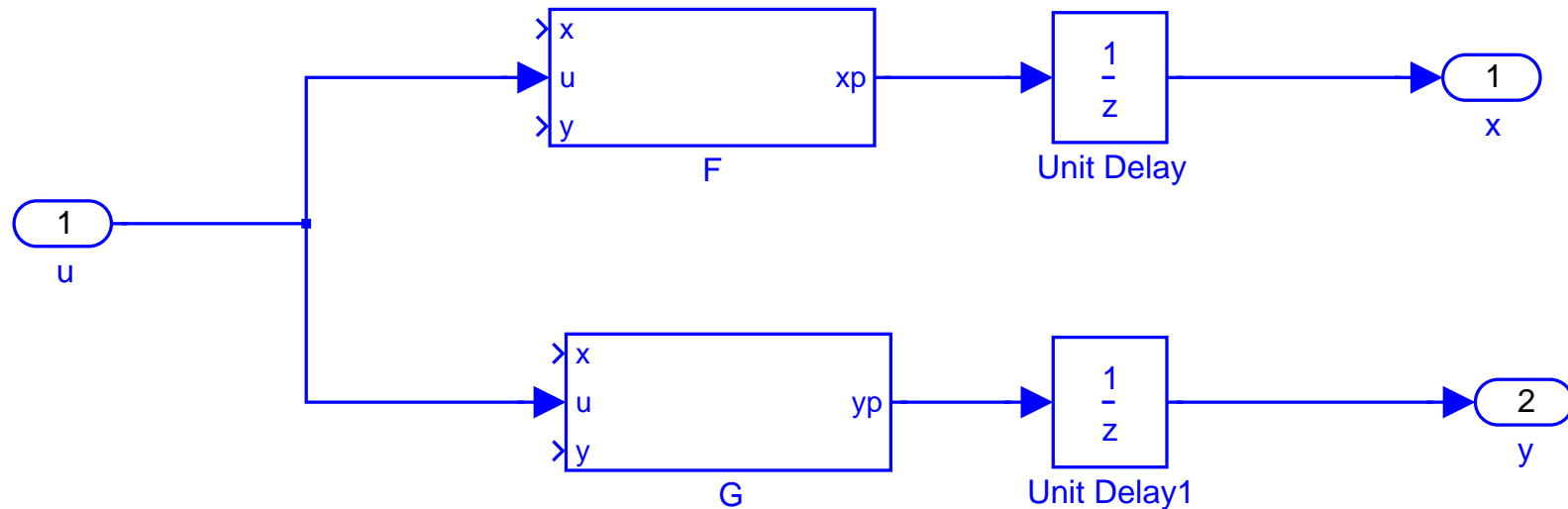
Des systèmes d'équations aux diagrammes

Un système

$$x^+ = f(x, y, u)$$

$$y^+ = g(x, y, u)$$

Retarder



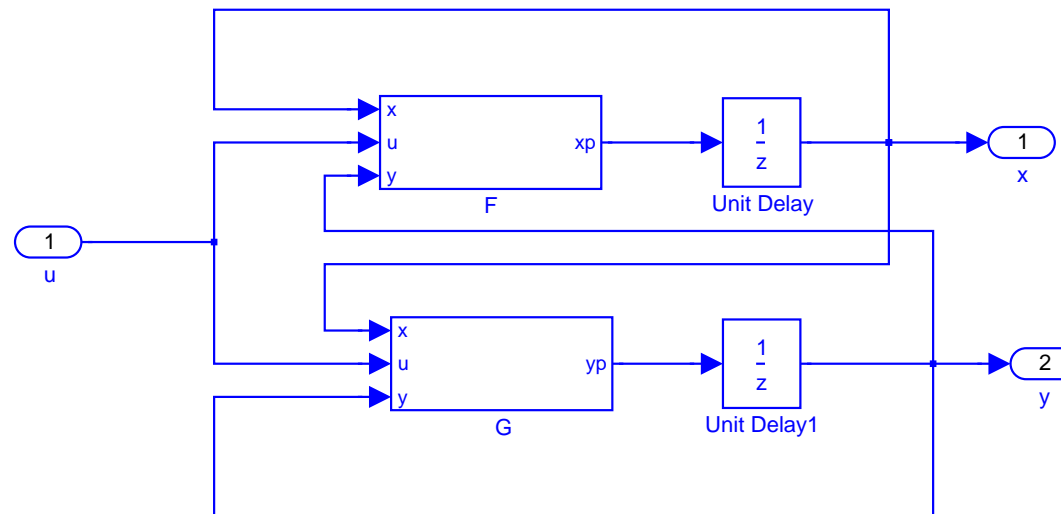
Des systèmes d'équations aux diagrammes

Un système

$$x^+ = f(x, y, u)$$

$$y^+ = g(x, y, u)$$

Reboucler



Systemes rationnels

Forme générale : $\frac{N(z)}{D(z)}$ avec degré $N \leq$ degré D .

$$Y(z) = \frac{\sum_0^n a_i z^i}{\sum_0^{n-1} b_i z^i + z^n} X(z)$$

$$\left(\sum_0^{n-1} b_i z^i + z^n\right)Y(z) = \sum_0^n a_i z^i X(z)$$

$$z^n Y(z) = \sum_0^n a_i z^i X(z) - \sum_0^{n-1} b_i z^i Y(z)$$

$$Y(z) = \sum_0^n a_i z^{i-n} X(z) - \sum_0^{n-1} b_i z^{i-n} Y(z)$$

$$Y(z) = a_n X(z) + \sum_0^{n-1} z^{i-n} (a_i X(z) - b_i Y(z))$$

Systemes rationnels

$$Y(z) = a_n X(z) + \sum_0^{n-1} z^{i-n} (a_i X(z) - b_i Y(z))$$

Posons :

$$U_0(z) = z^{-1} (a_0 X(z) - b_0 Y(z))$$

...

$$U_{i+1}(z) = z^{-1} (a_{i+1} X(z) - b_{i+1} Y(z) + U_i(z))$$

...

$$Y(z) = a_n X(z) + U_n(z)$$

Il est facile de vérifier algébriquement que ces deux expressions sont égales.

Systemes rationnels

$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

...

$$U_{i+1}(z) = z^{-1}(a_{i+1}X(z) - b_{i+1}Y(z) + U_i(z))$$

...

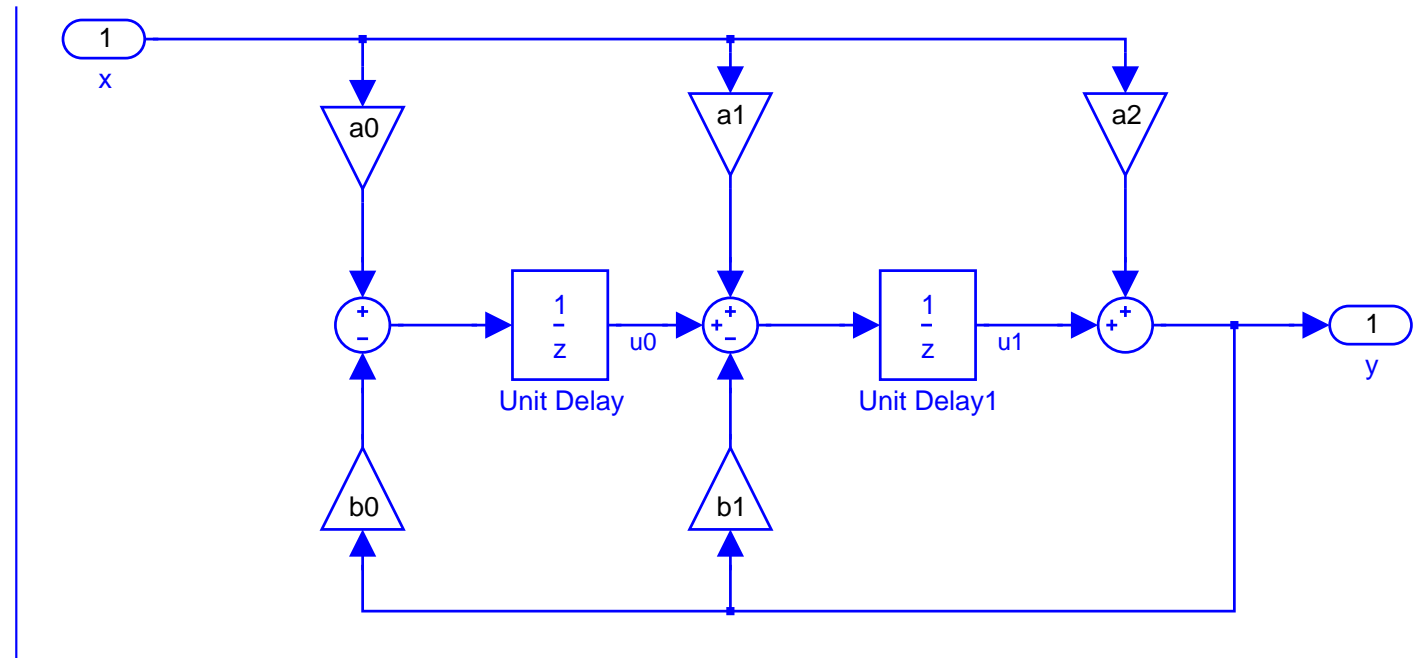
$$Y(z) = a^n X(z) + U_n(z)$$

Conclusion : pour simuler un systeme rationnel d'ordre n , il suffit d'utiliser n retards.

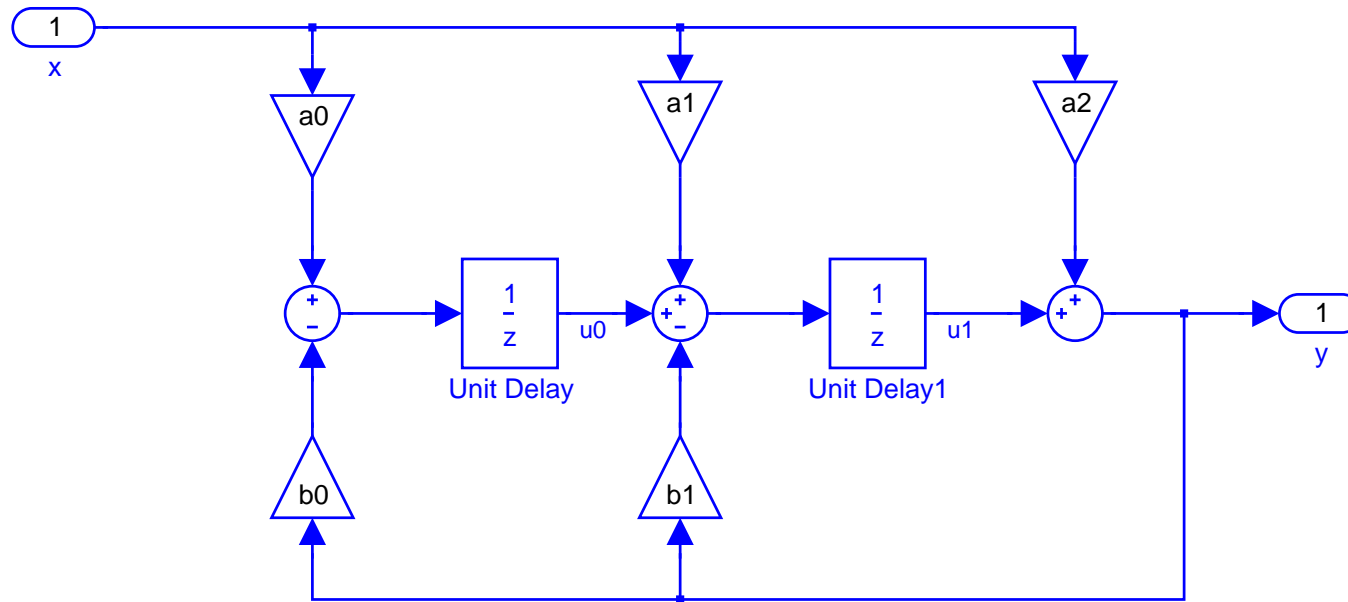
Systemes rationnels

Exemple :

$$\frac{a_2 z^2 + a_1 z + a_0}{z^2 + b_1 z + b_0}$$



Systemes rationnels



$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

$$U_1(z) = z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + U_0(z))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + U_1(z)$$

$$Y(z) = a_2X(z) + z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z)))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + z^{-1}a_1X(z) + z^{-2}a_0X(z) - z^{-1}b_1Y(z) - z^{-2}b_0Y(z)$$

$$z^2Y(z) = a_2z^2X(z) + a_1zX(z) + a_0X(z) - b_1zY(z) - b_0Y(z)$$

Z, Laplace,...

$\frac{1}{z}$ est l'opérateur retard unité

Si on choisit un pas d'échantillonnage T on peut donc écrire :

$$\frac{1}{z} = e^{-sT}$$

Z, Laplace,...

$\frac{1}{z}$ est l'opérateur retard unité

Si on choisit un pas d'échantillonnage T on peut donc écrire :

$$\frac{1}{z} = e^{-sT}$$

On a alors l'approximation du premier ordre (développement limité)

$$e^{-sT} \approx 1 - sT$$

Donc, au premier ordre,

$$\begin{aligned} 1 - sT &\approx \frac{1}{z} \\ sT &\approx 1 - \frac{1}{z} = \frac{z - 1}{z} \\ s &\approx \frac{z - 1}{zT} \end{aligned}$$

Z, Laplace, et Euler

$$s \approx \frac{z - 1}{zT}$$

Z, Laplace, et Euler

$$s \approx \frac{z-1}{zT}$$

Et Euler ?

Appliquons à une fonction de transfert H :

$$H(s) \approx H\left(\frac{z-1}{zT}\right)$$

Z, Laplace, et Euler

$$s \approx \frac{z - 1}{zT}$$

Et Euler ?

Appliquons à une fonction de transfert H :

$$H(s) \approx H\left(\frac{z - 1}{zT}\right)$$

On est passé d'un système continu à un système échantillonné, implantable sur ordinateur

Z, Laplace, et Euler

$$s \approx \frac{z - 1}{zT}$$

Et Euler ?

Appliquons à une fonction de transfert H :

$$H(s) \approx H\left(\frac{z - 1}{zT}\right)$$

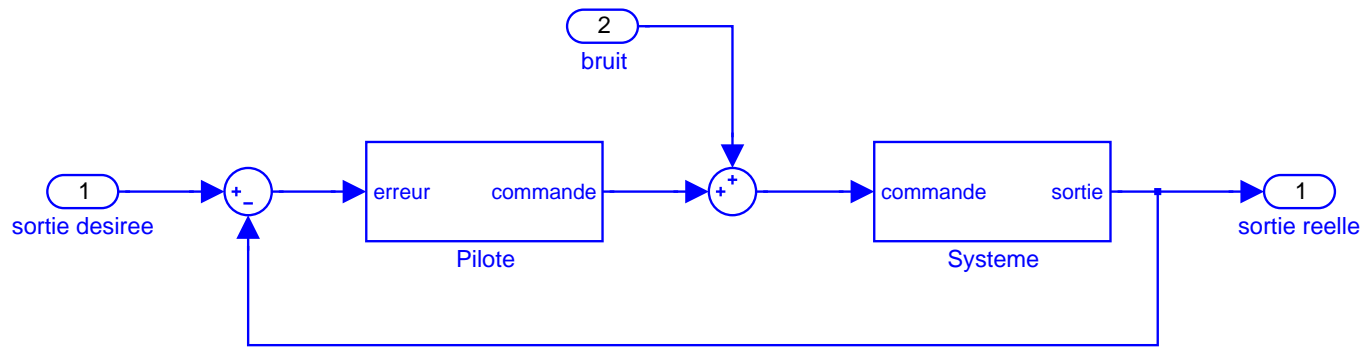
On est passé d'un système continu à un système échantillonné, implantable sur ordinateur

Cela correspond à la méthode d'Euler :

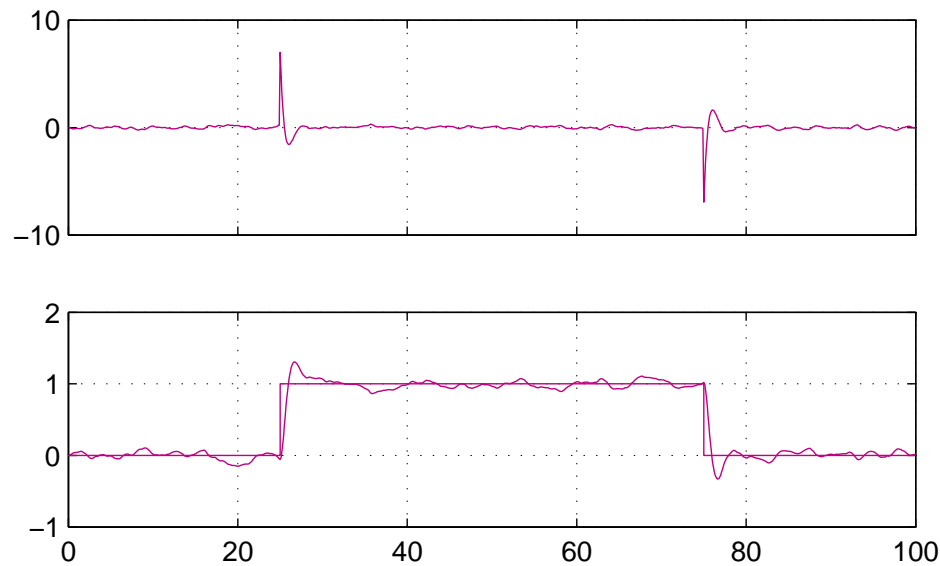
$$sx(s) \approx \frac{z - 1}{zT} x(z)$$

$$x'(t) \approx \frac{x(n) - x(n - 1)}{T}$$

Application



$$P = \frac{6.8s + 4}{s + 3.8} \quad S = \frac{1}{s^2}$$



Time offset: 0

Application

Choix de la période :

$$\text{On prend } T = \frac{0.1}{3.8} \approx 0.025$$

Application

Choix de la période :

On prend $T = \frac{0.1}{3.8} \approx 0.025$

Transformation du pilote

$$P' = \frac{6.8 \frac{z-1}{zT} + 4}{\frac{z-1}{zT} + 3.8}$$

Application

Choix de la période :

On prend $T = \frac{0.1}{3.8} \approx 0.025$

Transformation du pilote

$$P' = \frac{6.8 \frac{z-1}{zT} + 4}{\frac{z-1}{zT} + 3.8}$$

$$P' = \frac{6.9z - 6.8}{1.1z - 1}$$

Application

Choix de la période :

On prend $T = \frac{0.1}{3.8} \approx 0.025$

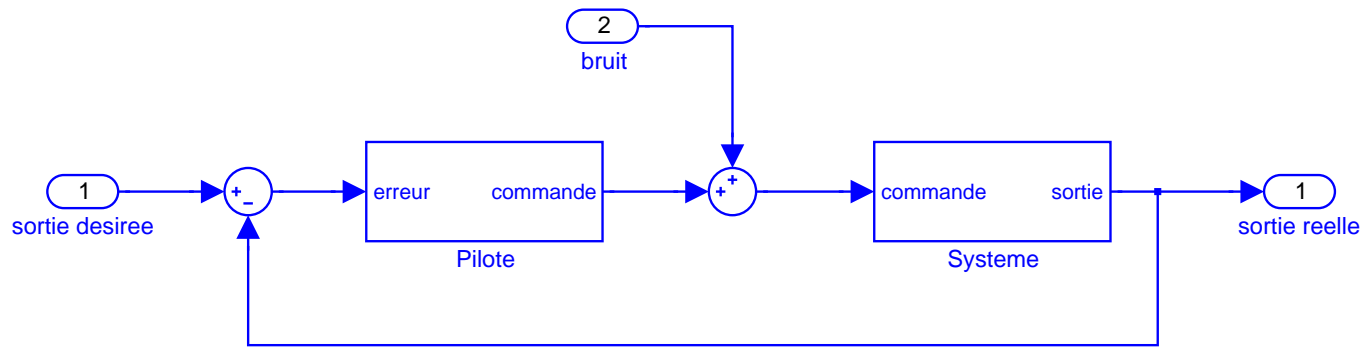
Transformation du pilote

$$P' = \frac{6.8 \frac{z-1}{zT} + 4}{\frac{z-1}{zT} + 3.8}$$

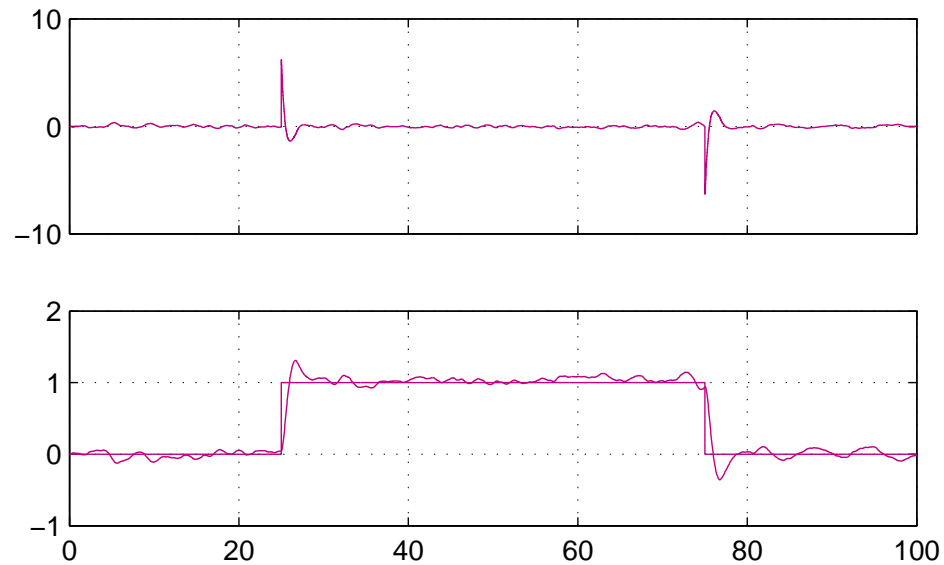
$$P' = \frac{6.9z - 6.8}{1.1z - 1}$$

On essaie

Application

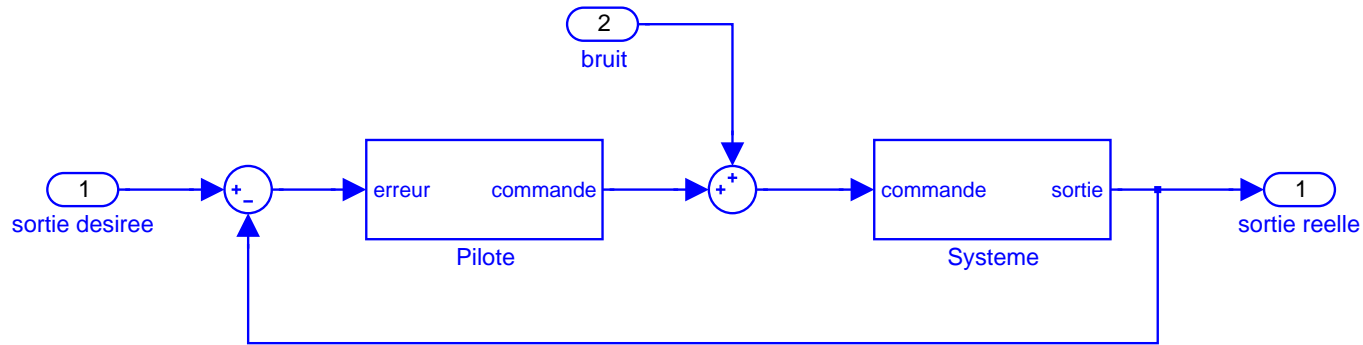


$$P = \frac{6.9z - 6.8}{1.1z - 1} \quad S = \frac{1}{s^2}$$



Time offset: 0

Application



$$P = \frac{6.9z - 6.8}{1.1z - 1} \quad S = \frac{1}{s^2}$$

On a donc su :

- calculer un pilote continu donnant de bons résultats
- le transformer en pilote numérique qui donne d'aussi bons résultats

Stabilité en Z

Un sujet très important, une propriété globale

- Stabilité
- Systèmes rationnels

Stabilité

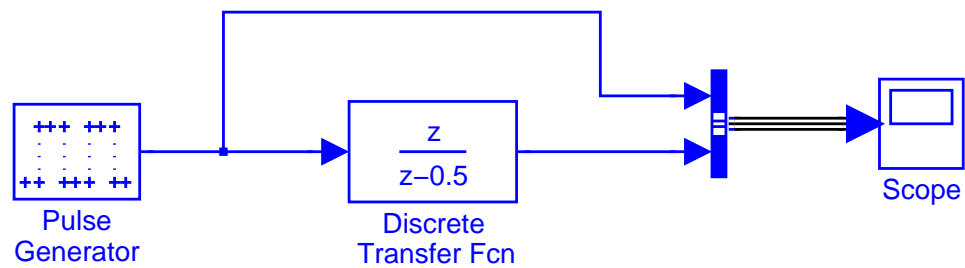
Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

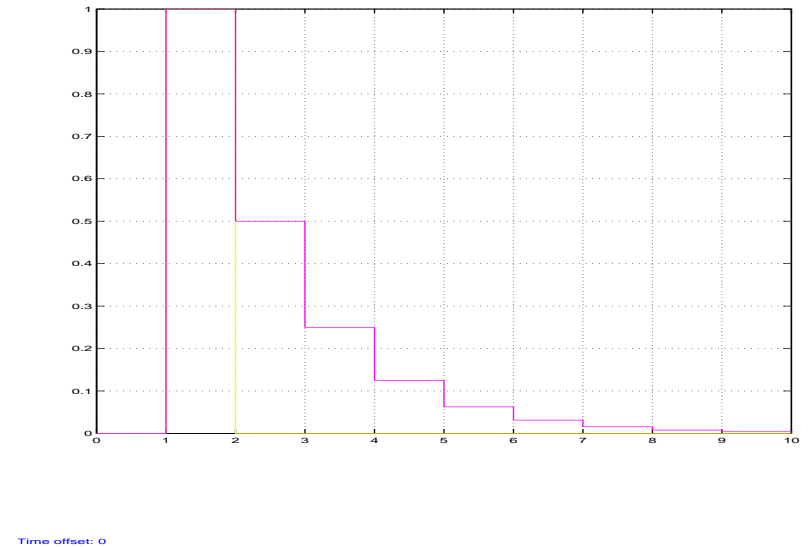
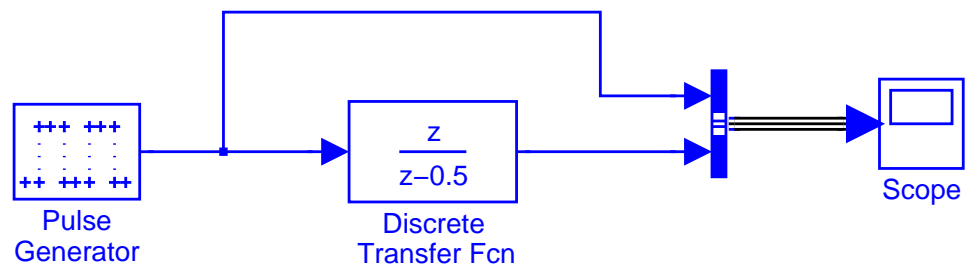
Exemple : Un système **stable**



Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

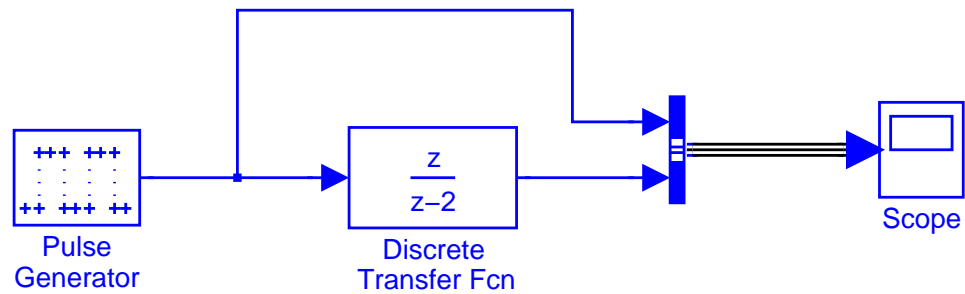
Exemple : Un système **stable**



Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

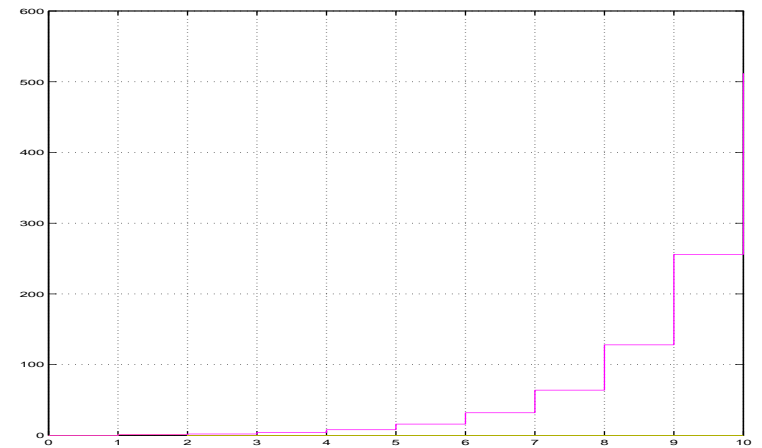
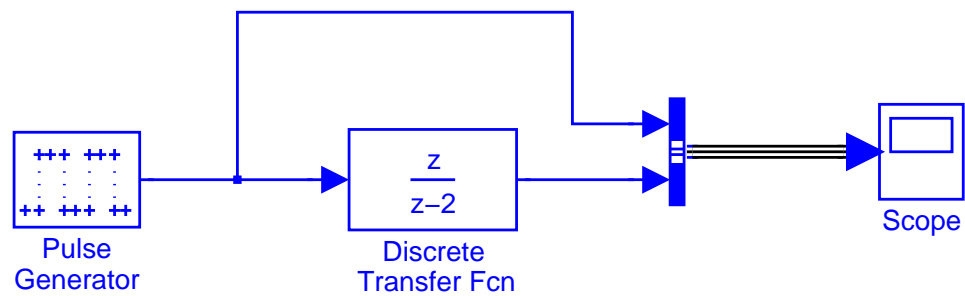
Exemple : Un système **instable**



Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

Exemple : Un système **instable**

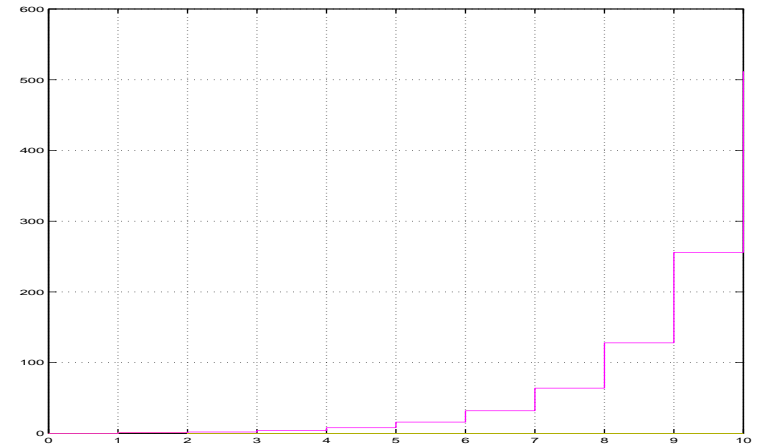
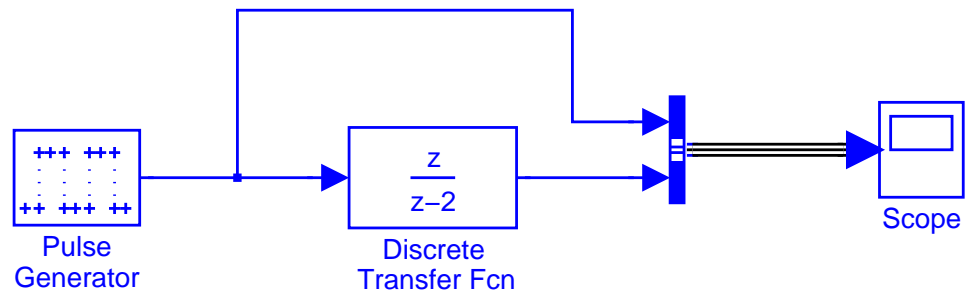


Time offset: 0

Stabilité

Un système déplacé d'un point d'équilibre reconverge-t-il vers celui-ci ou diverge-t-il ?

Exemple : Un système **instable**



Time offset: 0

Pourquoi ?

Systemes rationnels

Il suffit de regarder les pôles (racines du dénominateur) de la fonction de transfert dans le plan complexe :

Si les pôles sont tous de module inférieur à 1 le système est dit asymptotiquement stable

Systemes rationnels

Il suffit de regarder les pôles (racines du dénominateur) de la fonction de transfert dans le plan complexe :

Si les pôles sont tous de module inférieur à 1 le système est dit asymptotiquement stable

en effet la réponse impulsionnelle sera une somme de termes de type

$$C_n^k a^{n-k}$$

avec a en module inférieur à 1. Tous ces termes tendent vers 0 quand n tend vers l'infini.

Systemes rationnels

Il suffit de regarder les pôles (racines du dénominateur) de la fonction de transfert dans le plan complexe :

Si les pôles sont tous de module inférieur à 1 le système est dit asymptotiquement stable

en effet la réponse impulsionnelle sera une somme de termes de type

$$C_n^k a^{n-k}$$

avec a en module inférieur à 1. Tous ces termes tendent vers 0 quand n tend vers l'infini.

Exemple : $\frac{z}{z - 0.5}$

Systemes rationnels

Il suffit de regarder les pôles (racines du dénominateur) de la fonction de transfert dans le plan complexe :

Si les pôles sont tous de module inférieur à 1 le système est dit asymptotiquement stable

en effet la réponse impulsionnelle sera une somme de termes de type

$$C_n^k a^{n-k}$$

avec a en module inférieur à 1. Tous ces termes tendent vers 0 quand n tend vers l'infini.

Exemple : $\frac{z}{z - 0.5}$

il y a un seul pôle de valeur absolue $0.5 < 1$: le système est asymptotiquement stable

Programmation

Les schémas-bloc discrets (échantillonnés) s'appliquent aussi aux opérations non linéaires (tests, multiplication entre signaux,...)

Ils sont la base des systèmes de compilation (génération automatique de code) :

- Simulink Real-Time Workshop (Matlab)
- Scicos (Inria)
- Lustre/Scade (Verimag/Esterel-Technologies)

Développement par modèles

Cette possibilité est à la base de la méthode de développement par modèles (Model-Based Development)

- Conception et validation sur modèles (Simulink, Scicos)
- Déploiement automatique par compilation

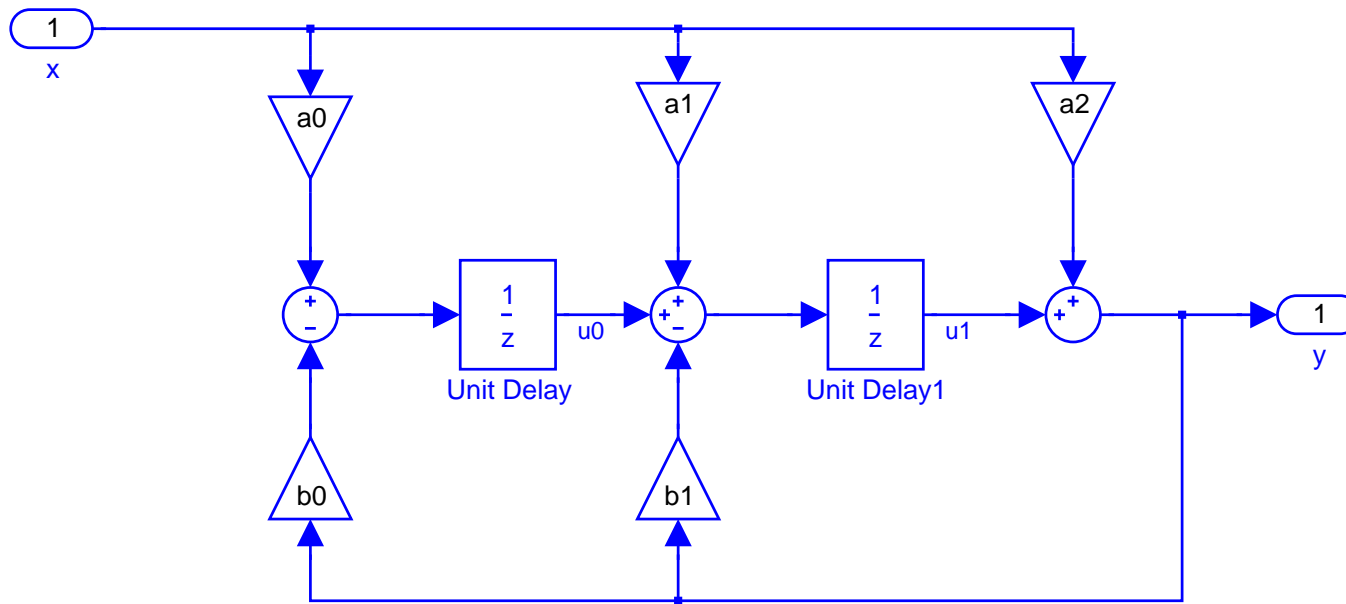
Cette méthode évite la phase de codage manuel, source d'erreur.

Elle garantit que ce qu'on a validé est ce qu'on exécute.

La mise en œuvre de cette méthode place le développement des systèmes d'automatismes et de traitement de signal à la pointe de l'informatique :

Dans ce domaine, l'informatique est véritablement passée de l'artisanat à l'industrie

Compilation



$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

$$U_1(z) = z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + U_0(z))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + U_1(z)$$

Compilation générique

$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

$$U_1(z) = z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + U_0(z))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + U_1(z)$$

Associer deux variables pour chaque variable d'état

- la valeur avant
- la valeur après

Compilation générique

$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

$$U_1(z) = z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + U_0(z))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + U_1(z)$$

```
class deuxième_ordre {
private :
    float a0, a1, a2, b0, b1;
    float u0, u1 ;
public :
    deuxième_ordre(float a0, a1, a2, b0, b1;
                   float u0, u1) {...}
    float compute(float x) {
        ...
        return y;
    }
}
```


Compilation générique

$$U_0(z) = z^{-1}(a_0X(z) - b_0Y(z))$$

$$U_1(z) = z^{-1}(a_1X(z) - b_1Y(z) + U_0(z))$$

$$Y(z) = a_2X(z) + U_1(z)$$

```
float compute(float x) {  
    float y, up0, up1;  
    y    = a2*x + u1 ;  
    up0  = a0*x - b0*y ;  
    up1  = a1*x - b1*y + u0 ;  
    u0   = up0 ;  
    u1   = up1 ;  
    return y ;  
}
```

Optimisations

Nombreuses possibilités grâce à la sémantique équationnelle des schémas-bloc.

- éliminer les buffers non utilisés
- supprimer des buffers en réordonnant les équations
- transformer le source grâce à la commutation des z^{-1}

Suppression de buffers

```
float compute(float x) {  
    float y, up0, up1;  
    y    = a2*x + u1 ;  
    up0  = a0*x - b0*y ;  
    up1  = a1*x - b1*y + u0 ;  
    u0   = up0 ;  
    u1   = up1 ;  
    return y ;  
}
```

```
float compute(float x) {  
    float y, up0 ;  
    y    = a2*x + u1 ;  
    up0  = a0*x - b0*y ;  
    u1   = a1*x - b1*y + u0 ;  
    u0   = up0 ;  
    return y ;  
}
```

Réordonner les instructions

```
float compute(float x) {  
    float y, up0;  
    y    = a2*x + u1 ;  
    up0 = a0*x - b0*y ;  
    u1  = a1*x - b1*y + u0 ;  
    u0  = up0 ;  
    return y ;  
}
```

```
float compute(float x) {  
    float y ;  
    y    = a2*x + u1 ;  
    u1  = a1*x - b1*y + u0 ;  
    u0  = a0*x - b0*y ;  
    return y ;  
}
```

Commutation des z^{-1}

Grâce à la propriété :

Si f est une fonction statique (ne comportant pas d'opérateur z),

$$zf(x, y) = f(zx, zy)$$

C'est cette propriété qui nous a permis de réduire le nombre de retards dans le deuxième ordre.