

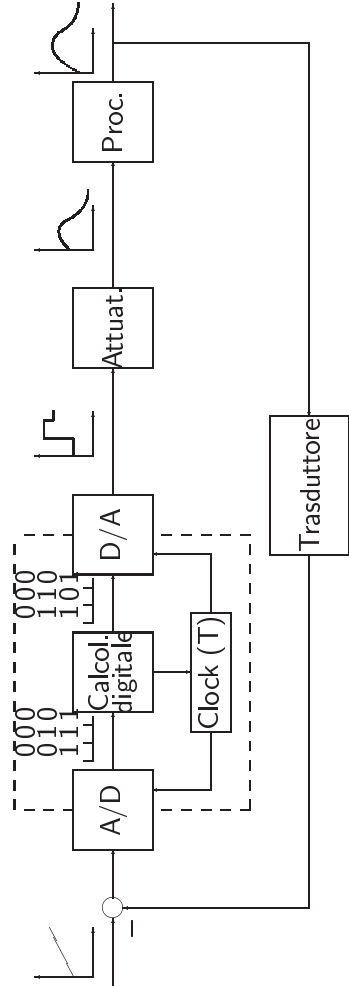
Sistemi di controllo digitale

Sistemi di controllo in retroazione in cui è presente un sistema digitale per l'elaborazione a tempo discreto della legge di controllo

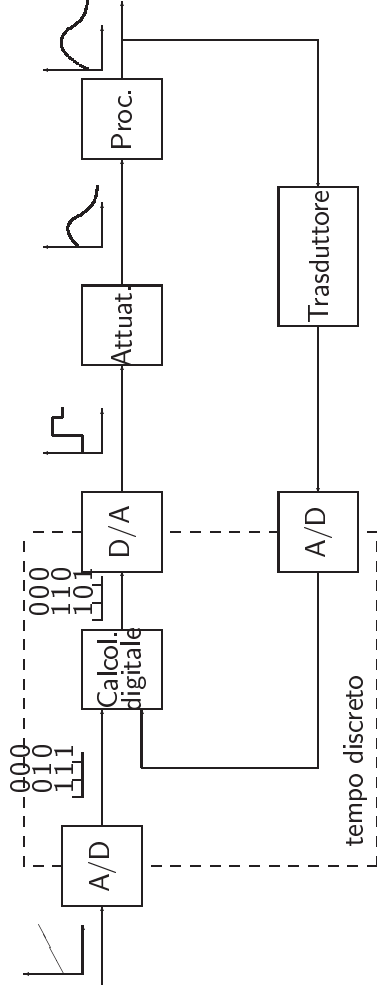
Perchè il controllo digitale ?

- ☺ Flessibilità del sistema di controllo.
- ☺ Prestazioni del sistema di controllo.
- ☺ Colloquio con sistemi di supervisione.
- ☹ Complessità di progetto

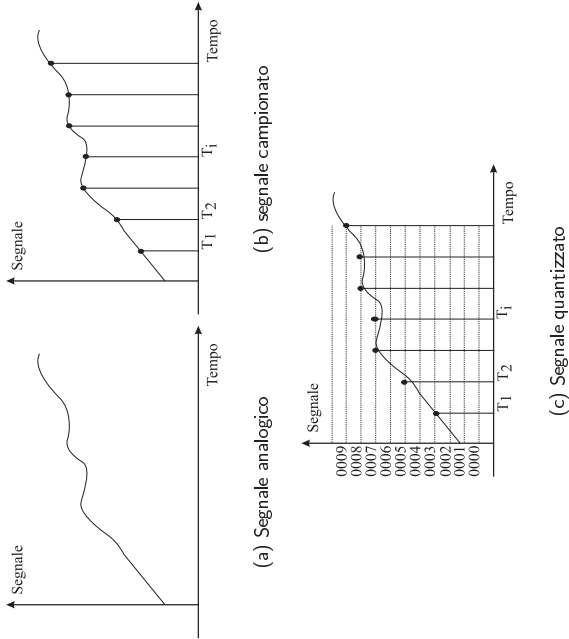
Schema tipico di un controllo digitale



Schema tipico di un controllo digitale



Segnali continui, campionati e quantizzati



Dispositivi di interfaccia

- A/D, convertitore Analogico/Digitale



- D/A, convertitore Digitale/Analogico



Ipotesi di lavoro.

1. Il tempo di **elaborazione** è trascurabile rispetto al tempo di **campionamento**.
2. L'errore di quantizzazione è trascurabile (lunghezza di parola ALU del calcolatore grande).

Caratteristiche del controllo digitale

- Il modello del sistema complessivo ha due caratteristiche:
 - Il processo/impianto: modello **a tempo continuo**
 - Il controllore: legge di controllo **a tempo discreto**
- Il segnale digitale ha le proprietà di essere:
 - **Campionato** \Rightarrow definito agli istanti kT , $k = 0, 1, \dots$
 - **Quantizzato** \Rightarrow rappresentato da un numero finito di bits.
- Strumento matematico per il trattamento dei segnali digitali:
 - Equazioni alle differenze e **Traformata Zeta**

Equazione alle differenze lineare ordinaria di ordine n .

In generale un sistema dinamico definito a tempo discreto può essere rappresentato da una **equazione alle differenze** del tipo:

$$y((k+n)T) + a_{n-1}y((k+n-1)T) + \dots + a_1y((k+1)T) + a_0y(kT) = b_m u((k+m)T) + b_{m-1}u((k+m-1)T) + \dots + b_1u((k+1)T) + b_0u(kT)$$

dove i coefficienti a_{n-1}, \dots, a_1, a_0 e b_{m-1}, \dots, b_1, b_0 sono costanti.

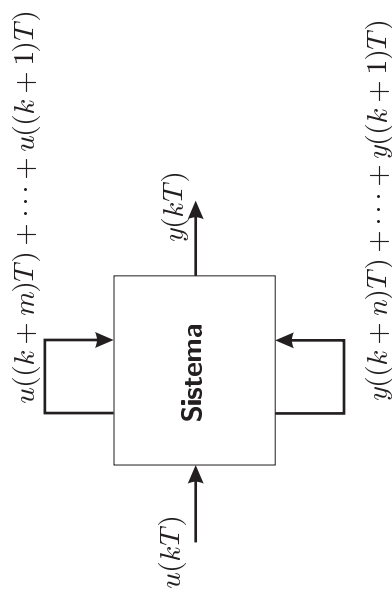
Equazioni alle differenze.

- Permettono di rappresentare sistemi la cui relazione **ingresso-uscita** dipende dal tempo, valutato ad istanti discreti.
- Esempio:

Dato un capitale $y(kT)$ valutato nel periodo kT , un tasso di interesse a ed un versamento $u(kT)$ effettuato sempre nello stesso periodo kT , calcolare il capitale nel periodo successivo $y((k+1)T)$.

- soluzione: $y((k+1)T) = ay(kT) + u(kT)$

L'equazione alle differenze rappresenta la struttura del sistema, mentre i coefficienti a_{n-1}, \dots, a_1, a_0 e b_{m-1}, \dots, b_1, b_0 sono i parametri del modello.



A cosa serve l'equazione alle differenze?

- ☞ **Predizione:** Risolvendola, conoscendo il valore dell'ingresso $u(kT)$ in un certo intervallo $k \in [k_0, k_n]$ ed una condizione iniziale $y(k_0T)$, posso predire il valore dell'uscita $y(kT)$ nello stesso intervallo.
- ☞ **Analisi:** Mediante una semplice analisi dei coefficienti a_{n-1}, \dots , posso determinare alcune caratteristiche del sistema, valide in generale qualunque sia il particolare ingresso applicato.

Strumenti matematici

La Trasformata Zeta è una funzione complessa di variabile complessa, utilizzata per analizzare i modelli matematici (equazioni alle differenze) dei sistemi fisici definiti a tempo discreto.

Note sul lucido 13

Esempio in Matlab:

Considero un capitale iniziale di 1.000.000, a cui aggiungo il primo anno 300.000, il secondo 400.000 ed il terzo 500.000, con un interesse del 10 %, qual è il capitale all'inizio del quarto anno?

Nota: l'interesse del 10% si traduce in un coefficiente $a = 1.1$. Cosa accadrebbe se il coefficiente fosse di $a = 0.5$?

Z-Trasformata

- Sia data una sequenza di valori $x_k \in \mathbb{R}$, definita per $k = 0, 1, 2, \dots$ e nulla per $k < 0$. La Z-trasformata (unilatera) della sequenza x_k è la funzione di variabile complessa z definita come

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) = \mathcal{Z}[x_k] &= x_0 + x_1 z^{-1} + \dots + x_k z^{-k} + \dots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} x_k z^{-k} \end{aligned}$$

- Nel caso in cui la sequenza di valori x_k sia ottenuta campionando uniformemente con periodo T un segnale continuo descritto dalla funzione $x(t)$, $t \geq 0$, si avrà che $x_k = x(kT)$.

- L'espressione estesa

$$\mathbf{X}(z) = \mathbf{x}(0) + \mathbf{x}(\mathbf{T})z^{-1} + \mathbf{x}(2\mathbf{T})z^{-2} + \dots + \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} + \dots$$

implica la specificazione del **parametro periodo di campionamento** \mathbf{T} , da cui dipendono i valori dei campioni della sequenza, cioè i coefficienti della serie.

- Si usa:

$$\mathbf{X}(z) = \mathcal{Z}[\mathbf{X}(s)]$$

intendendo:

$$\mathbf{X}(z) = \mathcal{Z}[\{\mathcal{L}^{-1}[\mathbf{X}(s)]|_{t=k\mathbf{T}}\}]$$

Trasformata Z del gradino unitario.

- **Gradino unitario:** Sia data la funzione gradino unitario:

$$\mathbf{x}(k\mathbf{T}) = \mathbf{h}(k\mathbf{T}) = \begin{cases} 1 & k\mathbf{T} \geq 0 \\ 0 & k\mathbf{T} < 0 \end{cases}$$

- La trasformata \mathcal{Z} vale:

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(z) &= \mathcal{Z}[\mathbf{h}(k\mathbf{T})] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{h}(k\mathbf{T})z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} = 1 + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots \\ &= \frac{1}{1 - z^{-1}} = \frac{z}{z - 1} \end{aligned}$$

- La serie è convergente per $|z| > 1$.

Trasformata Z dell'impulso unitario.

- **Impulso discreto unitario.**

$$\mathbf{x}(k\mathbf{T}) = \begin{cases} 1 & k\mathbf{T} = 0 \\ 0 & k\mathbf{T} \neq 0 \end{cases}$$

da cui:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[\mathbf{x}(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} \\ &= 1 + 0z^{-1} + 0z^{-2} + 0z^{-3} + \dots = 1 \end{aligned}$$

Trasformata Z della Rampa unitaria.

- **Rampa unitaria.** Si consideri la funzione rampa unitaria:

$$\mathbf{x}(k\mathbf{T}) = \begin{cases} k\mathbf{T} & k\mathbf{T} \geq 0 \\ 0 & k\mathbf{T} < 0 \end{cases}$$

- La \mathcal{Z} -trasformata è

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[k\mathbf{T}] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} = \mathbf{T} \sum_{k=0}^{\infty} kz^{-k} = \mathbf{T}(z^{-1} + 2z^{-2} + 3z^{-3} + \dots) \\ &= \mathbf{T}z^{-1}(1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + \dots) = \mathbf{T} \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2} = \mathbf{T} \frac{z}{(z - 1)^2} \end{aligned}$$

convergente per $|z| > 1$.

Proprietà della trasformata \mathcal{Z} (1).

- Linearità:

$$\mathcal{Z}[k_1f_1(kT) + k_2f_2(kT)] = k_1\mathcal{Z}[f_1(kT)] + k_2\mathcal{Z}[f_2(kT)]$$

- In modo impreciso ma operativo:

$$\begin{aligned} z^{-1}x(kT) &= x((k-1)T) \\ z^{-2}x(kT) &= x((k-2)T) \\ z x(kT) &= x((k+1)T) \end{aligned}$$

e così via.

Proprietà della trasformata \mathcal{Z} (2).

Teorema della traslazione nel tempo. Sia $X(z) = \mathcal{Z}[x(kT)]$, e $n = 1, 2, \dots$, allora

$$\mathcal{Z}[x(kT - nT)] = z^{-n}X(z) \quad (\text{ritardo})$$

$$\mathcal{Z}[x(kT + nT)] = z^n \left[X(z) - \sum_{k=0}^{n-1} x(kT)z^{-k} \right] \quad (\text{anticipo})$$

Funzione di trasferimento discreto di un sistema.

- La **Funzione di Trasferimento discreto** di un sistema è una funzione a variabile complessa $G(z)$ che caratterizza completamente il sistema fisico in esame.
- La risposta del sistema a **qualsunque** segnale di ingresso può essere determinata attraverso la funzione di trasferimento:

$$Y(z) = G(z)U(z)$$

dove $U(z)$ e $Y(z)$ sono le trasformate dei segnali di ingresso e di uscita del sistema.

La funzione di trasferimento di un sistema può essere determinata dalla equazione differenziale del sistema, applicando le proprietà della trasformata Zeta:

$$s^n Y(z) + a_{n-1} z^{n-1} Y(z) + \dots + a_1 z Y(z) + a_0 Y(z) = b_m z^m U(z) + b_{m-1} z^{m-1} U(z) + \dots + b_1 z U(z) + b_0 U(z)$$

da cui:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0}$$

Equazione caratteristica.

- **L'equazione caratteristica** di un sistema si ottiene prendendo il **denominatore** della funzione di trasferimento ed uguagliandolo a zero.
- Le **soluzioni** di tale equazione algebrica vengono dette **poli** del sistema.
- I poli di un sistema descrivono completamente il suo comportamento dinamico.

$$z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0 = 0$$

- Se utilizziamo come ingresso il **segnale impulsivo** $U(z) = 1$:

$$G(z) = \frac{Y(z)}{1}$$

otteniamo che la **funzione di trasferimento** discreto del sistema è uguale alla Z -trasformata del segnale di uscita del sistema.

Stabilità di un sistema a tempo discreto.

- Se **almeno una** delle radici della equazione caratteristica ha modulo maggiore di uno, la corrispondente equazione alle differenze è instabile, cioè la sua soluzione divergerà al crescere del tempo per condizione iniziale finita.
- Se **tutte** le radici dell'equazione caratteristica sono **entro** in cerchio unitario, allora la corrispondente equazione alle differenze è **stabile**, cioè la sua soluzione convergerà a zero al crescere del tempo per ogni condizione iniziale finita

Il campionamento di segnali continui.

- Nella automazione industriale i sistemi di interesse (attuatori elettrici, sistemi meccanici,) hanno un comportamento intrinsecamente a tempo continuo.
- La necessità di operare a tempo discreto nasce dall'utilizzo dei calcolatori.
- Occorre definire un metodo per tradurre i segnali a tempo continuo in segnali a tempo in modo da minimizzare la perdita di contenuto informativo.

- **PROCESSO:**

Un insieme di operazioni o di trasformazioni che devono avvenire in sequenza opportuna in un impianto o in un sistema fisico

- **CONTROLLO DEI PROCESSI:**

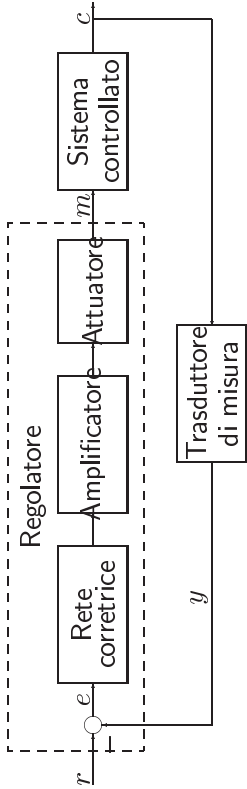
Insieme di metodologie, tecniche e tecnologie orientate alla conduzione automatizzata di impianti industriali

lezione 1

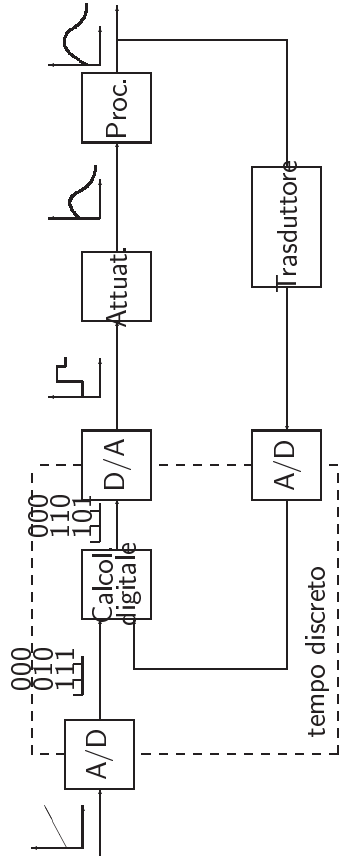
- **SISTEMI DI CONTROLLO DIGITALE:**

Sistemi di controllo in retroazione in cui è presente un calcolatore digitale e quindi una elaborazione a tempo discreto della legge di controllo

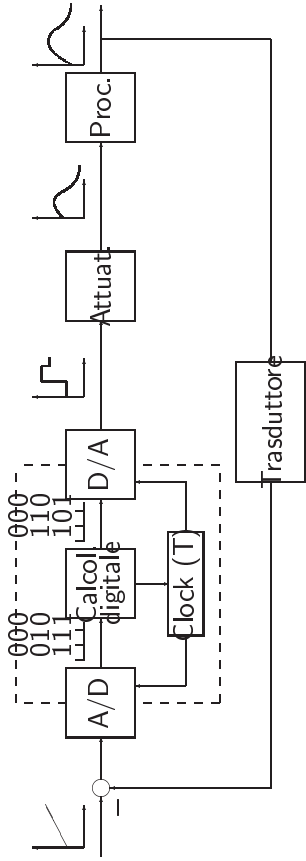
SCHEMA TIPICO DI UN SISTEMA DI CONTROLLO ANALOGICO



SCHEMI TIPICI DI UN SISTEMA DI CONTROLLO DIGITALE (2)



SCHEMI TIPICI DI UN SISTEMA DI CONTROLLO DIGITALE (1)

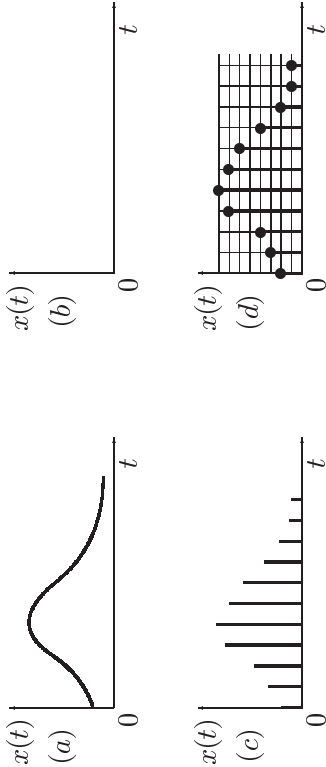


• CONTROLLO DIGITALE / CONTROLLO ANALOGICO :

- + Maggiore capacità e precisione di elaborazione
- + Maggiore flessibilità
- + Maggiore affidabilità e ripetibilità
- + Maggiore trasmissibilità dei segnali
- Progettazione più difficile e articolata
- Stabilizzabilità più precaria
- Possibilità di arresti non previsti
- Necessità di utilizzare energia elettrica

SEGNALI DI INTERESSE

- a) Analogico di tipo continuo; b) Tempo-continuo quantizzato; c) A dati campionati; d) Digitale



- **D/A, convertitore Digitale/Analogico**



Modello:



Caso dell'Hold:

$$G_r(s) = \frac{1 - e^{-sT}}{s}$$

DISPOSITIVI DI INTERFACCIA

- A/D, convertitore Analogico/Digitale



Con campionamento modellato ad impulsi di Dirac:



ANELLO DI CONTROLLO DIGITALE

- Parte tempo continua: processo/impianto
- Parte tempo discreta: sistema di controllo
- Campionamento regolare di periodo T
- Trasformata Zeta

lezione 2

- Equazione alle differenze:

$$u_k = f(e_0, e_1, \dots, e_k; u_0, u_1, \dots, u_{k-1})$$

Se $f(\cdot)$ è lineare:

$$u_k = -a_1 u_{k-1} - \dots - a_n u_{k-n} + b_0 e_k + \dots + b_m e_{k-m}$$

Esempio:

$$u_k = -a_1 u_{k-1} - a_2 u_{k-2} + b_0 e_k$$

$$u_k = u_k$$

$$u_{k-1} = u_k - \nabla u_k$$

$$u_{k-2} = u_k - 2\nabla u_k + \nabla^2 u_k$$

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

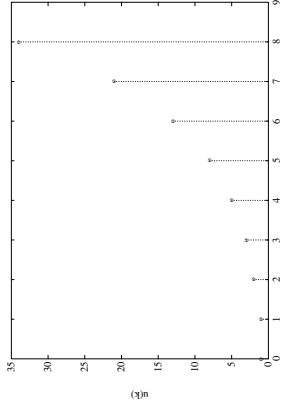
Corso di Controllo Digitale

$$a_2 \nabla^2 u_k - (a_1 + 2a_2) \nabla u_k + (a_2 + a_1 + 1) u_k = b_0 e_k$$

- Soluzione di equazioni alle differenze a coefficienti costanti

$$u_k = u_{k-1} + u_{k-2} \qquad k \geq 2$$

$$u_0 = u_1 = 1.$$



Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

- **Soluzione elementare tipo z^k :**

$$cz^k = cz^{k-1} + cz^{k-2}$$

$$z^2 - z - 1 = 0 \quad z_{1,2} = (1 \pm \sqrt{5})/2$$

quindi in generale vale:

$$u_k = c_1 z_1^k + c_2 z_2^k$$

con c_1, c_2 determinate dalle condizioni iniziali per $k = 0, 1$. Infine si ha

$$u_k = \frac{1 + \sqrt{5}}{2\sqrt{5}} \left(\frac{1 + \sqrt{5}}{2} \right)^k + \frac{-1 + \sqrt{5}}{2\sqrt{5}} \left(\frac{1 - \sqrt{5}}{2} \right)^k$$

Andamento divergente, dunque sistema instabile.

- Sia data una sequenza di valori $x_k \in \mathbb{R}$, definita per $k = 0, 1, 2, \dots$ e nulla per $k < 0$. **La \mathcal{Z} -trasformata (unilatera) della sequenza x_k** è la funzione di variabile complessa z definita come

$$\begin{aligned} X(z) = \mathcal{Z}[x_k] &= x_0 + x_1 z^{-1} + \dots + x_k z^{-k} + \dots \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} x_k z^{-k} \end{aligned}$$

Nel caso in cui la sequenza di valori x_k sia ottenuta campionando uniformemente con periodo T un segnale continuo descritto dalla funzione $x(t)$, $t \geq 0$, si avrà che $x_k = x(kT)$:

$$X(z) = \sum_{k=0}^{\infty} x(k)z^{-k}$$

- Se **almeno una** delle radici della equazione caratteristica ha modulo maggiore di uno, la corrispondente equazione alle differenze è instabile, cioè la sua soluzione divergerà al crescere del tempo per condizione iniziale finita
- Se **tutte** le radici dell'equazione caratteristica sono **entro** in cerchio unitario, allora la corrispondente equazione alle differenze è **stabile**, cioè la sua soluzione convergerà a zero al crescere del tempo per ogni condizione iniziale finita

- L'espressione estesa

$$X(z) = x(0) + x(T)z^{-1} + x(2T)z^{-2} + \dots + x(kT)z^{-k} + \dots$$

implica la specificazione del **parametro periodo di campionamento T** , da cui dipendono i valori dei campioni della sequenza, cioè i coefficienti della serie.

- Si usa:

$$X(z) = \mathcal{Z}[X(s)]$$

intendendo:

$$X(z) = \mathcal{Z}[\{\mathcal{L}^{-1}[X(s)]\}_{t=kT}]$$

- Nelle applicazioni ingegneristiche la funzione $\mathbf{X}(z)$ assume in generale una espressione **razionale fratta** del tipo

$$\mathbf{X}(z) = \frac{\mathbf{b}_0 z^m + \mathbf{b}_1 z^{m-1} + \dots + \mathbf{b}_m}{z^n + \mathbf{a}_1 z^{n-1} + \dots + \mathbf{a}_n}$$

che si può esprimere anche in potenze di z^{-1} :

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \frac{z^n (\mathbf{b}_0 z^{-(n-m)} + \mathbf{b}_1 z^{-(n-m+1)} + \dots + \mathbf{b}_m z^{-n})}{z^n (\mathbf{1} + \mathbf{a}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{a}_n z^{-n})} \\ &= \frac{\mathbf{b}_0 z^{-(n-m)} + \mathbf{b}_1 z^{-(n-m+1)} + \dots + \mathbf{b}_m z^{-n}}{\mathbf{1} + \mathbf{a}_1 z^{-1} + \dots + \mathbf{a}_n z^{-n}} \end{aligned}$$

- Esempio:**

$$\mathbf{X}(z) = \frac{z(z + 0.5)}{(z + 1)(z + 2)} = \frac{\mathbf{1} + \mathbf{0.5} z^{-1}}{(\mathbf{1} + z^{-1})(\mathbf{1} + 2 z^{-1})}$$

- Impulso discreto unitario**, detta anche funzione di Kronecker $\delta_0(t)$:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} \mathbf{1} & t = 0 \\ \mathbf{0} & t \neq 0 \end{cases}$$

da cui:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[\mathbf{x}(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T}) z^{-k} \\ &= \mathbf{1} + \mathbf{0} z^{-1} + \mathbf{0} z^{-2} + \mathbf{0} z^{-3} + \dots = \mathbf{1} \end{aligned}$$

La serie è convergente per $|z| > 1$.

- Gradino unitario**: Sia data la funzione gradino unitario

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{h}(t) = \begin{cases} \mathbf{1} & t \geq \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & t < \mathbf{0} \end{cases}$$

La funzione $\mathbf{h}(k)$ definita come

$$\mathbf{h}(k) = \begin{cases} \mathbf{1} & k = \mathbf{0}, \mathbf{1}, \mathbf{2}, \dots \\ \mathbf{0} & k < \mathbf{0} \end{cases}$$

è detta **sequenza unitaria**. Si ha che

$$\begin{aligned} \mathbf{H}(z) &= \mathcal{Z}[\mathbf{h}(t)] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{h}(k\mathbf{T}) z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} z^{-k} \\ &= \mathbf{1} + z^{-1} + z^{-2} + z^{-3} + \dots \\ &= \frac{\mathbf{1}}{\mathbf{1} - z^{-1}} = \frac{z}{z - \mathbf{1}} \end{aligned}$$

- **Rampa unitaria.** Si consideri la funzione rampa unitaria:

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

Poichè $\mathbf{x}(kT) = kT$, $k = 0, 1, 2, \dots$, la \mathcal{Z} -trasformata è

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[t] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) z^{-k} = T \sum_{k=0}^{\infty} k z^{-k} \\ &= T(z^{-1} + 2z^{-2} + 3z^{-3} + \dots) \\ &= Tz^{-1}(1 + 2z^{-1} + 3z^{-2} + \dots) \\ &= T \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2} = T \frac{z}{(z - 1)^2} \end{aligned}$$

convergente per $|z| > 1$.

- **Funzione esponenziale.** Sia data la funzione

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} e^{-at} & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

dove a è una costante reale o complessa. Poichè $\mathbf{x}(kT) = e^{-akT}$, $k = 0, 1, 2, \dots$, si ha

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[e^{-at}] = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-akT} z^{-k} \\ &= 1 + e^{-aT} z^{-1} + e^{-2aT} z^{-2} + e^{-3aT} z^{-3} + \dots \\ &= \frac{1}{1 - e^{-aT} z^{-1}} = \frac{z}{z - e^{-aT}} \end{aligned}$$

che converge per $|z| > e^{-\operatorname{Re}(a)T}$. Si noti che per $a = 0$ si ha il gradino unitario.

- **Funzione potenza** a^k . Sia data la funzione

$$\mathbf{x}(k) = \begin{cases} a^k & k = 0, 1, 2, \dots \\ 0 & k < 0 \end{cases}$$

con a costante reale o complessa. Dalla definizione di \mathcal{Z} -trasformata si ha che

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[a^k] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k) z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} a^k z^{-k} \\ &= 1 + a z^{-1} + a^2 z^{-2} + a^3 z^{-3} + \dots \\ &= \frac{1}{1 - a z^{-1}} = \frac{z}{z - a} \end{aligned}$$

Questa serie geometrica converge per $|z| > |a|$.

- **Funzione sinusoidale.** Sia data la sinusoide

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} \sin \omega t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

Dalle formule di Eulero è noto che

$$\sin \omega t = \frac{1}{2j} (e^{j\omega t} - e^{-j\omega t})$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[\sin \omega t] = \frac{1}{2j} \left(\frac{1}{1 - e^{j\omega T} z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-j\omega T} z^{-1}} \right) \\ &= \frac{1}{2j} \frac{(e^{j\omega T} - e^{-j\omega T}) z^{-1}}{1 - (e^{j\omega T} + e^{-j\omega T}) z^{-1} + z^{-2}} \\ &= \frac{z^{-1} \sin \omega T}{1 - 2z^{-1} \cos \omega T + z^{-2}} = \frac{z \sin \omega T}{z^2 - 2z \cos \omega T + 1} \end{aligned}$$

convergente per $|z| > 1$.

- **Funzione cosinusoidale.** Sia data la funzione

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} \cos \omega t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[\cos \omega t] = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 - \mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} z^{-1}} + \frac{1}{1 - \mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} z^{-1}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{2 - (\mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} + \mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega\mathbf{T}}) z^{-1}}{1 - (\mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} + \mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega\mathbf{T}}) z^{-1} + z^{-2}} \\ &= \frac{1 - z^{-1} \cos \omega\mathbf{T}}{1 - 2z^{-1} \cos \omega\mathbf{T} + z^{-2}} \\ &= \frac{z(z - \cos \omega\mathbf{T})}{z^2 - 2z \cos \omega\mathbf{T} + 1} \quad |z| > 1 \end{aligned}$$

- **Funzione cosinusoidale smorzata.** Sia dato il segnale

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} \mathbf{e}^{-\mathbf{a}t} \cos \omega t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[\mathbf{e}^{-\mathbf{a}t} \cos \omega t] = \frac{1}{2} \mathcal{Z}[(\mathbf{e}^{-\mathbf{a}t} \mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega t} + \mathbf{e}^{-\mathbf{a}t} \mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega t})] \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 - \mathbf{e}^{-(\mathbf{a} - \mathbf{j}\omega)\mathbf{T}} z^{-1}} + \frac{1}{1 - \mathbf{e}^{-(\mathbf{a} + \mathbf{j}\omega)\mathbf{T}} z^{-1}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \frac{2 - (\mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} + \mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega\mathbf{T}}) \mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-1}}{1 - (\mathbf{e}^{\mathbf{j}\omega\mathbf{T}} + \mathbf{e}^{-\mathbf{j}\omega\mathbf{T}}) \mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-1} + \mathbf{e}^{-2\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-2}} \\ &= \frac{1 - \mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-1} \cos \omega\mathbf{T}}{1 - 2\mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-1} \cos \omega\mathbf{T} + \mathbf{e}^{-2\mathbf{a}\mathbf{T}} z^{-2}} \\ &= \frac{z(z - \mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} \cos \omega\mathbf{T})}{z^2 - 2\mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} z \cos \omega\mathbf{T} + \mathbf{e}^{-2\mathbf{a}\mathbf{T}}} \quad |z| > \mathbf{e}^{-\mathbf{a}\mathbf{T}} \end{aligned}$$

- Funzione sinusoidale smorzata

$$\mathbf{x}(t) = \begin{cases} e^{-at} \sin \omega t & t \geq 0 \\ 0 & t < 0 \end{cases}$$

si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[e^{-at} \sin \omega t] \\ &= \frac{e^{-aT} z^{-1} \sin \omega T}{1 - 2e^{-aT} z^{-1} \cos \omega T + e^{-2aT} z^{-2}} \\ &= \frac{e^{-aT} z \sin \omega T}{z^2 - 2e^{-aT} z \cos \omega T + e^{-2aT}} \quad |z| > e^{-aT} \end{aligned}$$

- Le trasformate delle funzioni di maggior interesse sono solitamente riportate in tabelle

- **Esempio:** $\mathbf{X}(s) = \frac{1}{s(s+1)}$
- Prima tecnica: $\mathbf{x}(t) = 1 - e^{-t}$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(z) &= \mathcal{Z}[1 - e^{-t}] = \frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-T} z^{-1}} \\ &= \frac{(1 - e^{-T}) z^{-1}}{(1 - z^{-1})(1 - e^{-T} z^{-1})} = \frac{(1 - e^{-T}) z}{(z - 1)(z - e^{-T})} \end{aligned}$$

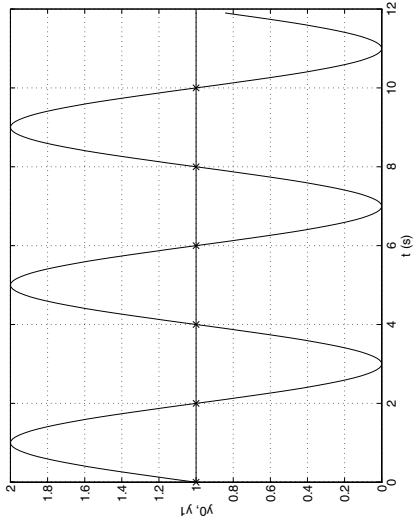
- Seconda tecnica:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(s) &= \frac{1}{s(s+1)} = \frac{1}{s} - \frac{1}{1+s} \\ \mathbf{X}(z) &= \frac{1}{1 - z^{-1}} - \frac{1}{1 - e^{-T} z^{-1}} \end{aligned}$$

lezione 3

- La \mathcal{Z} -trasformata $\mathbf{X}(z)$ e la sua sequenza corrispondente $\mathbf{x}(k)$ sono legate da una **corrispondenza biunivoca**
- Questo **non** avviene in genere tra la \mathcal{Z} -trasformata $\mathbf{X}(z)$ e la sua “inversa” $\mathbf{x}(t)$
- Data una $\mathbf{X}(z)$ si possono in genere avere **molte** $\mathbf{x}(t)$
- Questa ambiguità **non** sussiste se sono verificate le condizioni restrittive su \mathbf{T} dettate dal **Teorema di Shannon**

- **Diverse** funzioni tempo continuo possono avere gli **stessi** valori $x(k)$



- **Teorema della traslazione nel tempo.** Se $x(t) = 0, t < 0$, $X(z) = Z[x(t)]$, e $n = 1, 2, \dots$, allora

$$\begin{aligned} Z[x(t - nT)] &= z^{-n}X(z) && \text{(ritardo)} \\ Z[x(t + nT)] &= z^n \left[X(z) - \sum_{k=0}^{n-1} x(kT)z^{-k} \right] && \text{(anticipo)} \end{aligned}$$

Operativamente:

$$\begin{aligned} z^{-1}x(k) &= x(k - 1) \\ z^{-2}x(k) &= x(k - 2) \\ z x(k) &= x(k + 1) \end{aligned}$$

e così via.

- **PROPRIETÀ E TEOREMI DELLA Z-TRASFORMATATA**
- **Linearità:**
$$\begin{aligned} x(k) &= af(k) + bg(k) \\ X(z) &= aF(z) + bG(z) \end{aligned}$$
- **Moltiplicazione per a^k .** Sia $X(z)$ la Z-trasformata di $x(t)$, a una costante.

$$\begin{aligned} Z[a^k x(k)] &= \sum_{k=0}^{\infty} a^k x(k) z^{-k} = \sum_{k=0}^{\infty} x(k) (a^{-1}z)^{-k} \\ &= X(a^{-1}z) \end{aligned}$$

- **Caso di ritardo:**

$$\begin{aligned} Z[x(t - nT)] &= \sum_{k=0}^{\infty} x(kT - nT) z^{-k} \\ &= z^{-n} \sum_{k=0}^{\infty} x(kT - nT) z^{-(k-n)} \end{aligned}$$

da cui, ponendo $m = k - n$,

$$Z[x(t - nT)] = z^{-n} \sum_{m=-n}^{\infty} x(mT) z^{-m}$$

Poichè $x(mT) = 0$ per $m < 0$, allora si può scrivere che

$$Z[x(t - nT)] = z^{-n} \sum_{m=0}^{\infty} x(mT) z^{-m} = z^{-n} X(z)$$

• **Caso dell'anticipo:**

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}[\mathbf{x}(t + \mathbf{nT})] &= \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T} + \mathbf{nT})z^{-k} = z^n \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T} + \mathbf{nT})z^{-(k+n)} \\ &= z^n \left[\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T} + \mathbf{nT})z^{-(k+n)} + \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} \right. \\ &\quad \left. - \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} \right] \\ &= z^n \left[\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} - \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} \right] \\ &= z^n \left[\mathbf{X}(z) - \sum_{k=0}^{n-1} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} \right] \end{aligned}$$

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

• **Teorema del valore iniziale.**

Se $\mathbf{X}(z)$ è la \mathcal{Z} -trasformata di $\mathbf{x}(t)$ e se esiste il $\lim_{z \rightarrow \infty} \mathbf{X}(z)$, allora il valore iniziale $\mathbf{x}(0)$ di $\mathbf{x}(t)$ è dato da:

$$\mathbf{x}(0) = \lim_{z \rightarrow \infty} \mathbf{X}(z)$$

Infatti, si noti che

$$\mathbf{X}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k)z^{-k} = \mathbf{x}(0) + \mathbf{x}(1)z^{-1} + \mathbf{x}(2)z^{-2} + \dots$$

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

Università di Ferrara, Dipartimento di Ingegneria
Via Saragat, 1, I-44100, Ferrara (FE)

Corso di Controllo Digitale

- **Teorema del valore finale.** Siano tutti i poli di $\mathbf{X}(z)$ all'interno del cerchio unitario, con al più un polo semplice per $z = 1$.

$$\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{x}(k) = \lim_{z \rightarrow 1} [(1 - z^{-1}) \mathbf{X}(z)]$$

Infatti

$$\begin{aligned} & \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k) z^{-k} - \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k-1) z^{-k} = \mathbf{X}(z) - z^{-1} \mathbf{X}(z) \\ \lim_{z \rightarrow 1} \left[\sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k) z^{-k} - \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k-1) z^{-k} \right] = \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} [\mathbf{x}(k) - \mathbf{x}(k-1)] \\ &= [\mathbf{x}(0) - \mathbf{x}(-1)] + [\mathbf{x}(1) - \mathbf{x}(0)] + [\mathbf{x}(2) - \mathbf{x}(1)] + \dots \\ &= \lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{x}(k) \end{aligned}$$

- **Esempio:** Si consideri il segnale descritto da

$$\mathbf{X}(z) = \frac{\mathbf{T}z(z+1)}{2(z-0.5)(z-1)}$$

Il valore finale della sequenza $\mathbf{x}(kT)$ è quindi dato da

$$\begin{aligned} \lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{x}(kT) &= \lim_{z \rightarrow 1} (1 - z^{-1}) \frac{\mathbf{T}z(z+1)}{2(z-0.5)(z-1)} \\ &= \lim_{z \rightarrow 1} \frac{\mathbf{T}(z+1)}{2(z-0.5)} \\ &= 2\mathbf{T} \end{aligned}$$

- **Differenziazione complessa:**

$$\begin{aligned} \mathcal{Z}[k \mathbf{x}(k)] &= -z \frac{d}{dz} \mathbf{X}(z) \\ \mathcal{Z}[k^m \mathbf{x}(k)] &= \left(-z \frac{d}{dz} \right)^m \mathbf{X}(z) \end{aligned}$$

- **Esempio:** È noto che la \mathcal{Z} -trasformata del gradino unitario è

$$\mathcal{Z}[h(k)] = \frac{1}{1 - z^{-1}}$$

Per ottenere la trasformata del segnale rampa unitaria

$$x(k) = kT, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$\mathcal{Z}[kT h(k)] = -Tz \frac{d}{dz} \left(\frac{1}{1 - z^{-1}} \right) = T \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})^2}$$

- **Teorema della convoluzione reale.** Siano date due funzioni $x_1(t)$ e $x_2(t)$, con $x_1(t) = x_2(t) = 0$, $t < 0$ e \mathcal{Z} -trasformate $X_1(z)$, $X_2(z)$. Allora

$$X_1(z)X_2(z) = \mathcal{Z} \left[\sum_{h=0}^k x_1(hT)x_2(kT - hT) \right]$$

Per la dimostrazione, si noti che

$$\begin{aligned} \mathcal{Z} \left[\sum_{h=0}^k x_1(h)x_2(k-h) \right] &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{h=0}^k x_1(h)x_2(k-h)z^{-k} \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{h=0}^{\infty} x_1(h)x_2(k-h)z^{-k} \end{aligned}$$

- **Integrazione complessa.**

Si consideri la sequenza

$$g(k) = \frac{x(k)}{k}$$

dove $x(k)/k$ è finito per $k = 0$, e sia $\mathcal{Z}[x(k)] = X(z)$. La \mathcal{Z} -trasformata di $x(k)/k$ è data da

$$\mathcal{Z} \left[\frac{x(k)}{k} \right] = \int_z^{\infty} \frac{X(\zeta)}{\zeta} d\zeta + \lim_{k \rightarrow 0} \frac{x(k)}{k}$$

poichè $x_2(k-h) = 0$, $h > k$. Definendo $m = k-h$ si ha

$$\mathcal{Z} \left[\sum_{h=0}^k x_1(h)x_2(k-h) \right] = \sum_{h=0}^{\infty} x_1(h)z^{-h} \sum_{m=0}^{\infty} x_2(m)z^{-m}$$

- **Teorema della convoluzione complessa.**

Siano date due successioni $x_1(k), x_2(k)$ nulle per $k < 0$. Inoltre siano $X_1(z)$ e $X_2(z)$ le trasformate delle due successioni e siano R_1, R_2 i rispettivi raggi di convergenza. Allora la Z -trasformata del prodotto $x_1(k)x_2(k)$ è data da:

$$Z[x_1(k)x_2(k)] = \frac{1}{2\pi j} \oint_C \zeta^{-1} X_2(\zeta) X_1(\zeta^{-1}z) d\zeta$$

- **Trasformazione di funzioni periodiche.**

Sia data una successione $x_p(k)$ periodica di periodo pT e $x(k)$ la successione dei campioni del primo periodo e nulla per $k > p$

$$x(k) = \begin{cases} x_p(k) & k = 0, \dots, p \\ 0 & k > p \end{cases}$$

Se $X(z)$ è la Z -trasformata di $x(k)$ allora vale

$$Z[x_p(k)] = \frac{z^p}{z^p - 1} X(z) = \frac{1}{1 - z^{-p}} X(z)$$

- **Teorema di Parseval.** Siano date due sequenze $x_1(k), x_2(k)$ nulle per $k < 0$. Inoltre siano $X_1(z)$ e $X_2(z)$ le trasformate delle due successioni.

$$\begin{aligned} [Z[x_1(k)x_2(k)]]_{|z|=1} &= \sum_{k=0}^{\infty} x_1(k)x_2(k) \\ &= \frac{1}{2\pi j} \oint_C \zeta^{-1} X_2(\zeta) X_1(\zeta^{-1}z) d\zeta \end{aligned}$$

Per $x_1(k) = x_2(k) = x(k)$, si ottiene

$$\begin{aligned} \sum_{k=0}^{\infty} x^2(k) &= \frac{1}{2\pi j} \oint_C \zeta^{-1} X(\zeta) X(\zeta^{-1}) d\zeta \\ &= \frac{1}{2\pi j} \oint_C z^{-1} X(z) X(z^{-1}) dz \end{aligned}$$

Lezione 4

Antitrasformata zeta.

• LA ANTITRASFORMATA \mathcal{Z}

- Permette di passare da una \mathcal{Z} -trasformata $\mathbf{X}(z)$ alla corrispondente sequenza \mathbf{x}_k e possibilmente alla funzione continua $\mathbf{x}(t)$ cui corrisponde per campionamento la sequenza \mathbf{x}_k .



- Se è soddisfatto il **Teorema di Shannon** sul campionamento, la funzione continua $\mathbf{x}(t)$ può essere univocamente determinata a partire dalla sequenza \mathbf{x}_k .

• Metodo della lunga divisione

$$\mathbf{X}(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(k\mathbf{T})z^{-k} = \mathbf{x}(0) + \mathbf{x}(\mathbf{T})z^{-1} + \mathbf{x}(2\mathbf{T})z^{-2} + \dots$$

Si divide il polinomio a numeratore per il polinomio a denominatore con la nota regola di Eulero

$$\mathbf{X}(z) = \frac{\mathbf{b}_0 + \mathbf{b}_1z + \dots + \mathbf{b}_mz^m}{\mathbf{a}_0 + \mathbf{a}_1z + \dots + \mathbf{a}_nz^n} = \mathbf{c}_0 + \mathbf{c}_1z^{-1} + \mathbf{c}_2z^{-2} + \dots$$

da cui si ricava che

$$\mathbf{x}(0) = \mathbf{c}_0, \quad \mathbf{x}(\mathbf{T}) = \mathbf{c}_1, \quad \mathbf{x}(2\mathbf{T}) = \mathbf{c}_2, \quad \dots$$

• Diversi metodi per antitrasformare una funzione $\mathbf{X}(z)$:

- 1) Metodo della lunga divisione;
- 2) Metodo computazionale;
- 3) Metodo della scomposizione in fratti semplici;
- 4) Metodo dell'integrale di inversione.

• Esempio: Lunga divisione di:

$$\mathbf{X}(z) = \frac{3}{(1 - z^{-1})^2(1 - 0.5z^{-1})} = \frac{6}{2 - 5z^{-1} + 4z^{-2} - z^{-3}}$$

6

$-15z^{-1}$

$+15z^{-1}$

$+15z^{-1}$

$+12z^{-2}$

$-12z^{-2}$

$-37.5z^{-2}$

$+25.5z^{-2}$

$+25.5z^{-2}$

$-3z^{-3}$

$+3z^{-3}$

$+30z^{-3}$

$-27z^{-3}$

$-63.75z^{-3}$

$+36.75z^{-3}$

$-7.5z^{-4}$

$+7.5z^{-4}$

$+51z^{-4}$

$-43.5z^{-4}$

$-12.75z^{-5}$

$+12.75z^{-5}$

$$\frac{D(z)}{Q(z)}$$

Da cui

$$\mathbf{X}(z) = 3 + 7.5z^{-1} + 12.75z^{-2} + 18.375z^{-3} + \dots$$
$$\mathbf{x}(0) = 3, \quad \mathbf{x}(1) = 7.5, \quad \mathbf{x}(2) = 12.75, \quad \mathbf{x}(3) = 18.375, \quad \dots$$

- **Metodo computazionale.** Esempio:

$$\begin{aligned} X(z) &= \frac{3}{-0.5z^{-3} + 2z^{-2} - 2.5z^{-1} + 1} \\ X(z) &= \frac{3}{-0.5z^{-3} + 2z^{-2} - 2.5z^{-1} + 1} U(z) \\ X(z) (1 - 2.5z^{-1} + 2z^{-2} - 0.5z^{-3}) &= 3U(z) \\ x(k) &= 2.5x(k-1) - 2x(k-2) + 0.5x(k-3) + 3u(k) \end{aligned}$$

Per $k = 0$, $u(0) = 1$, $x(-1) = x(-2) = x(-3) = 0$:

$$\begin{aligned} x(0) &= 3 \\ x(1) &= 2.5x(0) = 7.5 \\ x(2) &= 2.5x(1) - 2x(0) = 12.75 \\ x(3) &= 2.5x(2) - 2x(1) + 0.5x(0) = 18.375 \end{aligned}$$

- **Metodo della scomposizione in fratti semplici**

$$X(z) = \frac{b_0 z^m + b_1 z^{m-1} + \dots + b_{m-1} z + b_m}{(z - p_1)(z - p_2) \dots (z - p_n)}$$

- **Caso 1.** Se tutti i poli sono semplici, si pone

$$X(z) = \frac{c_1}{z - p_1} + \frac{c_2}{z - p_2} + \dots + \frac{c_n}{z - p_n} = \sum_{i=1}^n \frac{c_i}{z - p_i}$$

dove i coefficienti c_i , detti “residui”, sono parametri che vengono calcolati come:

$$c_i = [(z - p_i)X(z)]_{z=p_i}$$

- Se nella espressione di $X(z)$ compare almeno **uno zero nell'origine**, si utilizza la funzione $X(z)/z$ e quindi

$$\frac{X(z)}{z} = \frac{c_1}{z - p_1} + \dots + \frac{c_n}{z - p_n} \qquad c_i = \left[(z - p_i) \frac{X(z)}{z} \right]_{z=p_i}$$

Quando sono presenti **poli complessi coniugati**, i coefficienti c_i sono anch'essi complessi. In questo caso si ricorre alle formule di Eulero per ottenere funzioni trigonometriche. L'espressione finale cercata è quindi

$$x(k) = \sum_{i=1}^n c_i p_i^k$$

- **Caso 2.** Se $\mathbf{X}(z)$, o $\mathbf{X}(z)/z$, ha **poli multipli**

$$\mathbf{X}(z) = \frac{\mathbf{B}(z)}{\mathbf{A}(z)} = \frac{\mathbf{b}_0 z^m + \mathbf{b}_1 z^{m-1} + \dots + \mathbf{b}_{m-1} z + \mathbf{b}_m}{(z - \mathbf{p}_1)^{r_1} (z - \mathbf{p}_2)^{r_2} \dots (z - \mathbf{p}_h)^{r_h}}$$

allora si può porre

$$\mathbf{X}(z) = \sum_{i=1}^h \sum_{k=1}^{r_i} \frac{\mathbf{c}_{ik}}{(z - \mathbf{p}_i)^{r_i - k + 1}}$$

dove i residui si calcolano come

$$\mathbf{c}_{ik} = \left[\frac{1}{(k-1)!} \frac{d^{k-1}}{dz^{k-1}} (z - \mathbf{p}_i)^{r_i} \mathbf{X}(z) \right]_{z=\mathbf{p}_i}$$

$$\mathbf{i} = 1, \dots, h; \mathbf{k} = 1, \dots, r_i$$

- Metodo dell'**integrale di inversione**

$$\mathbf{x}(\mathbf{kT}) = \frac{1}{2\pi j} \oint_C \mathbf{X}(z) z^{\mathbf{k}-1} dz, \quad \mathbf{k} = 0, 1, 2, \dots$$

Si può applicare il **teorema dei residui**

$$\frac{1}{2\pi j} \oint_C \mathbf{X}(z) z^{\mathbf{k}-1} dz = \sum_{i=1}^m \mathbf{k}_i$$

Per poli semplici

$$\mathbf{k}_i = \lim_{z \rightarrow z_i} [(z - z_i) \mathbf{X}(z) z^{\mathbf{k}-1}]$$

Per poli di molteplicità r_i

$$\mathbf{k}_i = \frac{1}{(r_i - 1)!} \lim_{z \rightarrow z_i} \frac{d^{r_i-1}}{dz^{r_i-1}} [(z - z_i)^{r_i} \mathbf{X}(z) z^{\mathbf{k}-1}]$$

- **Esempio.** Antitrasformare la funzione

$$\mathbf{X}(z) = \frac{1}{z^4 + 6z^3 + 13z^2 + 12z + 4} = \frac{1}{(z + 2)^2 (z + 1)^2}$$

Si ha che

$$\mathbf{X}(z) = \frac{\mathbf{c}_{11}}{(z + 2)^2} + \frac{\mathbf{c}_{12}}{(z + 2)} + \frac{\mathbf{c}_{21}}{(z + 1)^2} + \frac{\mathbf{c}_{22}}{(z + 1)}$$

$$\mathbf{c}_{11} = [(z + 2)^2 \mathbf{X}(z)]_{z=-2} = 1$$

$$\mathbf{c}_{12} = \left[\frac{d}{dz} (z + 2)^2 \mathbf{X}(z) \right]_{z=-2} = 2$$

$$\mathbf{c}_{21} = [(z + 1)^2 \mathbf{X}(z)]_{z=-1} = 1$$

$$\mathbf{c}_{22} = \left[\frac{d}{dz} (z + 1)^2 \mathbf{X}(z) \right]_{z=-1} = -2$$

- **Esempio.** Calcolare $x(kT)$ da

$$X(z) = \frac{z(1 - e^{-aT})}{(z - 1)(z - e^{-aT})}$$

$$X(z)z^{k-1} = \frac{(1 - e^{-aT})z^k}{(z - 1)(z - e^{-aT})}$$

$$x(kT) = \sum_{i=1}^2 \left[\text{residuo di } \frac{(1 - e^{-aT})z^k}{(z - 1)(z - e^{-aT})} \text{ in } z = z_i \right]$$

dove i residui sono

$$k_1 = \lim_{z \rightarrow 1} \left[(z - 1) \frac{(1 - e^{-aT})z^k}{(z - 1)(z - e^{-aT})} \right] = 1$$

$$k_2 = \lim_{z \rightarrow e^{-aT}} \left[(z - e^{-aT}) \frac{(1 - e^{-aT})z^k}{(z - 1)(z - e^{-aT})} \right] = -e^{-akT}$$

- **Esempio.** Antitrasformare la funzione

$$X(z) = \frac{10}{(z - 1)(z - 2)}$$

Si noti che ora

$$X(z)z^{k-1} = \frac{10z^{k-1}}{(z - 1)(z - 2)}$$

Per $k = 0$

$$X(z)z^{k-1}|_{k=0} = \frac{10}{z(z - 1)(z - 2)}$$

la funzione ha quindi **3 poli semplici**, $z = 0, z = 1, z = 2$, mentre per $k > 0$ $X(z)z^{k-1}$ ha solo i **due poli** $z = 1, z = 2$. Questi due casi sono quindi da considerarsi separatamente.

- **Esempio:** $X(z) = \frac{z^2}{(z - 1)^2(z - e^{-aT})}$

$$X(z)z^{k-1} = \frac{z^{k+1}}{(z - 1)^2(z - e^{-aT})}$$

$$x(kT) = \sum_{i=1}^2 \left[\text{residuo di } \frac{z^{k+1}}{(z - 1)^2(z - e^{-aT})} \text{ in } z = z_i \right]$$

$$k_1 = \lim_{z \rightarrow e^{-aT}} \left[\frac{(z - e^{-aT})z^{k+1}}{(z - 1)^2(z - e^{-aT})} \right] = \frac{e^{-a(k+1)T}}{(1 - e^{-aT})^2}$$

$$\begin{aligned} k_2 &= \frac{1}{(2 - 1)!} \lim_{z \rightarrow 1} \frac{d}{dz} \left[\frac{z^{k+1}}{(z - 1)^2(z - e^{-aT})} \right] \\ &= \frac{k + 1}{1 - e^{-aT}} - \frac{1}{(1 - e^{-aT})^2} \end{aligned}$$

- **Caso $k = 0$.** Si ottiene

$$x(0) = \sum_{i=1}^3 \left[\text{residuo di } \frac{10}{z(z - 1)(z - 2)} \text{ nel polo } z = z_i \right]$$

ove i residui valgono

$$k_1 = \lim_{z \rightarrow 0} \left[z \frac{10}{z(z - 1)(z - 2)} \right] = 5$$

$$k_2 = \lim_{z \rightarrow 1} \left[(z - 1) \frac{10}{z(z - 1)(z - 2)} \right] = -10$$

$$k_3 = \lim_{z \rightarrow 2} \left[(z - 2) \frac{10}{z(z - 1)(z - 2)} \right] = 5$$

e quindi

$$x(0) = k_1 + k_2 + k_3 = 5 - 10 + 5 = 0$$

- **Caso $k > 0$.** Si ottiene ora

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \sum_{i=1}^2 \left[\text{residuo di } \frac{10z^{k-1}}{(z-1)(z-2)} \text{ nel polo } z = z_i \right]$$

ove i residui valgono

$$\mathbf{k}_1 = \lim_{z \rightarrow 1} \left[(z-1) \frac{10z^{k-1}}{(z-1)(z-2)} \right] = -10$$

$$\mathbf{k}_2 = \lim_{z \rightarrow 2} \left[(z-2) \frac{10z^{k-1}}{(z-1)(z-2)} \right] = 10(2^{k-1})$$

e quindi

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \mathbf{k}_1 + \mathbf{k}_2 = -10 + 10(2^{k-1}) = 10(2^{k-1} - 1)$$

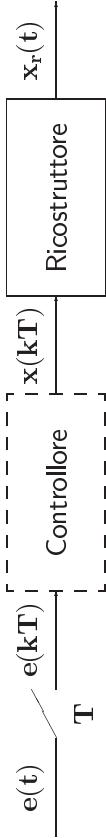
Lezione 5

Campionamento

- I sistemi in retroazione con controllo digitale sono caratterizzati da una **parte continua** (il processo da controllare) e una **parte discreta** (il controllore digitale)
- Sono quindi presenti sia variabili a tempo **discreto** sia variabili a tempo **continuo**
- I dispositivi di interfaccia sono il **campionatore** e il **ricostruttore**

In definitiva si ottiene

$$\mathbf{x}(\mathbf{k}) = \begin{cases} 0 & \mathbf{k} = 0 \\ 10(2^{k-1} - 1) & \mathbf{k} = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$



- Ricostruttore di ordine zero:

$$\mathbf{x}_r(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) [\mathbf{h}(t - kT) - \mathbf{h}(t - (k+1)T)]$$

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_r(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) \left[\frac{e^{-kTs} - e^{-(k+1)Ts}}{s} \right] \\ &= \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) e^{-kTs} \end{aligned}$$

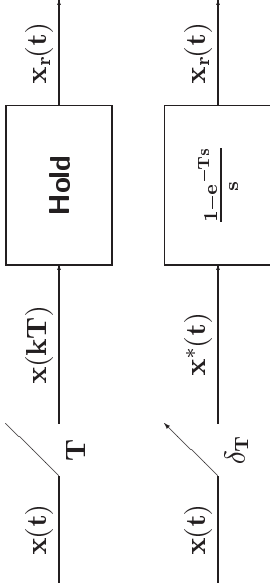
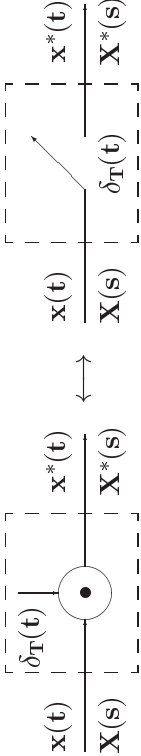
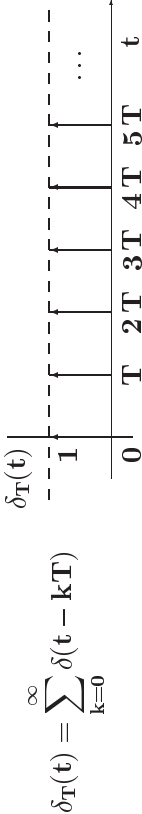
- Il campionatore impulsivo è un modello ideale del campionatore reale (convertitore A/D) considerato adeguato alle esigenze di analisi e progetto dei controlli digitali

- L'uscita del ricostruttore di ordine zero vale:

$$\mathbf{X}_r(s) = \mathbf{H}_0(s) \mathbf{X}^*(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \mathbf{X}^*(s)$$

$$\mathbf{H}_0(s) = \frac{1 - e^{-Ts}}{s} \quad \mathbf{X}^*(s) = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) e^{-kTs}$$

$$\mathbf{x}^*(t) = \mathcal{L}^{-1}[\mathbf{X}^*(s)] = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) \delta(t - kT)$$



$$\begin{aligned} \mathbf{X}^*(s) &= \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) e^{-kTs} \\ \mathbf{z} = e^{sT} &\longleftrightarrow s = \frac{1}{T} \ln \mathbf{z} \\ \mathbf{X}^*(s) \Big|_{s=\frac{1}{T} \ln \mathbf{z}} &= \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{x}(kT) \mathbf{z}^{-k} \end{aligned}$$

- La trasformata zeta della sequenza $\mathbf{x}(kT)$ anzichè la trasformata di Laplace del segnale $\mathbf{x}^*(t)$ permette di operare con funzioni razionali fratte.

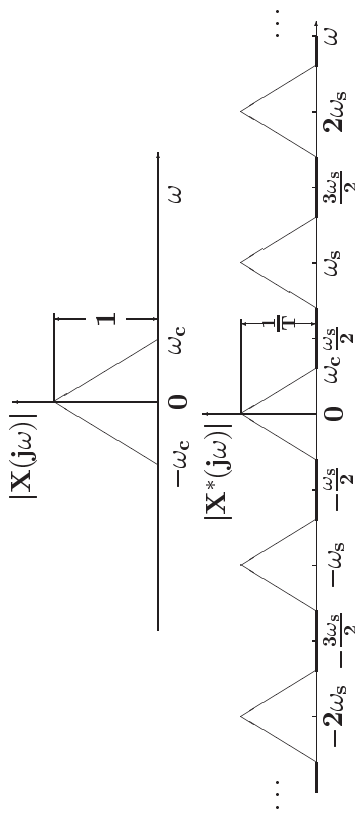
$$\mathbf{X}^*(s) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathcal{L}[\mathbf{x}(t) e^{jn\omega_s t}] = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{X}(s - jn\omega_s)$$

- A meno della costante moltiplicativa $1/T$, la trasformata di Laplace $\mathbf{X}^*(s)$ del segnale campionato si ottiene dalla somma degli infiniti termini, $\mathbf{X}(s - jn\omega_s)$, ciascuno dei quali si ottiene dalla $\mathbf{X}(s)$ mediante traslazione di $jn\omega_s$ nel campo complesso.
- L'andamento spettrale del segnale campionato vale:

$$\mathbf{X}^*(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{X}(j\omega - jn\omega_s)$$

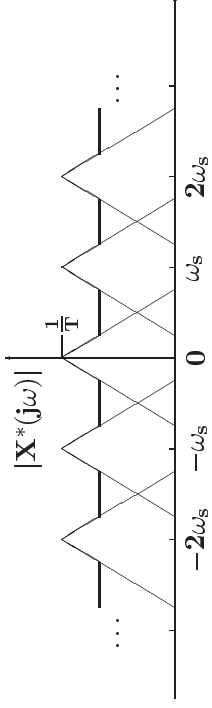
$$\begin{aligned} \mathbf{x}^*(t) &= \mathbf{x}(t) \delta_T(t) = \mathbf{x}(t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT) \\ \delta_T(t) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{c}_n e^{jn\omega_s t} \\ \mathbf{c}_n &= \frac{1}{T} \int_0^T \delta_T(t) e^{-jn\omega_s t} dt = \frac{1}{T} \\ \mathbf{x}^*(t) &= \mathbf{x}(t) \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{jn\omega_s t} \\ &= \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \mathbf{x}(t) e^{jn\omega_s t} \end{aligned}$$

ne segue



- La condizione $\omega_s > 2\omega_c$ mantiene distinto lo spettro originario dalle componenti complementari per cui, mediante filtraggio, è possibile ricostruire completamente il segnale $\mathbf{x}(t)$

- Nel caso in cui la condizione $\omega_s > 2\omega_c$ non è rispettata:



- Lo spettro originario è parzialmente sovrapposto alle componenti complementari contigue per cui mediante filtraggio non è più possibile ricavare il segnale originario a partire dal segnale campionato

• Teorema di Shannon

Sia $\omega_s = \frac{2\pi}{T}$ la pulsazione di campionamento (T è il periodo di campionamento), e sia ω_c la più alta componente spettrale del segnale tempo-continuo $x(t)$. Il segnale $x(t)$ è completamente ricostruibile a partire dal segnale campionato $x^*(t)$ se e solo se la pulsazione ω_s è maggiore del doppio della pulsazione ω_c :

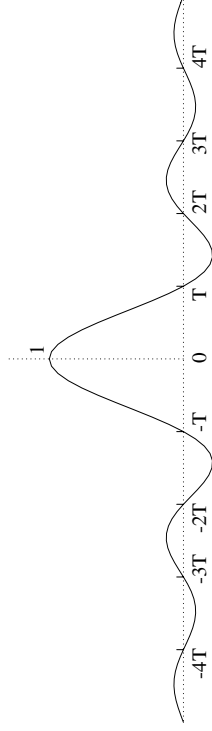
$$\omega_s > 2\omega_c$$

- Ricostruzione mediante filtro ideale

$$G_I(j\omega) = \begin{cases} T & -\frac{\omega_s}{2} \leq \omega \leq \frac{\omega_s}{2} \\ 0 & \text{altrove} \end{cases}$$

- Il filtro ideale $G_I(j\omega)$ non è fisicamente realizzabile. La sua risposta all'impulso vale:

$$g_I(t) = \frac{\sin(\omega_s t/2)}{\omega_s t/2}$$



- Formula di ricostruzione di Shannon

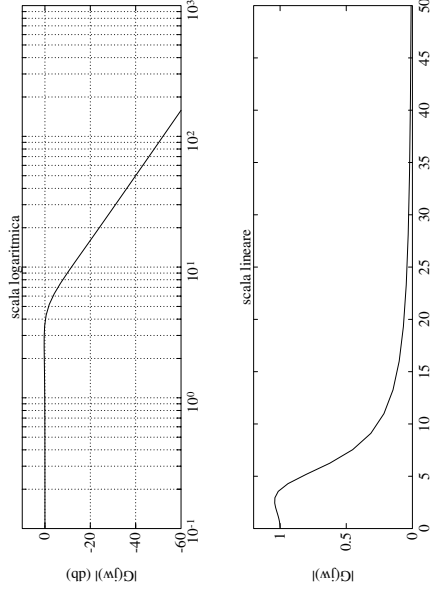
$$\begin{aligned} x(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} x^*(\tau) g_I(t - \tau) d\tau \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau - kT) \frac{\sin(\omega_s(t - \tau)/2)}{\omega_s(t - \tau)/2} d\tau \\ &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(kT) \frac{\sin(\omega_s(t - kT)/2)}{\omega_s(t - kT)/2} \end{aligned}$$

- Occorrono tutti i campioni $x(kT)$ passati e futuri
- Si usano ricostruttori causali e facilmente realizzabili

- **Aliasing:** Con il termine **aliasing** si indica quel fenomeno per il quale, mediante campionamento, si generano delle nuove componenti spettrali (armoniche) alla stessa frequenza della componente spettrale di partenza che impediscono la corretta ricostruzione del segnale di partenza.

- Si può avere aliasing solo nel caso in cui la condizione $\omega_s > 2\omega_c$ del teorema di Shannon non sia verificata

- Diagramma delle ampiezze di $G(j\omega)$:



- Per $\omega > 10\omega_n = 50 \text{ rad/s} = \bar{\omega}$, l'ampiezza di $G(j\omega)$ è inferiore ad un centesimo (-40 db) del guadagno statico

- Campionamento della risposta all'impulso di un sistema del secondo ordine

$$G(s) = \frac{25}{s^2 + 6s + 25}$$

- Il sistema $G(s)$ ha un guadagno statico unitario, ha due poli complessi coniugati $p_{1,2} = -3 \pm j4$, pulsazione naturale $\omega_n = 5 \text{ rad/s}$ e coefficiente di smorzamento $\delta = 3/5$

$$G(s) = \frac{25}{(s + 3)^2 + 4^2}$$

- Lo spettro, pur essendo a banda teoricamente illimitata, risulta essere praticamente trascurabile per pulsazioni maggiori di $\bar{\omega} = 50 \text{ rad/s}$
- Applicando la \mathcal{Z} -trasformata si ha

$$G(z) = \frac{25}{4} \frac{z^{-3T} \sin(4T) z}{z^2 - 2e^{-3T} \cos(4T) z + e^{-6T}}$$

- La risposta spettrale è data da

$$G^*(j\omega) = G(z)|_{z=e^{j\omega T}} \quad 0 \leq \omega \leq \frac{\pi}{T}$$

- Andamento spettrale di $G^*(j\omega)$ quando $T = \frac{\pi}{50}$ e $T = \frac{\pi}{25}$

