

Sistemi

UniVR - Dipartimento di Informatica

Fabio Irimie

1° Semestre 2024/2025

Indice

| | | |
|----------|--|-----------|
| 1 | Concetti base | 3 |
| 1.1 | Tipi di segnali | 3 |
| 1.2 | Rappresentazione dei sistemi | 4 |
| 2 | Notazioni | 5 |
| 3 | Modello di sistemi | 7 |
| 3.1 | Approccio classico | 7 |
| 3.2 | Approccio moderno | 7 |
| 3.3 | Obsolescenza | 7 |
| 3.4 | Causalità | 8 |
| 3.5 | Stabilità | 8 |
| 3.5.1 | Stabilità BIBO (Bounded Input Bounded Output) | 9 |
| 3.5.2 | Stabilità Asintotica | 10 |
| 4 | Modello di segnali | 11 |
| 5 | Funzioni in \mathbb{C} | 13 |
| 5.1 | Funzione a variabili complesse | 13 |
| 5.2 | Funzioni complesse | 15 |
| 5.3 | Funzioni polinomiali | 16 |
| 5.3.1 | Risoluzione | 16 |
| 6 | Segnali | 16 |
| 6.1 | Segnali continui | 16 |
| 6.1.1 | Sinusoidale | 17 |
| 6.1.2 | Esponenziali reali | 18 |
| 6.1.3 | Esponenziali complessi | 19 |
| 6.2 | Segnali discreti | 21 |
| 6.2.1 | Sinusoidale | 21 |
| 6.2.2 | Esponenziali Reali | 22 |
| 6.2.3 | Esponenziali Complessi | 23 |
| 6.3 | Rappresentazione | 25 |
| 6.4 | Problema della periodicità | 26 |
| 7 | Segnali generalizzati | 28 |
| 7.1 | Segnali di impulso | 28 |
| 7.1.1 | Finestra rettangolare unitaria | 30 |
| 7.1.2 | Finestra triangolare unitaria o Impulso triangolare unitario | 30 |
| 7.2 | Come si realizza un impulso | 31 |
| 7.3 | Derivata dell'impulso | 32 |
| 7.4 | Integrale dell'impulso | 33 |
| 7.4.1 | Funzione gradino | 33 |
| 7.4.2 | Funzione rampa | 34 |
| 7.4.3 | Funzione parabolica | 34 |
| 7.4.4 | A cosa servono i segnali canonici | 35 |
| 7.5 | Proprietà degli impulsi | 35 |

| | | |
|----------|--|-----------|
| 8 | Sistemi | 37 |
| 8.1 | Proprietà dei sistemi LTI | 39 |
| 8.1.1 | Linearità | 39 |
| 8.1.2 | Tempo invarianza | 40 |
| 8.1.3 | Causalità | 40 |
| 8.1.4 | Proprietà di stabilità asintotica | 41 |
| 8.1.5 | Proprietà di BIBO stabilità | 42 |
| 8.2 | Sistemi descritti da equazioni differenziali | 43 |
| 8.2.1 | Risoluzione | 46 |
| 8.2.2 | Risposta libera (o evoluzione libera) | 47 |
| 8.2.3 | Convergenza dei modi elementari | 51 |
| 8.2.4 | Dimostrazioni | 52 |
| 8.2.5 | Prodotto di convoluzione | 54 |
| 8.2.6 | Risposta impulsiva | 57 |
| 8.2.7 | Risposta forzata | 61 |
| 8.2.8 | Risposta totale | 62 |

1 Concetti base

Un sistema è formato da **segnali trasmessi**, un'esempio di segnale è la voce che usiamo per comunicare tra di noi. Il sistema prende le informazioni ricevute dal segnale e le rielabora.

Degli esempi di sistema sono:

- Microfono-Casse
- Freno della macchina

1.1 Tipi di segnali

I segnali possono essere di due tipi:

- **Segnali a tempo continuo:** Segnali che hanno infiniti punti per ogni infinitesimo di tempo.

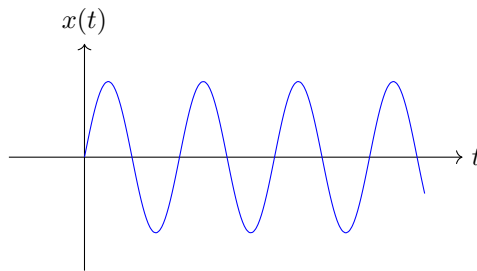


Figura 1: Esempio di segnale a tempo continuo

- **Segnali a tempo discreto:** Segnali che hanno un numero finito di punti per ogni intervallo di tempo.

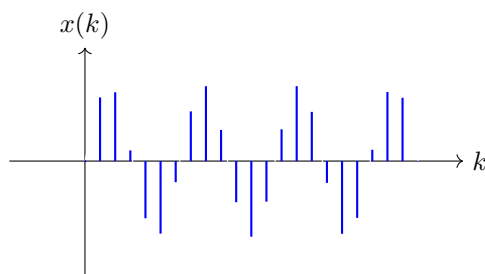


Figura 2: Esempio di segnale a tempo discreto

Per elaborare i dati attraverso un computer bisogna convertire un segnale continuo in uno discreto, questo processo è chiamato **campionamento** e non è **distruttivo**, cioè si può tornare indietro al segnale originale.

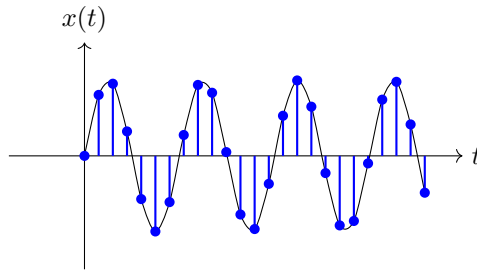


Figura 3: Esempio di campionamento

Una volta campionato il segnale si deve **quantizzare**, ovvero approssimare il valore del segnale a un valore discreto, questa operazione è **parzialmente distruttiva**, cioè si può tornare indietro al segnale originale perdendo alcune informazioni.

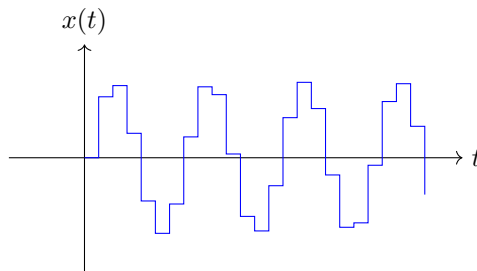


Figura 4: Esempio di quantizzazione

Infine si fa **encoding**, ovvero si codifica il segnale per poterlo adattare ad un altro tipo di segnale, questo processo è **completamente distruttivo**.

I segnali possono essere di dimensioni diverse, ad esempio:

- L'andamento di una borsa è un segnale a 1 dimensione.
- Una foto in bianco e nero è un segnale a 2 dimensioni (x, y) .
- Una foto colorata è un segnale multidimensionale $(x, y)^3$ per rappresentare ogni colore (R,G,B).

1.2 Rappresentazione dei sistemi

Un sistema lo rappresentiamo con un blocco, dove all'ingresso mettiamo il segnale in ingresso e all'uscita il segnale in uscita.

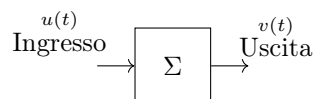


Figura 5: Rappresentazione di un sistema

L'output di un sistema può essere rielaborato per essere inserito nuovamente come input in un altro sistema, ad esempio:

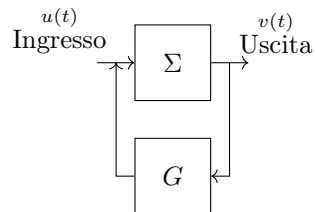


Figura 6: Rappresentazione di due sistemi in cascata

2 Notazioni

Tutti i segnali sono indicati con la lettera minuscola, ad esempio:

$$\underbrace{f}_{\text{segnale}} \quad \underbrace{f(t)}_{\text{segnale a tempo continuo}}$$

Oppure si utilizzano delle notazioni standard:

1. t, τ, t_i : tempo continuo
2. k : tempo discreto

In questo corso si considerano solo segnali continui o discreti monodimensionali non negativi e solo sistemi **LTI** (Lineari e Tempo Invarianti):

1. **Lineare**: Vale la **sovrapposizione degli effetti**, cioè se $v_1(t)$ è l'uscita del sistema per $u_1(t)$ e $v_2(t)$ è l'uscita del sistema per $u_2(t)$ allora $v_1(t) + v_2(t)$ è l'uscita del sistema per $u_1(t) + u_2(t)$.
2. **Tempo Invariante**: A prescindere dal punto di tempo in cui si applica il segnale, l'uscita del sistema è sempre la stessa.

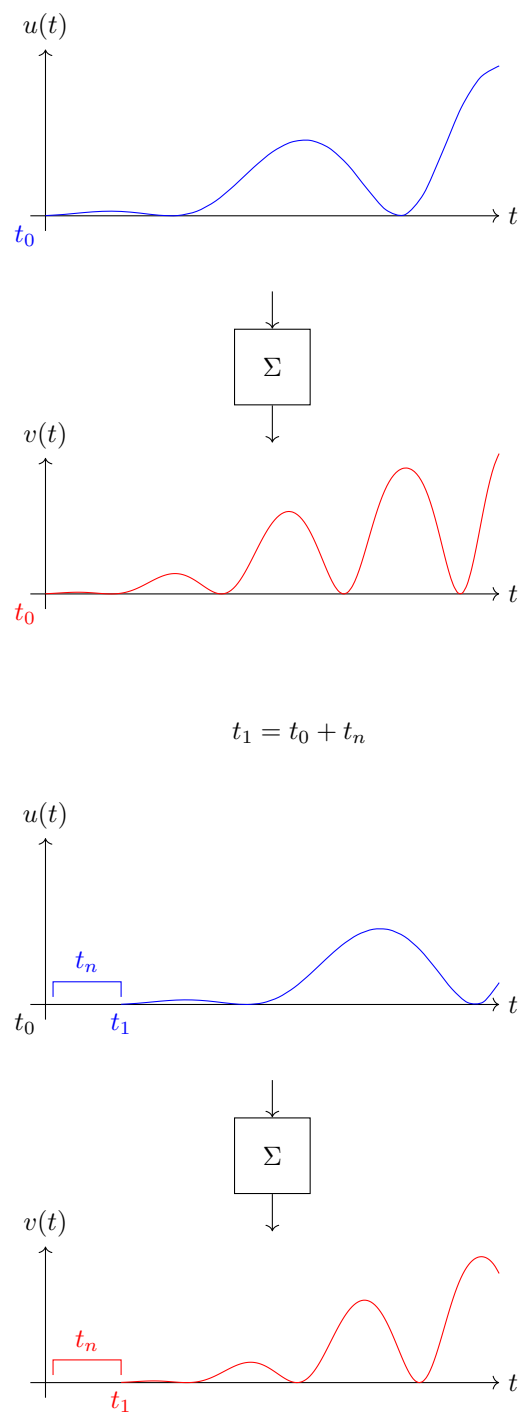


Figura 7: Esempio di invarianza nel tempo

I sistemi vengono rappresentati con lettere maiuscole greche o non.

3 Modello di sistemi

3.1 Approccio classico

Questo approccio prevede di avere un **evento fisico** (circuito, molla, ecc...) e per questo evento bisogna definire un **modello** del sistema. Questo si può fare attraverso degli strumenti grafici o matematici. Come strumenti matematici si usano:

1. **Continuo:**

- (a) Equazioni differenziali
- (b) Trasformate di Laplace
- (c) Trasformate di Fourier

2. **Discreto:**

- (a) Equazioni alle differenze
- (b) Trasformate Z

Una volta modellato l'evento fisico si può fare un'analisi del sistema e ciò permette di descrivere la **stabilità** e le **proprietà** del sistema.

L'ultima fase è quella di **sintesi**, cioè la fase di correzione del sistema per far sì che risulti stabile.

3.2 Approccio moderno

L'approccio moderno ha solo un blocco per rappresentare gli stati:

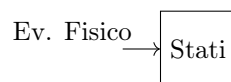


Figura 8: Rappresentazione di un sistema con l'approccio moderno

3.3 Obsolescenza

L'obsolescenza è il numero di anni che un sistema può durare. I sistemi che verranno studiati sono quelli che si trovano nella sezione di comportamento lineare, cioè i sistemi che non cambiano nel tempo.

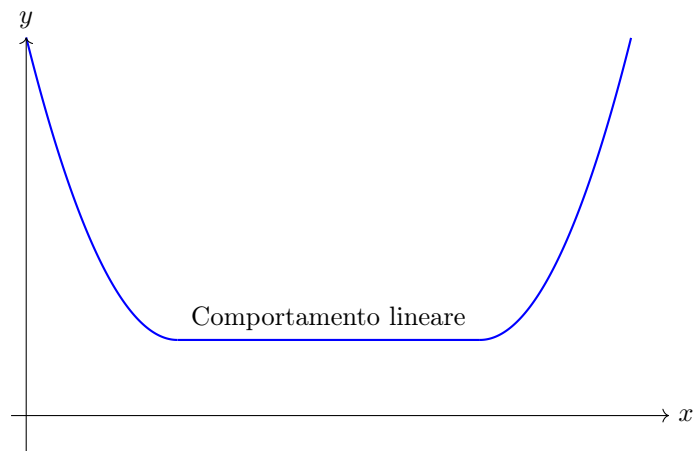


Figura 9: Sezione di comportamento lineare

Un'esempio è una molla che si deforma in base alla forza applicata, quando essa si deforma assume un comportamento plastico e quindi non lineare, mentre quando non si deforma assume un comportamento elastico e quindi lineare.

3.4 Causalità

La causalità è l'input del sistema e l'effetto è l'output che produce, quindi la causa precede sempre l'effetto. Non esiste un sistema causale che abbia l'output prima dell'input.

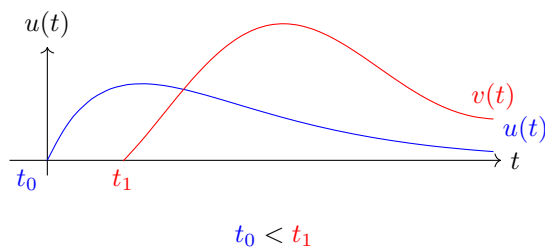


Figura 10: Esempio di causalità

3.5 Stabilità

Un sistema è stabile se, a seguito di un'oscillazione, ritorna al suo stato di equilibrio e il sistema si ferma. Un sistema è instabile se, a seguito di un'oscillazione, si allontana dal suo stato di equilibrio.

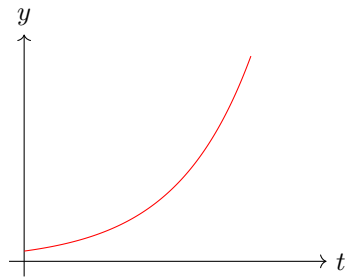


Figura 11: Sistema instabile

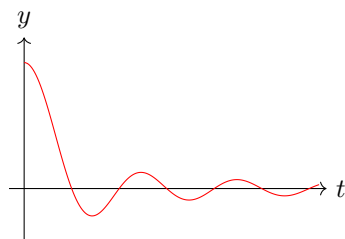


Figura 12: Sistema stabile

Ci sono 2 tipi di stabilità:

- **Stabilità asintotica** $\rightarrow \forall i \ \Re \lambda_i < 0$
- **Stabilità BIBO** verificare che $h(t)$ sia integrabile:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt < +\infty$$

3.5.1 Stabilità BIBO (Bounded Input Bounded Output)

Se il segnale di ingresso è limitato in ampiezza allora il segnale di uscita è limitato in ampiezza.

$$\exists M > 0, |u(t)| < M \ \forall t \in \mathbb{R}$$

\Downarrow

$$\exists N > 0, |v(t)| < N \ \forall t \in \mathbb{R}$$

con $M, N \in \mathbb{R}$ non per forza uguali

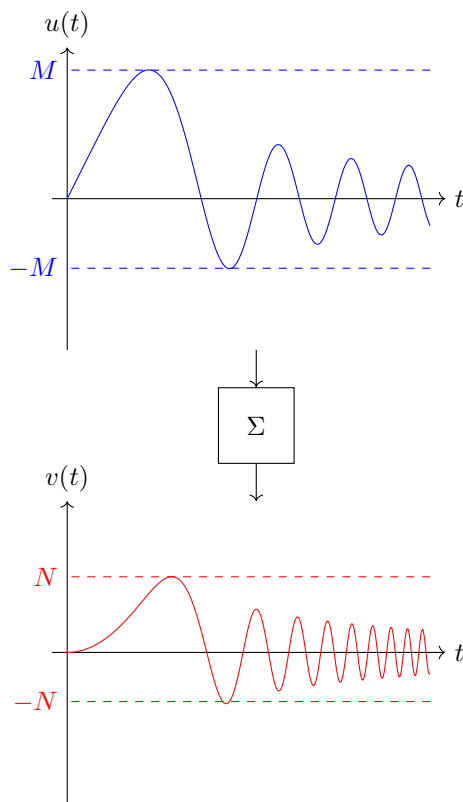


Figura 13: Esempio di sistema stabile BIBO

3.5.2 Stabilità Asintotica

Se il segnale di ingresso si annulla allora il segnale di uscita si annulla.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = 0 \quad \forall r \text{ di } u(t), \quad t \in \mathbb{R}$$

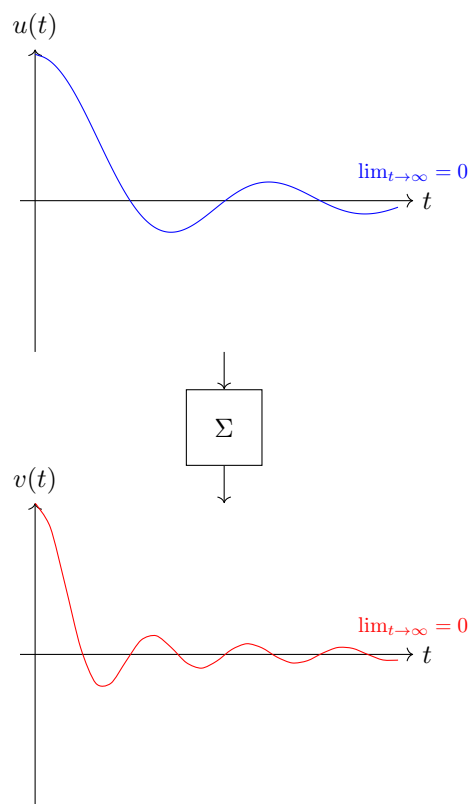


Figura 14: Esempio di sistema stabile asintotico

La stabilità asintotica implica la stabilità BIBO, ma non viceversa.

4 Modello di segnali

Un segnale si può scrivere nel seguente modo:

$$\alpha \in \mathbb{C}$$

$$t \in \mathbb{R}$$

$$l \in \mathbb{Z}$$

$$y(t) = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot \underbrace{e^{\alpha t}}_{\text{Parte esponenziale}} \cdot \underbrace{\frac{t^l}{l!}}_{\text{Parte polinomiale}}$$

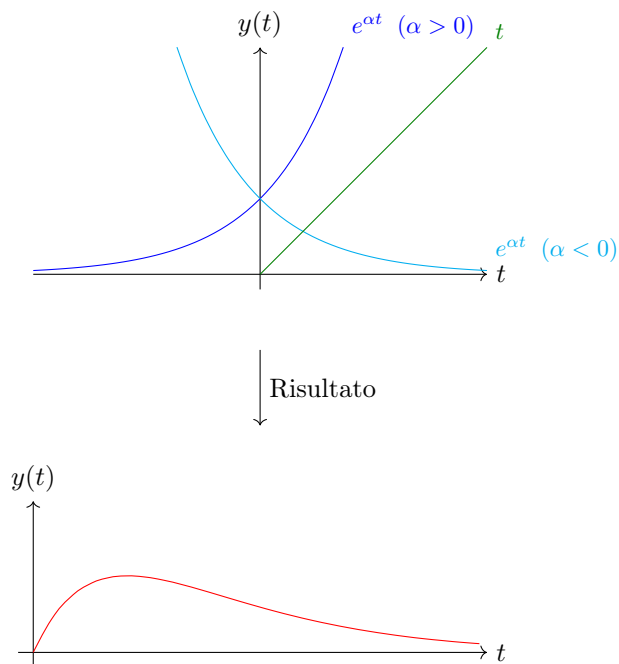


Figura 15: Esempio di segnale

Ad esempio con $l = 1$:

$$y(t) = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot e^{\alpha t} \cdot \frac{t^1}{1!} = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot e^{\alpha t} \cdot t$$

Con $\alpha < 0$ il sistema è stabile perchè l'esponenziale tende a 0.

Con $l = 2$:

$$y(t) = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot e^{\alpha t} \cdot \frac{t^2}{2!} = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot e^{\alpha t} \cdot \frac{t^2}{2}$$

ecc...

Siccome $\alpha \in \mathbb{C}$ si può riscrivere come:

$$\alpha = \lambda + j\omega$$

λ è la parte reale

$j\omega$ è la parte immaginaria

Quindi il segnale diventa:

$$y(t) = \sum_i \sum_j c_{ij} \cdot e^{\lambda t} \cdot e^{j\omega t} \cdot \frac{t^l}{l!}$$

Utilizzando la forma trigonometrica dei numeri complessi si ha che:

$$e^{j\omega} = \cos(\omega t) + j \sin(\omega t)$$

$$e^{(\lambda+j\omega)t} = e^{\alpha t} = \rho(\cos(\omega t) + j \sin(\omega t))$$

Per le formule di Eulero che dice:

$$\cos\theta = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2}$$

$$\sin\theta = \frac{e^{j\theta} - e^{-j\theta}}{2j}$$

Definizione 4.1 (Complesso coniugato). A ogni numero complesso è associato un coniugato che ha la stessa parte reale, ma parte immaginaria opposta.

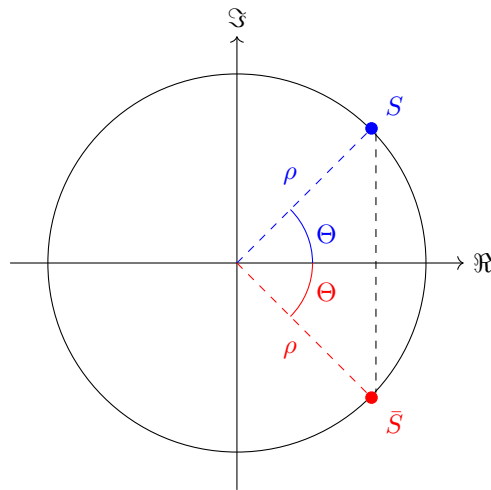


Figura 16: Circonferenza di proiezione

$$S = \rho(\cos(\theta) + j \sin(\theta))$$

$$\bar{S} = \rho(\cos(-\theta) + j \sin(-\theta))$$

5 Funzioni in \mathbb{C}

5.1 Funzione a variabili complesse

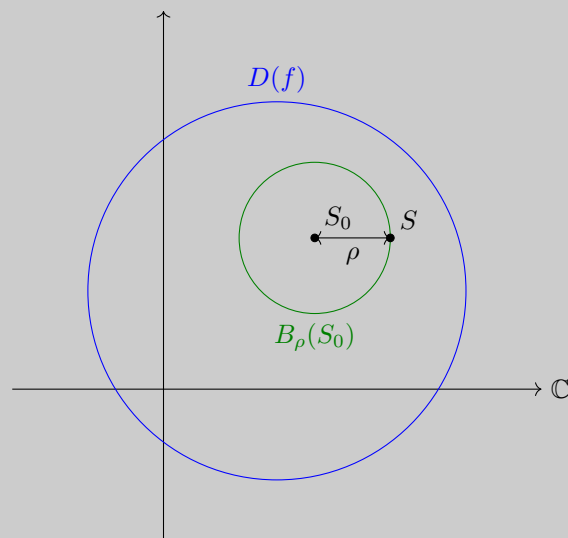
Definizione 5.1 (Funzione a variabile complessa). Una funzione a variabile complessa è una funzione che ha come dominio un insieme di numeri complessi e come codominio un insieme di numeri complessi.

Definizione 5.2 (Punto interno). Un punto S_0 appartenente a un intorno $D(f) \subseteq \mathbb{C}$ è interno a $D(f)$ se e solo se esiste un disco $B_\rho(S_0)$ di raggio $\rho \in \mathbb{R}_+$ centrato in S_0 tale che:

$$B_\rho(S_0) \subset D(f)$$

Quindi $D(f)$ è un dominio e $B_\rho(S_0)$ è un sottoinsieme:

$$B_\rho(S_0) = \{S \in \mathbb{C} \mid \|S_0 - S\| < \rho\}$$

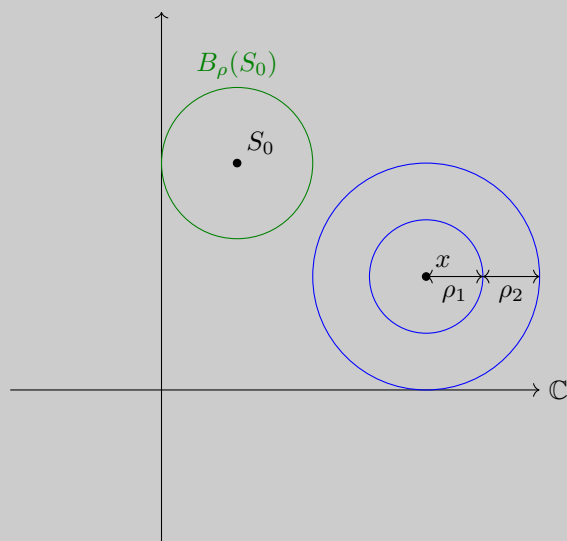


Definizione 5.3 (Insieme aperto). È l'insieme di tutti i punti che sono definiti interni.

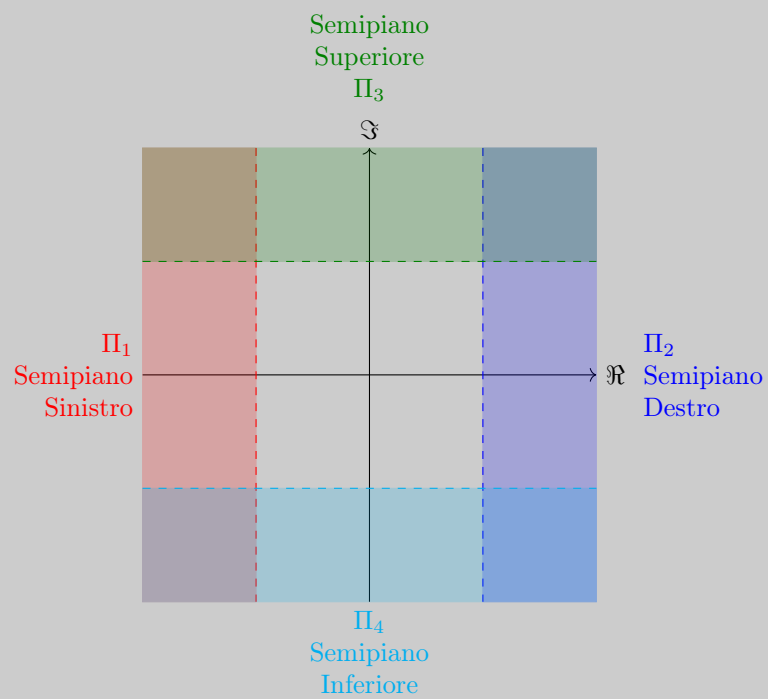
Ad esempio:

- insieme \mathbb{C}
- insieme \emptyset
- i dischi in un punto S_0 , $B_\rho(S_0) = \{S \in \mathbb{C} \mid \|S_0 - S\| < \rho\}$
- corone circolari centrate in un punto x ,

$$\{S \in \mathbb{C}, \rho_1, \rho_2 \in \mathbb{R} \mid \rho_1 < |S - x| < \rho_2\}$$



- semipiani destri o sinistri, superiori o inferiori



5.2 Funzioni complesse

$$f : D(f) \rightarrow \mathbb{C} \quad D(f) \subseteq \mathbb{C} \text{ e aperto}$$

Alcuni esempi sono:

- $S \rightarrow S \quad D(f) = \mathbb{C}$

- $S \rightarrow S^2 \quad D(f) = \mathbb{C}$
- $S \rightarrow \Re(S) + j\Im(S)^2 \quad D(f) = \mathbb{C}$
- $S \rightarrow \sum_{k=0}^n a_k^S \quad a_k \in \mathbb{C}; \quad k, n \in \mathbb{Z}$ (Funzioni polinomiali)
- $\sum_{k=0}^{\infty} a_k (S - S_0)^k \quad a_k \in \mathbb{C}; \quad S, S_0 \in \mathbb{C}; \quad k \in \mathbb{Z}$ (Serie di potenze)

5.3 Funzioni polinomiali

$$P(s) = \sum_{k=0}^n a_k \cdot \underbrace{S^k}_{\text{Variabile complessa}}$$

Con $n = 2$:

$$a_0 S^0 + a_1 S^1 + a_2 S^2$$

Con $n = 3$:

$$a_0 S^0 + a_1 S^1 + a_2 S^2 + a_3 S^3$$

5.3.1 Risoluzione

Per risolvere una funzione polinomiale si usano le solite tecniche, ad esempio:

$$S^2 - 2S + 1 = (S - 1)^2$$

Che ha una sola soluzione, ma con molteplicità 2.

Teorema 5.1 (Teorema fondamentale delle radici). Ogni polinomio $P(S)$ a coefficienti complessi di grado $n > 0$ ha n **radici complesse** ed è decomponibile in un solo modo

$$P(s) = a_n \prod_{r=1}^r (s - s_r)^{\mu_r}$$

Dove:

s_r sono delle radici

μ_r sono le molteplicità delle radici

a_n è il coefficiente del polinomio

$$\sum_{r=1}^{\infty} \mu_r = n$$

6 Segnali

Il segnale più presente è quello **sinusoidale**.

6.1 Segnali continui

$$t \in \mathbb{R} \quad \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{C}; \quad \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$$

6.1.1 Sinusoidale

$$x(t) = A \cdot \cos(\omega_0 t + \phi)$$

Dove:

- A è l'ampiezza
- ω è la frequenza $f = \frac{1}{T}$ (T = periodo)
- ϕ è la fase

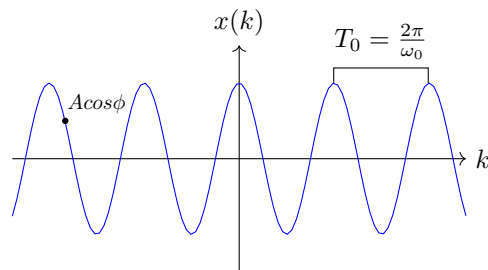


Figura 17: Funzione sinusoidale

- **Periodico**

$$x(t) = x(t + T_0)$$

$$A \cos(\omega_0 t + \phi) = A \cos(\omega_0 t + \omega_0 T_0 + \phi)$$

$$T_0 = \frac{2\pi m}{\omega_0} \rightarrow \text{periodo } \frac{2\pi}{\omega_0} \quad m \in \mathbb{R} \text{ (indica il multiplo)}$$

Il sistema si comporta nello stesso modo per ogni periodo.

- **Shift temporale** equivale ad un cambio di fase

$$A \cos[\omega_0(t - t_0)] = A \cos(\omega_0 t + \underbrace{\omega_0 t_0}_{\Delta \phi})$$

$$A \cos[\omega_0(t + t_0) + \phi] = A \cos(\omega_0 t + \omega_0 t_0 + \phi)$$

- Se $\phi = 0$ Il segnale assume la seguente forma:

$$A = \cos(\omega_0 t)$$

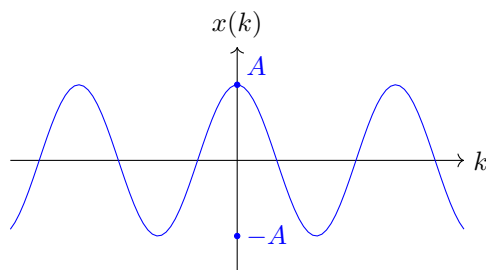


Figura 18: Funzione coseno

e ha le seguenti proprietà:

- Periodico

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_o}$$

- Pari

$$x(t) = x(-t)$$

Se $\phi = -\frac{\pi}{2}$ Il segnale assume la seguente forma:

$$x(t) = \begin{cases} A\cos(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}) \\ A\sin(\omega_0 t) \\ A\cos(\omega_0(t + \frac{T_0}{4})) \end{cases}$$

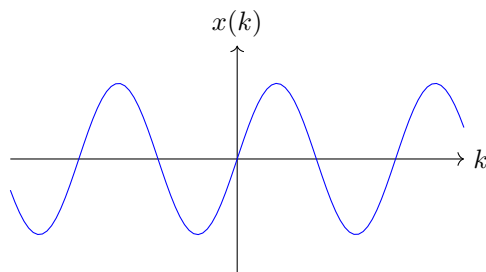


Figura 19: Funzione seno

e ha le seguenti proprietà:

- Periodico

$$T_0 = \frac{2\pi}{\omega_0}$$

- Dispari

$$x(t) = -x(-t)$$

6.1.2 Esponenziali reali

$$x(t) = Ce^{\alpha t}$$

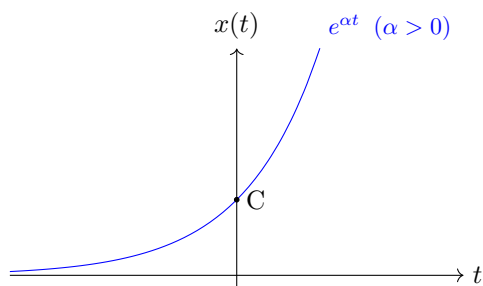


Figura 20: Esempio di segnale

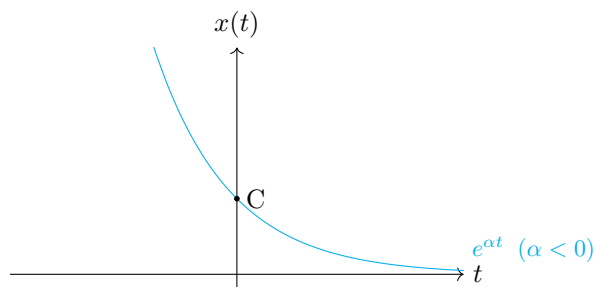


Figura 21: Esempio di segnale

- Shift Temporale

$$C e^{\alpha(t+t_0)} = C e^{\alpha t} \cdot \underbrace{C e^{\alpha t_0}}_{\mathbb{R}}$$

6.1.3 Esponenziali complessi

$$x(t) = C e^{\alpha t}$$

$$C = |c| e^{j\Theta} \text{ (polare)}$$

$$\alpha = r + j\omega_o \text{ (cartesiana)}$$

$$\begin{aligned} x(t) &= |c| e^{j\Theta} \cdot e^{(r+j\omega_o)t} = \\ &= |c| e^{rt} \cdot e^{j(\omega_o t + \Theta)} \text{ (Eulero)} \end{aligned}$$

Definizione 6.1 (Eulero). La formula di Eulero è la seguente:

$$e^{j(\omega_o t + \Theta)} = \cos(\omega_o t + \Theta) + j \sin(\omega_o t + \Theta)$$

$$x(t) = |c| e^{rt} \cdot (\cos(\omega_o t + \Theta) + j \sin(\omega_o t + \Theta))$$

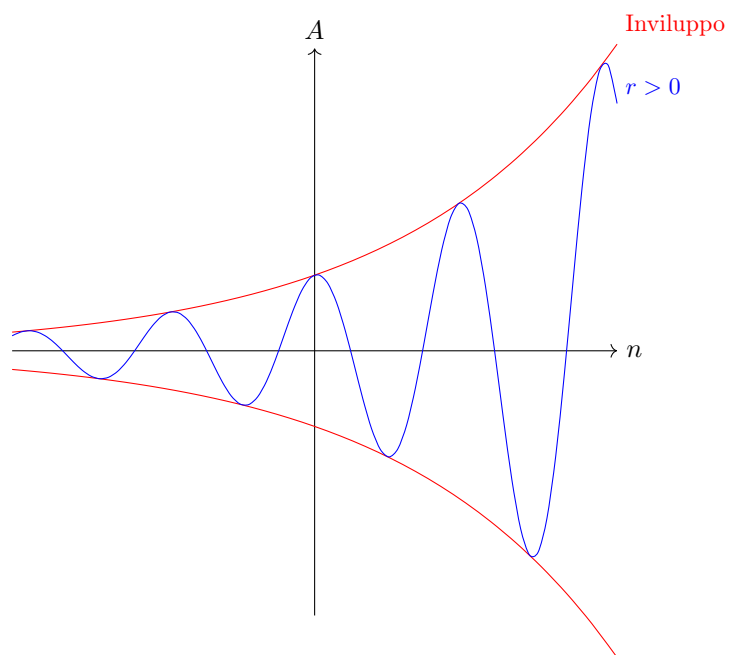


Figura 22: Esponenziale sinusoidale continuo con $r > 0$

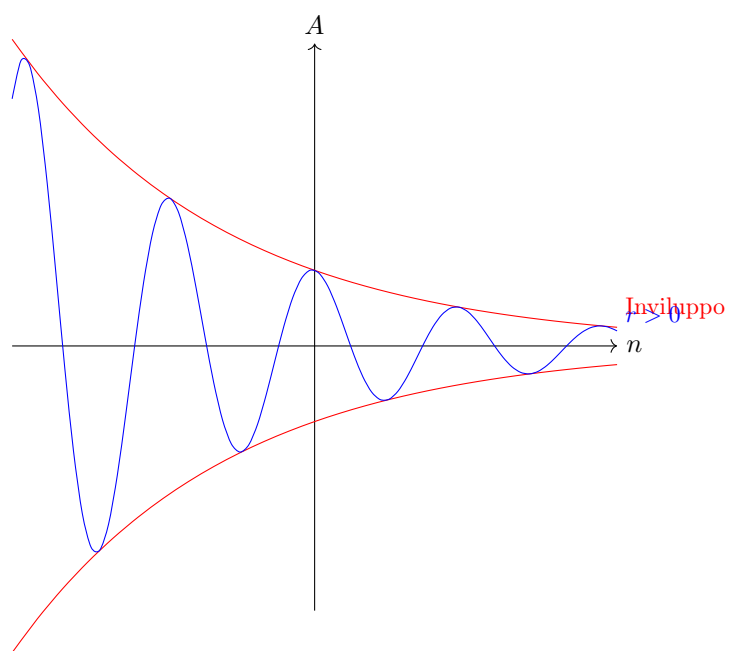


Figura 23: Esponenziale sinusoidale continuo con $r < 0$

6.2 Segnali discreti

$$k \in \mathbb{Z} \quad \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{Z}; \quad \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{R}; \quad \mathbb{Z} \rightarrow \mathbb{C}$$

6.2.1 Sinusoidale

$$x[n] = A \cos(\Omega_0 n + \phi)$$

Dove:

- A è l'ampiezza
- Ω_0 è la frequenza $f = \frac{\Omega_0}{2\pi}$
- ϕ è la fase

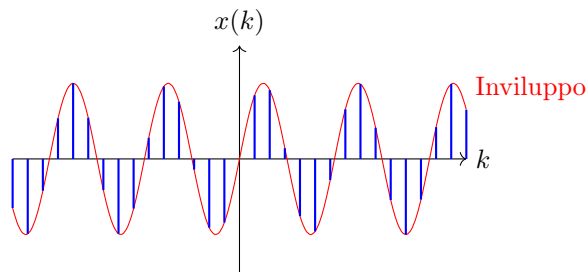


Figura 24: Esempio di segnale sinusoidale discreto

- **Shift temporale** equivale ad un cambio di fase

$$A \cos[\Omega_0(n + n_0)] = A \cos(\Omega_0 n + \underbrace{\Omega_0 n_0}_{\Delta\phi})$$

- Se $\phi = 0$ Il segnale rimane coseno ed è pari

$$x[n] = x[-n]$$

Se $\phi = -\frac{\pi}{2}$ Il segnale diventa un seno ed è dispari:

$$x[n] = -x[-n]$$

- Il cambio di fase equivale allo shift temporale?

$$A \cos[\Omega_0(n + n_0)] \stackrel{?}{=} A \cos[\Omega_0 n + \Omega_0 \omega_0 \phi]$$

dove ϕ è il rapporto tra ϕ e Ω_0 è un numero intero:

$$\phi = \Omega_0 \omega_0$$

$$\frac{\phi}{\Omega_0} = n_0$$

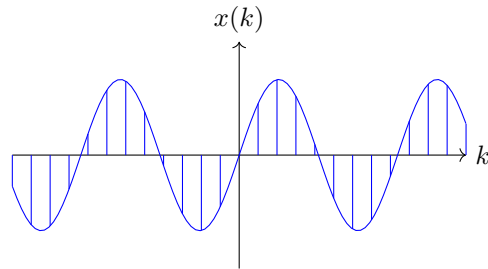


Figura 25: Calcolo del cambio di fase

Esempio 6.1.

$$\phi = \frac{2\pi}{12}$$

$$\Omega_0 = ?$$

$$\frac{2\pi}{\Omega_0} = \frac{2\pi}{12} = 12 = \Omega_0 \quad (m = 1)$$

6.2.2 Esponenziali Reali

$$x[n] = Ce^{\beta n} = C\alpha^n \quad \alpha = e^\beta; \quad C, \alpha \in \mathbb{R}$$

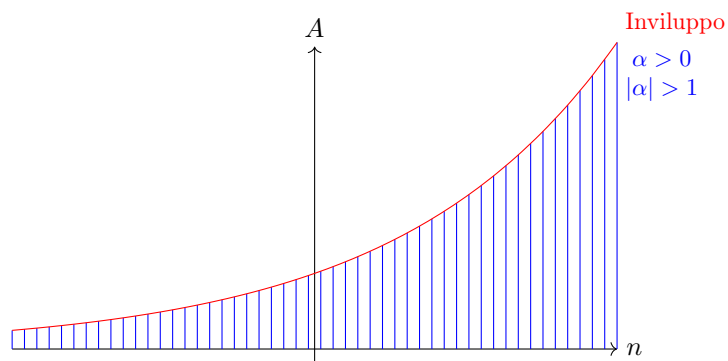


Figura 26: Esponenziale reale con $\alpha > 0$ $|\alpha| > 1$

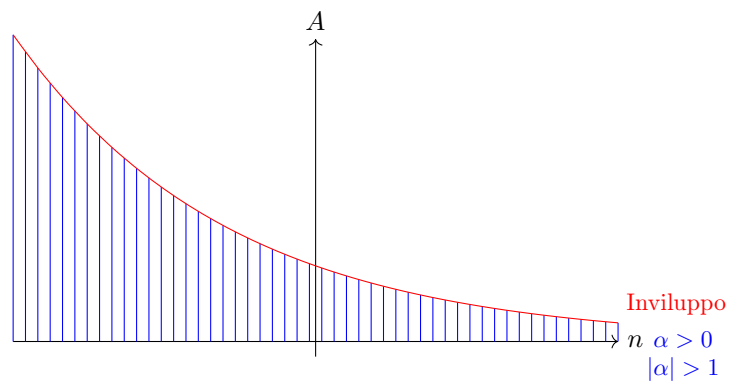


Figura 27: Esponenziale reale con $\alpha > 0$ $|\alpha| < 1$

6.2.3 Esponenziali Complessi

$$x[n] = C\alpha^n \quad C, \alpha \in \mathbb{C}$$

dove

$$C = |C|e^{j\Theta}$$

$$\alpha = |\alpha|e^{j\omega_0}$$

$$x[n] = |C|e^{j\Theta} \cdot (|\alpha|e^{j\omega_0})^n =$$

$$|C| \cdot |\alpha|^n \cdot e^{j(\omega_0 n + \Theta)}$$

Usando la formula di Eulero:

$$x[n] = |C| \cdot |\alpha|^n \cdot (\cos(\omega_0 n + \Theta) + j\sin(\omega_0 n + \Theta))$$

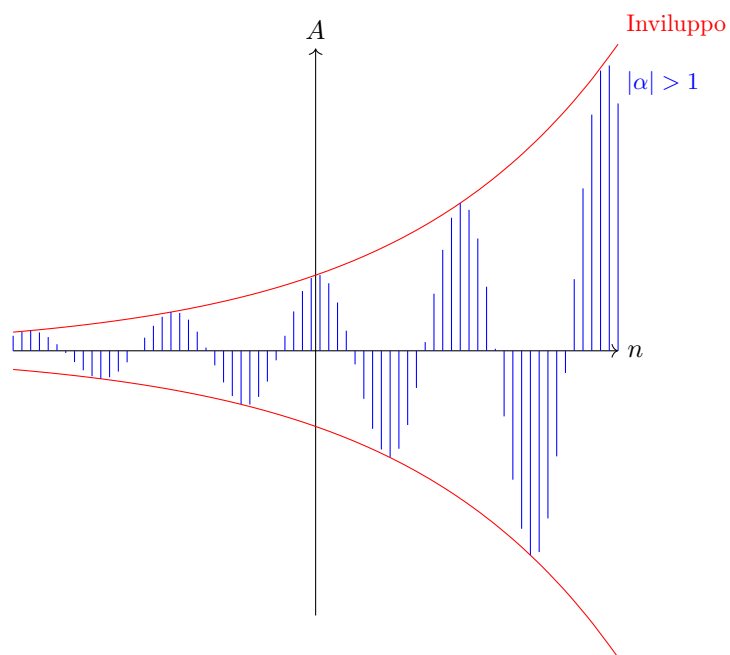


Figura 28: Esponenziale sinusoidale con $|\alpha| > 1$

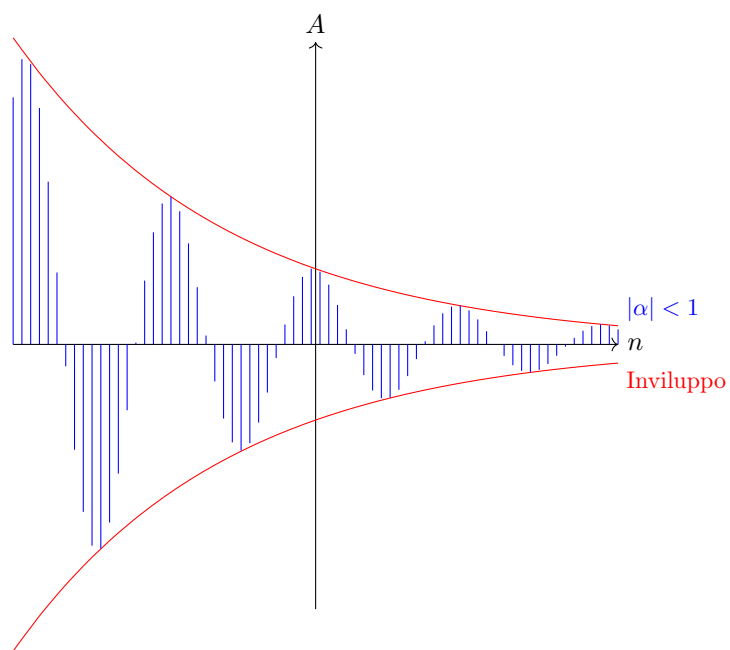


Figura 29: Esponenziale sinusoidale con $|\alpha| < 1$

6.3 Rappresentazione

I segnali che appartengono all'insieme dei complessi sono tridimensionali e sono rappresentati in 2 assi cartesiani diversi, che mostrano lo stesso segnale, ma da 2 punti di vista differenti. Il segnale viene generato da un punto che continua a girare periodicamente su una circonferenza proiettando su entrambi gli assi il suo valore.

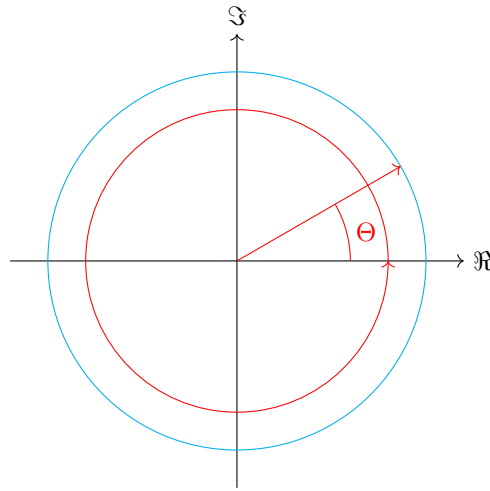


Figura 30: Circonferenza di proiezione

La proiezione sull'asse dei reali è la parte reale del segnale:

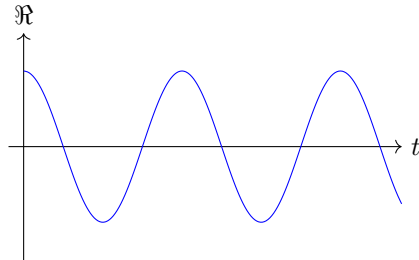


Figura 31: Proiezione su asse reale

La proiezione sull'asse degli immaginari è la parte immaginaria del segnale ed è traslata di $\frac{\pi}{2}$ rispetto alla parte reale:

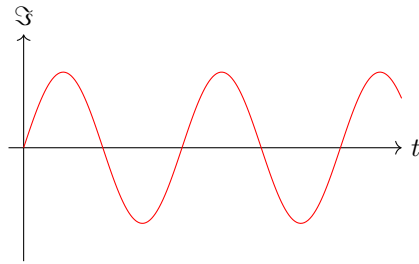


Figura 32: Proiezione su asse immaginario

In 3 dimensioni diventa:

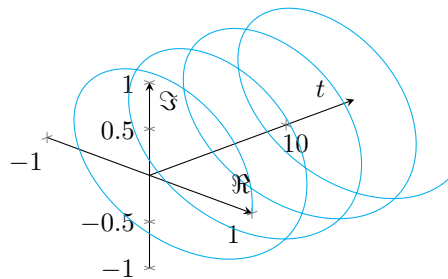


Figura 33: Circonferenza di proiezione in 3D

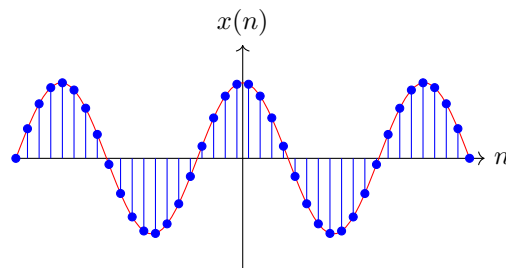
6.4 Problema della periodicità

Il problema della periodicità consiste nel fatto che alcuni segnali possono sembrare periodici anche se non lo sono. Ad esempio:

Esempio 6.2.

$$\Omega_0 = \frac{2\pi}{12}$$

$$\phi = 0$$



Il periodo è:

$$T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0} m$$

$$T_0 = \frac{2\pi}{\frac{2\pi}{12}} m = 12m$$

Con $m = 1$:

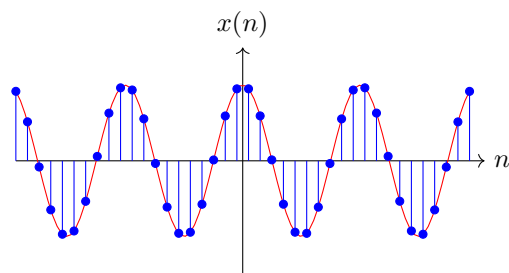
$$T_0 = 12 \cdot 1 = 12 \in \mathbb{Z}$$

Quindi il segnale è periodico.

Esempio 6.3.

$$\Omega_0 = \frac{8\pi}{31}$$

$$\phi = 0$$



Il periodo è:

$$T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0} m$$

$$T_0 = \frac{2\pi}{\frac{8\pi}{31}} m = \frac{31}{4} m$$

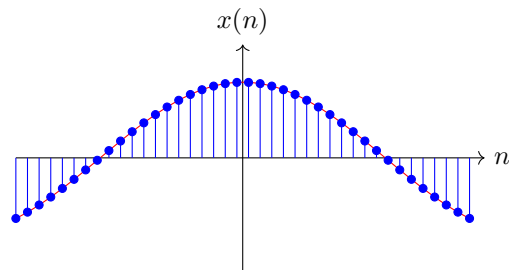
Con $m = 4$:

$$T_0 = \frac{31}{4} \cdot 4 = 31 \in \mathbb{Z}$$

Esempio 6.4.

$$\Omega_0 = \frac{1}{6}$$

$$\phi = 0$$



Il periodo è:

$$T_0 = \frac{2\pi}{\Omega_0} m$$

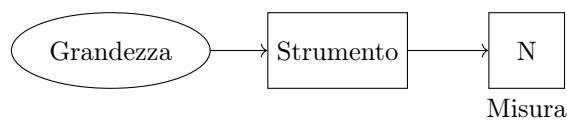
$$T_0 = \frac{2\pi}{\frac{1}{6}} m = 2\pi \cdot 6m$$

Non esiste $m \in \mathbb{Z}$ che mi tolga π dalla formula del periodo, quindi il segnale non è periodico anche se lo sembra

7 Segnali generalizzati

Ci sono alcune grandezze che non si possono facilmente calcolare con i segnali tradizionali, quindi analiticamente, ma solo con strumenti appositi.

Esempio 7.1. La tensione della corrente elettrica



Per misurare la tensione si usa il multimetro. Queste sono grandezze definite all'interno di un'operazione integrale.

$$\int_{-\infty}^{\infty} \underbrace{\sigma(t)}_{\text{Grandezza}} \cdot \underbrace{\phi(t)}_{\text{Strumento}} dt = \underbrace{N}_{\text{Misura}}$$

7.1 Segnali di impulso

- **Impulso di Dirac** È una funzione con supporto **infinitesimo**, altezza **infinita** e area = 1

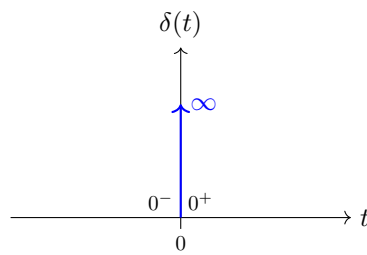


Figura 34: Impulso di Dirac

È definita in $[0^-, 0^+]$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{\delta(t)}_{\text{Impulso}} \cdot \underbrace{1}_{\text{Strumento}} dt = \underbrace{1}_{\text{Valore}}$$

$$\delta(t) = \begin{cases} \infty & \text{in } 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

- **Impulso unitario**

Matematicamente non si usa l'impulso di Dirac, ma l'**impulso unitario**.

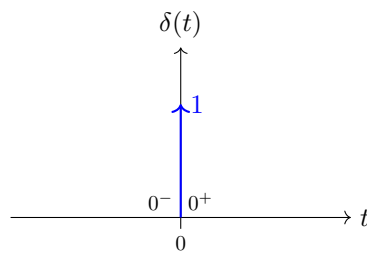


Figura 35: Impulso unitario

$$\delta(t) = \begin{cases} 1 & \text{in } 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

In natura, il segnale che si avvicina di più al segnale di impulso è il seguente:

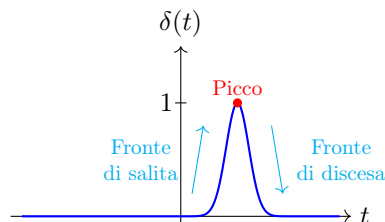


Figura 36: Segnale che si avvicina all'impulso

In ogni caso, non si avvicina mai all'impulso di Dirac, perchè ha sempre un fronte di salita e discesa, quindi non è istantaneo.

7.1.1 Finestra rettangolare unitaria

È una funzione che definisce un rettangolo di altezza $A = 1$ e larghezza T .

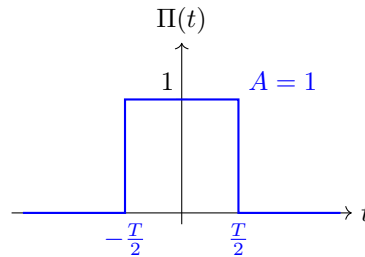


Figura 37: Finestra rettangolare unitaria

È definita nel seguente modo:

$$\Pi(t) := \begin{cases} 1 & \text{se } -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Se questo segnale è ripetuto nel tempo si chiama **onda quadra**.

Alcune applicazioni possono essere:

- Gestione di motori elettrici
- Equalizzazione di audio

7.1.2 Finestra triangolare unitaria o Impulso triangolare unitario

È una funzione che definisce un triangolo di altezza $A = 1$ e larghezza T .

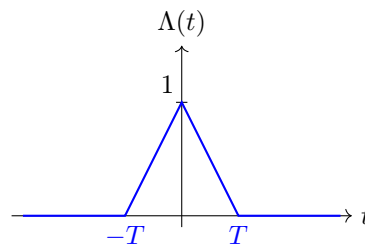


Figura 38: Finestra triangolare unitaria

È definita nel seguente modo:

$$\Lambda(t) := \begin{cases} 1 - |t| & \text{se } -T \leq t \leq T \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Le applicazioni sono le stesse del rettangolo, ma con una forma più armonica (smooth). Si possono anche generare segnali sinusoidali.

7.2 Come si realizza un impulso

- Rettangolo:

L'impulso si definisce come una successione di funzioni per cui vengono cambiati dei valori:

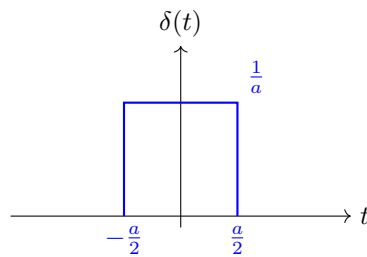


Figura 39: Impulso rettangolare

L'obiettivo è raddoppiare l'altezza e dimezzare la larghezza, mantenendo l'area uguale.

Calcoliamo l'area di questa funzione:

$$Area = \left(\frac{a}{2} + \frac{a}{2} \right) \cdot \frac{1}{a} = \frac{2a}{2} \cdot \frac{1}{a} = 1$$

Ora cambiamo la funzione:

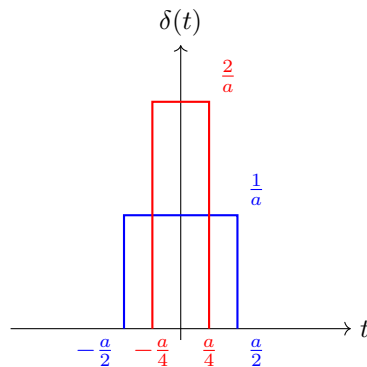


Figura 40: Impulsi rettangolari

E calcoliamo di nuovo l'area

$$Area = \left(\frac{a}{4} + \frac{a}{4} \right) \cdot \frac{2}{a} = \frac{2a}{4} \cdot \frac{2}{a} = 1$$

$$\delta(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n = 1$$

- Triangolo:

Facciamo la stessa cosa con il triangolo:

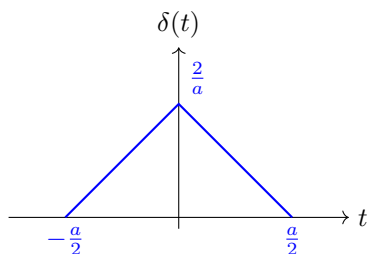


Figura 41: Impulso triangolare

$$Area = \left(\frac{a}{2} + \frac{a}{2}\right) \cdot \frac{2}{a} \cdot \frac{1}{2} = 1$$

Ora cambiamo la funzione:

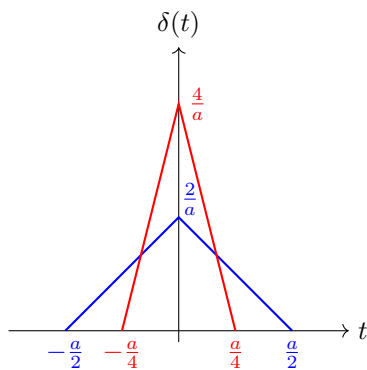


Figura 42: Impulsi triangolari

$$Area = \left(\frac{a}{4} + \frac{a}{4}\right) \cdot \frac{2}{a} \cdot \frac{1}{2} = 1$$

$$\delta(t) = \lim_{n \rightarrow \infty} A_n = 1$$

7.3 Derivata dell'impulso

Considerando l'impulso come successione di triangoli abbiamo che all'infinito ci sarà un fronte di salita e discesa, quindi la derivata saranno degli impulsi positivi e negativi.

$$\frac{d\delta(t)}{dt} = \dot{\delta}(t) = \delta'(t)$$

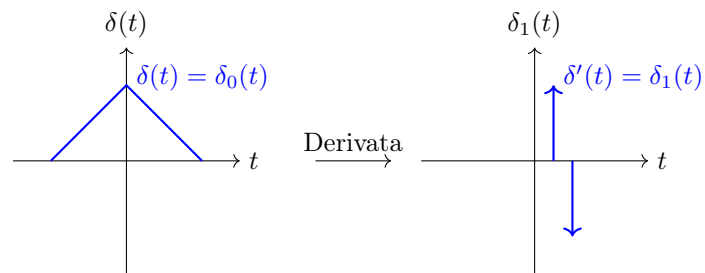


Figura 43: Derivata del segnale triangolare

7.4 Integrale dell'impulso

I segnali polinomiali (o segnali canonici) sono definiti come l'integrale di un impulso. È definito come:

$$\delta_{-n}(t) = \begin{cases} \frac{t^{n-1}}{(n-1)!} & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

$$\int \delta_0(t) dt = \delta_{-1}(t)$$

7.4.1 Funzione gradino

Si ottiene integrando una volta:

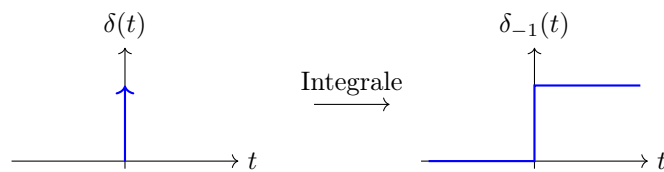


Figura 44: Funzione gradino

$$\delta_{-1}(t) = \begin{cases} \frac{t^{1-1}}{(1-1)!} & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} = \begin{cases} 1 & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

Moltiplicare un segnale per il gradino unitario permette di ottenere la parte positiva del segnale:

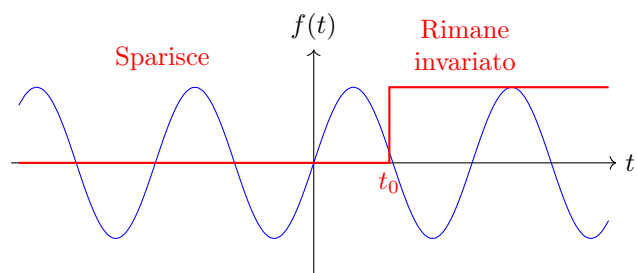


Figura 45: Moltiplicazione per gradino unitario

Si ottiene:

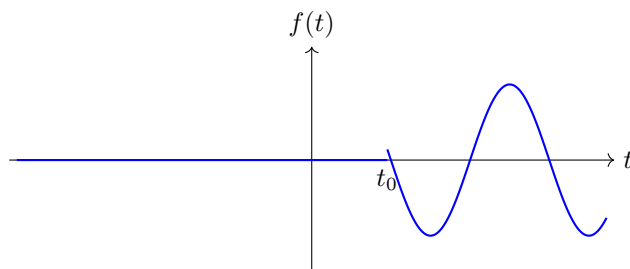


Figura 46: Risultato della moltiplicazione

$$f(t) \cdot \delta_{-1}(t) = f_1(t) \text{ (che è causale)}$$

La funzione del gradino è anche nota come **funzione di Heaviside**.

7.4.2 Funzione rampa

Si ottiene integrando due volte:

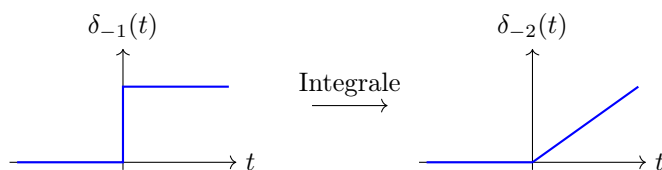


Figura 47: Funzione rampa

$$\delta_{-2}(t) = \begin{cases} \frac{t^{2-1}}{(2-1)!} & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} = \begin{cases} t & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

7.4.3 Funzione parabolica

Si ottiene integrando tre volte:

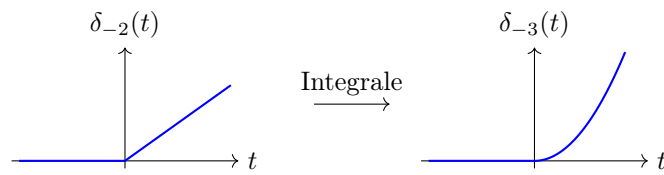


Figura 48: Funzione rampa

$$\delta_{-3}(t) = \begin{cases} \frac{t^{3-1}}{(3-1)!} & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} = \begin{cases} \frac{t^2}{2} & \text{se } t \geq 0 \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

7.4.4 A cosa servono i segnali canonici

Non si sa cosa contengono i sistemi LTI che si analizzano, perchè si gestiscono solo gli input e gli output.

Di solito si cerca di dare il segnale gradino al sistema e si guarda qual'è la risposta del sistema a questo segnale. Ad esempio:

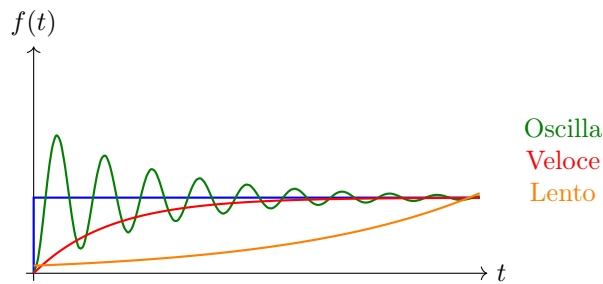


Figura 49: Esempi di risposta di un sistema

Esempio 7.2. Il sistema rosso cresce lentamente, ma ad un certo punto arriva a 1, mentre quello arancione è un sistema più lento.

Quello verde è più veloce, ma non arriva mai a regime perchè continua a oscillare e quindi non è asintoticamente stabile, ma potrebbe essere BIBO stabile.

- Per una luce il sistema verde potrebbe andare bene se l'oscillazione non è troppa
- Per un sistema frenante il sistema arancione potrebbe essere troppo lento

7.5 Proprietà degli impulsi

È un segnale ideale (canonico) centrato in 0 e definito in $[0^-, 0^+]$ con altezza 1.

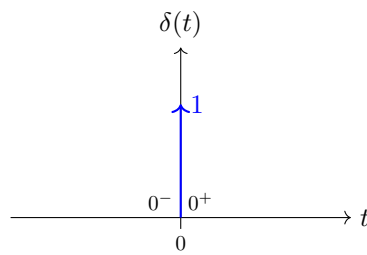


Figura 50: Impulso unitario

- **Pari:**

$$\delta(t) = \delta(-t) \quad \forall t \in \mathbb{R}$$

- **Area unitaria**

Se

$$0 \in [a, b] \subset \mathbb{R}$$

Allora

$$\int_a^b \delta(t) dt = 1$$

Altrimenti

$$\int_a^b \delta(t) dt = 0$$

Cioè se l'intervallo contiene lo 0, l'area è 1, altrimenti è 0.

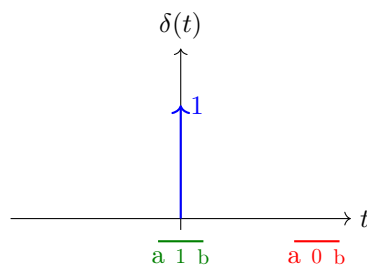


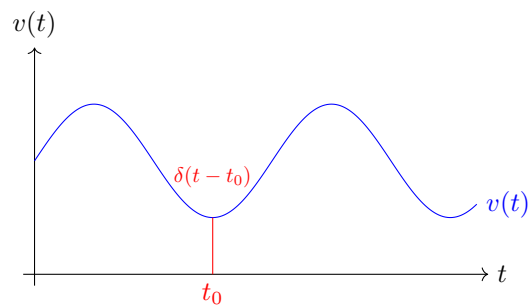
Figura 51: Area dell'impulso

- **Proprietà del campionamento o riproducibilità**

Se $v : \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ è una funzione continua in $t_0 \in \mathbb{R}$, allora:

$$v(t)\delta(t - t_0) = v(t_0)\delta(t - t_0) \quad \text{per } t \in \mathbb{R}$$

Se prendo un impulso traslato in t_0 e lo moltiplico per una funzione ottengo il valore della funzione in quel punto.



Per riuscire a passare dal continuo al discreto si continua a moltiplicare la funzione per un impulso traslato in t_0 e si ottiene il valore della funzione in quel punto.

Questa formula può essere riscritta come:

$$v(t_0) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(\tau) \delta(\tau - t_0) d\tau$$

Il valore di una funzione in t_0 è l'integrale della funzione moltiplicata per un impulso traslato in t_0 .

8 Sistemi

Un sistema è un modello matematico o una formulizzazione di un processo o di un fenomeno fisico che permette di trasformare un input in un output. Ci sono più tipi di sistemi:

- **Sistemi SISO** (Single Input Single Output): Sono sistemi che hanno un solo input e un solo output.
- **Sistemi dinamici**: Sono sistemi che "ricordano" l'input precedente, quindi l'output dipende dall'input attuale e da quello precedente.

Esempio 8.1. Un esempio di sistema fisico stabile è il pendolo:

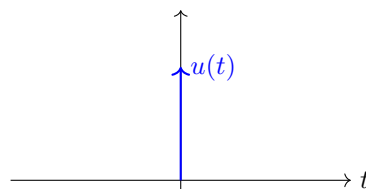


Figura 52: Input

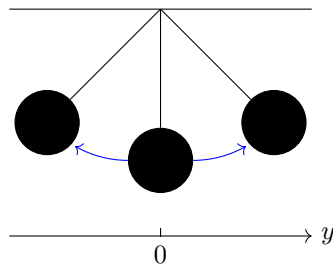


Figura 53: Sistema

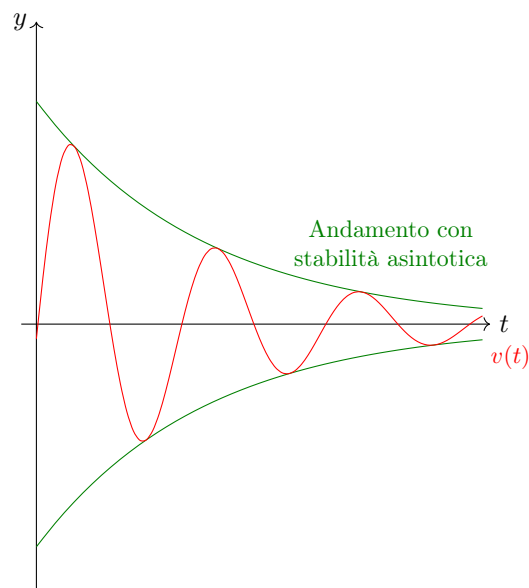


Figura 54: Output

Esempio 8.2. Un esempio di sistema fisico instabile è il seguente:

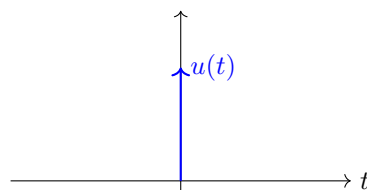
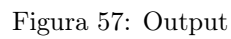
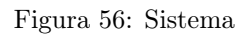


Figura 55: Input



8.1.2 Tempo invarianza

Un sistema a tempo continuo è tempo invariante se e solo se:

$$u(t) \rightarrow v(t) \implies u(t + \tau) \rightarrow v(t + \tau) \quad \forall \tau \in \mathbb{R}$$

8.1.3 Causalità

Un sistema si dice causale se e solo se l'uscita all'istante τ dipende soltanto dall'ingresso per $t \leq \tau$ ($v(\tau)$ dipende solo da $u(t)$ $t \leq \tau$ e non dipende dai valori successivi). La causa non precede mai l'effetto.

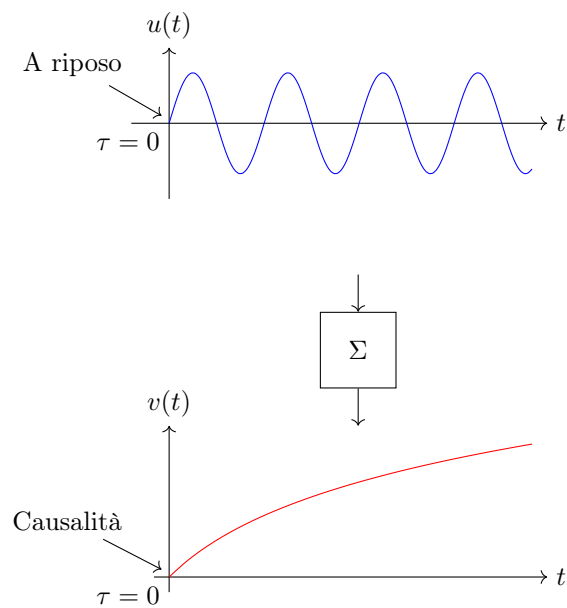


Figura 58: Sistema a riposo

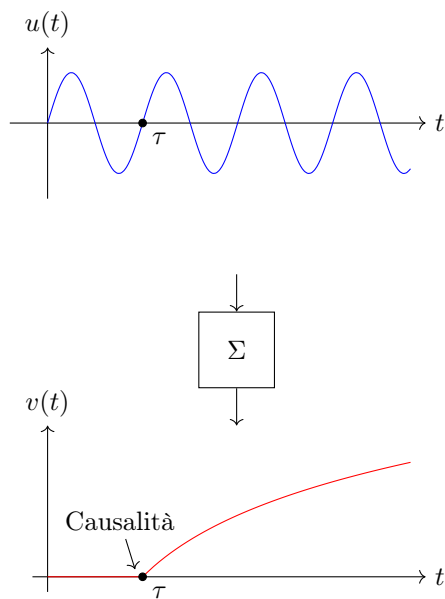


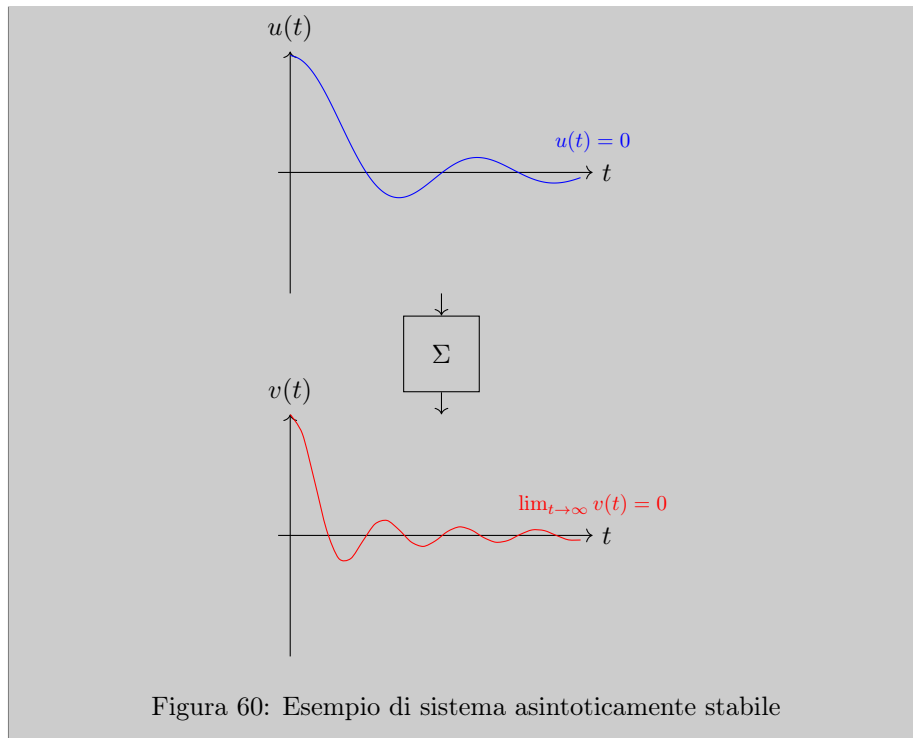
Figura 59: Sistema non a riposo

Per comodità si considerano solo i sistemi a riposo ($\tau = 0$).

8.1.4 Proprietà di stabilità asintotica

Definizione 8.2. Un sistema si dice **asintoticamente stabile** se:

$$\exists \tau \in \mathbb{R} \text{ t.c. } u(\tau) = 0, \quad \forall t \leq \tau \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = 0$$



Per capire se un sistema è asintoticamente stabile bisogna verificare se ogni soluzione del sistema è minore di 0:

$$\forall i \quad \Re(\lambda_i) < 0$$

8.1.5 Proprietà di BIBO stabilità

Definizione 8.3. Un sistema si dice **BIBO stabile** se:

$$\exists \tau \in \mathbb{R}, \text{ e } U_u \in \mathbb{R} \text{ t.c se } |u(t)| \leq U_u, \forall t \leq \tau$$

$$\Downarrow$$

$$\exists U_v > 0 \text{ t.c } |v(t)| \leq U_v, \forall t \geq \tau$$

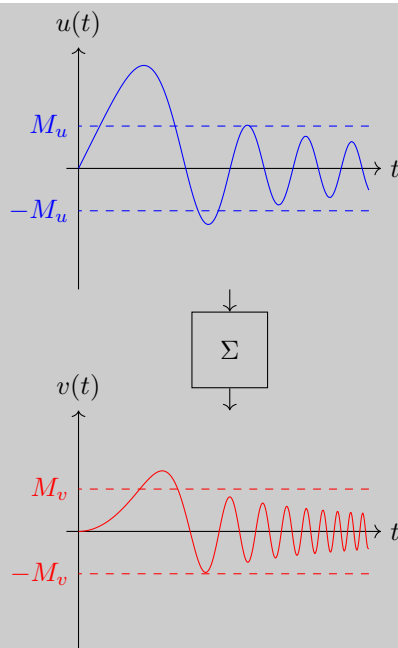


Figura 61: Esempio di sistema stabile BIBO

Ogni sistema asintoticamente stabile è anche BIBO stabile, ma non il contrario.

Per capire se un sistema è BIBO stabile si deve verificare che $h(t)$ (risposta all'impulso) sia assolutamente integrabile e che abbia un valore finito:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |h(t)| dt < \infty$$

8.2 Sistemi descritti da equazioni differenziali

I sistemi che si analizzano in questo corso sono solo un sottoinsieme:

Esempio 8.3. Prendiamo come esempio un sistema massa molla smorzatore:

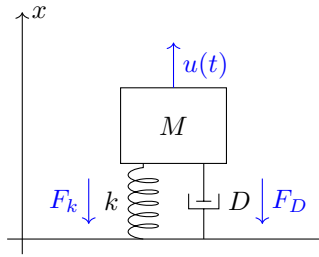


Figura 62: Sistema massa molla smorzatore

Andiamo a vedere le forze in gioco:

$$F = m \cdot a$$

$$a = \frac{d^2 x}{dt^2}$$

$x(t)$ è lo spostamento nel tempo

$$M \cdot a(t) = u(t) - F_k - F_D$$

che equivale a

$$M \cdot \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} = u(t) - k \cdot x(t) - D \cdot \frac{\partial x}{\partial t}^*$$

$$\underbrace{M \cdot \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + D \cdot \frac{\partial x}{\partial t} + k \cdot x(t)}_{\text{Segnale di uscita}} = \underbrace{u(t)}_{\text{Segnale di ingresso}}$$

*Il simbolo ∂ indica la derivata parziale. Una derivata parziale è una derivata rispetto ad una funzione a più variabili.

Esempio 8.4. Un altro esempio è il sistema RL (Resistenza Induttanza):

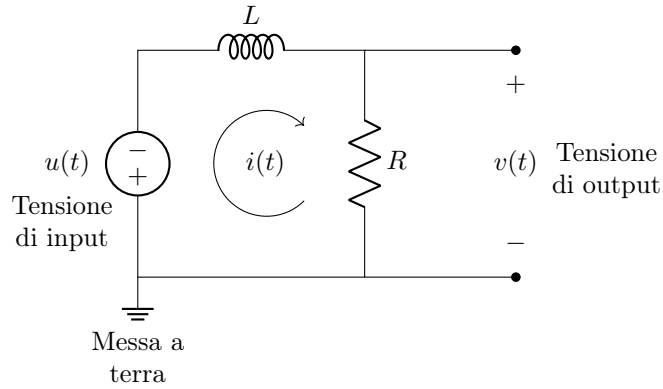


Figura 63: Sistema RL

Possiamo descrivere l'input del sistema come:

$$u(t) = L \cdot \frac{\partial i(t)}{\partial t} + \underbrace{R \cdot i(t)}_{v(t)}$$

Possiamo descrivere l'output come:

$$v(t) = R \cdot i(t) \xrightarrow{\text{Legge di Ohm}} i(t) = \frac{1}{R} v(t)$$

Usando la legge di Ohm ($V = Ri$) possiamo scrivere:

$$\underbrace{\frac{L}{R} \cdot \frac{\partial v(t)}{\partial t} + v(t)}_{\text{Segnale d'uscita}} = \underbrace{u(t)}_{\text{Segnale d'ingresso}}$$

Quindi in generale possiamo scrivere un sistema LTI come:

$$a_n \frac{\partial^n v(t)}{\partial t^n} + a_{n-1} \frac{\partial^{(n-1)} v(t)}{\partial t^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{\partial v(t)}{\partial t} + a_0 v(t) = b_m \frac{\partial^m u(t)}{\partial t^m} + b_{m-1} \frac{\partial^{(m-1)} u(t)}{\partial t^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{\partial u(t)}{\partial t} + b_0 u(t)$$

Dove:

- $u(t)$ è il segnale di ingresso
- $v(t)$ è il segnale di uscita
- $a_n, b_m \neq 0 \in \mathbb{R}$

Tutto ciò si può riscrivere come:

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{\partial^i v(t)}{\partial t^i} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{\partial^j u(t)}{\partial t^j} \quad (1)$$

n e m sono gli ordini delle equazioni differenziali con $n \geq m$.

- Se $n > m$ il sistema è detto **strettamente proprio**
- Se $n \geq m$ il sistema è detto **proprio**

Ora possiamo inserire all'interno dei sistemi l'equazione differenziale:

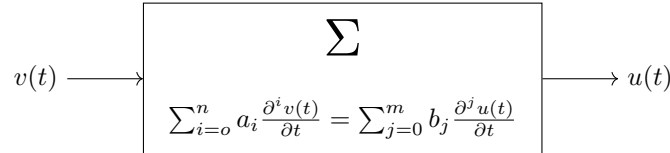


Figura 64: Contenuto del sistema

Esempio 8.5. Un esempio di sistema descritto da un'equazione differenziale è il seguente e riprende il sistema massa molla smorzatore dell'esempio 8.3:

$$\underbrace{M}_{a_2} x''(t) + \underbrace{D}_{a_1} x'(t) + \underbrace{K}_{a_0} x(t) = \underbrace{1}_{b_0} u(t)$$

8.2.1 Risoluzione

Un sistema descritto da un'equazione differenziale non ha una sola soluzione, a meno che non vengano imposte n **condizioni iniziali**.

$$\left. v(t) \right|_{t=0^-} \quad \left. \frac{\partial v(t)}{\partial t} \right|_{t=0^-} \quad \dots \quad \left. \frac{\partial^{(n-1)} v(t)}{\partial t^{n-1}} \right|_{t=0^-}$$

Figura 65: Derivata di ordine $n - 1$ di $v(t)$ calcolata al tempo $t = 0^-$

La soluzione è l'uscita v del sistema (reale o complessa) che può essere scomposta in:

$$\underbrace{v_t}_{\text{risposta totale}} = \underbrace{v_l}_{\text{Risposta libera}} + \underbrace{v_f}_{\text{Risposta forzata}}$$

- **Risposta libera:** Dipende soltanto dalle condizioni iniziali, quindi è il comportamento del sistema in assenza di input.

$$\begin{aligned} \text{C.I.} &\neq 0 \\ u(t) &= 0 \end{aligned}$$

- **Risposta forzata:** Dipende solo dall'input del sistema e la maggior parte delle volte è diversa dalla risposta libera.

$$\begin{aligned} \text{C.I.} &= 0 \\ u(t) &\neq 0 \end{aligned}$$

8.2.2 Risposta libera (o evoluzione libera)

Per calcolare la risposta libera del sistema definito in 1 bisogna risolvere l'equazione omogenea ($= 0$) associata, quindi si prende la parte sinistra dell'equazione differenziale e si pone uguale a 0 la parte destra.

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{\partial^i v(t)}{\partial t} = 0 \quad (2)$$

Per farlo bisogna definire il **polinomio caratteristico**:

$$P(s) = \sum_{i=0}^n a_i s^i$$

Esempio 8.6. Ad esempio:

$$3y''(t) + 2y'(t) + y(t) = u(t)$$

Come prima cosa si toglie la parte destra

$$3y''(t) + 2y'(t) + y(t) = 0$$

Successivamente si scrive il polinomio caratteristico sostituendo a $y(t)$ la variabile s e mettendo come potenza di s l'ordine della derivata:

$$3s^2 + 2s + 1 = 0$$

Ricordando il teorema fondamentale dell'algebra, cioè che la somma delle molteplicità delle radici è uguale all'ordine del polinomio, si può dire che:

$$\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$$

sono le soluzioni del polinomio caratteristico $P(s)$ con relative molteplicità

$$\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_r$$

vale che

$$\sum_{i=1}^r \mu_i = r$$

. Si ha quindi:

$$v_l(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} \underbrace{c_{i,l}}_{\in \mathbb{R}, \mathbb{C}} \cdot \underbrace{e^{\lambda_i t}}_{\text{Esponenziale}} \cdot \underbrace{\frac{t^l}{l!}}_{\text{Polinomiale}}$$

I valori $c_{i,l}$ vengono calcolati usando le condizioni iniziali.

Esempio 8.7. Prendendo come esempio il sistema definito in 8.3 abbiamo l'equazione:

$$Mx''(t) + Dx'(t) + Kx(t) = 0$$

Poniamo:

$$M = 1, \quad D = 2, \quad K = 1$$

$$x''(t) + 2x'(t) + x(t) = 0$$

Il polinomio caratteristico è:

$$\begin{aligned} P(s) &= s^2 + 2s + 1 = \\ &= (s + 1)^2 \end{aligned}$$

Risolvendo l'equazione differenziale si ottiene:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = -1$$

con molteplicità algebrica è $\mu_1 = 2$. Quindi si hanno 2 soluzioni coincidenti e una sola radice distinta: $r = 1$ La risposta libera quindi sarà:

$$\begin{aligned} v_l(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} c_{i,l} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!} \\ &= \sum_{i=1}^1 \sum_{l=0}^1 c_{i,l} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!} \\ &= c_{1,0} e^{-1t} \cdot \frac{t^0}{0!} + c_{1,1} \cdot e^{-1t} \cdot \frac{t^1}{1!} \\ &= c_{1,0} \cdot e^{-t} \cdot 1 + c_{1,1} \cdot e^{-t} \cdot t \end{aligned}$$

Esempio 8.8. Prendiamo ad esempio il sistema:

$$v'''(t) + 3v''(t) + 3v'(t) + 1 = 0$$

Calcoliamo il polinomio caratteristico:

$$\begin{aligned} P(s) &= s^3 + 3s^2 + 3s + 1 = 0 \\ &= (s + 1)^3 \end{aligned}$$

Le soluzioni sono:

$$\lambda_1 = \lambda_2 = \lambda_3 = -1$$

Il numero di soluzioni è $r = 1$ con molteplicità $\mu = 3$.

La risposta libera è:

$$\begin{aligned}
 v_l(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} c_{i,l} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!} \\
 &\vdots \\
 &= c_{1,0} \cdot e^{-t} + c_{1,1} \cdot e^{-t} \cdot t + c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot \frac{t^2}{2}
 \end{aligned}$$

Ora troviamo i coefficienti $c_{i,l}$ per trovare la risposta libera specifica al nostro caso, considerando i seguenti valori iniziali:

$$\begin{cases} v(0) = 0 \\ v'(0) = 1 \\ v''(0) = 0 \end{cases}$$

Sostituendo t con 0 troviamo il valore di $c_{1,0}$:

$$\begin{aligned}
 v_l(0) &= c_{1,0} \cdot e^0 + c_{1,1} \cdot e^0 \cdot 0 + c_{1,2} \cdot e^0 \cdot \frac{0}{2} \\
 &= c_{1,0} = 0
 \end{aligned}$$

Troviamo il valore di $c_{1,1}$ derivando la risposta libera:

$$v'_l(t) = -1c_{1,0} \cdot e^{-t} + c_{1,1} \cdot e^{-t} \cdot t - c_{1,1} \cdot e^{-t} - c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot \frac{t^2}{2} + c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot t$$

una volta calcolata la derivata, poniamo $t = 0$

$$\begin{aligned}
 v'_l(0) &= -c_{1,0} + c_{1,1} - c_{1,1} + c_{1,2} \cdot 0 + c_{1,2} \cdot 0 \\
 &= -c_{1,0} + c_{1,1} \\
 &= 0 + 1 = 1
 \end{aligned}$$

Troviamo il valore di $c_{1,2}$ facendo la derivata seconda:

$$v''(t) = 0 + 1 \cdot e^{-t} \cdot t - e^{-t} \cdot t + c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot \frac{t^2}{2} - c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot t + c_{1,2} \cdot e^{-t}$$

poniamo $t = 0$:

$$\begin{aligned}
 v''_l(0) &= 0 + 1 \cdot 0 - 0 + c_{1,2} \cdot 0 - c_{1,2} \cdot 0 + c_{1,2} = 0 \\
 &= c_{1,2} = 0
 \end{aligned}$$

Quindi alla fine la risposta libera specifica risulta:

$$\begin{aligned}
 v_l(t) &= c_{1,0} \cdot e^{-t} + c_{1,1} \cdot e^{-t} \cdot t + c_{1,2} \cdot e^{-t} \cdot \frac{t^2}{2} \\
 &= e^{-t} \cdot t
 \end{aligned}$$

Esempio 8.9. Prendiamo ad esempio un sistema descritto nel seguente modo:

$$v''(t) + 3v'(t) - 4v(t) = 5u'(t) - u(t)$$

Vogliamo calcolare la risposta libera del sistema. Per farlo bisogna imporre le condizioni iniziali:

$$\begin{cases} v(0) = 0 \\ v'(0) = 1 \end{cases}$$

Il primo passo è calcolare il polinomio caratteristico dell'equazione omogenea:

$$\begin{aligned} P(s) &= s^2 + 3s - 4 = 0 \\ &= (s - 1)(s + 4) \end{aligned}$$

Il secondo passo è trovare le radici e le molteplicità:

$$\begin{aligned} \lambda_1 &= 1, & \mu_1 &= 1 \\ \lambda_2 &= -4, & \mu_2 &= 1 \end{aligned}$$

La risposta libera generica si calcola come:

$$v_l(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} c_{i,l} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!}$$

e nel nostro caso è:

$$\begin{aligned} v_l(t) &= c_{1,0} \cdot e^t + c_{2,0} \cdot e^{-4t} \\ &= c_1 \cdot e^t + c_2 \cdot e^{-4t} \end{aligned}$$

Per trovare la risposta libera specifica bisogna calcolare i coefficienti c_1 e c_2 derivando e valutando nelle condizioni iniziali:

$$\begin{aligned} v(t) &= c_1 \cdot e^t + c_2 \cdot e^{-4t} \\ v'(t) &= c_1 \cdot e^t - 4c_2 \cdot e^{-4t} \end{aligned}$$

Mettiamo a sistema, valutando in $t = 0$:

$$\begin{aligned} \begin{cases} v(0) = c_1 \cdot e^0 + c_2 \cdot e^0 \\ v'(0) = c_1 \cdot e^0 - 4c_2 \cdot e^0 \end{cases} &= \\ \begin{cases} c_1 + c_2 = 0 \\ c_1 - 4c_2 = 1 \end{cases} &= \\ \begin{cases} c_1 = -c_2 \\ -c_2 - 4c_2 = 1 \end{cases} &= \\ \begin{cases} c_1 = -c_2 \\ -5c_2 = 1 \end{cases} &= \\ \begin{cases} c_1 = \frac{1}{5} \\ c_2 = -\frac{1}{5} \end{cases} & \end{aligned}$$

La risposta libera specifica è quindi:

$$v_l(t) = \frac{1}{5} \cdot e^t - \frac{1}{5} \cdot e^{-4t}$$

Definizione 8.4. Le formule più importanti sono:

- **Modello di un sistema:**

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{\partial^i v(t)}{\partial t} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{\partial^j u(t)}{\partial t}$$

- **Risposta libera:**

$$v_l(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} c_{i,l} \cdot \underbrace{e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!}}_{\text{Modo elementare}}$$

Dove:

r = numero di radici distinte
 μ_i = molteplicità della radice λ_i
 $c_{i,l}$ = coefficienti da calcolare

8.2.3 Convergenza dei modi elementari

È una funzione che si comporta come un esponenziale, quindi la convergenza dipende dal valore di λ .

$$m(t) = e^{\lambda t} \cdot \frac{t^l}{l!}$$

Vale che:

1. $\lim_{t \rightarrow 0} m(t) = 0$ se e solo se $\Re(\lambda) < 0$. **Stabilità asintotica**
2. $m(t)$ è limitato, cioè può prendere solo valori limitati, su $[0, \infty)$ se e solo se $\Re(\lambda) \leq 0$. Se $\Re(\lambda) = 0$, allora perché questo valga l deve essere uguale a 0 $l = 0$. **Stabilità semplice.**
3. $\lim_{t \rightarrow \infty} m(t) = \infty$ in tutti gli altri casi. Quindi:

$$\Re(\lambda) > 0$$

oppure

$$\Re(\lambda) = 0, l \neq 0$$

Instabilità.

8.2.4 Dimostrazioni

1. $\Re(\lambda) < 0$:

Riscriviamo λ come:

$$\lambda = a + bi = \sigma + j\omega$$

e riscriviamo $m(t)$ come:

$$\begin{aligned} m &= e^{\lambda t} \cdot \frac{t^l}{l!} = (e^{\sigma t} \cdot e^{j\omega t}) \cdot \frac{t^l}{l!} \\ &= \underbrace{\frac{t^l}{l!}}_{\text{Polinomiale}} \cdot \underbrace{e^{\sigma t} \cdot e^{j\omega t}}_{\substack{\text{Esponenziale} \\ \begin{matrix} \Re & \Im \\ e^{\sigma t} & e^{j\omega t} \end{matrix}}} \end{aligned}$$

con $a = -\sigma$ diventa:

$$\begin{aligned} m &= \frac{t^l}{l!} \cdot \frac{1}{e^{at}} \cdot e^{j\omega t} \\ &= \underbrace{\frac{t^l}{l!} \cdot \frac{1}{e^{-\sigma t}}}_{=0} \cdot \underbrace{e^{j\omega t}}_{\text{Limitato}} \end{aligned}$$

Il blocco $e^{j\omega t}$ è un punto che gira su un cerchio di raggio 1, quindi è limitato. Il blocco $\frac{t^l}{l!} \cdot \frac{1}{e^{-\sigma t}}$ è limitato per $t = 0$ e quindi $m(t)$ tende a 0.

2. $\Re(\lambda) = 0 \quad l = 0$:

$$\begin{aligned} m(t) &= e^{\lambda t} \cdot \frac{t^l}{l!} \\ &= \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\sigma t} \cdot e^{j\omega t} \\ &= \frac{t^0}{0!} \cdot e^0 \cdot e^{j\omega t} \\ &= e^{j\omega t} \end{aligned}$$

che è per definizione limitato in modulo.

$$3. \Re(\lambda) > 0$$

$$m(t) = \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\sigma t} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\Re(\lambda) = 0 \quad l \neq 0$$

$$m(t) = \frac{t^l}{l!} \cdot e^{j\omega t}$$

$$\text{Siccome } \sigma = \Re(\lambda) = 0$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} m(t) = \infty$$

Definizione 8.5. Un sistema LTI descritto dall'equazione:

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{\partial^i v(t)}{\partial t} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{\partial^j u(t)}{\partial t}$$

è detto **asintoticamente stabile** (la risposta è asintoticamente stabile) se e solo se ogni suo modo elementare converge a 0, cioè:

$$\forall i \quad \lim_{t \rightarrow \infty} m_i(t) = 0 \quad m_i = e^{\lambda_i t} \cdot \frac{t^l}{l!}$$

Osservazione

È detto **asintoticamente stabile** se e solo se tutte le radici del polinomio caratteristico, $P(s)$, hanno parte reale negativa.

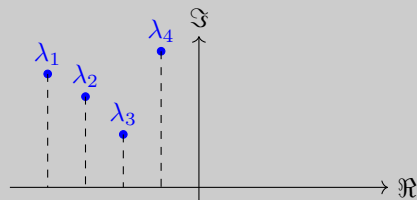


Figura 66: Asintoticamente stabile

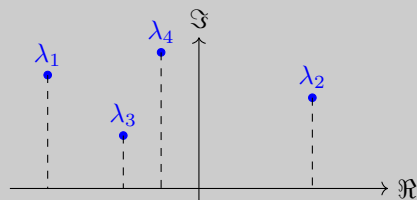
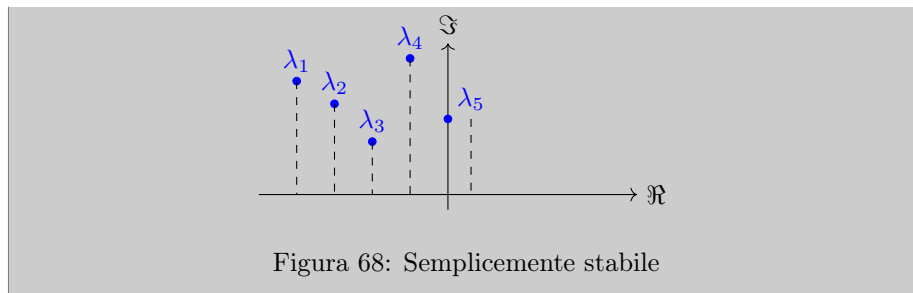


Figura 67: Non asintoticamente stabile



8.2.5 Prodotto di convoluzione

Il concetto di correlazione indica quanto due segnali siano simili tra loro e si calcola con il prodotto di convoluzione.

Il concetto di convoluzione è un'operazione tra due segnali che restituisce un terzo segnale.

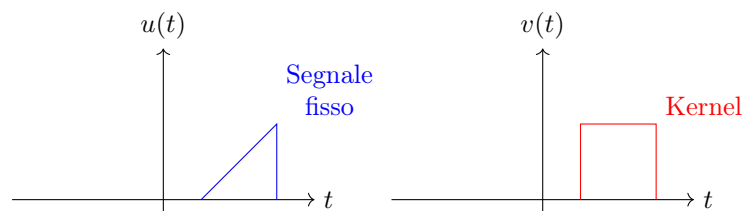


Figura 69: Segnale fisso e kernel

Il **kernel** è un segnale che viene riflesso rispetto all'asse y e traslato nel tempo t e moltiplicato per il segnale fisso. Il risultato è un segnale che rappresenta l'area sottesa dal prodotto dei due segnali.

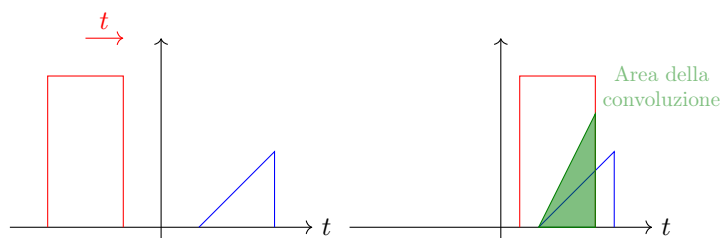


Figura 70: Convoluzione

Il grafico della convoluzione risultante è un segnale che rappresenta il cambiamento nel tempo del prodotto dei due segnali.

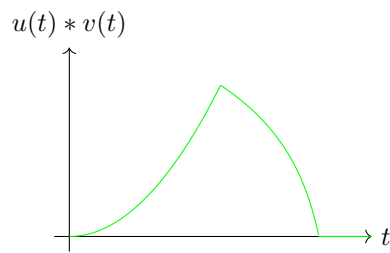


Figura 71: Grafico della convoluzione

Definizione 8.6. L'operatore di convoluzione tra due segnali $u(t)$ e $v(t)$ è definito come:

$$(u * v)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(\tau) \cdot v(t - \tau) d\tau =$$

$$(v * u)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} v(\tau) \cdot u(\underbrace{t}_{\text{Varia nel tempo}} \underbrace{-\tau}_{\text{Riflessione su y}}) d\tau$$

Il segnale riflesso viene moltiplicato per il segnale $u(t)$.

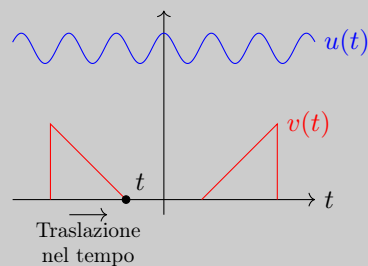


Figura 72: Convoluzione

Se la convoluzione viene effettuata con un impulso, il segnale viene campionato.

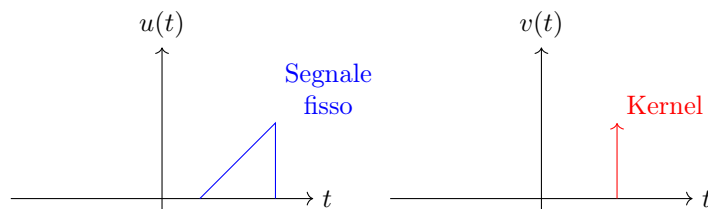


Figura 73: Segnale fisso e kernel

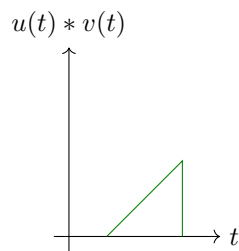
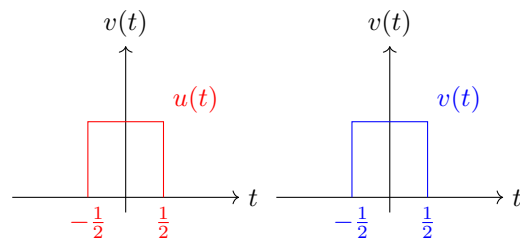


Figura 74: Grafico della convoluzione

Esempio 8.10. Ad esempio il segnale triangolo è formato dalla convoluzione di due segnali rettangolari.

$$u(t) = v(t) = \Pi(t)$$

($\Pi(t)$ è la funzione rettangolo)



1. Scegliere il segnale più semplice
2. Specchiare l'altro segnale rispetto a y ($f(t) \mapsto f(-t)$)
3. Traslare il segnale mobile (quello specchiato) nel tempo
4. Spostare $\forall t$ e calcolare l'integrale (aree sottese)

Il risultato della convoluzione sarà:

$$u(-2) * v(-2) = 1 \cdot 0 = 0$$

$$u(-1) * v(-1) = 1 \cdot 0 = 0$$

$$u(0) * v(0) = 1 \cdot 1 = 1$$

\vdots

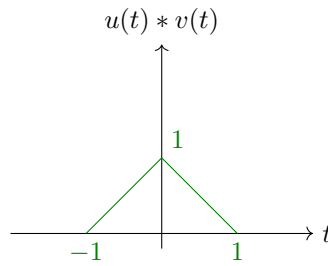


Figura 75: Grafico della convoluzione

8.2.6 Risposta impulsiva

Definizione 8.7. Dato un sistema a tempo continuo inizialmente a riposo (causale) definiamo la **risposta impulsiva** come l'uscita del sistema in corrispondenza di un ingresso uguale all'impulso unitario

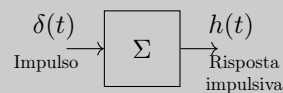


Figura 76: Risposta impulsiva

Teorema 8.1. L'uscita $v(t)$ di un sistema LTI, inizialmente a riposo, in corrispondenza di un ingresso $u(t)$ è dato dal seguente prodotto di convoluzione:

$$\begin{aligned} v(t) &= (u * h)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot u(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \end{aligned}$$

Proprietà dell'integrale di convoluzione:

- **Commutativa:** $(u * v)(t) = (v * u)(t)$
- **Associativa:** $(u * v)(t) * w(t) = u(t) * (v * w)(t)$
- **Distributiva** (rispetto alla somma): $u(t) * (v(t) + w(t)) = (u * v)(t) + (u * w)(t)$

Osservazione: Un sistema LTI causale inizialmente a riposo, siccome $h(t) = 0, t < 0$ (perchè $\delta(t) = 0, t < 0$):

$$\begin{aligned} v(t) &= (u * h)(t) = \int_{0^-}^{+\infty} h(\tau) \cdot u(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{t^+} u(\tau) \cdot u(t - \tau) d\tau \end{aligned}$$

Per calcolare la risposta impulsiva:

$$h(t) = d_0 \cdot \delta(t) + \left[\sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} d_{i,l} \cdot \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t} \right] \cdot \delta_{-1}(t)$$

dove:

- d_0 è il termine costante:
 - $d_0 \neq 0$ se e solo se il sistema è proprio ($n = m$)
- $\delta(t)$ è l'impulso unitario
- $d_{i,l}$ sono i coefficienti della risposta impulsiva (diversi da $c_{i,l}$ della risposta libera)
- $\frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t}$ sono i modi elementari e sono gli stessi della risposta libera
- $\delta_{-1}(t)$ è il gradino e serve a moltiplicare per 0 la parte non causale della risposta impulsiva e serve quindi per la causalità

Esempio 8.11. Prendiamo ad esempio il sistema:

$$v'(t) + 2v(t) = u'(t) + u(t)$$

Questo sistema ha $n = m$ perchè è un sistema proprio, quindi: $d_0 \neq 0$

1. Il primo passo è quello di trovare l'equazione omogenea:

$$v'(t) + 2v(t) = 0$$

2. Poi bisogna calcolare il polinomio caratteristico:

$$P(s) = s + 2 = 0$$

3. Bisogna poi trovare le radici e i modi elementari:

$$\lambda_1 = -2 \quad r = 1 \quad \mu = 1$$

($l = 0 \dots \mu_i - 1$) i modi elementari sono:

$$m(t) = e^{-2t}$$

4. Scriviamo la risposta impulsiva:

$$\begin{aligned} h(t) &= d_0 \cdot \delta(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} d_{i,l} \cdot \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \delta_{-1}(t) \\ &= d_0 \cdot \delta(t) + d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t) \end{aligned}$$

5. Riscrivo l'equazione iniziale ponendo:

$$v(t) = h(t) \quad u(t) = \delta(t)$$

L'equazione diventa:

$$v'(t) + 2v(t) = u'(t) + u(t)$$

\Downarrow

$$h'(t) + 2h(t) = \delta'(t) + \delta(t)$$

• Calcolo tutte le derivate di $h(t)$:

$$h'(t) = \delta_0 \cdot \delta'(t) - 2d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t) + d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta(t)$$

6. Sostituisco $v(t) \mapsto h(t)$ e $u(t) \mapsto \delta(t)$

$$v'(t) + 2v(t) = u'(t) + u(t)$$

\Downarrow

$$h'(t) + 2h(t) = \delta'(t) + \delta(t)$$

$$\begin{aligned} & d_0 \cdot \delta'(t) - 2d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t) + d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta(t) \\ & + 2(d_0 \cdot \delta(t) + d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t)) \\ & = \delta'(t) + \delta(t) \end{aligned}$$

$$d_0 \cdot \delta'(t) - 2d_0 \cdot \delta(t) + d_{1,0} \cdot e^{-2t} \cdot \delta(t) = \delta'(t) + \delta(t)$$

Valutiamo le funzioni in $t = 0$

$$d_0 \cdot \delta'(0) - 2d_0 \cdot \delta(0) + d_{1,0} \cdot e^{-2 \cdot 0} \cdot \delta(0) = \delta'(0) + \delta(0)$$

Sposto tutto a sinistra:

$$d_0 \cdot \delta'(0) - 2d_0 \cdot \delta(0) + d_{1,0} \cdot \delta(0) - \delta'(0) - \delta(0) = 0$$

Raccolgo per $\delta(0), \delta'(0) \dots \delta^n(t)$ che sono linearmente indipendenti:

$$(d_0 - 1) \cdot \delta'(0) + (d_{1,0} - 2d_0 - 1) \cdot \delta(0) = 0$$

7. Risolvo il sistema

$$\begin{cases} (d_0 - 1) \cdot \delta'(0) = 0 \\ (d_{1,0} - 2d_0 - 1) \cdot \delta(0) = 0 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} d_0 = 1 \\ d_1 = -1 \end{cases}$$

8. Sostituisco i coefficienti appena trovati

$$\begin{aligned} h(t) &= \underbrace{d_0}_1 \cdot \delta(t) + \underbrace{d_{1,0}}_{-1} \cdot e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t) \\ &= \delta(t) - e^{-2t} \cdot \delta_{-1}(t) \end{aligned}$$

E questa è la risposta impulsiva del sistema

9. Bisogna calcolare la risposta forzata...

Esercizio 8.1. Si vuole calcolare la risposta impulsiva del sistema:

$$2v'(t) - v(t) = u'(t) + 3u(t)$$

Siccome abbiamo la derivata prima sia a sinistra a destra il sistema è proprio $(n = m) \rightarrow d_0 \neq 0$.

$$h(t) = d_0 \cdot \delta(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} d_{i,l} \cdot \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \delta_{-1}(t)$$

1. Calcolo le radici usando l'equazione omogenea del polinomio caratteristico:

$$2s - 1 = 0$$

$$2s = 1$$

$$s = \frac{1}{2}$$

$$\lambda_1 = \frac{1}{2} \quad r = 1 \quad \mu = 1$$

2. Calcolo la risposta impulsiva:

$$h(t) = d_0 \cdot \delta_0(t) + d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_{-1}(t)$$

3. Riscrivo l'equazione iniziale con $v(t) = h(t)$, $u(t) = \delta_0(t)$:

$$2h'(t) - h(t) = \delta_0'(t) + 3\delta_0(t)$$

4. Calcolo le derivate di $h(t)$:

$$h'(t) = d_0 \cdot \delta_0'(t) + \frac{1}{2} \cdot d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_{-1}(t) + d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_0(t)$$

5. Sostituisco:

$$2 \left[d_0 \delta'_0(t) + \frac{1}{2} \cdot d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_{-1}(t) + d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_0(t) \right] - \left[d_0 \cdot \delta_0(t) + d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_{-1}(t) \right] = \delta'_0(t) + 3\delta_0(t)$$

Togliere tutti i termini $\delta_{-1}(0^-) = 0$

6. Raccoglio le funzioni indipendenti $\delta_0(t), \delta'_0(t), \delta''_0(t)$:

$$\begin{cases} 2d_0 \cdot \delta'_0(t) = \delta'_0(t) \\ 2d_1 \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_0(t) = 3\delta_0(t) \end{cases}$$

Imponiamo $t = 0^-$

$$\begin{cases} 2d_0 \cdot \cancel{\delta'_0(0)} = \cancel{\delta'_0(0)} \\ \left(2d_1 \cdot \underset{=1}{e^{\frac{1}{2} \cdot 0}} \right) \cdot \delta_0(0) = 3\delta_0(0) \end{cases}$$

$$\begin{cases} 2d_0 = 1 \\ 2d_1 - d_0 = 3 \end{cases} \rightarrow \begin{cases} d_0 = \frac{1}{2} \\ d_1 = \frac{7}{4} \end{cases}$$

7. Scrivo la risposta impulsiva:

$$h(t) = \frac{1}{2} \cdot \delta_0(t) + \frac{7}{4} \cdot e^{\frac{1}{2}t} \cdot \delta_{-1}(t)$$

8. Calcolo la risposta forzata nell'esercizio 8.2

8.2.7 Risposta forzata

Definizione 8.8. La risposta forzata vuol dire che l'uscita del sistema dipende solo dall'input di un sistema LTI, causale per un ingresso $u(t)$ ($u(t) = 0, t < 0$) e si definisce come:

$$\begin{aligned} v_f(t) &= (u * h)(t) = \int_{0^-}^{t^+} u(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{0^-}^{t^+} u(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau \end{aligned}$$

dove:

u = Input

h = Risposta impulsiva

Esempio 8.12. Riprendendo l'ultimo punto dell'esempio 8.11, la risposta forzata è:

$$\begin{aligned} v_f(t) &= (u * h)(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{t^-}^0 u(t) \cdot h(t - \tau) d\tau \end{aligned}$$

Esercizio 8.2. Data la risposta impulsiva dell'esercizio 8.1 calcoliamo la risposta forzata con un input $u(t) = 3\delta_{-1}(t)$ (gradino alto 3):

$$\begin{aligned} v_f &= (h * u)(t) \\ &= (h * 3\delta_{-1})(t) \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \cdot 3\delta_{-1}(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{2} \cdot \delta_0(\tau) + \frac{7}{4} \cdot e^{\frac{1}{2}\tau} \cdot \delta_{-1}(\tau) \right] \cdot 3\delta_{-1}(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} \delta_0(\tau) \cdot 3\delta_{-1}(t - \tau) d\tau + \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{7}{4} e^{\frac{1}{2}\tau} \cdot \delta_{-1}(\tau) \cdot 3\delta_{-1}(t - \tau) d\tau \\ &= \frac{3}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \underbrace{\delta_0(\tau)}_{\{0, 0^+\}} \cdot \underbrace{\delta_{-1}(t - \tau)}_{[-\infty, t]} d\tau + \frac{21}{4} \int_{-\infty}^{+\infty} e^{\frac{1}{2}\tau} \cdot \delta_{-1}(\tau) \cdot \delta_{-1}(t - \tau) d\tau \\ &= \frac{3}{2} \cdot 1 + \frac{21}{4} \cdot \int_0^t e^{\frac{1}{2}\tau} d\tau \\ &\rightarrow \frac{3}{2} + \frac{21}{4} \cdot \left[\frac{1}{2} \cdot e^{\frac{1}{2}\tau} \right]_0^t \\ &= \frac{3}{2} + \frac{21}{4} \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot e^{\frac{1}{2}t} - \frac{1}{2} \right) \\ &= \frac{3}{2} + \frac{21}{8} \cdot e^{\frac{1}{2}t} - \frac{21}{8} \cdot \frac{1}{2} \\ &= v_f(t) \end{aligned}$$

Teniamo fissa la risposta impulsiva $h(t)$ e trasliamo il gradino $u(t)$ $+\infty$ e $-\infty$ diventano 0 e t perchè:

8.2.8 Risposta totale

Data un'equazione che descrive un sistema LTI:

$$\sum_{i=0}^n a_i \frac{\partial^i v(t)}{\partial t} = \sum_{j=0}^m b_j \frac{\partial^j u(t)}{\partial t}$$

la risposta totale si calcola come la somma della risposta libera e forzata:

$$v_t(t) = v_l(t) + v_f(t)$$

La risposta libera è data da:

$$v_l(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} c_{i,l} \cdot \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t}$$

La risposta forzata è data da:

$$\begin{aligned} v_f(t) &= (\underbrace{u}_{\text{Input}} * \underbrace{h}_{\text{Risposta impulsiva}})(t) \\ &= \int_{0^-}^{t^+} u(\tau) \cdot h(t - \tau) d\tau \\ &= \int_{0^-}^{t^+} u(t - \tau) \cdot h(\tau) d\tau \end{aligned}$$

e la risposta impulsiva è data da:

$$h(t) = d_0 \cdot \delta(t) + \sum_{i=1}^r \sum_{l=0}^{\mu_i-1} d_{i,l} \cdot \frac{t^l}{l!} \cdot e^{\lambda_i t} \cdot \delta_{-1}(t)$$