

Appunti di Elaborazione dei Segnali

By *@Thisisfava*

2024/2025

Contents

	1
1 Numeri Complessi	4
1.1 Rappresentazioni	4
1.1.1 Coordinate Rettangolari	4
1.1.2 Coordinate Polari	4
1.2 Conversioni	4
1.2.1 Polare a Rettangolare	4
1.2.2 Rettangolare a Polare	4
1.3 Complesso Coniugato	5
1.3.1 Definizione	5
1.3.2 Proprietà	5
1.4 Operazioni nel campo dei complessi	6
1.4.1 Somme tra numeri complessi	6
1.4.2 Scalatura	6
1.4.3 Prodotto tra complessi	6
1.4.4 Inverso di un complesso	6
1.4.5 Divisione tra numeri complessi	7
1.4.6 Elevamento a potenza	7
1.4.7 Estrazione di una radice n-esima	7
1.4.8 Funzione complessa di variabile reale	7
2 Segnali	9
2.1 Classificazione dei segnali	9
2.1.1 Rispetto alla dimensionalità	9
2.1.2 Rispetto alla Continuità	9
2.2 Tipi di segnali	10
3 Segnali Continui	11
3.1 Operazioni Sui Segnali Continui	11
3.1.1 Traslazione	11
3.1.2 Scalatura della variabile dipendente	11
3.2 Segnali Notevoli	12
3.2.1 Funzione Rettangolo	12
3.2.2 Gradino Unitario	12
3.2.3 Delta di Dirac (o Impulso Ideale)	13
3.2.4 Proprietà della Delta	14
3.2.5 Segnali Periodici	14
3.2.6 Fasore	15
3.3 Proprietà dei Segnali	16
3.3.1 Durata	16
3.3.2 Area	16
3.3.3 Valor Medio (o Media Temporale)	16
3.3.4 Energia	16

3.3.5	Potenza Istantanea	16
3.3.6	Potenza Media	16
3.3.7	Segnale Energia e Potenza	17
4	Segnali Discreti	18
4.1	Operazione sui Segnali Discreti	18
4.1.1	Traslazione	18
4.1.2	Decimazione/UpSampling	18
4.1.3	Interpolazione/DownSampling	18
4.2	Segnali Notevoli	19
4.2.1	Rettangolo Discreto	19
4.2.2	Gradino Unitario	19
4.2.3	Impulso Discreto	19
4.2.4	Proprietà dell'Impulso Discreto	19
4.2.5	Segnali Periodici Discreti	20
4.2.6	Fasore Discreto	20
4.3	Proprietà dei Segnali Discreti	21
4.3.1	Durata	21
4.3.2	Area	21
4.3.3	Valor Medio	21
4.3.4	Potenza Istantanea	21
4.3.5	Energia	21
4.3.6	Potenza Media	21
4.3.7	Segnali Potenza ed Energia	21
5	Sistemi	22
5.1	Sistemi Continui	22
5.2	Proprietà dei Sistemi Tempo-Continui	23
5.2.1	Non Dispersività	23
5.2.2	Causalità	23
5.2.3	Stabilità BIBO (Bounded Input, Bounded Output)	23
5.2.4	Omogeneità	23
5.2.5	Additività	24
5.2.6	Linearità	24
5.2.7	Tempo-Invarianza	24
6	Sistemi Lineari e Tempo Invarianti (LTI) Continui	24
6.1	Prodotto/Integrale di Convoluzione	25
6.1.1	Proprietà	25
6.2	Proprietà dei Sistemi LTI Continui	27
6.2.1	Causalità	27
6.2.2	Stabilità BIBO	27
6.2.3	Risposta in frequenza	29
6.3	Proprietà Sistemi Discreti	29

7	Sistemi Lineari e Tempo-Invarianti (LTI) Discreti	30
7.1	Causalità	30
7.2	Stabilità BIBO	31
7.3	Convoluzione Discreta	32
7.3.1	Proprietà	32
8	Analisi Armonica	33
8.1	Sviluppo In Serie Di Fourier	33
8.1.1	Forma Esponenziale	33
8.1.2	Forma Trigonometrica	34

1 Numeri Complessi

Definizione. Il campo complesso \mathbb{C} è la chiusura algebrica di un polinomio di grado n a coefficienti reali. Un numero $z \in \mathbb{C}$ è definito dall'*unità immaginaria*:

$$i = j = \sqrt{-1} \quad (1)$$

1.1 Rappresentazioni

Un complesso z , che può essere scritto in diverse forme, viene rappresentato sul *Piano di Gauss*, un piano definito dall'asse orizzontale $\mathbb{R}e$ e dall'asse verticale $\mathbb{I}m$

1.1.1 Coordinate Rettangolari

Un complesso può essere rappresentato come un punto (x, y) sul piano di Gauss, con x e $y \in \mathbb{R}$. La forma che lo rappresenta è la forma *algebrica*:

$$z = x + jy \quad (2)$$

Con x la parte reale (ossia $\mathbb{R}e(z) = x$) e y la parte immaginaria (ossia $\mathbb{I}m(z) = y$)

1.1.2 Coordinate Polari

Un complesso z può essere anche rappresentato in *forma polare* sul piano in funzione della lunghezza ρ del vettore che parte dall'origine (ossia il *modulo*) e dell'angolo spazzato θ (ossia la *fase*).

$$z = \langle \rho, \theta \rangle = \rho (\cos(\theta) + j \sin(\theta)) \quad (3)$$

In realtà, un'altra forma che permette di esprimere un complesso in coordinate polari è la forma *esponenziale*

$$z = \rho e^{j\theta} = \rho (\cos(\theta) + j \sin(\theta)) \quad (4)$$

1.2 Conversioni

1.2.1 Polare a Rettangolare

Dato $z = \langle \rho, \theta \rangle$

$$\begin{cases} x = \rho \cos(\theta) \\ y = \rho \sin(\theta) \end{cases} \quad (5)$$

1.2.2 Rettangolare a Polare

Dato $z = x + jy$

$$\begin{cases} \rho = \sqrt{x^2 + y^2} \\ \theta = \text{atan2}\left(\frac{y}{x}\right) \end{cases} \quad (6)$$

Dove

$$\operatorname{atan2}\left(\frac{y}{x}\right) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{y}{x}\right) & \text{se } x > 0 \\ \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi & \text{se } x < 0 \end{cases} \quad (7)$$

1.3 Complesso Coniugato

1.3.1 Definizione

Dato un $z \in \mathbb{C}$ t.c $z = x + jy = \rho e^{j\theta}$ allora il suo coniugato sarà

$$\bar{z} = x - jy \quad (8)$$

$$\bar{z} = \rho e^{-j\theta} \quad (9)$$

In parole povere, il coniugato di un complesso è il complesso che ha stessa parte reale ma opposta parte immaginaria

1.3.2 Proprietà

- $z + \bar{z} = 2\operatorname{Re}(z)$
- $z \cdot \bar{z} = x^2 + y^2 = \rho^2$

1.4 Operazioni nel campo dei complessi

1.4.1 Somme tra numeri complessi

Forma algebrica. Dati $z_1 = x_1 + jy_1$ e $z_2 = x_2 + jy_2$ la somma sarà:

$$z_1 + z_2 = (x_1 + x_2) + j(y_1 + y_2) \quad (10)$$

Forma Esponenziale. La somma è banale

1.4.2 Scalatura

Forma algebrica. Dati $z = x + jy$ e $a \in \mathbb{R}$ la scalatura sarà:

$$az = ax + jay \quad (11)$$

Forma Esponenziale. Dati $z = \rho e^{j\theta}$ e $a \in \mathbb{R}$ la scalatura sarà:

$$az = a\rho e^{j\theta} \quad (12)$$

1.4.3 Prodotto tra complessi

Forma algebrica. Dati $z_1 = x_1 + jy_1$ e $z_2 = x_2 + jy_2$ il prodotto sarà:

$$z_1 \cdot z_2 = (x_1x_2 - y_1y_2) + j(x_1y_2 + x_2y_1) \quad (13)$$

Forma Esponenziale. Dati $z_1 = \rho_1 e^{j\theta_1}$ e $z_2 = \rho_2 e^{j\theta_2}$ il prodotto sarà:

$$z_1 \cdot z_2 = \rho_1 \rho_2 e^{j(\theta_1 + \theta_2)} \quad (14)$$

1.4.4 Inverso di un complesso

Forma algebrica. Dato $z = x + jy$ l'inverso sarà:

$$\frac{1}{z} = \frac{\bar{z}}{\rho^2} = \frac{x - jy}{x^2 + y^2} \quad (15)$$

Spiegazione della formula: un certo $w = z^{-1}$ con $z \in \mathbb{C}$ se il loro prodotto genera un numero con parte reale unitaria e parte immaginaria nulla. Sappiamo che $z \cdot \bar{z} = x^2 + y^2 = |z|^2 = \rho^2$. Quindi basta dividere il coniugato di z con il modulo quadro(ρ^2) e si ha l'inverso.

Forma Esponenziale. Dati $z = \rho e^{j\theta}$ il prodotto sarà:

$$\frac{1}{z} = \frac{1}{\rho} e^{-j\theta} \quad (16)$$

1.4.5 Divisione tra numeri complessi

Dati $z_1 \in \mathbb{C}$ e $z_2 \in \mathbb{C}$ possiamo riscrivere la divisione tra i 2 numeri come prodotto tra il primo e l'inverso del secondo, e ciò vale per entrambe le forme:

$$\frac{z_1}{z_2} = z_1 \cdot \frac{1}{z_2} \quad (17)$$

1.4.6 Elevamento a potenza

Forma algebrica. L'elevamento a potenza della forma algebrica non è particolarmente interessante.

Forma Esponenziale. Dati $z = \rho e^{j\theta}$ e $n \in \mathbb{Z}$ l'elevamento a potenza sarà $z^n = \underbrace{z \cdot z \cdot \dots \cdot z}_{n \text{ volte}}$ ossia:

$$z^n = \rho^n e^{jn\theta} \quad (18)$$

1.4.7 Estrazione di una radice n-esima

Dato un $z \in \mathbb{C}$ e $y \in \mathbb{C}$, y è radice n-esima di z se e solo se $y^n = z$. La grande differenza con i numeri reali è che, nel campo complesso, esistono esattamente n y distinte di radici che soddisfano l'equazione $y^n - z = 0$ per il teorema fondamentale dell'algebra.

Forma algebrica. La radice n-esima della forma algebrica non è particolarmente interessante.

Forma Esponenziale. Dati $z = \rho e^{j\theta}$ e $n \in \mathbb{N}$ la radice n-esima sarà:

$$\sqrt[n]{z} = \sqrt[n]{\rho} e^{j\left(\frac{\theta+2\pi i}{n}\right)} \quad \text{Con } i = 0, 1, \dots, n-1$$

1.4.8 Funzione complessa di variabile reale

Definita come

$$f : \mathbb{R} \longrightarrow \mathbb{C}$$

Oppure come $z = f(x)$ con $z \in \mathbb{C}$ e $x \in \mathbb{R}$, è una funzione che mappa ad ogni reale un immaginario.

Rappresentazione. Graficamente una funzione complessa di variabile reale può essere rappresentata in un grafico a 3 dimensioni con un asse per la x (variabile indipendente) e gli altri 2 assi sono $\text{Im}[z]$ e $\text{Re}[z]$. Dal momento che sono difficili da rappresentare, si ricorre ad una semplificazione: il grafico tridimensionale si sdoppia in un grafico che mappa ad ogni x la parte Reale di z ed un altro grafico che mappa ad ogni x la parte Immaginaria di z . Se si lavora in coordinate polari, è possibile invece rappresentare il grafico che mappa ad

ogni x il modulo del complesso corrispondente e un altro grafico che mappa ad ogni x la fase del complesso corrispondente. La particolarità di questi ultimi 2 grafici è che il primo grafico è sempre rappresentato sopra l'asse x (il modulo non può mai essere negativo) e il secondo grafico è sempre rappresentato tra $-\pi$ e π dal momento che poi la fase si ripete.

2 Segnali

In termini totalmente astratti, un segnale è un veicolo di informazione. L'informazione, a sua volta, possiamo definirla come tutto ciò che aggiunge conoscenza. Calato nel contesto del corso, un segnale può essere visto come una funzione

$$\begin{cases} y = f(x) \\ f : A \longrightarrow B \end{cases}$$

Dove $x \in A$ è la variabile indipendente, $y \in B$ la variabile dipendente con A e B insiemi qualsiasi.

2.1 Classificazione dei segnali

2.1.1 Rispetto alla dimensionalità

Un segnale può essere classificato rispetto alla dimensionalità del dominio o del codominio.

Dominio. Un segnale rispetto alla dimensionalità del dominio può essere:

- **Monodimensionale** se $A \subseteq \mathbb{R}$
- **n-Dimensionale** se $A \subseteq \mathbb{R}^n$ con $n > 1$

Codominio. Un segnale rispetto alla dimensionalità del codominio può essere:

- **Scalare** se $B \subseteq \mathbb{R}$
- **Vettoriale** se $B \subseteq \mathbb{R}^n$ con $n > 1$

2.1.2 Rispetto alla Continuità

Un segnale può essere classificato rispetto alla continuità di dominio o codominio.

Dominio. Un segnale rispetto alla continuità del dominio può essere:

- **Continuo** se $A \subseteq \mathbb{R}^n$, cioè se A coincide o è sottoinsieme di un insieme denso, continuo.
- **Discreto** se A coincide o è sottoinsieme di un insieme discreto (come \mathbb{Z} o \mathbb{N})

Codominio. Un segnale rispetto alla continuità del codominio può essere:

- **Ad Ampiezze Continue** se $B \subseteq \mathbb{R}^n$, cioè se B coincide o è sottoinsieme di un insieme denso, continuo.
- **Ad Ampiezze Discrete** se B coincide o è sottoinsieme di un insieme discreto (come \mathbb{Z} o \mathbb{N})

Nel caso in cui la variabile dipendente sia il tempo, i segnali vengono detti **tempo-continuui** o **tempo-discreti**.

Esempi. Il *suono* può essere visto come la pressione dell'aria in funzione del tempo, ossia come:

$$p = f(t)$$

Dove $p \in \mathbb{R}$, $t \in \mathbb{R}$. Dunque il suono è un segnale **monodimensionale e scalare, continuo e ad ampiezze continue**

Un'*immagine in bianco e nero* può essere vista come una funzione che associa ad ogni punto del piano la *Luminanza*:

$$L = f(x, y)$$

Dove $L \in \mathbb{R}$ e $\langle x, y \rangle \in \mathbb{R}^2$. Dunque un'immagine a scala di grigi è un segnale **bidimensionale e scalare, continuo e ad ampiezze continue**

Un'*immagine a colori* può essere vista come una funzione che associa ad ogni punto del piano una tripletta di valori (interpretabili in base allo spazio colore scelto). Consideriamo lo spazio RGB:

$$\langle R, G, B \rangle = f(x, y)$$

Dove $\langle R, G, B \rangle \in \mathbb{R}^3$ e $\langle x, y \rangle \in \mathbb{R}^2$. Dunque un'immagine a colori è un segnale **bidimensionale e vettoriale, continuo e ad ampiezze continue**

2.2 Tipi di segnali

In base alle caratteristiche di un segnale, possiamo definire alcuni tipi di segnali:

Segnale	Dominio Continuo	Dominio Discreto
Codominio Continuo	Analogico	Campionato
Codominio Discreto	Quantizzato	Digitale

3 Segnali Continui

3.1 Operazioni Sui Segnali Continui

3.1.1 Traslazione

Dato un segnale $y = f(x)$ possiamo definire il segnale traslato y' come

- $y' = f(x - x_0)$ ossia una *traslazione in avanti* di x_0
- $y' = f(x + x_0)$ ossia una *traslazione all'indietro* di x_0

Quando la variabile indipendente x è il tempo, possiamo dire che il segnale è, rispettivamente, in *in ritardo* o *in anticipo*

3.1.2 Scalatura della variabile dipendente

Dato $y = f(x)$ e $x \in \mathbb{R}$ allora possiamo definire y' il segnale scalato come

$$y' = f(ax)$$

Dove $a \in \mathbb{R}$ è detto *fattore di scala*. In base ai valori assunti da a , il segnale può:

- **Espandersi** se $|a| < 1$
- **Comprimersi** se $|a| > 1$
- **Specchiarsi** rispetto all'asse y se $a < 0$

3.2 Segnali Notevoli

Riporto di seguito alcune funzioni(segnali) che useremo spesso nel corso:

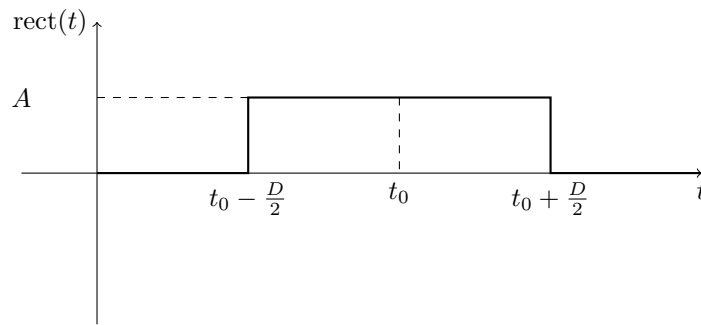
3.2.1 Funzione Rettangolo

Detta anche *Impulso Rettangolare*, è una funzione che ha un picco tra $-\frac{1}{2}$ e $\frac{1}{2}$ e poi è sempre nulla. Possiamo definirla così:

$$y = \text{rect}(t) = \begin{cases} 1 & \text{se } -\frac{1}{2} \leq t \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (19)$$

Formula Generalizzata. Data A l'ampiezza del segnale, t_0 il centro del rettangolo e D la durata dell'impulso, possiamo generalizzare la definizione precedente

$$y = A \cdot \text{rect}\left(\frac{t - t_0}{D}\right) \quad (20)$$



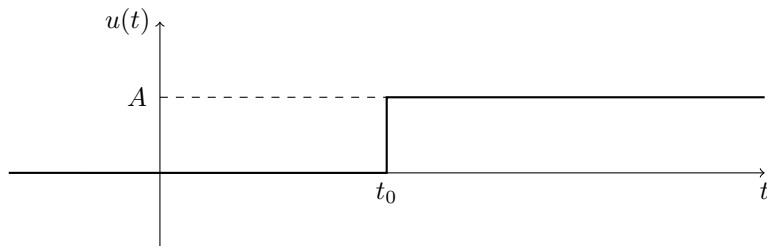
3.2.2 Gradino Unitario

Tale segnale è definibile come

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{per } t \geq 0 \\ 0 & \text{per } t < 0 \end{cases} \quad (21)$$

Formula Generalizzata. Data A l'ampiezza del segnale e t_0 il tempo di ritardo

$$y = A \cdot u(t - t_0) \quad (22)$$



3.2.3 Delta di Dirac (o Impulso Ideale)

Questo segnale si ottiene, a partire dall'impulso rettangolare, restringendo sempre di più T e aumentando sempre di più l'ampiezza di un termine $\frac{1}{T}$ (questo per mantenere l'area sottesa, o energia, invariata). Possiamo determinare la formula analitica di questa operazione:

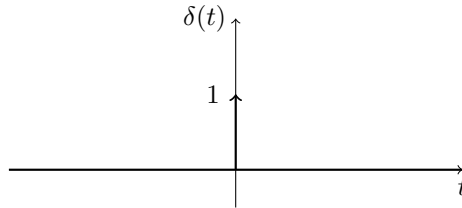
$$y(t) = \frac{1}{T} \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right)$$

Facendo tendere a 0 il termine T si ottiene proprio la *delta di Dirac*:

$$\delta(t) = \lim_{T \rightarrow 0} \frac{1}{T} \text{rect} \left(\frac{t}{T} \right) \quad (23)$$

Per com'è definita, la delta di Dirac non è una vera e propria funzione, è una funzione speciale, una distribuzione, che vale sempre 0 tranne quando $t = 0$; in quel caso la funzione va ad infinito, perchè sarebbe l'impulso (ideale) applicato in un istante infinitesimo. Dal momento che in questa funzione l'ampiezza è infinita, ha senso considerare, invece, l'area sottesa, ossia l'energia dell'impulso.

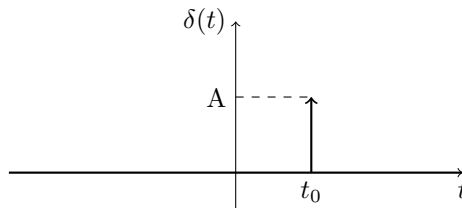
Rappresentazione Tradizionale. Tradizionalmente la funzione delta viene rappresentata in 0 con una freccia verso l'alto con la punta a 1. In ogni altro punto, è 0.



Formula Generalizzata. Data A l'area (e non l'ampiezza, che sarebbe infinita) e t_0 il ritardo, la formula sarà:

$$y(t) = A \cdot \delta(t - t_0)$$

E il grafico sarà:



3.2.4 Proprietà della Delta

- **Area Unitaria:** l'integrale su tutto \mathbb{R} della delta è esattamente 1

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1 \quad (24)$$

- **Proprietà del Campionamento:** per enunciare la proprietà è necessario introdurre il concetto di *prodotto scalare tra funzioni*:

Si dice prodotto scalare tra le funzioni f e g come

$$\langle f, g \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)g(t)dt \quad (25)$$

Detto ciò, la proprietà della campionatura afferma che, per ogni funzione $f(t)$:

$$\langle f(t), \delta(t) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t)dt = f(0) \quad (26)$$

Da ciò possiamo capire il significato del termine "campionatura": quando noi effettuiamo il prodotto scalare con il delta, è come se scattassimo una istantanea alla funzione f in 0. Questa proprietà ci servirà per discretizzare una funzione. Possiamo dunque generalizzare questa proprietà per un qualunque istante t_0 :

$$\langle f(t), \delta(t - t_0) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\delta(t - t_0)dt = f(t_0) \quad (27)$$

- **Proprietà del Prodotto:** il prodotto tra una qualsiasi funzione $f(t)$ e il delta di dirac è sempre 0 laddove $t \neq t_0$:

$$f(t)\delta(t - t_0) = f(t_0)\delta(t - t_0) \quad (28)$$

- **Parità:**

$$\delta(t) = \delta(-t) \quad (29)$$

- **Integrazione:** la funzione integrale della delta di dirac è in realtà il gradino unitario

$$\int_{-\infty}^t \delta(\tau) d\tau = \begin{cases} 1 & \text{per } t \geq 0 \\ 0 & \text{per } t < 0 \end{cases} = u(t) \quad (30)$$

3.2.5 Segnali Periodici

Un segnale $s(t)$ si dice *periodico* se e solo se il suo valore si ripete ad ogni periodo, ossia:

$$s(t) = s(t + kT) \quad (31)$$

Dove $k \in \mathbb{Z}$ è il numero di volte e $T \in \mathbb{R}$ è il periodo.

Una cosa da tenere a mente è che, in segnali, solitamente, si normalizza in modo tale da mettere in evidenza direttamente nella formula la frequenza (che può essere molto utile).

Es:

$$f(t) = \cos(2\pi f_0 t)$$

Da questa formula sappiamo subito che il periodo di questo segnale è:

$$\frac{2\pi}{2\pi f_0} = \frac{1}{f_0}$$

E dunque la sua frequenza è proprio f_0

3.2.6 Fasore

Questa funzione è una funzione complessa di variabile reale, con la seguente formula analitica:

$$s(t) = e^{j2\pi f_0 t} = \cos(2\pi f_0 t) + j \sin(2\pi f_0 t) \quad (32)$$

3.3 Proprietà dei Segnali

3.3.1 Durata

La durata di un segnale è, considerando un segnale nel tempo, la differenza tra il primo istante in cui il segnale non è nullo e l'ultimo istante.

3.3.2 Area

Si dice *Area di un Segnale* $s(t)$ l'area sottesa dallo stesso segnale, ossia:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s(t)dt \quad (33)$$

3.3.3 Valor Medio (o Media Temporale)

Il valor medio di un segnale $s(t)$ non è altro che quel valore \bar{s} tale che una funzione costante $s'(t) = \bar{s}$ ha la stessa area di $s(t)$, ossia:

$$\bar{s} = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} s(t)dt \quad (34)$$

3.3.4 Energia

Sebbene non stiamo parlando propriamente di lavoro e concetti fisici relativi, dobbiamo dire che un segnale è sempre associato ad una certa energia che il segnale stesso trasporta. Dunque *l'energia di un segnale* ($s(t)$) è:

$$E_s = \int_{-\infty}^{+\infty} |s(t)|^2 dt \quad (35)$$

3.3.5 Potenza Istantanea

Per il discorso precedente, possiamo anche definire la Potenza Istantanea di un segnale (cioè la potenza in un istante del Segnale) come

$$P[s(t)] = \begin{cases} s(t_0)\overline{s(t_0)} & \text{se } s(t_0) \in \mathbb{C} \\ s(t_0)^2 & \text{se } s(t_0) \in \mathbb{R} \end{cases} \quad (36)$$

3.3.6 Potenza Media

La potenza media possiamo, invece, vederla come il valore medio dell'energia, ossia:

$$P_s = \lim_{T \rightarrow +\infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} |s(t)|^2 dt \quad (37)$$

3.3.7 Segnale Energia e Potenza

Innanzitutto possiamo notare come sia Potenza Media che Energia siano non negativi per costruzione; inoltre tra Potenza Media e Energia di un segnale è possibile vedere una correlazione: laddove l'energia del segnale è finita, allora la potenza è necessariamente nulla; laddove invece la potenza media è maggiore di 0, l'energia è infinita.

In base a questo concetto è possibile definire:

- **Segnale Energia** un segnale $s(t)$ se e solo se $0 < E_s < \infty$ e allora $P_s = 0$
- **Segnale Potenza** un segnale $s(t)$ se e solo se $0 < P_s < \infty$ e allora $E_s \rightarrow +\infty$

4 Segnali Discreti

A differenza dei segnali continui, i segnali discreti sono funzioni con Dominio discreto, solitamente rappresentate nella seguente maniera:

$$y = f(n), \quad n \in \mathbb{Z}$$

Enunciamo ora tutte le proprietà, in maniera speculare, che abbiamo già descritto per i segnali continui:

4.1 Operazione sui Segnali Discreti

4.1.1 Traslazione

Dato un segnale $y = f(n)$ definiamo $y' = f(n - n_0)$ traslazione in avanti di n_0 ; definiamo invece $y'' = f(n + n_0)$ traslazione indietro di n_0 .

4.1.2 Decimazione/UpSampling

Dato $y = f(n)$ il segnale con $n \in \mathbb{Z}$, il segnale decimato è:

$$y = f(an) \text{ con } a \in \mathbb{Z} \text{ e } |a| \geq 1 \quad (38)$$

Questa operazione è detta *decimazione* dal momento che è come se prelevassi selettivamente i valori ogni a campioni del segnale di partenza

4.1.3 Interpolazione/DownSampling

Dato $y = f(n)$ il segnale con $n \in \mathbb{Z}$, il segnale interpolato è:

$$y = f\left(\frac{n}{a}\right) \text{ con } a \in \mathbb{Z} \text{ e } |a| \geq 1 \quad (39)$$

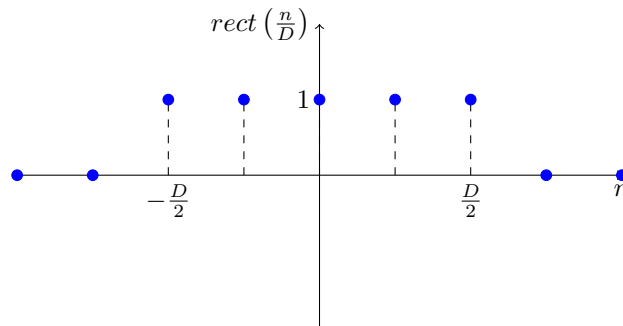
In parole povere, questa operazione non fa altro che distanziare ogni campione di a intervalli.

4.2 Segnali Notevoli

4.2.1 Rettangolo Discreto

Viene definito come:

$$\text{rect}\left(\frac{n}{D}\right) = \begin{cases} 1 & \text{se } \left|\frac{n}{D}\right| \leq \frac{1}{2} \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (40)$$



4.2.2 Gradino Unitario

Anche in questo caso, la formulazione è identica al Gradino Unitario continuo, ossia:

$$u(n) = \begin{cases} 1 & \text{se } n \geq 0 \\ 0 & \text{se } n < 0 \end{cases} \quad (41)$$

4.2.3 Impulso Discreto

Questo segnale è il parente "discreto" della *Delta di Dirac* (23) ma è più semplice da introdurre, dal momento che la sua formula è:

$$\delta(n) = \begin{cases} 1 & \text{se } n = 0 \\ 0 & \text{se } n \neq 0 \end{cases} \quad (42)$$

Possiamo dunque notare che, a differenza della delta, l'impulso discreto è una vera e propria funzione.

4.2.4 Proprietà dell'Impulso Discreto

- **Area Unitaria:** è abbastanza ovvia

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(n) = 1 \quad (43)$$

- **Prodotto Scalare con $\delta(n)$**

$$\langle f, \delta \rangle = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n)\delta(n) = f(0) \quad (44)$$

- **Prodotto con $\delta(n)$:**

$$f(n)\delta(n - n_0) = f(n_0)\delta(n - n_0) \quad (45)$$

- **Integrazione Discreta:**

$$\sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(i) = \begin{cases} 1 & \text{se } n \geq 0 \\ 0 & \text{se } n < 0 \end{cases} = u(n) \quad (46)$$

4.2.5 Segnali Periodici Discreti

Dato $s(n)$ un segnale con $n \in \mathbb{Z}$ è periodico se e solo se

$$s(n) = s(n + kN), \text{ con periodo } N, \forall n, k \in \mathbb{Z} \quad (47)$$

Se N è il periodo di $s(n)$, allora la frequenza sarà $\frac{1}{N}$; Dal momento che $|N| \geq 1$ sempre (non ha senso avere periodo nullo), allora la frequenza è sempre frazionaria. Si può dimostrare che solo un segnale con frequenza razionale può essere periodico, mentre se è irrazionale non lo potrà mai essere.

4.2.6 Fasore Discreto

La funzione è molto simile al fasore continuo:

$$s(n) = e^{2\pi j f_0 n} \quad (48)$$

Dove f_0 dev'essere razionale altrimenti la funzione non sarà periodica.

4.3 Proprietà dei Segnali Discreti

4.3.1 Durata

La durata di un segnale discreto è la somma delle "stecche" non nulle di un grafico, o meglio, la lunghezza del supporto di $s(t)$

$$D = n_2 - n_1 + 1 \quad (49)$$

Dove n_2, n_1 sono gli estremi non nulli del segnale.

4.3.2 Area

Dato $s(n), n \in \mathbb{Z}$

$$A = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} s(n) \quad (50)$$

4.3.3 Valor Medio

Il valor medio è un \tilde{s} tale che la funzione costante $s(t)' = \tilde{s}$ ha la stessa area di $s(t)$

$$\tilde{s} = \lim_{N \rightarrow +\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{+N} s(n) \quad (51)$$

4.3.4 Potenza Istantanea

Non è altro che il modulo del segnale in un determinato istante n , ossia:

$$P_s(n) = \begin{cases} s(n)\overline{s(n)} & \text{se } s(n) \in \mathbb{C} \\ s(n)^2 & \text{altrimenti} \end{cases} \quad (52)$$

4.3.5 Energia

è l'area della Potenza Istantanea, ossia:

$$E_s = \sum_{n=-N}^{+N} |s(n)|^2 \quad (53)$$

4.3.6 Potenza Media

è il valor medio della Potenza Istantanea, ossia:

$$P_s = \lim_{N \rightarrow +\infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^{+N} |s(n)|^2 \quad (54)$$

4.3.7 Segnali Potenza ed Energia

Anche in questo caso possiamo fare la distinzione tra i segnali potenza e i segnali energia, la definizione è la stessa presentata alla sezione (3.3.7)

5 Sistemi

In forma generale, un sistema descrive una relazione/processo di Causa-Effetto tra un INPUT ed un OUTPUT. In particolare nel corso ci focalizzeremo sui sistemi di Elaborazione dei Segnali.

Un **Sistema di Elaborazione dei Segnali** può essere vista come una relazione o legge di trasformazione di un segnale in un altro, dunque, formalmente:

Dato un sistema $S[\cdot]$, possiamo dire che:

$$y(b) = S[x(t)] \quad (55)$$

Dove $y(b)$ è il segnale in output mentre $x(t)$ è il segnale in input. In base alla continuità dei segnali e dei domini possiamo distinguere i sistemi in: **Continui, Discreti e Misti**

5.1 Sistemi Continui

Dato un sistema $y(b) = S[x(a)]$, con $b \in B, a \in A$ questo si dice continuo se e solo se:

- A, B sono insiemi continui
- $y(b), x(a)$ sono funzioni continue

Una classe importante di questi sistemi sono i **Sistemi Tempo-Continui** in cui la variabile è il tempo.

Esempi.

- **Ritardatori**

$$y(t) = S[x(t)] = x(t - t_0) \quad (56)$$

Questo sistema non fa altro che ritardare il segnale $x(t)$ di una quantità di t_0 secondi.

- **Quantizzatore**

$$y(t) = \text{ROUND}(x(t)) \quad (57)$$

Questo sistema arrotonda ogni valore di $x(t)$ al suo intero più vicino.

- **Integratore**

$$y(t) = S[x(t)] = \int_{t-T}^t x(\tau) d\tau \quad (58)$$

Questo sistema associa ad ogni istante t l'area compresa tra $t - T$ e t

5.2 Proprietà dei Sistemi Tempo-Continui

5.2.1 Non Dispersività

Un sistema $S[\cdot]$ è non dispersivo se e solo se il sistema dipende solo da t e dal valore attuale di $x(t)$, ossia:

$$y(t) = S[t; x(t)] \quad (59)$$

possiamo dire che questi sistemi sono senza memoria perchè non considerano per nulla il passato.

Esempio: Amplificatore Ideale

$$y(t) = A \cdot x(t) \quad (60)$$

5.2.2 Causalità

Un sistema $S[\cdot]$ è causale se e solo se:

$$y(t) = S[t; x(\tau) \text{ dove } \tau \leq T] \quad (61)$$

Questi sistemi associano ad ogni istante t un valore dipendente non soltanto dal tempo attuale e dal valore $x(t)$, ma anche della storia di $x(t)$. Bene o male tutti i sistemi reali sono causali, perchè dipendono anche dagli istanti passati di un segnale. Esistono (ma solo in teoria) i segnali **Anticausali**, in cui il sistema dipende dall'istante attuale e quelli futuri (e quindi il futuro causerebbe il presente, impossibile nella realtà)

5.2.3 Stabilità BIBO (Bounded Input, Bounded Output)

Un sistema è **Stabile** se e solo se per ogni input limitato, l'uscita è sempre limitata, ossia:

Dato $S[\cdot]$ dove $y(t) = S[x(t)]$ con $|x(t)| \leq K_x < +\infty \forall t \in \mathbb{R}$ allora:

$$|y(t)| \leq K_y < +\infty \forall t \in \mathbb{R} \quad (62)$$

Dove K_x, K_y sono rispettivamente il limite superiore/inferiore di $x(t), y(t)$

Esempi: L'Amplificatore Ideale (60).

5.2.4 Omogeneità

Dato un sistema $S[\cdot] : y(t) = s[x(t)]$, S è detto *omogeneo* se e solo se vale questa proprietà:

Dato come input $a \cdot x(t)$ con $a \in \mathbb{R}$ allora:

$$S[a \cdot x(t)] = a \cdot y(t) \quad (63)$$

5.2.5 Additività

Dato un sistema $S[\cdot] : y(t) = s[x(t)]$, S è detto *additivo* se e solo se vale questa proprietà:

Dato come input $x(t) = \sum_{i=1}^N x_i(t)$ allora:

$$S[x(t)] = S\left[\sum_{i=1}^N x_i(t)\right] = \sum_{i=1}^N y_i(t) \quad (64)$$

5.2.6 Linearità

Un sistema $S[\cdot] : y(t) = s[x(t)]$ è detto *lineare* se è sia omogeneo che additivo con gli stessi pesi, ossia se:

Dato $x(t) = \sum_{i=1}^N a_i x_i(t)$ allora:

$$S[x(t)] = S\left[\sum_{i=1}^N a_i x_i(t)\right] = \sum_{i=1}^N a_i y_i(t) \quad (65)$$

Questa proprietà è dovuta, nei segnali, al *Principio di sovrapposizione degli Effetti*, ossia:

La risposta di un sistema ad una combinazione lineare degli ingressi è uguale alla combinazione lineare con gli stessi coefficienti delle risposte ad ogni singolo ingresso

Esempi.

- **Integratore definito nel tempo:** grazie alla proprietà di linearità dell'integrale, questo sistema è lineare:

$$y(t) = \int_{t-T}^t \sum_{i=1}^N a_i x_i(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^N \int_{t-T}^t a_i x_i(\tau) d\tau = \sum_{i=1}^N a_i y_i(t) \quad (66)$$

5.2.7 Tempo-Invarianza

Dato un sistema $S[\cdot] : y(t) = S[x(t)]$ tempo-continuo, S è tempo-invariante se e solo se:

$$se S[x(t - t_0)] = y(t - t_0) \quad \forall t_0 \in \mathbb{R} \quad (67)$$

Questa proprietà afferma che il sistema non dipende da un eventuale ritardo(o anticipo) del segnale.

6 Sistemi Lineari e Tempo Invarianti (LTI) Continui

Sia la linearità che la tempo invarianza sono così importanti che dedicheremo un intero capitolo ai sistemi LTI (o Lineari e Tempo-Invarianti), dal momento

che tali proprietà implicano altre proprietà altrettanto interessanti, come quella legata alla risposta all'impulso. Riprendiamo la proprietà (26) della delta di Dirac e un segnale $x(t)$. Consideriamo ora il sistema

$$S \left[\int_{\mathbb{R}} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau \right]$$

Se $S[\cdot]$ è lineare possiamo considerare $x(\tau)$ come coefficiente e ottenere:

$$\int_{\mathbb{R}} x(\tau) S[\delta(t - \tau)] d\tau \quad (68)$$

Possiamo definire la *risposta all'impulso da parte del sistema* come $h(t) := S[\delta(t)]$. Se S è anche tempo-invariante, allora

$$h(t - t_0) = S[\delta(t - t_0)] \quad (69)$$

Possiamo riscrivere l'equazione di partenza se $S[\cdot]$ è lineare e tempo-invariante come:

$$x(t) = \int_{\mathbb{R}} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (70)$$

6.1 Prodotto/Integrale di Convoluzione

Definiamo:

$$x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau) h(t - \tau) d\tau \quad (71)$$

E si dice $x(t)$ *convoluto con $h(t)$* ; è un'operazione molto importante in segnali, tanto da avere una definizione. L'importanza di $h(t)$ noi la possiamo apprezzare quando dobbiamo studiare un segnale ignoto: passando al sistema un impulso, e osservando l'output, tale output sarà proprio $x(t)$ convoluto con $h(t)$ (se il sistema è lineare e tempo invariante).

6.1.1 Proprietà

- **Commutativa:** dati 2 segnali f, g

$$f(t) * g(t) = g(t) * f(t) \quad (72)$$

Tale proprietà è facile da dimostrare:

Consideriamo la convoluzione $f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau) g(t - \tau) d\tau$. Effettuiamo ora un cambio di variabile:

$$\begin{cases} x = t - \tau \\ \tau = t - x \\ dx = -d\tau \end{cases}$$

Sostituiamo ora le τ per avere un integrale in x (NB: gli estremi di integrazione si invertono dal momento che x è un "ribaltamento" di τ):

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} f(\tau)g(t-\tau)d\tau &= \\ \int_{+\infty}^{-\infty} f(t-x)g(x)(-dx) &= \\ \int_{-\infty}^{+\infty} g(x)f(t-x)dx &= \\ g(t) * f(t) \end{aligned}$$

Alla fine ho risolto il $-dx$ semplicemente invertendo ancora gli estremi di integrazione. Il significato di questa proprietà è importante: se è vero che è possibile studiare un sistema LTI rispetto alla sua risposta all'impulso, è vero anche il contrario, è possibile studiare un sistema rispetto ad un segnale $x(t)$

- **Associativa:** dati 3 segnali f, g, h allora:

$$f(t) * [g(t) * h(t)] = [f(t) * g(t)] * h(t) \quad (73)$$

- **Distributiva (rispetto alla somma):** dati 3 segnali f, g, h :

$$f(t) * [g(t) + h(t)] = f(t) * g(t) + f(t) * h(t) \quad (74)$$

- **Durata della Convoluzione:** dati 2 segnali f, g con durata rispettivamente D_1, D_2 allora la durata di $f(t) * g(t)$ è $D_1 + D_2$
- **Convoluzione con $\delta(t)$:** dato un segnale $f(t)$ allora:

$$f(t) * \delta(t - t_0) = f(t - t_0) \quad (75)$$

Possiamo infatti dire che $\delta(t)$ è l'operatore neutro dell'operazione di convoluzione, questo perchè il delta è una funzione che avviene tutta in un istante e quindi non altera la funzione di partenza; una sua eventuale traslazione, trasla la funzione $f(t)$. La dimostrazione è banale perchè si basa sulla proprietà del campionamento della delta (26)

6.2 Proprietà dei Sistemi LTI Continui

6.2.1 Causalità

Dato un sistema LTI $S[\cdot] : y(t) = S[x(t)]$, S è causale se $y(t)$ accade DOPO il segnale $x(t)$, questo per il concetto stesso di causalità: $y(t)$ è la risposta all'impulso di $x(t)$ quindi DEVE accadere dopo, in particolare si dice che:

$$\text{Un sistema è causale} \iff h(t) = 0 \quad \forall t < 0 \quad (76)$$

Proprio per questo motivo, dal momento che $y(t)$ può essere descritto come risposta all'impulso, ossia come convoluzione tra $x(t)$ e $h(t)$, se il sistema è causale allora possiamo ridefinire la $y(t)$ come integrale dall'infinito passato fino all'istante t presente, ossia:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t x(\tau)h(t-\tau)d\tau \quad (77)$$

Possiamo anche, per la proprietà commutativa (72), riscrivere la $y(t)$ come integrale tra la risposta $h(t)$ e il segnale $x(t)$ ribaltato e traslato di tutti i valori di τ da 0 fino all'infinito futuro

$$y(t) = \int_0^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (78)$$

6.2.2 Stabilità BIBO

Dato un sistema LTI $S[\cdot] : y(t) = S[x(t)]$, $S[\cdot]$ è BIBO se e solo se:

$$\forall x(t) : |x(t)| < M < \infty \rightarrow |y(t)| < N < \infty \quad (79)$$

In particolare possiamo osservare che:

$$|y(t)| = |S[x(t)]| = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \right|$$

Sappiamo inoltre che, data una qualsiasi $f(x)$ vale questa disuguaglianza:

$$\left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(x)dx \right| \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |f(x)|dx$$

Dunque

$$y(t) \leq \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)x(t-\tau)|d\tau$$

Per la proprietà del valore assoluto $|ab| = |a||b|$ allora:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)x(t-\tau)|d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)||x(t-\tau)|d\tau$$

Ma $x(t-\tau) \leq M$ perchè abbiamo ipotizzato che il segnale in ingresso sia limitato, dunque

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| |x(t-\tau)| d\tau \leq M \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau$$

In definitiva:

$$y(t) \leq M \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau$$

Possiamo dunque affermare che condizione necessaria e sufficiente affinchè un sistema sia stabile BIBO è che $\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau$ converga, altrimenti $y(t)$ è illimitato.

Teorema. Se la risposta all'impulso del Sistema non è assolutamente convergente allora non è BIBO Stabile

Ipotesi. Ipotizziamo che:

1. Il sistema sia BIBO Stabile, $|y(t)| < N < \infty$
2. $\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau = +\infty$
3. consideriamo una $x(t)$ limitata, ossia $x(t) = \text{sign}[h(-t)]$

Dimostrazione. Possiamo dire che per $t = 0$ la risposta all'impulso è:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) x(0-\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \text{sign}[h(-\tau)] d\tau$$

per $t = 0$, $\text{sign}[h(-\tau)] = 1$ dunque:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) \text{sign}[h(-\tau)] d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) d\tau$$

Inoltre

$$\begin{aligned} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) d\tau &\leq \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau = |y(t)| \\ |y(t)| &= \int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau = \infty \end{aligned}$$

ASSURDO, allora $y(t)$ è instabile.

Possiamo dunque affermare che: Un sistema è BIBO se e solo se:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} |h(\tau)| d\tau < \infty \quad (80)$$

6.2.3 Risposta in frequenza

Consideriamo la risposta del sistema rispetto al fasore di frequenza f :

$$x_f(t) = e^{j2\pi ft}$$

Dal momento che il sistema è LTI allora:

$$\begin{aligned} y(t) &= h(t) * x_f(t) = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{j2\pi f(t-\tau)} d\tau = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{j2\pi ft} e^{-j2\pi \tau} d\tau = \\ &= e^{j2\pi ft} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-j2\pi \tau} d\tau \end{aligned}$$

Possiamo vedere $\int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau) e^{-j2\pi \tau} d\tau$ come una sorta di convoluzione in 0, che noi chiamiamo $H(f)$ e definiamo **Risposta in Frequenza**. Possiamo riscrivere l'equazione come:

$$y(t) = H(f)x_f(t) \quad (81)$$

Da $H(f)$ possiamo definire:

- **Risposta in Ampiezza:** $|H(f)|$
- **Risposta in Fase:** $\angle H(f)$

Questa proprietà dei LTI è molto importante poichè ci dice che la risposta in frequenza di un qualsiasi segnale $x(t)$ è un altro segnale **alla stessa frequenza**, magari traslato o amplificato, cioè la risposta di un fasore è ancora un fasore di frequenza f ma moltiplicato per un valore complesso $H(f)$

6.3 Proprietà Sistemi Discreti

Un sistema $S[\cdot] : y(t) = S[x(t)]$ è detto discreto se e solo se x, y sono segnali discreti; possiamo enunciare per tali sistemi le stesse proprietà dei sistemi LTI continui:

Causalità. Ha la medesima formulazione dei sistemi LTI Continui (6.2.1)

Stabilità BIBO. Ha la medesima formulazione dei sistemi LTI Continui (6.2.2)

Linearità. Ha la medesima formulazione dei sistemi LTI Continui (5.2.6)

Tempo-Invarianza. La medesima formulazione dei sistemi LTI Continui (5.2.7)

7 Sistemi Lineari e Tempo-Invarianti (LTI) Discreti

Consideriamo un sistema $S[\cdot] : y(n) = S[x(n)]$ con $n \in \mathbb{Z}$ Lineare e Tempo-Invariante; possiamo riscrivere $x(n)$ come somma infinita tra i prodotti tra l'impulso ideale e il loro peso, ossia come:

$$x(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i)\delta(n-i)$$

Allora:

$$\begin{aligned} y(n) &= S[x(n)] \\ &= S\left[\sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i)\delta(n-i)\right] = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} x(i) \underbrace{S[\delta(n-i)]}_{h(n)} \end{aligned}$$

Dal momento che $S[\cdot]$ è anche Tempo-Invariante, allora:

$$h(n - n_0) = S[\delta(n - n_0)]$$

In definitiva, anche nel caso discreto, possiamo enunciare la proprietà fondamentale dei sistemi LTI, ossia che un qualsiasi sistema LTI può essere descritto come convoluzione tra l'ingresso e la risposta all'impulso del sistema:

$$y(n) = S[x(n)] = x(n) * h(n) \quad (82)$$

7.1 Causalità

Un sistema $S[\cdot]$ LTI discreto è **Causale** se e solo se:

$$h(n) = 0 \quad \forall n < 0, n \in \mathbb{Z} \quad (83)$$

Dunque, come avevamo detto nel continuo,

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{i=-\infty}^n x(i)h(n-i) = \sum_{i=0}^{+\infty} h(i)x(n-i) \quad (84)$$

Ossia un sistema LTI causale può essere scritto come la somma infinita del prodotto degli ingressi e degli impulsi dall'infinito passato al presente o come somma infinita degli ingressi presenti e passati per l'impulso

7.2 Stabilità BIBO

Per definizione, un sistema LTI $S[\cdot]$ è stabile BIBO se e solo se:

$$\forall x(n) : |x(n)| \leq M < \infty \longrightarrow |y(n)| \leq N < \infty \quad (85)$$

Ma possiamo ricavare un'altra definizione:

$$\begin{aligned} |y(n)| &= \left| \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)x(n-i) \right| \\ \left| \sum_{i=-\infty}^{+\infty} h(i)x(n-i) \right| &\leq \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)||x(n-i)| \\ \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)||x(n-i)| &\leq M \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| \end{aligned}$$

Allora $S[\cdot]$ è stabile BIBO se $\sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < \infty$, cioè se la risposta all'impulso è assolutamente sommabile

Ma è anche necessaria la condizione? Dimostriamo per assurdo

Ipotesi.

1. $y(n)$ è stabile
2. $x(n)$ è limitata, $x(n) = \text{sign}[h(-n)]$
3. $\sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| = \infty$

Dimostrazione. Calcoliamo $y(n)$ per $n = 0$:

$$\begin{aligned} y(0) &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)||x(-i)| = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)|\text{sign}[|h(i)|] = \\ &= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| \end{aligned}$$

Per ipotesi (3) $= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| = +\infty$ dunque $y(t)$ non è stabile, ASSURDO!
Allora $= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < +\infty$ In definitiva possiamo affermare che:

$$\text{Un sistema LTI è BIBO} \iff \sum_{i=-\infty}^{+\infty} |h(i)| < +\infty \quad (86)$$

7.3 Convoluzione Discreta

Definiamo $a(n)$ convoluto con $b(n)$ la seguente operazione

$$c(n) = a(n) * b(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} a(i)b(n-i) \quad (87)$$

7.3.1 Proprietà

Enunciamo qui anche le proprietà di cui gode la convoluzione discreta:

Commutativa: La convoluzione è commutativa, allora vale che

$$f(n) * g(n) = g(n) * f(n)$$

Dimostrazione.

$$f(n) * g(n) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} f(i)g(n-i)$$

Effettuiamo un cambio di variabile:

$$\begin{cases} m = n - i \\ i = n - m \end{cases}$$

Riscriviamo:

$$\begin{aligned} \sum_{i=-\infty}^{+\infty} f(i)g(n-i) &= \sum_{n-m=-\infty}^{+\infty} f(n-m)g(m) = \\ &= \sum_{m=+\infty}^{-\infty} f(n-m)g(m) = \\ &= \sum_{m=-\infty}^{+\infty} g(m)f(n-m) = \\ &= g(n) * f(n) \end{aligned}$$

In questo caso possiamo scambiare senza problemi gli estremi della sommatoria dal momento che non dobbiamo preoccuparci del segno (mentre nell'integrale dovevamo considerare pure il $d\tau$ che dava un verso di integrazione).

Associativa Ha la stessa formulazione della Convoluzione Continua (72)

Distributiva (rispetto alla Somma) La stessa formulazione della Convoluzione Continua (6.1.1)

Convoluzione con $\delta(n)$ La stessa formulazione della Convoluzione Continua (6.1.1)

8 Analisi Armonica

I segnali visti finora sono stati presentati come funzioni descritte da un'espressione analitica; alcuni studiosi, tra cui Fourier, si accorsero che tali funzioni potevano essere scomposte in somme di altre funzioni (in particolare di fasori, seni e coseni), ossia è possibile vedere un segnale come **combinazione lineare** di segnali elementari. Uno strumento che permette di trasformare un segnale in una combinazione lineare di segnali elementari è lo **sviluppo in serie di Fourier**.

8.1 Sviluppo In Serie Di Fourier

Data una funzione *periodica* $f(t) : f(t) = f(t + kT) \forall t \in \mathbb{R}, k \in \mathbb{Z}$ e *regolare* (ossia che rispetta le condizioni di Dirichlet), allora $f(t)$ può essere riscritta come una combinazione lineare di seni e coseni con i propri pesi e le cui frequenze sono multiple di $\frac{1}{T}$ (con T il periodo di f).

Consideriamo ora i vari multipli:

- $n = 0 \rightarrow f_0 = 0$ è la cosiddetta *componente continua* (un valore costante).
- $n = 1 \rightarrow f_1 = \frac{1}{T}$ viene detta la *frequenza fondamentale*.
- $\forall |n| > 1 \rightarrow f_n = \frac{n}{T}$ viene detta *armonica n-esima*.

Gli sviluppi in serie di Fourier si presentano in forma **Trigonometrica** ed **Esponenziale**

8.1.1 Forma Esponenziale

Equazione di Sintesi. Nella forma esponenziale possiamo esprimere la funzione $f(t)$ come combinazione lineare di fasori (3.2.6) $p_n(t)$ a frequenza $f_n = \frac{1}{T}$ con T il periodo di f ; è detta *di sintesi* perchè otteniamo f dalla combinazione di fasori

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \quad (t \in \mathbb{R})$$

Equazione di Analisi. Al contrario della sintesi, noi vogliamo *scomporre* f per ottenere i fasori che la combinano:

$$c_n = \frac{1}{T} \int_T f(t) e^{-j2\pi \frac{n}{T} t} dt \quad (n \in \mathbb{Z})$$

Dove \int_T è un integrale *di durata* T , ossia che può andare da 0 a T , o da $-T/2$ a $T/2$

8.1.2 Forma Trigonometrica

Anche se storicamente è stato al contrario, possiamo derivare a partire dalla forma esponenziale, la forma trigonometrica dello sviluppo.

I Equazione di Sintesi

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} = c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} + c_{-n} e^{-j2\pi \frac{n}{T} t}] \quad (\text{separo i } c_n)$$

Consideriamo ora c_{-n}

$$\begin{aligned} c_{-n} &= \frac{1}{T} \int_T f(t) e^{-j2\pi \frac{n}{T} t} dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_T f(t) \overline{e^{j2\pi \frac{n}{T} t}} dt = \\ &= \overline{c_n} \end{aligned}$$

Possiamo vedere il complesso $-j$ come il coniugato del complesso di partenza, dunque:

$$\begin{aligned} f(t) &= c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} + \overline{c_n} e^{-j2\pi \frac{n}{T} t}] = \\ &= c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} [c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} + \overline{c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t}}] = \\ &= c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re[c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t}] \quad (\text{proprietà 1.3.2}) \end{aligned}$$

Possiamo dunque notare che, a partire dalla scomposizione di una funzione reale in fasori (complessi) otteniamo ancora qualcosa di completamente reale. Poniamo ora $c_n = \rho_n e^{j\theta_n}$, ossia in forma polare:

$$\begin{aligned} f(t) &= c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re[\rho_n e^{j\theta_n} e^{j2\pi \frac{n}{T} t}] = \\ &= c_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re[\rho_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t + \theta_n}] = \end{aligned}$$

Dal momento che $\Re[e^{j\theta}] = \cos(\theta)$ allora:

$$f(t) = c_0 + 2 \int_{n=1}^{+\infty} \rho_n \cos\left(2\pi \frac{n}{T} t + \theta_n\right) \quad (88)$$

II Equazione di Sintesi. Ora poniamo $c_n = a_n - jb_n$:

$$\begin{aligned}
 f(t) &= c_o + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re e \left[c_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \right] = \\
 &= c_o + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re e \left[(a_n - jb_n) e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \right] = \\
 &= c_o + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re e \left[a_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} - jb_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} \right] =
 \end{aligned}$$

Riscriviamo ora j come $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$:

$$f(t) = c_o + \sum_{n=-\infty}^{+\infty} 2\Re e \left[a_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t} - b_n e^{j2\pi \frac{n}{T} t + \frac{\pi}{2}} \right] =$$

Sapendo che, ancora una volta, $\Re e[e^{j\theta}] = \cos(\theta)$ allora:

$$f(t) = c_o + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[a_n \cos \left(2\pi \frac{n}{T} t \right) - b_n \cos \left(2\pi \frac{n}{T} t + \frac{\pi}{2} \right) \right]$$

Dal momento che $\cos \left(\theta + \frac{\pi}{2} \right) = -\sin(\theta)$ allora:

$$f(t) = c_o + 2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left[a_n \cos \left(2\pi \frac{n}{T} t \right) + b_n \sin \left(2\pi \frac{n}{T} t \right) \right] \quad (89)$$