Appunti Comunicazioni Numeriche

Francesco Mignone

Professori:
Luca Sanguinetti - Marco Moretti

Figure 1: uwu

AA 2022 - 2023

Contents

1 Introduzione

I seguenti appunti sono presi seguendo le lezioni del corso di Comunicazioni Numeriche di Ingegneria Informatica dell'Univertistá di Pisa. Questi appunti non vanno a sostituire il materiale e le lezioni dei professori.
I testi consigliati sono:
S.Hawking Digital Communication System Wiley
Leon Digital Analog Communication System Pearson

2 Richiamo Sui Numeri Complessi

2.1 Struttura di un numero complesso

2.1.1 Forma Cartesiana

$$z \in \mathbb{C} : z = a + jb$$

$$\text{Parte reale: } a = Re\{z\}$$
$$\text{Parte Immaginaria: } b = Img\{z\}$$
$$j \text{ o } i \text{ é la } \sqrt{-1}$$

2.1.2 Forma Polare

$$z \in \mathbb{C} : z = \rho\ e^{j\theta} = \rho\cos(\theta) + j\rho\sin(\theta)$$

$$\text{Modulo: } \rho = |z|$$
$$\text{Fase: } \theta = \arg(z) \quad \theta \in [0, 2\pi)$$

grafico forma polare-cartesiana

2.1.3 Complesso Coniugato

- Forma Cartesiana
$$z^* = a - jb$$
- Forma Polare
$$z^* = \rho\ e^{-j\theta}$$

2.2 Relazione Tra Forma Polare e Cartesiana

- Parte Reale e parte Immaginaria
$$a = \rho\cos(\theta) \quad b = \rho\sin(\theta)$$
- Modulo
$$\rho = |z| = \sqrt{a^2 + b^2} = \sqrt{\rho^2\cos^2(\theta) + \rho^2\sin^2(\theta)}$$
- Fase
$$a > 0 \Rightarrow \theta = \arg(z) = \arctan\left(\frac{b}{a}\right)$$
$$a < 0 \Rightarrow \theta = \arg(z) = \pi + \arctan\left(\frac{b}{a}\right)$$

2.3 Operazioni

Dati: $z_1 = a_1 + jb_1 = \rho_1 \ e^{j\theta_1}, \ z_2 = a_2 + jb_2 = \rho_2 \ e^{j\theta_2}$

- Somma
$$z = z_1 + z_2 = (a_1 + a_2) + j(b_1 + b_2)$$

- Sottrazione
$$z = z_1 - z_2 = (a_1 - a_2) + j(b_1 - b_2)$$

- Moltiplicazione
$$z = z_1 z_2 = \rho_1 \rho_2 \ e^{j(\theta_1 + \theta_2)}$$

- Divisione
$$z = \frac{z_1}{z_2} = \frac{\rho_1}{\rho_2} \ e^{j(\theta_1 - \theta_2)}$$

- Modulo
$$|z| = \sqrt{zz^*} = \sqrt{a^2 + b^2}$$
$$|z|^2 = zz^* = a^2 + b^2 = \rho^2$$

2.4 Funzioni Complesse a Variabile Reale

$$z \in \mathbb{C}, \ t \in \mathbb{R} \rightarrow z_{(t)} = a_{(t)} + jb_{(t)} = \rho_{(t)} e^{j\theta_{(t)}}$$

- Integrale
$$\int_a^b z_{(t)} \ dt = \int_a^b a_{(t)} + jb_{(t)} \ dt = \int_a^b a_{(t)} \ dt + \int_a^b jb_{(t)} \ dt$$

- Derivata
$$\frac{d}{dt} z_{(t)} = \frac{d}{dt} a_{(t)} + jb_{(t)} = \frac{d}{dt} a_{(t)} + \frac{d}{dt} jb_{(t)}$$

3 Introduzione Ai Segnali

- Deterministici: Segnale rappresentabile con funzioni analitiche e noto $\forall t$, per ogni istante temporale si conosce il valore del segnale, spesso rappresentati con funzioni analitiche.
- Aleatori: Segnale rappresentabile tramite statistiche, ad esempio un rumore.

3.1 Classificazione di segnale in base alla continuità dei domini

- Dominio del tempo:
  - Segnale tempo continuo: $t \in \mathbb{R}$ assume con conitinuità tutti i valori contenuti all'interno di un intervallo
  - Segnale a tempo discreto: $t = \{nT\} n \in \mathbb{Z}$ T =periodo di campionamento, la variabile temoporale assume solo valori discreti

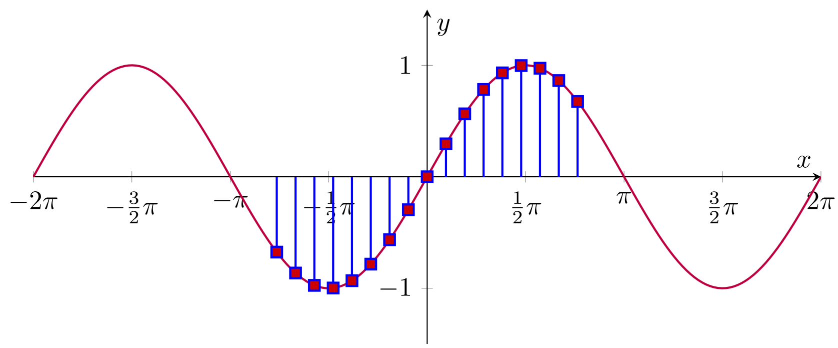


Figure 2: tempo continuo, tempo discreto:$T = 0.3$

- Dominio dell'ampiezza (spazio):
  - Segnale ad ampiezza continua: $x_{(t)}$ *continua*, la grandezza fisica del segnale assume con continuità tutti i valori all'interno di un intervallo
  - Segnale ad ampiezza discreta: $x_{(t)}$ *discreta*,se restringo l'intervallo posso renderla continua, la grandezza fisica puó assumere solo valori discreti

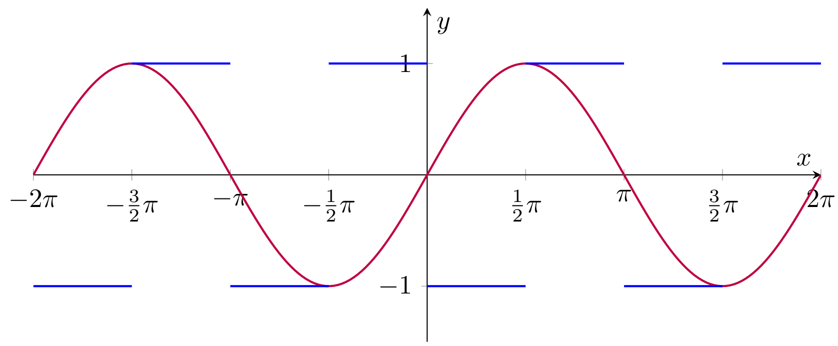


Figure 3: ampiezza continua, ampiezza discreta

Possiamo costruire una tabella per categorizzare le tipologie di segnali:

Segnale	Continuo	Discreto	t
Continua	Analogico	Sequenza/Digitale	
Discreta	Quantizzato	Binario	
$x_{(t)}$			

4 Segnali Analogici

4.1 Grandezze dei segnali Analogici

4.1.1 Potenza istantanea

$$P_x \triangleq |x_{(t)}|^2$$
$$Se\ x_{(t)} \in \mathbb{R} \rightarrow P_x \triangleq x_{(t)}^2$$

4.1.2 Energia

$$E_x \triangleq \int_{-\infty}^{\infty} P_x(t)\,dt = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2\,dt$$

$$Energia : \begin{cases} Energia\ finita & (Segali\ fisici) \\ Energia\ infinita & (Segali\ ideali) \end{cases}$$

4.1.3 Potenza Media

Definiamo il **Segnale Troncato**:

$$x_{(t)} = X_{(t)} \triangleq \begin{cases} x_{(t)} & -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & altrove \end{cases}$$

$$T = Periodo\ di\ osservazione$$

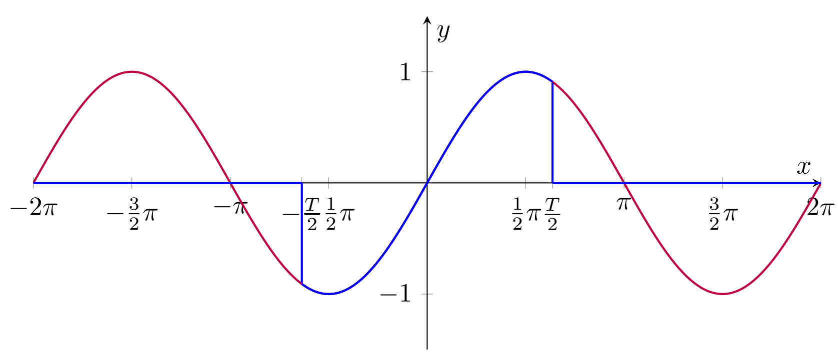


Figure 4: Segnale troncato

La potenza media é:

$$P_{x_T} \triangleq \frac{E_{x_T}}{T}$$

$$E_{x_T} = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2\,dt$$

dalla quale possiamo ricavare se $T \to \infty \Rightarrow P_{x_T} = P_x$:

$$P_x \triangleq \lim_{T\to\infty} \frac{E_{x_T}}{T} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2 \, dt$$

Possiamo ricavaredelle propietá secondo energia e potenza:

- Se $x_{(t)}$ ha $E_x < \infty \Rightarrow P_x = 0$
- Se $x_{(t)}$ ha $P_x = k \neq 0 < \infty \Rightarrow E_x = \infty$

4.1.4 Valore Efficace

$$x_{eff} \triangleq \sqrt{P_x}$$

4.1.5 Valore Medio

$$x_m \triangleq \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)_T} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \, dt$$

$$x_{(t)_T} \ = \ \textit{Segnale troncato}$$

4.2 Analisi energetiche su segnali comuni

4.2.1 Costante

$x_{(t)} = A \ \ \forall t$

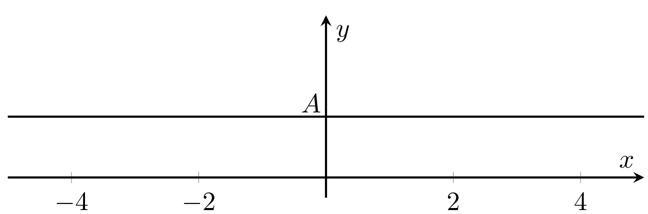


Figure 5: Segnale costante

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} P_x(t) \, dt = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \, dt = \int_{-\infty}^{\infty} A^2 \, dt = \infty$$

- Potenza Media:

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{E_{x_T}}{T} = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2 \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A^2 \, dt = A^2$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = \sqrt{A^2} = |A|$$

- Valore Medio:

$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)}\,dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A\,dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} AT = A$$

4.2.2 Cosinusoide

$x_{(t)} = A\cos(2\pi f_0 t + \phi)$
$A = Ampiezza,\ f_0 = \frac{1}{T} = frequenza,\ \phi = fase$

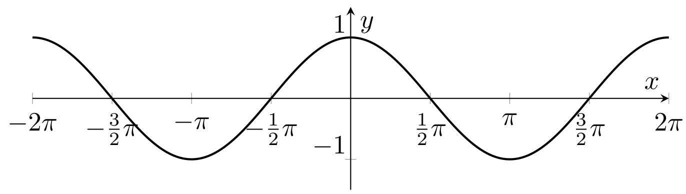


Figure 6: Segnale cosinusoidale ($\phi = 0$)

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2\ dt = \int_{-\infty}^{\infty} A^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \phi) dt$$

Ricaviamo dalla (1) 8.1 il $\sin^2(\alpha)$ e lo sostituiamo (2.1) 8.1.2
$\cos(2\alpha) = \frac{1+\cos^2(\alpha)}{2}$

$$\begin{aligned} &= A^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} + \frac{\cos(4\pi f_0 t + 2\phi)}{2} dt \\ &= A^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2} dt + A^2 \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\cos(4\pi f_0 t + 2\phi)}{2} dt \\ &= \infty + \frac{A}{2}\frac{1}{4\pi f_0} \sin(4\pi f_0 t)\Big|_{-\infty}^{\infty} = \infty \end{aligned}$$

- Potenza Media:

$$\begin{aligned} P_x &= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2\,dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A^2 \cos^2(2\pi f_0 t + \phi) dt \\ &= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\frac{A}{2} T + \lim_{T\to\infty} \frac{A}{2} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(4\pi f_0 t + 2\phi) dt \\ &= \frac{A}{2} + \lim_{T\to\infty} \frac{A}{2}\frac{1}{4\pi f_0} \sin(4\pi f_0 t + 2\phi)\Big|_{\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2}} = \frac{A^2}{2} \end{aligned}$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = \sqrt{\frac{A^2}{2}} = \frac{|A^2|}{\sqrt{2}}$$

- Valore Medio:

$$\begin{aligned} x_m &= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)}\, dt = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \cos(2\pi f_0 t + \phi) dt \\ &= \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \; \frac{A}{2} \frac{1}{2\pi f_0} \sin(2\pi f_0 t + \phi) \Big|_{\frac{T}{2}}^{-\frac{T}{2}} = 0 \end{aligned}$$

4.2.3 Gradino

$U_{(t)} = x_{(t)} = \begin{cases} 1 & t > 0 \\ 0 & t \leq 0 \end{cases}$

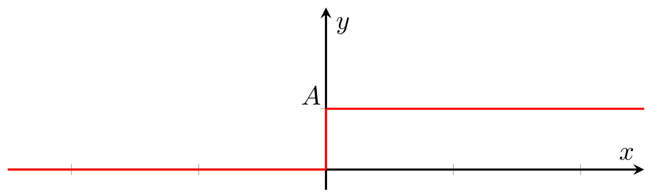


Figure 7: Segnale gradino

- Energia:
$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \; dt = \int_{-\infty}^{\infty} 1 \; dt = \infty$$

- Potenza Media:
$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |U_{(t)}|^2 \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \; dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \frac{T}{2} = \frac{1}{2}$$

- Valore Efficace:
$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

- Valore Medio:
$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \; dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \frac{T}{2} = \frac{1}{2}$$

4.2.4 Rettangolo

$x_{(t)} = A \; rect\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} A & -\frac{t}{T} \leq t \leq \frac{t}{T} \\ 0 & Altrove \end{cases}$

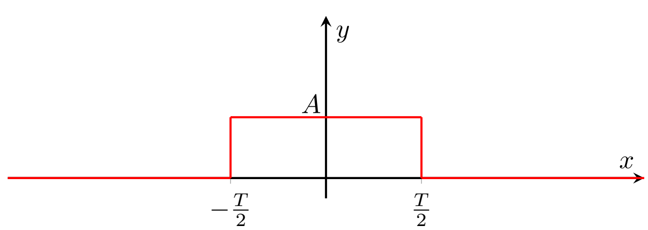


Figure 8: Segnale rettangolo

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \ dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A^2 \ rect^2\left(\frac{t}{T}\right) \ dt = A^2 \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 1 \ dt = A^2T$$

- Potenza Media: $T < T_0$ se non fosse cosí avrei una costante

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} |x_{(t)}|^2 \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} A^2 \ rect^2\left(\frac{t}{T}\right) \ dt$$
$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T_0} A^2T = 0$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = 0$$

- Valore Medio:

$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} A \ rect\left(\frac{t}{T}\right) \ dt$$
$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T_0} AT = 0$$

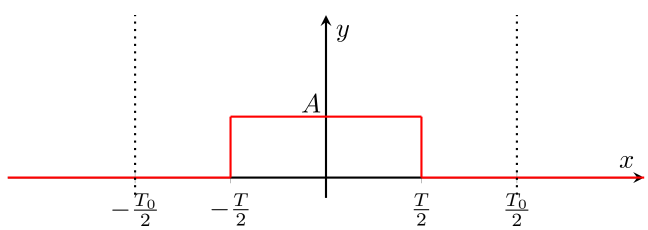


Figure 9

4.2.5 Esponenziale unilatera

$x_{(t)} = e^{-t}U_{(t)}$

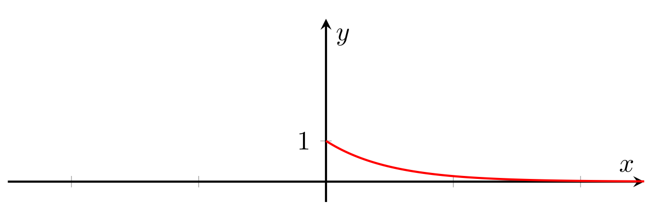


Figure 10: Segnale esponenziale unilatera

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \; dt = \int_{0}^{\infty} e^{-2t} \; dt = \left. \frac{1}{2} e^{-2t} \right|_0^{\infty} = \frac{1}{2}$$

- Potenza Media:

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |e^{-t} U_{(t)}|^2 \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{\frac{T}{2}} e^{-2t} \; dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \left(-\frac{1}{2}\right) \left. e^{-2t} \right|_0^{\frac{T}{2}} = \lim_{T\to\infty} -\frac{1}{2T} e^{-2\frac{T}{2}} + \lim_{T\to\infty} \frac{1}{2T} = 0$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = 0$$

- Valore Medio:

$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-t} U_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{0}^{\frac{T}{2}} e^{-t} \, dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \left. (-1) e^{-t} \right|_0^{\frac{T}{2}} = \lim_{T\to\infty} -\frac{1}{T} e^{-\frac{T}{2}} + \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} = 0$$

4.2.6 Esponenziale bilatera

$x_{(t)} = e^{-|t|}$

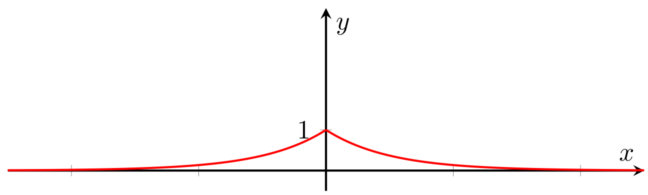


Figure 11: Segnale esponenziale bilatera

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \; dt = 2\int_0^{\infty} e^{-2t} \; dt = \; 2\left(-\frac{1}{2}\right) e^{-2t}\Big|_0^{\infty} = 1$$

- Potenza Media:

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |e^{-t}U_{(t)}|^2 \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} e^{-2t} \; dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \; e^{-2t}\Big|_0^{\frac{T}{2}} = \lim_{T\to\infty} -\frac{1}{T}e^{-2\frac{T}{2}} + \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} = 0$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = 0$$

- Valore Medio:

$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-t}U_{(t)} \, dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T}2\int_0^{\frac{T}{2}} e^{-t} \, dt$$

$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \; (-2)e^{-t}\Big|_0^{\frac{T}{2}} = \lim_{T\to\infty} -\frac{2}{T}e^{-\frac{T}{2}} + \lim_{T\to\infty} \frac{2}{T} = 0$$

4.2.7 segno sgn($\mathbf{x_{(t)}}$)

$$x_{(t)} = sgn(t) = \begin{cases} -1 & t < 0 \\ 1 & t > 0 \end{cases}$$

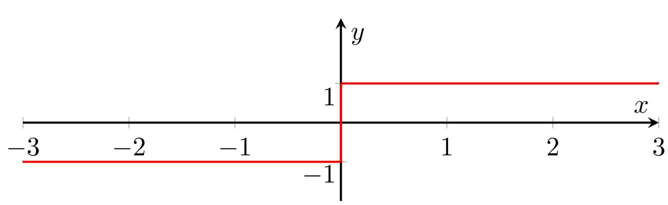


Figure 12: Segnale sgn(x)

- Energia:

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \ dt = \int_{-\infty}^{\infty} sgn^2(t) \ dt = \int_{-\infty}^{\infty} 1 \ dt = \infty$$

- Potenza Media:

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2 \ dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} sgn^2 t \ dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} T = 1$$

- Valore Efficace:

$$x_{eff} = \sqrt{P_x} = 1$$

- Valore Medio:

$$x_m = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} \ dt = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} sgn(t) \ dt$$
$$= \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{0} 1 \, dt + \int_{0}^{\frac{T}{2}} 1 \, dt \right] = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \left(-\frac{T}{2} + \frac{T}{2} \right) = 0$$

4.3 Segnal Periodici

Un segnale é periodico se:

$$x_{(t)} = x_{(t-kT_0)} \qquad k \in \mathbb{Z}, \ t_0 \in \mathbb{R}^+, \ T_0 = Periodo \ del \ segnale$$

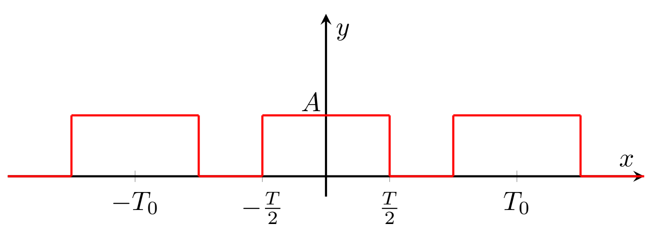


Figure 13: Segnale periodico

Si possono definiscono le seguenti grandezze:

- Energia di un segnale periodico

$$E_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x_{(t)}|^2 \, dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \int_{-\frac{T_0}{2}+kT_0}^{\frac{T_0}{2}+kT_0} |x_{(t)}|^2 dt = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X$$
$$= \lim_{k\to\infty} kX = \infty$$

Tutti i segnal iperiodici hanno quindi $E_x = \infty$

- Potenza media di un segnale periodico

$$P_x = \lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} |x_{(t)}|^2 \, dt \Rightarrow T = kT_0 \Rightarrow \lim_{k\to\infty} \frac{1}{kT_0} \int_{-\frac{kT_0}{2}}^{\frac{kT_0}{2}} |x_{(t)}|^2 dt$$

$$= \lim_{k\to\infty} \frac{1}{kT_0} k \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} |x_{(t)}|^2 dt = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} |x_{(t)}|^2 dt$$

Posso calcolare la potenza di un singolo periodo:

$$P_x = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} |x_{(t)}|^2 dt$$

- Valore medio di un segnale periodico

$$x_m = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x_{(t)} dt$$

5 Trasformata Serie Di Fourier

5.1 Segnale Periodico

Si definisce segnale periodico un segnale tale che:

$$x_{(t)} = x_{(t-kT_0)}$$

$$T_0 = Periodo \quad f_0 \triangleq \frac{1}{T_0} = Frequenza$$

5.2 Trasformata Serie Di Fourier

Ogni segnale periodico di periodo T_0 che soddifa le condizioni di Dirichlet e la sua $E_x < \infty (C.S.)$ puó essere scritto come la somma di infinite sinusoidi di frequenze multiple di $f_0 = \frac{1}{T_0}$

- Equazione di Sintesi - Antitrasformata(ATSF)

  $$x_{(t)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k e^{j2\pi k f_0 t} \qquad X_k \in \mathbb{C},\ f_0 = \frac{1}{T_0}$$

  Se lo sviluppassimo sarebbe composto da:

  $$x_{(t)} = \ldots + X_{-1} e^{j2\pi(-1)f_0 t} + X_0 + X_1 e^{j2\pi(1)f_0 t} + \ldots$$

  X_0 corrisponde al Valore medio 4.1.5 del segnale, inoltre le componenti X_k prendono il nome di armoniche alla frequenza f corrispondente

- Equazione di Analisi - Trasformata(TSF)

  $$X_k = \frac{1}{T_0} \int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x_{(t)} e^{-j2\pi k f_0 t} dt$$

La TSF gode della biunivocitá: $\forall x_{(t)} \exists ! X_k$:

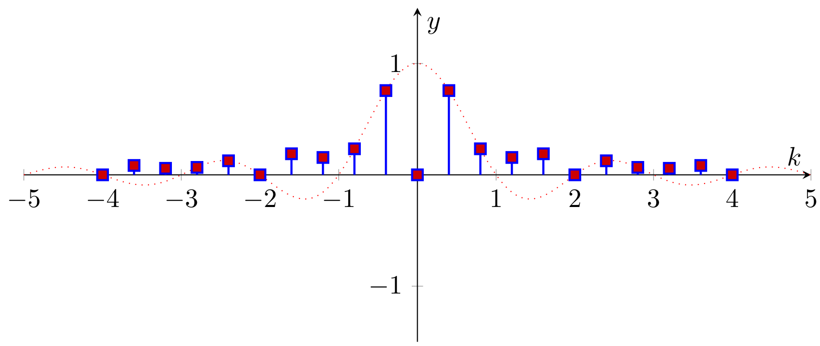
$$x_{(t)} \rightleftharpoons X_k$$
$$Segnale\ Analogico\ Periodico \rightleftharpoons Sequenza\ Complessa$$

5.2.1 Rappresentazione di X_k

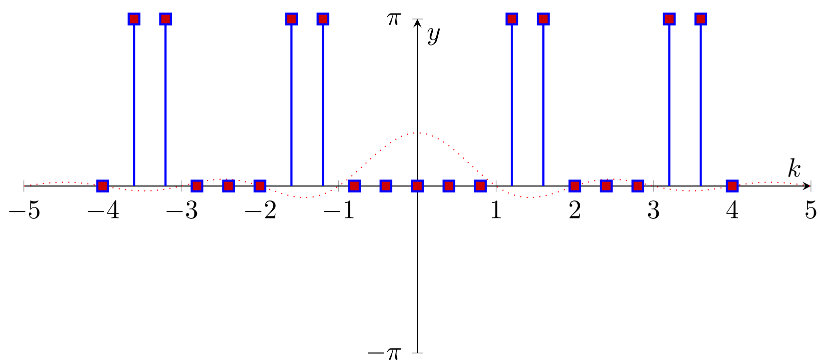
Essendo X_k un numero complesso puó essere rappresentato in forma polare:

$$X_k = |X_k| e^{\angle X_k}$$

Si possono rappresentare il modulo (Ampiezza) e la fase tramite grafici che prendono il nome di spettri:



(a) Spettro di Ampiezza



(b) Spettro di Fase

Figure 14: Spettro di un treno di rect

lo spettro di Ampiezza gode della **simmetria pari** rispetto alle ascisse quindi é **sempre positivo**, mentre lo spettro di fase della **simmetria dispari**.

5.3 Propietá della TSF

5.4 Linearitá

5.5 Simmetria Hermitiana

5.6 Calcolo dei coefficenti X_k per segnali noti

5.6.1 $A\cos(2\pi f_0 t)$

$x_{(t)} = A\cos(2\pi f_0 t), \quad A > 0$

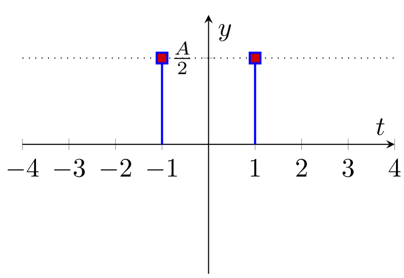
$$\begin{aligned} ATSF[x_{(t)}] &= ATSF[A\cos(2\pi f_0 t)] \\ &= ATSF[\frac{A}{2}(e^{j2\pi k f_0 t} + e^{-j2\pi k f_0 t})] \end{aligned}$$

Utilizzando la composizione dei coefficenti X_k:

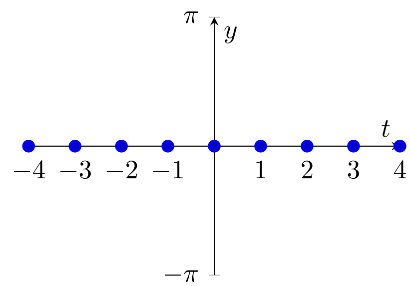
$$x_{(t)} = \ldots + X_{-1}e^{j2\pi(-1)f_0t} + X_0 + X_1e^{-j2\pi(1)f_0t} + \ldots$$
$$Abbiamo:$$

$$X_{-1} = \frac{A}{2} \quad X_0 = 0 \quad X_1 = \frac{A}{2}$$

Possiamo tracciare lo spettro del segnale:



(a) Spettro di Ampiezza



(b) Spettro di Fase

Figure 15: Spettro TSF del coseno $A > 0$

5.6.2 $A\sin(2\pi f_0 t)$

$x_{(t)} = A\sin(2\pi f_0 t), \quad A > 0$

$$\begin{aligned} ATSF[x_{(t)}] &= ATSF[A\sin(2\pi f_0 t)] \\ &= ATSF[\frac{A}{2}(e^{j2\pi k f_0 t} - e^{-j2\pi k f_0 t})] \end{aligned}$$

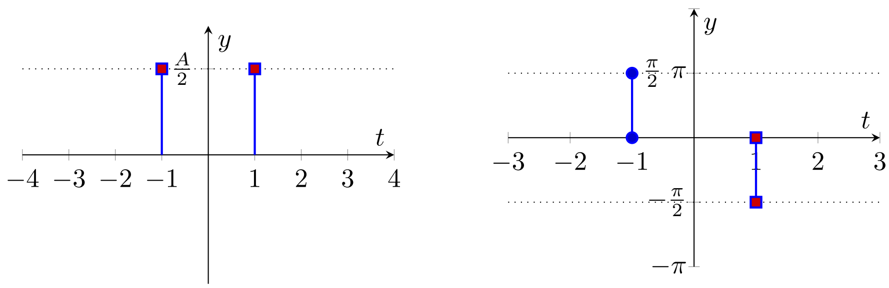
Utilizzando la composizione dei coefficenti X_k:

$$x_{(t)} = \ldots + X_{-1}e^{j2\pi(-1)f_0t} - X_0 + X_1e^{-j2\pi(1)f_0t} + \ldots$$
$$Abbiamo:$$

$$X_{-1} = -\frac{A}{2j} \quad X_0 = 0 \quad X_1 = \frac{A}{2j}$$

$$|X_k| = \begin{cases} |\frac{A}{2j}| = \frac{A}{2} & k = 1 \\ |-\frac{A}{2j}| = \frac{A}{2} & k = -1 \\ 0 & altrove \end{cases} \quad \angle X_k = \begin{cases} \angle\frac{A}{2j} = -\frac{\pi}{2} & k = 1 \\ \angle|-\frac{A}{2j}| = \frac{\pi}{2} & k = -1 \\ 0 & altrove \end{cases}$$

Possiamo tracciare lo spettro del segnale:



(a) Spettro di Ampiezza (b) Spettro di Fase

Figure 16: Spettro TSF del seno $A > 0$

5.6.3 Treno di rect

$x_R = A\ rect\left(\frac{t}{T}\right) \rightarrow$ Segnale periodico $\rightarrow x_{(t)} = \sum_{-\infty}^{\infty} x_R(t - nT_0)$
$T_0 = periodo$, $T = durata \rightarrow T < T_0$, se cosi non fosse avremmo una costante

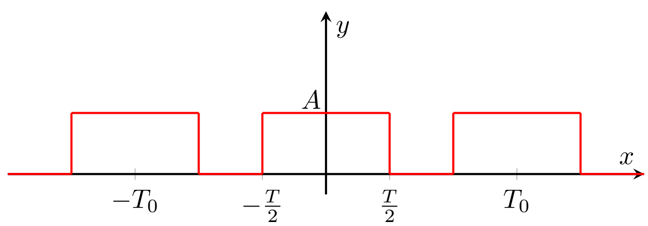
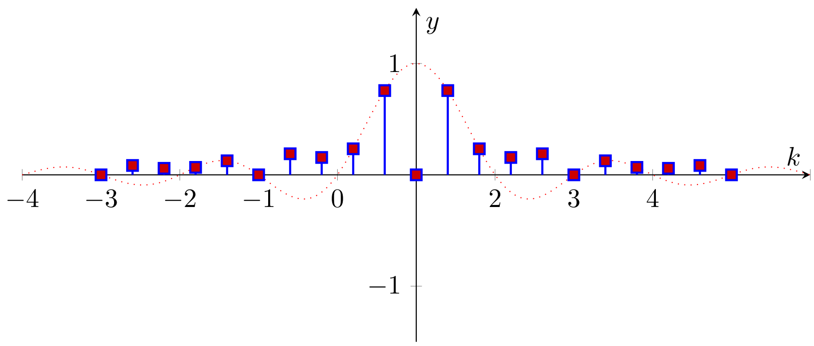


Figure 17: Treno di $A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)$

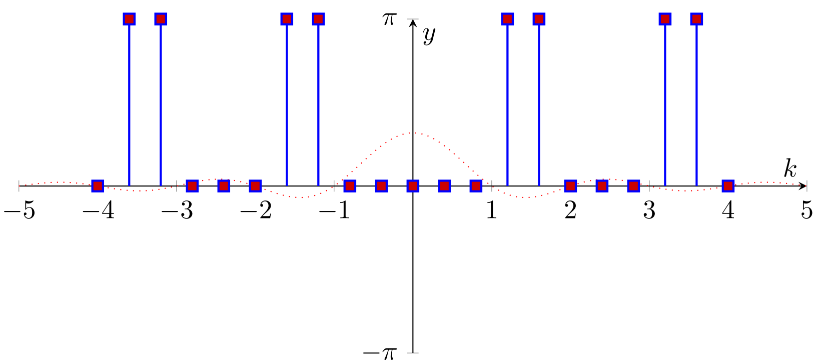
$\rightarrow$ Si nota come cambiare il periodi delle funzioni possiamo renderle da aperiodiche a periodiche e viceversa

$$
\begin{aligned}
ATSF[x_{(t)}] &= ATSF[\sum_{-\infty}^{\infty} x_R(t - nT_0)] \\
&= \frac{1}{T_0}\int_{-\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}} x_{(t)} e^{-j2\pi k f_0 t} dt = \frac{1}{T_0}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} x_{(t)} e^{-j2\pi k f_0 t} dt \\
&= \frac{A}{T_0}\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi k f_0 t} dt = \frac{A}{T_0}\frac{1}{j2\pi k f_0} e^{-j2\pi k f_0 t}\Big|_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \\
&= \frac{A}{T_0}\frac{e^{-j\pi k f_0 T} - e^{j\pi k f_0 T}}{j2\pi k f_0} = \frac{A}{T_0}\frac{e^{j\pi k f_0 T} - e^{-j\pi k f_0 T}}{-j2\pi k f_0} \\
&= \frac{AT}{T_0}\frac{e^{j\pi k f_0 T} - e^{-j\pi k f_0 T}}{-j2\pi k f_0 T} = A f_0 T sinc(k f_0 T)
\end{aligned}
$$

Tracciamo lo spettro per $f_0 T < 1$:



(a) Spettro di Ampiezza



(b) Spettro di Fase

Figure 18: Spettro TSF del treno di rect con $f_0 T < 1$

Si possono anche unire i due spettri per ottenere:

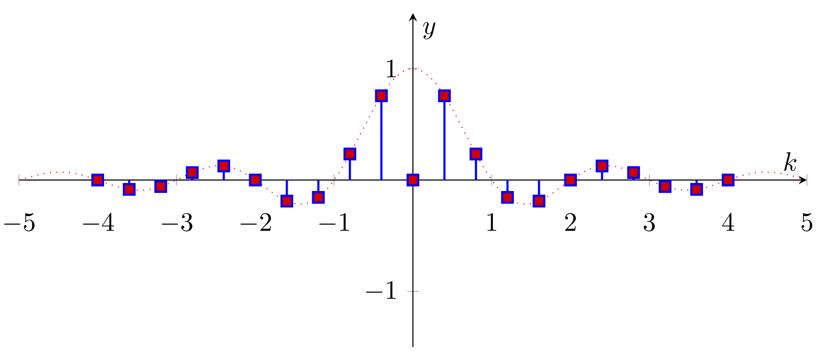


Figure 19: Spettro treno di $A \, rect\left(\frac{t}{T}\right)$

Ora appizza matlab e fa esempi di un segnale e uno di riostruzione dello stesso(script di matlab presenti nel teams):

- Se un segnale varia molto rapidamente nel tempo ha componenti frequenziali piú alte $\rightarrow$ copre piú spettro(espansione spettrale) $T_0 \uparrow$
- Se un segnale varia molto lentamente copre le basse fraquenze $T_0 \downarrow$

Se non ho abbastanza passi K non posso campionare le alte frequenze e quindi non faccio ne un analisi completa del segnale né riesco a ricostruire perfettametne il segnale Inoltre in 0 dello spettro ho il Valor medio 4.1.5 del segnale

Dubbi: non mi torna il campionamento nella sinc(x), se é definita sin(pi*x)/x si annulla nelle ascisse intere, quindi io campiono a frazionati?

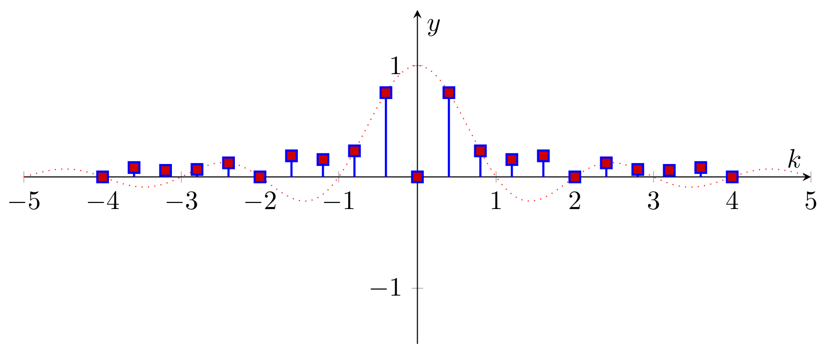
6 Trasformata Continua Di Fourier

6.1 Segnali Aperiodici

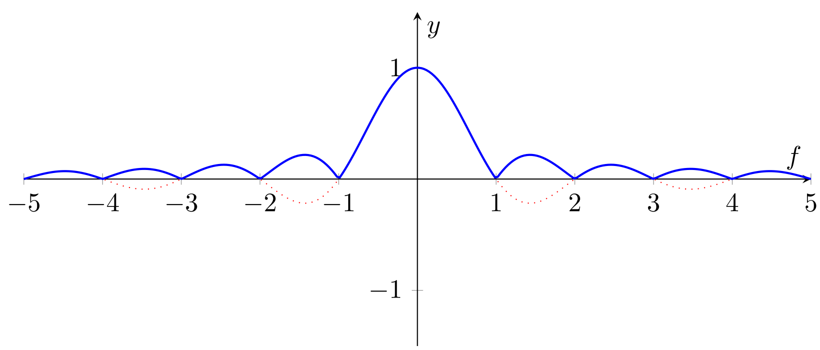
Nel caso di segnali come $x_{(t)} = rect\left(\frac{t}{T}\right)$ non posso usare la TSF posso peró scrivere:

$$x_{(t)} = \lim_{T_0 \to \infty} x_p(t),\ x_p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_{(t-nT_0)}$$

Passiamo da un analisi a frequenze discrete ad un analisi su tutto lo spettro delle frequenze



(a) Spettro di Ampiezza TSF



(b) Spettro di Ampiezza TCF

6.2 Equazioni di Analisi e Sintesi

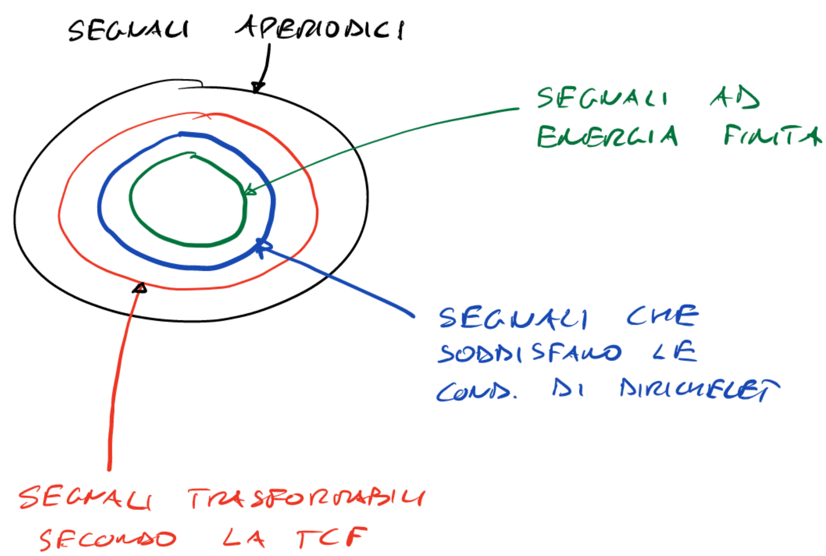


Figure 20: Insiemi dei segnali per tcf

6.2.1 Equazione di Analisi

$$X_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi ft} dt \quad \textit{Equazione di analisi}$$

6.2.2 Equazione di Sintesi

$$x_{(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} X_{(f)} e^{j2\pi ft} df \quad \textit{Equazione di sintesi}$$

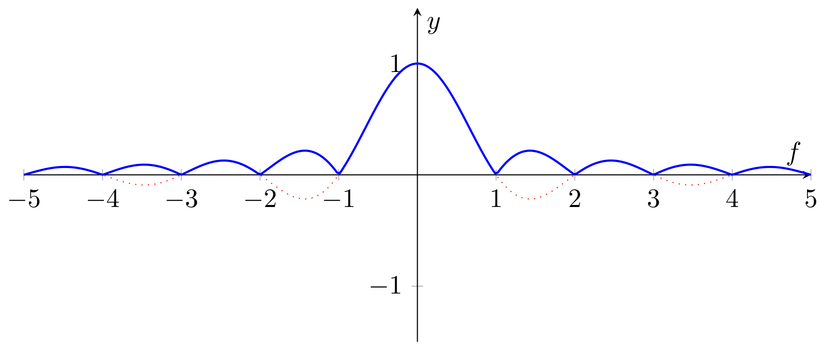
La TCF gode della biunivocitá

$$x_{(t)} \rightleftharpoons X_{(f)} \quad X_{(f)} \in \mathbb{C}$$

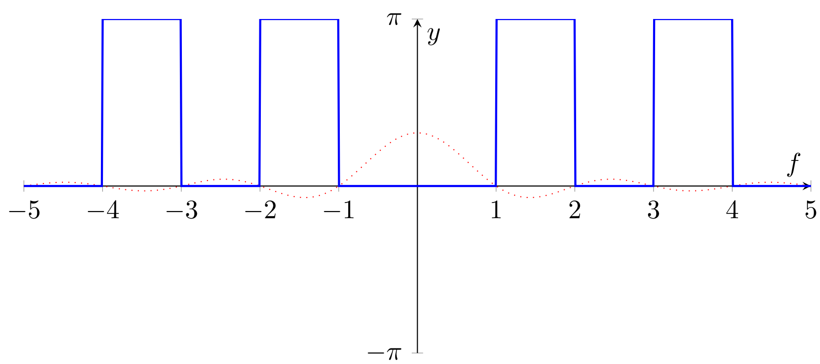
Essendo X_k un numero complesso puó essere rappresentato in forma polare:

$$X_{(f)} = |X_{(f)}| e^{\angle X_{(f)}}$$

Si possono rappresentare il modulo (Ampiezza) e la fase tramite grafici che prendono il nome di spettri:



(a) Spettro di Ampiezza



(b) Spettro di Fase

Figure 21: Spettro del segnale TCF

lo spettro di Ampiezza gode della **simmetria pari** rispetto alle ascisse quindi é **sempre positivo e continuo**, mentre lo spettro di fase della **simmetria dispari**, questa propietá é chiamata **Simmetria Hermitiana**

6.2.3 TCF di una $Arect\left(\frac{t}{T}\right)$

$x_{(t)} = A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)$

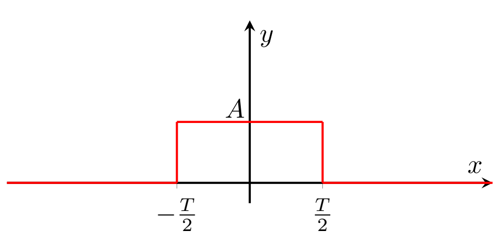


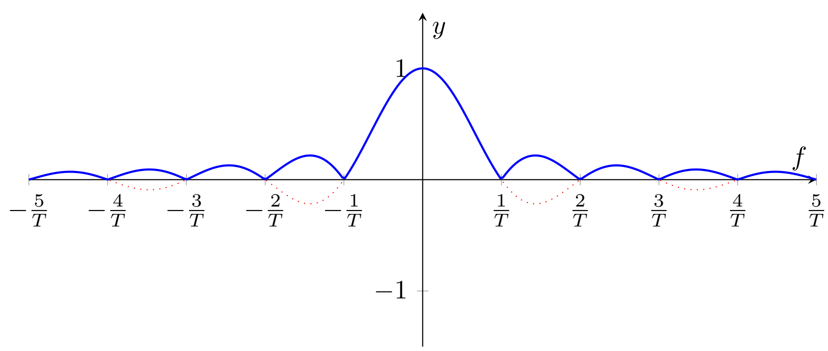
Figure 22: $A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)$

$X_{(f)} =?:$

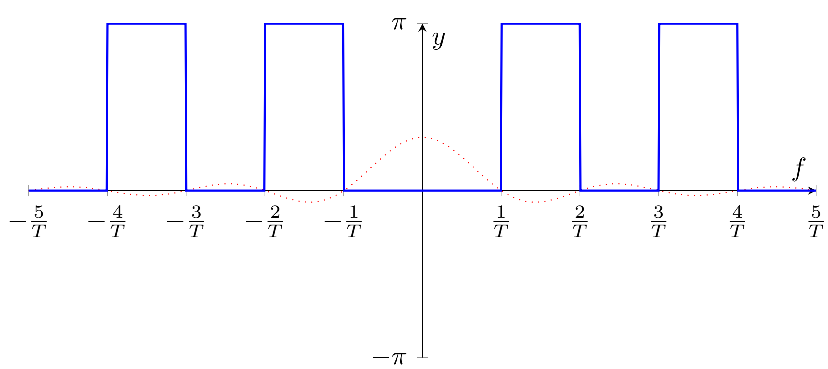
$$X_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} A\ rect\left(\frac{t}{T}\right) e^{-j2\pi ft} dt$$
$$= A \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j2\pi ft} dt = -\frac{A}{j2\pi f}\ e^{-j2\pi ft}\Big|_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} = -\frac{A}{j2\pi f}\left(e^{-j\pi fT} - e^{j\pi fT}\right)$$
$$= \frac{AT}{\pi f}\left(\frac{e^{j\pi fT} - e^{-j\pi fT}}{2j}\right) = \frac{AT \sin(\pi fT)}{\pi f T} = AT sinc(fT) = X_{(f)}$$

$$A\ rect\left(\frac{t}{T}\right) \rightleftharpoons AT sinc(fT)$$

La sinc si annulla in $\frac{k}{T},\ k \in \mathbb{Z}$. Notiamo anche come la funzione di partenza sia reale e pari la TCF rispetti 6.3.2(si?):



(a) Spettro di Ampiezza



(b) Spettro di Fase

6.3 Propietá

Come per la TSF vale che al variare del periodo della funzione T:

- Se $T \uparrow$ aumenta $\rightarrow f \downarrow$ diminuisce e si stringe lo spettro
- Se $T \downarrow$ diminuisce $\rightarrow f \uparrow$ aumenta e si allarga lo spettro

Inoltre come si puó evincere dal successivo Teorema della Dualitá 6.4.2:

- Una funzione limitata (finita) nel tempo ha uno spettro nella frequenza illimitato $\rightarrow$ sono i segnali fisici
- Una funzione illimitata nel tempo ha uno spettro nella frequenza limitato (finito)

6.3.1 Simmetria hermitiana

$$\begin{aligned} &Ip : x_{(t)}\ reale \\ &Th : X_{(f)}\ hermitiana \\ X_{(-f)} = X^*_{(f)} \rightarrow &\begin{cases} |X_{(f)}| = |X_{(-f)}| & Simmetria\ Pari \\ \angle X_{(-f)} = -\angle X_{(f)} & Simmetria\ Dispari \end{cases} \end{aligned}$$

6.3.2 Paritá

$$\begin{aligned} Ip &: x_{(t)}\ reale\ e\ pari \\ Th &: X_{(f)}\ reale\ e\ pari \end{aligned}$$

6.3.3 Disparitá

$$\begin{aligned} Ip &: x_{(t)}\ reale\ e\ dispari \\ Th &: X_{(f)}\ immaginaria\ e\ dispari \end{aligned}$$

6.4 Teoremi relativi alla TCF

6.4.1 Linearitá

$Ip : x_{(t)} = \alpha x_{1(t)} + \beta x_{2(t)}$
$Th : X_{(f)} = \alpha X_{1(f)} + \beta X_{2(f)}$
Dimostrazione:

$$\begin{aligned} X_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} (\alpha x_{1(t)} + \beta x_{2(t)}) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \alpha \int_{-\infty}^{\infty} x_{1(t)} e^{-j2\pi ft} dt + \beta \int_{-\infty}^{\infty} x_{2(t)} e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \alpha X_{1(f)} + \beta X_{2(f)} \end{aligned}$$

Esempio:

$$x_{(t)} = Arect\left(\frac{t}{2T}\right) + Brect\left(\frac{t}{T}\right)$$
$$X_{(f)} = AX_{1(f)} + BX_{2(f)} = 2ATsinc(2Tf) + BTsinc(Tf)$$
$$X_{1(f)} = \begin{cases} X_{1(f)} = Arect\left(\frac{t}{T'}\right) \rightleftharpoons^{TCF} T'sinc(T'f) \Rightarrow X_{1(f)} = 2Tsinc(2Tf) \\ T' = 2T \end{cases}$$

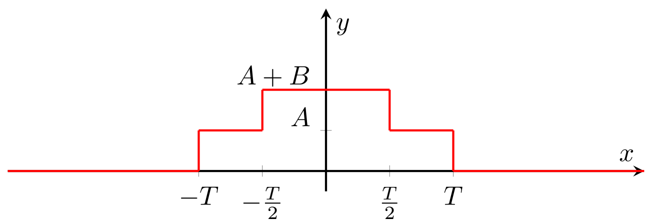


Figure 23: Segnale rettangolo

6.4.2 Dualitá

$Ip : x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)}$
$Th : X_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} x_{(-f)}$ Dimostrazione:

$$X_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)}e^{-j2\pi ft}dt = Sost. \begin{cases} t \to f \\ f \to t \end{cases} \Rightarrow X_{(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(f)}e^{-j2\pi tf}df$$
$$= Sost.\ (f' = -f) \Rightarrow X_{(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(-f')}e^{-j2\pi t(-f')}df'$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(-f')}e^{j2\pi tf'}df' = ACTF[x_{(-f)}] = c.v.d.$$

Esempio:
$x_{(t)} = Asinc(Bt) \Rightarrow X_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} Asinc(Bt)e^{-j2\pi ft}dt$
Applico la dualitá:

$$Arect\left(\frac{t}{T}\right) \rightleftarrows ATsinc(Tf)$$
$$ATsinc(Tt) \rightleftarrows Arect\left(\frac{-f}{T}\right)$$

Se voglio una durata generica:

$$Sostituisco\ B = T$$
$$ABsinc(Bt) \rightleftarrows Arect\left(\frac{f}{B}\right)$$
$$\Downarrow$$
$$Asinc(Bt) \rightleftarrows \frac{A}{B}rect\left(\frac{f}{B}\right)$$

6.4.3 Ritardo

$Ip : x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)},\ y_{(t)} = x_{(t-to)}$
$Th : Y_{(f)} \rightleftharpoons^{TCF} y_{(t)} = X_{(f)}e^{-j2\pi f t_0}$
Dimostrazione:

$$\begin{aligned} Y_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)}e^{-j2\pi ft}dt = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t-t_0)}e^{-j2\pi tf}dt \\ &= Sost.\ (t' = t - t_0) \Rightarrow Y_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t')}e^{-j2\pi f(t'+t_0)}dt' \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t')}e^{-j2\pi ft'}e^{-j2\pi ft_0}dt' = X_{(f)}e^{-j2\pi ft_0}\ c.v.d. \end{aligned}$$

Osservazione:

- Un ritardo nel tempo introduce una componente solo di fase che cresce lienarmente con la frequenza
- Un esponenziale nel tempo introduce un ritardo nel dominio della frequenza $x_{(t)}e^{-j2\pi f_0 t} \rightarrowtail X_{(f-f_0)}$, vedi 6.5.4

Esempio:
$x_{0(t)} = Arect\left(\frac{t}{T}\right) \rightarrow x_{(t)} = x_{0(t-t_0)} \quad t_0 = \frac{T}{2}$

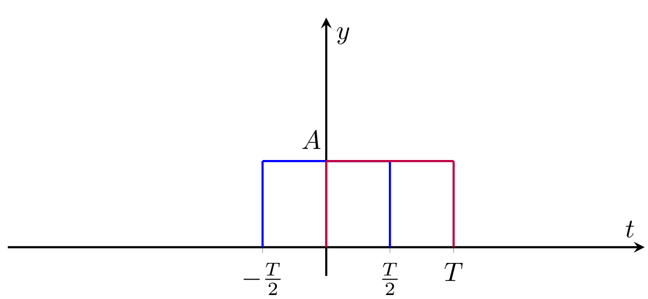
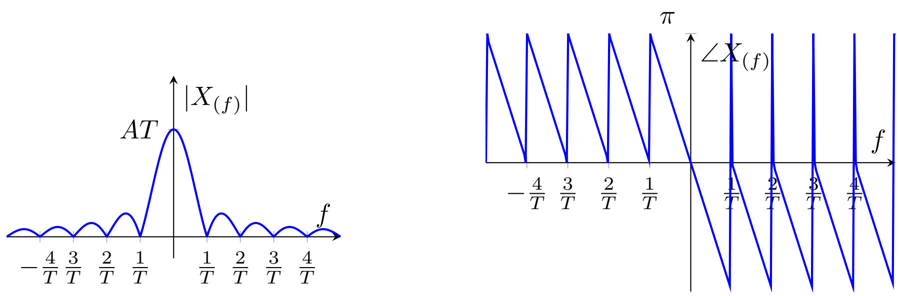


Figure 24: $x_{0(t)}$, $x_{(t)}$

$$X_{(f)} = X_{0(f)} e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} = ATsinc(Tf)e^{-j\pi fT}$$



(a) Ampiezza con ritardo

(b) Fase con ritardo

Figure 25: Spettro della *rect* con ritardo

Il LaTeX sbaglia e aggiunge le spike nelle f positive, il grafico é dispari con andamento come per le f negative.

6.4.4 Derivazione

$Ip : \begin{cases} x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \\ y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} x_{(t)} \end{cases}$
$Th : Y_{(f)} = j2\pi f X_{(f)}$
Dimostrazione:

$$y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} x_{(t)} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} ACTF[x_{(t)}] = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \int_{-\infty}^{\infty} X_{(f)} e^{j2\pi ft} df =$$
$$= \int_{-\infty}^{\infty} X_{(f)} \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} e^{j2\pi ft} df = \int_{-\infty}^{\infty} X_{(f)} j2\pi f e^{j2\pi ft} df$$

Posso Scrivere $y_{(t)}$ come $ACTF[y_{(t)}] = \int_{-\infty}^{\infty} Y_{(f)} e^{j2\pi ft} df$, se quindi $Y_{(f)} = j2\pi f X_{(f)}$ l'ugaglianza é valida:

$$y_{(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} Y_{(f)} e^{j2\pi ft} df$$

L'operazione di derivata nel dominio della frequenza si traduce in una semplice operazione algebrica, nel tempo avrei dovuto calcolare il rapporto incrementale. Per derivare un segnale posso quindi:

$$x_{(t)} \to TCF \to j2\pi f X_{(f)} \to ACTF \to y_{(t)}$$

6.4.5 Integrazione

$$Ip: \begin{cases} x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \ (1) \\ y_{(t)} = \int_{-\infty}^{t} x_{(\alpha)} d\alpha \ (2) \\ \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} dt \ oppure \ \ X_{(f)}\big|_{f=0} = 0 \ oppure \ y(+\infty) = 0 \ (3) \end{cases}$$

$Th: Y_{(f)} = \frac{X_{(f)}}{j2\pi f}$

Dimostrazione:

$$y_{(t)} = \int_{-\infty}^{t} x_{(\alpha)} d\alpha \Rightarrow \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} x_{(t)} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} y_{(t)} \Rightarrow^{Th.6.4.4} X_{(f)} = j2\pi f Y_{(f)}$$

$$Y_{(f)} = \frac{X_{(f)}}{j2\pi f}$$

L'ipotesi 3 é conseguenza della divisione per f e che devo mantenere l'uguaglianza $X_{(f)} = j2\pi f Y_{(f)}$, si nota come nella dimostrazione usando il Th della Derivazione (6.4.4) quando $f = 0$ la funzione nella frequenza deve essere 0, $X_{(f)} = j2\pi f Y_{(f)} = 0$

Esempio: TCF di una piramide

$$x_{(t)} = A\left(1 - \left(\frac{|t|}{T}\right)\right) rect\left(\frac{t}{2T}\right) \quad X_{(f)} = TCF[x_{(t)}] =?$$

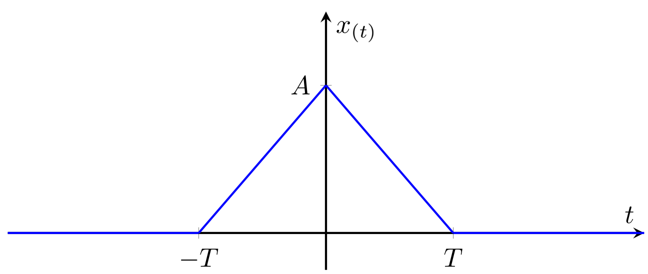


Figure 26: Funzione priamide

$TCF[x_{(t)}]$:

- Utilizzando la classica TCF:

$$X_{(f)} = \int_{-\infty}^{\infty} A\left(1 - \left(\frac{|t|}{T}\right)\right) rect\left(\frac{t}{2T}\right) dt$$

- Utilizzando il Th dell'Integrazione 6.4.5:

$$y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} x_{(t)} \implies x_{(t)} = \int_{-\infty}^{t} y_{(\alpha)} d\alpha \ 6.4.5(2)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)} dt \ 6.4.5(3)$$

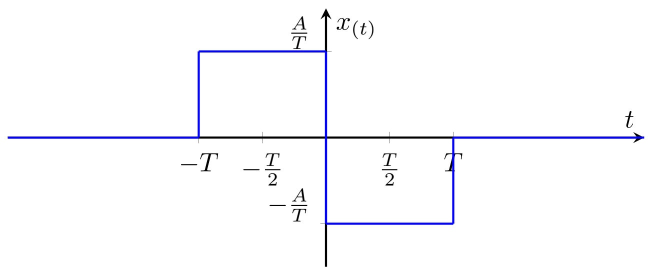


Figure 27: Funzione priamide

$$y_{(t)} = \frac{A}{T} rect\left(\frac{t - \left(-\frac{T}{2}\right)}{T}\right) - \frac{A}{T} rect\left(\frac{t - \frac{T}{2}}{T}\right) = Sono\ 2\ rect\ con\ ritardo$$

$$\Rightarrow y_{(t)} \rightleftharpoons Y_{(f)} \ 6.4.5(1) \Rightarrow X_{(f)} = \frac{Y_{(f)}}{j2\pi f} \begin{cases} x_{(t-t_0)} \rightleftharpoons X_{(f)} e^{-j2\pi f t_0} \\ rect\left(\frac{t}{T}\right) \rightleftharpoons T sinc(Tf) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} Y_{(f)} &= \frac{A}{T} T sinc(Tf) e^{-j2\pi f\left(-\frac{T}{2}\right)} - \frac{A}{T} T sinc(Tf) e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} \\ &= 2j A sinc(Tf) \frac{e^{j\pi f T} - e^{j\pi f T}}{2j} = 2jAsinc(Tf)\sin(\pi f T) \\ X_{(f)} &= \frac{Y_{(f)}}{j2\pi f} = \frac{2jAsinc(Tf)\sin(\pi f T)}{j2\pi f} = \frac{ATsinc(Tf)\sin(\pi f T)}{\pi f T} \\ &= ATsinc^2(fT) \end{aligned}$$

Abbiamo ottenuto la TCF del triangolo:

$$A\left(1 - \left(\frac{|t|}{T}\right)\right) rect\left(\frac{t}{2T}\right) \rightleftharpoons ATsinc^2(fT)$$

$$per\ la\ dualita 6.4.2:$$

$$ABsinc^2(Bt) \rightleftharpoons A\left(1 - \left(\frac{|f|}{B}\right)\right) rect\left(\frac{f}{2B}\right)$$

I segni negativi spariscono per il valore assoluto e per la paritá della *rect*. Per verificare che i calcoli siano corretti posso colacolare la $X_{(f)}$ in 0 e vedo quanto é l'area del segnale:

$$T^2 sinc(Tf)\Big|_0 = T^2 \quad \int_{-\infty}^{\infty} Trect(\frac{t}{T}) = T$$

Osservazione: la funzione piramidale varia meno rapidamente nel *tempo* rispetto alla funzione rettangolare quindi lo spetto non occupa le alte frequenze, l'andamento é di $\frac{sinc^2}{x^2}$, é molto piú contenuto. La rect avendo un gradino varia molto rapidamente nel *tempo* e di conseguenza il suo spettro si estende a frequenze piú alte del segnale priamidale.

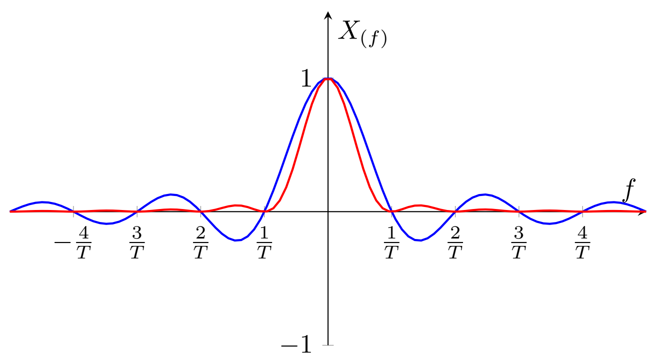


Figure 28: $\frac{sinc}{x}$, $\frac{sinc^2}{x^2}$

DOMANDA: ma la fase in tutto questo che ruolo ha? non avrei problemi avere anche sinc che cambiano la fase degli altri segnali? dopotutto si la sinc é brutta perché si estende all'infinito, ma proprio per questo la fase é sempre sporcata? cosa comporta nella ricostruzione del segnale? noi abbiamo visto finora l'ampiezza dopotutto

6.4.6 Derivazione in Frequenza

$Ip : \Big\{ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}x_{(t)}}{\mathrm{d}t}$
$Th : Y_{(f)} = j2\pi f X_{(f)}$
Dimostrazione: ok per ora non l'ha fatta

6.4.7 Integrazione in Frequenza

$Ip : \Big\{ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}x_{(t)}}{\mathrm{d}t}$
$Th : Y_{(f)} = j2\pi f X_{(f)}$
Dimostrazione: ok per ora non l'ha fatta

6.4.8 Convoluzione

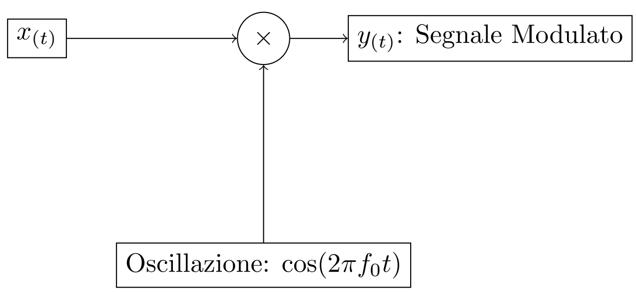
$Ip: \left\{ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} y_{(t)} = \frac{\mathrm{d}x_{(t)}}{\mathrm{d}t} \right.$
$Th: Y_{(f)} = j2\pi f X_{(f)}$
Dimostrazione: ok per ora non l'ha fatta

Propietá della convoluzione:

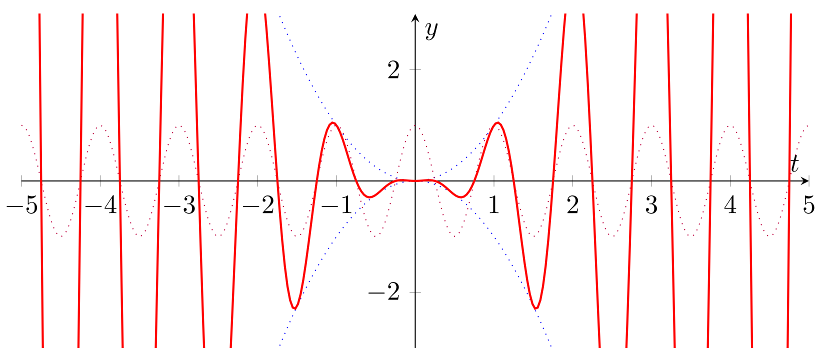
- 1
- 2
- 3

6.4.9 Prodotto

6.5 Modulazione di Ampiezza



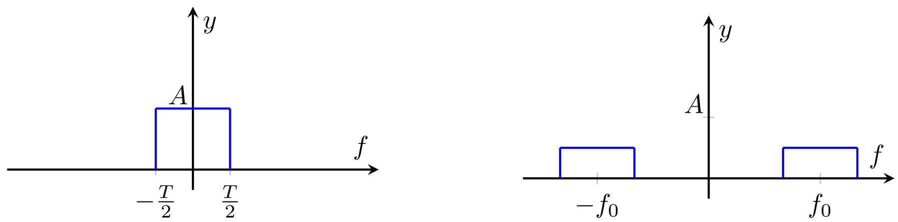
(a) Sistema di modulazione



(b) $x_{(t)}$, $y_{(t)}$, $\cos(2\pi t)$

Figure 29: Esempio sistema di modulazione di ampiezza

L'oscillazione introdotta, $\cos(2\pi t)$, segue l'andamento di $x_{(t)}$ Nel dominio della frequenza:



(a) Senza modulazione (b) Con modulazione

Figure 30: Segnale nel dominio della frequenza modulato e non

Serve per spostare la frequenza (es. di trasmissione) del segnale in modo tale, ad esempio, da non sovrapporre due segnali che sono sulla stessa frequenza. Se il segnale non fosse modulato si dice in **banda base** (BB) se il segnale é modulato si dice in **banda passante**(BP).

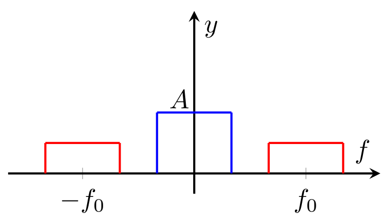


Figure 31: BB, BP

6.5.1 Th. Modulazione con $\cos(2\pi f_0 t)$

$Ip : \begin{cases} y_{(t)} = x_{(t)}\cos(2\pi f_0 t) \\ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \end{cases}$

$Th : Y_{(f)} = \frac{1}{2}X_{(f-f_0)} + \frac{1}{2}X_{(f+f_0)}$

Dimostrazione:

$$\begin{aligned} Y_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)}e^{-j2\pi ft}dt = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)}\cos(2\pi f_0 t)e^{-j2\pi ft}dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)}\frac{e^{j2\pi f_0 t} + e^{-j2\pi f_0 t}}{2}e^{-j2\pi ft}dt = \\ &= \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)}e^{-j2\pi(f-f_0)t}dt + \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)}e^{-j2\pi(f+f_0)t}dt \\ &= TCF[x_{(t)}]\Big|_{f-f_0} + TCF[x_{(t)}]\Big|_{f+f_0} = \frac{1}{2}X_{(f-f_0)} + \frac{1}{2}X_{(f+f_0)} \ c.v.d \end{aligned}$$

Esempio:
$X_{(f)} = \frac{A}{B} rect\left(\frac{f}{B}\right)$

$$Y_{(f)} = \frac{A}{2B} rect\left(\frac{f-f_0}{B}\right) + \frac{A}{2B} rect\left(\frac{f+f_0}{B}\right)$$

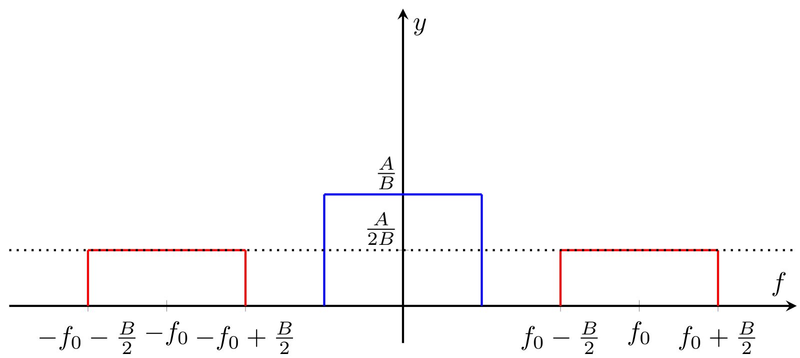


Figure 32: $X_{(f)}$, $Y_{(f)}$

fai cosa ha chiesto lui a fine lezione

6.5.2 Th. Modulazione con $\sin(2\pi f_0 t)$

$Ip: \begin{cases} y_{(t)} = x_{(t)} \sin(2\pi f_0 t) \\ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \end{cases}$
$Th: Y_{(f)} = \frac{1}{2j} X_{(f-f_0)} - \frac{1}{2j} X_{(f+f_0)}$
Dimostrazione:

$$\begin{aligned} Y_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)} e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} \sin(2\pi f_0 t) e^{-j2\pi ft} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} \frac{e^{j2\pi f_0 t} - e^{-j2\pi f_0 t}}{2j} e^{-j2\pi ft} dt = \\ &= \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt - \frac{1}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi(f+f_0)t} dt \\ &= TCF[x_{(t)}]\Big|_{f-f_0} - TCF[x_{(t)}]\Big|_{f+f_0} = \frac{1}{2j} X_{(f-f_0)} - \frac{1}{2j} X_{(f+f_0)} \ c.v.d \end{aligned}$$

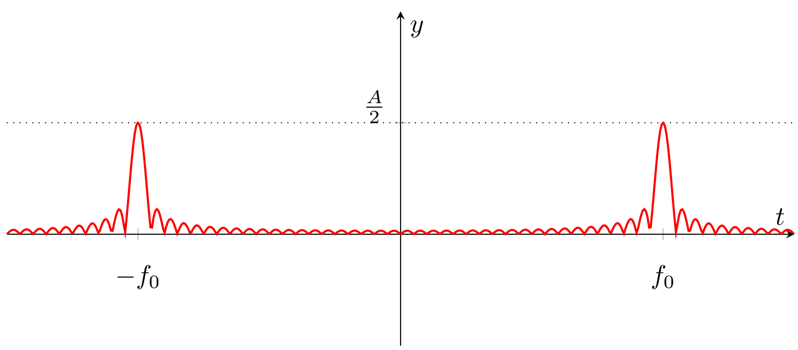
6.5.3 Th. Modulazione con $\cos(2\pi f_0 t + \phi)$

$Ip: \begin{cases} y_{(t)} = x_{(t)} \cos(2\pi f_0 t + \phi) \\ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \end{cases}$
$Th: Y_{(f)} = \frac{e^{j\phi}}{2} X_{(f-f_0)} + \frac{e^{-j\phi}}{2} X_{(f+f_0)}$

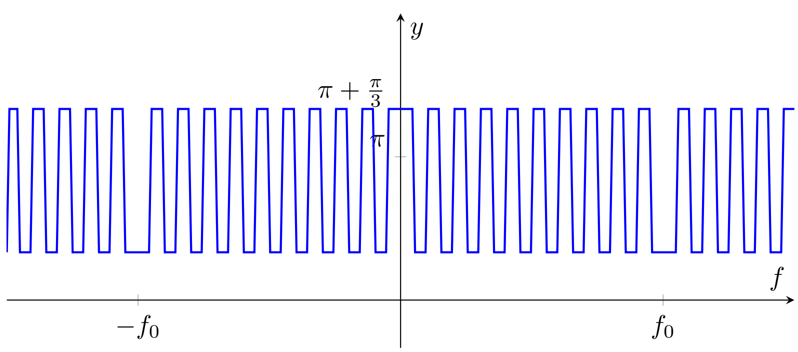
Dimostrazione:

$$\begin{aligned}
Y_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)} e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} \cos(2\pi f_0 t + \phi) e^{-j2\pi ft} dt \\
&= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} \frac{e^{j(2\pi f_0 t + \phi)} + e^{-j(2\pi f_0 t + \phi)}}{2} e^{-j2\pi ft} dt = \\
&= \frac{e^{j\phi}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt + \frac{e^{-j\phi}}{2} \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi(f+f_0)t} dt \\
&= TCF[x_{(t)}]\Big|_{f-f_0} + TCF[x_{(t)}]\Big|_{f+f_0} = \frac{e^{j\phi}}{2} X_{(f-f_0)} + \frac{e^{-j\phi}}{2} X_{(f+f_0)} \ c.v.d
\end{aligned}$$

Esempio:



(a) Ampiezza Mod. generica



(b) fase Mod. generica

Figure 33: Modulazione generica di una $Arect\left(\frac{t}{T}\right)$ con $\cos\left(2\pi f_0 t + \frac{\pi}{3}\right)$

É legale cosa ho scritto sopra della modulazione generica?

6.5.4 Th. Modulazione con Esponenziale Complesso

$Ip : \begin{cases} y_{(t)} = x_{(t)} e^{j2\pi f_0 t} \\ x_{(t)} \rightleftharpoons^{TCF} X_{(f)} \end{cases}$
$Th : Y_{(f)} = X_{(f-f_0)}$
Dimostrazione:

$$\begin{aligned} Y_{(f)} &= \int_{-\infty}^{\infty} y_{(t)} e^{-j2\pi f t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{j2\pi f_0 t} e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x_{(t)} e^{-j2\pi (f-f_0) t} dt = TCF[x_{(t)}]\bigg|_{f-f_0} = X_{(f-f_0)} \end{aligned}$$

Posso notare che:

- Ritardo: $\rightarrow x_{(t-t_0)} \rightleftharpoons X_{(f)} e^{(-j2\pi f t_0)}$
- Modulazione: $\rightarrow x_{(t)} e^{(j2\pi f_0 t)} \rightleftharpoons X_{(f-f_0)}$

Procedimento per la sintesi di un segnale:

- Derivo il segnale
- Verifico le ipotesi del Th. dell'Integrazione 6.4.5
- calcolo la TCF della derivata
- Applico il Th. dell'integrazione per calcolare $X_{(f)}$

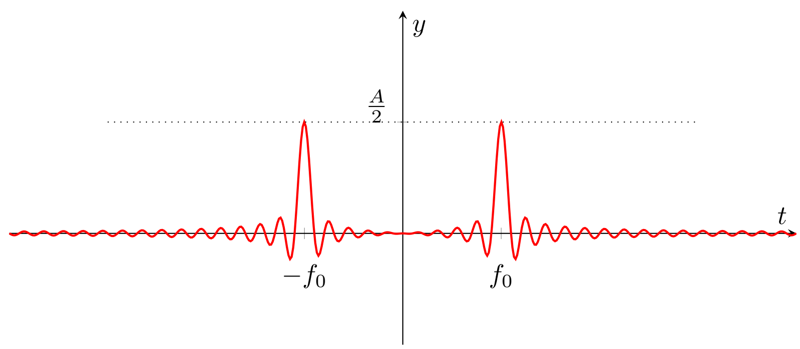
6.5.5 Demodulazione

Ci poniamo il problema di riportare il segnale modulato al segnale originale($g_{(t)}$), dato:
$x_{(t)} = g_{(t)} \cos(2\pi f_0 t)$
Demoduliamo il segnale con $2\cos(2\pi f_0 t)$

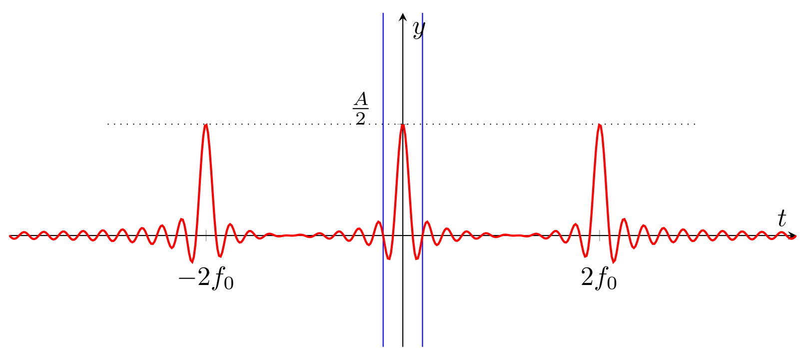
$$\begin{aligned} y_{(t)} &= x_{(t)} 2 \cos(2\pi f_0 t) = g_{(t)} \cos^2(2\pi f_0 t) \\ &= g_{(t)} \frac{1+\cos(4\pi f_0 t)}{2} = \frac{g_{(t)}}{2} + \frac{g_{(t)}\cos(4\pi f_0 t)}{2} \\ TCF[y_{(t)}] &\Rightarrow^{Th.6.5.1} \frac{2G_{(f)}}{2} + \frac{2G_{(f-2f_0)}}{2} + \frac{2G_{(f+2f_0)}}{2} \end{aligned}$$

Dall'ultima uguagliaza posso quindi usare un filtro in (BB) per rimuovere i segnali alle frequenze $\pm f_0$ e ricavare il mio segnale $G_{(f)}$.
DOMANDA: posso anche quindi demodulare con un seno tanto non mi interessa quello che succede alle frequenze spostate, quindi peró ritorno sulla fase, non é importante? usando un seno la ribalto praticamente no? ricontroll cio che stai dicendo bro non so se é giusto il ribaltamento
ALTRA DOMANDA: devo anche modulare il segnale abbastanza lontano dalla BB sennó quando demodulo mi autodisturbo il segnale? da qui deriva $\frac{1}{T} < 2BB$

ALTRA DOMANDA: quindi se volessi captare piú segnali mi conviene utilizzare circuiti diversi? oppure posso modulare e demodulare a piacimento i segnali tenendo conto su quali frequenze ho modulato in modo tale da sapere dove vanno a finire i segnali e recuperarli? tanto non mi interessa su quale frequenza finiscano finche non diventino non recuperabili per sovrapposizione giusto?
Riporto un po di esempi di demodulazione di una o piú *rect*: Esempio di Demodulazione



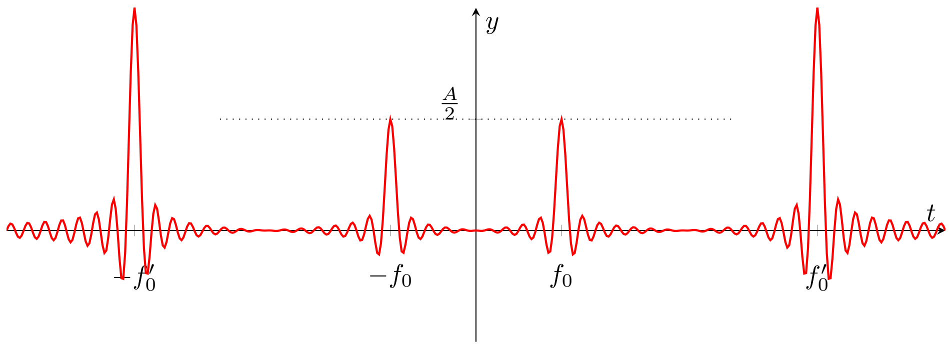
(a) *sinc* modulata



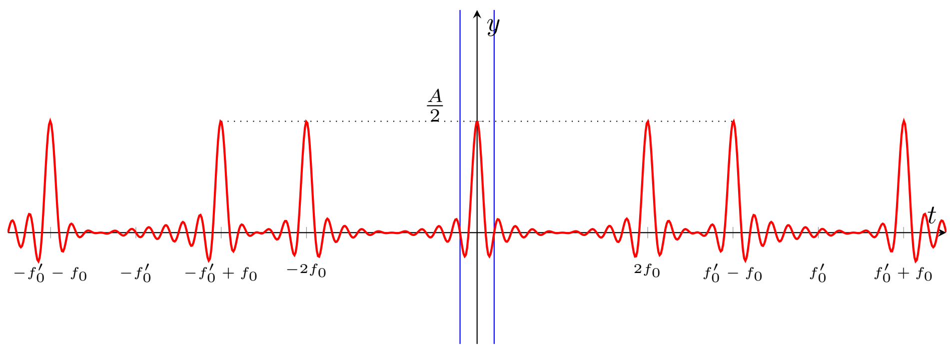
(b) *sinc* demodulata

Figure 34: Demodulazione di una *sinc*

Nel caso di piú segnali durante la demodulazione il segnale che voglio recuperare viene spostato in BB mentre gli altri segnali presenti sullo spettro vengono a loro volta modulati peró con un f_0 diverso rispetto al loro f_0':



(a) Due *sinc* modulate



(b) Demodulazione delle *sinc*

Figure 35: Demodulazione di due *sinc*

esempio in cui non posso ricavare il segnale le sinc si accavallano
Esempio di esercizio occupazione dello spettro:

7 Teoria Dei Codici

8 Formulario

8.1 Trigonometria

1. $\sin^2(\alpha) + \cos^2(\alpha) = 1$
2. $\cos(\alpha) = \pm\frac{1}{\sqrt{1+\tan^2(\alpha)}}$
3. $\sin(\alpha) = \pm\frac{\tan(\alpha)}{\sqrt{1+\tan^2(\alpha)}}$
4. $sinc(\alpha) \triangleq \frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi\alpha}$ É un $\sin(\alpha)$ smorzato secondo $\frac{1}{x}$ che si annulla in $k\pi : k \in \mathbb{Z}$

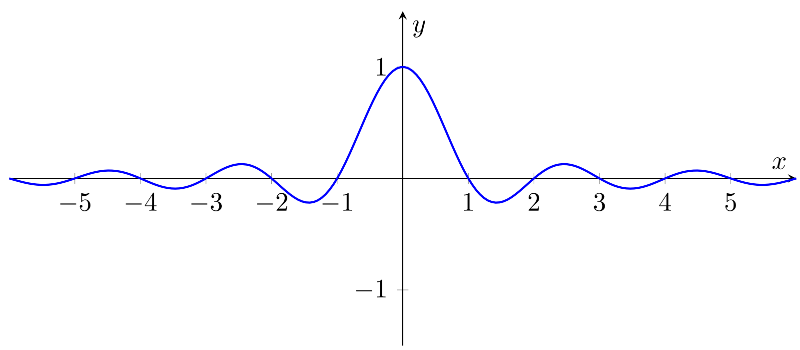


Figure 36: grafico $sinc(\alpha)$

8.1.1 Formule di addizione

1. $\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \sin(\alpha)\sin(\beta)$
2. $\sin(\alpha \pm \beta) = \sin(\alpha)\cos(\beta) \pm \sin(\beta)\cos(\alpha)$
3. $\tan(\alpha \pm \beta) = \frac{\tan(\alpha)\pm\tan(\beta)}{1\mp\tan(\alpha)\tan(\beta)}$

8.1.2 Formule di duplicazione

1. $\sin(2\alpha) = 2\sin(\alpha)\cos(\alpha)$
2. $\cos(2\alpha) \begin{cases} \cos^2(\alpha) - \sin^2(\alpha) \\ 2\cos^2(\alpha) - 1 \\ 1 - 2\sin^2(\alpha) \end{cases}$
3. $\tan(2\alpha) = \frac{2\tan(\alpha)}{1-\tan^2(\alpha)}$

8.1.3 Formule di bisezione

1. $\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \pm\sqrt{\frac{1-\cos(\alpha)}{2}}$

2. $\cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) = \pm\sqrt{\frac{1+\cos(\alpha)}{2}}$

3. $\tan\left(\frac{\alpha}{2}\right) \begin{cases} \sqrt{\frac{1-\cos(\alpha)}{1+\cos(\alpha)}} \\ \frac{1-\cos(\alpha)}{\sin(\alpha)} \\ \frac{\sin(\alpha)}{1+\cos(\alpha)} \end{cases}$

8.2 Segnali Notevoli

1. $x_R \triangleq A\ rect\left(\frac{t}{T}\right) \qquad T = durata$

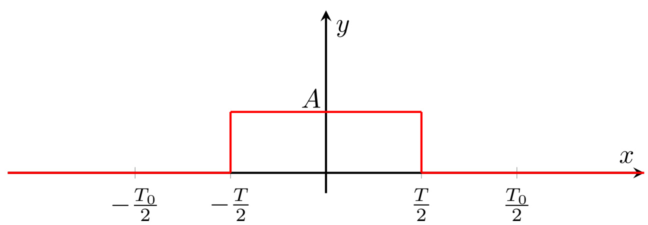


Figure 37: Rappresentazione di $A\ rect\left(\frac{t}{T}\right)$

2. $sinc(\alpha) \triangleq \frac{\sin(\pi\alpha)}{\pi\alpha}$
   É un $\sin(\alpha)$ smorzato secondo $\frac{1}{x}$ che si annulla in $k\pi : k \in \mathbb{Z}$

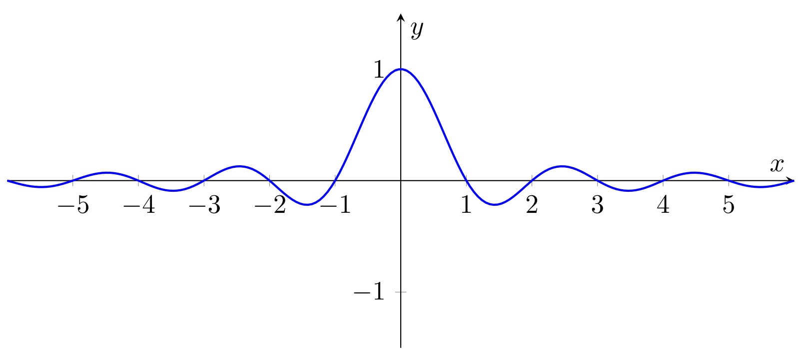


Figure 38: grafico $sinc(\alpha)$

La banda di una sinc é l'intervallo in cui si annulla $[-\frac{1}{T}, \frac{1}{T}]$,es: se $banda = 1\ se\ T = 1$

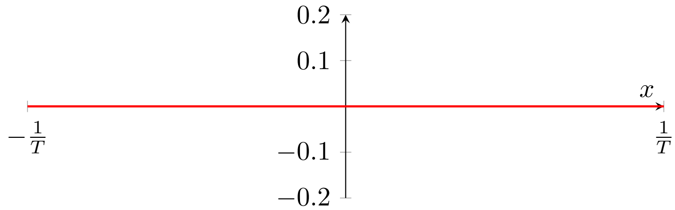


Figure 39: banda

3.

4.

Alphabetical Index