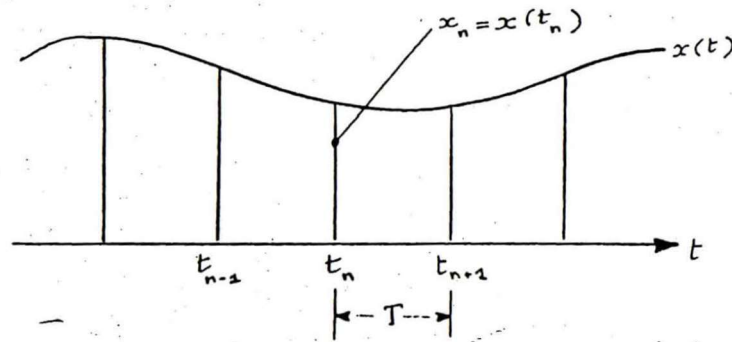


Dimostrare e descrivere il teorema del campionamento nel dominio dei tempi.



I valori $x_n = x(t_n)$ sono detti valori campionati, gli istanti di "lettura" t_n sono detti istanti di campionamento, T è intervallo di campionamento e il suo inverso $f_0 = 1/T$ è frequenza di campionamento.

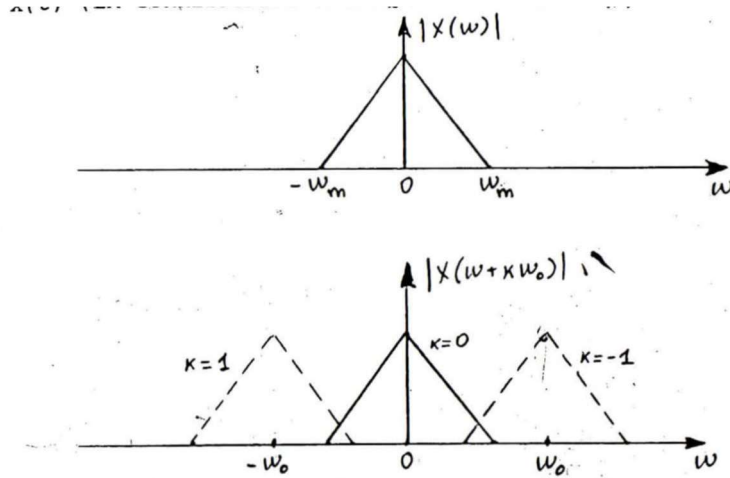
Fissiamo l'origine dell'asse dei tempi in uno degli istanti di campionamento, per poi porre $t_n = nT$. La successione dei valori campionati costituisce una serie temporale.

Bisogna definire in che condizioni la conoscenza dei soli valori campionati consente di ricostruire l'intera forma d'onda originale: se non imponiamo nessuna condizione ci sono infinite funzioni che passano per i punti definiti dalla serie temporale, serve aggiungere delle restrizioni.

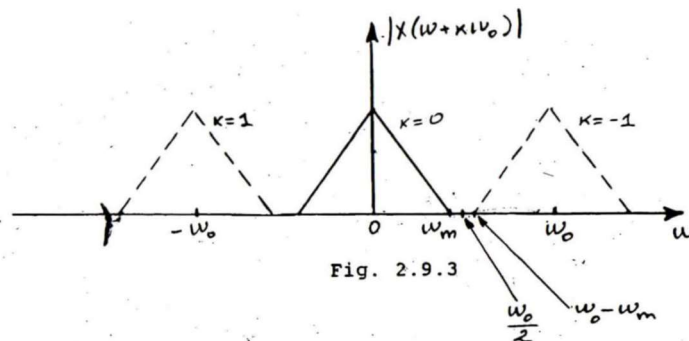
$$X_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} X(\omega + k\omega_0) ,$$

In virtù di questa la conoscenza dei valori campionati equivale a quella della ripetizione periodica della trasformata $X(\omega)$ di $x(t)$ con periodo $\omega_0 = 2\pi/T$ che rappresenta la pulsazione corrispondente alla frequenza di campionamento $f_0 = 1/T$

La trasformata $X(\omega)$ è rappresentata in modulo nella figura, in cui si fa riferimento a una funzione passa-basso e ω_n è la minima pulsazione a cui è apprezzabile lo spettro di $x(t)$.



La conoscenza della ripetizione periodica di $X(\omega)$ non consente in generale di risalire a $X(\omega)$ e quindi a $x(t)$, ma è sufficiente che i diversi termini di $|X(\omega + k\omega_0)|$ occupino bande distinte per poter risalire da $X_s(\omega)$ a $X(\omega)$.

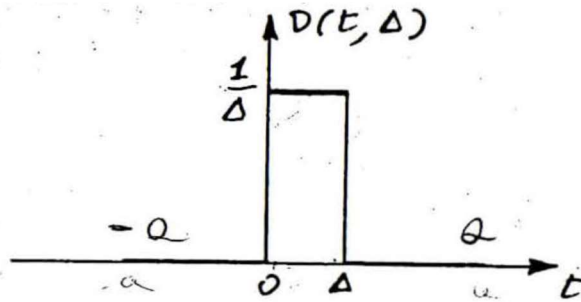


La separazione si verifica quando $\omega_n \leq \omega_0 \leq 2\omega_n$

In conclusione quando la frequenza di campionamento è maggiore del doppio della massima frequenza di $x(t)$ la conoscenza dei valori campionati individua in maniera univoca la funzione originaria $x(t)$.

Definire la funzione impulsiva e calcolarne la trasformata secondo Fourier.

Si consideri l'impulso mostrato in figura, con intensità unitaria e funzione $x(t)$ continua in $t=a$



CALCOLIAMO:

$$\begin{aligned} (2.14.1) \quad \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) D(a-t, \Delta) dt &= \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} x(a-t) D(t, \Delta) dt = \\ &= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \frac{1}{\Delta} \int_0^{\Delta} x(a-t) dt = x(a). \end{aligned}$$

Chiamando τ la variabile di integrazione e imponendo $a=t$ otteniamo:

$$x(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) D(t-\tau, \Delta) d\tau$$

SEMPLICEMENTE, IN FORMA SIMBOLICA:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t-\tau) d\tau = x(t) * \delta(t).$$

Questa coppia di relazioni definisce la funzione impulsiva, o operatore di Dirac, $\delta(t)$. Assumendo $x(t)=e^{(j\omega t)}$ e $t=0$ si ottiene

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j\omega\tau} \delta(-\tau) d\tau = e^{j\omega \cdot 0}$$

PONENDO $\tau = -t$:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) e^{-j\omega t} dt = 1.$$

Quest'ultima consente di dare una definizione formale di trasformata secondo Fourier della funzione impulsiva che risulta sempre e comunque uguale a 1. Per facilitare la comprensione possiamo scrivere:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt = \lim_{\Delta \rightarrow 0} \int_{-\infty}^{\infty} D(t, \Delta) e^{-j\omega t} dt =$$

$$= \lim_{\Delta \rightarrow 0} \mathcal{F}[D(t, \Delta)].$$

Riferendoci alla figura dell'impulso a intensità unitaria che rappresenta la funzione impulsiva, ricordando la trasformata secondo Fourier di un impulso di ampiezza A e durata t e osservando che l'impulso $D(t, \Delta)$ è centrato nell'istante Δ/L vale

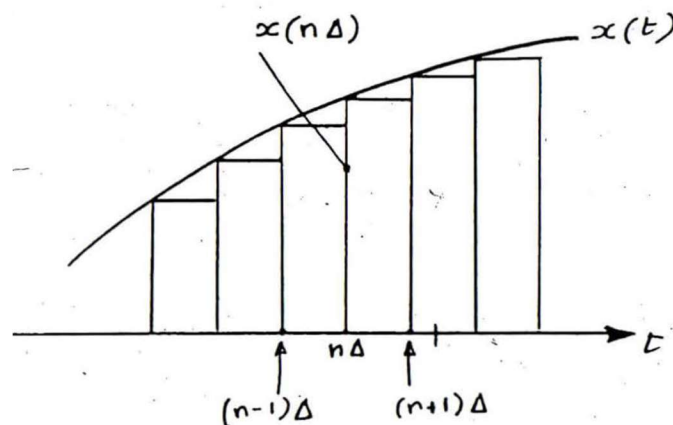
$$(2.14.7) \quad \mathcal{F}[D(t, \Delta)] = \frac{\sin \frac{\omega \Delta}{2}}{\frac{\omega \Delta}{2}} e^{-j \frac{\omega \Delta}{2}}$$

IL CUI LIMITE, PER $\Delta \rightarrow 0$, VALE 1.

Per Δ sufficientemente piccolo possiamo approssimare come $x(t)$

$$x(t) \cong \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) D(t-\tau, \Delta) d\tau \cong$$

$$\cong \sum_{-\infty}^{\infty} x(n\Delta) D(t-n\Delta, \Delta) \Delta$$

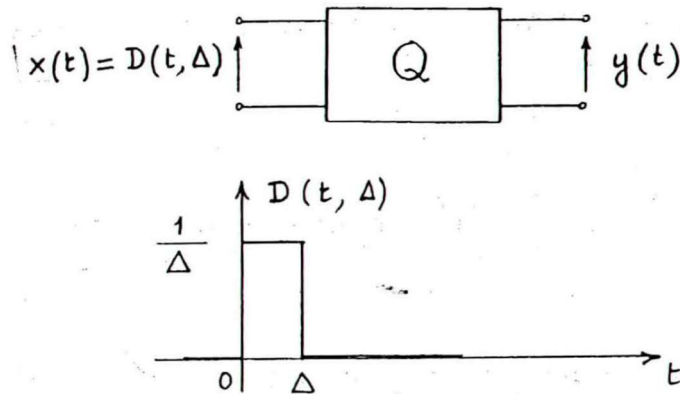


Che descrive $x(t)$ come una serie di impulsi di durata Δ e ampiezza $x(n\Delta)$, più Δ è piccolo e più l'approssimazione è precisa.

$x(t)$ può quindi essere espressa come "somma" di funzioni impulsive, la generica delle quali è applicata all'istante τ ed ha intensità infinitesima $x(\tau) d\tau$.

Definire la risposta impulsiva di una rete lineare con relativi schemi e dimostrare il legame con la funzione di trasferimento di una rete lineare.

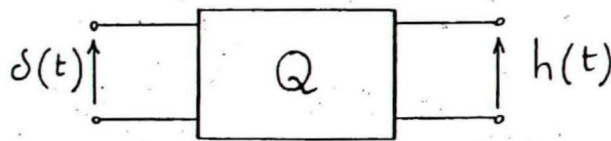
La risposta impulsiva di una rete lineare serve per caratterizzare il comportamento della rete lineare nel dominio dei tempi. Applichiamo a questa rete l'impulso in figura:



Riferendoci alla risposta $y(t)$ all'impulso $D(t, \Delta)$ poniamo

$$h(t) = \lim_{\Delta \rightarrow 0} y(t)$$

Che rappresenta la risposta impulsiva della rete e riscriviamo in forma simbolica:



La risposta impulsiva permette di descrivere l'uscita della rete quando al suo ingresso è presente un generico segnale $x(t)$, ricordiamo infatti che può essere definito come somma di funzioni impulsive:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau) \delta(t - \tau) d\tau = x(t) * \delta(t)$$

La generica funzione impulsiva è:

$$(3.5.4) \quad x(\tau) d\tau \delta(t - \tau)$$

E alla generica funzione impulsiva la risposta vale:

$$x(\tau) d\tau h(t - \tau)$$

Quindi la rete risponde:

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

Nota la risposta impulsiva di una rete lineare è possibile determinare l'uscita qualunque sia il segnale d'ingresso, operando nel dominio dei tempi.

Ora spieghiamo il legame con la funzione di trasferimento, facendo riferimento al disegno iniziale scriviamo

$$\mathcal{F}[y(t)] = H(\omega) \mathcal{F}[D(t, \Delta)].$$

E passiamo al limite per $\Delta \rightarrow 0$, ricordando che:

$$(3.5.9) \quad \lim_{\Delta \rightarrow 0} \mathcal{F}[D(t, \Delta)] = 1,$$

RISULTA:

$$(3.5.10) \quad H(\omega) = \mathcal{F}[h(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt,$$

ED ANCHE:

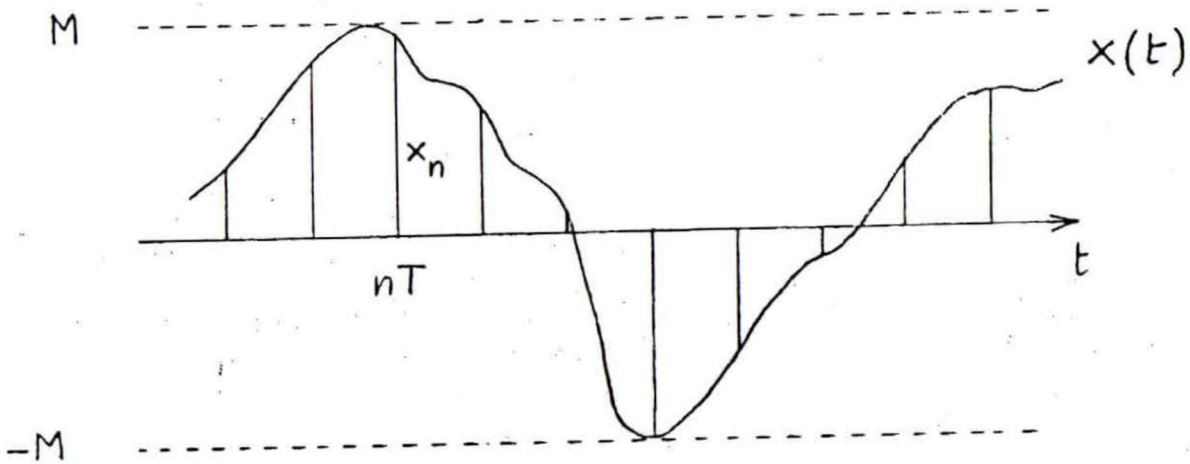
$$(3.5.11) \quad h(t) = \mathcal{F}^{-1}[H(\omega)] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} H(\omega) e^{j\omega t} d\omega.$$

Risposta impulsiva e funzione di trasferimento sono quindi legati dalla trasformata secondo Fourier.

Descrivere i 3 passi della conversione A/D (grafici e schemi a blocchi) e il segnale numerico ottenuto aggiungendo opportuni commenti.

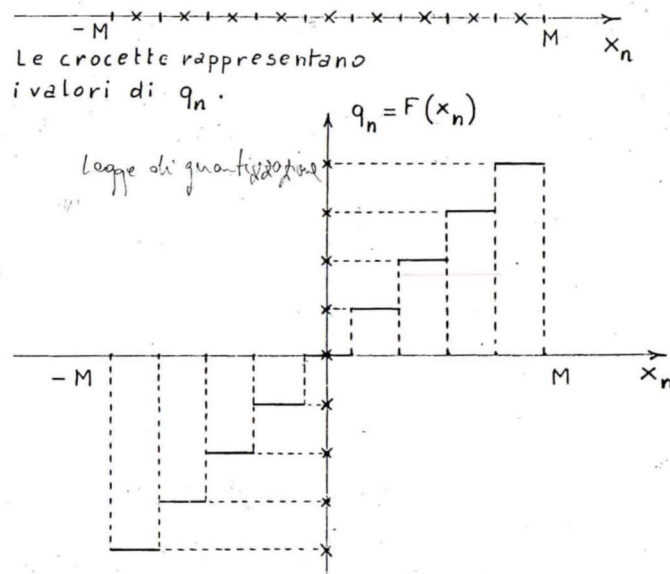
CAMPIONAMENTO DEL SEGNALE s

La frequenza di campionamento $f_0=1/T$ viene presa superiore alla massima frequenza f_m a cui è apprezzabile lo spettro del segnale stesso (condizione sufficiente per poter ricostruire il segnale). Si ottiene così una discretizzazione dell'asse dei tempi, sostituendo $x(t)$ con la serie temporale $\{x_n\}$ formata dai valori campionati $x_n=x(nT)$



QUANTIZZAZIONE DEI VALORI CAMPIONATI

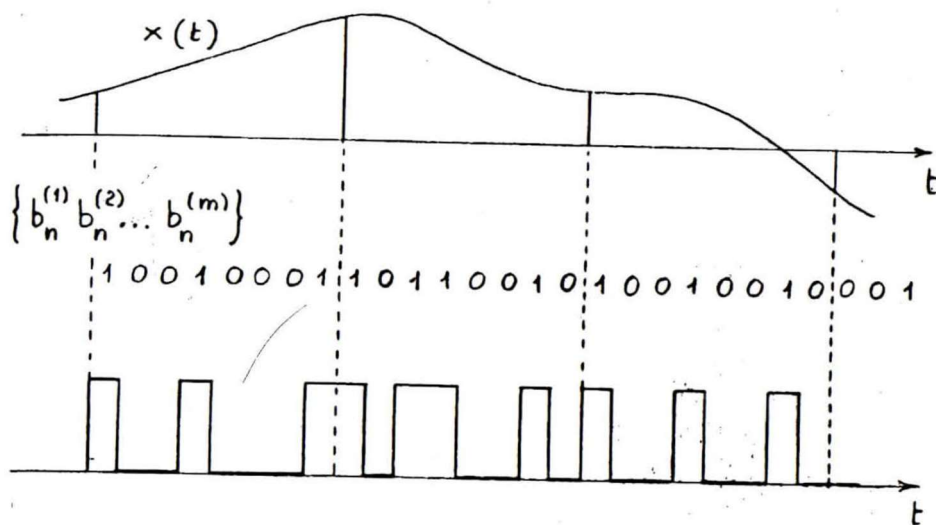
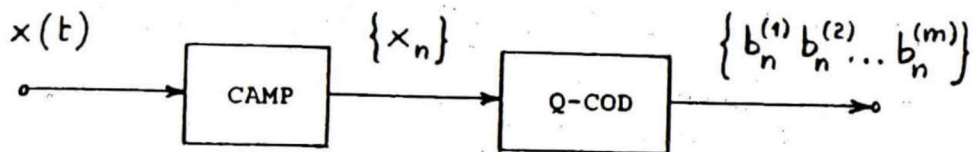
L'intervallo di variabilità $(-M,M)$ della funzione $x(t)$, e quindi ciascun valore campionato x_n , viene suddiviso in un numero L finito di intervalli (detti intervalli di quantizzazione) e tutti i valori di x_n interni a ciascuno di questi vengono identificati con uno di essi, che indichiamo con q_n . L'operazione di quantizzazione è evidentemente irreversibile. La funzione $q_n=F(x_n)$ è la legge di quantizzazione, in cui la variabile dipendente q_n è suscettibile di L valori (livelli di quantizzazione) e quella indipendente x_n può assumere qualunque valore compreso tra $(-M,M)$



CODIFICAZIONE DEI VALORI CAMPIONATI

Ognuno dei valori campionati e quantizzati che formano la serie temporale $\{q_n\}$ viene codificato con una parola di m bit (parola di codice), m è il più piccolo intero che verifica $m \geq \log_2 L$

La conversione A/D genera una serie binaria che verrà poi utilizzata per generare un segnale PAM. Si usa un solo blocco funzionale per indicare quantizzazione e codificazione perché nonostante siano concettualmente separate vengono effettuate contemporaneamente da un unico circuito.

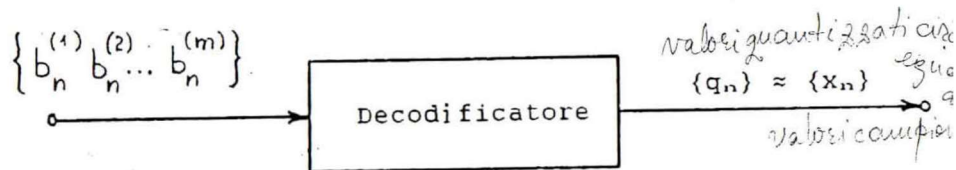


Il segnale numerico ottenuto viene anche chiamato PCM (Pulse Code Modulation, modulazione di impulsi di codice)

Descrivere la conversione D/A, rappresentando con opportuni blocchi e aggiungendo commenti opportuni.

DECODIFICAZIONE

Rigenera i valori campionati e quantizzati della serie $\{q_n\}$ a partire dalle parole di codice. Poiché la quantizzazione è irreversibile si tratta la serie $\{q_n\}$ come se fosse la serie $\{x_n\}$



A meno dell'errore dovuto alla quantizzazione la decodificazione rende disponibile il segnale:

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x(nT) g(t - nT),$$

RICOSTRUZIONE DI $x(t)$ A PARTIRE DAL SEGNALE PAM CORRISPONDENTE

Consideriamo la trasformata $S(\omega)$ di un segnale PAM:

Per la conversione

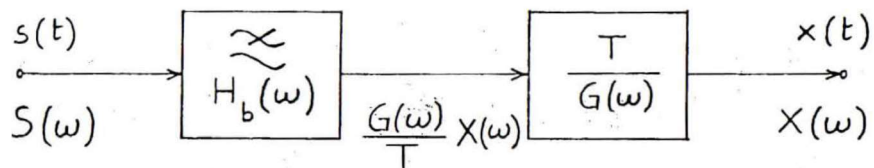
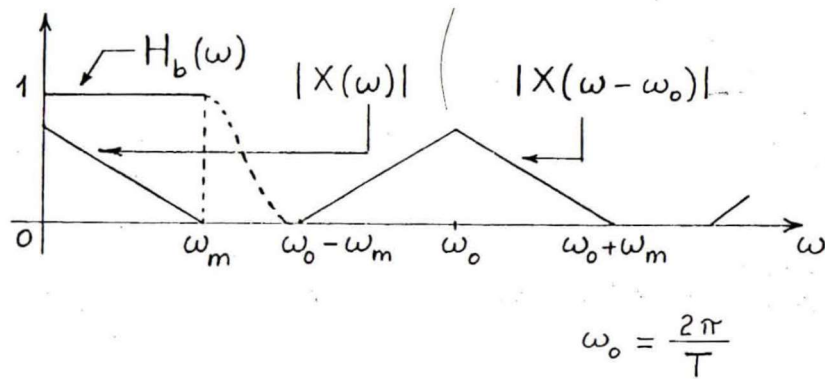
$$(7.3.2) \quad S(\omega) = \frac{1}{T} G(\omega) \sum_{-\infty}^{\infty} X\left(\omega + k \frac{2\pi}{T}\right)$$

$X_S(\omega) = G(\omega)$

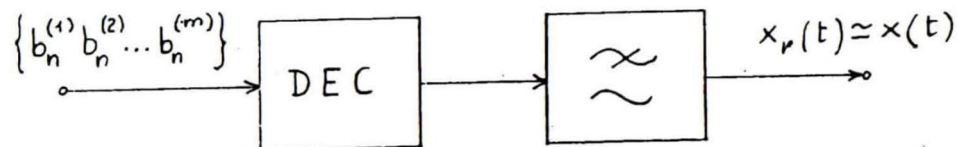
Il campionamento di $x(t)$ è stato effettuato secondo il teorema del campionamento la $X(\omega)$ dà luogo alla ripetizione periodica in figura, in cui i diversi termini della ripetizione occupano intervalli di pulsazione distinti.

L'impiego di un filtro passa-basso consente di isolare il termine corrispondente a $k=0$ e quindi poi ricostruire $x(t)$ tramite una rete con funzione di trasferimento $T/G(\omega)$, detta rete equalizzatrice, che può essere omessa qualora la durata τ dell'impulso $g(t)$ fosse molto minore di T , poiché la trasformata $G(\omega)$ sarebbe costante e uguale a τ nella banda $(0, \omega_m)$, e se interessa ricavare $x(t)$ a meno di una costante moltiplicativa.

[CONTINUA]



Lo schema generale è:



Il segnale ricostruito si indica con $x_r(t)$ e non con $x(t)$ per mettere in evidenza il fatto che per via della quantizzazione il segnale decodificato non può riprodurre esattamente quello originario, anche prescindendo da ritardi e costanti moltiplicative.

$$\varepsilon(t) = x_r(t) - x(t)$$

La differenza qui sopra viene chiamata "rumore di quantizzazione"

Segnali PAM: definizione e calcolo dei due spettri.

I segnali PAM sono una **successione di impulsi modulati in ampiezza** dati da:

$$s(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} a_n g(t - nT)$$

Cioè una successione di impulsi ottenuti mediante successive traslazioni di T e moltiplicati per i termini della serie temporale $\{a_n\}$; dove $\{a_n\} = \{\dots a_{n-1}, a_0, a_1, \dots\}$ è una serie temporale con valore medio $\langle a_n \rangle$ non necessariamente nullo e potenza finita, $g(t)$ impulso con forma d'onda qualsiasi ad energia finita, con funzione di autocorrelazione $\phi(\tau)$ e la sua trasformata di Fourier è $G(\omega)$ e sono legate da:

$$\mathcal{F}[\phi(\tau)] = |G(\omega)|^2.$$

Si può vedere come sia una convoluzione: $s(t) = \{a_n\} * g(t)$

Per comodità introduciamo la serie $\{x_n\}$, $x_n = a_n - \langle a_n \rangle$ che ha sicuramente valore medio nullo, e consideriamo $s(t) = s_m(t) + x(t)$ con:

$$s_m(t) = \langle a_n \rangle \sum_{-\infty}^{\infty} g(t - nT),$$

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_n g(t - nT).$$

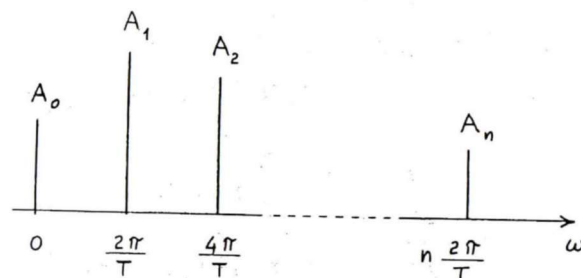
Spettro di potenza di $s_m(t)$:

$$s_m(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} c_n e^{jn \frac{2\pi}{T} t}$$

I coefficienti c_n si calcolano si così:

$$c_n = \frac{\langle a_n \rangle}{T} G\left(n \frac{2\pi}{T}\right).$$

E ne deriva uno spettro a righe:



Spettro di potenza:

Si ottiene trasformando secondo Fourier la funzione di autocorrelazione:

$$C(\tau) = \langle x(t) x(t + \tau) \rangle$$

$$G_x(\omega) = \frac{\mathcal{F}[C(\tau)]}{\pi}$$

$$x(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_n g(t - nT)$$

$$x(t+\tau) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_i g(t+\tau - iT)$$

$$\begin{aligned}
 C(\tau) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2NT} \int_{-NT}^{NT} \sum_{-\infty}^{\infty} x_n x_i \cdot \\
 &\quad \cdot g(t - nT) g(t + \tau - iT) dt = \\
 &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2NT} \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{-N}^N x_n x_i \cdot \\
 &\quad \cdot g(t - nT) g(t + \tau - iT) dt = \\
 &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2NT} \sum_{-N}^N x_n x_i \cdot \\
 &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} g(t - nT) g(t + \tau - iT) dt.
 \end{aligned}$$

ESSENDO

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(t - nT) g(t + \tau - iT) dt = \phi[\tau - (i - n)T],$$

RISULTA:

$$C(\tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2NT} \sum_{-N}^N x_n x_i \phi[\tau - (i - n)T].$$

$$i = n + k$$

[CONTINUA]

$$\begin{aligned}
C(\tau) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2NT} \sum_{-N}^N \sum_{-\infty}^{\infty} x_n x_{n+k} \phi(\tau - kT) = \\
&= \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau - kT) \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N} \sum_{-N}^N x_n x_{n+k} = \\
&= \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} C_k \phi(\tau - kT). \quad C_k \text{ (x def.)}
\end{aligned}$$

RICORDANDO LA DEFINIZIONE (2.10.3) DI CONVOLUZIONE FRA UNA SERIE TEMPORALE ED UNA FUNZIONE TEMPO-CONTINUA, POSSIAMO ANCHE SCRIVERE:

$$(4.8.14) \quad C(\tau) = \frac{1}{T} \{C_k\} * \phi(\tau).$$

DA QUEST'ULTIMA RELAZIONE E DALLA (2.10.4) DISCENDE:

$$\mathcal{F}[C(\tau)] = \frac{1}{T} \mathcal{F}\{C_k\} \mathcal{F}[\phi(\tau)]$$

E, IN VIRTU' DELLE (4.7.12) E (4.8.3):

$$(4.8.15) \quad \frac{\mathcal{F}[C(\tau)]}{\pi} = \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \left[C_0 + 2 \sum_{1}^{\infty} C_k \cos k\omega T \right].$$

$$\begin{aligned}
C_k &= \langle x_n x_{n+k} \rangle = \langle [a_n - \langle a_n \rangle] [a_{n+k} - \langle a_n \rangle] \rangle = \\
&= \langle a_n a_{n+k} \rangle - [\langle a_n \rangle]^2.
\end{aligned}$$

IN CONCLUSIONE ABBIAMO:

$$\begin{aligned}
(4.8.16) \quad G_x(\omega) &= \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \left\{ \langle a_n^2 \rangle - [\langle a_n \rangle]^2 + \right. \\
&\quad \left. + 2 \sum_{1}^{\infty} \left[\langle a_n a_{n+k} \rangle - [\langle a_n \rangle]^2 \right] \cos k\omega T \right\}.
\end{aligned}$$

Questo spettro distribuito si sovrappone allo spettro a righe della componente periodica

Ricavare e disegnare gli spettri di ampiezza e di fase di un'oscillazione modulata a prodotto.

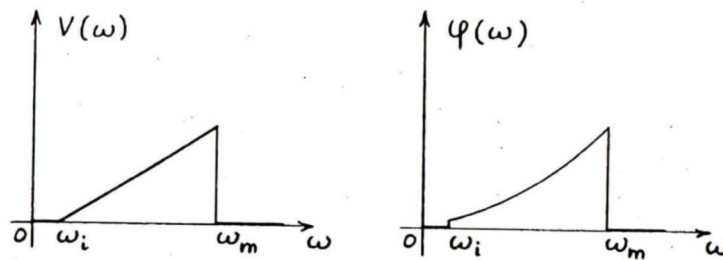
Sia $s(t)$ l'oscillazione modulata $x(t)\cos\omega_0 t$ ottenuta come prodotto di

$$x(t) = \int_{\omega_i}^{\omega_m} V(\omega) \cos[\omega t - \varphi(\omega)] d\omega.$$

ONE PORTANTE

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

Nell'integrale di Fourier compaiono gli spettri di ampiezza $V(\omega)$ e di fase $\varphi(\omega)$ del segnale modulante che schematizziamo qualitativamente così:



Riscriviamo $s(t)$ sostituendo $x(t)$ con l'integrale:

$$(6.5.4) \quad s(t) = \cos \omega_0 t \int_{\omega_i}^{\omega_m} V(\omega) \cos[\omega t - \varphi(\omega)] d\omega = \\ = \int_{\omega_i}^{\omega_m} V(\omega) \cos \omega_0 t \cos[\omega t - \varphi(\omega)] d\omega.$$

RICORDANDO CHE

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} \cos(\alpha - \beta)$$

E PONENDO

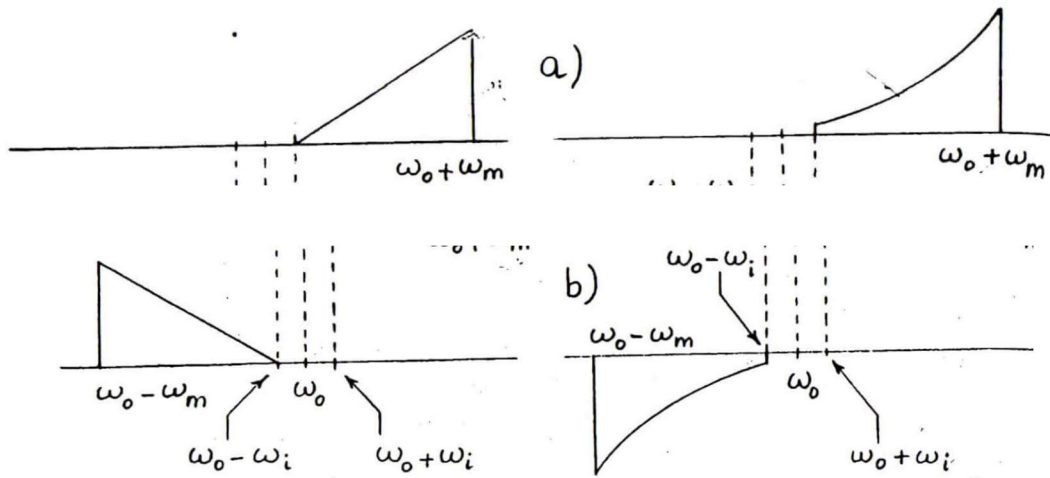
$$(6.5.5) \quad s_s(t) = \frac{1}{2} \int_{\omega_i}^{\omega_m} V(\omega) \cos[(\omega_0 + \omega)t - \varphi(\omega)] d\omega,$$

$$(6.5.6) \quad s_i(t) = \frac{1}{2} \int_{\omega_i}^{\omega_m} V(\omega) \cos[(\omega_0 - \omega)t + \varphi(\omega)] d\omega,$$

ABBIAMO:

$$(6.5.7) \quad s(t) = s_s(t) + s_i(t)$$

E gli spettri di ampiezza e di fase di $ss(t)$



E di $s_i(t)$

Gli spettri di ampiezza e di fase dell'oscillazione modulata comprendono due bande laterali a cavallo di ω_0 :

- Quelli relativi alla banda laterale superiore si ottengono per traslazione in alto, di una quantità ω_0 , degli spettri di $x(t)$
- Quelli relativi alla banda laterale inferiore si ottengono per traslazione in alto, di una quantità ω_0 , degli spettri di $x(t)$, seguita da un ribaltamento attorno alla pulsazione ω_0 , e per lo spettro di fase anche un cambiamento di segno

Gli spettri di ampiezza e di fase di $s(t)$ sono quindi la somma di $s_s(t)$ e $s_i(t)$: il disegno è la sovrapposizione dei due disegni precedenti.

Il protocollo ALOHA: ricavare l'espressione del throughput normalizzato in funzione del traffico. Disegnare il grafico relativo.

$\lambda_t = \lambda + \lambda_r$ è la frequenza totale di arrivo, cioè la somma dei pacchetti trasmessi con successo e quelli che hanno colliso e sono stati ritrasmessi.

Si ipotizza b la lunghezza di ogni pacchetto, da cui si definisce il throughput $\rho' = b\lambda$ sul canale in bit/s. Il traffico totale è $G' = b\lambda t$.

Se il canale ha capacità R bit/s si definisce throughput normalizzato $\rho = b\lambda/R$ e il traffico totale normalizzato $G = b\lambda t/R$.

Si noti che $0 \leq \rho \leq 1$ mentre $0 \leq G \leq \infty$

Definendo il tempo di trasmissione di un pacchetto $\tau = b/R$ otteniamo $\rho = \lambda\tau$ e $G = \lambda t \tau$

Un utente trasmette con successo il suo pacchetto se nessun altro inizia una trasmissione nei successivi τ secondi e non l'aveva iniziata nei τ precedenti secondi., questo definisce la finestra di contesa, che è pari a 2τ secondi.

Il processo degli arrivi al satellite considerando tutti gli utenti indipendenti tra loro può essere modellato dalla distribuzione di Piosson:

$$P(k) = \frac{(\lambda\tau)^k}{k!} e^{-\lambda\tau}$$

Dove λ è la frequenza di arrivo media.

Questa espressione viene usata per ricavare la probabilità che nessun altro trasmetta nella finestra di contesa.

La probabilità di successo è $P_s = \text{prob}(k=0) = e^{-2\lambda\tau}$ e dato che per definizione $P_s = \lambda/\lambda_t$ si ottiene che:

$$\lambda = \lambda_t e^{-2\lambda_t\tau}$$

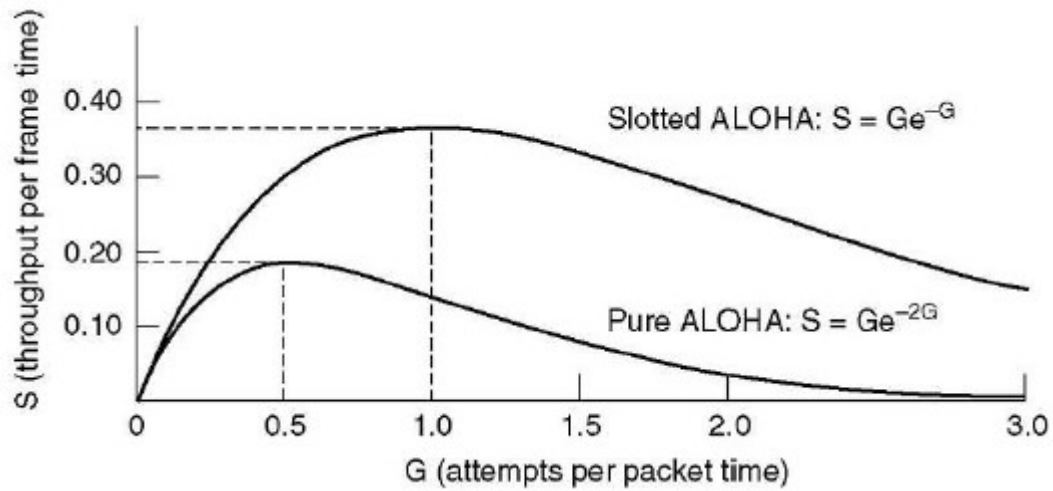
$$\rho = G e^{-2G}$$

Che lega il throughput normalizzato con il traffico totale normalizzato G . il massimo valore di ρ è pari a $1/(2e) = 0,18$ in corrispondenza di $G = 0,5$.

Il protocollo slotted ALOHA dimezza la finestra di contesa, ottenendo:

$$\rho = G e^{-G}$$

E il valore massimo di ρ diventa $1/e=0,36$ in corrispondenza di $G=1$, raddoppiando di fatto le prestazioni. [CONTINUA]



Il protocollo CSMA/CD: ricavare l'espressione del throughput S in funzione del parametro a. Disegnarne il grafico.

Si suppone che il bus sia organizzato in time slot di durata doppia rispetto al ritardo di propagazione end-to-end. Il time slot rappresenta quindi il tempo massimo dall'inizio di una trasmissione per rilevare una collisione. Si considerano N stazioni uguali, ognuna delle quali trasmette in un dato time slot con probabilità p, e possono esserci due tipi di intervallo di tempo: intervallo di trasmissione di durata 1/2a slot (assumendo il tempo di trasmissione di un frame come unitario), e intervallo di contesa w, dato da una sequenza di slot con collisione o senza trasmissione.

Il throughput è la percentuale di tempo speso per gli intervalli di trasmissione. La probabilità A che in un certo time slot ci sia una sola stazione in trasmissione è:

$$A = \left(\frac{N}{1}\right)p^1(1-p)^{(N-1)} = Np(1-p)^{(N-1)}$$

Che raggiunge il massimo per $p=1/N$:

$$A = \left(1 - \frac{1}{N}\right)^{(N-1)}$$

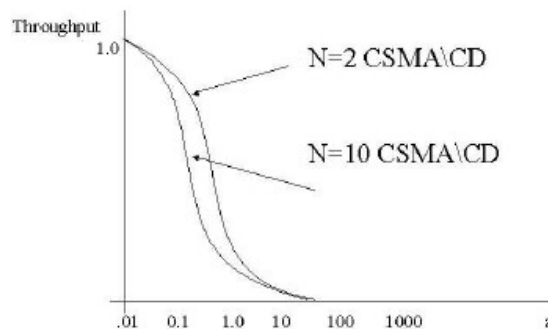
Calcoliamo la lunghezza media dell'intervallo di contesa:

$$E[w] = \sum_{i=1}^{\infty} i(1-A)^i A = \frac{1-A}{A}$$

E l'utilizzazione massima è:

$$S = \frac{1/2a}{1/2a + \frac{1-A}{A}} = \frac{1}{1 + 2a\frac{1-A}{A}}$$

Il parametro a rappresenta il tempo di propagazione, il grafico è:



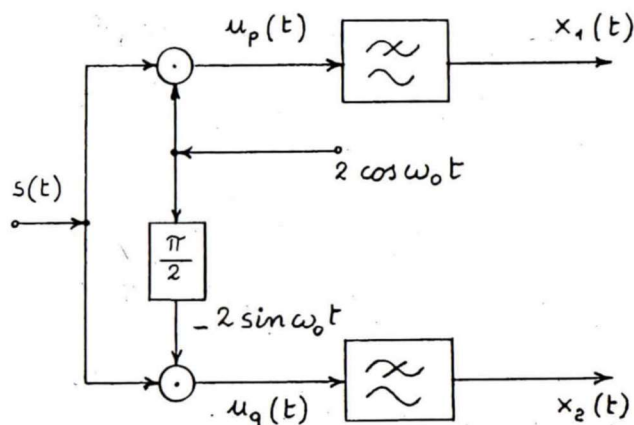
QAM: modulatore e demodulatore.

Consideriamo due portanti in quadratura [$\cos\omega_0 t$ e $-\sin\omega_0 t$], due segnali modulanti [$x_1(t)$ e $x_2(t)$] e i due segnali modulanti che si ottengono:

$$s_p(t) = x_1(t) \cos \omega_0 t$$

$$s_q(t) = -x_2(t) \sin \omega_0 t$$

Consideriamo anche la somma $s(t)=s_p(t)+s_q(t)$: i due segnali modulanti $x_1(t)$ e $x_2(t)$ possono essere estratti da $s(t)$:

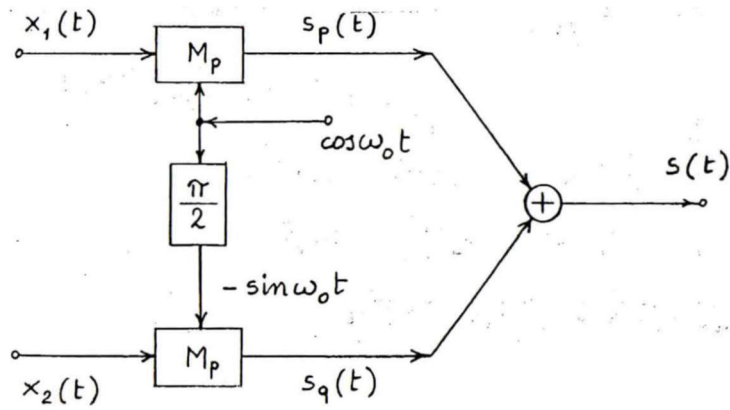


$$u_p(t) = x_1(t) + x_1(t) \cos 2\omega_0 t - x_2(t) \sin 2\omega_0 t ,$$

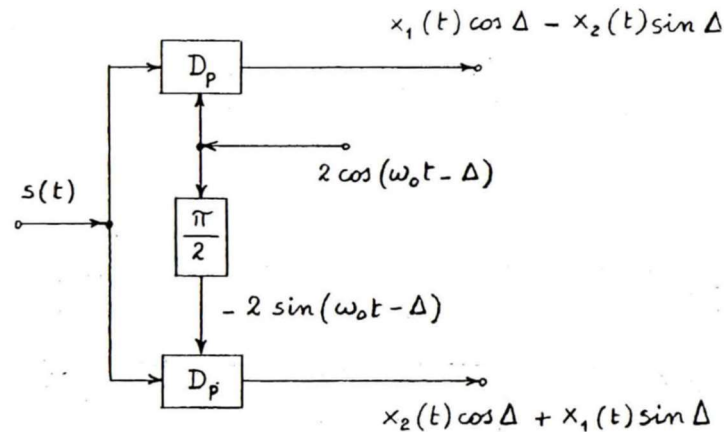
$$u_q(t) = -x_1(t) \sin 2\omega_0 t + x_2(t) - x_2(t) \cos 2\omega_0 t .$$

Quindi con un filtro passa-basso si ricavano $x_1(t)$ e $x_2(t)$ a partire da $u_p(t)$ e $u_q(t)$. L'oscillazione $s(t)$ consente dunque di trasportare due diversi segnali sulla stessa banda di frequenza e mantenendo la possibilità di recuperare distintamente i due segnali modulanti. Viene chiamata modulazione QAM (Quadrature Amplitude Modulation).

Un modulatore QAM è schematizzato come segue:

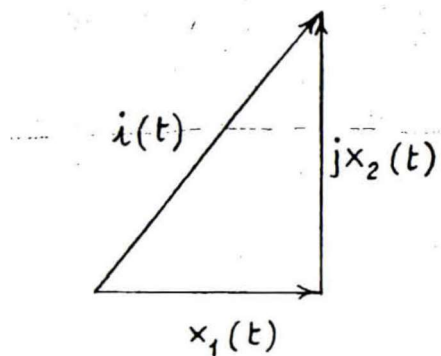


In presenza di un errore Δ nella fase di riferimento i segnali in uscita dei demodulatori a prodotto subiscono interferenza reciproca, causando quindi una diminuzione del livello di entrambi i segnali in uscita:



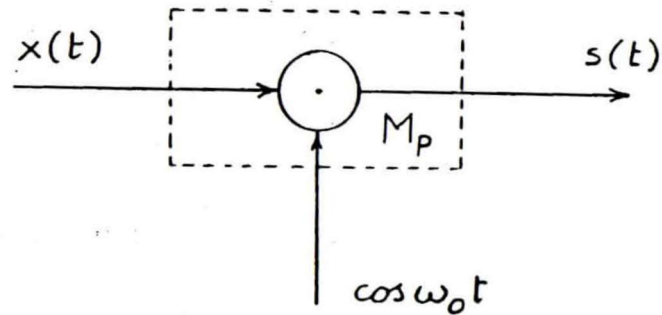
L'involuppo complesso del segnale $s(t)$ si ricava così:

$$s(t) = \text{Re} \left\{ [x_1(t) + jx_2(t)] e^{j\omega_0 t} \right\}, \quad i(t) = x_1(t) + jx_2(t),$$

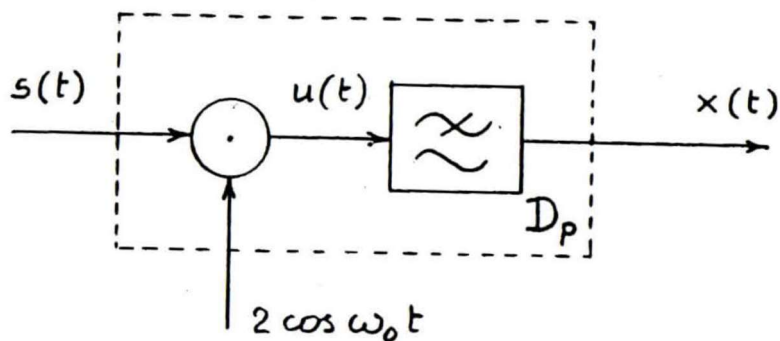


Modulazione e demodulazione a prodotto.

Consideriamo un'oscillazione modulata a prodotto (o DSB-SC) $s(t)=x(t)\cos\omega_0t$.
l'oscillazione $s(t)$ può essere ottenuta come prodotto della portante $\cos\omega_0t$ e del segnale modulante $x(t)$:

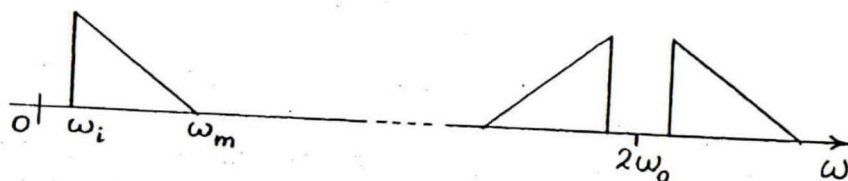


La demodulazione si effettua tramite il demodulatore coerente seguente:



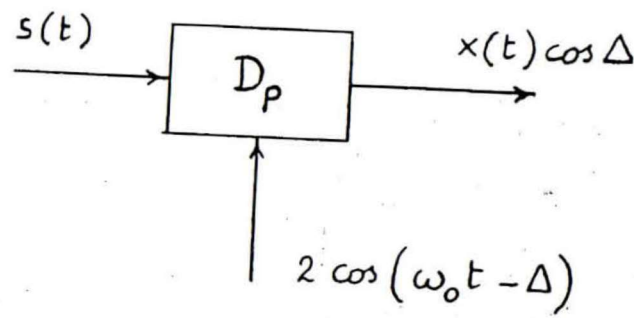
$$\begin{aligned} u(t) &= x(t) \cos \omega_0 t \cdot 2 \cos \omega_0 t = \\ &= x(t) + x(t) \cos 2 \omega_0 t \end{aligned}$$

Il prodotto $u(t)$ così ottenuto è la somma del segnale modulante $x(t)$ e un'oscillazione modulata a prodotto (sempre modulata da $x(t)$) con pulsazione $2\omega_0$, il segnale $x(t)$ si può isolare semplicemente con un filtro passa-basso poiché lo spettro di $u(t)$ è il seguente:



Il caso di errore Δ nella fase di riferimento l'uscita del demodulatore a prodotto vale $x(t)\cos \Delta$, diminuisce quindi il livello del segnale demodulato.

[CONTINUA]



Formula di Carson.

$$B_\omega = 2 (\Delta \omega_{\max} + \omega_m), \quad \text{con} \quad \Delta \omega_{\max} = \max |\Delta \omega(t)|$$

Ricavare e spiegare l'efficienza dei protocolli di sliding window in assenza di errori, con relativi diagrammi temporali.

I protocolli sliding window prevedono l'invio di trame ordinate da A a B e risposte positive (ACK) o negative (NAK) da B ad A per confermare la corretta ricezione. L'insieme dei numeri di trama che A ha inviato ma per cui non ha ancora ricevuto conferma è la finestra di trasmissione, che "scorre" man mano che A riceve ACK da B e invia nuove trame. In assenza di errori A invia con successo tutte le trame e riceve correttamente gli ACK da B.

Parametri:

D: numero di bit di dati contenuti in un frame

H: numero di bit contenuti nell'header di un frame

F: lunghezza totale del frame (F=D+H)

ACK: lunghezza dell'ACK

E: tempo necessario per elaborazione e composizione frame in parti e controllo dell'errore sul frame in arrivo

R: tempo di propagazione del segnale elettrico da un capo all'altro del collegamento

I: tempo totale per la trasmissione di un frame (I=E+R)

C: capacità del canale di trasmissione [bit/s]

W: ampiezza della finestra, numero massimo di trame inviate in serie da A a B (che sono i due terminali)

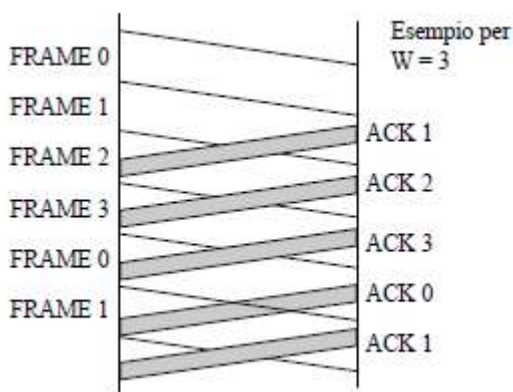
Per valutare l'efficienza serve calcolare:

TT: tempo trascorso tra la trasmissione di due frame successivi senza errori

η: efficienza di un protocollo

Possono verificarsi due diverse situazioni:

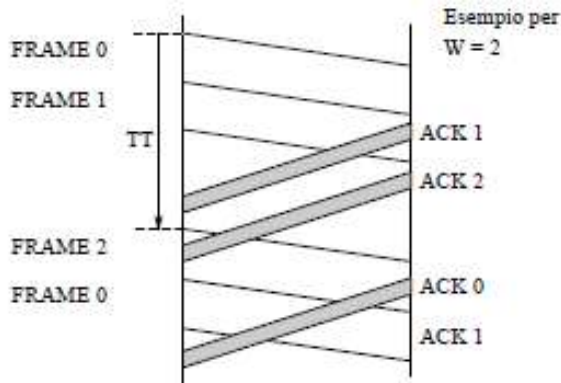
WF > CTT



$$\eta = \frac{D}{D + H}$$

Il trasmettitore non interrompe mai la trasmissione delle trame, perché il canale è sempre in grado di accettare nuove trasmissioni, dato che non viene mai saturata la capacità del canale stesso.

$WF \leq CTT$



$$\eta = \frac{W D}{D + 2H + 2IC}$$

In un tempo pari a TT si trasmettono W trame, perché la capacità del canale è inferiore alla quantità di frame che A vorrebbe inviare a B, quindi si limita la trasmissione, imponendo un numero massimo di frame da inviare in un lasso di tempo TT che viene calcolato come per il protocollo stop and wait, quindi $TT = F/C + I + ACK/C + I$

Calcolare il ritardo medio di TDMA e FDMA e commentare il loro confronto.

Si supponga che i canali di comunicazione, bande o time slot, siano sempre in uso. Il ritardo di un pacchetto D è dato da due contributi: $D=w+\tau$, dove w è il tempo di attesa medio prima della trasmissione e τ è il tempo di trasmissione del pacchetto.

In FDMA ogni pacchetto viene inviato in un tempo $\tau_{FD}=T$

In TDMA ogni pacchetto viene inviato in slot di T/M secondi (M =numero di time slot), $\tau_{TD}=T/M=b/R$

In FDMA $w_{FD}=0$

In TDMA un utente occupa un generico time slot nella trama di T secondi. Il pacchetto S_{mk} (k -esimo pacchetto della sorgente m) comincerà ad essere trasmesso $(m-1)T/M$ secondi dopo la sua generazione, quindi:

$$\begin{aligned}w_{TD} &= \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (m-1) \frac{T}{M} = \\ &= \frac{T}{M^2} \sum_{n=0}^{M-1} n = \frac{T}{M^2} \frac{(M-1)M}{2} = \\ &= \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right)\end{aligned}$$

In conclusione:

$$D_{FD} = T$$

$$D_{TD} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right) + \frac{T}{M} = D_{FD} - \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right)$$

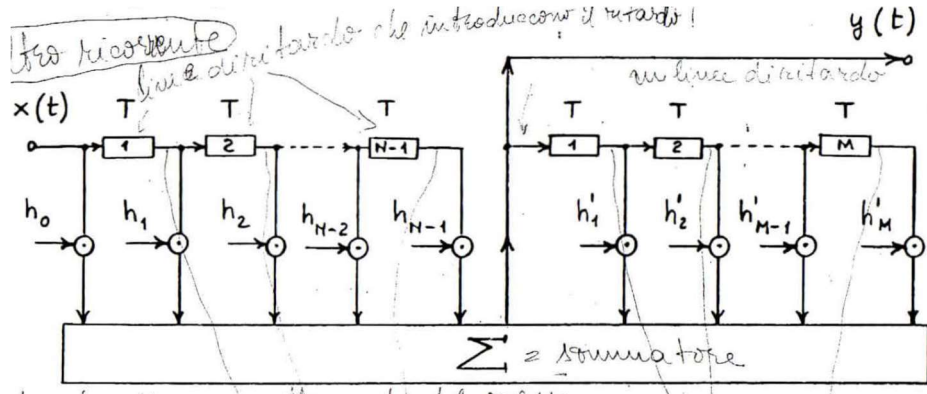
che può anche scriversi:

$$D_{TD} = D_{FD} - \frac{b}{2R} (M-1)$$

Il che mostra come TDMA è strutturalmente a FDMA dal punto di vista del ritardo.

Disegnare lo schema a blocchi di un filtro trasversale e relativa funzione di trasferimento.

Filtro ricorrente:



Unità retroazionata nella comb. del 2° filtro

$$(3.4.1) \quad y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k x(t-kT) + \sum_{k=1}^M h'_k y(t-kT)$$

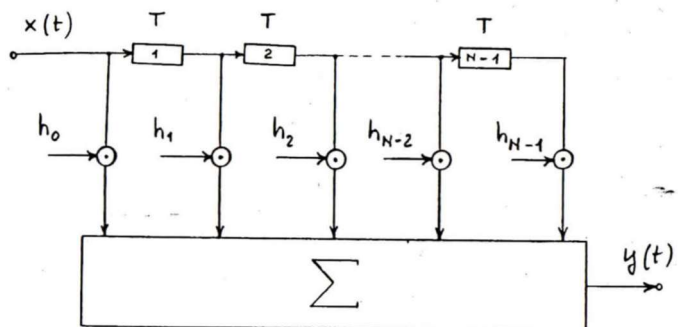
$$(3.4.2) \quad Y(\omega) = X(\omega) \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-jk\omega T} + Y(\omega) \sum_{k=1}^M h'_k e^{-jk\omega T}$$

$$(3.4.3) \quad H(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X(\omega)} = \frac{\sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-jk\omega T}}{1 - \sum_{k=1}^M h'_k e^{-jk\omega T}}$$

è periodica di ω con $2\pi/T$

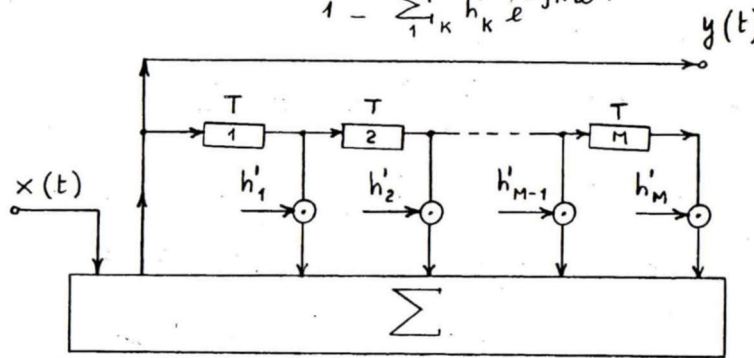
Filtro trasversale (h' nulli):

$$(3.4.4) \quad H(\omega) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k e^{-jk\omega T}$$

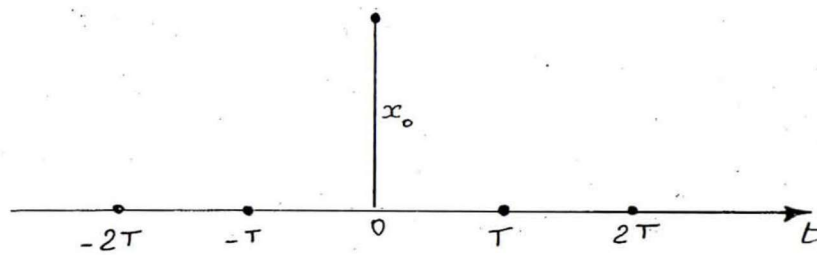


Filtro puramente ricorrente (h nulli):

$$(3.4.5) \quad H(\omega) = \frac{1}{1 - \sum_{k=1}^M h'_k e^{-jk\omega T}}$$



Esprimere nel dominio delle frequenze la condizione necessaria e sufficiente perché una funzione $x(t)$ assuma i valori $x_n = x(nT) = x_0 \neq 0$ per $n=0$ e $x_n = x(nT) = 0$ per $n \neq 0$.



La trasformata secondo Fourier della serie temporale $\{x_n\}$ vale:

$$X_s(\omega) = \sum_{-\infty}^{\infty} x_n e^{-jn\omega T} = x_0$$

Che possiamo riscrivere così:

$$(2.8.12) \quad X_s(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{-\infty}^{\infty} X\left(\omega + k \frac{2\pi}{T}\right)$$

DA CUI:

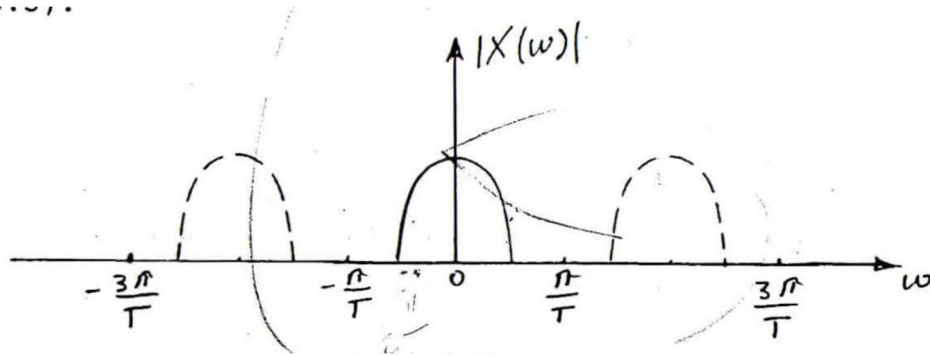
$$(2.8.13) \quad \sum_{-\infty}^{\infty} X\left(\omega + k \frac{2\pi}{T}\right) \equiv x_0 T.$$

Per l'unicità della trasformata secondo Fourier questa è la condizione necessaria e sufficiente richiesta.

A partire da questo risultato discendono alcune considerazioni:

SE CONSIDERIAMO FUNZIONI CON BANDA $B\omega < \pi/T$

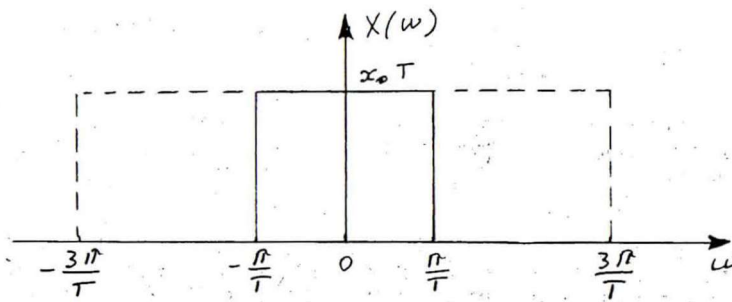
La condizione non può essere mai verificata infatti ripetendo periodicamente la trasformata $X(\omega)$ con periodo $2\pi/T$ ci sono intervalli dell'asse ω in cui tale ripetizione è identicamente nulla:



SE CONSIDERIAMO FUNZIONI CON BANDA $B\omega = \pi/T$

La condizione può essere verificata se e solo se

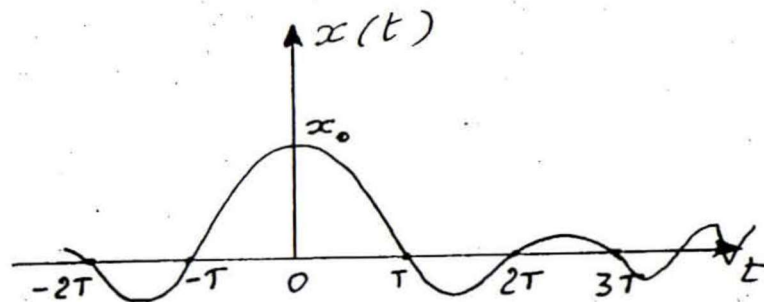
$$8.14) \quad X(\omega) = \begin{cases} \alpha_0 T & , \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \\ 0 & , \quad |\omega| > \frac{\pi}{T} \end{cases}$$



E la corrispondente $x(t)$ è:

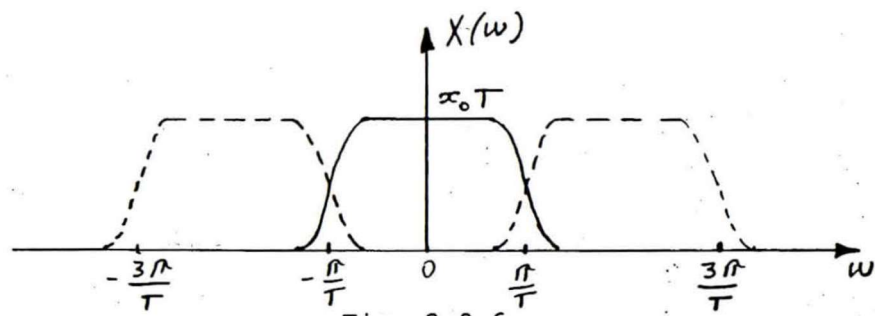
$$x(t) = \alpha_0 \frac{\sin \pi \frac{t}{T}}{\pi \frac{t}{T}} \checkmark$$

Ed ha come grafico

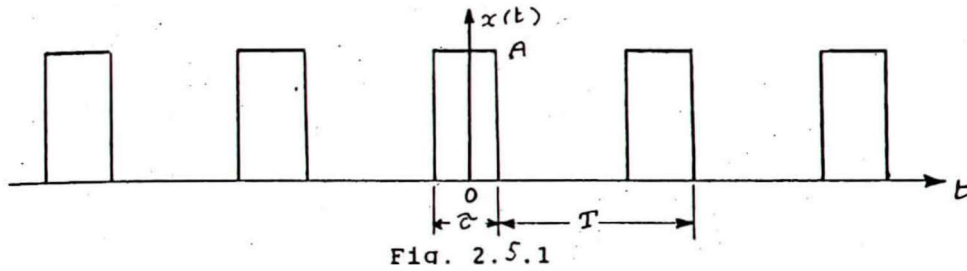


SE CONSIDERIAMO FUNZIONI CON BANDA $B\omega > \pi/T$

È possibile verificare la condizione in infiniti modi, un metodo di particolare importanza pratica è quello di utilizzare le trasformate $X(\omega)$, sostituendo le discontinuità con raccordi continui di tipo antisimmetrico, come ad esempio il coseno rialzato



Calcolare e disegnare gli spettri di ampiezza e di fase di una successione periodica di impulsi rettangolari di ampiezza A, durata τ e periodo T. Commentare.



È una funzione discreta nei valori e tempo-continua. I coefficienti c_n della forma esponenziale dello sviluppo di Fourier sono dati da:

$$\begin{aligned}
 c_n &= \frac{1}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} x(t) e^{-jn\omega_0 t} dt = \\
 &= \frac{A}{T} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} e^{-jn\omega_0 t} dt = \\
 &= \frac{I}{T} \frac{\sin \frac{n\omega_0 \tau}{2}}{\frac{n\omega_0 \tau}{2}}, \quad (I = A\tau)
 \end{aligned}$$

Ricordando che

$$c_0 = A_0 = \frac{1}{2} a_0$$

$$2 c_n = A_n e^{-j\varphi_n} = a_n - j b_n, \quad n \geq 1$$

Gli spettri di ampiezza e di fase sono:

$$A_n = \begin{cases} I/T & n=0 \\ \frac{2I}{T} \left| \frac{\sin \frac{n\omega_0 \tau}{2}}{\frac{n\omega_0 \tau}{2}} \right| & n \geq 1 \end{cases}$$

$$\varphi_n = \begin{cases} 0 & c_n > 0 \\ \pi & c_n < 0 \end{cases} \quad n \geq 1$$

Si osserva che al diminuire della durata τ degli impulsi aumenta il numero delle armoniche significative

[CONTINUA]

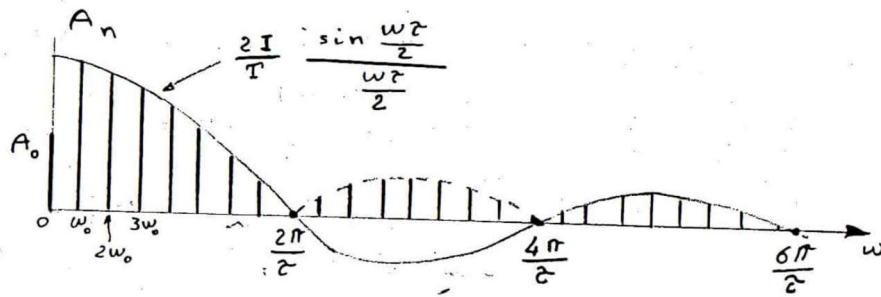


Fig. 2.5.2

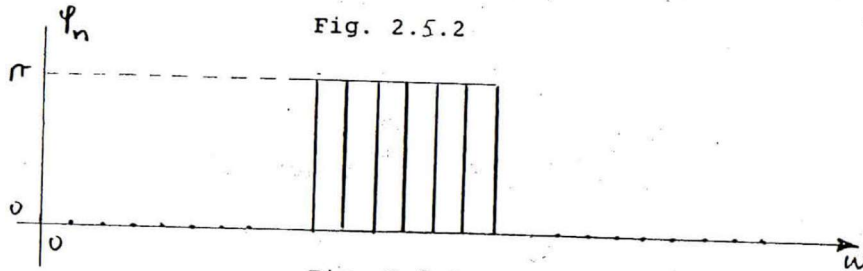
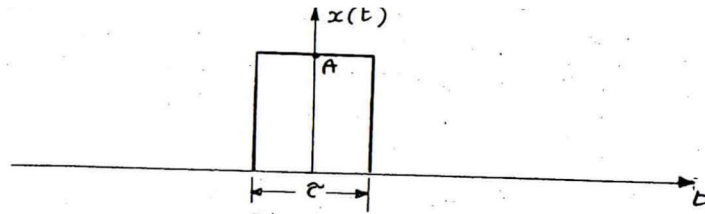


Fig. 2.5.3

Calcolare e disegnare gli spettri di ampiezza e fase di un impulso rettangolare di ampiezza A e durata τ .



È una funzione discreta nei valori e tempo-continua di tipo aperiodica, la sua trasformata di Fourier vale:

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt = A \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} e^{-j\omega t} dt = I \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}}, \quad (I=A\tau)$$

Ricordando che:

$$V(\omega) = \frac{|X(\omega)|}{\pi}, \quad \omega \geq 0$$

$$\varphi(\omega) = -\arg X(\omega), \quad \omega \geq 0$$

Gli spettri di ampiezza e di fase valgono:

$$V(\omega) = \frac{I}{\pi} \left| \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \right|$$

$$\varphi(\omega) = \begin{cases} 0 & X(\omega) > 0 \\ \pi & X(\omega) < 0 \end{cases}$$

E i relativi grafici sono:

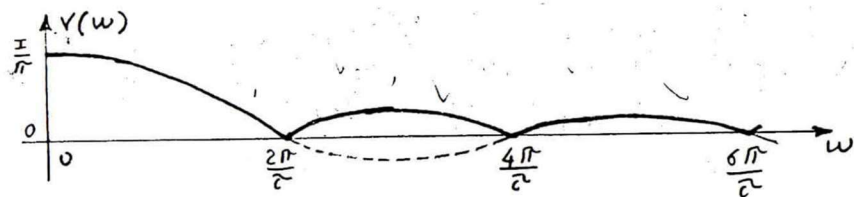


Fig. 2.5.5

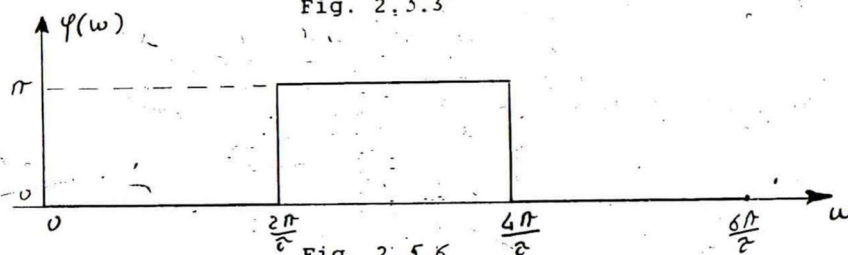
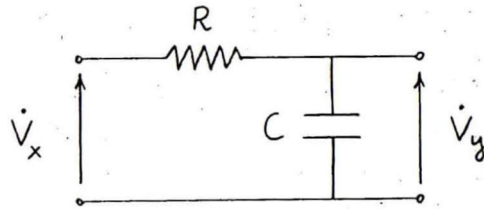


Fig. 2.5.6

Funzione di trasferimento e caratteristiche di ampiezza e fase di una rete RC. Disegnarne i grafici.

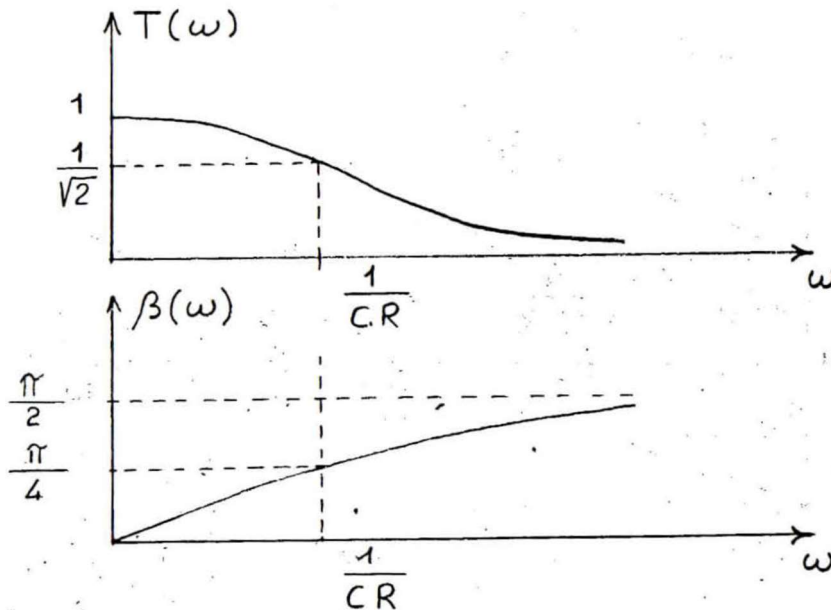


RISULTA:

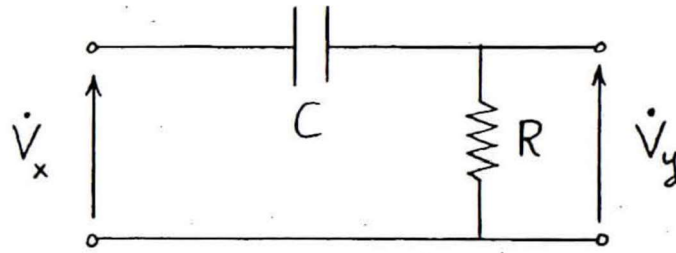
$$H(\omega) = \frac{\dot{V}_y}{\dot{V}_x} = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C}\right)^{\bar{1}}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)^{\bar{1}}} = \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

$$T(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

$$\beta(\omega) = \arg(1 + j\omega CR) = \arctg \omega CR.$$



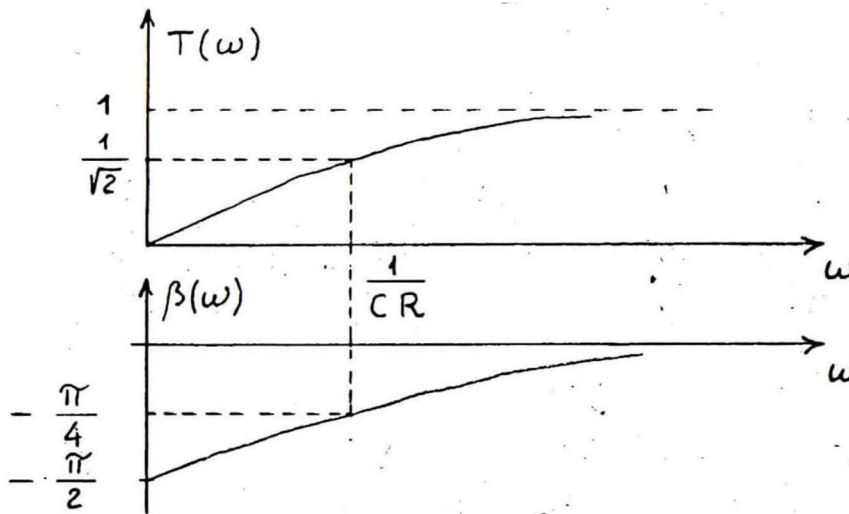
Funzione di trasferimento e caratteristiche di ampiezza e fase di una rete CR.
Disegnarne i grafici.



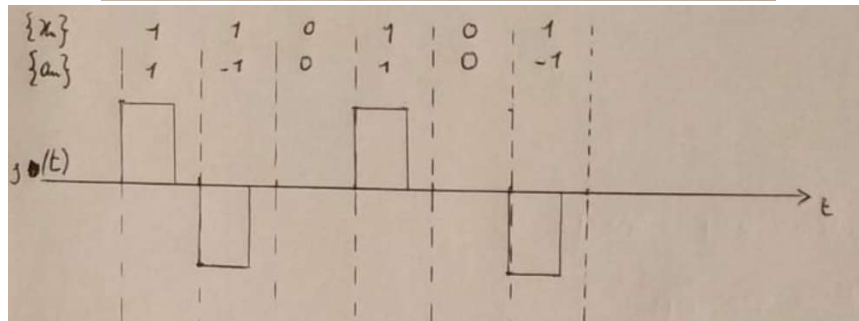
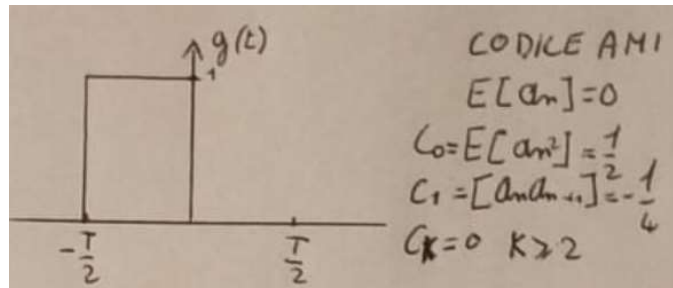
$$H(\omega) = \frac{\dot{V}_y}{\dot{V}_x} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega CR}{1 + j\omega CR}$$

$$T(\omega) = \frac{|\omega CR|}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}}$$

$$\beta(\omega) = \arctg \omega CR - \frac{\pi}{2}$$



Calcolare lo spettro di un segnale PAM con codice AMI, cifre binarie prima della codifica equiprobabili, impulsi rettangolari con ampiezza unitaria e duty cycle 0,5s.



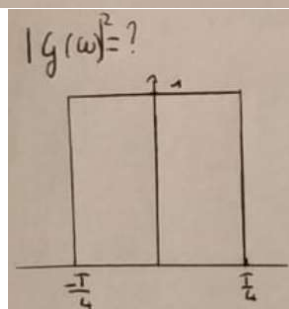
Siccome è a valore medio nullo c'è solo spettro distribuito, ricordiamo inoltre che:

$$G_k(\omega) = \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \left\{ \langle a_n^2 \rangle - [\langle a_n \rangle]^2 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} [\langle a_n a_{n+k} \rangle - [\langle a_n \rangle]^2] \cos k\omega T \right\}$$

Sostituisco con i valori del codice AMI: $E[a_n] = [\langle a_n \rangle]$ e $E[a_n^2] = [\langle a_n^2 \rangle]$

$$G_p(\omega) = \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \left\{ \frac{1}{2} - 0 + 2 \left[-\frac{1}{4} - 0 \right] \cos \omega T \right\}$$

$$= \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \omega T \right) \xrightarrow{\sin^2 \frac{\omega T}{2} = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \omega T} \frac{1}{\pi T} |G(\omega)|^2 \sin^2 \frac{\omega T}{2}$$



$x(t)$ è un impulso di durata T e ampiezza 1

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-T/4}^{T/4} e^{-j\omega t} dt$$

$$G(\omega) = \frac{T}{2} \frac{\sin \omega T/4}{\omega T/4}$$

$$|G(\omega)|^2 = \frac{T^2}{4} \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{2}}{\frac{\omega T}{2}} \right)^2$$

$$G_s(\omega) = \frac{T}{4\pi} \left(\frac{\sin \frac{\omega T}{4}}{\frac{\omega T}{4}} \right)^2 \sin^2 \frac{\omega T}{2}$$

Si consideri un apparato di interconnessione a cui giungono destinati verso la stessa linea di uscita 100'000 flussi che portano in media 30 pacchetti/minuto. si vuole che il pacchetto rimanga nel sistema meno di 1ms con probabilità almeno 0,95:

- 1 Determinare il numero minimo di pacchetti al secondo che il processore deve essere in grado di trattare
- 2 Determinare la dimensione della memoria RAM di uscita in modo tale che la probabilità di perdita di un pacchetto sia inferiore a 10^{-6} .

1)

$$30 \text{ pacchetti/min} = 0,5 \text{ pacchetti/s}$$

$$0,5 \text{ pacc/s} \cdot 100000 = 50000 \text{ pacc/s in media}$$

$$f_d(t) = (\mu - \lambda) e^{-(\mu - \lambda)t} \rightarrow F_d(t) = 1 - e^{-(\mu - \lambda)t} \geq 0,95$$

$$\text{Se } 1 - e^{-(\mu - \lambda)t} \geq 0,95 \text{ allora } e^{-(\mu - \lambda)t} \leq 0,05 \rightarrow (\mu - \lambda)t \geq 3.$$

$$\mu > \frac{3}{T} + \lambda = (3/0,001) + 50000 = 53000 \text{ pacc/s trattati dal processore}$$

2)

$$A_0 = \frac{\lambda}{\mu} = \frac{50'000}{53'000} = 0,94$$

$$P(k+1) = \frac{(1-A_0)(A_0)^{k+1}}{1-A_0^{k+2}} \leq 10^{-6}$$

Procedo per tentativi per trovare k :

• $k=150 \rightarrow 5,25 \cdot 10^{-6} \leq 10^{-6}$ NO

• $k=175 \rightarrow 1,12 \cdot 10^{-6} \leq 10^{-6}$ NO

• $k=177 \rightarrow 9,88 \cdot 10^{-7} \leq 10^{-6}$ (SI)

↳ dimensione RAM in uscita

Si abbia il seguente set di $k=11$ bit da proteggere con un codice polinomiale durante una trasmissione: 10110101001

Utilizzando il polinomio generatore $G(x)$ ottenuto dal seguente set di 3 bit: 101

Si determini il polinomio T che viene trasmesso contenente i bit di ridondanza necessari per la rilevazione di eventuali errori da parte del ricevitore. Per ricavare l'espressione dei polinomi si assegni il grado dei termini leggendo i set di bit in modo decrescente da sinistra a destra.

$$\begin{array}{r} \overline{101} \overline{101} \overline{01001} \mid 101 \\ \underline{101} \\ \overline{001} \\ \underline{101} \\ \overline{100} \\ \underline{101} \\ \overline{100} \end{array}$$

$$100100001 = P_{k-1}(x)$$

$$R(x) = 100 = x^2$$

$$T(x) = P_{k-1}(x) x^3 + R(x) = 100100001 \cdot 1000 + 100$$

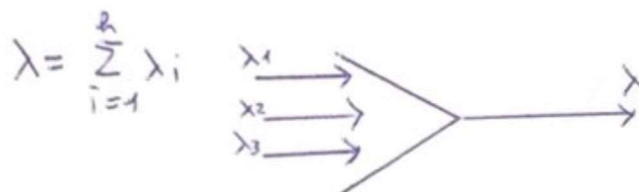
$$= 100100001000 = 100100001000$$

$$= x^{11} + x^8 + x^1 + x^2 + x^0$$

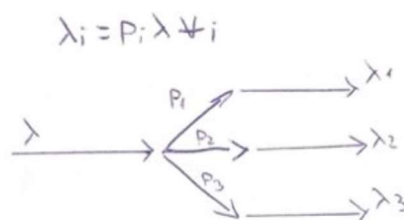
Distribuzione di Poisson

$$P(k) = \frac{(\lambda t)^k}{k!} e^{-\lambda t}$$

La sovrapposizione di h processi di Poisson aventi frequenza di arrivo λ_i , $i=1\dots h$ è ancora un processo di Poisson con frequenza di arrivo:



La scomposizione casuale di un processo di Poisson in H processi diversi da origine ad H processi di Poisson aventi frequenza di arrivo:

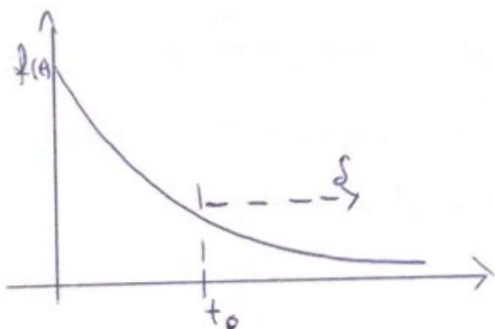


Distribuzione del tempo interattivo:

si calcola la distribuzione di probabilità del tempo che intercorre tra due arrivi successivi di un processo di Poisson. $F(t)$ è detta distribuzione esponenziale negativa. La corrispondente densità di probabilità è $f(t) = dF(t)/d(t) = \lambda e^{-\lambda t}$

Distribuzioni del tempo residuo:

calcoliamo la distribuzione del tempo di attesa residuo (δ) per il prossimo arrivo dato che si è già atteso un tempo t_0 .



$$F(\delta) = P(t \leq t_0 + \delta \mid t > t_0)$$

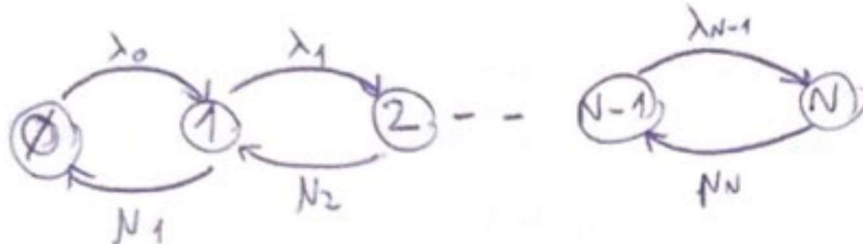
$$= 1 - e^{-\lambda \delta}$$

- LA DISTRIBUZIONE ESPONENZIALE È PRIVA DI MEMORIA
- " " " È L'UNICA DISTRIBUZIONE CONTINUA CON QUESTA PROPRIETÀ

Processi di nascita e morte, probabilità di stato

Un processo di nascita e morte è un processo stocastico tempo-continuo a valori discreti tale che:

- La probabilità di trovarsi in un certo stato nel futuro dipende solamente dallo stato attuale del sistema
- Il suo stato può variare di una sola unità alla volta



λ_k è frequenza di nascita dello stato k , μ_k è frequenza di morte dallo stato k

Probabilità di stato:

preso un intervallo Δt supponiamo di trascurare la probabilità che avvenga più di una nascita o una morte in ogni intervallo. Le seguenti equazioni legano tra loro le probabilità di stato:

$$P_k(t + \Delta t) = P_{k-1}(t) p_{k-1,k}(\Delta t) + P_{k+1}(t) p_{k+1,k}(\Delta t) + P_k(t) p_{k,k}(\Delta t)$$

$$P_0(t + \Delta t) = P_1(t) p_{1,0}(\Delta t) + P_0(t) p_{0,0}(\Delta t)$$

Inoltre:

$$p_{k,k}(\Delta t) = 1 - (\lambda_k + \mu_k) \Delta t$$

$$p_{k-1,k}(\Delta t) = \lambda_{k-1} \Delta t$$

$$p_{k+1,k}(\Delta t) = \mu_{k+1} \Delta t$$

Ponendo $\lim_{\Delta t \rightarrow 0} \delta$ si ottiene:

$$\frac{dP_k(t)}{dt} = -(\lambda_k + \mu_k) P_k(t) + \lambda_{k-1} P_{k-1}(t) + \mu_{k+1} P_{k+1}(t)$$

$$\frac{dP_0(t)}{dt} = -\lambda_0 P_0(t) + \mu_1 P_1(t)$$

Se il processo è stazionario, una volta raggiunto l'equilibrio, le p_k dipendono dal tempo, perciò otteniamo $dp_k(t)/dt=0$ per ogni t , quindi:

$$\begin{cases} -\lambda_0 P_0 + \mu_1 P_1 = 0 \\ -(\lambda_k + \mu_k) P_k + \lambda_{k-1} P_{k-1} + \mu_{k+1} P_{k+1} = 0 \\ \sum_{i=0}^N P_i = 1 \end{cases}$$

E risolvendo il sistema otteniamo:

$$P_k = P_0 \prod_{i=0}^{k-1} \frac{\lambda_i}{\mu_{i+1}}$$

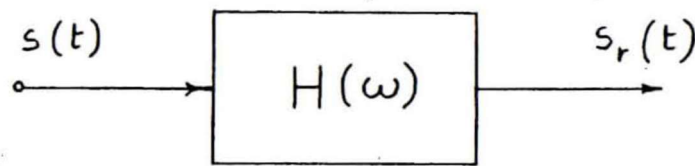
$$P_0 = \frac{1}{1 + \sum_{k=1}^N \prod_{i=0}^{k-1} \frac{\lambda_i}{\mu_{i+1}}}$$

Risposta di quadripoli lineari a oscillazioni modulate. Equivalente passa-basso

Si consideri l'oscillazione modulata:

$$(10.2.1) \quad s(t) = \text{Re} \left\{ i(t) e^{j\omega_0 t} \right\}$$

Calcoliamo la risposta $s_r(t)$ di un quadripolo lineare tempo-invariante di cui sia nota la funzione di trasferimento $H(\omega)$. Affinché la risposta non sia identicamente nulla la funzione di trasferimento deve essere diversa da 0 almeno su parte della banda B_ω di $s(t)$. Il segnale $s_r(t)$ è anch'esso un segnale passa-banda, dato che il quadripolo non può originare nuove componenti spettrali oltre a quelle d'ingresso.



$$H(\omega) = T(\omega) e^{-j\beta(\omega)}$$

$$s_r(t) = \text{Re} \left\{ i_r(t) e^{j\omega_0 t} \right\}$$

Quindi per determinare $s_r(t)$ è necessario trovare la relazione tra l'involuppo complesso $i_r(t)$ dell'uscita e quello $i(t)$ dell'ingresso, una volta nota la funzione di trasferimento $H(\omega)$. Per fare questo calcoliamo la trasformata all'involuppo complesso dell'uscita:

$$I_r(\omega) = \begin{cases} 2 S_r(\omega + \omega_0), & \text{per } |\omega| \leq \frac{B_\omega}{2} \\ 0, & \text{altrove.} \end{cases}$$

E poiché $S_r(\omega) = H(\omega)S(\omega)$ si ottiene

$$.2.5) \quad I_r(\omega) = \begin{cases} 2 H(\omega + \omega_0) S(\omega + \omega_0), & \text{per } |\omega| \leq \frac{B_\omega}{2} \\ 0, & \text{altrove.} \end{cases}$$

Da cui discende che $I_r(\omega) = H(\omega + \omega_0)I(\omega)$.

[CONTINUA]

Introduciamo la funzione H_0 così definita:

$$H_0(\omega) = \begin{cases} H(\omega + \omega_0), & \omega + \omega_0 \geq 0, \\ 0 & , \text{ altrove} \end{cases}$$

Poiché i segnali che stiamo trattando sono passa-banda si ricava semplicemente:

$$(10.2.8) \quad \boxed{I_r(\omega) = H_0(\omega) I(\omega)}$$

La funzione $H_0(\omega)$ viene chiamata funzione di trasferimento equivalente passa-basso del quadripolo, e descrive la trasformazione lineare che a partire dall'involuppo complesso $i(t)$ del segnale $s(t)$ dà origine all'involuppo complesso $i_r(t)$ del segnale d'uscita $s_r(t)$.

La banda di Nyquist è la banda minima di una funzione che assume valore x_0 per $n=0$ e 0 ALTROVE

Una funzione $x(t)$, continua o discreta nei valori, periodica di periodo T non può essere rappresentata da INTEGRALE DI FOURIER

Un filtro trasversale presenta SOLO ZERI

Un filtro ricorrente presenta POLI E ZERI

Un filtro puramente ricorrente presenza SOLO POLI

Spettro di energia e funzione di autocorrelazione sono legate tra loro, a meno di una costante moltiplicativa, da TRASFORMATA SECONDO FOURIER

L'oscillazione AM viene anche chiamata DSB

Il criterio di Nyquist enuncia una condizione per ANNULLARE INTERFERENZA INTERSIMBOLO

Un'oscillazione modulata è un segnale passa-banda SEMPRE

Un codice di linea si dice sistematico se I K BIT DI INFORMAZIONE SONO DISTINTI DAGLI I BIT DI RIDONDANZA

Il parametro a nelle reti di telecomunicazioni può generare problemi quando GRANDE, MAGGIORE DI 1

La simmetria dello spettro di ampiezza e l'antisimmetria dello spettro di fase sono condizione necessaria e sufficiente perché un segnale passa-banda sia UN'OSCILLAZIONE MODULATA A PRODOTTO

La funzione $x(t)$ è a potenza finita, quindi non ammette TRASFORMATA SECONDO FOURIER

La formula di Carson esprime la larghezza di banda di un segnale modulato CENTRATO SU ω_0

Il ritardo che un pacchetto subisce in un sistema TDMA rispetto a FDMA è MINORE

Il protocollo di accesso multiplo slotted ALOHA ha un valore massimo di throughput normalizzato pari a DOPPIO DI ALOHA

Un modulatore PM diventa FM ANTEPONENDO RETE INTEGRATRICE

Un modulatore FM diventa PM ANTEPONENDO RETE DERIVATRICE

Un demodulatore coerente FA USO DELLA PORTANTE DEL SEGNALE MODULATO

Per avere la conoscenza completa dal punto di vista energetico di una funzione aleatoria occorre conoscere LA DENSITA DI PROBABILITA DEL SECONDO ORDINE

Un'oscillazione modulata a prodotto ha uno spettro di ampiezza che è CON DUE BANDE LATERALI A FIANCO DELLA FREQUENZA PORTANTE

La stazionarietà di un processo stocastico è condizione NECESSARIA AFFINCHE QUESTO SIA ERGODICO

Le prestazioni delle reti possono essere compromesse quando il rapporto tra il tempo di propagazione e il tempo di trasmissione è MAGGIORE DI 0,1

La modulazione SSB-SC è sinonimo di CONVERSIONE A FREQUENZA IN SALITA

Livelli ISO/OSI: 1) FISICO 2) LINEA 3) RETE 4) TRASPORTO 5) SESSIONE 6) PRESENTAZIONE 7) APPLICAZIONE

Da un punto di vista della velocità di trasmissione FDMA rispetto a TDMA HA LE STESSE PRESTAZIONI