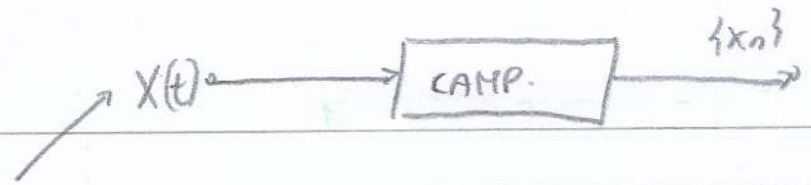
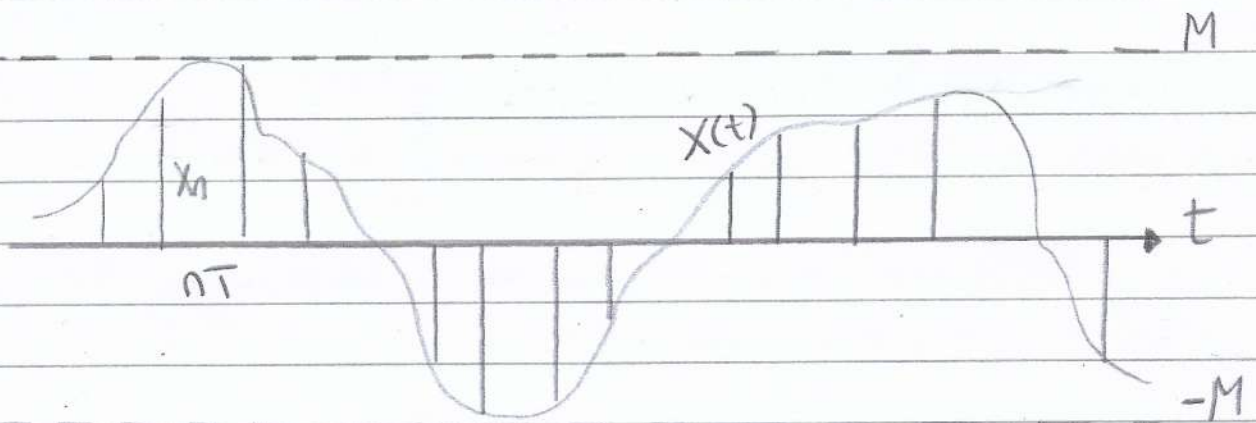


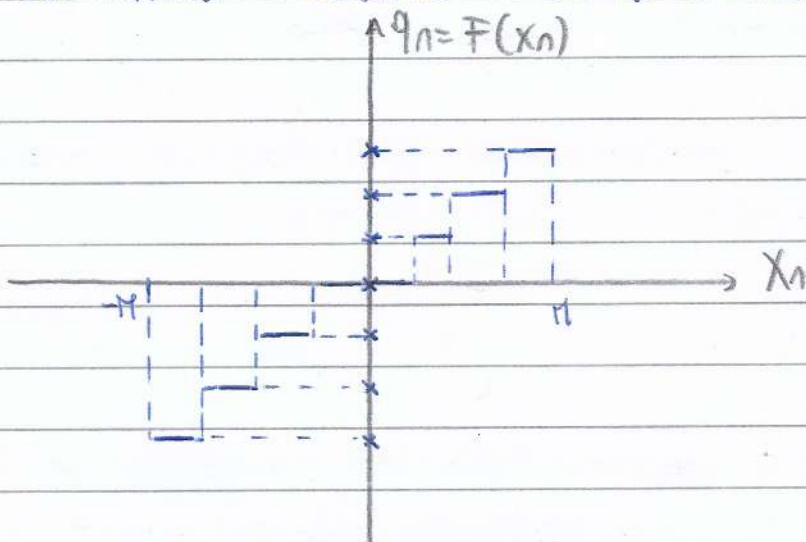
1) CONVERSIONE A/D



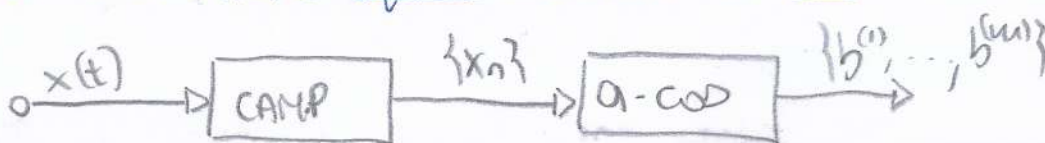
a) CAMPIONAMENTO del SEGNALE: la frequenza di campionamento f_0 viene presa superiore al doppio della max. frequenza f_{max} del segnale \Rightarrow ho una discretizzazione dell'asse dei tempi: alla funzione $x(t)$ viene sostituita la serie temporale $\{x_n\}$ formata dai suoi valori campionati $x_n = x(nT)$



b) QUANTIZZAZIONE VALORI CAMPIONATI: l'intervallo di variabilità $(-M, M)$ viene suddiviso in un numero L finito di intervalli e tutti i valori di x_n interni a ciascuno di essi li indiciamo con q_n .



c) CODIFICATORE DEI VALORI CAMPIONATI e QUANTIZZATI: ciascuno dei valori campionati e quantizzati, che formano la serie temporale $\{q_n\}$ viene codificato con una parola di m -bit $\{b^{(1)}, \dots, b^{(m)}\}$ della parola di codice \Rightarrow si ottiene segnale numerico di PCM



2) CONVERSIONE DIGITALE-ANALOGICO

errore quantizzazione. Non reversibile
campionata come $\{x_n\}$

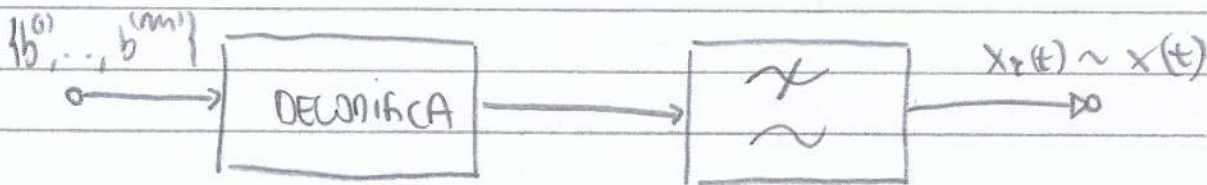
a) DECODIFICAZIONE: si ripercorrono i valori campionati e quantizzati $\{x_n\}$
a partire dalle successive parole di codice $b^{(1)}, \dots, b^{(m)}$
 \Rightarrow a meno dell'errore, la decodificazione rende disponibile il segnale originale

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT) p(t-nT)$$

b) RICOSTRUZIONE $x(t)$ da $s(t)$ CORRISPONDENTE:

la trasformata di $s(t)$ è: $S(\omega) = \frac{1}{T} G(\omega) \sum_{k=-\infty}^{\infty} x(\omega + k \frac{2\pi}{T})$

\Rightarrow con un filtro passa-basso posso isolare il termine di $S(\omega)$ corrispondente a $k=0$ e ricostruire $x(t)$



3) EFFICIENZA SLIDING-WINDOWS IN ASSENZA di ERRORI

A) WF > CTT \rightarrow il trasmettitore non interrompe mai la trasmissione delle trame:

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

B) WF \leq CTT \rightarrow si trasmettono W trame in un tempo pari a WT calcolato come \times stop-and-wait \times cui:

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

4) ESPRESSIONE DELL'INTEGRALE DI FOURIER:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} v(\omega) \cos[\omega t - \phi(\omega)] d\omega \quad \text{dove:}$$

$$- v(\omega) = \text{SPETTRO di AMPIEZZA} = \frac{|x(\omega)|}{\pi}, \quad \omega \geq 0$$

$$- \phi(\omega) = \text{SPETTRO di FASE} = -\arg X(\omega), \quad \omega \geq 0$$

5) FORMULA di CARSON \rightarrow oscillazioni modulate in angolo

$$\begin{aligned} \text{BANDA } B_{CW} &= 2(\Delta\omega_{\max} + \omega_m) \\ &\downarrow \\ &= \max |D\omega(t)| = \max \text{deviazione di pulsazione} \end{aligned}$$

6) PROTOCOLLO ALOHA: throughput normalizzato in funzione del traffico totale normalizzato

Siano: b = lunghezza in bit di ogni pacchetto

λ = freq. pacchi trasmessi con successo

$\lambda_T = \lambda + \lambda_T$

$$\lambda_T = \lambda + \lambda_T$$

$$\rightarrow \text{throughput} = p = b\lambda$$

$$\text{traffico totale} = G = b\lambda_T$$

Definisco R = capacità del canale in bit/s:

$$- \text{throughput normalizzato: } p = b\lambda/R$$

$$- \text{traffico tot. normalizzato: } G = b\lambda_T/R$$

e definendo $\tau = b/R$ come tempo di trasmissione del pacchetto:

$$p = \lambda\tau \quad \text{e} \quad G = \lambda_T\tau \quad (2\tau \text{ finestra di coerenza})$$

$$\Rightarrow P_S(\text{prob. successo}) = e^{-2\lambda\tau} = \frac{\lambda}{\lambda_T} \quad \text{da cui:}$$

$$- \lambda = \lambda_T e^{-2\lambda\tau} \Rightarrow \frac{\lambda}{\lambda_T} = p = G e^{-2G} \quad \text{con valore max in } \frac{1}{2e} \quad \text{quando } G = 0.5$$

7) Protocollo CSMA/CD \rightarrow throughput S in funzione di α :

- Si abbiano: - N stazioni uguali
- ogni stazione può trasmettere con probabilità p
- 2 tipi di intervalli di tempo:
 - a) intervallo di trasmissione = $\frac{1}{2\alpha}$ slot
 - b) intervallo di contesa

\Rightarrow throughput = % di tempo perso \times intervalli di trasmissione

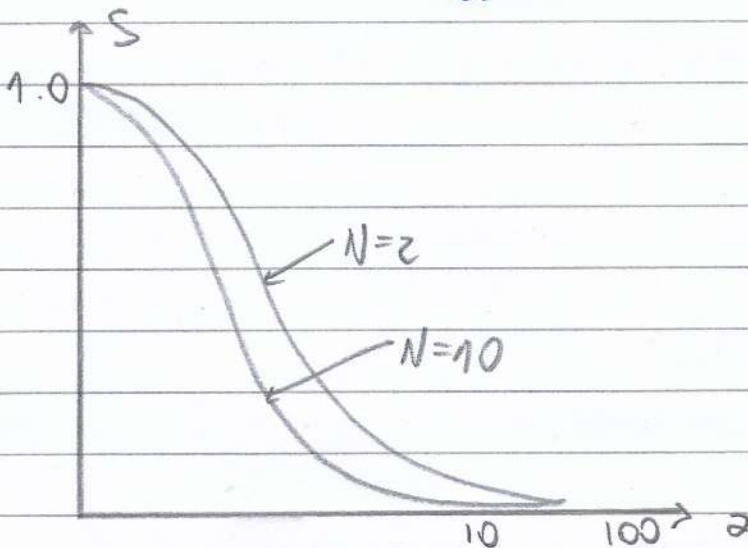
Sia A (probabilità di avere 1 sola stat. in trasmissione in dato time-slot):

$$\downarrow \\ = \binom{N}{1} p^1 (1-p)^{N-1} = Np(1-p)^{N-1} \quad \text{che ha max: } p = \frac{1}{N}$$

- lunghezza media in slot dell'intervallo di contesa w :

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

$$\Downarrow \\ \text{throughput} = S = \frac{\frac{1}{2\alpha}}{\frac{1}{2\alpha} + \frac{1-A}{A}} = \frac{1}{1 + 2\alpha \frac{1-A}{A}}$$



8) RITARDO MEDIO TDMA e FDMA + CONFRONTO

Il ritardo di un pacchetto $D = w + \tau$ dove:

- w = tempo di attesa medio prima di trasmissione
- τ = tempo di trasmissione pacchetto

IN FDMA: pacchetto viene inviato in tempo $= \tau \Rightarrow \tau_{FD} = \tau$
 $\hookrightarrow w_{FD} = 0$

IN TDMA: pacchetto inviato in slot di $\frac{T}{M}$ s $\Rightarrow \tau_{TD} = \frac{T}{M} = \frac{D}{R}$

$$w_{TD} = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M (m-1) \frac{T}{M} = \frac{T}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right)$$

$$\Rightarrow D_{FD} = \tau$$

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

} TDMA e \Rightarrow FDMA
 dal POV. ritardo

9) SEGNALI PAM: $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT) = \{a_n\} * p(t)$

\uparrow IMPULSO
 \uparrow SERIE TEMPORALE
 \downarrow CONVOLUZIONE

* analisi e calcolo spettri, consideriamo $s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g(t-nT) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n g(t-nT)$ dove:

- $x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_n g(t-nT) = \text{fnt. a val. medio nullo con spettro di potenza distribuito } G_x(\omega)$
- $S_x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \langle a_n \rangle g(t-nT) = \text{fnt. periodica, con spettro di ampiezza a righe}$

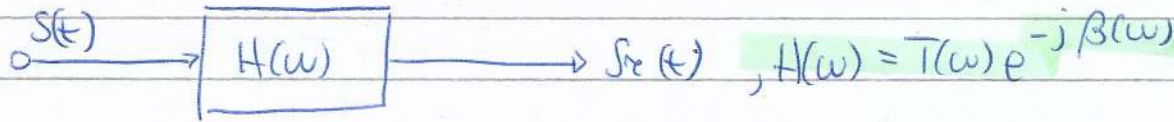
$$\Rightarrow \langle a_n \rangle = \frac{\langle a_n \rangle}{T} G\left(n \frac{2\pi}{T}\right) = \text{SPETTRO DI AMPIEZZA A RIGHE}$$

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

= SPETTRO DI POTENZA

10) RISPOSTA QUADRUPOLO LINEARI AD OSCILLAZIONI MODULATE

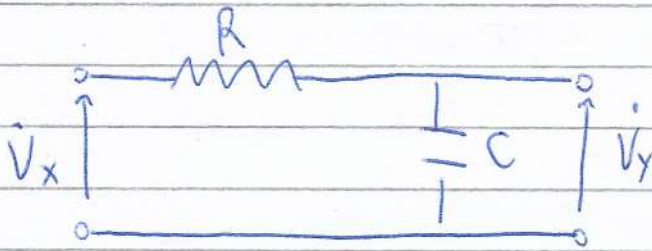
Consideriamo oscillazione modulata $S(t) = \text{Re} \{ i(t) e^{j\omega_0 t} \}$



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

funzione di trasferimento equivalente pass-basso del quadrupolo considerato

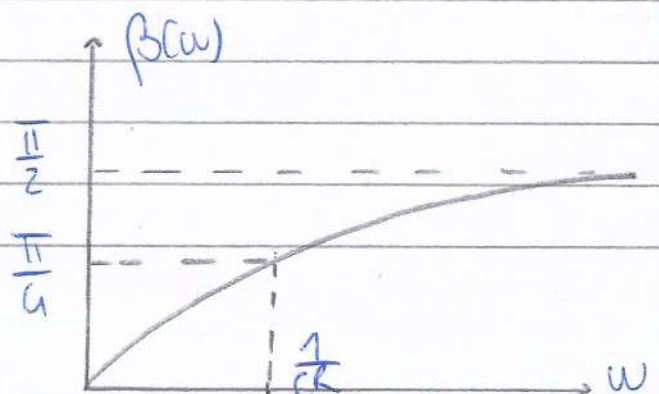
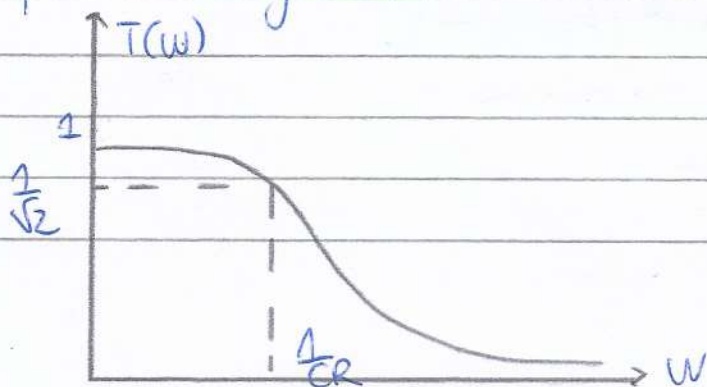
11) FNZ, TRASFERIMENTO E CARATTERISTICHE AMPIEZZA/FASE X RETE RC



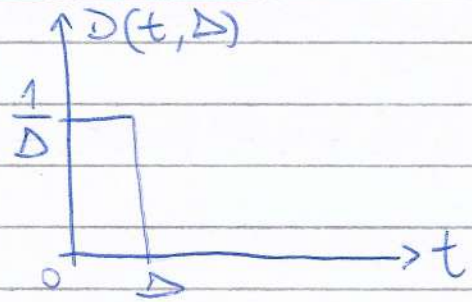
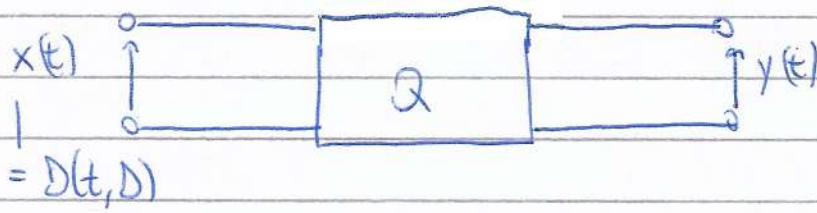
$$A(w) = \frac{V_y}{V_x} = \frac{\left(\frac{1}{j\omega C}\right)^{\cancel{Z}}}{\left(R + \frac{1}{j\omega C}\right)^{\cancel{Z}}} = \frac{1}{1 + j\omega CR}$$

$$T(w) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C^2 R^2}} = \text{CAR. AMPIEZZA}$$

$$\beta(w) = \arctan(\omega CR) = \text{CAR. FASE}$$



(2) RISPOSTA IMPULSIVA RETE LINEARE ⊕ LEGAME FINE. TRASFERIMENTO



⊕ RISPOSTA IMPULSIVA RETE LINEARE : $h(t) = \lim_{\Delta \rightarrow \infty} y(t)$

↓
consente di esprimere l'uscita della rete quando al suo ingresso è presente un generico segnale $x(t)$.

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

⊕ LEGAME CN FINE. TRASFERIMENTO

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

$$\left. \begin{array}{l} \mathcal{F}[y(t)] \xrightarrow{\Delta \rightarrow \infty} \mathcal{F}[h(t)] \\ \mathcal{F}[D(t, \Delta)] \rightarrow 1 \end{array} \right\} H(\omega) = \mathcal{F}[h(t)] \\ = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j\omega t} dt$$