Corso di Fondamenti di Telecomunicazioni

3 - SEGNALI DIGITALI E A IMPULSI
IN BANDA BASE

Prof. Giovanni Schembra

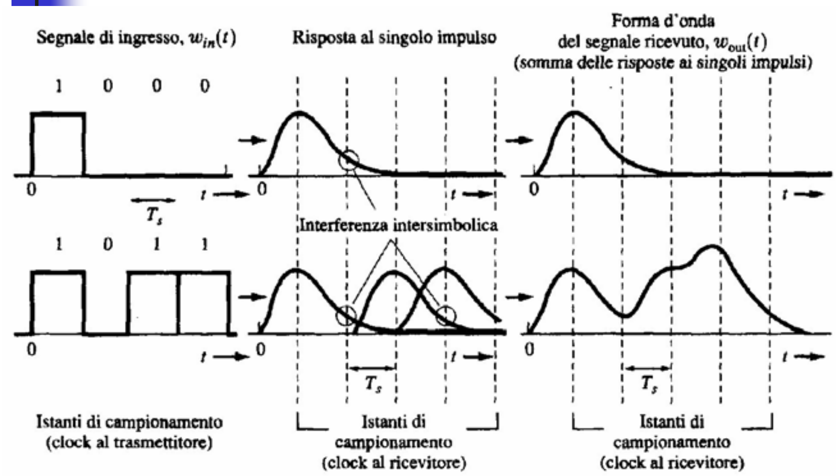
[parte 4]

Interferenza intersimbolica (ISI)

La banda di un impulso rettangolare è infinita → Se il sistema di trasmissione non filtra opportunamente → La durata di ogni impulso tende ad aumentare → Ogni impulso tenderà ad invadere intervalli adiacenti → Interferenza intersimbolica (ISI)

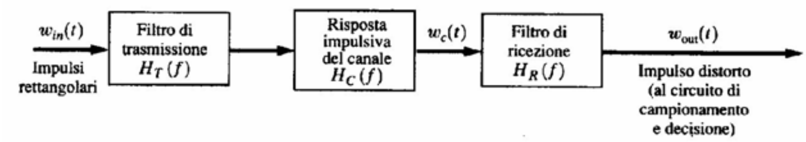
- **Problema:**
  - Come limitare la banda occupata per non introdurre ISI?
  - Ricordiamo che limitando la banda, gli impulsi verranno smussati

Effetto dell'ISI sul segnale ricevuto in un sistema di comunicazione binaria



NOTA: la trattazione verrà svolta per codici NRZ. Solo alla fine verranno introdotti i codici RZ e Manchester

Sistema di trasmissione in banda base



- **Consideriamo un segnale multilivello in ingresso al sistema di trasmissione**

$$\boxed{w_{\text{in}}(t) = \sum_n a_n h(t - nT_s)}$$

$$w_{\text{in}}(t) = \sum_n a_n h(t) * \delta(t - nT_s) = \left[\sum_n a_n \delta(t - nT_s)\right] * h(t)$$

dove $h(t)$ è l'impulso elementare formattatore

Es.: Impulso rettangolare di durata T_s

$h(t) = \Pi(t/T_s) \qquad H(f) = T_s \operatorname{sinc}(T_s f)$

Simbolo di informazione:

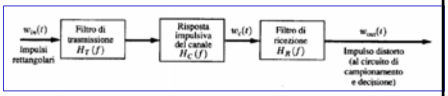
$a_n \in \{a_1, \ldots, a_L\}$

Velocità di simbolo:

$D = 1/T_s$

Sistema di trasmissione in banda base

$$w_{\text{in}}(t)=\left[\sum_n a_n\delta(t-nT_s)\right]*h(t)$$



$$w_{\text{out}}(t)=w_{in}(t)*\left[h_T(t)*h_C(t)*h_R(t)\right]=$$

$$=\left[\sum_n a_n\delta(t-nT_s)*h(t)\right]*\left[h_T(t)*h_C(t)*h_R(t)\right]=$$

$$=\left[\sum_n a_n\delta(t-nT_s)\right]*h_e(t)$$

$$w_{out}(t)=\left[\sum_n a_n\delta(t-nT_s)\right]*h_e(t)$$

$$w_{out}(t)=\sum_n a_n h_e(t-nT_s)$$

dove:

$$h_e(t)=h(t)*h_T(t)*h_C(t)*h_R(t)$$

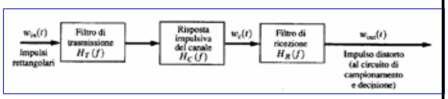
Sistema di trasmissione in banda base

$$w_{out}(t)=\left[\sum_n a_n\delta(t-nT_s)\right]*h_e(t)$$

$$w_{out}(t)=\sum_n a_n h_e(t-nT_s)$$

dove:

$$h_e(t)=h(t)*h_T(t)*h_C(t)*h_R(t)$$

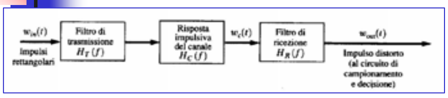


Il sistema complessivo con in ingresso un treno di impulsi formattati con impulso formattatore $h(t)$

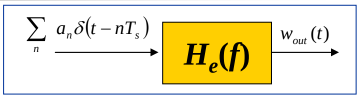
EQUIVALE

ad un sistema con risposta impulsiva $h_e(t)$, e con in ingresso un treno di impulsi di Dirac di ampiezza pari ai simboli trasmessi

Sistema di trasmissione in banda base



$\equiv$



$$\boxed{w_{out}(t)=\sum_n a_n h_e(t-nT_s)}$$

dove:
$$h_e(t)=h(t)*h_T(t)*h_C(t)*h_R(t)$$
$$H_e(f)=H(f)\cdot H_T(f)\cdot H_C(f)\cdot H_R(f)$$

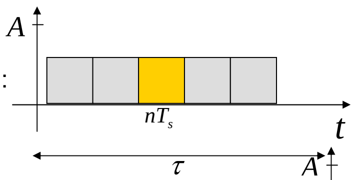
Abbiamo scoperto che, qualunque sia la forma dell'impulso elementare utilizzato:
- l'uscita è un treno di impulsi (impulsi elementari di uscita) di ampiezza pari ai simboli trasmessi
- ciascun impulso elementare di uscita ha la forma del segnale $h_e(t)$

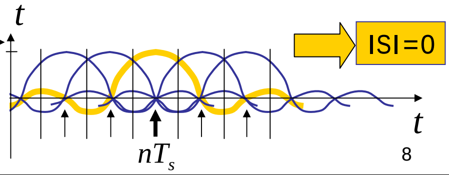
Annullamento dell'ISI

- **L'ISI è dovuto all'allargamento degli impulsi nel tempo**
- **Tale allargamento non può essere evitato se il canale ha banda minore di quella del segnale**
- **IDEA:**
  - possiamo fare in modo che gli impulsi adiacenti siano nulli negli istanti di campionamento del segnale a destinazione

ESEMPIO:

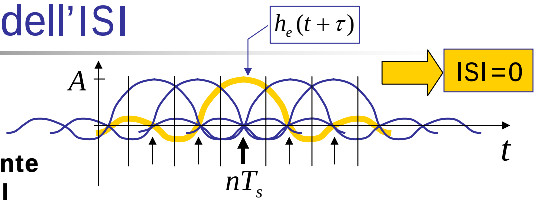
In sorgente:





A destinazione,
dopo τ secondi (tempo di propagazione)

Annullamento dell'ISI



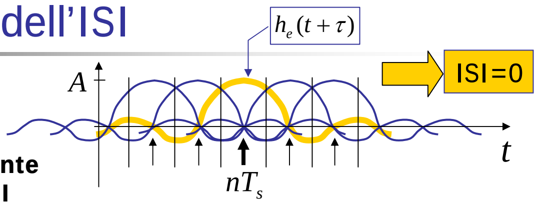
- **Decidiamo opportunamente $H_e(f)$, tale che annulli l'ISI**
- **Per ottenere l' $H_e(f)$ desiderato:**

APPROCCIO 1: possiamo scegliere opportunamente il filtro in ricezione in modo che la risposta globale *He(f)* annulli l'ISI

$$H_R(f) = \frac{H_e(f)}{H(f) \cdot H_T(f) \cdot H_C(f)}$$

- **In tal caso, il filtro in ricezione si chiama filtro equalizzatore**
- **Per adattarsi alla variabilità di $H_C(f)$, il filtro equalizzatore può essere adattativo**
- **Criteri di Nyquist per il calcolo di $H_e(f)$ che minimizza l'ISI**

Annullamento dell'ISI



- **Decidiamo opportunamente $H_e(f)$, tale che annulli l'ISI**
- **Per ottenere l' $H_e(f)$ desiderato:**

APPROCCIO 2: Se non possiamo agire su Hr(f) → possiamo scegliere:

- **$H_e(f)$ in modo che sia contenuto per intero (e non venga alterato) nella parte lineare del sistema [$H_T(f)$ → $H_C(f)$ → $H_R(f)$]**
- **lo spettro dell'impulso formattatore $H(f)$ = $H_e(f)$**

$$H(f) \cdot H_T(f) \cdot H_C(f) \cdot H_R(f) = H_e(f)$$

Primo criterio di Nyquist (ISI nulla)

- **Per eliminare l'ISI bisogna utilizzare una risposta in frequenza equivalente, $H_e(f)$, tale che la relativa risposta all'impulso soddisfi la condizione:**

$$h_e(nT_s+\tau)=\begin{cases}A & n=0\\ 0 & n\neq 0\end{cases} \longrightarrow \text{ISI nulla}$$

dove:

n : intero arbitrario

τ : ritardo di campionamento del ricevitore rispetto agli istanti di campionamento del clock di trasmissione

T_s : intervallo di segnalazione

A : valore non nullo

- **Se inviassimo all'ingresso del filtro di trasmissione all'istante $t=0$ un singolo impulso rettangolare di ampiezza a, l'impulso ricevuto sarebbe proprio $ah_e(t)$.**
- **Quest'ultimo avrebbe poi ampiezza aA all'istante $t=\tau$, ma non causerebbe interferenza in quanto** $h_e(nT_s+\tau)=0 \quad \text{per } n\neq 0$

Primo criterio di Nyquist (ISI nulla)

- **Scegliamo:**

$h_e(t)=\mathrm{sinc}(f_s t)$ $\xrightarrow{\text{TF}}$ $H_e(f)=\frac{1}{f_s}\Pi\left(\frac{f}{f_s}\right)$

$f_s=1/T_s$ $\quad \tau=0$

Soddisfa il primo criterio di Nyquist

$\Rightarrow$ $ISI=0$ Non vi sarà ISI

se la banda del sistema è almeno pari a: $B_\Sigma=f_s/2$

Questo è il filtraggio ottimo da utilizzare, dato che è ottenuto con un sistema a banda minima

B_Σ : banda del sistema di trasmissione $=\frac{1}{2}$ banda del segnale

Primo criterio di Nyquist (ISI nulla)

- **Permette velocità di segnalazione pari a 2 volte la banda del sistema di trasmissione:**

$$\boxed{D = 1/T_s = 2B_\Sigma \text{ impulsi/s}} \qquad \text{dove } B_\Sigma \text{ : banda del sistema di trasmissione}$$

- **Difficoltà di ordine pratico:**
  - La risposta complessiva $H_e(f)$ è costante sulla banda $-B_\Sigma<f<B_\Sigma$. Ciò è fisicamente irrealizzabile, perché la risposta impulsiva sarebbe causale e di durata infinita. In ogni caso i fianchi sarebbero troppo ripidi.
  - La sincronizzazione tx-rx è molto difficile perché sarebbe necessario un circuito di campionamento in ricezione molto complesso, dato che si dovrebbe campionare il sinc(x) proprio negli istanti di nullo. Il diagramma a occhio è molto stretto, e una sincronizzazione non accurata provocherebbe forte ISI
- **Soluzione:**
  - Ricerca di altre forme d'onda aventi la proprietà di essere nulle agli istanti di campionamento adiacenti, ma con code che decrescono più rapidamente di 1/x, per evitare il problema dell'ISI in caso di fluttuazioni dell'istante di campionamento

Filtro di Nyquist a coseno rialzato

- **Definizione: filtro che ha risposta in frequenza data da:**

$$H_e(f) = \begin{cases} 1 & |f| < f_1 \\ \dfrac{1}{2}\left\{1+\cos\left[\dfrac{\pi |f| - f_1}{2 f_\Delta}\right]\right\} & f_1 < |f| < B \\ 0 & |f| > B \end{cases}$$

B_Σ : banda assoluta del sistema

$f_\Delta = B_\Sigma - f_0$

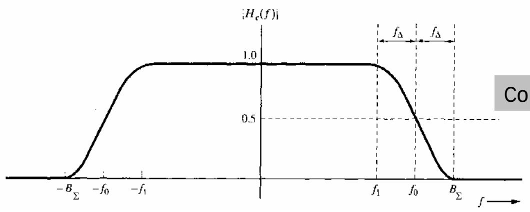
$f_1 = f_0 - f_\Delta$

f_0 : banda a - 6 dB

$$r = \frac{f_\Delta}{f_0}$$

Fattore di decadimento oppure *rolloff*

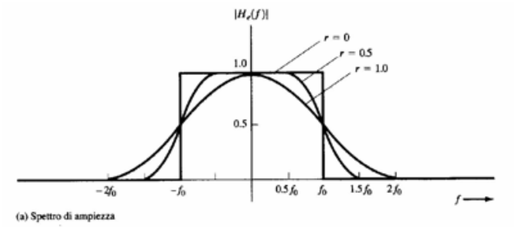
$0 \le r \le 1$



Corrispondente risposta impulsiva

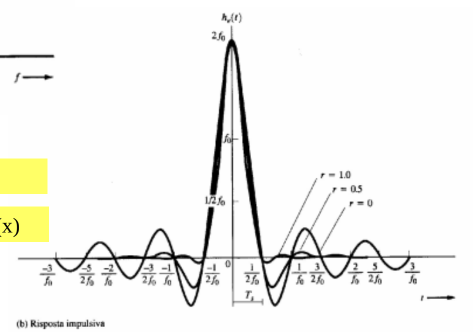
$$h_e(t) = 2 f_0 \mathrm{sinc}(2 f_0 t) \cdot \left[\frac{\cos(2\pi f_\Delta t)}{1-(4 f_\Delta t)^2}\right]$$

Filtro di Nyquist a coseno rialzato

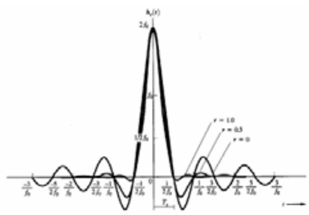


$r = 0$ → banda minima: $B_\Sigma = f_0$

risposta impulsiva di tipo $\mathrm{sinc}(x)$



Filtro di Nyquist a coseno rialzato: velocità di segnalazione



- **Per ottenere assenza di ISI:**
  - Notiamo dalla figura di $h_e(t)$ che:

    $\boxed{h_e(t) = 0 \quad \forall t = n/(2f_0),\ n \neq 0}$ $\boxed{\forall r}$

  - Il filtro a coseno rialzato $h_e(t)$ soddisfa il primo criterio di Nyquist, con τ=0, purchè si scelga un intervallo di segnalazione

    $T_s = 1/(2f_0)$ → $\boxed{D = 1/T_s = 2f_0 \text{ simboli/s}}$ velocità di segnalazione

Per avere assenza di ISI

La banda a -6dB del filtro a coseno rialzato deve essere metà della velocità di segnalazione

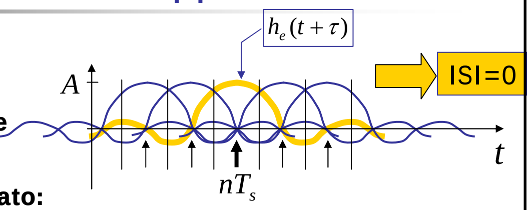
$$f_\Delta = B_\Sigma - f_0 \qquad r = \frac{f_\Delta}{f_0}$$

Velocità di segnalazione ammissibile

Banda occupata

$$D = \frac{2B_\Sigma}{1+r} \qquad B_\Sigma = \frac{1+r}{2} D$$

Annullamento dell'ISI – approccio 2



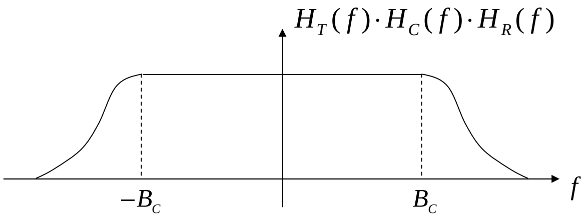
- **Decidiamo opportunamente $H_e(f)$, tale che annulli l'ISI**
- **Per ottenere l' $H_e(f)$ desiderato:**

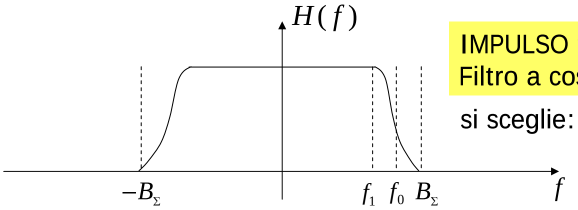
APPROCCIO 2: Se non possiamo agire su $H_r(f)$ → possiamo scegliere:

- **$H_e(f)$ in modo che sia contenuto per intero (e non venga alterato) nella parte lineare del sistema [$H_T(f)$ → $H_C(f)$ → $H_R(f)$]**
- **lo spettro dell'impulso formattatore $H(f)$ = $H_e(f)$**

$$\boxed{H(f)\cdot H_T(f)\cdot H_C(f)\cdot H_R(f)=H_e(f)}$$

Annullamento dell'ISI – approccio 2





IMPULSO formattatore:
Filtro a coseno rialzato

si sceglie: $\boxed{B_\Sigma = B_C}$

$$\boxed{f_0 = \frac{R}{2}}$$

$H_e(f) = H(f)$

Filtro di Nyquist a coseno rialzato: realizzabilità del filtro

$f_0 = D/2$

$D = \frac{2B_\Sigma}{1+r}$ $\quad B_\Sigma = \frac{1+r}{2}D$ $\quad r = \frac{2B_\Sigma}{D} - 1$

CODICI NRZ

Nessun filtro | $0 \le r \le 1$ | Qualunque filtro

$0 \quad D/2 \quad D \quad B_C$

$B_C > D$ ⇨ $r = \frac{2B_C}{D} - 1 > 1$ ⇨ qualunque filtro di Nyquist a coseno rialzato elimina l'ISI → conviene scegliere $r=1$ per minimizzare la complessità del filtro

$\frac{D}{2} \le B_C \le D$ ⇨ $0 \le r \le 1$ ⇨ è possibile trovare un r tale da annullare l'ISI

$B_C \le \frac{D}{2}$ ⇨ $r < 0$ ⇨ non è possibile trovare un r tale da annullare l'ISI

Filtro di Nyquist a coseno rialzato: realizzabilità del filtro

$f_0 = D$

$D = \frac{B_\Sigma}{1+r}$ $\quad B_\Sigma = (1+r)D$ $\quad r = \frac{B_\Sigma}{D} - 1$

CODICI RZ e MANCHESTER

Nessun filtro | $0 \le r \le 1$ | Qualunque filtro

$0 \quad D \quad 2D \quad B_C$

$B_C > 2D$ ⇨ $r = \frac{B_C}{D} - 1 > 1$ ⇨ qualunque filtro di Nyquist a coseno rialzato elimina l'ISI → conviene scegliere $r=1$ per minimizzare la complessità del filtro

$D \le B_C \le 2D$ ⇨ $0 \le r \le 1$ ⇨ è possibile trovare un r tale da annullare l'ISI

$B_C \le D$ ⇨ $r < 0$ ⇨ non è possibile trovare un r tale da annullare l'ISI

Progettazione del filtro di Nyquist con codifica multilivello

- **Se vogliamo utilizzare meno banda, possiamo raggruppare i bit a gruppi di ℓ**

$\Downarrow$

- **La banda minima diventa:** $B_{MIN}^{(\ell)} = \dfrac{B_{MIN}^{(bin)}}{\ell}$

dove $B_{MIN}^{(bin)}$ è la banda minima con segnalazione binaria

$$B_{MIN}^{(bin)} = \begin{cases} R/2 & \text{segnalazioni NRZ} \\ R & \text{segnalazioni RZ e Manchester} \end{cases}$$

- **Calcolo di ℓ : ℓ è il minimo intero tale che**

$$\frac{B_{MIN}^{(bin)}}{\ell} \le B_C \quad \Rightarrow \quad \boxed{\ell = \left\lceil \frac{B_{MIN}^{(bin)}}{B_C} \right\rceil}$$

Progettazione del filtro di Nyquist con codifica multilivello

- **Una volta scelto ℓ possiamo calcolare il coefficiente di roll-off massimo del filtro caratterizzato da:** $\boxed{B_\Sigma = B_C}$

$\Downarrow$

$$r = \begin{cases} \dfrac{2B_\Sigma}{D} - 1 & \text{segnalazioni NRZ} \\ \dfrac{B_\Sigma}{D} - 1 & \text{segnalazioni RZ e Manchester} \end{cases}$$

dove $D = \dfrac{R}{\ell}$

$$f_0 = B_{MIN}^{(\ell)} = \begin{cases} R/(2\ell) & \text{segnalazioni NRZ} \\ R/\ell & \text{segnalazioni RZ e Manchester} \end{cases}$$

- **Efficienza spettrale di un codice multilivello a impulso formattato a coseno rialzato:**

$\boxed{B_\Sigma = \dfrac{1+r}{2} D}$

$$\eta_r^{(\ell)} = \begin{cases} \dfrac{R}{B_\Sigma} = \dfrac{R}{\frac{1+r}{2} D} = \dfrac{R}{\frac{1+r}{2}\frac{R}{\ell}} = \dfrac{2\ell}{1+r} & \text{segnalazioni NRZ} \\ \dfrac{R}{B_\Sigma} = \dfrac{R}{(1+r)D} = \dfrac{R}{(1+r)\frac{R}{\ell}} = \dfrac{\ell}{1+r} & \text{segnalazioni RZ e Manchester} \end{cases}$$

$\boxed{B_\Sigma = (1+r)D}$

Ricordiamo la condizione: $\boxed{\eta_r^{(\ell)} \le \eta_{MAX}}$

Riassumendo ...

$B_{\Sigma 1} = \frac{1+r}{2} D$

$B_{\Sigma 2} = (1+r) D$

$r = \frac{2B_{\Sigma}}{D} - 1$

Efficienza spettrale di alcuni codici di linea

Impulso formattato a COSENO RIALZATO

Tipo di codifica	Banda assoluta	f_0
Unipolare NRZ	$B_{\Sigma 1}$	$f_0 = D/2$
Polare NRZ	$B_{\Sigma 1}$	$f_0 = D/2$
Unipolare RZ	$B_{\Sigma 2} = 2B_{\Sigma 1}$	$f_0 = D$
Bipolare RZ	$B_{\Sigma 2} = 2B_{\Sigma 1}$	$f_0 = D$
Manchester	$B_{\Sigma 2} = 2B_{\Sigma 1}$	$f_0 = D$

Efficienza spettrale R/B [(bits/sec)/Hz]

$$\eta_r^{(\ell)} = \begin{cases} \frac{R}{B_{\Sigma}} = \frac{2\ell}{1+r} & \text{segnalazioni NRZ} \\ \frac{R}{2B_{\Sigma}} = \frac{\ell}{1+r} & \text{segnalazioni RZ e Manchester} \end{cases}$$

Per il binario: $D = R$

Per il multilivello: $D = R/\ell$

Per formattazione a sinc: $r = 0$

Filtro di Nyquist a coseno rialzato: velocità di segnalazione: esempio

Un segnale telefonico analogico occupa all'incirca la banda da 300 a 3400 Hz (banda vocale o fonica). Volendo convertire tale segnale in formato PCM, dobbiamo per cominciare fissare una frequenza di campionamento. Il minimo valore è $2 \times 3.4 = 6.8$k campioni/s. Per poter usare un filtro anti-aliasing passa-basso di costo ragionevole, si deve fissare un'estensione ragionevole della banda di transizione, e quindi è necessario sovracampionare il segnale fino a 8000 campioni al secondo. Questa è lo frequenza di campionamento standard nei sistemi telefonici digitali in Europa e negli Stati Uniti. Rappresentando ogni campione con una parola di 8 bit otteniamo una velocità di bit pari a

$$\begin{aligned} R &= (f_s \text{ campioni/s})(n \text{ bit/campione}) \\ &= (8\text{k campioni/s})(8 \text{ bit/campione}) = 64 \text{ kbit/s} \end{aligned} \tag{3-19}$$

Sempre secondo il teorema di dimensionalità, la banda minima necessaria a trasmettere questo segnale PCM binario è (3-15a)

$$(B)_{\min} = \tfrac{1}{2}R = 32 \text{ kHz} \tag{3-20}$$

Tale banda necessita dell'uso di un impulso tipo $(\sin x)/x$ nel segnale digitale binario. Usando al contrario impulsi rettangolari, la banda è in teoria infinita, e in pratica può essere quantificata nella banda al primo nullo:

Filtro di Nyquist a coseno rialzato: velocità di segnalazione: esempio

$$B_{PCM} = R = 64 \text{ kHz} \qquad (3\text{-}21)$$

La banda del segnale PCM è in questo caso pari a 64 kHz, quando la banda lorda (cioè considerando anche la zona di transizione del filtro anti-aliasing) del segnale telefonico analogico originale è pari a 4 kHz! Usando la (3-17a), osserviamo che il SNR di picco è

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{pk\ out} = 3(2^8)^2 = 52.9 \text{ dB} \qquad (3\text{-}22)$$

L'aggiunta di un eventuale bit di parità non modifica naturalmente il rumore di quantizzazione. Il bit di parità è un tipo di codifica a protezione d'errore che può servire a diminuire il numero di errori provocati dal rumore di canale o dall'ISI. Nell'esempio, questi effetti sono stati comunque trascurati perché si è ipotizzato $P_e = 0$.

(3-74) $D = \frac{2B}{1+r}$

Un sistema di comunicazione digitale usa un segnale binario con impulso di tipo NRZ sagomato a coseno rialzato con fattore di rolloff 0.25 e con una velocità di bit di 64 kbit/s. Determiniamo la banda del segnale filtrato.

Dalla (3-74), la banda è B = 40 kHz. Questa è inferiore a quella del segnale non filtrato, per il quale la banda al primo nullo è 64 kHz.

D

Filtro di Nyquist a coseno rialzato: velocità di segnalazione: esempio

In altre parole:

Se noi utilizziamo un canale con banda B_s= 40 kHz, con risposta in frequenza opportunamente progettata (a forma di coseno rialzato), riusciamo a far passare un segnale con R=64 kbit/s senza introdurre ISI.

Filtri di Nyquist

- **Teorema:**
  - Un filtro si dice di Nyquist se la sua risposta in frequenza è:

$$H_e(f)=\begin{cases}\Pi\left(\dfrac{f}{2f_0}\right)+Y(f) & \text{se}\,|f|<2f_0\\ 0 & \text{altrimenti}\end{cases}$$

dove:
  - $Y(f)$ è una funzione reale pari intorno a $f=0$

$$Y(-f)=Y(f) \qquad |f|<2f_0$$

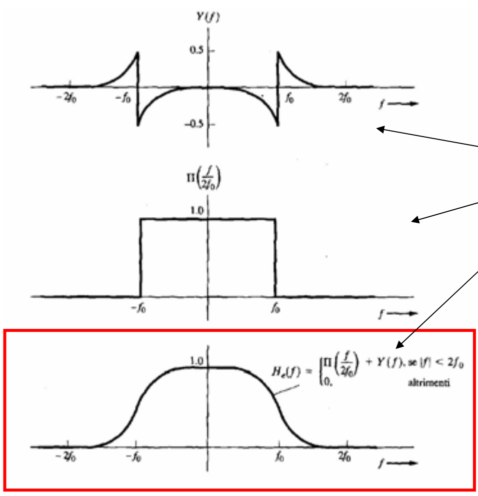
  - $Y(f)$ è una funzione reale dispari intorno a $f=f_0$

$$Y(-f+f_0)=-Y(f+f_0) \qquad |f|<f_0$$

- **allora:**
  - non vi sarà interferenza intersimbolica all'uscita del sistema se la velocità di segnalazione è pari a: $D=f_s=2f_0$

Filtri di Nyquist

Numero infinito di filtri di Nyquist



$$H_e(f)=\begin{cases}\Pi\left(\dfrac{f}{2f_0}\right)+Y(f) & \text{se}\,|f|<2f_0\\ 0 & \text{altrimenti}\end{cases}$$

Esempio:

$$H_e(f)=\begin{cases}1 & |f|<f_1\\ \dfrac{1}{2}\left\{1+\cos\left[\dfrac{\pi|f|-f_1}{2f_\Delta}\right]\right\} & f_1<|f|<B\\ 0 & |f|>B\end{cases}$$

Secondo e terzo criterio di Nyquist per il controllo dell'ISI

- **Secondo criterio di Nyquist:**
  - introducendo in modo controllato una quantità prefissata di ISI, il ricevitore può cancellarlo e recuperare i dati senza alcun errore
- **Tale tecnica permette:**
  - di raddoppiare la velocità di bit, o alternativamente
  - di dimezzare la banda occupata
- **Terzo criterio di Nyquist:**
  - l'effetto dell'ISI è eliminato scegliendo la risposta impulsiva complessiva del sistema $h_e(t)$ in maniera tale che:
    - l'integrale dell'impulso su di un certo intervallo di segnalazione di durata T_s sia non nullo
    - l'integrale dell'impulso esteso agli intervalli di segnalazione adiacenti sia nullo

Fondamenti di TLC - Prof. G. Schembra | 3 - Segnali digitali e a impulsi in banda base [parte 4]

Diagramma a occhio

- **Scopo del diagramma a occhio:**
  - VISUALIZZAZIONE A DESTINAZIONE con un oscilloscopio degli effetti di filtraggio di canale e/o di disturbi
  - visualizzazione all'oscilloscopio in passate multiple comandate da impulsi di clock; l'ampiezza dell'asse dei tempi è leggermente maggiore di un intervallo di simbolo
- **In condizioni di buon funzionamento:**
  - i vari *spezzoni* del segnale sono ben distanziati
  - l'occhio è aperto
- **In presenza di molta ISI o di rumore:**
  - i vari *spezzoni* del segnale si avvicinano
  - l'occhio tende a chiudersi

Diagramma a occhio

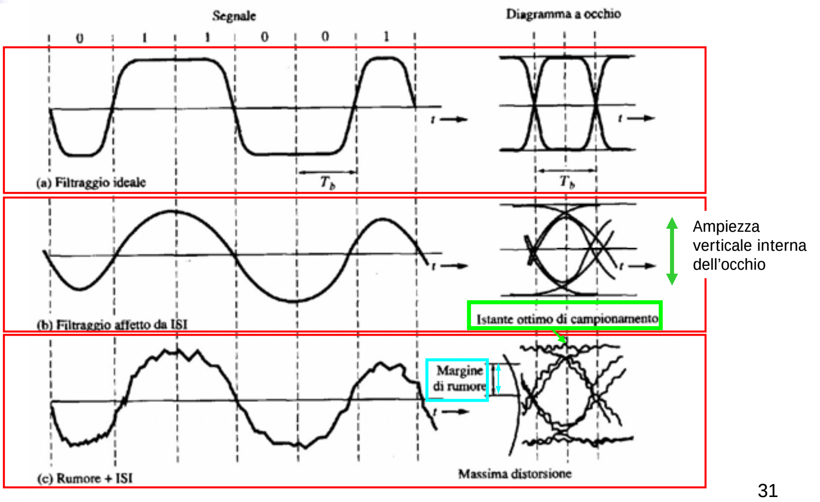


Diagramma a occhio

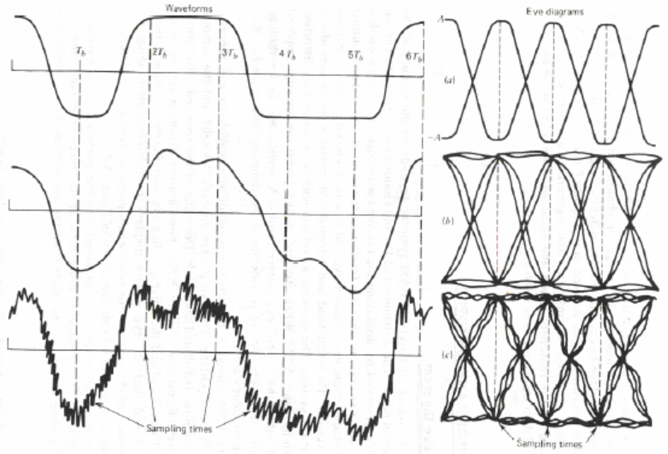


Figure 5.20 Eye diagrams of a binary PAM system. (a) Ideal. (b) Distorted. (c) Distortion + noise.

Diagramma a occhio

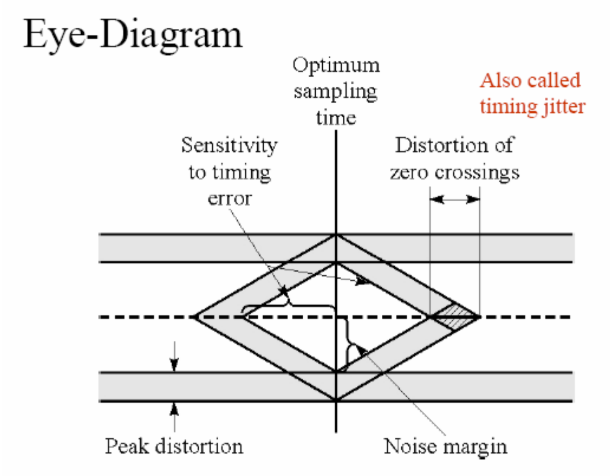
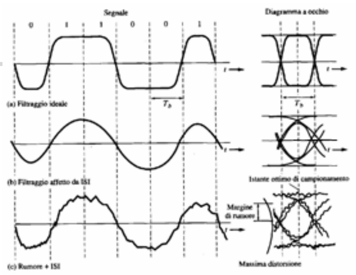


Diagramma a occhio



- **In condizioni di buon funzionamento:**
  - i vari *spezzoni* del segnale sono ben distanziati
  - l'occhio è aperto
- **In presenza di molta ISI o di rumore:**
  - i vari *spezzoni* del segnale si avvicinano
  - l'occhio tende a chiudersi
- **Informazioni fornite dal diagramma a occhio:**

Ampiezza orizzontale all'interno dell'occhio, chiamata apertura orizzontale
[l'ISI determina una chiusura dell'occhio]
→ MARGINE DI TEMPO: (Intervallo in cui si può campionare) Errore di sincronismo tollerabile in ricezione

Apertura verticale dell'occhio
[Il rumore determina chiusura verticale dell'occhio]
→ Margine di rumore del sistema

Diagramma a occhio

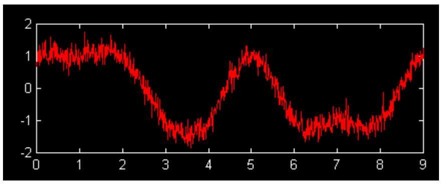
- **È presente ISI se l'occhio non è ben definito, ma viene attraversato da archi di curve**
- **Margine di tempo: apertura orizzontale dell'occhio**
  - Poichè al ricevitore non sarà mai possibile avere una sincronizzazione perfetta con il trasmettitore, il campionamento avverrà in istanti di tempo non coincidenti con quelli degli impulsi di Nyquist. Se tale sfasamento temporale è minore del margine di tempo, il campionamento non introdurrà errore; è quindi opportuno limitare questo sfasamento entro il limite imposto dal margine di tempo.
  - Si può dimostrare che, quando il roll-off è nullo, l'occhio è più chiuso. È per questo che generalmente si utilizzano filtri con roll-off di valore intermedio, per non occupare una banda eccessiva, ma al tempo stesso non richiedere una sincronizzazione troppo accurata.

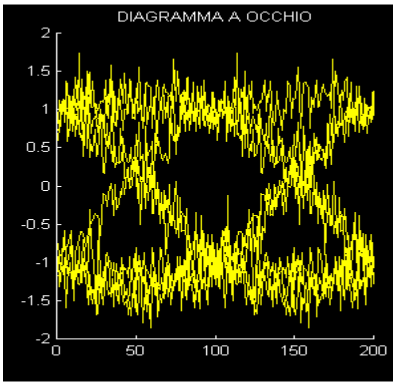
Diagramma a occhio

- **Margine di ampiezza: apertura verticale dell'occhio**
  - questo parametro indica quanto è robusto il sistema rispetto ad un canale rumoroso
  - Infatti, in presenza di rumore le curve che compongono il diagramma ad occhio non passeranno perfettamente per i valori di tensione trasmessi, ma per valori a questi tanto meno prossimi quanto maggiore è la potenza di rumore.
  - Questo fa sì che il margine di ampiezza diminuisce e l'occhio si chiude verticalmente.
  - Quando la potenza di rumore è tale che l'occhio è completamente chiuso, non sarà più possibile recuperare l'informazione trasmessa

Diagramma a occhio

- **Esempio:**
  - rumore bianco e membro di un processo gaussiano stazionario ergodico con valore atteso nullo e varianza 0.2





Fondamenti di TLC - Prof. G. Schembra
3 - Segnali digitali e a impulsi in banda base [parte 4]

Diagramma a occhio

- **Esempio:**
  - rumore bianco e membro di un processo gaussiano stazionario ergodico con valore atteso nullo e varianza 0.5