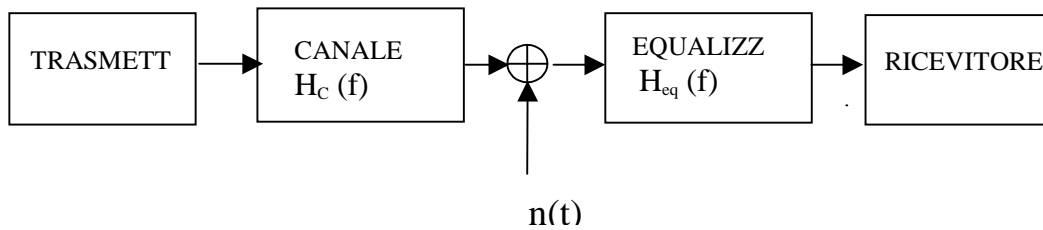


SISTEMA ANALOGICO IN BANDA BASE

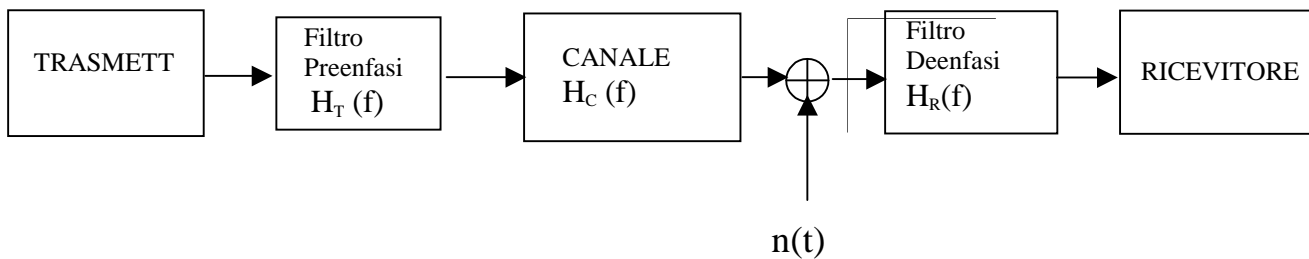


Equalizzazione

$$H_c(f) H_{eq}(f) = k e^{-j2 \pi f t}$$

$$\text{per cui } x_u(t) = k x(t - t_d)$$

Il filtro di Wiener $H_R(f)$ consente di ottimizzare il rapporto segnale rumore in uscita minimizzando i contributi di rumore e distorsione lineare



Se il rumore del canale non è bianco o la risposta di frequenza varia nella banda il rapporto segnale rumore può essere massimizzato usando filtri di enfasi e deenfasi $H_T(f) H_R(f)$ per cui

$$H_T(f) H_c(f) H_R(f) = k e^{-j2 \pi f t d}$$

$H_R(f)$ viene scelto in modo da da minimizzare il rumore in uscita e in modo che il segnale in uscita sia indistorto

Il filtro di trasmissione enfatizza le componenti di frequenza dove la densità spettrale di potenza di rumore è grande o la densità spettrale di segnale è piccola mentre il filtro di ricezione fa il contrario

Le fasi di H_T e H_R devono soddisfare globalmente la relazione di non distorsione

Se il mezzo distorce si cerca di compensare la distorsione o tutta in ricezione o parte in trasmissione parte in ricezione realizzando la caratteristica $|H_L(\omega)|^{-2}$

COLLEGAMENTI A PIU' TRATTE IN CAVO

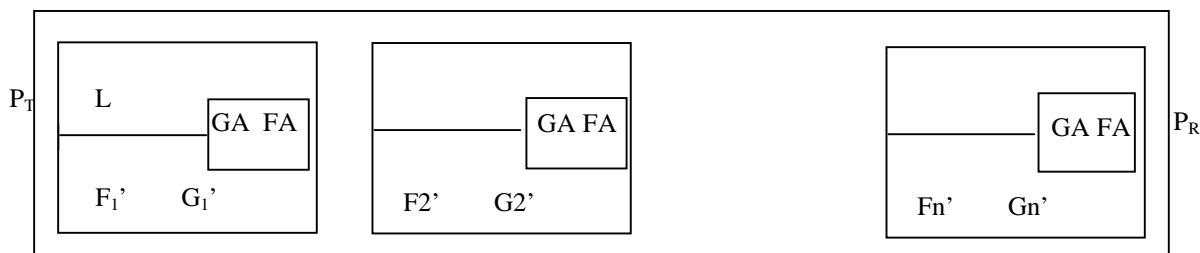
Fra trasmettitore e ricevitore si inseriscono dei ripetitori

Si considerino le tratte tutte uguali costituite da un tratto di cavo di lunghezza d_t ed attenuazione L ed un amplificatore di guadagno G_A e cifra di rumore F_A

Per ogni tratta

$$F' = L F_A \quad G' = \frac{G_A}{L} \quad \left(\frac{G_A}{L} = 1 \text{ se } P_R = P_T \right)$$

Se faccio un collegamento a più tratte con ripristino di livello



$$F'_{tot} = F1' + (F2' - 1) + \dots + (Fn' - 1) = n L F_A - (n-1) \quad G_{tot} = 1$$

La potenza del rumore alla fine del collegamento nella banda B è

$$N_u = n L F_A k T_0 B G_{tot}$$

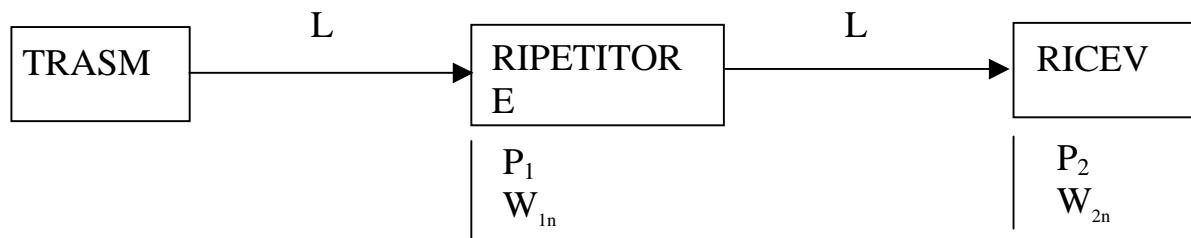
Per cui essendo $L = G_A$ si può affermare che N_u è n volte il rumore in uscita dalla singola tratta

Il rapporto segnale rumore del collegamento complessivo è

$$\left(\frac{S}{N} \right)_u = \frac{P_T}{n L F_A k T_0 B}$$

Questa è la formula di progetto del collegamento

RAPPORTO SEGNALE RUMORE NEI COLLEGAMENTI A PIU' TRATTE



Lavorando con le densità spettrali di rumore siano W_{1n} e W_{2n} i contributi relativi ai due diversi blocchi funzionali

La densità spettrale di rumore totale al ricevitore è

$$W_n = W_{1n} (P_2/P_1) + W_{2n}$$

P_2/P_1 rappresenta il guadagno complessivo fra i punti 1 e 2

Dividendo per la potenza ricevuta P_2 Si ottiene per il rapporto densità spettrale di rumore-potenza la semplice relazione

$$W_n / P_2 = W_{1n} / P_1 + W_{2n} / P_2$$

con riferimento a una banda comune e ad un rapporto segnale rumore ρ

$$1 / \rho = 1 / \rho_1 + 1 / \rho_2$$

In generale per un collegamento a n tratte tutte uguali si può affermare che Vale la relazione

$$1 / \rho = \sum_{i=1}^n 1 / \rho_i$$

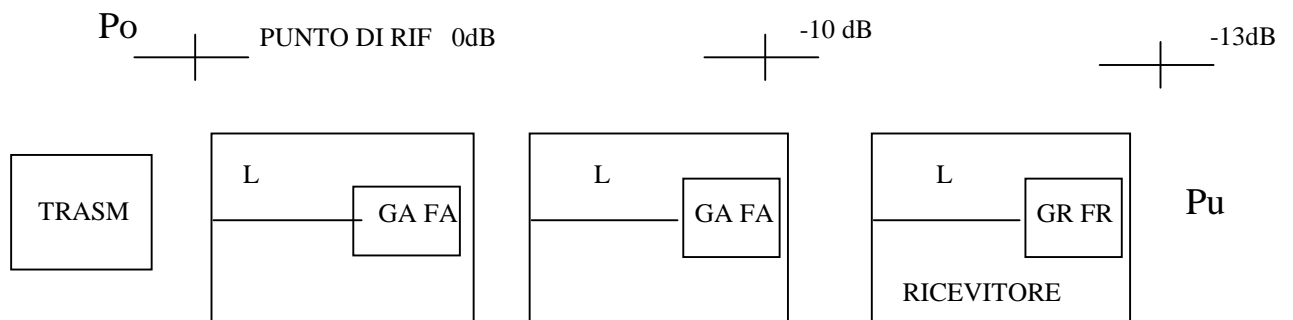
Per cui il rapporto segnale rumore del singolo ripetitore deve essere $n \rho$

LIVELLO DI TRASMISSIONE

In un sistema di trasmissione costituito da tratte (ripetitori) anche con caratteristiche diverse si definisce un **punto di riferimento** a livello di trasmissione (relativo) 0dB o 0dB_r

Questo riferimento consente di definire il livello assoluto del segnale in ogni punto di un sistema che presenta perdite e guadagni indipendentemente dalla potenza in ingresso

Si definisce livello relativo in un punto il rapporto della potenza di un segnale nel **punto di riferimento** e la potenza dello stesso segnale nel punto considerato



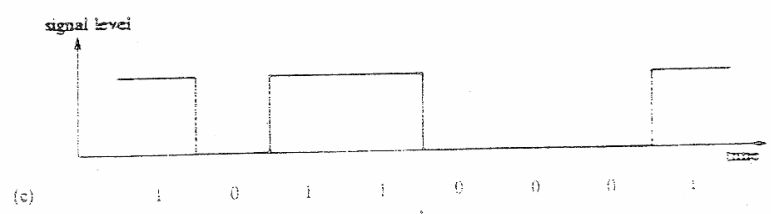
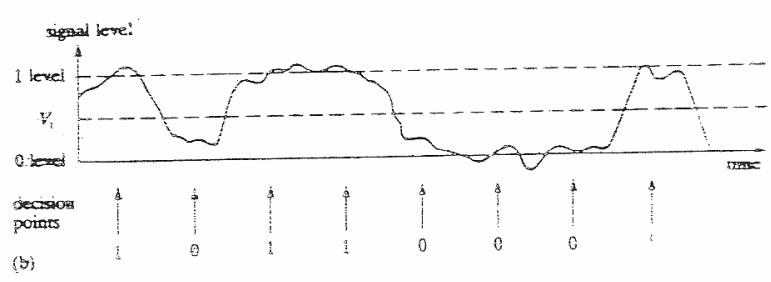
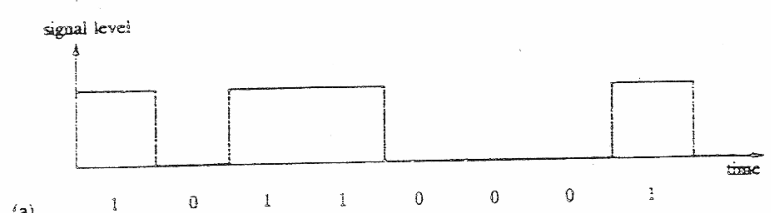
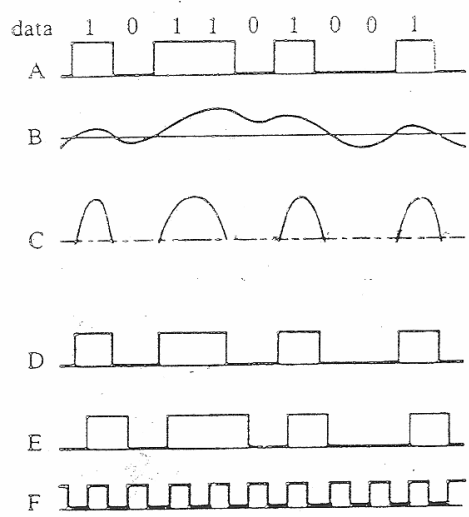
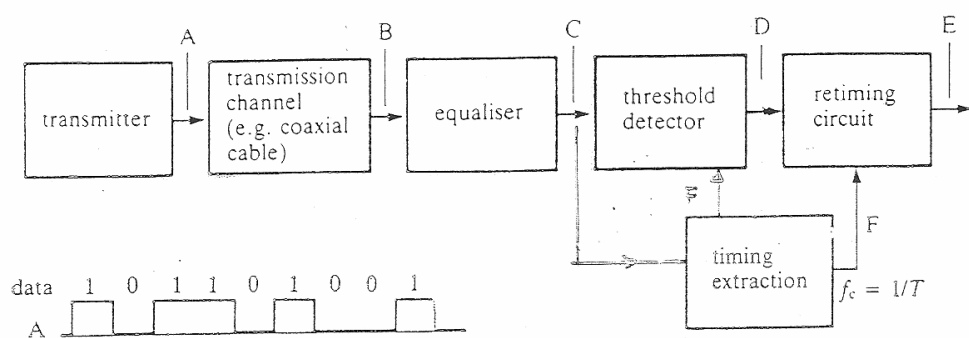
Obiettivo del progetto del sistema diviene la determinazione del livello relativo ottimo a cui si deve operare in ogni punto del sistema

Il livello relativo del punto di riferimento varia se vengono variati i parametri di guadagno o di attenuazione

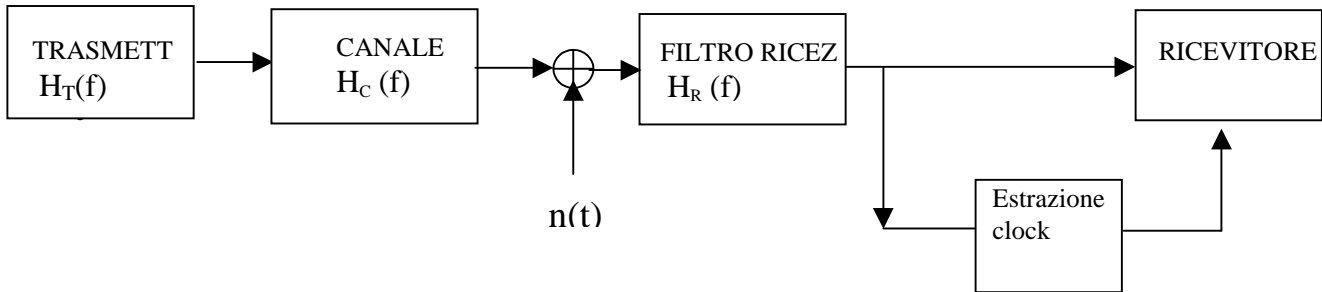
La sola variazione della potenza di ingresso lascia invariato il livello relativo

Definiamo **livello di trasmissione** all'uscita dell'amplificatore in ricezione il rapporto fra la potenza nel punto di riferimento P_o e la potenza di uscita P_u

$$C = \frac{P_o}{P_u}$$



SISTEMA NUMERICO IN BANDA BASE



Con riferimento ad uno schema di modulazione impulsiva PAM

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - k T_s)$$

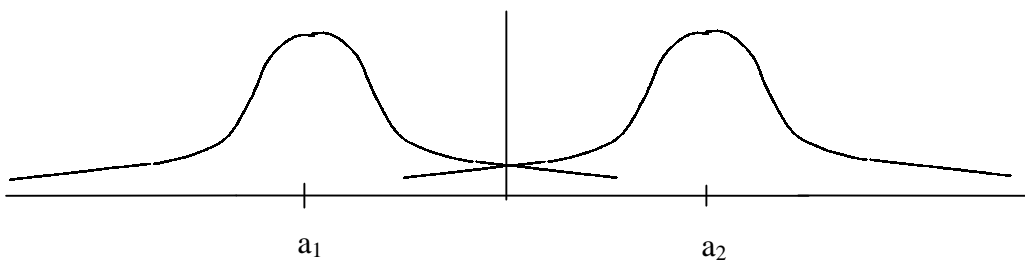
Un' opportuna scelta dell'impulso ricevuto ($G_R(f)$) consente di ottimizzare il rapporto segnale rumore e l'interferenza intersimbolica. Per ottenere la voluta forma d'onda deve essere

$$G(f) H_T(f) H_C(f) H_R(f) = G_R(f) e^{-j2\pi f t d}$$

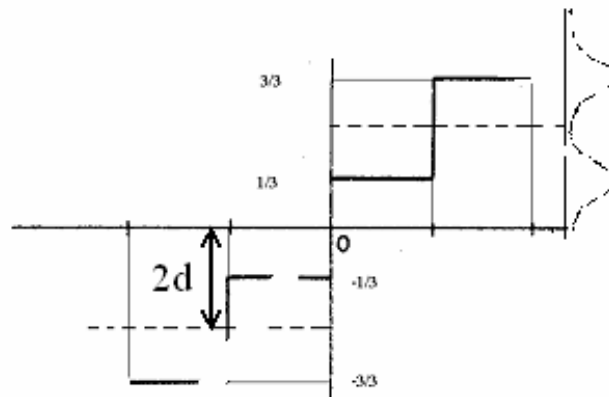
$G_R(f)$ è lo spettro dell'impulso di uscita e deve avere usualmente un andamento prefigurato (a coseno rialzato)

Si campiona il segnale ricevuto agli istanti di decisione fissati dal clock

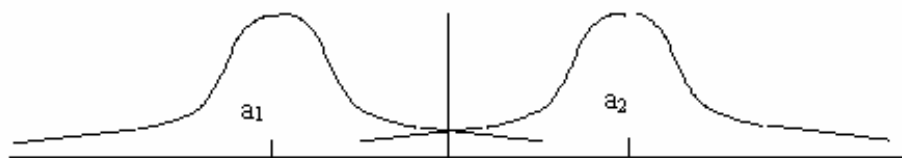
La decisione viene presa con un circuito a soglia e comporta una certa probabilità di errore



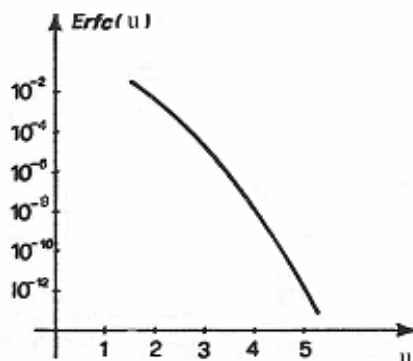
Schema di modulazione impulsiva PAM



$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \mathcal{E}(t - kT_b) \quad a_k = -3/3, -1/3, 1/3, 3/3$$



La decisione viene presa con un circuito a soglia e comporta una certa probabilità di errore.

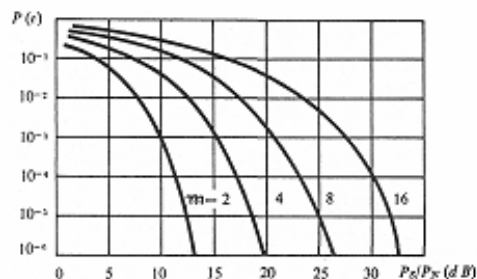


$$\text{erf}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-y^2} dy$$

$$\text{erfc}(u) = 1 - \text{erf}(u)$$

$$Q(z) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)$$

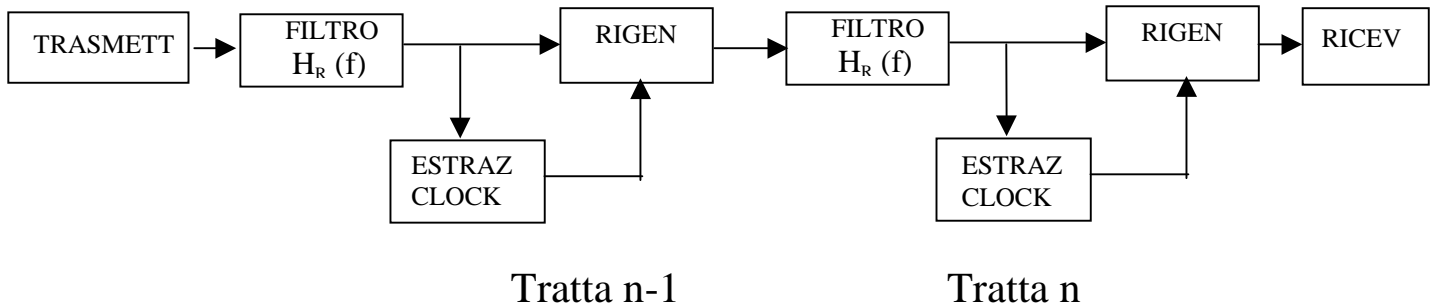
Se $2d$ è la distanza fra le soglie



Probabilità di errore $P(\epsilon)$ per sistemi con m livelli.

$$P(\epsilon) = \left(1 - \frac{1}{m}\right) \text{erfc}\left(\frac{d}{\sqrt{2}\sigma}\right)$$

COLLEGAMENTI NUMERICI A PIU' TRATTE CON RIGENERAZIONE



Sia P_e la probabilità di errore uguale per tutti i rigeneratori

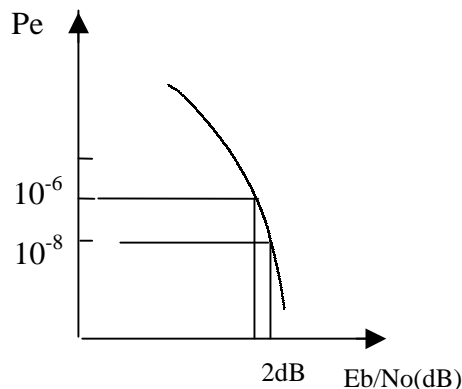
La probabilità di errore sull'intero collegamento si calcola con procedimento iterativo a partire dalla valutazione della P_e all'uscita dell- n -esimo in funzione di quella all'uscita del $(n-1)$ esimo

$$P_{e,n} = P_{e,n-1} (1-P_e) + (1-P_{e,n-1}) P_e$$

La somma delle probabilità di riconoscere correttamente un impulso errato e di quella di riconoscere in modo errato un impulso corretto emessi dal $(n-1)$ -esimo rigeneratore

$$P_{e,n} = \frac{1 - (1 - 2P_e)^n}{2} \cong n P_e$$

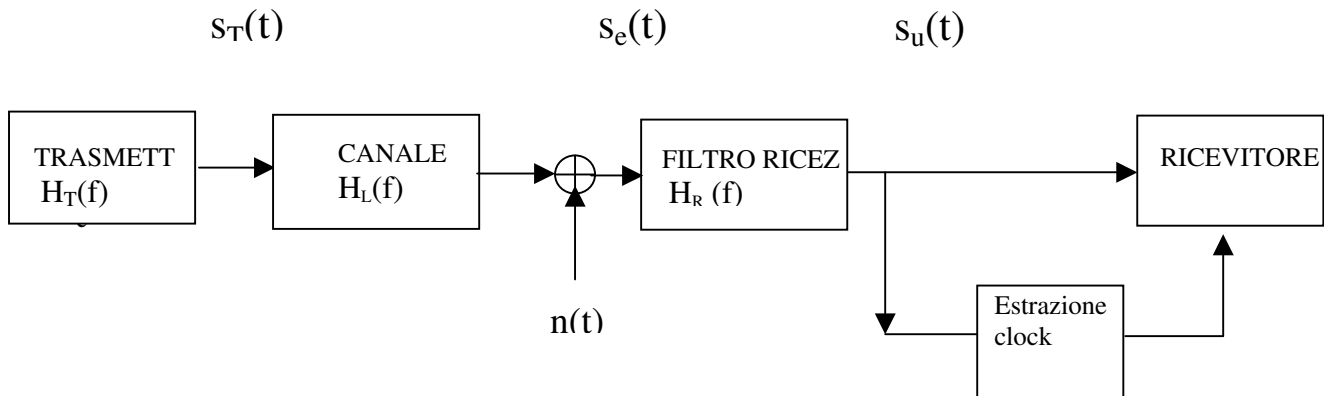
Con riferimento ad un collegamento binario con forme d'onda antipodali Per cui l'espressione della probabilità di errore in funzione del rapporto E_b/N_0 è del tipo



Con 100 rigeneratori basta un S/N di soli 2dB maggiore se si impiegassero 100 ripetitori bisognerebbe assicurare un rapporto S/N di 20 dB

SISTEMA NUMERICO IN BANDA BASE

TRASMISSIONE SU LINEA DI TRASMISSIONE



Con riferimento ad uno schema di modulazione impulsiva PAM

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k g(t - kT_s)$$

Un' opportuna scelta dell'impulso ricevuto ($G_u(f)$) consente di ottimizzare il rapporto segnale rumore e l'interferenza intersimbolica

Si definisce rapporto segnale rumore ρ

$$\rho = \frac{(g_u(t_c))^2}{N_u} = \frac{\left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G_u(\omega) e^{j\omega t_c} d\omega \right]^2}{\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_n(\omega) |H_R(\omega)|^2 d\omega}$$

Si imposta il progetto allo scopo di ottimizzare il collegamento in termini di **potenza media trasmessa e attenuazione di tratta**

$$\begin{aligned}
S_T &= \langle a_k^2 \rangle \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} |G_T(\omega)|^2 (d\omega / 2\pi) = \\
&= \langle a_k^2 \rangle \frac{1}{T_s} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|G_u(\omega)|^2}{|H_R(\omega)H_L(\omega)|^2} (d\omega / 2\pi)
\end{aligned}$$

Si può richiedere che la funzione $H_R(j\omega)$ sia tale da agire da filtro adattato

$$H_R(j\omega) = \frac{G_e^*(j\omega)e^{-j\omega t_c}}{\Phi_n(\omega)}$$

e che al tempo stesso fornisca in uscita una voluta G_u per cui

$$G_u(j\omega) = H_R(j\omega) G_e(j\omega)$$

Lavorando con i moduli si trova

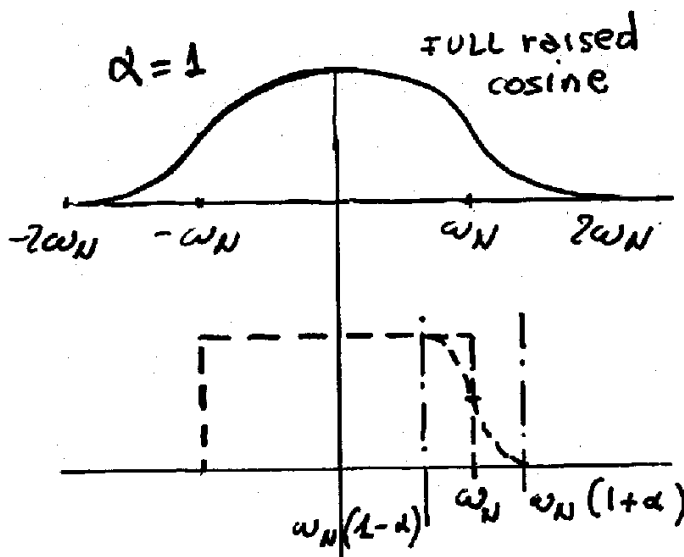
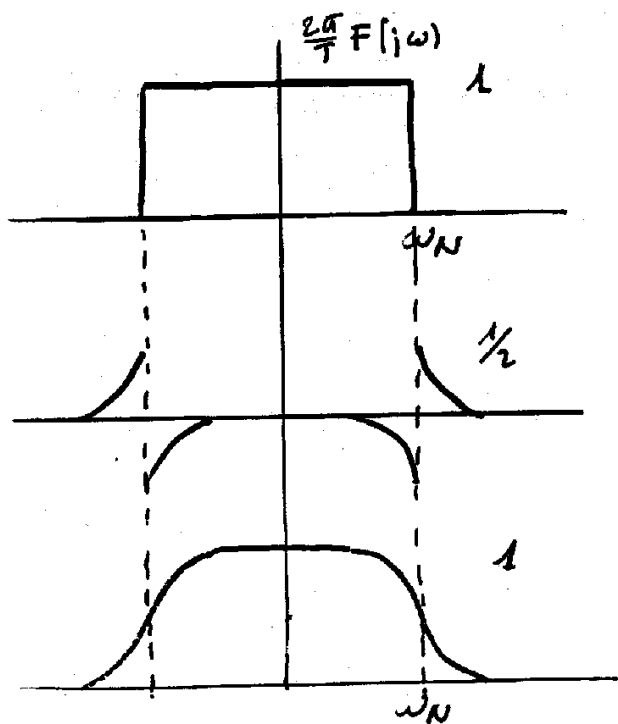
$$|H_R(j\omega)| = \sqrt{\frac{|G_u(j\omega)|}{\Phi_n(\omega)}}$$

Resta anche definito lo spettro del segnale di ingresso $G_e(j\omega)$

$$|G_e(j\omega)| = |H_R(j\omega)| \Phi_n(\omega) = \Phi_n(\omega) \sqrt{\frac{|G_u(j\omega)|}{\Phi_n(\omega)}} = \sqrt{|G_u(j\omega)| \Phi_n(\omega)}$$

Le ipotesi formulate per il filtro di ricezione inserite nell'espressione della potenza media S_T assieme all'espressione dell'attenuazione della linea consentono di progettare il collegamento.

SPETTRO A COSENO RIALZATO



α dicesi fattore di roll-off
 $0.4 \leq \alpha \leq 0.6$

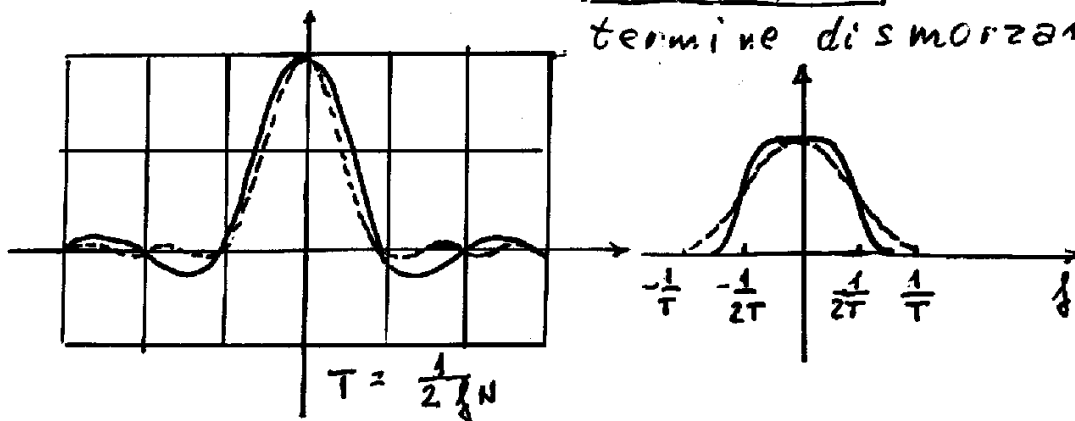
Espressione analitica dello spettro

$$F(j\omega) = \begin{cases} 1 & |\omega| \leq \omega_N(1-\alpha) \\ \frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega - \omega_N(1-\alpha)}{\alpha \omega_N} \right) \right] & \omega_N(1-\alpha) < |\omega| \leq \omega_N(1+\alpha) \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

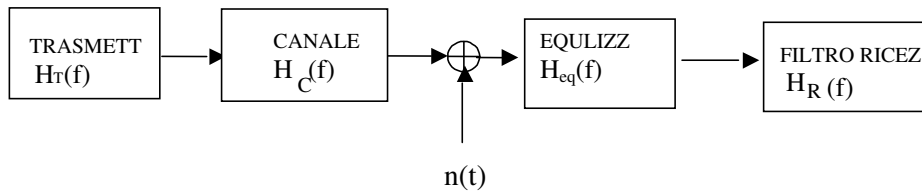
La corrispondente $f(t)$ è

$$f(t) = \frac{\text{sen } \omega_N t}{\omega_N t} \cdot \frac{\cos \alpha \omega_N t}{1 - \left(\frac{\alpha^2 \omega_N t}{\pi} \right)^2}$$

termine di smorzamento



EQUALIZZAZIONE DEL CAVO



$$G(f) H_T(f) H_C(f) H_{eq}(f) H_R(f) = G_u(f) e^{-j2\pi f t_d}$$

Il filtro di trasmissione può essere tale che lo spettro del segnale trasmesso

$$G_T(f) = \begin{cases} \sqrt{G_u(f)} e^{-j2\pi f t_o} & |f| \leq w \\ 0 & |f| > w \end{cases} \quad w = 2f_N = f_s$$

Se il ricevitore è un filtro adattato a $G_T(f)$ (ma non a quello che riceve effettivamente) e tale da compensare l'ISI

$$G(f) H_T(f) H_R(f) = G_u(f) e^{-j2\pi f t_d}$$

La risposta di frequenza dell'equalizzatore deve essere uguale all'inverso della risposta del canale (supposta stimabile dal ricevitore)

$$H_{eq}(f) = \frac{1}{H_C(f)} = \frac{1}{|H_C(f)|} e^{-j\theta_C(f)} \quad H_C(f) = \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_c}} \quad |H_C(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

L'equalizzatore che prende il nome di filtro di canale inverso

Se il canale presenta una funzione di trasferimento tipica di un filtro passa basso allora se la densità spettrale di potenza è $N_o/2$, la varianza del rumore assumerà espressioni diverse a seconda che l'equalizzazione del cavo venga fatta in trasmissione o in ricezione

Equalizzazione in trasmissione

$$\sigma_n^2 = \frac{N_o}{2} \int_{-f_s}^{f_s} |H_R(f)|^2 df = \frac{N_o}{2} T \int_0^{f_s} \left(\cos^2 \frac{\pi f}{2f_s} \right) df = \frac{N_o}{2}$$

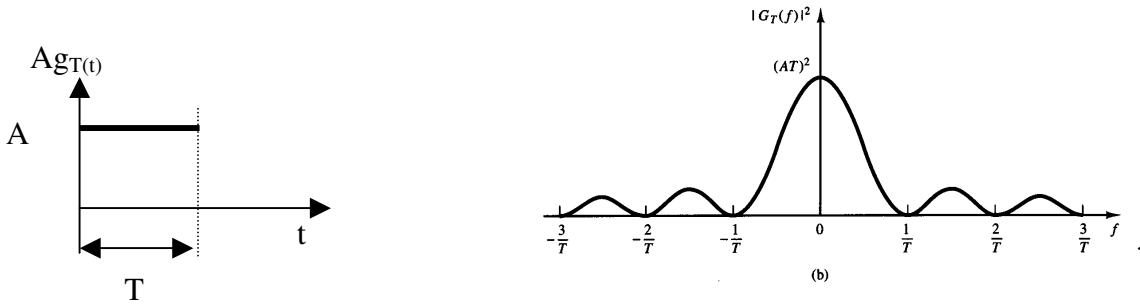
Equalizzazione in ricezione $f_c = f_s$

$$\sigma_n^2 = \frac{N_o}{2} \int_{-f_s}^{f_s} |H_R(f)|^2 |H_{eq}(f)|^2 df = \frac{N_o}{2} T \int_0^{f_s} \left(\cos^2 \frac{\pi f}{2f_s} \right) \left[1 + \left(\frac{f}{f_s} \right)^2 \right] df = \frac{N_o}{2} \left(\frac{4}{3} - \frac{2}{\pi^2} \right)$$

Il peggioramento rispetto all'equalizzatore in trasmissione è 0.5 dB

POTENZE ED ENERGIE DEL SEGNALE

Si trasmettono forme d'onda del tipo (simboli)



$g_T(t)$ è definito in $(0, T)$ con energia $E_g = \int_0^T g_T^2(t) dt$
 sul piano dei segnali si indicano le ampiezze con riferimento alle
 funzioni base $\psi = \frac{g(t)}{\sqrt{E_g}}$

In base al numero di simboli utilizzati (M) ogni simbolo porta $\log_2 M$ bit

In questo caso i simboli possono avere energia diversa per cui si parlerà di energia media per simbolo E_{Sav} e conseguentemente di energia media per bit E_{bav}

Per un segnale multilivello (M-PAM)

$$s_i(t) = A_i g_T(t) \text{ con } A_i = (2i-1-M)A$$

$i = 1, 2, \dots, M$ talvolta A è sostituito da d

$$E_{Sav} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M E_{s_i} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M A_i^2 E_g = A^2 \left(\frac{M^2-1}{3} \right) E_g \quad E_{Sav} = \log_2 M E_{bav}$$

da cui la potenza media $P_{av} = \frac{E_{Sav}}{T}$

$$\text{e ricordando } Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)$$

$$P_{e_{MPAM}} = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{\sigma_n^2}}\right) = \frac{M-1}{M} 2Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M E_b}{(M^2-1) N_o}}\right) =$$

$$\frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{(M^2-1) N_o}}\right) = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3 P_{av} T}{(M^2-1) N_o}}\right)$$

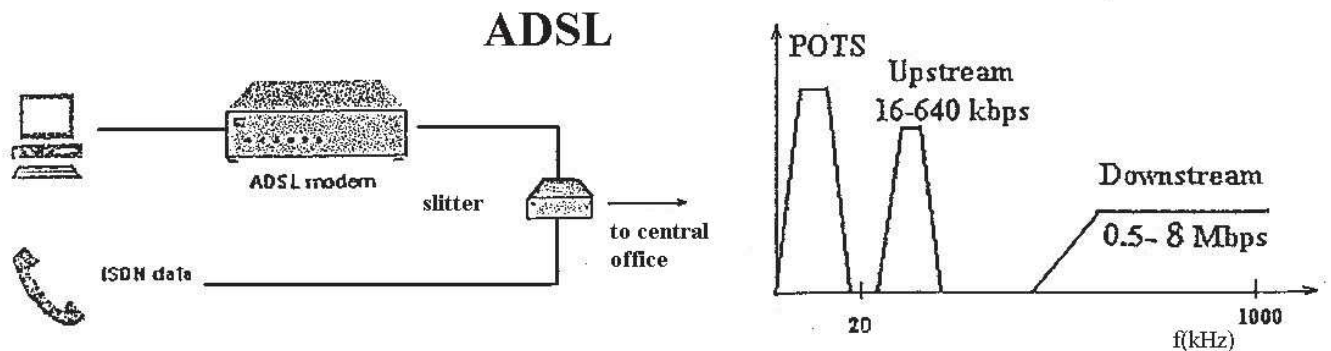
$$\frac{E_{av}}{N_o} = \log_2 M \frac{E_b}{N_o}$$

MODEM ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line)

Le tecniche del tipo xDSL consentono trasmissioni digitali ad alta velocità su linee in rame

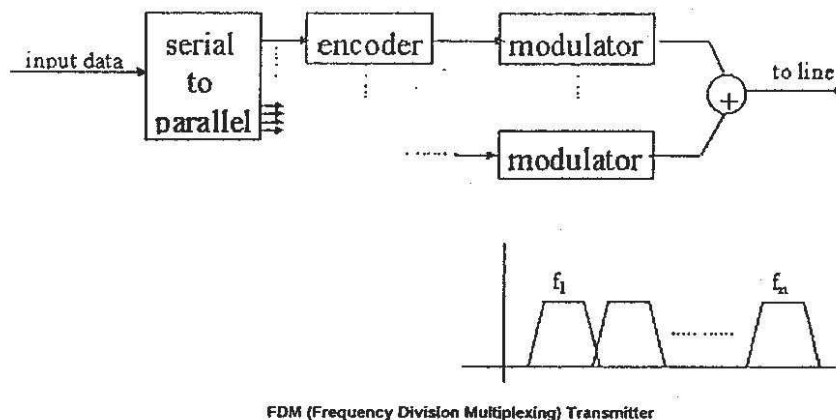
ADSL2 (1.1MHz 12Mbps)

ADSL2+ (2.2MHz 24Mbps)



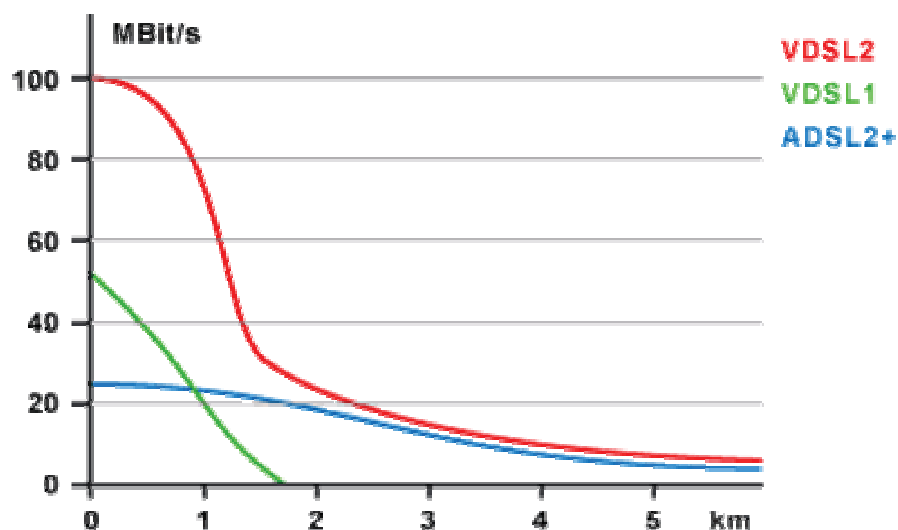
Per supportare i canali bidirezionali la banda disponibile viene divisa mediante moltiplicazione di frequenza (FDM) in sottobande non sovrapposte una per i POTS (Plain Old Telephone Service) una per dati upstream ed una per i dati downstream

A loro volta le bande upstream e downstream vengono divise in canali mediante una tecnica DTM (Discrete Multi Tone) che un altro tipo di FDM



Lo standard (ANSI) ADSL2(256 canali) usa 224 canali per i dati downstream 32 canali per l'upstream. Lo standard ADSL2+(452 canali) usa 224+228 canali per i dati downstream 32 canali per l'upstream. Tutti i canali hanno larghezze di banda di 4.3125khz

VDSL2 Very High-speed Digital Subscriber Line



la tecnologia **VDSL2** fa parte della famiglia delle tecnologie xDSL.

Permette **connessioni con velocità di trasmissione elevata** su **doppino telefonico di rame** ed è stata ratificata dall'**Unione internazionale delle telecomunicazioni (ITU)** col nome di **G.993.2**.

La velocità offerta dalla VDSL2 si deteriora velocemente con l'aumentare della distanza dall'armadio ripartilinea **DSLAM** (DSL Access Multiplexer) apparato che genera il segnale VDSL2).

Da un massimo di 250 Mbit/s all'origine, si arriva sino a 100 Mbit/s a soli 0.5 km e a 50 Mbit/s a 1 km. A partire da 1.6 km di distanza le sue performance sono uguali a quelle dell'**ADSL2+**.

Profili diversi da 2048 portanti (50 **Mbit/s** 8.8 MHz) a 3479 portanti (200Mbit/s 30 MHz)

La modulazione è del tipo Discrete Multi-Tone (DMT) Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

La distanza fra i toni è di 4.3125kHz.(8.65 kHz per 200Mbit/s)

Potenza minima e Attenuazione massima di tratta per segnale ADSL

Si consideri un sistema di trasmissione in banda base che utilizza una linea avente un'attenuazione di 2.2dB/100m a 4Mhz tipica per un cavo 22AWG. Gli amplificatori utilizzati hanno $F_A=8$ dB e una potenza di sovraccarico $P_c=10$ dBm

Si vuole trasmettere un segnale ADSL2 ($N=256$ canali (32 upstream+224 downstream) o un ADSL2+ (altri 228) sistema DTM (Discrete Multi Tone) Modulazione QAM 15 bit/simbolo/Hz

Determinare il livello di trasmissione che evita il sovraccarico e l'attenuazione ottima di tratta

Per un segnale ADSL2 (256 canali) la frequenza massima di interesse è di 1.1 MHz e per ADSL2+ (452+32 canali) è di 2.2 MHz
 α_{dB} a 4 MHz in dB/km = $2.2 * 10 = 22$ dB/km

$$\alpha_{dB}(\omega) = \alpha_{dB}(\omega_0) \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}} \quad L(\omega) = 10^{\frac{\alpha(\omega_0)}{10} d \sqrt{\frac{\omega}{\omega_0}}}$$

$$\alpha(30\text{kHz}) = 22 \sqrt{\frac{0.03}{4}} = 1.9 \text{ dB/km} \quad (1.5)$$

$$\alpha(130\text{kHz}) = 22 \sqrt{\frac{0.13}{4}} = 3.96 \text{ dB/km} \quad (2.49)$$

$$\alpha(1.1\text{MHz}) = 22 \sqrt{\frac{1.1}{4}} = 11.53 \text{ dB/km} \quad (14.24)$$

$$\alpha(2.2\text{MHz}) = 22 \sqrt{\frac{2.2}{4}} = 16.31 \text{ dB/km} \quad (42.75)$$

Se si considera il segnale ADSL come equivalente a un multiplex di N canali e la potenza minima di ogni canale calcolabile come la potenza media di una portante modulata che arriva

con una potenza tale da garantire un rapporto segnale rumore in uscita nella banda di 4.3 kHz di almeno di 12 dB

all'uscita dell'equalizzatore

$$P_{ucan} = \rho F_A k T_0 Bc G_A \quad \text{con } G_A = L$$

All'interno della banda di interesse il livello di potenza ricevuta tale da garantire la qualità dipende dal valore dell'attenuazione il cui coefficiente varia da 1.9 a 11.5 dB/km (ADSL2) o 16.3 (ADSL2+)

Sul canale dove l'attenuazione è L_{dB} (α_{dB} per una distanza d di tratta)
 $G_A = L_{dB}$

$$\begin{aligned} P_{ucan} &= 12 + G_A + 8-174 + 10 \log 4.3 + 30 = \\ &= 12 + G_A + 8-174 + 6.33 + 30 = \alpha_{dB} * d - 117.67 \quad \text{dBm} \end{aligned}$$

Per tratte di 2 km (con 3.8 dB di attenuazione)

$$P_{ucanM} = -117.67 + 3.8 = -113.87 \text{ dBm}$$

Per tratte di 2 km (con 23 dB di attenuazione)

$$P_{ucanM} = -117.67 + 23 = -94.67 \text{ dBm}$$

Per tratte di 2 km (con 33 dB di attenuazione)

$$P_{ucanM} = -117.67 + 33 = -84.67 \text{ dBm}$$

La potenza del segnale ADSL (N canali) sarà

$$P_{ADSL} = -117.67 + L_{dB} + 10 \log N \quad \text{dBm}$$

Per tratte di 2 km (con 33 dB di attenuazione) trasmettendo su tutti i canali la potenza relativa al canale peggiore (N= 256)

$$P_{\text{ADSL}} = -117.67 + 23 + 24 = -70.67 \text{ dBm}$$

La lunghezza di tratta massima sarebbe quella che corrisponde a una potenza che mi consente di non sovraccaricare l'amplificatore (margine 3 dB)

$$P_u + k < P_c$$

$$P_c - 3 = \rho_{\text{dB}} + N u_{\text{dBm}} + L_{\text{dB}} + 10 \log N = \rho_{\text{dB}} - 129 + 24 + L_{\text{dB}}$$

$$L_{\text{dB}} = 7 + 105 - \rho_{\text{dB}}$$

$$\text{Se } \rho_{\text{dB}} = 12 \text{ dB} \quad L_{\text{dB}} = 100 \quad d = 100/12 = 8.3 \text{ km}$$

Si potrebbe tener conto della diversa attenuazione con un guadagno variabile

Poichè

$$L(\omega) = L(\omega') |H'_L(j\omega)|^{-2}$$

Il guadagno di potenza dell'amplificatore sarà

$$G_T(\omega') |H'_T(j\omega)|^2 = L(\omega') |H'_L(j\omega)|^{-2}$$

La frequenza di riferimento viene assunta la massima della banda di interesse

Se pertanto all'ingresso dell'amplificatore abbiamo una densità spettrale del segnale W_i in una banda relativa al canale meno attenuato. Si può prendere questo valore come costante per tutto il multiplex alla fine avremo (trascurando f_m rispetto a f_M)

$$P_u = \int_{\omega_m}^{\omega_M} W_i G_T(\omega) |H_T(j\omega)|^2 \frac{d\omega}{2\pi} = \int_{\omega_m}^{\omega_M} W_i L(\omega_M) |H'_L(j\omega)|^{-2} \frac{d\omega}{2\pi} =$$

$$P_u = \int_{\omega_m}^{\omega_M} W_i e^{2\alpha_N(\omega_M)d} e^{2\alpha_N(\omega_M)} \left[\sqrt{\frac{\omega}{\omega_M}} - 1 \right]^d \frac{d\omega}{2\pi} =$$

$$P_u = \frac{P_{ican}}{4.3 \cdot 10^3} L(\omega_M) f_M \frac{2}{2\alpha_N d}$$

$$\alpha_N d \ 8,686 = \alpha_{dB} d$$

Per una tratta di 2 km con $P_i = -113.87$ dBm pari alla potenza da trasmettere sul canale meno attenuato e con $L(\omega_M) = 23$ dB

$$P_{uADSL} = -117.67 - 36.33 + 23 + 60 - 10 \log(\alpha_{dB} d / 8.686) =$$

$$= -154 + 23 + 60 - 4.23 = -75.23$$

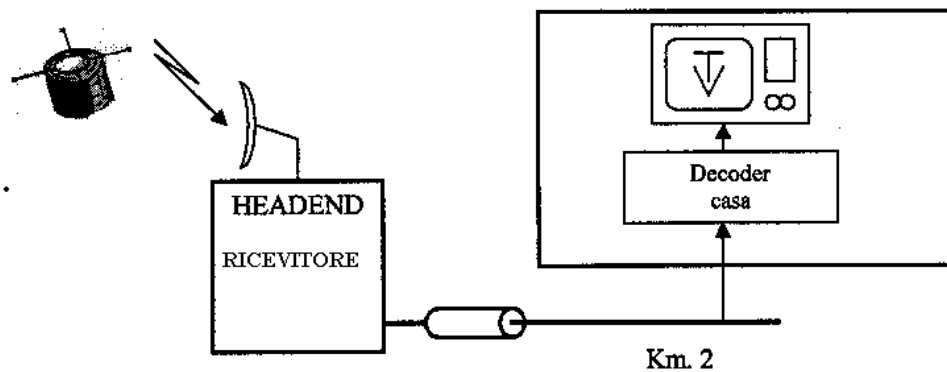
Nel bilancio di sistema si ha la possibilità di trasmettere una potenza maggiore senza sovraccaricare l'amplificatore

PROGETTO DI UN COLLEGAMENTO NUMERICO IN CAVO PER LA DISTRIBUZIONE DI UN MULTIPLEX TELEVISIVO DIGITALE

Per la distribuzione broadcast di canali televisivi ad un centro residenziale si consideri il sistema digitale costituito da una rete di distribuzione locale in cavo

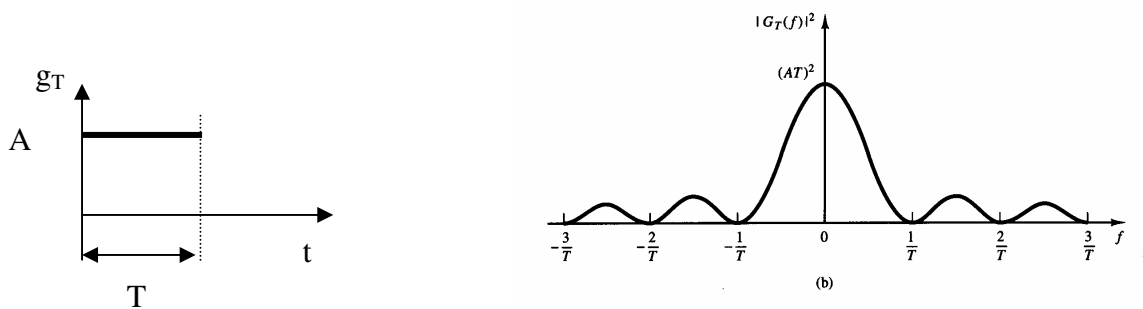
Il segnale è costituito da un multiplex TDM di 10 canali televisivi trasmessi in digitale con compressione(standard DVB MPEG2 a 2Mbps). La tratta da progettare è in cavo coassiale(attenuazione 3 dB/km alla frequenza della portante) e utilizza una modulazione 64QAM ad unica portante per la trasmissione dei segnali multiplexati . Il cavo collega una testata satellitare al centro residenziale distante 2km dopo la quale il segnale viene distribuito direttamente agli utenti che dispongono di un decoder che effettua la demodulazione , il de-multiplexing dei canali, la decodifica MPEG e la conversione del segnale digitale in segnale televisivo analogico in banda base il sistema usuale (PAL)

Si calcoli la potenza da trasmettere sulla tratta in cavo per avere una probabilità di errore di 10^{-7}



Potenze ed energie del segnale

Si trasmettono forme d'onda del tipo (simboli)



$$A = d \quad \sqrt{E_{sg}} = \int_0^T g_T^2(t) dt$$

In base al numero di simboli utilizzati (M) ogni simbolo porta $\log_2 M$ bit

In questo caso i simboli possono avere energia diversa per cui

Si parlerà di energia media per simbolo E_{Sav}

e conseguentemente di energia media per bit E_{bav}

Per un segnale multilivello (M -PAM)

$$E_{Sav} = \left(\frac{M^2 - 1}{3} \right) E_{sg} \quad E_{Sav} = \log_2 M E_{bav}$$

Si avrà quindi una potenza media P_{av}

$$P_{av} = \frac{E_{Sav}}{T}$$

La probabilità di errore per un sistema M -QAM è indicando

$$N = \sqrt{M} \quad e \quad ricordando \quad Q(z) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{z}{\sqrt{2}}\right)$$

$$P_{e_{QAM}} = P_{e_{NPAM}} (2 - P_{e_{NPAM}}) \cong 2P_{e_{NPAM}}$$

$$P_{e_{NPAM}} = \frac{2(N-1)}{N} Q\left(\sqrt{\frac{d^2}{\sigma_n^2}}\right) = \frac{N-1}{N} 2Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2 N E_b}{(N^2-1)N_o}}\right) =$$

$$\frac{N-1}{N} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3\log_2 N E_b}{(N^2-1)N_o}}\right) = \frac{N-1}{N} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{3P_{av}T}{(N^2-1)N_o}}\right)$$

$$\frac{E_{av}}{N_o} = \log_2 N \frac{E_b}{N_o}$$

$$P_{av} = \frac{E_{av}}{T}$$

$$Q(x) = \frac{N}{2(N-1)} \frac{10^{-7}}{2} = \frac{8}{2(8-1)} \frac{10^{-7}}{2} = 0.285 \cdot 10^{-7} \Rightarrow x = 5$$

$$\sqrt{\frac{6\log_2 N E_b}{(N^2-1)N_o}} = 5$$

$$E_b = (5)^2 \frac{(N^2-1)}{6\log_2 N} N_o = 25 \frac{63}{18} (1.3810^{-23} \cdot 290) = 85.7 \times 4 \cdot 10^{-21} = 350 \text{ (joule per bit)}$$

$$E_{av} = (\log_2 M) E_b = 6 \times 350 \cdot 10^{-21} = 2100 \cdot 10^{-21} \text{ (joule per simbolo)}$$

Per il multiplex $R_b = (2 \cdot 10) = 20 \text{ Mbps}$ $R_s = 20/6 = 3.3 \text{ MSps}$

$$T_s = \frac{1}{3.3 \cdot 10^6}$$

$$\text{Per cui la potenza media sar\`a } P_{av} = \frac{2100 \cdot 10^{-21}}{0.3 \cdot 10^{-6}} = 7 \cdot 10^{-12} \text{ W}$$

Il progetto completo si imposta a partire dal valore di E_b/N_o ricavato con le considerazioni fatte e dalla considerazione dell'espressione della potenza da trasmettere sulla portante

Televisione numerica: il sistema DVB (Digital Video Broadcasting)

Il DVB (Digital Video Broadcasting) è il sistema adottato in Europa per la trasmissione della TV digitale

Codifica di sorgente

Il segnale televisivo subisce una serie di manipolazioni partendo dal segnale analogico le fasi principali sono:

Conversione e compressione

Nel caso delle immagini occorre decidere la risoluzione dell'immagine digitale, che per quello che riguarda lo standard MPEG-2 (Motion Picture Experts Group) quello utilizzato dal sistema DVB) è di 720 pixel per linea, 530 linee e 30 frame al secondo.

Se la rappresentazione dell'immagine fosse fatta convertendo direttamente i segnali uscenti dal tubo da ripresa, ci troveremo a dover campionare tre segnali riguardanti i colori; avremmo quindi per ogni pixel ben 24 bit, dato che ogni singolo colore viene campionato su 256 livelli. Una conversione di questo tipo porterebbe a dover trasportare qualche centinaio di megabit al secondo.

Si rende necessario quindi trovare un metodo descrittivo più efficiente. Nello standard MPEG si hanno allora due passaggi, uno di compressione spaziale ed uno di compressione temporale.

Compressione spaziale (frame per frame): il metodo utilizzato nel nostro sfrutta il fatto che l'occhio umano è più sensibile alle variazioni d'intensità rispetto alle variazioni cromatiche. È quindi possibile ridurre la risoluzione delle componenti cromatiche e sostituire gruppi di bit con la loro media.

La compressione temporale non lavora sul singolo frame ma su gruppi di frame;

Poiché frame temporalmente vicini sono generalmente molto simili è conveniente non inviare completamente tutti i frame, ma inviare alcuni frame di riferimento per intero ed inviare poi le sole variazioni del frame attuale rispetto al frame di riferimento, riuscendo così a ridurre notevolmente la mole di dati da trasmettere.

Una volta compresse le immagini, l'audio ed i segnali di controllo vengono impacchettati insieme ad esse ed inviati verso i sistemi di trasmissione.

LE CODIFICHE MPEG

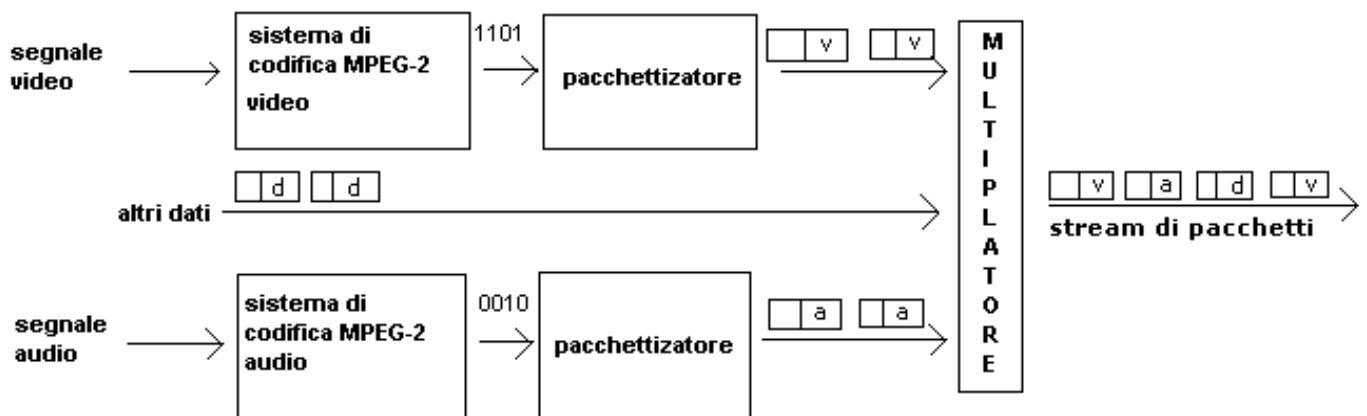
MPEG2 rispetto a MPEG1 può operare in *dual-pass*: dall'esame del film si crea un database delle scene statiche e dinamiche e poi successivamente si applica una compressione mirata alle varie parti, si passa quindi da un valore di compressione costante (CBR, Constant BitRate) a uno variabile (VBR, Variable BitRate).

L'ultima specifica MPEG4 oltre alle caratteristiche di MPEG2 vanta nuovi algoritmi di matematica frattale e una struttura ad oggetti disposti su livelli di uno spazio 3D virtuale. La compressione avviene usando usando GMC (Global Motion Compensation) che tiene conto della struttura dell'intero fotogramma e migliora la nitidezza nelle scene di movimento in cui la telecamera si sposta in una direzione continua.

SA-DCT (Shape Adaptive DCT) è invece una evoluzione dell'algoritmo IDCT (Inverse Discrete Cosine Transform - Trasformata discreta inversa del coseno).

Nei nuovi codec MPEG4 è presente anche la funzione PsychoVisual Enhancement, attraverso essa sono compressi moltissimo gli sfondi e poco gli oggetti in primo piano, i più percepiti dal cervello umano.

Il risultato è una compressione fino ad otto volte maggiore rispetto a MPEG2 ma con una perdita qualitativa molto limitata. Il formato MPEG4 è oggi disponibile gratuitamente attraverso il codec DivX e sarà probabilmente la base di sviluppo per i futuri DVD-video ad altissima definizione.



TRASMISSIONE

Per quanto riguarda la trasmissione bisogna fare le opportune distinzioni tra le differenti implementazioni DVB. Le principali implementazioni DVB esistenti sono DVB-S, DVB-C, DVB-T, DVB-H.

La DVB-S è l'implementazione satellitare si avvale di una codifica di canale le cui caratteristiche principali sono:

protezione contro gli errori introdotti sul canale di trasmissione mediante un codice a blocchi di tipo Reed-Solomon

interlacciamento del flusso digitale seriale per ridurre gli effetti degli errori a burst

Per la diffusione viene utilizzata la modulazione QPSK.

La DVB-C è l'implementazione per distribuzione TV via cavo. Il **codificatore di canale**, usa un codice a blocchi di tipo Reed-Solomon che permette la correzione di un massimo di 8 byte errati per ogni pacchetto di 188 byte. si utilizza una tecnica di [interleaving](#) convoluzionale per mescolare la sequenza di dati trasmessa, in modo da renderla più robusta in caso di lunghe sequenze di errori. La diffusione avviene mediante segnale modulato QAM. I metodi di modulazione ammessi sono: 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM. il segnale QAM è opportunamente filtrato con un filtro a coseno rialzato, che permette di diminuire le interferenze mutue del segnale in ricezione.

La DVB-T, è l'implementazione terrestre. Il sistema prevede la trasmissione di un flusso audio/video digitale utilizzando un sistema di modulazione OFDM . Le portanti, a loro volta sono modulate QPSK o QAM a seconda del bit-rate desiderato.

La DVB-H (**DVB Handheld**) è lo standard per una modalità di radiodiffusione terrestre studiata per trasmettere programmi TV, radio e contenuti multimediali ai dispositivi *handheld*, come i più comuni [smartphone](#) e i [palmari](#) Pda. Si tratta di uno standard derivato dal [DVB-T](#) e funziona combinando gli standard del video digitale con l'[Internet Protocol](#) in modo da suddividere i contenuti in pacchetti di dati da trasferire sul cellulare e leggibili da parte dell'utente.

.