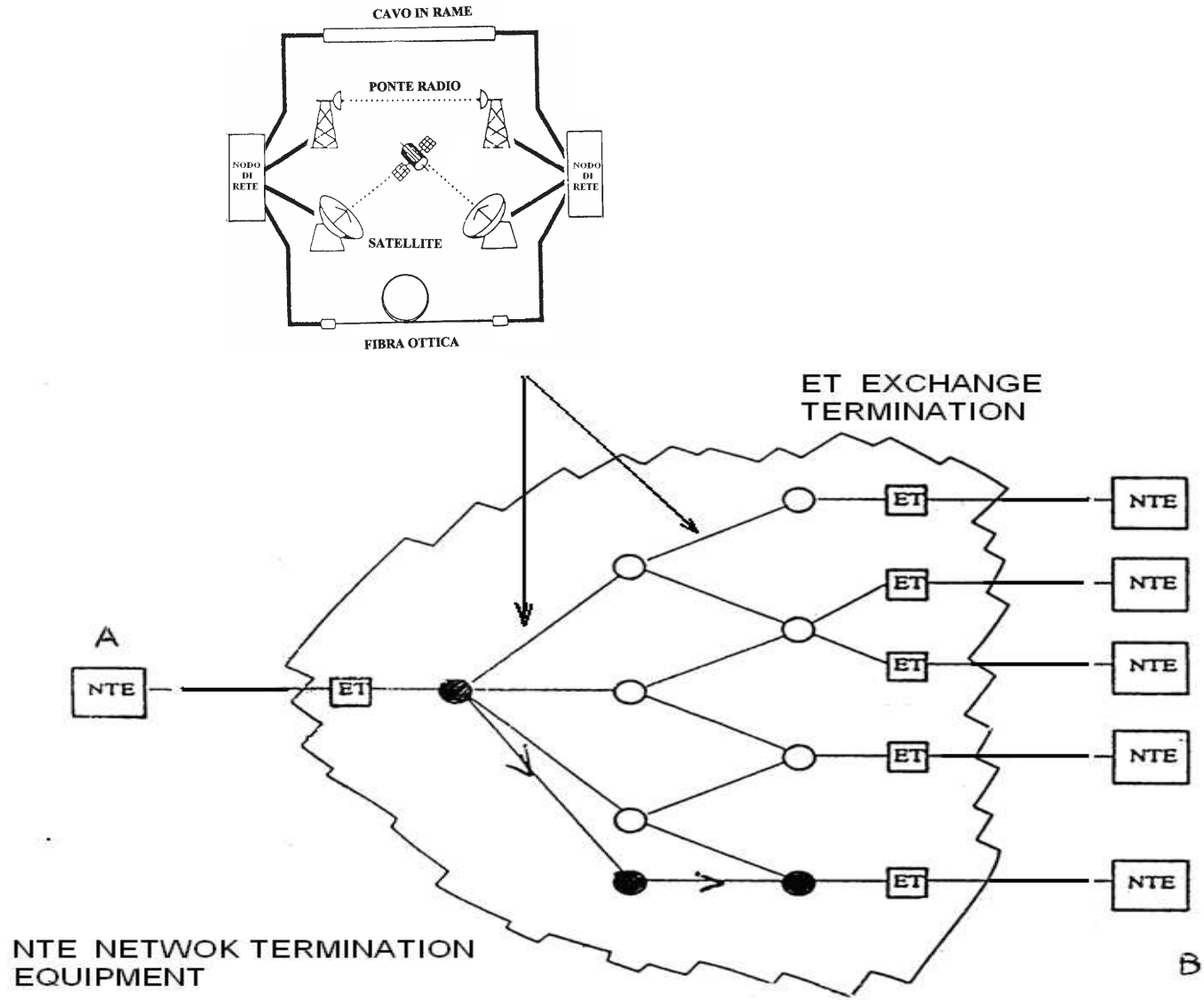


SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONE

Dal punto di vista topologico un sistema di telecomunicazione è costituito da una rete i cui nodi sono interconnessi



TECNICHE DI MULTIPLAZIONE

Per trasmettere più messaggi diversi per natura o provenienti da utenti diversi, si usano **tecniche di moltiplicazione** dei segnali corrispondenti nel dominio del tempo o della frequenza.

Moltiplicazione analogica

Mediante tecniche di modulazione di portante e con l'impiego di opportuni filtri, si operano traslazioni dello spettro del segnale originario in zone diverse della banda disponibile per la trasmissione.

FDM (Frequency Division Multiplexing)

Moltiplicazione numerica

I singoli bit o gruppi di bit di messaggi numerici relativi a utenti diversi vengono trasmessi in tempi prestabiliti (**slot temporali**) e formano una **trama**.

TDM (Time Division Multiplexing)

Ci sono successivi **livelli di moltiplicazione** che consentono di trasmettere quantità di informazione sempre maggiori

PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy)

SDH (Synchronous Digital Hierarchy)

RETE DI COMUNICAZIONE

I componenti fondamentali di una rete di comunicazione sono:

- **nodi di commutazione:** svolgono funzioni di instradamento, controllo degli errori e controllo di flusso e sono caratterizzati da una loro capacità elaborativa;
- **canali trasmissivi:** attuano la trasmissione fisica dei dati e sono caratterizzati da una specifica velocità trasmissiva.

TRASFERIMENTO DELL'INFORMAZIONE

Commutazione di circuito

Nella commutazione di circuito durante la fase di chiamata viene assegnato un circuito fisico fra il chiamante e il chiamato con assegnate modalità di **instradamento (routing)**.

Questo circuito resta attivo per tutta la durata della conversazione
Si hanno tempi certi di attraversamento della rete
Il collegamento gode per tutta la sua durata delle prestazioni richieste (banda passante, ritardo costante)
I nodi devono tener conto delle conversazioni attive

Commutazione di pacchetto (packet switching)

Il messaggio da trasmettere viene diviso in unità informative elementari denominate **pacchetti**

Un pacchetto è quindi un insieme di dati composto da un contenuto (l'informazione vera e propria o payload) e una etichetta (header) che indica al nodo come instradarlo.

I **pacchetti** poi vengono trasmessi e instradati individualmente e teoricamente ognuna in modo indipendente per essere poi riassemblati nel punto di destinazione

La **commutazione di pacchetto** è una tecnica di accesso multiplo che permette di condividere il canale di comunicazione fra più nodi mediante una ripartizione nel tempo operando così una **multiplazione a divisione di tempo**;

Deve esistere una capacità di **instradamento** autonoma allocata nei singoli nodi.

La commutazione di pacchetto può essere di due tipi

connection oriented o a **circuito virtuale** in cui pacchetti diversi con uguale sorgente e uguale destinatario seguono lo stesso percorso
L'attraversamento dei nodi avviene consultando delle **tabelle di routine** che indicano il ramo di uscita per tutti i pacchetti appartenenti a uno stesso collegamento

Come nella commutazione di circuito i nodi devono tener conto delle conversazioni attive

connectioless (o datagram): pacchetti diversi(chiamati datagrammi) possono seguire percorsi diversi.

I circuiti fisici sono utilizzati solo per il tempo strettamente necessario alla trasmissione di un singolo pacchetto e sono subito disponibili per poter trasmettere un altro pacchetto appartenente a un segnale diverso.

I nodi non tengono conto del fatto che i dati che li attraversano appartengono a determinate conversazioni per cui i pacchetti possono subire ritardi o non arrivare nella sequenza giusta o non arrivare del tutto.

EVOLUZIONE DELLE TELECOMUNICAZIONI

Un sistema di Telecomunicazione presenta tre aspetti fondamentali

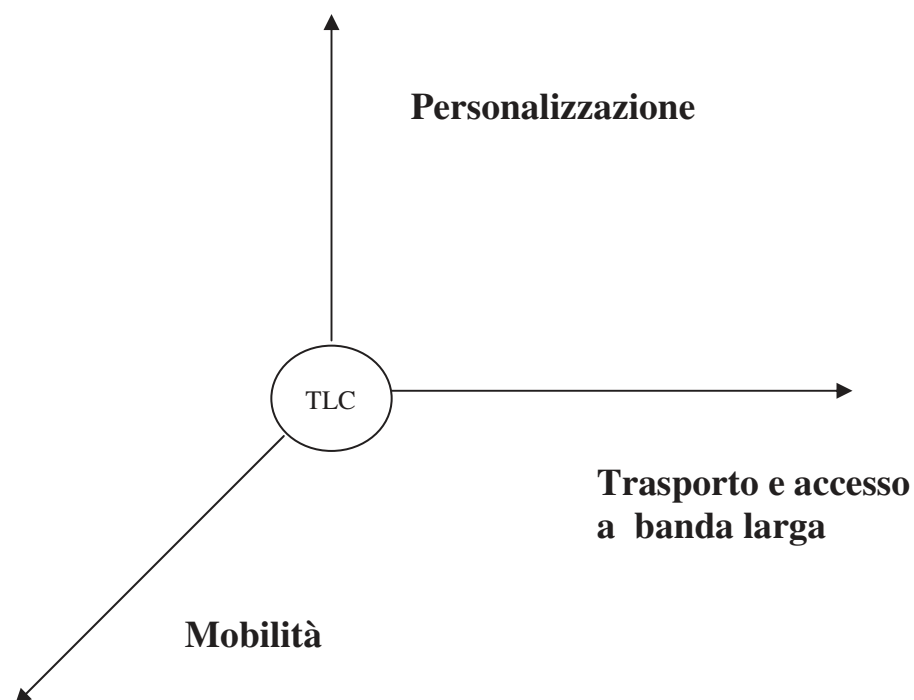
Accesso (Distribuzione)
Commutazione e instradamento
Trasporto (Giunzione)

L'**evoluzione** del sistema avviene in tre direzioni :

Trasporto e accesso a banda larga : trasmissione a distanza dell'informazione multimediale

Personalizzazione : fornitura di servizi di rete intelligente
impiego di basi di dati per servizi personalizzati.

Mobilità , ubiquità : capacità di rintracciare e di accedere
(sistemi "Wireless" o "Senza Fili")



CANALE DI COMUNICAZIONE

Il **canale di comunicazione** è quella parte di **un sistema di comunicazione** che realizza la connessione tra un **trasmettitore e un ricevitore**



Per semplificare il problema possiamo dire che il **canale di comunicazione** è caratterizzato dal **canale fisico** o ancor più precisamente dal **mezzo trasmissivo** usato per mandare il segnale dal trasmettitore al ricevitore

In base al mezzo trasmissivo si distingue

PROPAGAZIONE GUIDATA

Avviene mediante strutture guidanti il campo elettromagnetico:

- a) **Coppie simmetriche** (doppino)
- b) **Cavo coassiale**
- c) **Guide metalliche**
- d) **Fibre ottiche**

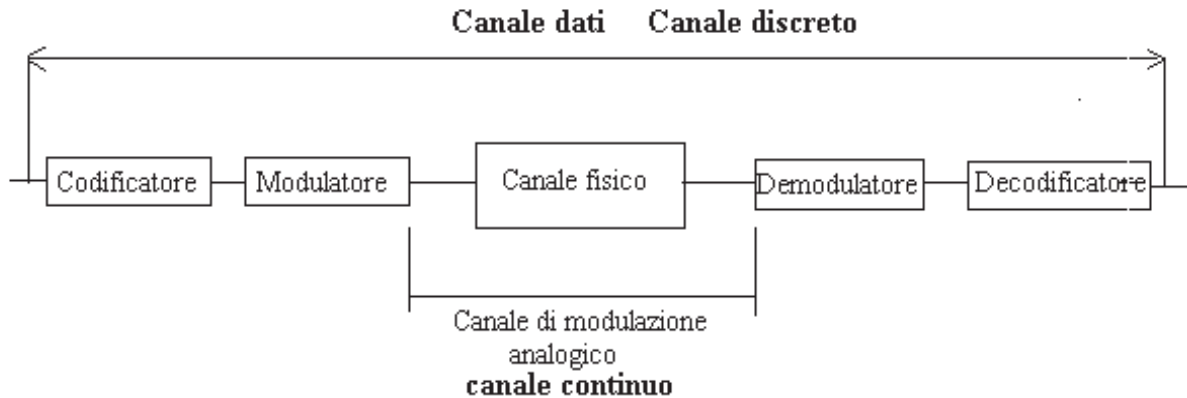
PROPAGAZIONE LIBERA

Si irradia e si riceve un campo elettromagnetico mediante dispositivi detti antenne. Il mezzo trasmissivo è il

Mezzo radio

CANALI DISCRETI E CONTINUI

Il termine **canale di comunicazione** ha diverse caratterizzazioni



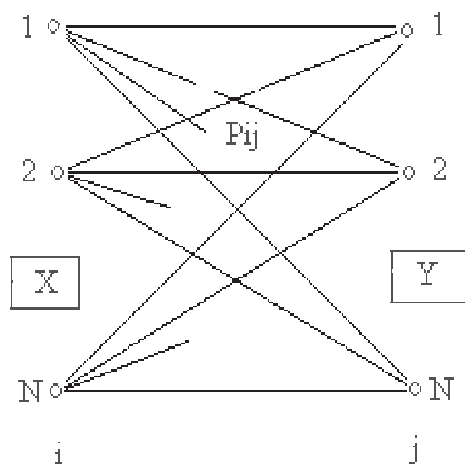
Canale continuo si dice quello in cui l'informazione è trasmessa da un segnale continuo

Canale discreto è detto un canale che accetta una sequenza di simboli e fornisce una sequenza di simboli

Il canale discreto è completamente caratterizzato da un set di

probabilità di transizione $P_{ij} = P(Y=j/X=i)$

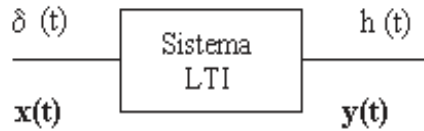
Cioè la probabilità che in uscita abbia j se in ingresso ho i



Note P_i e note le probabilità di transizione P_{ij} si calcola la probabilità di errore P_e

SISTEMI LINEARI E TEMPO INVARIANTI (LTI)

Nel dominio del tempo possono essere caratterizzati mediante la risposta impulsiva



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

Nel dominio della frequenza, mediante la Funzione di Trasferimento $H(f)$

$$\frac{Y(f)}{X(f)} = H(f)$$

$$H(f) = |H(f)| e^{j \arg H(f)}$$

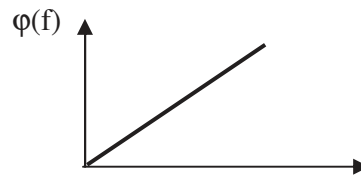
$|H(f)|$ è chiamata la risposta di ampiezza
 $\arg H(f)$ è chiamata la risposta di fase

Nei sistemi fisici $h(t)$ è una funzione a valore reale

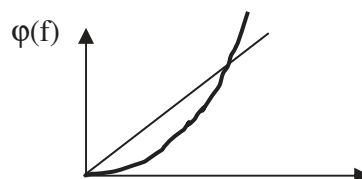
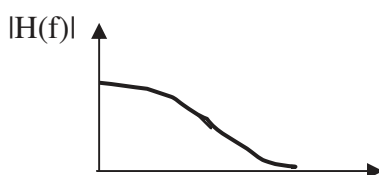
$H(f)$ ha simmetria coniugata nel dominio della frequenza $H(f) = H^*(-f)$

Sistema ideale

$$H(f) = |H(f)| e^{-j \varphi(f)} = A e^{-j 2 \pi f t_d} \text{ per cui } y(t) = x(t - t_d)$$

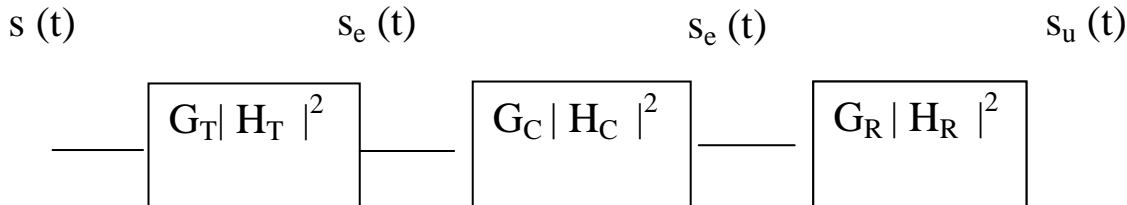


sistema reale



SISTEMI DI TELECOMUNICAZIONE IN BANDA BASE

Un sistema di telecomunicazione può essere rappresentato da un diagramma a blocchi funzionali del tipo



Il segnale in uscita può essere calcolato dalla conoscenza dello spettro del segnale di ingresso e delle funzioni di trasferimento dei blocchi $H_T(\omega), H_C(\omega), H_R(\omega)$.

La densità spettrale e la potenza in uscita può essere calcolata dalla conoscenza della densità spettrale W_s (Φ_s se bilatera) del segnale trasmesso e delle funzioni di trasferimento dei blocchi, definendo delle funzioni che descrivono l'andamento con la frequenza del guadagno di potenza

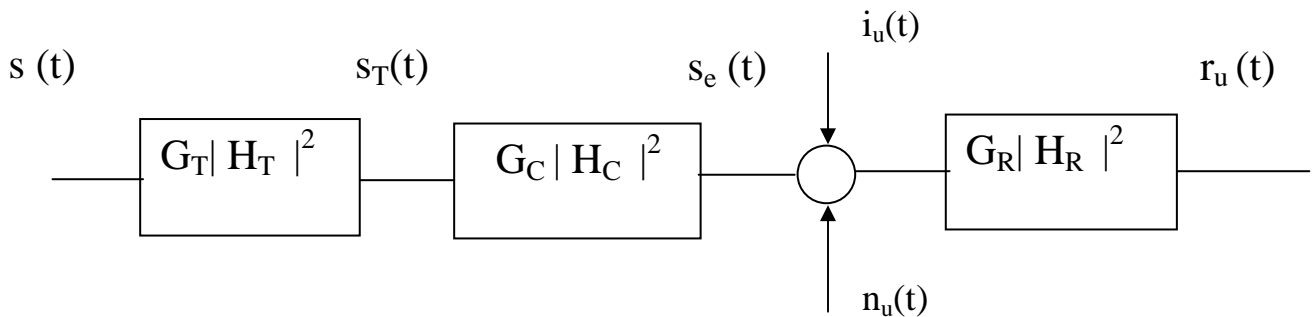
$$G_T(\omega) = G_T(\omega') |H'_T(j\omega)|^2 \quad G_R(j\omega) = G_R(\omega') |H'_R(j\omega)|^2$$
$$G_C(j\omega) = G_C(\omega') |H'_C(j\omega)|^2$$

Le funzioni H'_T, H'_C, H'_R sono le funzioni di trasferimento normalizzate rispetto al guadagno ad una certa frequenza di riferimento ω' ; del tipo

$$|H'_T(j\omega)| = \frac{|H_T(j\omega)|}{\sqrt{G_T(\omega')}}$$

(in seguito gli apici saranno omessi)

CANALE IDEALE E REALE



Se il sistema fosse **ideale** otterrei una replica indistorta

$$r_u(t) = k s(t - t_d)$$

k coefficiente che tiene conto dell'ampiezza (guadagni attenuazioni)

t_d è un ritardo (traslazione temporale)

Nei **sistemi reali** il segnale ricevuto sarà (trascurando il ritardo)

$$r_u(t) = k s(t) + d_l(t) + d_{nl}(t) + n_u(t) + i_u(t) = k s(t) + e(t)$$

d_l è un termine di distorsione lineare

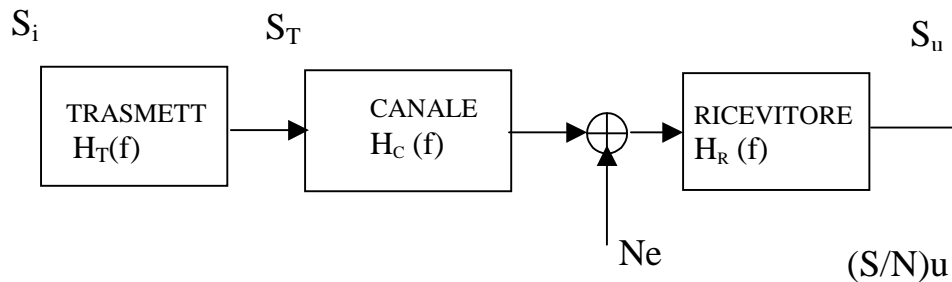
d_{nl} è un termine di distorsione non lineare

n_u è il rumore

i_u rappresenta le interferenze

QUALITA' DELLA TRASMISSIONE

Il rapporto segnale disturbo



Il rapporto

$$\frac{S'_u}{P_d} = \frac{k^2 \langle s^2(t) \rangle}{\langle e^2(t) \rangle}$$

tra la potenza del segnale utile e la potenza di disturbo viene assunto a definire la qualità del segnale ricevuto

Più usualmente si fa riferimento al rapporto (minimizzando la distorsione di $s_u(t)$)

$$\rho = \frac{S_u}{N_u} = \frac{\langle s_u^2(t) \rangle}{\langle n_u^2(t) \rangle}$$

Con riferimento al rumore termico

$$N_e = \langle n_e^2(t) \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_m}^{\omega_M} W_{n_e}(\omega) d\omega$$

$W_n = k T$ se il rumore è gaussiano e bianco $k = 1.38 \cdot 10^{-23} \text{ [J/°K]}$

N.B. k è la costante di Boltzmann e non il k di $ks(t)$

Se $|H_T|^2 = G_T \quad |H_L|^2 = L \quad |H_R|^2 = G_R$

$$\rho = \frac{S_u}{N_u} = \frac{S_i G_T G_R}{L N_e G_R}$$

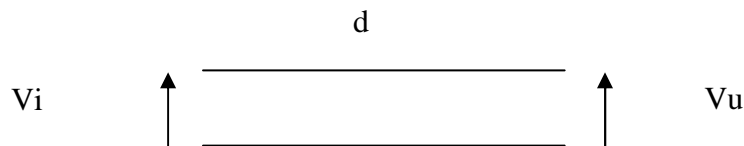
Si opera talvolta un ripristino di livello

$$\frac{G_T G_R}{L} = 1 \quad \text{per cui } S_u = S_i$$

Linee di trasmissione

ATTENUAZIONE DI UNA LINEA

Er una linea si definisce la **funzione di trasferimento $H_L(j\omega)$**



$$V_u = V_i e^{-\gamma(\omega) d} \quad \gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j \beta(\omega)$$

$$\frac{V_u}{V_i} = H_L(j\omega) = \frac{V_i e^{-\gamma d}}{V_i}$$

$$L(\omega) = \frac{P_T}{P_R} = e^{2\alpha d} = \frac{|V_i|^2}{|V_u|^2} = \frac{|V_i|^2}{|V_i|^2 e^{-2\alpha d}}$$

Con α in Neper /unità di lunghezza

NB Si definisce attenuazione in Neper A_N

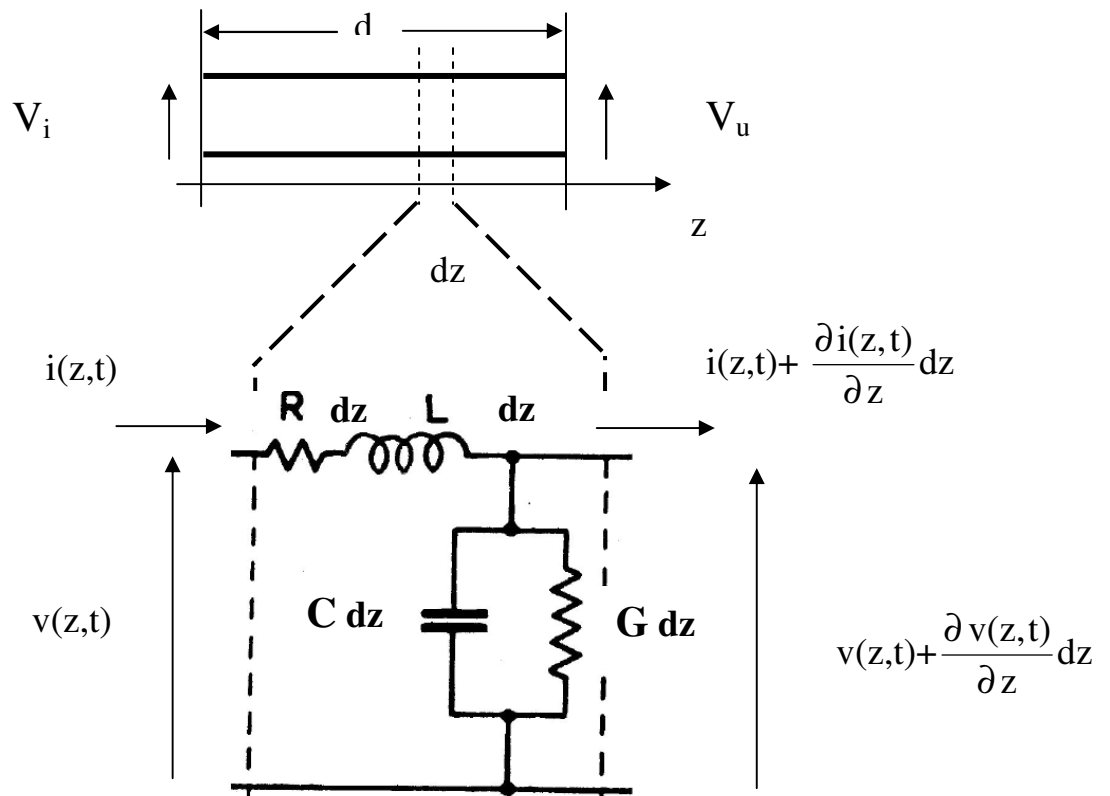
$$\ln \frac{|V_i|}{|V_u|} = A_N = \alpha d$$

$$L(\omega) = L(\omega_o) |H_L(j\omega)|^{-2} = e^{2\alpha(\omega_o)d} e^{2\alpha(\omega)d} \left[\sqrt{\frac{\omega}{\omega_o}} - 1 \right] d$$

Con α in dB /unità di lunghezza

$$L(\omega) = 10^{\frac{\alpha}{10}d} 10^{\frac{\alpha}{10}d} \left[\sqrt{\frac{\omega}{\omega_o}} - 1 \right] d$$

LINEE DI TRASMISSIONE



Una linea di trasmissione può essere studiata mediante un modello che prevede la cascata di tante celle elementari caratterizzate dai parametri circuitali R L C e G che vengono chiamati parametri primari

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \qquad \frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -G v(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}$$

Utilizzando le grandezze trasformate $V(\omega, z)$ e $I(\omega, z)$

la costante di propagazione $\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j \beta(\omega)$ è

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + i\omega L)(G + j\omega C)} \quad Z = R + i\omega L \quad Y = G + j\omega C$$

$$\frac{\partial V}{\partial z} = -Z I \qquad \frac{\partial I}{\partial z} = -Y V$$

$$\frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = \gamma^2 V \quad \gamma = \sqrt{ZY}$$

che ha come soluzione

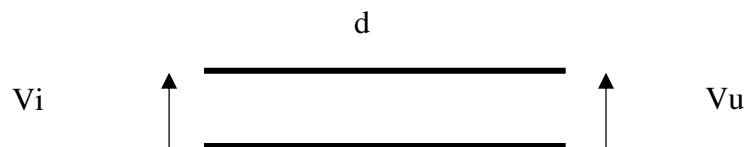
$$V(\omega, z) = A e^{-\gamma(\omega) z} + B e^{\gamma(\omega) z}$$

normalmente si assegna al primo termine il segno – per avere il significato fisico di ritardo di fase nel verso delle z crescenti.

Per una linea infinitamente lunga o chiusa su di un carico adattato

$$V(f, z) = V(f, z=0) e^{[-\alpha(f)z]} e^{[-j\beta(f)z]}$$

$$V_i = V(f, z=0), \quad V_u = V(f, z=d) \quad V_u = V_i e^{-\gamma(\omega) d}$$



per cui

$$v(z, t) = \text{Re}[V_i e^{-\gamma(\omega) z} e^{j\omega t}] = |V_i| e^{-\alpha(\omega) z} \cos(\omega t - \beta z)$$

ANDAMENTO CON LA FREQUENZA DELLE COSTANTI DI
ATTENUAZIONE E DI FASE

In funzione dei parametri primari R,L,C,G di una linea si può scrivere

$$\gamma(\omega) = \sqrt{ZY} = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} \quad Z_o = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Possono essere riscritti in modo da evidenziare alcuni comportamenti al variare della frequenza e dei parametri:

$$\gamma(\omega) = j\omega\sqrt{LC} \sqrt{\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} = \sqrt{RG\left(1 + \frac{j\omega L}{R}\right)\left(1 + \frac{j\omega C}{G}\right)}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{j\omega L\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right)}{j\omega C\left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)}} = \sqrt{\frac{R\left(1 + j\frac{\omega L}{R}\right)}{G\left(1 + j\frac{\omega C}{G}\right)}}$$

$$\text{per } \omega \rightarrow 0 \quad \alpha \rightarrow \sqrt{RG} \quad Z_o \rightarrow \sqrt{\frac{R}{G}}$$

$$\text{per } \omega \rightarrow \infty \quad \beta \rightarrow \omega\sqrt{LC} \quad Z_o \rightarrow \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Trascurando G in quanto per frequenze di interesse pratico

$$G \ll \omega C$$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L)j\omega C}$$

Ci sarà una frequenza f_L per cui $\omega L = R$

I caso

Se $\omega \ll \omega_L \rightarrow R \gg \omega L$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{j\omega CR} \quad \sqrt{j} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{\omega CR}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega CR}{2}} \quad \text{per cui } \alpha = \beta \propto \sqrt{\omega}$$

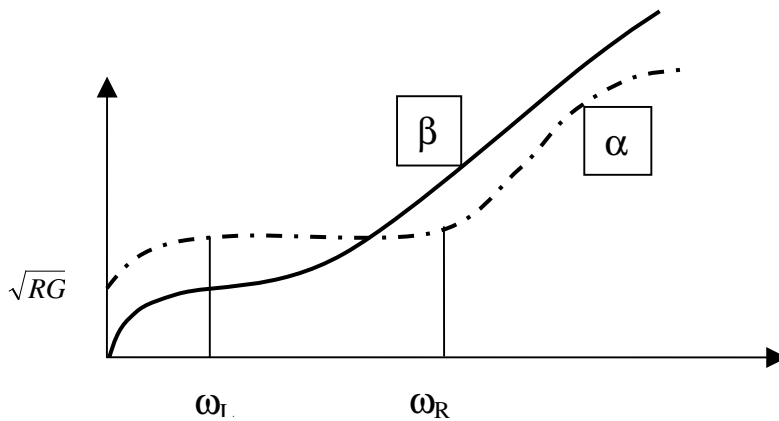
Se $\omega \gg \omega_L \rightarrow R \ll \omega L$

$$\gamma(\omega) = \sqrt{(R + i\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{-\omega^2 LC \left(1 - j\frac{R}{\omega L}\right) \left(1 - j\frac{G}{\omega C}\right)} =$$

Essendo in base alle nostre ipotesi (linea a basse perdite)

$$\frac{R}{\omega L} \ll 1 \quad \frac{G}{\omega C} \ll 1 \quad \gamma(\omega) = j\omega\sqrt{LC} \left[1 - \frac{j}{2} \left(\frac{R}{\omega L} + \frac{G}{\omega C} \right) \right]$$

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{2} \left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}} \right) \quad \beta(\omega) = \omega\sqrt{LC}$$



da cui risulta che per una linea a basse perdite (trascurando G)

$$\alpha(\omega) = \frac{1}{2} R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad \text{e poichè} \quad Z_0 \cong \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \alpha(\omega) = \frac{1}{2} \frac{R}{Z_0}$$

α quindi in pratica dipende da R.

Si può individuare una frequenza ω_R per cui

II caso Nel campo di frequenze $\omega_L < \omega < \omega_R$

$R = \text{cost}$ per cui $\alpha(\omega) = \text{cost}$

III caso A causa dell'effetto pelle si ha per $\omega > \omega_R$

$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}}$ profondità di penetrazione (σ è la conducibilità)

$$R(\omega) = \frac{1}{2\pi r \delta \sigma} = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad \text{percui} \quad \alpha(\omega) \propto \sqrt{\omega}$$

r è il raggio del conduttore

Quando le perdite sono basse e prevalentemente dovute al conduttore

$$\varepsilon'' = \frac{\sigma}{\omega} \quad \text{per cui} \quad \text{rot } \bar{H} = j\omega(\varepsilon' - j\frac{\sigma}{\omega})\bar{E}$$

(σ è la conducibilità)

La costante di propagazione è

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{j^2 \omega^2 \mu \varepsilon_c} \quad \text{con } \varepsilon_c = \varepsilon' + \frac{\sigma}{j\omega}$$

$$\gamma = \sqrt{j^2 \omega^2 \mu \varepsilon' (1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon'})} = j\omega \sqrt{\mu \varepsilon'} \sqrt{1 + \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon'}} \cong j\omega \sqrt{\mu \varepsilon'} (1 + \frac{1}{2} \frac{\sigma}{j\omega\varepsilon'})$$

dallo sviluppo in serie $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x + \frac{1}{8}x^2 + \dots$

Se un conduttore è un buon conduttore

$$\frac{\sigma}{\omega\varepsilon'} \gg 1$$

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu\sigma} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu\sigma}{2}}$$

e per l'impedenza d'onda si ha

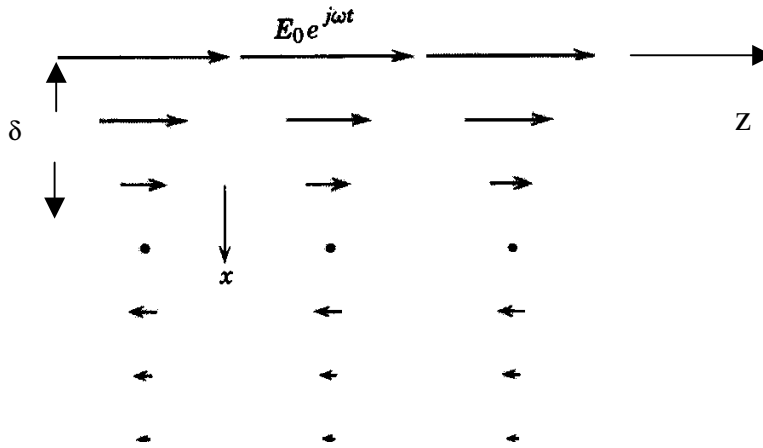
$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\varepsilon_c}} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma}} = (1+j)\sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = (1+j)R_s \quad \text{con}$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad \text{resistività superficiale}$$

PENETRAZIONE DEL CAMPO IN UN BUON CONDUTTORE

Se il conduttore è un buon conduttore ma non un conduttore perfetto il campo penetra nel conduttore

A partire da un campo superficiale ($x=0$) $E_{\text{sup}}=E_0$ uniforme secondo le direzioni z e y



se

$$\frac{\sigma}{j\omega\epsilon} \gg 1 \quad (\sigma \text{ è la conducibilità})$$

$$\gamma_c = \alpha_c + j\beta_c = \sqrt{j \omega \mu \sigma}$$

$$\sqrt{j} = \frac{1+j}{\sqrt{2}} \text{ per cui } \quad \gamma_c = \sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}} + j\sqrt{\frac{\omega \mu \sigma}{2}}$$

Lo spessore della pelle d è lo spessore di penetrazione per il quale il campo si riduce a $1/e$ volte il valore di superficie ($E/E_{\text{sup}} = 1/e$)

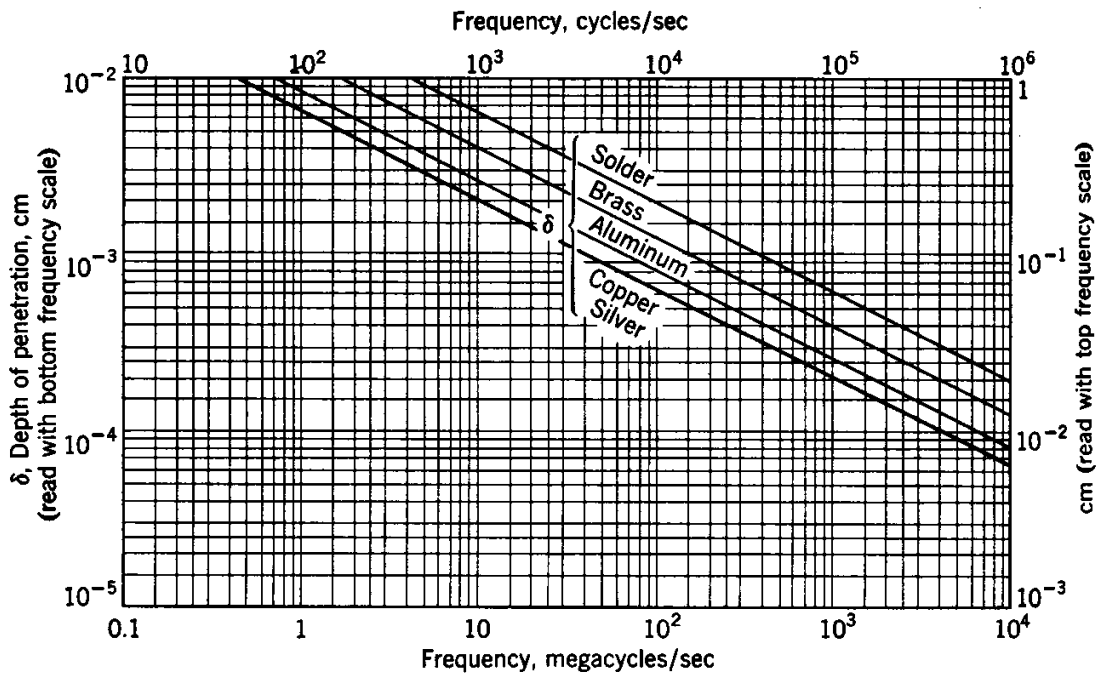
$$E(x) = E_{\text{sup}} e^{-\alpha_c x} \cos(\omega t - \beta_c x) \rightarrow \alpha_c \delta = 1 \rightarrow \delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

Per il rame che ha resistività

$$\rho = 1.754 \cdot 10^{-8} \text{ } [\Omega \text{ m}]$$

$$\text{alla frequenza di 10 MHz } \omega = 2 \pi \cdot 10^7$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2 * 1.754 * 10^{-8}}{2 \pi \cdot 10^7 * 4 \pi \cdot 10^{-7}}} = 0.21 \cdot 10^{-4} \text{ m (20 } \mu\text{m)}$$

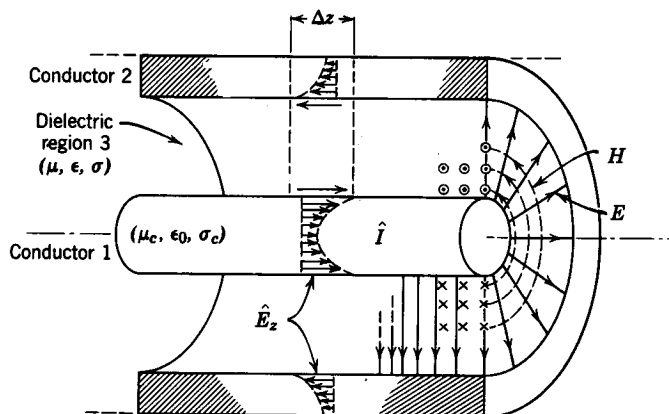


A causa dell'effetto pelle si ha per $\omega > \omega_R$

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad \text{profondità di penetrazione } (\sigma \text{ è la conducibilità})$$

$$R(\omega) = \frac{1}{2\pi r \delta \sigma} = \frac{1}{2\pi r} \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad \text{per cui } \alpha(\omega) \propto \sqrt{\omega}$$

r è il raggio del conduttore



DOPPINO

Il doppino è un mezzo trasmissivo che trova applicazione nelle reti di accesso. In particolare le tecnologie di tipo xDSL (Digital Subscriber Line) lo fanno preferire ai cavi coassiali ed alla fibra ottica

Il doppino semplice consiste in una coppia di fili di rame ricoperti di materiale isolante e ritorti, per questo motivo è detto comunemente **coppia ritorta** o **twisted pair**.

Il tipo più comune ha una sezione di 24 AWG (American Wire Gauge) e impedenza di 100 Ω e viene inserito in cavi che contengono più coppie (4, 10, 25 o più). Consente velocità di trasmissione fino a 100Mbps fino a distanze di un centinaio di metri. I cavi a coppie ritorte sono classificati:

-STP (Shielded Twisted Pair):

rappresenta una versione di cavo a più coppie con schermatura di ciascuna coppia.

-FTP (Foiled Twisted Pair) o S-UTP:

rappresenta un cavo con foglio di schermatura unico per tutto il cavo.

-UTP (Unshielded Twisted Pair),

che indica un cavo senza schermatura elettromagnetica

Sono inoltre fissate 5 categorie:

Categoria 1 (**Telecommunication**). Cavi utilizzabili per la telefonia analogica.

Categoria 2 (**Low Speed Data**). Corrisponde a cavi utilizzabili per telefonia analogica e digitale ISDN e trasmissione dati a bassa velocità

Categoria 3 (**High Speed Data**). Cavi per collegamenti dati fino a 10 Mbps (standard IEEE 10BaseT 802.3).

Categoria 4 (**Low Loss, High Performance Data**). Cavi per applicazioni LAN e Token Ring fino a 16 Mbps.

Categoria 5 (**Low Loss, Extended Frequency, High Performance Data**).

Sono i cavi attualmente usati con maggior frequenza.

Velocità di trasmissione di 100 Mbps su distanze fino a 100 m.

L'AWG e una scala a regressione geometrica a valori numerici interi, definita tramite due punti fissi: 0 gauge e 36 gauge.

0 gauge corrisponde ad un diametro del conduttore di 0.460 pollici

36 gauge corrisponde a 0.005 pollici di diametro.

Un gauge di incremento corrisponde ad un rapporto tra sezioni pari a $(0.460/0.005)^{1/39}=1.229322$.

In tabella sono riportati alcuni comuni valori di AWG per doppini che vanno da 26 AWG, per cavi dedicati alla sola telefonia, fino a 22 AWG tipico di cavi dati ad alte prestazioni come il cavo "tipo 1" di IBM.

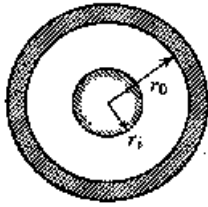
AWG	Φ (mm)	Area (mm ²)	Peso Kg/Km	Resistenza elettrica (Ω/Km)
22	0.6438	0.3255	2.894	52.96
23	0.5733	0.2582	1.820	84.21
24	0.5106	0.2047	1.746	87.82
25	0.4547	0.1624	1.414	108.4
26	0.4049	0.1288	1.145	133.9

AWG caratteristici dei comuni cavi in rame

Caratteristica	Belden 1456A	AT&T 2061	IBM tipo 1	IBM tipo 2
AWG	24	24	22	22
Z	100Ω	100Ω	150Ω	150Ω
velocità di prop.	0.66	/	0.81	0.81
C	52.5nF/Km	52 nF/Km	29 nF/Km	29 nF/Km
Ø	5.6 mm	4.3 mm	9.5 mm	11 mm
Peso	39 Kg/Km	27 Kg/Km	91 Kg/Km	138 Kg/Km
Attenuazione (100m)	6.6 dB a 10 MHz	6.5 dB a 10 MHz	2.2 dB a 4 MHz	2.2 dB a 4 MHz
Attenuazione (100m)	8.3 dB a 16 MHz	8.1 dB a 16 MHz	4.5 dB a 16 MHz	4.5 dB a 16 MHz
Diafonia (100m)	42 dB a 10 MHz	47 dB a 10 MHz	58 dB a 5 MHz	58 dB a 5 MHz
Diafonia (100m)	40 dB a 16 MHz	44 dB a 16 MHz	40 dB a 20 MHz	40 dB a 20 MHz

Parametri caratteristici di alcuni cavi in rame comuni.

CAVO COASSIALE



Capacitance C , farads/meter	$\frac{2\pi\epsilon}{\ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)}$
Inductance L , henrys/meter	$\frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)$
Conductance G , mhos/meter	$\frac{2\pi\sigma}{\ln\left(\frac{r_o}{r_i}\right)}$
Resistance R , ohms/meter	$\frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{r_o} + \frac{1}{r_i}\right)$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad \text{resistività superficiale}$$

Generalmente si indica $b = D = 2 r_o$ e $a = d = 2 r_i$

L'equazione dei telegrafisti fornisce una soluzione che corrisponde alla propagazione del primo modo (o modo fondamentale) che è un TEM. Similmente al caso delle onde piane nello spazio libero \mathbf{E} e \mathbf{H} sono ortogonali tra loro e ortogonali alla direzione di propagazione

Scrivendo le equazioni di Maxwell

$$\text{rot } \bar{\mathbf{E}} = -j\omega\mu \bar{\mathbf{H}}$$

$$\text{rot } \bar{\mathbf{H}} = j\omega\epsilon \bar{\mathbf{E}} = j\omega(\epsilon' - j\epsilon'')\bar{\mathbf{E}}$$

ϵ'' tiene conto delle perdite

Si studia il coassiale come una struttura guidante e si trovano i modi TE e i modi TM come si fa per la guida circolare in un sistema di coordinate cilindriche imponendo le condizioni al contorno.

$k_c = 2\pi/\lambda_c$ sono gli autovalori che consentono di calcolare le frequenze di taglio dei modi λ_c

m indica e n le variazioni lungo la circonferenza e le variazioni in direzione r

Ponendo $b = 2 r_o$ e $a = 2 r_i$

$$\lambda_c = \frac{2(b-a)}{n} \quad \text{per i modi } TM_{0n} \quad n = 1, 2, 3$$

$$\lambda_c = \frac{\pi(a+b)}{m} \quad \text{per i modi } TE_{m1} \quad m = 1, 2, 3$$

$$\lambda_c = \frac{2(b-a)}{n-1} \quad \text{per i modi } TE_{mn} \quad n = 2, 3, 4$$

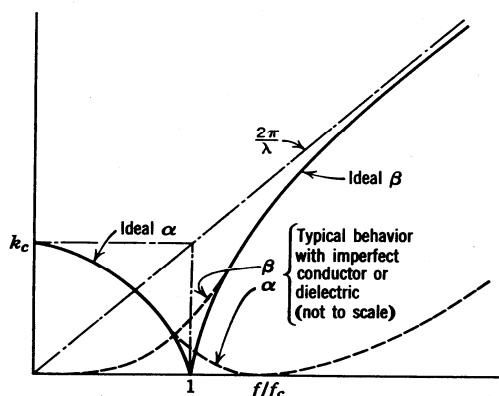
Il modo TE_{11} è il modo superiore con frequenza di taglio più bassa: esso pone un limite superiore alla banda di impiego del coassiale

Per il cavo coassiale avente $b=9.5 \text{ mm}$ e $a = 2.6$

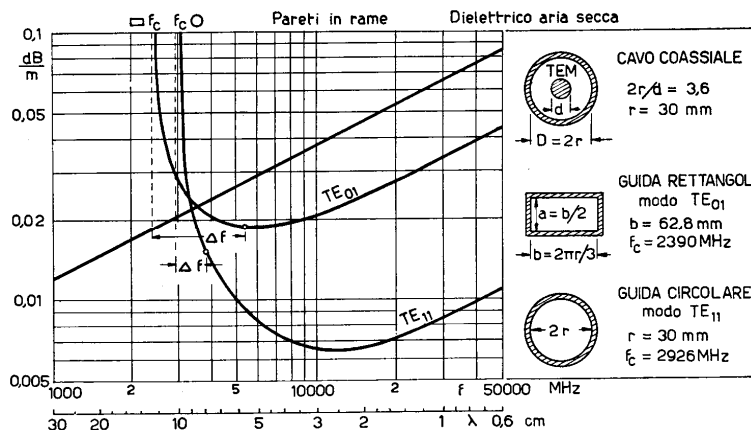
si ricava $TE_{11}= 7.8 \text{ GHz}$ e $TM_{01}=21 \text{ GHz}$

Si può aumentare la frequenza di taglio diminuendo le dimensioni ma aumentano le perdite per attenuazione

Ogni disomogeneità locale può provocare l'eccitazione di modi superiori che però se sono sotto taglio si attenuano rapidamente.



Il comportamento dei modi superiori in un cavo coassiale corrisponde ai modi di propagazione nelle guide metalliche rettangolari e circolari utilizzate per brevi distanze



DISTORSIONI DI AMPIEZZA E DI FASE

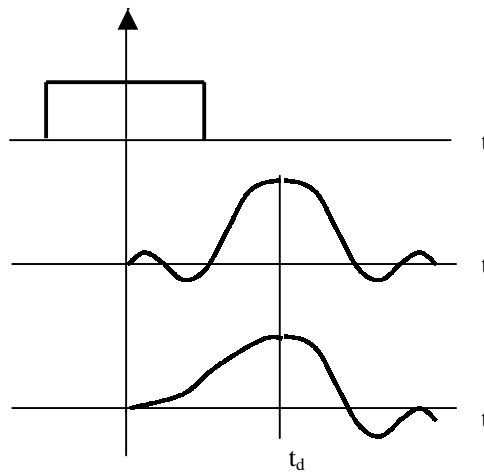
Le distorsioni di ampiezza e di fase determinano distorsioni sulle forme d'onda.

Le sole distorsioni di ampiezza mantengono la simmetria delle forme d'onda rispetto al ritardo costante introdotto dall'andamento lineare della fase.

Le distorsioni di fase provocano effetti non simmetrici.



$$H(j\omega) = |H(j\omega)| e^{-j\theta(\omega)}$$



DISTORSIONE DI AMPIEZZA

La distorsione di ampiezza deriva dalla diversa attenuazione che subiscono le varie componenti spettrali del segnale. Ogni alterazione dello spettro di frequenza di un segnale si riflette sull'andamento nel dominio del tempo variandone la forma d'onda e introducendo effetti di coda.

DISTORSIONE DI FASE

Ogni scostamento dall'andamento lineare della fase con la frequenza comporta una distorsione di fase per cui componenti a frequenza diversa subiscono ritardi diversi.

se $x(t) = A \cos \omega t$

$$t_f = \frac{\vartheta(\omega)}{\omega} \quad \text{è il tempo di ritardo di fase}$$

cioè il tempo che impiega un valore di riferimento del segnale a frequenza ω per comparire in uscita.

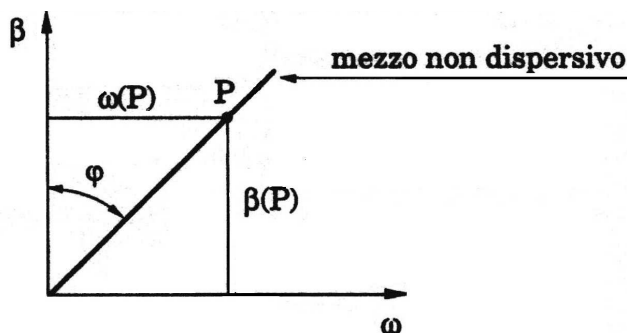
Particolare interesse assume il caso in cui la fase è relativa alla propagazione di componenti a frequenza diversa.

La fase dopo una **distanza di propagazione z** è $\vartheta(\omega) = \beta(\omega) z$

Se un mezzo è **non dispersivo** tutte le componenti spettrali si propagano alla stessa velocità di fase v_f

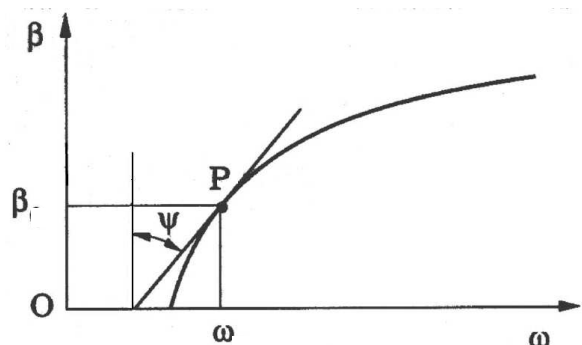
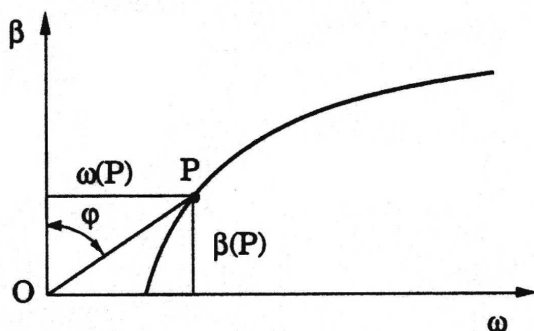
$$v_f = \frac{\omega}{\beta(\omega)} \quad ; \quad t_f = \frac{z}{v_f}$$

Quindi se il mezzo è non dispersivo la curva $\beta(\omega)$ è una retta e la velocità di fase è costante per tutte le componenti spettrali



$$v_f = \frac{\omega}{\beta(\omega)} = \tan \phi$$

Se il mezzo è **dispersivo** la curva di dispersione non è una retta in quanto la funzione $\beta(\omega)$ è non lineare



EQUALIZZAZIONE

Un equalizzatore è un dispositivo selettivo in frequenza introdotto per compensare una distorsione prodotta da una parte del sistema .

Se la funzione di trasferimento del canale è nota l'equalizzatore avrà una funzione di trasferimento, che sarà il suo inverso.

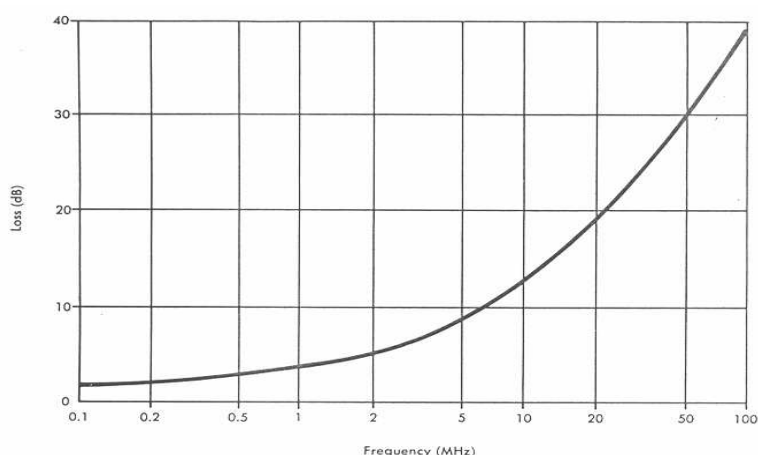
In generale tuttavia in una rete non è noto il percorso del segnale cioè non è noto a priori quale è il canale che collega il trasmettitore al ricevitore.

Spesso, non si può quindi porre in ricezione un **equalizzatore fisso** ma un **equalizzatore aggiustabile o adattativo**, cioè il filtro deve essere in grado di modificare le sue caratteristiche o manualmente o automaticamente e questo si può ottenere usando delle tecniche che consentano di utilizzare dei segnali di test e quindi noti .

Equalizzatori fissi

Gli equalizzatori possono essere disposti in punti diversi del sistema
Nei sistemi analogici, poiché un collegamento in cavo è costituito da una serie di amplificatori e di tratte in cavo, l'equalizzatore può essere realizzato progettando amplificatori il cui guadagno segue la legge di equalizzazione.

Anzi la principale funzione del ripetitore è l'equalizzazione della sua sezione in cavo



In figura è rappresentata la perdita di un miglio di cavo coassiale al variare della frequenza

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 abbiamo una densità spettrale del segnale costante W_i in una banda $f_M - f_m$ alla fine avremo una

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

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

Trascurando ω_m rispetto a ω_M

ponendo $2\alpha_N d = k$ $x = \sqrt{\frac{\omega}{\omega_M}}$ $d\omega = 2\omega_M x dx$

$$\int_0^{\omega_M} e^{2\alpha_N(\omega_M)} \left[\sqrt{\frac{\omega}{\omega_M}} - 1 \right]^d d\omega = 2\omega_M \int_0^1 e^{k(x-1)} x dx$$

$$\int_0^1 e^{k(x-1)} x dx = e^{-k} \int_0^1 e^{kx} x dx = e^{-k} \left[x \frac{1}{k} e^{kx} \Big|_0^1 - \int_0^1 \frac{1}{k} e^{kx} dx \right] =$$

$$e^{-k} \left[\frac{1}{k} e^k - \frac{1}{k^2} e^k + \frac{1}{k^2} \right] = \frac{1}{k} - \frac{1}{k^2} + \frac{1}{k^2} e^{-k} \cong \frac{1}{k} \quad \text{quando } k \gg 1$$

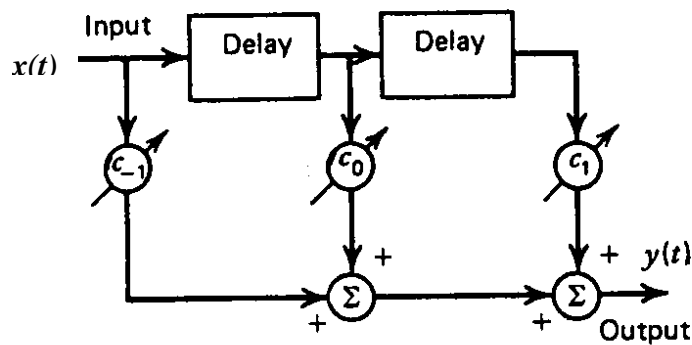
$$P_u = W_i L(\omega_M) \frac{\omega_M}{2\pi} \frac{2}{2\alpha_N d} \quad \text{con } L = e^{2\alpha_N(\omega_M)d}$$

Nel bilancio globale del sistema si ha la possibilità di trasmettere una potenza maggiore senza provocare il sovraccarico dell'amplificatore e quindi di ottenere una lunghezza di tratta maggiore.

FILTRI TRASVERSALI

Nella equalizzazione dei segnali numerici si preferisce un tipo di equalizzazione che utilizza un filtraggio di tipo numerico e dei filtri a linee di ritardo e prese (filtri trasversali) che teoricamente potrebbero consentire di progettare un equalizzatore di un canale con funzione di trasferimento $H_C(\omega)$ qualsiasi, realizzando la condizione

$$H_{eq}(\omega) = \frac{K e^{-j\omega t_d}}{H_C(\omega)}$$



L'uscita può essere scritta come

$$y(t) = (c_{-1})x(t) + (c_0)x(t - \tau) + (c_1)x(t - 2\tau)$$

$$H_{eq}(f) = (c_{-1}) + (c_0)e^{-j\omega\tau} + (c_1)e^{-j\omega 2\tau}$$

Generalizzando a $2M-1$ prese si ha

$$H_{eq}(f) = e^{-j\omega M\tau} \sum_{k=-M}^{k=M} c_k e^{-j\omega k\tau}$$

Che è la forma di una serie esponenziale di Fourier con periodicità $1/\tau$

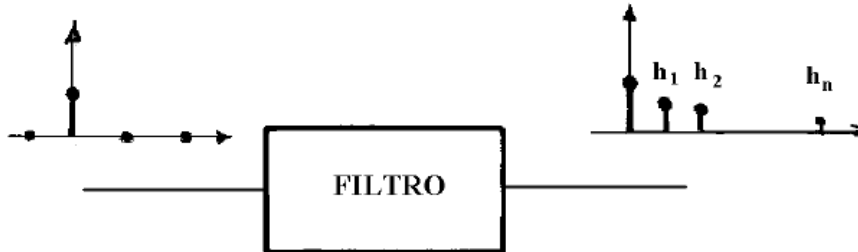
Per cui se la banda in cui il segnale deve essere equalizzato è w

Possiamo approssimare H_{eq} a mezzo di una serie di Fourier (nel dominio della frequenza) con periodicità $1/\tau \geq 2w$

Il guadagno di ogni presa dell'equalizzatore è uguale ai coefficiente della serie di Fourier.

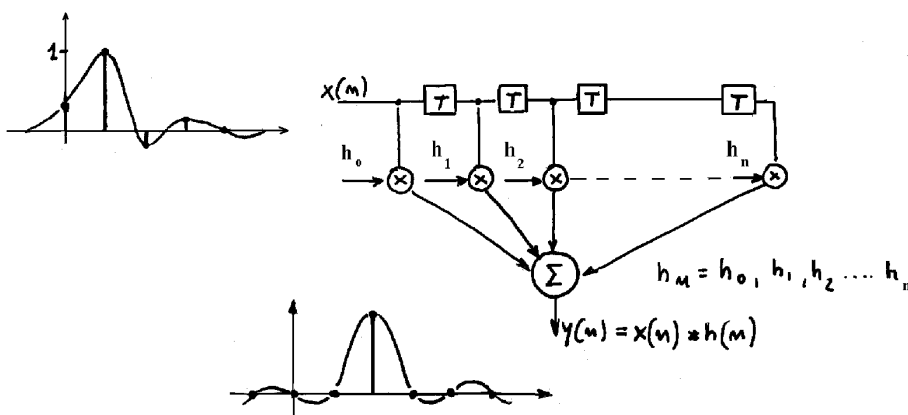
Equalizzazione digitale mediante Filtri Trasversali

La **unit sample response** di un sistema lineare discreto ci dice come a un impulso in ingresso corrisponde una sequenza di impulsi in uscita



Sono costituiti da una linea di ritardo a molte prese (che si susseguono con ritardi costanti) in cui l'uscita è ottenuta come somma pesata delle varie prese e i cui coefficienti vengono scelti in modo da eliminare l'interferenza intersimbolo causato dalla distorsione di fase. Si compie un'operazione di **convoluzione discreta**

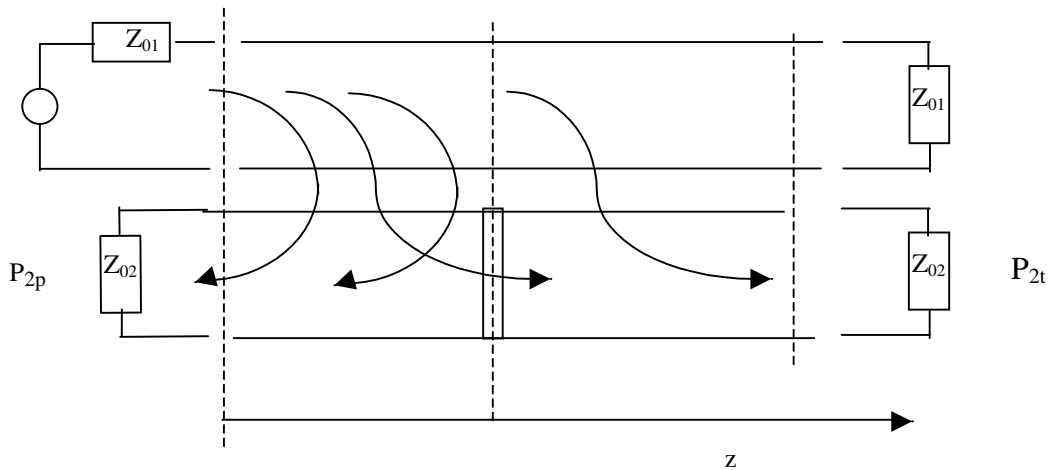
I blocchi indicati con T ritardano e memorizzano il valore di un campione per la durata di un intervallo di campionamento.



Si vuole che siano di tipo adattativo cioè che i coefficienti siano aggiornati in modo da adeguarsi alle modificazioni del canale durante la trasmissione. Questo equalizzatore si chiama Zero Forcing in quanto forza la sequenza di uscita ad assumere valore zero negli istanti di campionamento diversi da quello di interesse.

INTERFERENZE PER DIAFONIA

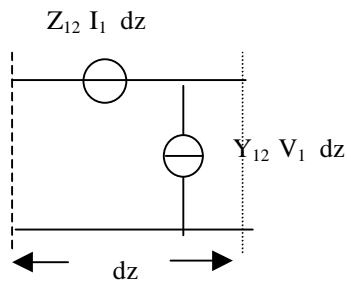
Si tratta di accoppiamenti spuri sia induttivi che capacitivi tra linee vicine
 Se c'è una potenza P_1 sulla linea 1 trovo una potenza anche sui carichi della linea 2 (P_{2p} , P_{2t})



PARADIAFONIA (o diafonia vicina) detta **NEXT** (Near End Cross Talk)

TELEDIAFONIA (o diafonia lontana) detta **FEXT** (Far End Cross Talk)

La corrente e la tensione sulla linea 2 dovute agli accoppiamenti possono essere simulate da generatori di tensione e corrente controllati da tensione e corrente della linea 1



$Z_{12} = j\omega M$ $Y_{12} = j\omega C$ M e C coefficienti di accoppiamento induttivo e capacitivo
--

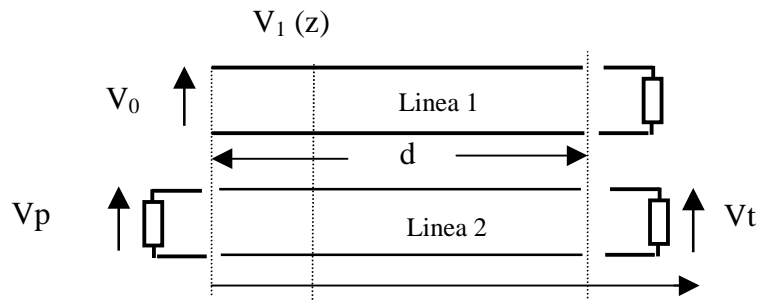
Si inducono delle tensioni in corrispondenza della cella all'ascissa z

$$dV_p(z) = k_p(z) V_1(z) dz$$

$$dV_t(z) = k_t(z) V_1(z) dz$$

k_p è il parametro di **paradiafonia** e risulta proporzionale a ω

k_t è il parametro di **telediafonia** e risulta proporzionale a ω



$$V_1(0) = V_1(z=0) = V_0, \quad V_1(z) = V_0 e^{-\gamma_1(\omega)z} \quad \gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega)$$

$$V_p(0) = V(z=0) \quad V_t(d) = V(z=d)$$

$$dV_p(0) = k_p(z) V_1(z) e^{-\gamma_2(\omega)z} dz$$

$$dV_t(d) = k_t(z) V_1(z) e^{-\gamma_2(\omega)(d-z)} dz$$

se $\gamma_1(\omega) = \gamma_2(\omega) = \gamma(\omega)$

$$dV_p(0) = k_p(z) V_0(z) e^{-2\gamma(\omega)z} dz$$

$$dV_t(d) = k_t(z) V_0(z) e^{-\gamma(\omega)d} dz$$

I contributi di tutte le sezioni mi forniscono le tensioni di paradiafonia e telediafonia

$$V_p(0) = V_0 \int_0^d k_p(z) e^{-2\gamma(\omega)z} dz$$

$$V_t(d) = V_0 \int_0^d k_t(z) e^{-\gamma(\omega)d} dz$$

Si definiscono i seguenti parametri

$$L_p = \frac{P_1(0)}{P_{2p}} = \frac{|V_0|^2}{|V_p(0)|^2}$$

Attenuazione di Paradiafonia

$$L_{p\text{dB}} = 20 \log \frac{|V_0|}{|V_0| \left| \int_0^d k_p(z) e^{-2\gamma(\omega)z} dz \right|}$$

$$L_t = \frac{P_1(0)}{P_{2t}} = \frac{|V_0|^2}{|V_t(d)|^2}$$

Attenuazione di Telediafonia

$$L_{t\text{dB}} = 20 \log \frac{|V_0|}{|V_0 e^{-\gamma d}| \left| \int_0^d k_t(z) dz \right|}$$

o meglio lo scarto di Telediafonia

$$L_{st} = \frac{P_1(d)}{P_{2t}} = \frac{|V_0 e^{-\gamma d}|^2}{|V_t(d)|^2}$$

$$L_{st\text{dB}} = 20 \log \frac{1}{\left| \int_0^d k_t(z) dz \right|} = L_{t\text{dB}} - L_{\text{dB}}$$

Se si ha accoppiamento uniforme

$$V_p(0) = V_0 k_p \int_0^d e^{-2\gamma(\omega)z} dz = V_0 k_p \frac{1 - e^{-2\gamma d}}{2\gamma} \cong \frac{V_0 k_p}{2\gamma}$$

$$V_t(d) = V_0 k_t e^{-\gamma d} \int_0^d dz = V_0 k_t e^{-\gamma d} d$$

Risulta pertanto

$$|V_p|^2 \propto \omega^{3/2} \quad L_p = \frac{P_1(0)}{P_{2p}} = \frac{|V_0|^2}{|V_p(0)|^2} \propto \frac{1}{\omega^{3/2}}$$

$$|V_t|^2 \propto \omega^2 \quad L_{st} = \frac{P_1(d)}{P_{2t}} = \frac{|V_0 e^{-\gamma d}|^2}{|V_t(d)|^2} \propto \frac{1}{\omega^2}$$

Nota l'attenuazione di paradiafonia e lo scarto di telediafonia ad una certa frequenza ω_M

$$\text{Poichè} \quad L_p = L_p(\omega_M) \left(\frac{\omega_M}{\omega} \right)^{3/2} \quad L_{st} = L_{st}(\omega_M) \left(\frac{\omega_M}{\omega} \right)^2$$

si può valutare la densità spettrale Φ_p e Φ_{st} noto Φ_{ST}

Se M sono i circuiti disturbanti

$$\Phi_p(\omega) = \Phi_{ST}(\omega) \frac{M}{L_p(\omega)} \quad \Phi_p = M \Phi_{ST}(\omega) \frac{1}{L_p(\omega_M)} \left(\frac{\omega}{\omega_M} \right)^{3/2}$$

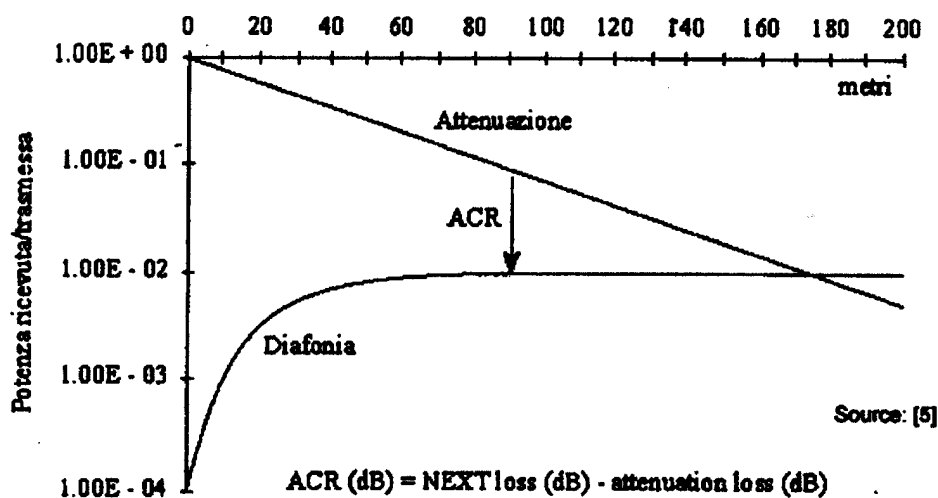
$$\Phi_t(\omega) = \Phi_{se}(\omega) \frac{M}{L_{st}(\omega)} \quad \Phi_t = M \Phi_{se}(\omega) \frac{1}{L_{st}(\omega_M)} \left(\frac{\omega}{\omega_M} \right)^2$$

$$\Phi_{se}(\omega) = \frac{\Phi_{ST}(\omega)}{L(\omega_M) |H_L(\omega)|^{-2}}$$

Da un punto di vista pratico, i costruttori spesso forniscono un unico parametro che considera sia l'attenuazione che la diafonia. Infatti ciò che conta in ricezione è il rapporto tra il segnale attenuato in arrivo e il segnale indotto dalla coppia vicina.

Tale rapporto è detto ACR (Attenuation-Crosstalk Ratio) e rappresenta sostanzialmente il rapporto segnale rumore in ingresso dovuto alla diafonia. L'ACR varia sensibilmente con la lunghezza del cavo.

Il grafico esprime l'andamento dell'attenuazione e della diafonia in funzione della lunghezza del cavo. Essendo espresso in unità logaritmiche, il valore del ACR si calcola agevolmente come la distanza in dB tra le due curve. Definito dunque un certo rapporto segnale-rumore massimo tollerabile per diafonia è possibile determinare la massima distanza di trasmissione consentita da un determinato cavo.



Il parametro ACR (Attenuation-Crosstalk Ratio)

La velocità di fase dipende dalla pulsazione, per cui le componenti spettrali a frequenze diverse si propagano con velocità di fase diverse e la configurazione spazio temporale del segnale (involuppo) cambia con la propagazione.

Si definisce **tempo di ritardo di gruppo**

$$t_g = -\frac{d\vartheta(\omega)}{d\omega} \qquad v_g = \frac{1}{\frac{d\beta}{d\omega}}; \qquad t_g = \frac{z}{v_g}$$

il segno meno viene messo a indicare un ritardo di propagazione.

Se la fase è lineare con la frequenza la sua derivata è costante

e si ha solo un ritardo t_d e nessuna distorsione.

La variazione di t_g con la frequenza rappresenta dunque la distorsione di fase

Si fornisce la distorsione di ritardo di gruppo (in msec)

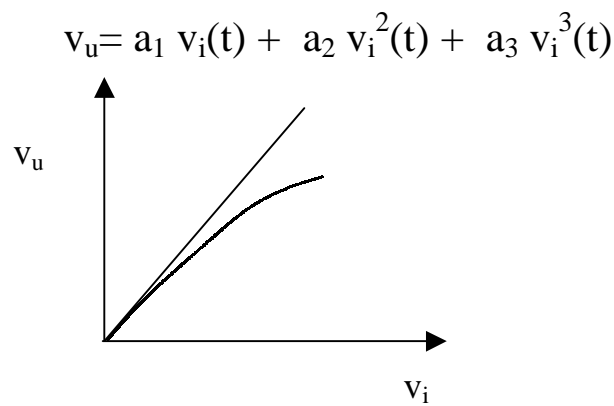
DISTORSIONI NON LINEARI

Non linearità di ampiezza

Non linearità di fase

Densità spettrale di potenza del rumore di non linearità di ampiezza
(rumore di intermodulazione)

Si consideri una caratteristica ingresso uscita $y = g(x)$ e la si esprima mediante uno sviluppo in serie intorno al punto di polarizzazione



Coefficienti di distorsione

Con riferimento a un comportamento non lineare del sistema del tipo visto

e con riferimento ad un segnale sinusoidale di ingresso

$$v_i = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \cos \omega t$$

$$v_i^2 = 2 V_{\text{eff}}^2 \left(\frac{1 + \cos 2\omega t}{2} \right) \quad v_i^3 = 2 \sqrt{2} V_{\text{eff}}^3 \left(\frac{\cos 3\omega t + 3 \cos \omega t}{4} \right)$$

si definiscono dei coefficienti di distorsione

rapporti di coefficienti della seconda e terza armonica sulla prima
coefficiente di distorsione del II ordine

$$d_2 = \frac{V_{\text{eff}} a_2}{\sqrt{2} V_{\text{eff}} a_1} = \frac{a_2 V_{\text{eff}}}{a_1 \sqrt{2}}$$

coefficiente di distorsione del III ordine

$$d_3 = \frac{a_3 \frac{2\sqrt{2}}{4} V_{\text{eff}}^3}{\sqrt{2} V_{\text{eff}} a_1} = \frac{1}{2} \frac{a_3}{a_1} V_{\text{eff}}^2$$

Accanto alla potenza media del segnale utile si hanno delle potenze di disturbo che dipendono dal segnale utile e che denomineremo potenza di disturbo del secondo e del terzo ordine P_{n2} P_{n3} esprimibili attraverso i quadrati dei coefficienti di distorsione e la potenza media del segnale di ingresso P_i

$$P_{n2} = d_2^2 P_i$$

$$P_{n3} = d_3^2 P_i$$

Il contributo del secondo ordine che corrisponde a un termine di distorsione quadratica si può scrivere come

$$n_2(t) = a_2 v_i(t) v_i(t)$$

costituisce un processo aleatorio (v_i^2) la cui densità spettrale di potenza $\Phi_{n2}(\omega) = \Phi_{xL}(\omega)$

può essere calcolata dalla conoscenza della $\Phi_s(\omega)$ del processo v_i . Mediante il teorema di Wiener Khintchine la densità spettrale di potenza può essere calcolata mediante la trasformata di Fourier della funzione di autocorrelazione del processo considerato

Si può anche sfruttare una proprietà delle trasformate di Fourier. Per cui la trasformata di $n_2(t)$ può essere calcolata mediante la convoluzione della trasformata $V_i(\omega)$ di $v_i(t)$ con se stessa applicando la proprietà non a $V_i(\omega)$ ma alla sua densità spettrale $\Phi_s(\omega)$

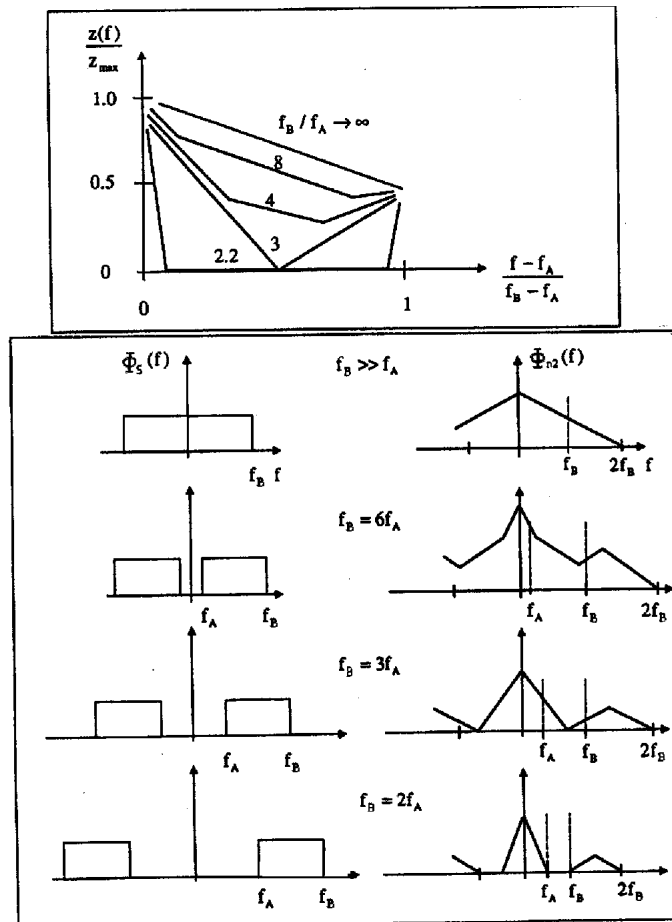
$$\Phi_{n2}(\omega) = a_2 \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_s(\omega') \Phi_s(\omega - \omega') d\omega'$$

Detta P_s la potenza del segnale v_i

$$\Phi_{n2}(\omega) = \Phi_{xL}(\omega) = z(f) d_2^2 P_s$$

d_2 è il coefficiente di distorsione del secondo ordine

Con riferimento ad uno spettro del segnale v_i da f_A a f_B



Se il segnale utile è costituito da più componenti spettrali i diversi contributi di disturbo che si generano per effetto della non linearità a frequenze diverse si chiamano prodotti di intermodulazione e il disturbo complessivo si chiama rumore di intermodulazione

I prodotti di intermodulazione possono ricadere o no nella banda del segnale utile

La non linearità genera nuove componenti spettrali che possono cadere nella banda occupata dallo spettro del segnale utile

