

Mezzi trasmissivi

Ing. Alessandro Leonardi

Dipartimento di Ingegneria Informatica e delle
Telecomunicazioni

Università degli studi di Catania

Outline

- Introduzione
- Teoria della propagazione su linee bifilari
- Linee Aeree
- Linee in cavo a coppie simmetriche
- Cavo coassiale
- Fibra ottica
- Propagazione delle onde elettromagnetiche nello spazio libero

INTRODUZIONE

Mezzi Trasmissivi - generalità

- I mezzi trasmissivi utilizzati nelle reti di calcolatori si suddividono attualmente in tre categorie, in base al tipo di fenomeno fisico utilizzato per la trasmissione dei bit:
 - mezzi elettrici: sono i mezzi trasmissivi che sfruttano la proprietà dei metalli di condurre l'energia elettrica. Per trasmettere i dati si associano ai bit particolari *valori* di tensione o di corrente, o determinate *variazioni* di tali grandezze.
 - onde radio (detti mezzi "wireless"): il fenomeno fisico utilizzato è l'onda elettromagnetica, che ha la proprietà di propagarsi nello spazio e di riprodurre a distanza una corrente elettrica in un dispositivo ricevente (antenna).
 - mezzi ottici: laser e fibre ottiche, in cui il fenomeno fisico utilizzato è la luce.

Mezzi Trasmissivi - parametri

- Trasporto di una qualche forma di energia che codifica l'informazione (*segnale*)
- Attenuazione
 - diversa a seconda della frequenza
- Banda passante
 - l'insieme delle frequenze che possono essere trasmesse senza attenuazione eccessiva (*o att. cost.*)
- Distorsione
 - l'alterazione dell'andamento nel tempo del segnale
- Rumore
 - sovrapposizione al segnale di energia proveniente da elementi esterni al sistema trasmissivo

LINEA BIFILARE

Teoria della propagazione su linee bifilari

- costanti primarie delle linee
- equazione dei telegrafisti
- impedenza caratteristica
- linee in b.f.
- linee in a.f.
- diafonia

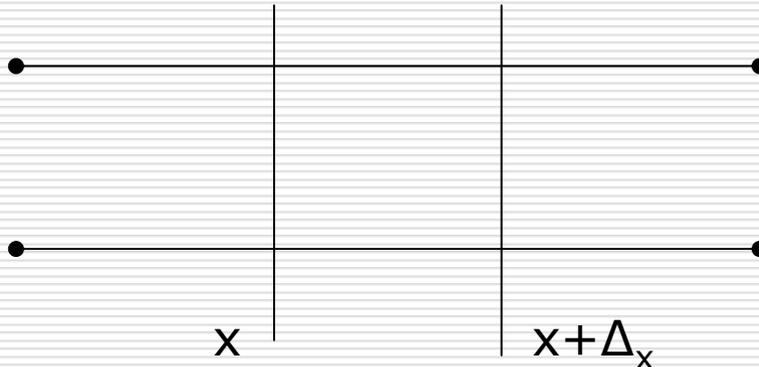
Linea bifilare

- omogenea: presenta in tutte le sezioni le stesse caratteristiche.



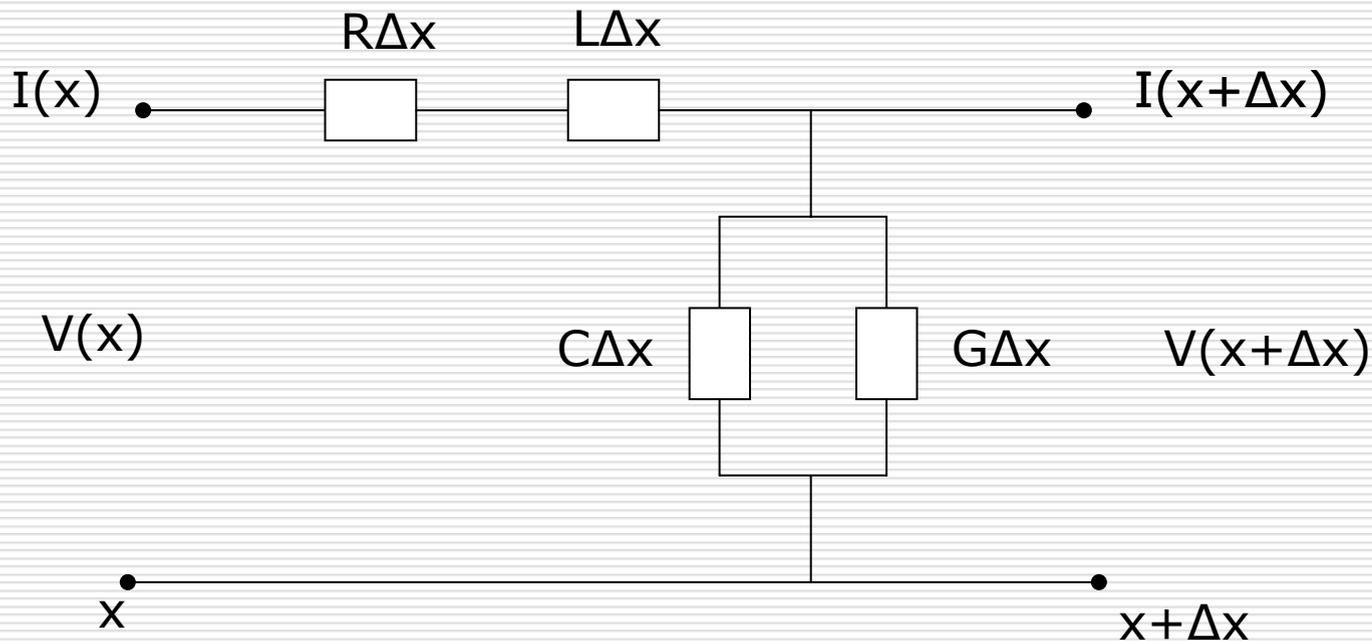
Parametri della linea bifilare

- sono parametri distribuiti
- consideriamo un tratto Δ_x della linea



Parametri della linea bifilare

- consideriamo il tratto a parametri concentrati



Parametri della linea bifilare

ipotesi: tensione e corrente sinusoidali

$$V(x + \Delta x) - V(x) = -R\Delta x I(x) - j\omega L\Delta x I(x) = -(R + j\omega L)\Delta x I(x)$$

$$I(x + \Delta x) - I(x) = -(G + j\omega C)\Delta x V(x)$$

← approssimiamo $V(x) = V(x + \Delta x)$

dividiamo per Δx e facciamo il $\lim_{\Delta x \rightarrow 0}$

$$\begin{cases} \frac{dV(x)}{dx} = -(R + j\omega L)I(x) \\ \frac{dI(x)}{dx} = -(G + j\omega C)V(x) \end{cases}$$

Nota: Fasori

- Una sinusoide con freq. angolare ω è completamente definita dalla sua ampiezza A_m e dalla sua fase ϕ
 - Sia data la sinusoide $x(t) = A_m \cos(\omega t + \phi)$
→ è rappresentata dal numero complesso:
 $A = A_m e^{j\phi}$ detto FASORE
 - viceversa, dato il numero complesso $A = A_m e^{j\phi}$, e la freq. angolare ω , possiamo ottenere la sinusoide nel modo seguente:
 - $x(t) = \text{Re} (A e^{j\omega t})$

Parametri della linea bifilare

□ deriviamo ulteriormente

$$\begin{cases} \frac{d^2V(x)}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)V(x) \\ \frac{d^2I(x)}{dx^2} = (R + j\omega L)(G + j\omega C)I(x) \end{cases}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad \text{Costante di propagazione}$$

$$\begin{cases} \frac{d^2V(x)}{dx^2} = \gamma^2 V(x) \\ \frac{d^2I(x)}{dx^2} = \gamma^2 I(x) \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \\ I(x) = I_1 e^{-\gamma x} + I_2 e^{\gamma x} \end{cases}$$

Parametri della linea bifilare

$$I(x) = -\frac{1}{R + j\omega L} \frac{dV(x)}{dx} = \frac{\gamma}{R + j\omega L} (V_1 e^{-\gamma x} - V_2 e^{\gamma x})$$

onda diretta

$$\sqrt{\frac{G + j\omega C}{R + j\omega L}} = \frac{1}{Z_K}$$

Impedenza caratteristica

onda riflessa

$$\begin{cases} V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{V_1}{Z_K} e^{-\gamma x} - \frac{V_2}{Z_K} e^{\gamma x} \end{cases} \quad (1)$$

Parametri della linea bifilare

- R, L, C, G = costanti primarie della linea
- γ, Z_K = costanti secondarie della linea

- Ricaviamo V_1 e V_2
- Dalla (1) per $x=0$ e $x=l$ ricaviamo $V(0)$ e $I(0)$, che sostituiti permettono di ottenere

$$\begin{cases} V(x) = \frac{V(0)}{2}(e^{-\gamma x} + e^{\gamma x}) - \frac{Z_K I(0)}{2}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) \\ I(x) = \frac{I(0)}{2}(e^{-\gamma x} + e^{\gamma x}) - \frac{V(0)}{2Z_K}(e^{\gamma x} - e^{-\gamma x}) \end{cases}$$

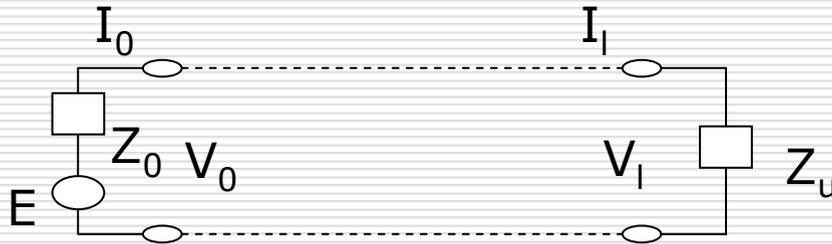
Parametri della linea bifilare

$$\begin{cases} V(x) = V(0)\cosh(\gamma x) - Z_K I(0)\sinh(\gamma x) \\ I(x) = I(0)\cosh(\gamma x) - \frac{V(0)}{Z_K}\sinh(\gamma x) \end{cases} \quad (2)$$

riusciamo così ad ottenere la tensione e la corrente in un punto qualsiasi della linea in funzione della tensione e corrente all'ingresso

Parametri della linea bifilare

- consideriamo un cambiamento di variabili, x con $-x$



$$Z_0 = \frac{V_0}{I_0} = \frac{V(l)\cosh(\gamma l) + Z_K I(l)\sinh(\gamma l)}{I(l)\cosh(\gamma l) + \frac{V(l)}{Z_K}\sinh(\gamma l)} = \frac{Z_u + Z_K \operatorname{tgh}(\gamma l)}{1 + \frac{Z_u}{Z_K} \operatorname{tgh}(\gamma l)}$$

$$Z_0 = Z_K \frac{Z_u + Z_K \operatorname{tgh}(\gamma l)}{Z_K + Z_u \operatorname{tgh}(\gamma l)} \quad \text{Impedenza di ingresso}$$

Propagazione senza riflessione

- $l \rightarrow \infty$ (il tempo affinché l'onda diretta, che può dare luogo all'onda riflessa, raggiunga la sezione terminale è di valore infinito).

$$(tgh \rightarrow 1) \rightarrow Z_0 = Z_K$$

vale per linee abbastanza lunghe

- se $Z_u = Z_K$ (Adattamento di impedenza)
 $\rightarrow Z_0 = Z_K$ (non dipende più dal carico)

in entrambi i casi $Z_K I(0) = Z_0 I(0) = V(0)$

Propagazione senza riflessione

□ quindi la (2) diventa

$$\begin{cases} V(x) = V_0 e^{-\gamma x} \\ I(x) = I_0 e^{-\gamma x} \end{cases} \quad \left| \frac{V(0)}{V(x)} \right| = e^{\alpha x} \quad \text{attenuazione di tensione}$$

$$\left[\frac{V(0)}{V(x)} \right]_{Np} = \alpha x \quad (\text{Neper})$$

α attenuazione per unità di lunghezza della linea (Np/km o dB/Km)

β costante di fase (rad/Km) (rappresenta lo sfasamento)

Propagazione senza riflessione

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad \text{lunghezza d'onda}$$

$$v_f = \frac{\lambda}{T} = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{velocità di fase}$$

$$v_g = \frac{d\omega}{d\beta} \quad \text{velocità di gruppo}$$

$$t_g = \frac{l}{v_g} = l \frac{d\beta}{d\omega} = \frac{d\phi}{d\omega} \quad \text{tempo di propagazione di gruppo}$$

Propagazione con riflessione

$$V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x}$$

$$r(x) = \frac{V_2 e^{\gamma x}}{V_1 e^{-\gamma x}} = \frac{V_2}{V_1} e^{2\gamma x}$$

coefficiente di riflessione

all'estremità della linea otteniamo:

$$r(0) = \frac{V_2}{V_1} \quad \rightarrow \quad Z_u = \frac{V(l)}{I(l)} = \frac{V_1 e^{-\gamma l} + V_2 e^{\gamma l}}{\frac{V_1}{Z_K} e^{-\gamma l} - \frac{V_2}{Z_K} e^{\gamma l}} = \frac{1 + r(l)}{\frac{1}{Z_K} (1 - r(l))}$$

$$r(l) = r(0) e^{2\gamma l}$$

Coefficiente di riflessione

$$r(l) = \frac{Z_u - Z_K}{Z_u + Z_K} \quad \text{se } Z_u = Z_K \rightarrow r=0 \text{ e quindi nessuna riflessione}$$

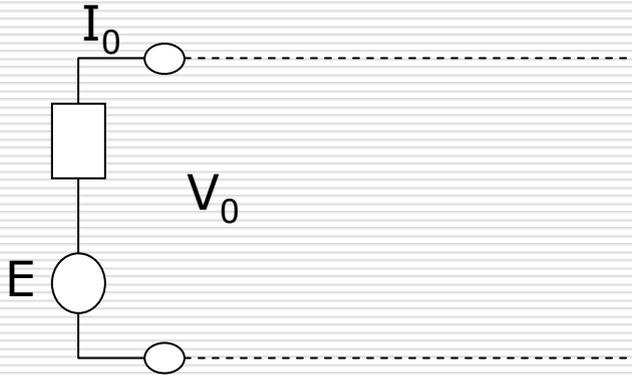
$$Z_0 = \frac{V(0)}{I(0)} = \frac{V_1 + V_2}{\frac{1}{Z_K}(V_1 - V_2)} = Z_K \frac{1 + r(0)}{1 - r(0)} = Z_K \frac{1 + r(l)e^{-2\gamma l}}{1 - r(l)e^{-2\gamma l}}$$

Z_0 nel caso in cui $l \rightarrow \infty$ è pari a Z_K

se $r=0 \rightarrow Z_0 = Z_K$

se $l \rightarrow \infty \rightarrow Z_0 = Z_K$

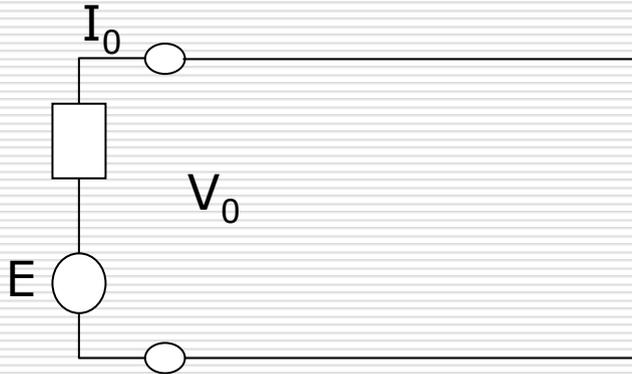
Linea aperta



$$Z_{0_{vuoto}} = Z_K \frac{1 + e^{-2\gamma l}}{1 - e^{-2\gamma l}}$$

$$\begin{aligned} I(l) &= 0 \\ Z_u &= \infty \end{aligned} \rightarrow V_1 e^{-\gamma l} = V_2 e^{\gamma l} \quad \text{e quindi } r(l) = 1$$

Linea in corto circuito



$$Z_{0_{c.c.}} = Z_K \frac{1 - e^{-2\gamma l}}{1 + e^{-2\gamma l}}$$

$$\begin{aligned} V(l) &= 0 \\ Z_u &= 0 \end{aligned} \rightarrow V_1 e^{\gamma l} = -V_2 e^{-\gamma l} \quad \text{e quindi } r(l) = -1$$

$$Z_{0_{vuoto}} \cdot Z_{0_{c.c.}} = Z_K^2 \rightarrow Z_K = \sqrt{Z_{0_{vuoto}} \cdot Z_{0_{c.c.}}}$$

ROS (Rapporto di onda stazionaria)

- Anche SWR (Standing Wave Ratio)
- è un numero puro
- è dato dal rapporto tra il valore massimo e il valore minimo dell'onda stazionaria di tensione

- Consideriamo la sezione di uscita

$$ROS = \frac{|V_{d,u}| + |V_{r,u}|}{|V_{d,u}| - |V_{r,u}|} = \frac{|V_{d,u}| + |r||V_{d,u}|}{|V_{d,u}| - |r||V_{d,u}|}$$

$$ROS = \frac{1 + |r|}{1 - |r|}$$

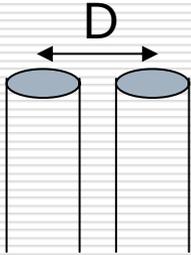
ROS (Rapporto di onda stazionaria)

- poiché r è compreso tra -1 e $+1$ → ROS sarà compreso tra 1 e ∞
- $r=0$ (assenza di riflessione) → ROS= 1
- $r=1$ (linea aperta o in c.c.) → ROS= ∞

- è di facile determinazione sperimentale

Costanti primarie delle linee

□ RESISTENZA



□ Bassa frequenza 0-4 KHz

$$R = \frac{2\rho}{\pi \cdot r^2}$$

resistività

□ Alta frequenza ~100KHz EFFETTO PELLE

Consiste in una distribuzione della corrente verso la parte esterna del conduttore all'aumentare della frequenza

profondità di penetrazione

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}}$$

permeabilità magnetica

quindi...

Costanti primarie delle linee

□ Resistenza

■ bassa frequenza $R = \frac{2\rho}{\pi \cdot r^2} \quad \Omega/\text{Km}$

■ alta frequenza $R = \frac{2\rho}{2\pi \cdot r \cdot \delta} \quad \Omega/\text{Km}$

□ Induttanza $L = \frac{\mu}{\pi} \ln \frac{D}{r} \quad \text{H/Km}$

□ Capacità $C = \frac{\pi \cdot \varepsilon}{\ln D/d} \quad \text{F/Km}$

□ Conduttanza $G = \frac{\pi \cdot \delta}{\ln D/d} \quad \text{S/Km}$

Linea in bassa frequenza (fino a 4 KHz)

□ $R \gg \omega L$

$G \ll \omega C$

a queste condizioni $\gamma = \sqrt{Rj\omega C}$

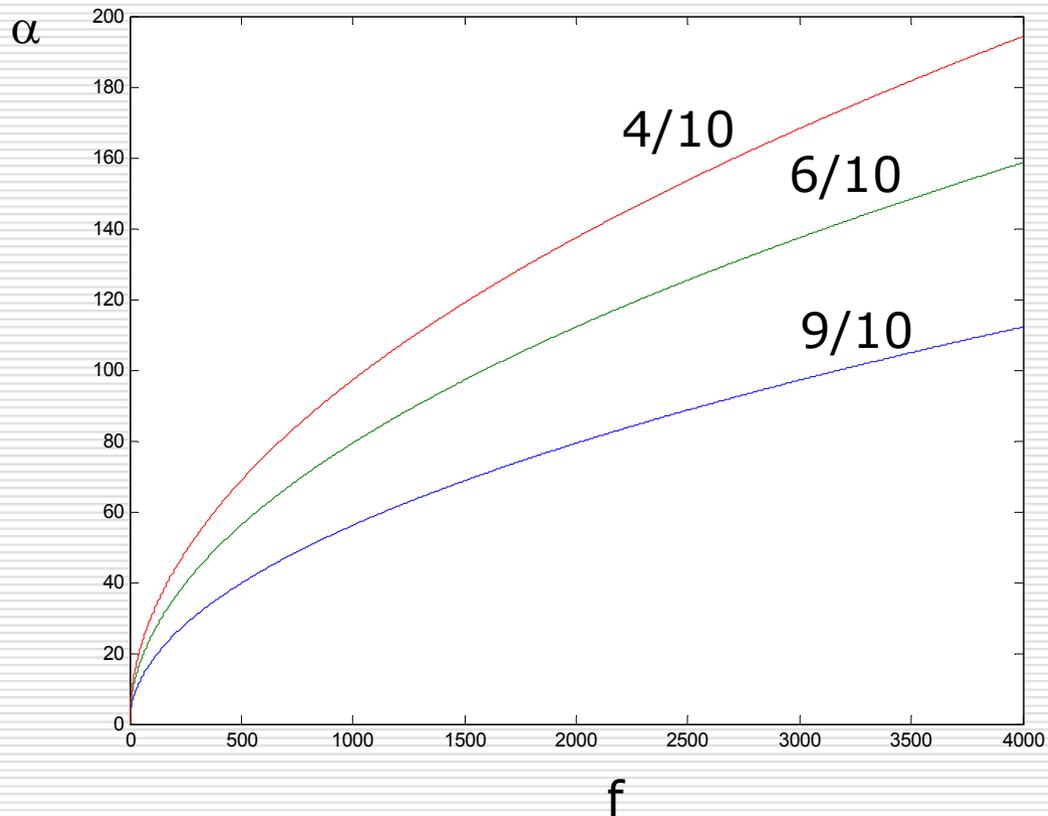
quindi $\gamma^2 = (\alpha + j\beta)^2 = Rj\omega C$

$$\alpha^2 - \beta^2 + 2j\alpha\beta = jR\omega C$$

$$\begin{cases} \alpha^2 = \beta^2 \\ 2\alpha\beta = R\omega C \end{cases} \quad \rightarrow$$

$$\begin{aligned} \alpha &= \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \quad \text{Np/Km} \\ \beta &= \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \quad \text{rad/Km} \end{aligned}$$

Linea in bassa frequenza (fino a 4 KHz)



4/10 di mm

Linea in alta frequenza (> 10 KHz)

$$\square R \ll \omega L$$

$$G \ll \omega C$$

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

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

ricordiamo che se $x \ll 1$ $\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}$

Linea in alta frequenza (> 10 KHz)

□ quindi

$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$
$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Impedenza caratteristica

$$Z_K = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

- in b.f. $R \gg \omega L$
 $G \ll \omega C$

$$Z_K = \sqrt{\frac{R}{j\omega C}}$$

- in a.f. $R \ll \omega L$
 $G \ll \omega C$

$$Z_K = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Pupinizzazione

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

in condizioni normali (ad es. b.f.), se faccio in modo che
ovvero $CR=LG$ la (1) diventerà un quadrato perfetto e posso scrivere:

$$\frac{L}{R} = \frac{C}{G} \quad (2)$$

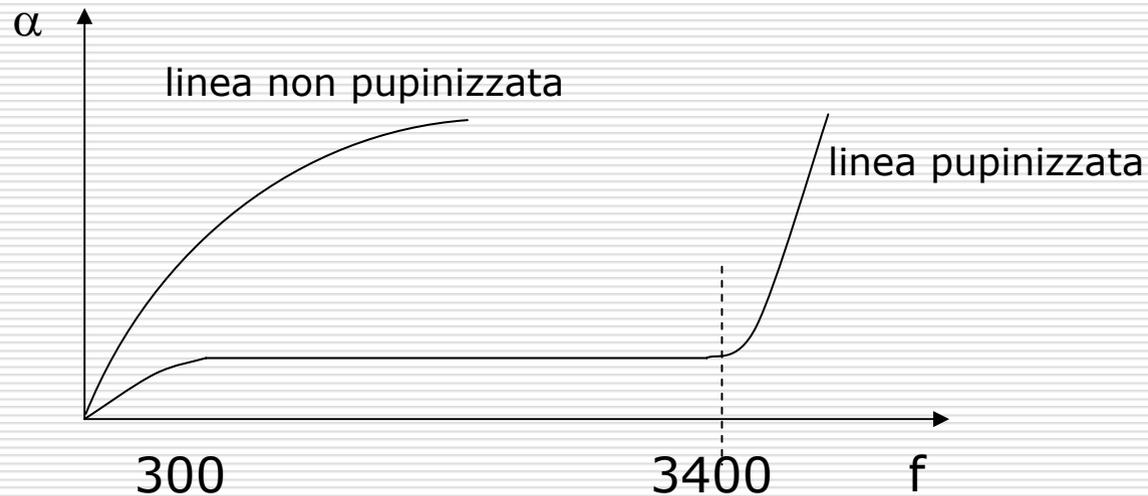
$$\gamma = \sqrt{RG} \left(1 + j \frac{\omega L}{R}\right) = \sqrt{RG} + j\omega L \sqrt{\frac{G}{R}}$$

in b.f. R non dipende dalla $f \rightarrow$ avremo una α costante e una β lineare con la f ovvero siamo in un CANALE PERFETTO
La (2) prende il nome di CONDIZIONE DI HEAVISIDE

Pupinizzazione

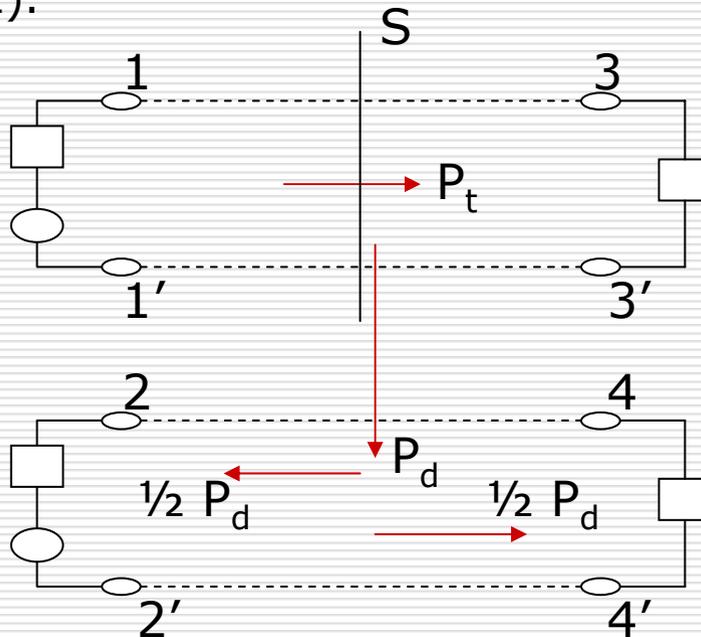
- Nelle linee reali $CR \gg LG$ circa 3 ordini di grandezza. Per ottenere la (2) possiamo:
- diminuire $R \rightarrow$ sezione più grossa
- aumentare $G \rightarrow$ isolamento
- aumentare L (Metodo di Pupin)
 - *consiste nell'inserire delle bobine di induttanza concentrata lungo la linea*

Pupinizzazione



Diafonia

- E' presente quando due circuiti sono vicini, per esempio nello stesso cavo ci sono 2 coppie o più, ogni coppia permette la trasmissione di segnale e transita una certa potenza in ogni sezione. A causa di accoppiamenti induttivi e capacitivi, una parte di P_t può interessare il circuito (2).



- S = sezione
- P_t = potenza che transita lungo S
- Se la linea è adattata P_d si divide in due parti uguali
- a_1 attenuazione $1-1' \rightarrow S$
- a_2 attenuazione $2-2' \rightarrow S$
- a_3 attenuazione $S \rightarrow 4-4'$

Diafonia

- Attenuazione di diafonia intrinseca

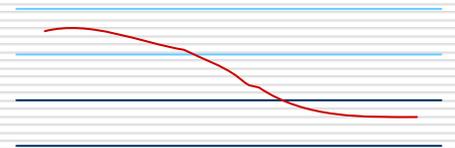
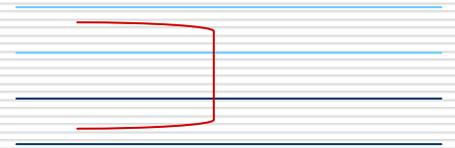
$$A_{di} = 10 \log \frac{P_t}{\frac{1}{2} P_d}$$

- Attenuazione di paradiafonia

$$A_p = a_1 + A_{di} + a_2$$

- Attenuazione di telediafonia

$$A_t = a_1 + A_{di} + a_3$$



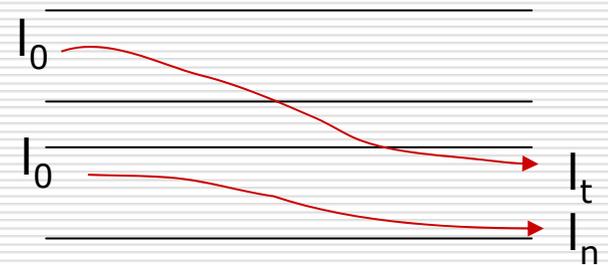
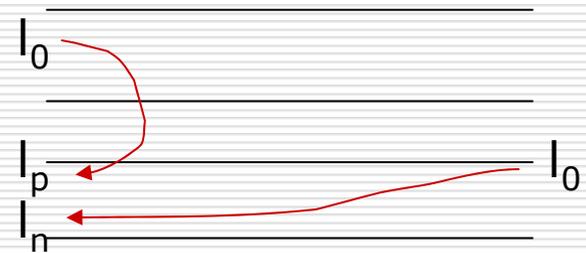
Diafonia

- Scarto di paradiafonia
(equivale al rapporto S/N)

$$\Delta A_p = l_n - l_p$$

- Scarto di telediafonia

$$\Delta A_t = l_n - l_t$$



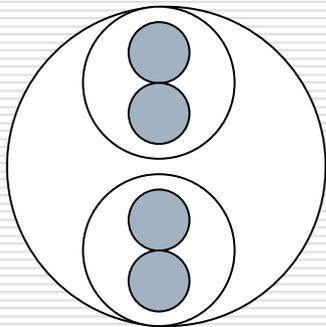
Diafonia – Metodi di soppressione

- Diafonia
 - intelligibile
 - inintelligibile
- Cordatura dei cavi (telediafonia)
 - i segnali arriveranno in controfase
- Inserimento di condensatori
 - servono a compensare gli squilibri capacitivi lungo la linea

LINEE IN CAVO A COPPIE SIMMETRICHE

Linee in cavo a coppie simmetriche

- E' una coppia di conduttori di rame elettrolitico con resistività bassa, rivestiti da isolante, carta o polivinile, cordati assieme con un certo passo di cordatura che attenua gli effetti di interferenza tra i vari cavi.
- Bicoppie DM (Dieselhorst Martin) oppure a quarta
4 conduttori (2 coppie)

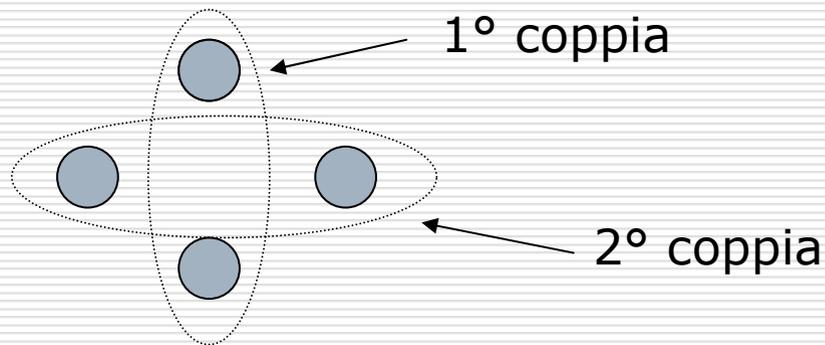


hanno passi di cordatura diversi tra loro e sono poi cordati assieme con un terzo passo di cordatura

Linee in cavo a coppie simmetriche

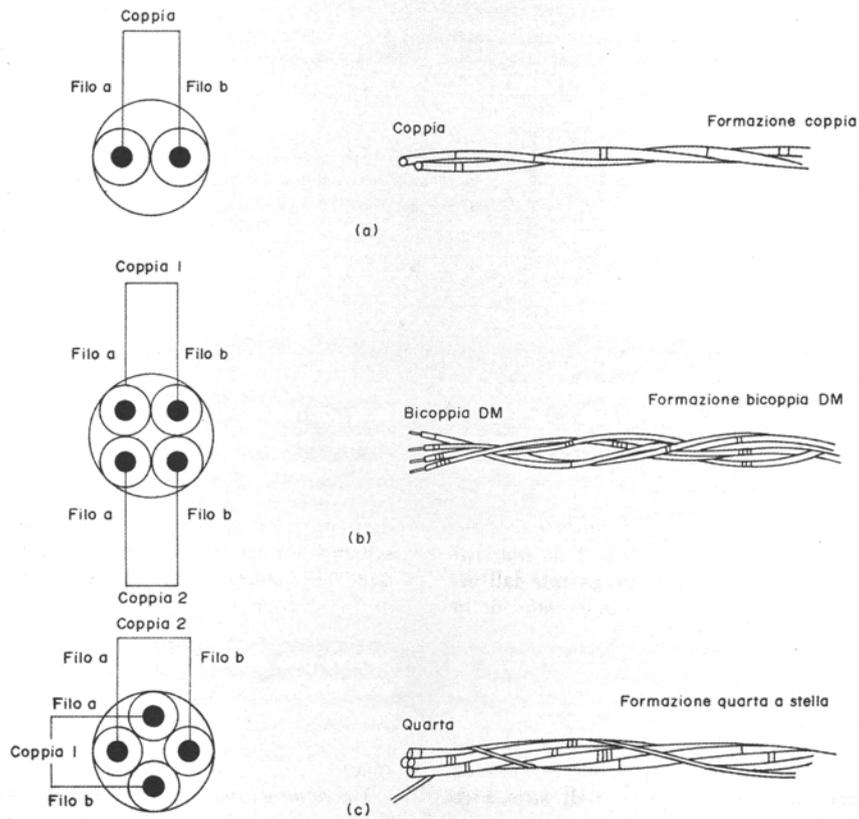
- Bicoppie a stella

i conduttori sono posti ai vertici di un quadrato e sono cordati assieme secondo una stessa elica



i conduttori impiegati per formare tali linee sono generalmente fili di rame aventi i diametri variabili da 0,5 a 0,7 mm per i cavi telefonici urbani e da 0,9 a 1,5 mm per i cavi interurbani

Linee in cavo a coppie simmetriche



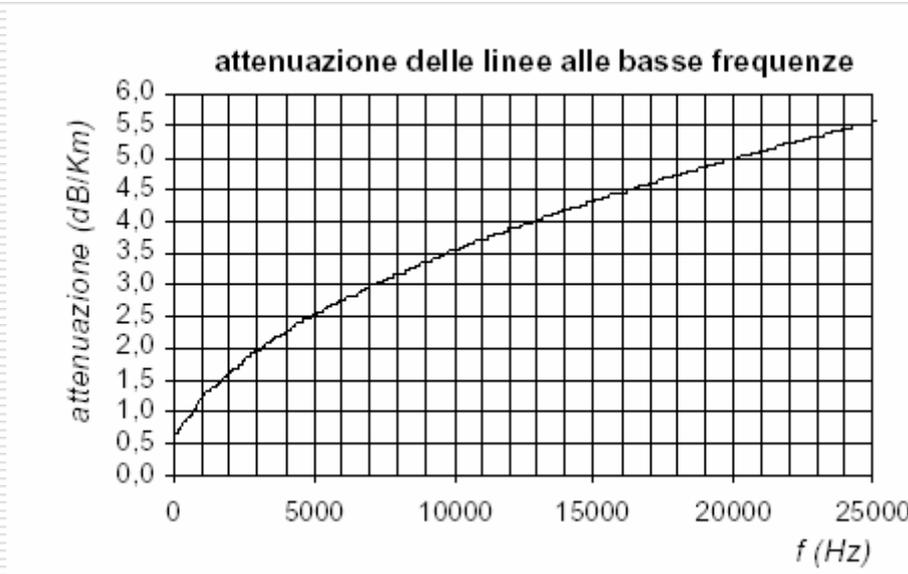
Linee in cavo a coppie simmetriche

- Le resistenze chilometriche delle coppie, in funzione del diametro del conduttore, sono le seguenti:

	Urbani			Interurbani							
	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
D (mm)	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
R (Ω /Km)	176	122	90	69	5	4	36	30	26	22	20

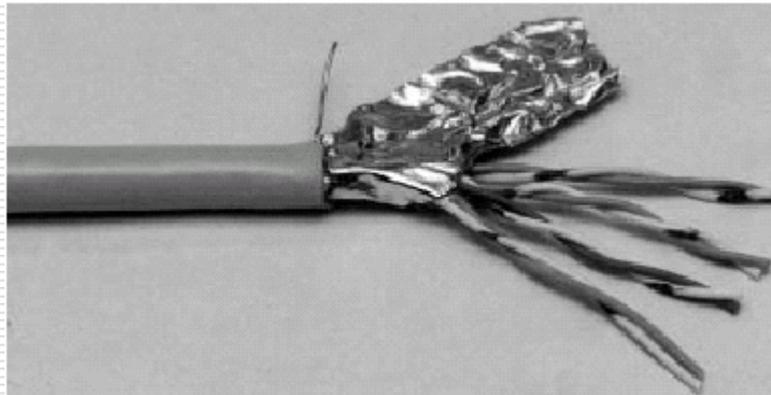
- L'isolamento dei cavi di piccola lunghezza viene costituito in tessile e carta;
per le linee di grandi comunicazioni vengono usati cavi Patterson di piccola conduttanza e piccola capacità: in questi i conduttori sono avvolti con una spirale di filo di carta ritorta, a passo largo, su cui viene appoggiato un nastro di carta avvolto con bordi sovrastanti, in modo che il dielettrico risulta costituito da aria.

Linee in cavo a coppie simmetriche



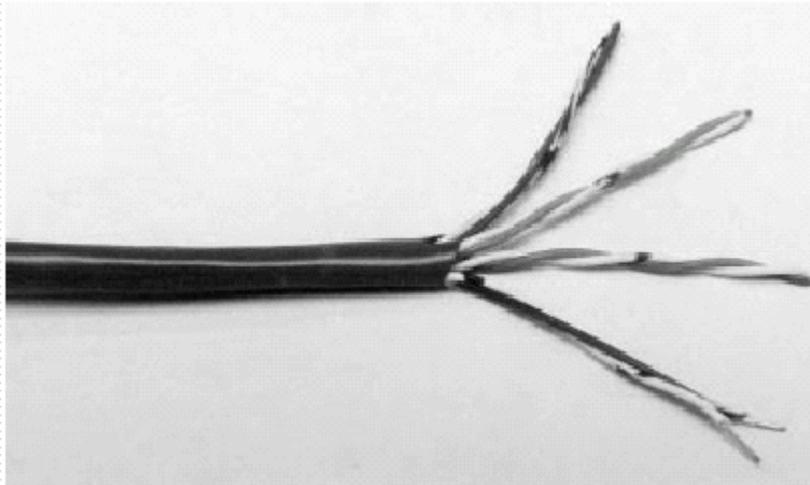
Doppini

- STP (*Shielded Twisted Pair*):
 - versione con uno schermo per ogni coppia più uno schermo globale;
- *Screened, FTP (Foiled Twisted Pair) o S-UTP*:
 - versione con un unico schermo (normalmente in foglio di alluminio) per tutto il cavo;



Doppini

- UTP (*Unshielded Twisted Pair*):
 - versione non schermata.



Cavi UTP (Unshielded Twisted Pair)

- Per categoria si intende la banda passante e quindi le applicazioni che possono essere supportate da un determinato componente.
 - cat. 5e → banda passante 100 MHz
può supportare fino al protocollo Gigabit Ethernet 1000BASE T a 1000 Mbps
 - cat. 6 → banda passante 250 MHz
può supportare sia 1000BASE T che 1000BASE TX
- La differenza tra i cavi risiede soprattutto nelle maggiori prestazioni che garantiscono un rendimento maggiore per l'eliminazione di errori, e conseguenti ritrasmissioni, causati da interferenze.

UTP / FTP

- La cordatura dei cavi non schermati (UTP) è di norma sufficiente ad eliminare i disturbi elettromagnetici ambientali. Solo in applicazioni industriali, dove i cavi possono transitare nelle vicinanze di macchinari, quadri elettrici, la schermatura dei cavi (FTP) può garantire una maggiore protezione.

Variazione con la temperatura

la resistività di un conduttore varia al variare della temperatura

$$\rho_t = \rho_0 (1 + \epsilon t)$$

↖ temperatura di rif 0 °C

□ Linea aerea

- direttamente influenzata dalle variazioni di temperatura stagionali e giornaliere.

□ Cavi interrati (coax o doppini)

- dipende dalla profondità

Variazione con la temperatura



$$\Delta t_z = \Delta t_0 e^{-kz}$$

variazione t a profondità z

variazione sulla superficie

LINEE AEREE

Linee Aeree

- Oggi scarsamente utilizzate
 - linee usate per telegrafia
 - unico filo, perché viene utilizzato come filo di ritorno la terra
 - trasmissioni telefoniche
 - 2 fili in bronzo fosforoso, mantenuti paralleli ad una certa altezza dal suolo, mediante pali con traverse
 - si trovano in campagna
 - basso costo di installazione e manutenzione
 - vanno bene per freq. fino a 200 KHz, oltre la linea si comporta come un'antenna

Linee Aeree

□ Interferenze

- sono dovute ad accoppiamenti parassiti, induttivi o capacitivi.
- per diminuire il livello si ricorre a delle trasposizioni dei fili sulle traverse;

Linee Aeree

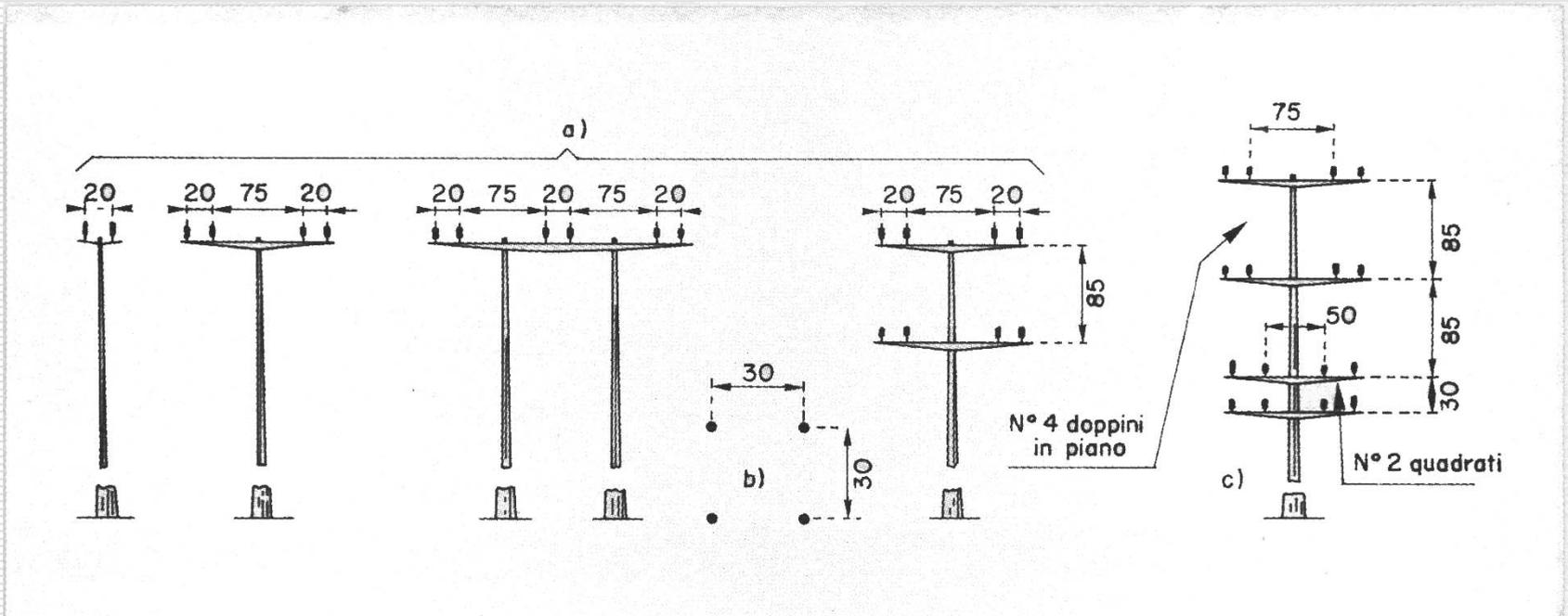
□ *doppini in piano*

- i 2 fili sono disposti sulla stessa traversa. Posso avere più doppini in piano (1, 2, 3, 4).

□ *fili disposti in quadrato*

- ogni linea viene rappresentata da due fili diagonali

Linee Aeree



Linee Aeree

- $L \uparrow, C \downarrow, R \downarrow$
- la G dipende dalle condizioni atmosferiche di solito G piccola ma con aria umida può aumentare
- si comportano come le coppie simmetriche a a.f. ($G \ll \omega C$) – ($R \ll \omega L$)

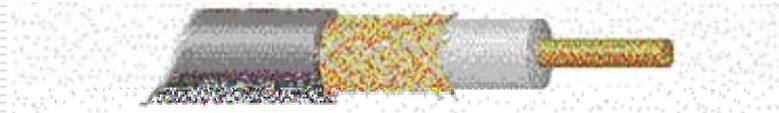
$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} + \frac{G}{2} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad Z_K = \sqrt{\frac{L}{C}} \approx 600 \Omega$$

CAVO COASSIALE

Cavo coassiale

- E' realizzato con un conduttore di rame disposto lungo l'asse di un tubo pure di rame, costituente il secondo conduttore.
- Z_c si mantiene costante pressochè fino a frequenze dell'ordine di alcuni MHz e α assume valori accettabili fino a frequenze dello stesso ordine di grandezza.



Cavo coassiale

- Non si ha diafonia e interferenza con il cavo coassiale, in quanto si ha schermatura alle alte freq. poiché il campo è racchiuso completamente all'interno.

$$R = \frac{\rho}{\pi d_i \delta} + \frac{\rho}{\pi d_e \delta} = \frac{\rho}{\pi \delta} \left(\frac{1}{d} + \frac{1}{D} \right) \quad \Omega/\text{Km}$$

nell'ipotesi che la corrente si addensi sulle superfici affacciate dei due conduttori per uno spessore dato dalla penetrazione

$$L = \underbrace{\frac{\mu}{2\pi} \ln \frac{d_e}{d_i}}_{\text{relativo al dielettrico tra i due conduttori}} + \underbrace{\frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\rho \mu}{2\omega}} \left(\frac{1}{d_i} + \frac{1}{d_e} \right)}_{\text{flusso interno ai conduttori (trascurabile)}} \quad \text{H/Km}$$

relativo al dielettrico tra i due conduttori

flusso interno ai conduttori (trascurabile)

Cavo coassiale

$$C = \frac{2\pi\epsilon_0\epsilon_r}{\ln \frac{d_e}{d_i}} \quad \text{F/Km}$$

□ Costanti secondarie:

- $R \ll \omega L$ poiché le coppie coax si usano per $f > 60$ KHz

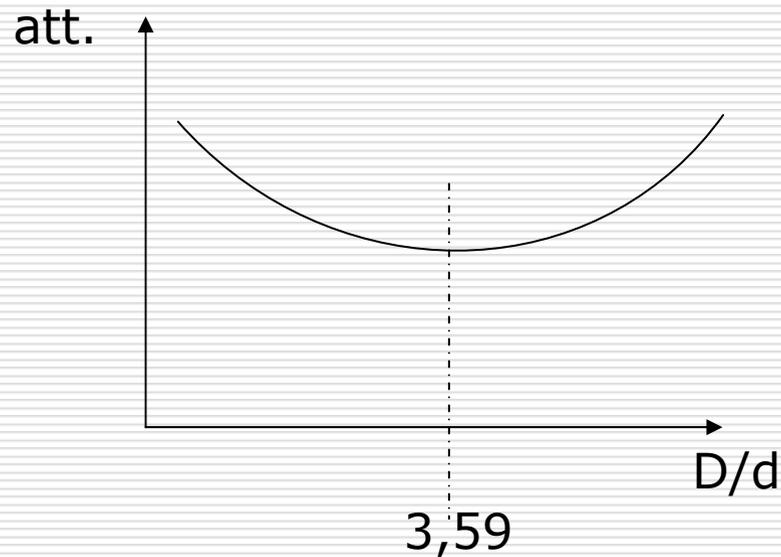
$$\beta = \omega \sqrt{LC}$$

$$\alpha = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}}$$

essendo G trascurabile dato il buon isolamento

Cavo coassiale

- sostituendo i parametri primari, ottengo:



es: 0,7/2,9

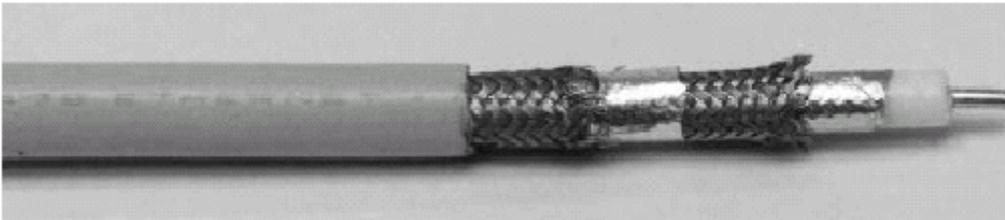
Cavo coassiale

- Il cavo coassiale è stato soppiantato dal doppino per diverse ragioni. Tra queste:
 - maggior costo, sia dei materiali (soprattutto i connettori), sia per la maggior difficoltà di installazione;
 - maggior ingombro;
 - minor flessibilità: il cavo coassiale è adatto soltanto ad alcuni servizi;

Cavo coassiale

□ Esempi

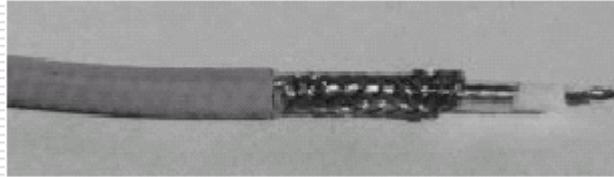
■ ***thick Ethernet*** (RG213)



- ottimi parametri elettrici
- schermatura a 4 strati
- costoso
- raggi minimi di curvatura ammessi

Cavo coassiale

- ***thin Ethernet*** (standard IEEE 802.3 10Base2)

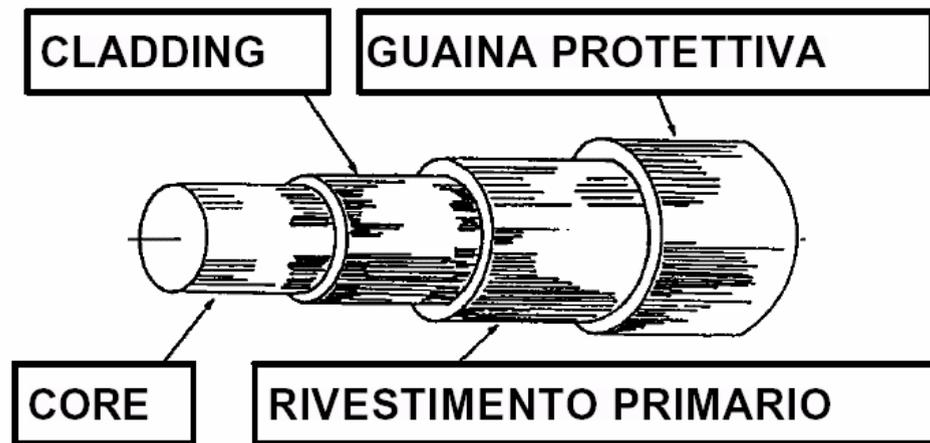


- schermatura doppia (foglio più calza)
- ***RG58***
 - come il thin, ma con schermo singolo (calza)

FIBRA OTTICA

Fibra ottica

- Minuscolo e flessibile filo di vetro costituito da due parti (*core* e *cladding*) con indici di rifrazione diversi
- Per la legge di Snell, il raggio luminoso (generato da un LED o da un laser) introdotto nella fibra entro un "angolo di accettazione" rimane confinato nel core



Fibra ottica

□ Vantaggi

- Totale immunità da disturbi elettromagnetici
- Alta capacità trasmissiva (fino a decine Terabit/s)
- Bassa attenuazione ($\sim 0.1\text{dB/km}$), dipendente dalla lunghezza d'onda
- Dimensioni ridotte e costi contenuti

□ Svantaggi

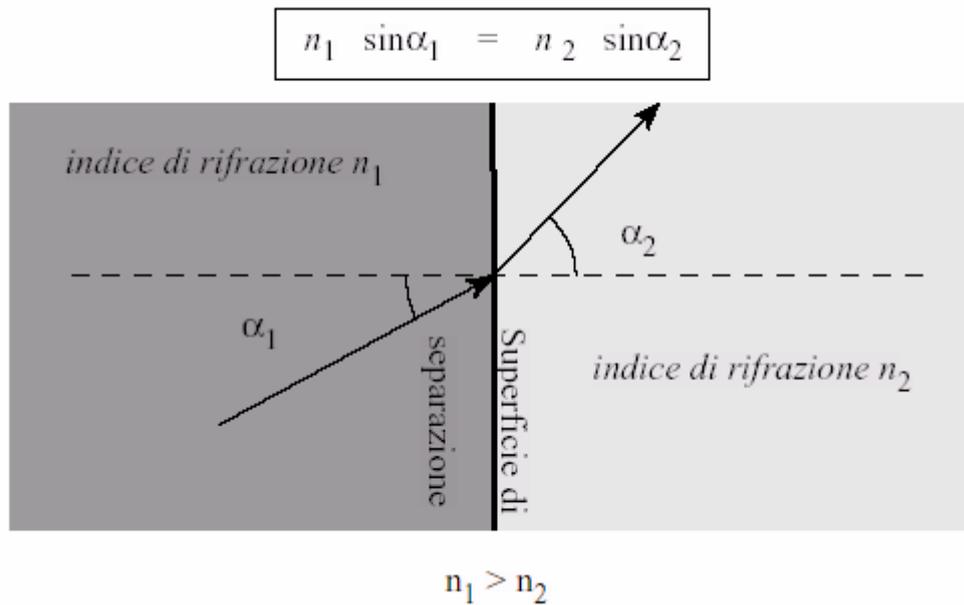
- Adatte solo a collegamenti punto-punto
- Difficili da collegare tra loro e con connettori
- Ridotto raggio di curvatura

Fibra ottica

- La dimensione standard del diametro delle fibre è di 125 μm , e con il rivestimento esterno si giunge a diametri di circa 0.25 mm.
- Un'analisi semplificata, ma precisa sino a quando le dimensioni della fibra sono molto maggiori di quelle della lunghezza d'onda, può essere effettuata applicando le leggi dell'ottica geometrica.

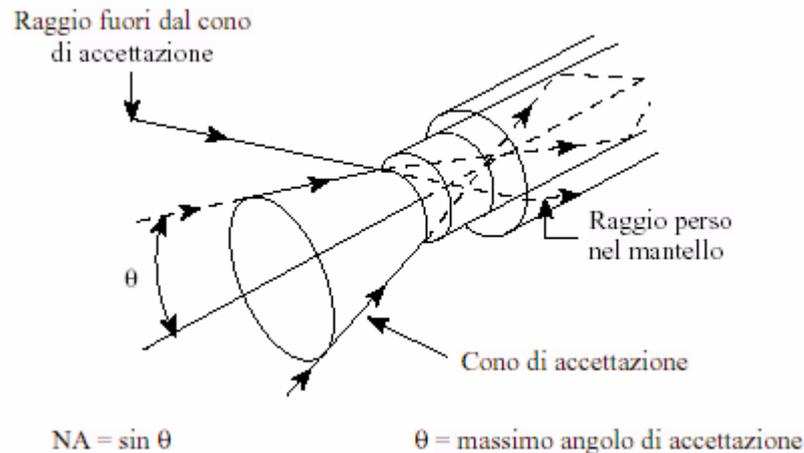
Fibra ottica

□ Legge di Snell



Fibra ottica

- valori tipici per gli indici di rifrazione sono $n_2=1.475$ per il cladding e $n_1=1.5$ per il core. Pertanto, $\alpha_c=79.5^\circ$. Per angoli di incidenza maggiori dell'angolo critico si ha riflessione totale.
- Affinché avvenga la riflessione totale, è necessario che i raggi introdotti all'interno della fibra siano entro un certo angolo di accettazione della fibra.



NA=apertura numerica della fibra

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Fibra ottica

□ Multimodali

- ammettono più modi di propagazione
- modo: configurazione dell'energia che si propaga nella fibra (si ricava dalla soluzione delle eq. di Maxwell)
- la più diffusa è la 62.5/125 (diametro core/diametro cladding *in micron*)

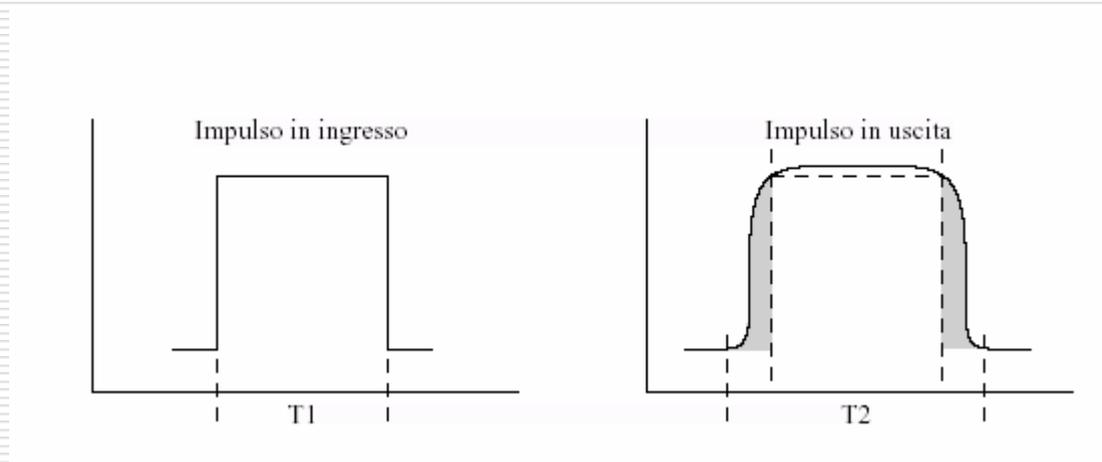
□ Monomodali

- ammettono un solo modo di propagazione
- hanno dimensione del core molto piccola

Fibra ottica - multimodale

□ Dispersione modale

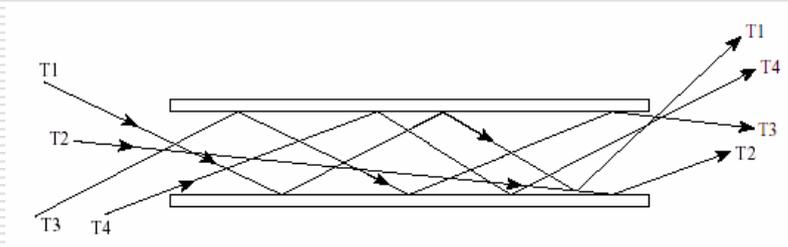
- I raggi che si propagano, percorrono cammini di lunghezza diversa cui corrispondono tempi di propagazione diversi.
- questo pone un limite alla dimensione minima di un impulso e quindi limita la massima velocità di trasmissione.



Fibra ottica - multimodale

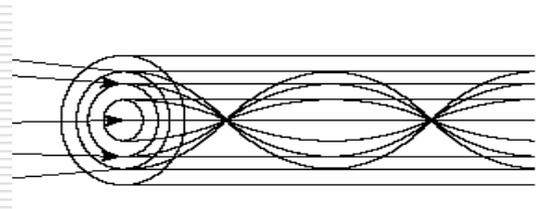
□ step-index (*fenomeno di disp.modale più accentuato*)

- sono caratterizzate da un indice di rifrazione costante fra il centro e la periferia del core. L'indice di rifrazione decresce bruscamente con un gradino (step) entrando nel cladding.



□ graded-index

- il profilo d'indice di rifrazione varia gradualmente lungo il diametro della fibra, passando da un valore massimo al centro del core e decrescendo gradualmente sino ad assumere un valore minimo al confine fra core e cladding.



Fibra ottica - monomodale

□ Indice modale

$$v = \frac{2\pi a}{\lambda} \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad a = \text{raggio core}$$

- per $v < 2.405$ la fibra è monomodale
- quindi $a \downarrow$
- no dispersione modale

Fibra ottica

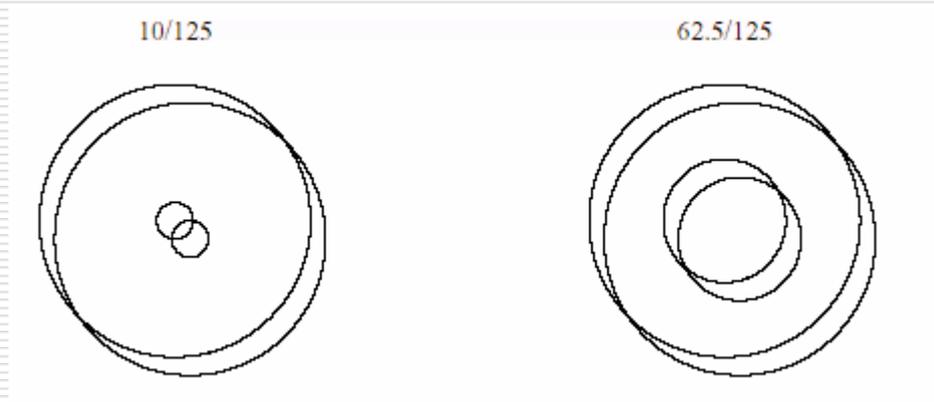
□ Dispersione cromatica

- Il diodo generatore di luce distribuisce l'energia luminosa su più lunghezze d'onda; la dispersione dipende dal fatto che ciascuna lunghezza d'onda presenta una velocità di propagazione diversa.
- Per ridurre in fenomeno della dispersione cromatica si devono usare sorgenti di luce a banda molto stretta, quasi monocromatiche (LASER invece che LED).

Fibra ottica

□ Difficoltà di giunzione

- maggiore per le monomodali (più piccole)
- costi alti
 - limita l'impiego delle fibre ottiche alla realizzazione di dorsali di rete, mentre per collegare il singolo posto di lavoro il doppino di rame ha un miglior rapporto prestazione/prezzo.



Fibra ottica - Attenuazione

□ Tipi di attenuazione

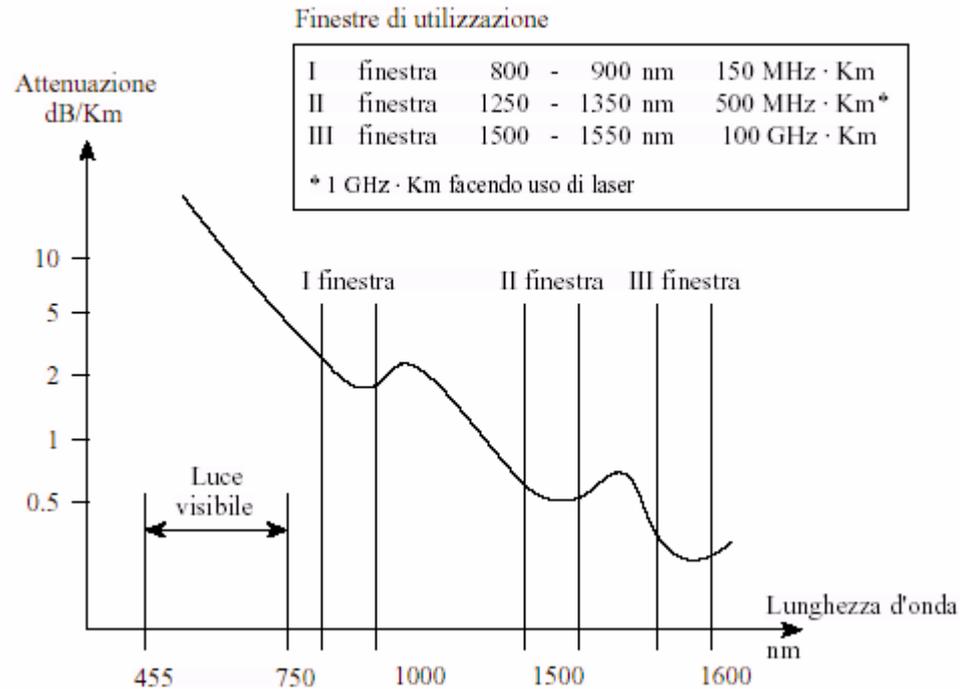
■ assorbimento

- i fotoni interagiscono con le molecole costituenti la fibra

■ diffusione

- il materiale costituente la fibra non è totalmente omogeneo

Fibra ottica - Attenuazione



Fibra ottica - Attenuazione

- I° finestra
 - presente solo nella multimodale
 - attenuazioni inferiori a 3.5 dB/Km
- II° finestra
 - presente sia nella multi che monomodale
 - attenuazioni inferiori a 0.5 dB/Km (monomodali)
 - attenuazioni inferiori a 1 dB/Km (multimodali)
- III° finestra
 - presente solo nella monomodale
 - attenuazioni inferiori a 0.2 dB/Km

Fibra ottica

- massima frequenza binaria utilizzabile per fibra monomodale in III° finestra (*solo disp. cromatica*)

$$f_b \leq \frac{1}{0.5 \cdot \tau \cdot d_{Km}} \quad \text{Gbit/sec}$$

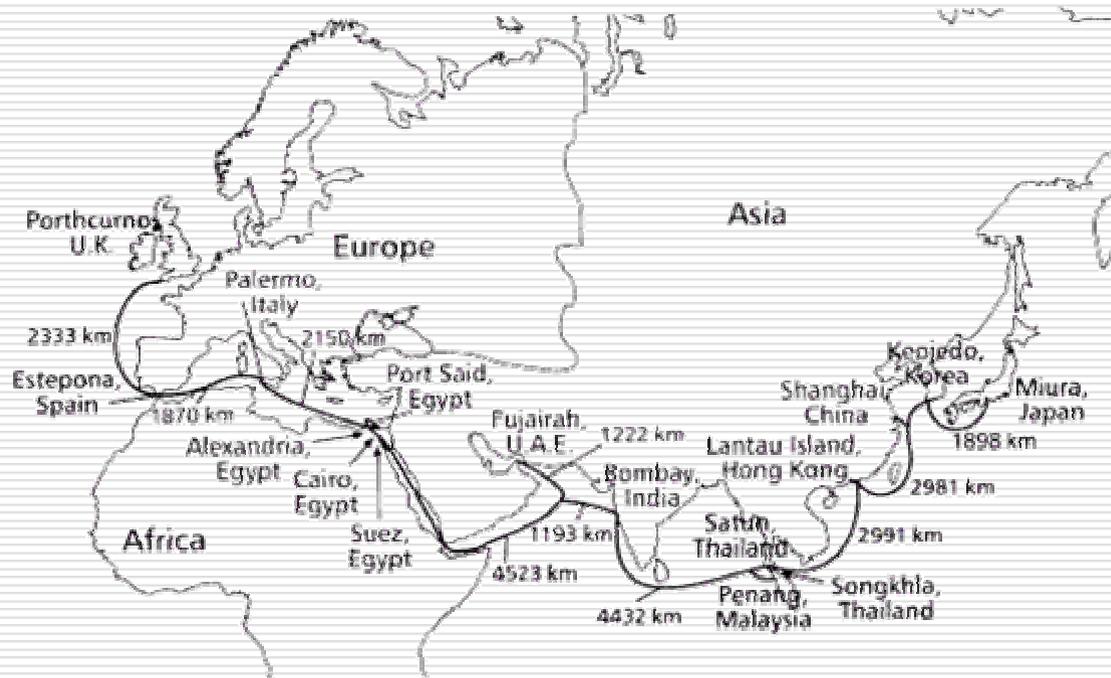
dispersione della fibra in nsec/Km

	LED	LASER
d(Km)	(Mb/s)	(Mb/s)
4	200,0	8333,3
8	100,0	4166,7
15	53,3	2222,2
30	26,7	1111,1
60	13,3	555,6
120	6,7	277,8
240	3,3	138,9

La rete FLAG

- Un esempio di sistema ottico di trasmissione ad altissima capacità delle ultime generazioni é il cavo transcontinentale FLAG.
- Il FLAG (Fiber-Optic Link Around the Globe) si estende ininterrottamente per 27,000 km dalla Gran Bretagna al Giappone (costituisce infatti il più esteso manufatto mai realizzato dall'uomo) collegando 12 paesi a 10 Gbit/s full-duplex per una capacità totale di circa 120,000 canali telefonici su due coppie di fibre a 5 Gbit/s per coppia.

La rete FLAG



La rete FLAG

- ❑ collega l'estremità europea del TAT 12/13 con l'estremità asiatica del TPC-5
- ❑ utilizza amplificatori EDFA
- ❑ alto livello di affidabilità (1.45 riparazioni sottomarine in 25 anni)
- ❑ alto livello di disponibilità – almeno il 99.999%, non più di 5 min all'anno di indisponibilità.
- ❑ efficiente sistema di gestione della rete

La rete TAT 12/13

- Fornisce sistema di telecomunicazioni tra gli USA e l'Europa.
- Costo: 740 milioni di dollari realizzato da un consorzio costituito da AT&T, BT e FT.
- La rete consiste di anello formato da 4 segmenti di cavi sottomarini in fibra ottica.
- Segmento 1: tra GREEN HILL (USA) e LANDS END (ENGLAND) $l=5913$ Km;
 - 133 ripetitori con amplificatori EDFA spazati di 45 Km
- Segmento 2: tra LANDS END e PENMARC'H (FRANCE) $l=370$ Km;
 - 4 ripetitori spazati di 74 Km
- Segmento 3: tra SHIRLEY (NEW YORK) e GREEN HILL $l=162$ Km senza ripetitori
- Segmento 4: tra PENMARC'H e SHIRLEY $l=6321$ Km
 - 140 ripetitori spazati di 45 Km
- BER $< 4 \cdot 10^{-10}$
- vita di progetto: 25 anni senza riparazioni.

ONDE ELETROMAGNETICHE

Atmosfera terrestre

- Troposfera (al di sotto dei 15 Km)
 - l'indice di rifrazione ha un gradiente che causa un incurvamento della traiettoria delle onde elettromagnetiche in direzione della terra
- Stratosfera (da 15 a 40 Km)
 - è priva di vapore d'acqua
- Ionosfera (da 40 a 500 Km)
 - è composta da strati ionizzati. La ionizzazione dipende dall'ora del giorno, dalla stagione, dalle macchie solari. Avvengono fenomeni di rifrazione, assorbimento e riflessione.

Propagazione delle onde

- propagazione per onda superficiale terrestre (da 10 KHz a 10 MHz)
 - a queste frequenze le antenne trasmettenti irradiano soprattutto lungo il piano orizzontale. Le onde superficiali si manifestano perché il terreno diventa sede di correnti di terra.
- propagazione per onda ionosferica (da 1 MHz a 50 MHz circa)
 - le onde elettromagnetiche, penetrando negli strati conduttori della ionosfera, subiscono per rifrazione un incurvamento verso il basso, in quanto, all'aumentare dell'altezza, diminuisce l'indice di rifrazione.

Gamme di frequenza utilizzate nelle TLC

Gamma	Nome	Sigla	servizio
0,3-300 Hz	Onde lunghe	LF	Radiolocalizzazione marittima
300-3000 Hz	Onde medie	MF	Servizi di diffusione a mod. di ampiezza
3-30 KHz	Onde corte	HF	Collegamenti a lunga distanza
30-300 MHz	Very high frequency	VHF	Radiomobili militari. Diffusione FM
300-3000 MHz	Ultra High frequency	UHF	Ponti radio. Diffusione televisiva
3-30 GHz	Super High frequency	SHF	Ponti radio. Satelliti. Radar.

Caratteristiche dell'antenna

□ Antenna trasmittente

■ antenna isotropa

- sorgente radio che irradia una potenza totale P_E in tutte le direzioni.

$$p_{iso} = \frac{P_E}{4\pi l^2} \text{ W/m}^2 \quad \text{densità di potenza ad una distanza } l \text{ dalla sorgente isotropa}$$

- nelle antenne reali la densità del flusso di potenza dipende dalla direzione α

Caratteristiche dell'antenna

- **Guadagno di un'antenna** (si misura in una certa direzione e in confronto alla sorgente isotropa)

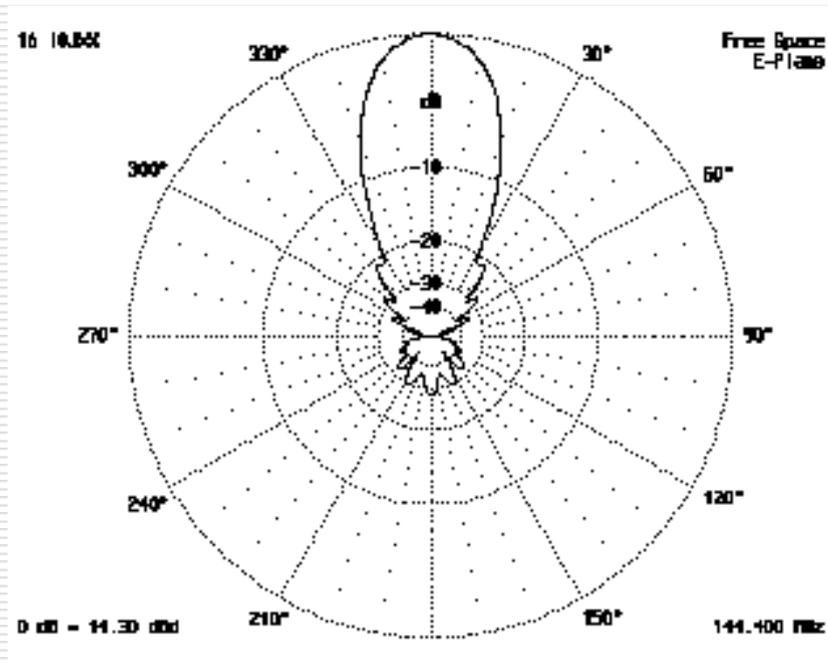
$$g_{\alpha} = \frac{P_{\alpha}}{P_{iso}}$$

oppure

$$G_{\alpha} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_{\alpha}}{P_{iso}} \right)$$

- la superficie nello spazio definita da g_{α} per tutte le direzioni di radiazione attorno all'antenna costituisce il diagramma di radiazione dell'antenna

Diagramma di radiazione



Direttività

- In un mezzo senza perdite, tutta la potenza P_E fornita dall'emettitore deve essere distribuita sulla sfera di raggio l

$$P_E = \iint_{\text{sfera}} p_\alpha dS = \iint_{\text{sfera}} p_{\text{iso}} g_\alpha dS = \frac{P_E}{4\pi l^2} \iint_{\text{sfera}} g_\alpha dS$$

$$d\Omega = \frac{dS}{l^2}$$

$$P_E = \frac{P_E}{4\pi l^2} \iint_{\text{sfera}} g_\alpha d\Omega l^2 = \frac{P_E}{4\pi} \iint_{\text{sfera}} g_\alpha d\Omega$$

$$\iint_{\text{sfera}} g_\alpha d\Omega = 4\pi$$

quindi se il guadagno è alto in una direzione, deve essere basso nelle altre.

Un'antenna con alto guadagno è direttiva e vic.

Caratteristiche dell'antenna

□ Antenna ricevente

- definiamo **area efficace**, il valore massimo del rapporto tra la potenza disponibile in uscita all'antenna ricevente e la densità del flusso di potenza (p_β) irradiata in quel luogo da un'antenna trasmittente posizionata nella direzione β rispetto all'antenna ricevente.

$$A_{e\beta} = \frac{P_R}{p_\beta} \quad \text{m}^2$$

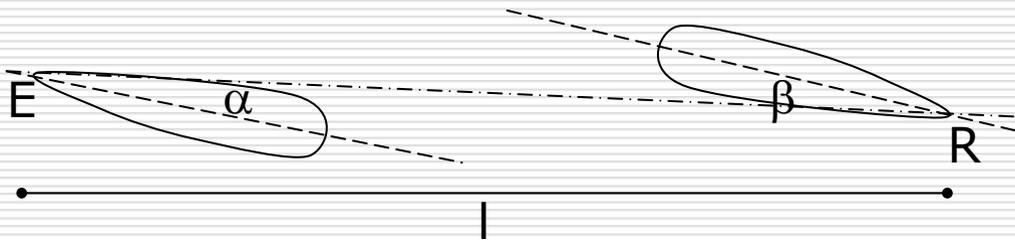
- in particolare si può dimostrare che:

$$\frac{g}{A_e} = \frac{4\pi}{\lambda^2}$$

Attenuazione del collegamento

- Ipotesi:
 - mezzo isotropo
 - mezzo senza perdite
 - propagazione a spazio libero (visibilità diretta)
- Attenuazione
 - $A = 10 \log(P_E/P_R)$ dB
- Nel caso di antenna isotropa
 - $A_{iso} = 20 \log(4\pi l/\lambda)$ dB

Attenuazione del collegamento



$$P_R = A_{e\beta} P_\alpha = A_{e\beta} g_\alpha P_{iso} = A_{e\beta} g_\alpha \frac{P_E}{4\pi l^2} = g_\beta g_\alpha \frac{\lambda^2}{(4\pi l)^2}$$

$$A = 10 \log \left(\frac{P_E}{P_R} \right) = 20 \log \left(\frac{4\pi l}{\lambda} \right) - 10 \log(g_\beta) - 10 \log(g_\alpha) \text{ dB}$$

$$A = A_{iso} - G_{R\beta} - G_{E\alpha} \text{ dB}$$

Attenuazione del collegamento

- Nel caso in cui le antenne sono puntate l'una verso l'altra, i loro assi di massima radiazione coincidono e quindi:

$$A = A_{iso} - G_R - G_E \text{ dB}$$

- di solito si aggiunge un termine A_S (attenuazione supplementare) dovuto a perdite lungo i connettori e condizioni di fading (evanescenza) del segnale.