

**Obiettivo di competenza finale**

saper valutare e confrontare le caratteristiche di propagazione del segnale nei tre mezzi maggiormente utilizzati in telecomunicazioni

**Sezione 10A**

**Cavi e cablaggio strutturato**

**obiettivo di competenza intermedio**

acquisire conoscenze sulla propagazione di un segnale nelle linee metalliche

**Sezione 10B**

**Il vuoto e le antenne**

**obiettivo di competenza intermedio**

acquisire conoscenze sui parametri caratteristici della propagazione tramite antenne

**Sezione 10C**

**Fibre ottiche**

**obiettivo di competenza intermedio**

acquisire conoscenze sulla propagazione ottica guidata e sui parametri caratteristici della fibra ottica

**AULADIGITALE**

- 10A Scheda integrativa**  
10A.1 Linee ad alta frequenza  
Soluzioni
- 10B Scheda integrativa**  
10B.1 L'antenna parabolica  
Soluzioni
- 10C Scheda integrativa**  
10C.1 Il laser  
Soluzioni

**Nel libro**

- 10A** Teoria, test e problemi  
**Lezioni multimediali**
- 10B** Teoria, test e problemi
- 10C** Teoria, test e problemi



PAROLE CHIAVE ►

Lezione  
multimediale**10A.1**

Con l'avvento del telegrafo nella seconda metà dell'800 nacque l'esigenza di costruire cavi elettrici.

I primi cavi telegrafici erano conduttori metallici "nudi" sostenuti da supporti ceramici. Successivamente furono prodotti i cavi "Patterson" ricoperti da un nastro di carta.

Ma la ricerca continuò per la posa di cavi sottomarini: **Carl Siemens** inventò un procedimento per ricoprire i cavi di guttaperca, una resina proveniente da piante della Malesia ottimo isolante anche in acqua e malleabile se portata a 70°.

La sua azienda posò il primo cavo sottomarino nel 1875 dall'Irlanda agli Stati Uniti.

Lezione  
multimediale**10A.1**

**Doppino  
intrecciato  
(Twisted Pair)**

## 1. Introduzione

I **mezzi trasmissivi** sono i *canali fisici nei quali l'informazione, sotto forma di grandezza fisica, si propaga dal trasmettitore al ricevitore.*

I mezzi utilizzati si sono evoluti nel tempo con il miglioramento delle tecniche e delle tecnologie. Si pensi ai segnali luminosi a distanza usati da cinesi, indiani o greci nel 200 a.C. o ai messaggeri a cavallo nei servizi postali creati dai Tasso per Venezia e per lo Stato Pontificio nel 1400.

Attualmente i mezzi più utilizzati sono i **cavi metallici**, le **guide d'onda**, le **fibre ottiche**, il **canale radio** e il **canale ottico ad infrarossi**.

I primi tre sono canali che guidano il segnale all'interno di un supporto fisico, mentre negli ultimi il segnale si propaga nello spazio per cui servono opportuni apparati che consentono di ottimizzare l'invio e la ricezione delle onde irradiate.

Nella presente sezione si approfondirà lo studio delle linee di trasmissione metalliche, nelle successive il canale radio e le fibre ottiche.

## 2. Le linee di trasmissione

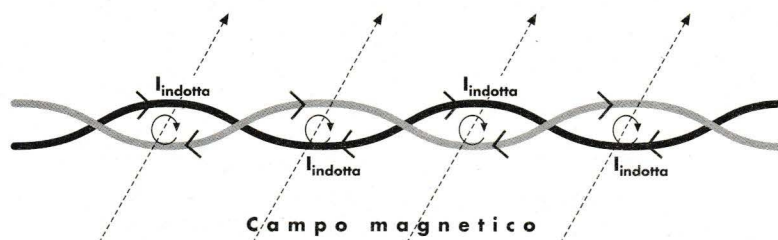
Con il nome di linee di trasmissione si definiscono tutti le *linee metalliche costituite generalmente da due conduttori attraverso i quali si propagano segnali di tensione e di corrente.*

I due mezzi maggiormente utilizzati sono il **doppino intrecciato** (*twisted pair*) ed il **cavo coassiale**.

Il **doppino (fig. 1)** è costituito da due fili metallici, ciascuno ricoperto da isolante, che vengono intrecciati per ridurre i disturbi dovuti ai campi elettromagnetici esterni. A causa dell'intreccio, le correnti indotte sono alternativamente di verso opposto e quindi tendono ad annullarsi.

Questo supporto è utilizzato nelle terminazioni d'utente delle linee telefoniche, nei collegamenti tra terminali delle reti LAN (con eventuale schermatura aggiuntiva). Presenta i vantaggi di *costi ridotti*, della flessibilità e leggerezza che facilita

il cablaggio. Lo svantaggio è dato dall'*elevata attenuazione soprattutto a medie ed alte frequenze* e dalla *sensibilità ai disturbi elettromagnetici*. Inoltre poiché nei cavi sono presenti numerose coppie di doppini intrecciati si ha un'*elevata interferenza reciproca* tra segnali diversi inviati su doppini adiacenti (disturbo chiamato **diafonia**).

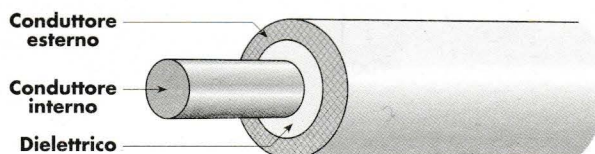
**Figura 1**

Doppino intrecciato ed effetto delle correnti indotte.

**Cavo coassiale**

Un miglioramento delle prestazioni si ha con il **cavo coassiale** (fig. 2). Questo è costituito da due conduttori coassiali separati da materiale isolante, uno interno nel quale vi è presente il segnale e uno esterno generalmente costituito da una *calza metallica collegata a massa che ha la funzione di schermo elettromagnetico*.

Il segnale elettrico interno risulta protetto dai disturbi elettromagnetici presenti nell'ambiente circostante così come il segnale informativo non irradia all'esterno del cavo e quindi non crea interferenze ad altri segnali.

**Figura 2**

Cavo coassiale.

Il *costo superiore*, la rigidità del cavo e la maggiore precisione necessaria per le connettorizzazioni ne consigliano l'uso solo per applicazioni nelle quali il doppino è inefficace: *trasmissioni ad alta frequenza, collegamento tra strumenti di misura, acquisizione di segnali di debole intensità*.

### 3. L'analisi a costanti distribuite

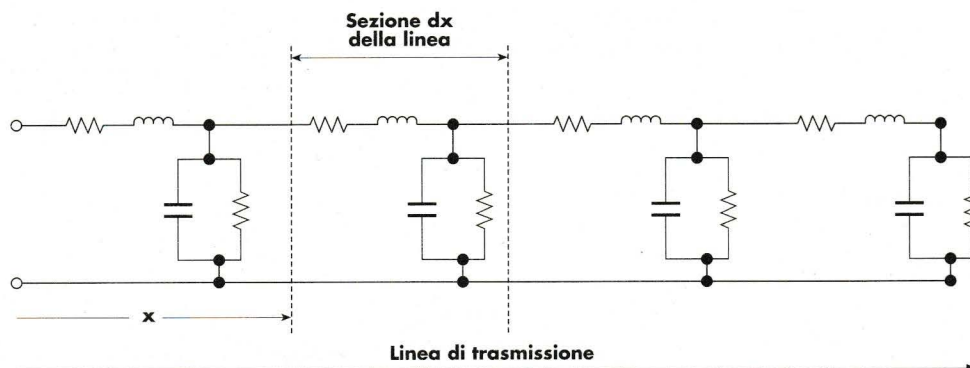
Lezione  
multimediale **10A.1**

Le linee di trasmissione hanno proprietà elettriche dipendenti dalla lunghezza del cavo, infatti gli effetti generati sul segnale in una sezione sono molto deboli ma nella propagazione lungo il cavo stesso diventano rilevanti. Per questo si definiscono le linee come componenti a **parametri distribuiti**, che necessitano di uno studio che tenga conto della distanza percorsa dal segnale nella linea. Tale metodo è chiamato **analisi a costanti distribuite**.

Nell'analisi qui sviluppata si considera il caso di segnali sinusoidali, perché grazie al teorema di Fourier i risultati possono essere generalizzati a qualsiasi segnale.

La linea di trasmissione può essere schematizzata da due fili e composta da una successione di numerose sezioni di linea di lunghezza infinitesima  $dx$  (fig. 3).

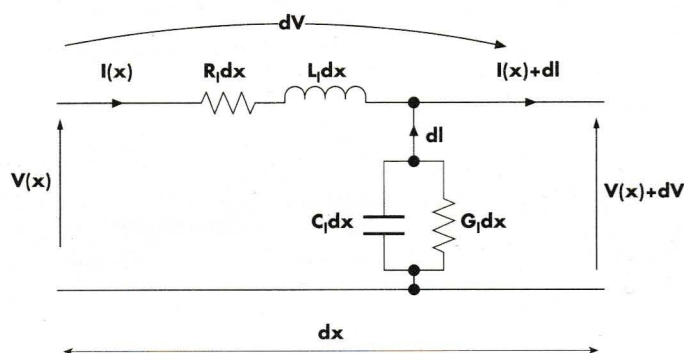
Analisi a costanti  
distribuite


**Figura 3**

Linea di trasmissione come successione di elementi concentrati.

Si consideri una singola sezione  $dx$  della linea posta ad una distanza  $x$  dalla sorgente (**figura 4**), il suo comportamento elettrico può essere schematizzato da una serie di una resistenza di valore  $R_l dx$  con una induttanza  $L_l dx$  e da un parallelo di una conduttanza  $G_l dx$  con una capacità  $C_l dx$ . I parametri  $R_l, L_l, G_l, C_l$  sono chiamati **costanti primarie** della linea, dipendono dalle caratteristiche fisiche del cavo (materiale, dimensioni, forma geometrica, ecc), vengono forniti dal produttore di cavi e hanno *valori elettrici espressi per unità di lunghezza* (rispettivamente  $\Omega/\text{m}$ ,  $\text{H}/\text{m}$ ,  $\text{S}/\text{m}$ ,  $\text{F}/\text{m}$ ). Si ricorda (unità di apprendimento 7, par. 7) che la conduttanza è l'inverso della resistenza:  $G = 1/R$ .

### Costanti primarie


**Figura 4**

Modello elettrico di una sezione infinitesima di linea di trasmissione.

Se  $V(x)$  è la tensione tra i due conduttori a distanza  $x$  dalla sorgente e  $I(x)$  la corrente che vi scorre,  $V(x) + dV$ ,  $I(x) + dI$  sono la tensione e la corrente a distanza  $x + dx$ . Applicando le leggi di Kirchhoff si possono ricavare gli incrementi  $dV$  e  $dI$  nella sezione:

$$\begin{cases} dV = -(R_l dx + j\omega L_l dx) I(x) \\ dI = -(G_l dx + j\omega C_l dx) (V(x) + dV) \end{cases} \quad \mathbf{1}$$

Si noti che qui e nel seguito di questa trattazione, si omette, sottintendendola per semplicità, la rappresentazione simbolica delle grandezze sinusoidali interpretate con numeri complessi, usata nell'unità di apprendimento 8.

Definita l'**impedenza serie per unità di lunghezza della linea** come

$$Z_l = R_l + j\omega L_l \quad \mathbf{2}$$

e l'**ammettenza parallelo per unità di lunghezza della linea** come

$$Y_l = G_l + j\omega C_l \quad \mathbf{3}$$

trascurando  $dV$  rispetto a  $V$ , le espressioni **1** possono essere riscritte come

$$\begin{cases} \frac{dV}{dx} = -(R_l + j\omega L_l)I(x) = -Z_l I(x) \\ \frac{dI}{dx} = -(G_l + j\omega C_l)V(x) = -Y_l V(x) \end{cases} \quad \mathbf{4}$$

**Equazioni dei  
telefonisti e dei  
telegrafisti**

**Costanti  
secondarie**

Queste due equazioni, dette differenziali per la presenza di derivate, sono note come **equazioni dei telefonisti e dei telegrafisti**, e danno come risoluzione le funzioni  $V(x)$  e  $I(x)$ , che descrivono l'andamento delle grandezze elettriche nel cavo in funzione della distanza  $x$ . Per la risoluzione di queste equazioni si introducono le **costanti secondarie della linea** che vengono ricavate dalle costanti primarie:

$$\gamma = \alpha + jB = \sqrt{X_l \cdot Z_l} \quad [\text{m}]^{-1} \quad \mathbf{5}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z_l}{Y_l}} \quad [\Omega] \quad \mathbf{6}$$

$\gamma$  è chiamata **costante di propagazione** ed è costituita da una parte reale  $\alpha$  chiamata **costante di attenuazione** e da una parte immaginaria  $\beta$  chiamata **costante di sfasamento**;  $Z_0$  è chiamata **impedenza caratteristica** della linea, dà informazione sul rapporto tra tensione e corrente lungo la linea.

Si potrebbe dimostrare che risolvendo le **4** si ottengono le seguenti soluzioni

$$\begin{cases} V(x) = V_1 e^{-\gamma x} + V_2 e^{\gamma x} \\ I(x) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-\gamma x} - \frac{V_2}{Z_0} e^{\gamma x} \end{cases} \quad \mathbf{7}$$

Dove  $V_1$  e  $V_2$  sono costanti che dipendono dai valori di tensioni che si hanno alle terminazioni della linea.

Analizzando le soluzioni **7** si nota che:

- i segnali elettrici sono composti da due termini che rappresentano due **onde** viaggianti nella linea, la prima detta **diretta** lungo le  $x$  crescenti (*si propaga secondo la direzione positiva dell'asse  $x$  e si attenua al crescere di  $x$* ), la seconda detta **riflessa** lungo le  $x$  decrescenti (*si propaga e si attenua secondo la direzione negativa dell'asse  $x$* );
- l'onda di corrente  $I(x)$  è simile all'onda di tensione e in ogni punto della linea è in rapporto con essa tramite l'impedenza caratteristica della linea  $Z_0$ ;
- i segnali viaggianti decrescono e si sfasano (ritardano) nel propagarsi, l'attenuazione e lo sfasamento dipendono dalla costante di propagazione  $\gamma$ .

Si ipotizzi ora una linea di lunghezza infinita (per cui *non vi è onda riflessa* ma solo quella inviata dal trasmettitore: l'onda riflessa esiste se si ha una terminazione della linea dove l'onda diretta arriva e viene, eventualmente, riflessa) e si completino le

Il segnale che si propaga lungo una linea può essere pensato somma di due componenti: quella diretta che si propaga a partire dall'origine del segnale e quella riflessa che si propaga in senso inverso.

**Onde diretta  
e riflessa  
nella linea**

espressioni **7** con quella del segnale sinusoidale variabile nel tempo, espresso in notazione complessa secondo la formula di Eulero:

$$\begin{cases} V(x, t) = V_1 e^{-(\alpha + j\beta)x} \cdot e^{j\omega t} \\ I(x, t) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-(\alpha + j\beta)x} \cdot e^{j\omega t} \end{cases} \quad \mathbf{8}$$

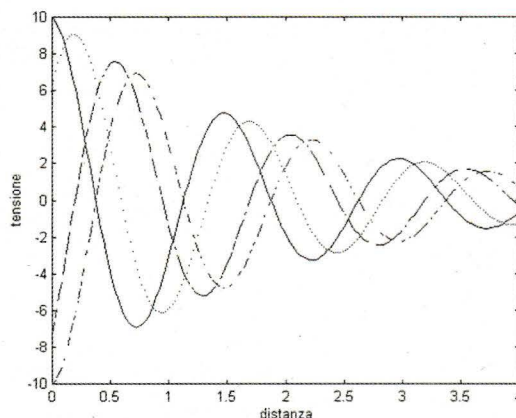
in notazione reale gli andamenti di  $V$  ed  $I$  in funzione del tempo  $t$  e dello lunghezza  $x$  della linea diventano

$$\begin{cases} V(x, t) = V_1 e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) \\ I(x, t) = \frac{V_1}{Z_0} e^{-\alpha x} \cos(\omega t - \beta x) \end{cases} \quad \mathbf{9}$$

Le espressioni **9** indicano come il segnale nella linea si riduce di ampiezza in maniera esponenziale in funzione della **costante di attenuazione  $\alpha$**  e cambia la sua fase in maniera proporzionale alla **costante di sfasamento  $\beta$** .

$V_1$  in questo caso è il valore che  $V(x, t)$  assume all'inizio della linea, al tempo  $t = 0$  cioè è il valore del segnale inviato in linea dal trasmettitore all'inizio della trasmissione.

In **figura 5** è rappresentata la propagazione di un segnale sinusoidale di tensione in un cavo di 4 metri con costanti di propagazione  $\alpha = 0,5 \text{ m}^{-1}$  e  $\beta = 4,19 \text{ m}^{-1}$ , il segnale è visualizzato in quattro istanti di tempo  $t_1 = 0$ ,  $t_2 = 0,9$ ,  $t_3 = 2,28$ ,  $t_4 = 3 \text{ nsec}$ .



**Figura 5**

Propagazione di un segnale di tensione in una linea di 4 metri in quattro istanti successivi.

## 4. Le caratteristiche della linea

Come si è visto le caratteristiche elettriche della linea sono descritte dalle costanti primarie  $R_l$ ,  $L_l$ ,  $G_l$  e  $C_l$ . Vi sono espressioni che, sia per i doppini che per i cavi coassiali, permettono di ricavarne i valori in funzione della geometria e dei materiali costituenti la linea (sia i conduttori che gli isolanti).

Un effetto rilevante da considerare è il cosiddetto **effetto pelle** che consiste nell'addensarsi degli elettroni sulla superficie esterna dei conduttori per segnali ad alta frequenza.

La conseguenza maggiore è che si riduce la sezione realmente attraversata dai portatori di carica con conseguente aumento della resistenza  $R_l$  in maniera proporzionale a  $\sqrt{f}$ , per frequenze superiori alle centinaia di kHz. Questo spiega perché le perdite dei cavi metallici aumentano considerevolmente ad alta frequenza.

Lezione multimediale **10A.1**

L'effetto pelle determina un aumento della resistenza proporzionale a  $\sqrt{f}$  e quindi le perdite in linea a frequenze elevate aumentano notevolmente.

Per lo studio della propagazione è più conveniente utilizzare le costanti secondarie della linea, ricavate dalle primarie o fornite direttamente dal costruttore.

**Impedenza caratteristica**

L'**impedenza caratteristica**  $Z_0$  esprime il rapporto, in ogni istante ed in ogni punto della linea, tra l'onda di tensione  $V(x)$  e l'onda di corrente  $I(x)$ . La grandezza è espressa in Ohm, ma *non deve essere confusa con un'impedenza fisica misurabile nel cavo né con la resistenza dei conduttori della linea !!!*

Questo parametro, importante soprattutto nei collegamenti con gli apparati di trasmissione e di ricezione, assume valori standard nei collegamenti tipici delle telecomunicazioni: vale  $600 \Omega$  per le tratte telefoniche con doppino,  $75 \Omega$  per i cavi di antenna televisiva,  $50 \Omega$  per i cavi di strumentazione e per i collegamenti di reti LAN.

**Attenuazione del cavo**

L'attenuazione del cavo è data dalla **costante di attenuazione**  $\alpha$ , poiché la perdita è esponenziale si preferisce esprimere l'attenuazione in dB/km.

Considerando l'effetto pelle,  $\alpha$  può essere espressa da

$$\alpha(f) = \alpha_0 \sqrt{f} \quad \mathbf{10}$$

dove  $\alpha_0$  dà il valore della costante di propagazione ad una frequenza di riferimento  $f_0$ , quindi l'attenuazione  $A_{dB}$  in decibel per un cavo di lunghezza  $l$  è data da

$$A_{dB} = 20 \log(e^{\alpha_0 \sqrt{f} l}) = A_0 \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}} \cdot l \quad \mathbf{11}$$

dove  $A_0$  è l'attenuazione in dB/km fornita dal costruttore alla frequenza  $f_0$  e  $l$  è la lunghezza del collegamento in km.

Nell'espressione **9** il termine  $(\omega t - \beta x)$  rappresenta la fase dell'onda sinusoidale, il primo prodotto stabilisce l'evoluzione nel tempo, il secondo nello spazio. L'onda si ripete nel tempo ogni periodo  $T$ , dato dall'inverso della frequenza  $f$ , ma anche nello spazio si ha una ripetizione periodica, la distanza di ripetizione è chiamata **lunghezza d'onda**  $\lambda$  ed è data dallo spazio percorso per compiere un angolo di  $2\pi$  nella fase, quindi:

**Lunghezza d'onda**

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad \mathbf{12}$$

Nel caso di **figura 5** applicando la **12** si trova  $\lambda = 1,5$  m.

La velocità di propagazione dell'onda sinusoidale nella linea è detta **velocità di fase**  $u_f$ , può essere calcolata in un ciclo di onda mettendo a rapporto la lunghezza d'onda percorsa ed il periodo trascorso:

**Velocità di fase**

$$u_f = \frac{\lambda}{T} = \frac{2\pi}{\beta} \cdot f = \frac{\omega}{\beta} \quad \mathbf{13}$$

Da cui si può ricavare il **ritardo di fase**  $\tau_f$  con cui l'onda giunge al termine di una linea di lunghezza  $l$

**Ritardo di fase**

$$\tau_f = \frac{l}{u_f} = \frac{l \cdot \beta}{\omega} \quad \mathbf{14}$$

Come si nota, maggiore è la costante di sfasamento, minore è la velocità dell'onda nel cavo e quindi maggiore è il ritardo nella trasmissione.

I segnali che si propagano nella linea sono onde elettromagnetiche, la cui velocità nel vuoto è identica a quella della luce  $c_0$

**Fattore di velocità**

$$c_0 = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \text{ [m/sec]}$$

**15**

ove  $\epsilon_0$  e  $\mu_0$  sono rispettivamente la costante dielettrica e la permeabilità magnetica nel vuoto.

Si definisce come **fattore di velocità**  $f_u$ , il termine che esprime il termine di riduzione della velocità di fase nel cavo rispetto ad una propagazione nel vuoto

$$f_u = \frac{u_f}{c_0} = \frac{\omega}{\beta \cdot c_0}$$

**16**

Tale fattore può essere espresso anche dai parametri che indicano le proprietà elettriche e magnetiche della linea: la costante dielettrica  $\epsilon = \epsilon_0 \epsilon_r$  e la permeabilità magnetica  $\mu = \mu_0 \mu_r$ :

$$f_u = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \cong \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

**17**

$\epsilon_r$  è la costante dielettrica relativa del cavo e  $\mu_r$  permeabilità magnetica relativa che per i dielettrici vale circa 1. Per le linee attualmente utilizzate si hanno fattori di riduzione della velocità  $f_u$  aventi valori intorno a 0,6.

La costante di sfasamento  $\beta$  è funzione sia delle costanti primarie della linea sia di  $\omega$ . Se  $\beta$  non dipende linearmente da  $\omega$ , la *velocità e il ritardo di fase* dati dalla **13** e dalla **14** *assumono valori diversi per ogni frequenza*. Quando questo avviene, un segnale informativo composto da armoniche di frequenze diverse avrà le armoniche che si propagano in linea con velocità diverse.

*Se le velocità delle armoniche hanno valori molto diversi, il segnale arriva a destinazione profondamente modificato e differente da quello inviato.* Se invece le differenze di velocità sono lievi o la differenza di frequenza delle armoniche è piccola, il segnale giunge a destinazione ancora integro con una velocità data dalla velocità dell'involuppo delle onde costituenti il segnale inviato.

In questo secondo caso la velocità di questo insieme di onde è chiamata **velocità di gruppo**  $u_g$  il cui valore è dato da

**Velocità di gruppo**

$$u_g = \frac{d\omega}{d\beta}$$

**18**

ed il **ritardo di gruppo**  $\tau_g$  in un cavo di lunghezza  $l$  è dato da

**Ritardo di gruppo**

$$\tau_g = \frac{l}{u_g} = \frac{l \cdot d\beta}{d\omega} = \frac{d(l \cdot \beta)}{d\omega} = \frac{d\phi}{d\omega}$$

**19**

ove  $\phi$  è lo sfasamento dell'onda nel tratto  $l$  del cavo.

**Condizione di non distorsione**

Dall'analisi degli effetti delle costanti  $\alpha$  e  $\beta$  sui segnali in linea si ricava che affinché il segnale giunga al termine del cavo **senza distorsione** occorre che  $\alpha$  sia costante per ogni frequenza e che  $\beta$  vari linearmente in frequenza.

**Condizione di Heaviside**

Purtroppo, a causa dell'effetto pelle e di altri effetti sui parametri reattivi  $C_l$  e  $L_l$ , queste condizioni non si verificano nelle linee reali.

Vi è però una condizione favorevole, nota come **condizione di Heaviside**, che lega le costanti primarie nel seguente modo:

$$R_l \cdot C_l = G_l \cdot L_l \quad 20$$

Applicandola alla **5** si ottiene il seguente risultato:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{R_l \cdot G_l} + j\omega \sqrt{L_l \cdot C_l} \quad 21$$

Mentre la **6** diventa

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_l}{G_l}} = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} = R_0 \quad 22$$

La condizione di Heaviside permette di avere  $\alpha$  costante e  $\beta$  proporzionale alla frequenza, ovvero una linea non distorcente.

quindi se vale la **20** per la **21** le costanti soddisfano le condizioni di non distorsione ed inoltre il rapporto tra le onde di tensione e di corrente dato dalla **22** (impedenza caratteristica della linea) è puramente resistivo per cui le onde sono in fase tra loro.

Purtroppo nelle linee reali il primo prodotto della **20** è molto maggiore del secondo, per cui per raggiungere l'uguaglianza vanno introdotte modifiche nelle linee che aumentino l'effetto magnetico, quali inserire bobine induttive a certe distanze ("pupinizzazione") o avvolgere il cavo con un filo di ferro ("krarupizzazione").

Questi metodi utilizzati nel passato oggi sono abbandonati perché aumentano notevolmente le perdite delle linee ad alta frequenza.

## 5. Limiti per l'analisi a costanti concentrate e a costanti distribuite

Lezione multimediale **10A.1**

Come si è visto i segnali elettrici lungo la linea sono onde viaggianti, per cui nello stesso istante può accadere che mentre in una sezione della linea il segnale assume un valore positivo, in un'altra un valore negativo ed in un'altra successiva un valore nullo. Questo risultato sovverte le analisi svolte con l'utilizzo della teoria delle reti elettriche, dove, ad esempio, la corrente lungo una linea elettrica assume sempre lo stesso valore in ogni punto. La spiegazione della diversità dei risultati sta nei due diversi tipi di analisi svolte: nel primo caso, la linea è stata sostituita con un modello nel quale i parametri elettrici sono distribuiti lungo la lunghezza, nel secondo la linea è considerata come un elemento concentrato in cui i parametri elettrici hanno valori indipendenti dalla lunghezza del collegamento. Tale studio prende il **nome di analisi a costanti concentrate**.

Entrambi i modelli e quindi le analisi ed i risultati sono corretti, occorre però stabilire i limiti entro cui utilizzare ciascuno studio: nel caso in cui la lunghezza dei cavi o degli apparati è grande occorre effettuare l'analisi a costanti distribuite, se invece la lunghezza è piccola, i parametri elettrici di linee e apparati possono considerarsi concentrati nello spazio.

Il termine di confronto tra linea lunga o corta è data dalle caratteristiche spaziali del segnale che si propaga. Come si vede in **figura 5** e si ricava dall'espressione **12** i segnali hanno una ripetizione periodica spaziale (a meno dell'attenuazione) pari alla **lunghezza d'onda  $\lambda$** , per cui se i collegamenti hanno una lunghezza superiore a una

frazione di lunghezza d'onda  $\lambda$  occorre utilizzare l'analisi a costanti distribuite perché il segnale è ben rappresentato da un'onda viaggiante. Al contrario, se le distanze tra gli apparati sono inferiori ad una frazione di lunghezza d'onda  $\lambda$ , il segnale, pur essendo un'onda, assume valori fissi lungo la linea, variabili solo in funzione del tempo. I parametri elettrici di apparati e collegamenti appaiono "concentrati" rispetto alla lunghezza d'onda  $\lambda$  del segnale, è quindi corretto utilizzare la teoria delle reti senza appesantire l'analisi con le equazioni **1**.

**Limite per l'analisi a costanti concentrate**

Il valore della frazione di lunghezza d'onda da utilizzare deriva dalla pratica e dall'approssimazione richiesta. Numerosi studi consigliano di porre il limite tra le due analisi per una lunghezza  $l$  di **1/10 di  $\lambda$** . Il valore di  $\lambda$  può essere ricavato o dalla **12** o tramite la **13** e la **16**:

$$\lambda = u_f \cdot T = \frac{u_f}{f} = \frac{c_0 \cdot f_u}{f}$$

**23**

Come esempio, in **tabella 1** si riportano i valori di  $\lambda$  e di  $\lambda/10$  per i segnali più diffusi, ipotizzando di avere un fattore di velocità pari a 0,6.

Come si può notare per segnali a basse frequenze è corretta un'analisi a costanti concentrate anche per collegamenti di decine di metri, mentre per segnali ad alte frequenze l'analisi a costanti distribuite è doverosa sia nei collegamenti di apparati sia per il collegamento tra dispositivi all'interno degli apparati stessi.

**Tabella 1**

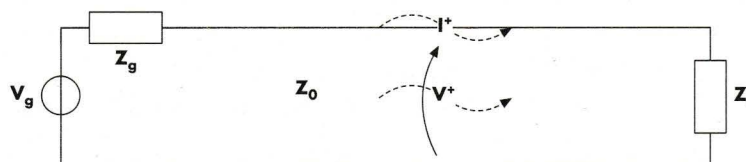
I valori di  $\lambda$  e  $\lambda/10$  e limiti in frequenza per diversi segnali.

Tipo di segnale	Frequenza massima	Lunghezza d'onda $\lambda$	Limite di analisi: $\lambda/10$
Telefonico	4 kHz	45 Km	4,5 Km
Musicale HF	20 kHz	9 Km	900 m
Televisivo	5,5 MHz	33 m	3,3 m
Dati sul rete LAN	100 MHz	1,8 m	18 cm
Modulato per GSM	900 MHz	20 cm	2 cm
Dati su dorsale a fibra ottica	2,5 GHz	72 mm	7,2 mm

## 6. Linea chiusa con il carico: adattamento e riflessione

Lezione multimediale **10A.2**

Si consideri una linea di impedenza caratteristica  $Z_0$ , sufficientemente lunga (rispetto alla lunghezza d'onda  $\lambda$  del segnale) e che abbia all'origine un generatore di tensione con impedenza interna  $Z_g$  e alla terminazione finale abbia un carico  $Z_L$ , sul quale si vuole inviare il segnale emesso dal generatore (**fig. 6**).



**Figura 6**

Collegamento tra generatore e carico con linea bifilare.

In tali ipotesi è ragionevole supporre che all'inizio della trasmissione vi siano solo le onde di tensione e di corrente dirette che si propagano verso il carico, che si indicheranno come  $V^+$  e  $I^+$ .

Lungo la linea, queste onde sono in rapporto tra loro secondo il valore dell'impedenza caratteristica della linea  $Z_0$  come espresso dai primi termini delle soluzioni **7**:

$$\frac{V^+}{I^+} = \frac{V_1 e^{-\gamma x}}{V_1 e^{-\gamma x} / Z_0} = Z_0 \quad \mathbf{24}$$

Al termine della linea, essendo il carico un'impedenza concentrata, si può applicare la legge di Ohm generalizzata, per cui, chiamando  $V_L$  e  $I_L$  tensione corrente sul carico, si ha:

$$\frac{V_L}{I_L} = Z_L \quad \mathbf{25}$$

Se il valore dell'impedenza di carico  $Z_L$  è uguale all'impedenza caratteristica si ha una continuità tra la relazione che le onde hanno lungo il cavo e quello che trovano alla terminazione. Quindi tutte le onde vengono completamente assorbite dal carico ed anche nella terminazione non compaiono onde riflesse. Tale **condizione** è detta **di adattamento**, per cui per avere una linea adattata occorre porre:

**Condizione  
di adattamento**

$$Z_L = Z_0 \quad \mathbf{26}$$

Se invece l'impedenza  $Z_L$  assume valori diversi da  $Z_0$ , le onde giungendo al termine del cavo incontrano una condizione di discontinuità rispetto a quello che succede nella propagazione. Si ha la **condizione di disadattamento**.

Si può pensare a ciò che succede, ad esempio, con le onde meccaniche nell'acqua quando queste giungono al bordo di una vasca: avviene che queste vengono riflesse o totalmente o parzialmente e si generano onde che si propagano nella direzione opposta. Questo fenomeno avviene anche per le onde elettromagnetiche nel cavo per cui alla terminazione si generano onde riflesse di tensione  $V^-$  e di corrente  $I^-$ , che partendo dal carico si propagano verso il generatore di segnale.

Questo effetto degrada la trasmissione perché non tutta l'informazione trasmessa viene ricevuta ma parte di esse ritorna nel cavo, inoltre l'onda di ritorno può giungere al generatore e, se di potenza adeguata, può danneggiare gli apparati di trasmissione.

Si noti che una linea adattata risulta perfettamente equivalente a una linea di lunghezza infinita: il non raggiungimento della terminazione della linea impedisce l'onda riflessa esattamente come in quella adattata.

Il legame tra le due onde riflesse può essere ricavato dalla **7** che esprime le soluzioni generali dell'equazione delle linee. Mettendo a rapporto i secondo membri delle due soluzioni si ottiene:

$$\frac{V^-}{I^-} = \frac{V_2 e^{\gamma x}}{-V_2 e^{\gamma x} / Z_0} = -Z_0 \quad \mathbf{27}$$

Quindi il rapporto tra le onde è ancora dato dall'impedenza caratteristica  $Z_0$ , anche se vi è uno sfasamento di  $180^\circ$  tra le due onde di tensione e corrente.

La tensione  $V_L$  che si ha sul carico è data dalla somma delle due onde diretta e riflessa e analogamente per le onde di corrente:

$$V_L = V^+ + V^- \quad \mathbf{28} \qquad I_L = I^+ + I^- \quad \mathbf{29}$$

Per ottenere un perfetto adattamento di impedenza occorre che l'impedenza del carico abbia lo stesso valore dell'impedenza caratteristica della linea.

Per calcolare l'entità della riflessione si definiscono i **coefficienti di riflessione** di tensione e corrente

**Coefficienti di riflessione di tensione e di corrente**

$$\rho_V = \frac{V^-}{V^+}$$

**30**

$$\rho_I = \frac{I^-}{I^+}$$

**31**

Tali parametri *sono espressi come numeri complessi* perché in tal modo esprimono sia il rapporto tra le ampiezze delle onde che la differenza tra le loro fasi. Inoltre poiché sia il carico sia la linea sono dispositivi passivi, *le onde riflesse non potranno mai avere ampiezze maggiori delle onde incidenti per cui il modulo dei coefficienti di riflessione avrà valori compresi tra 0 ed 1.*

Per il legame che c'è tra le onde di tensione e di corrente ed a causa dello sfasamento aggiuntivo che si ha tra le onde riflesse, si ottiene la seguente relazione tra i due coefficienti

$$\rho_V = -\rho_I$$

**32**

Tali coefficienti possono essere calcolati in ogni punto della linea, ma generalmente vengono calcolati al termine della linea, presso il carico, per valutare quanto grande è la riflessione dovuta al disadattamento. Utilizzando le equazioni precedenti è possibile esprimere il valore del coefficiente di riflessione in funzione dei valori di  $Z_L$  e  $Z_0$ . Si ottiene:

**Coefficiente di riflessione in funzione dell'impedenza di carico**

$$\rho_V = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

**33**

Dalla **33** si può ricavare il valore dell'impedenza di carico  $Z_L$ , in funzione dell'impedenza caratteristica della linea e del coefficiente di riflessione

$$Z_L = Z_0 \frac{1 + \rho_V}{1 - \rho_V}$$

**34**

La potenza ricevuta sul carico,  $P_L$ , è data dalla differenza tra la potenza proveniente dal generatore  $P_g$  e quella riflessa a causa del disadattamento  $P_r$ :

**Potenza ricevuta**

$$P_L = P_g - P_r = P_g \left( 1 - \frac{|V^-|^2}{|V^+|^2} \right) = P_g (1 - |\rho_V|^2)$$

**35**

Dalla **35** si può calcolare il **rendimento della trasmissione** in linea  $\eta_l$

**Rendimento di trasmissione**

$$\eta_l = \frac{P_L}{P_g} = 1 - |\rho_V|^2$$

**36**

Quindi per cavo adattato il rendimento è ovviamente pari al 100%, mentre maggiore è il disadattamento, minore è il rendimento, fino a raggiungere il valore zero per la riflessione totale.

Il rapporto tra la potenza riflessa e la potenza incidente espresso in decibel è chiamato **perdita per riflessione** (**RL**, *Return Loss*):

**Return Loss**

$$RL = 10 \log \left( \frac{P_g}{P_r} \right) = -20 \log(|\rho_V|)$$

**37**

Per una corretta efficienza di trasmissione l'adattamento deve avvenire sia tra linea e carico che tra linea e generatore.

$$Z_g = Z_0$$

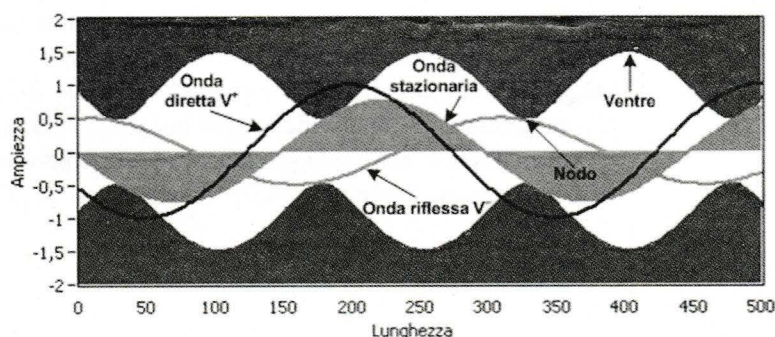
**38**

Quindi per avere una corretta ed efficiente trasmissione tramite linee occorre che alle due terminazioni dei cavi le impedenze di sorgente  $Z_g$  e di carico  $Z_L$  assumano lo stesso valore dell'impedenza caratteristica della linea  $Z_0$ .

## 7. Onda stazionaria

Lezione multimediale **10A.2**

Nel cavo, a causa del disadattamento, si ha la sovrapposizione delle onde dirette e riflesse che si propagano in direzioni opposte. La somma delle due onde produce una terza onda, chiamata **onda stazionaria**, che non si propaga completamente ma rimane all'interno del cavo. Maggiore è il disadattamento e maggiore è la sua ampiezza e quindi la perdita di potenza ai fini della comunicazione perché l'energia elettromagnetica anziché giungere a destinazione, staziona lungo la linea.



**Figura 7**

Simulazione dell'andamento delle onde in un cavo senza perdite, di lunghezza 500 metri avente una terminazione con  $\rho_V = -0,5$ .

Le caratteristiche di questa onda, come mostrato in **figura 7**, sono di avere lungo la linea punti di massima ampiezza chiamati **ventri** e punti di ampiezza minima chiamati **nodi**, l'onda stazionaria oscilla tra questi valori senza propagarsi.

I ventri si hanno nei punti della linea dove le onde diretta e riflessa sono in fase tra loro mentre i nodi dove le onde sono in opposizione di fase.

Per calcolare l'entità di questa onda, si definisce il **rapporto di onda stazionaria** di tensione (**ROS**, in letteratura tecnica **VSWR Voltage Standing Wave Ratio**) il rapporto tra l'ampiezza massima della tensione  $V_{Max}$  misurata o calcolata lungo tutta la linea e l'ampiezza minima  $V_{Min}$ :

$$ROS = \frac{|V_{Max}|}{|V_{Min}|} = \frac{|V^+| + |V^-|}{|V^+| - |V^-|}$$

**39**

Rapporto di onda stazionaria

dove con  $|V^+|$  e con  $|V^-|$  si intendono i moduli delle grandezze complesse  $V^+$  e  $V^-$ . Le curve che in **figura 7** delimitano le zone esterne più scure indicano i confini della zona dove è presente l'onda.

Esprimendo la **39** in funzione del coefficiente di riflessione si ottiene

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

**40**

Nel caso di adattamento il *ROS* vale 1 in quanto non vi sono né ventri e né nodi perché l'onda assume gli stessi valori lungo la linea mentre si propaga e non vi è onda riflessa. Nel caso peggiore con riflessione totale i nodi assumono valore massimo e i ventri valore nullo per cui il *ROS* tende a  $+\infty$ .

Come riepilogo dei risultati ottenuti, vengono riportati in **tabella 2** i parametri sopra esposti per alcuni casi significativi di terminazione.

**Tabella 2**

Parametri principali della terminazione di linea.

Terminazione	$Z_L$	$\rho_v$	$\rho_I$	$\eta_I$	ROS
Adattata	$Z_L = Z_0$	0	0	100%	1
Carico dimezzato	$Z_L = 0,5 \cdot Z_0$	-0,33	+0,33	89%	2
Carico raddoppiato	$Z_L = 2 \cdot Z_0$	+0,33	-0,33	89%	2
Circuito aperto	$Z_L = \infty$	+1	-1	0%	$+\infty$
Corto circuito	$Z_L = 0$	-1	+1	0%	$+\infty$

Si può notare come il disadattamento dipende non tanto dalla differenza ma dal rapporto tra impedenza caratteristica ed impedenza di carico, inoltre se tale rapporto è maggiore o minore di 1 si ha influenza sulla fase dell'onda riflessa.

Lo sfasamento dell'onda riflessa non influenza i parametri che analizzano o la potenza o i valori assoluti dell'onda stazionaria. La fase però determinerà le posizioni di ventri e nodi che si sposteranno di mezza lunghezza d'onda per ogni sfasamento aggiuntivo di  $180^\circ$ .

**AULADIGITALE**

 Scheda integrativa **10A.1**  
Linee ad alta frequenza

Effetti particolari si hanno in alta frequenza, dove le componenti reattive delle costanti primarie prevalgono su quelle resistive. Si hanno trasformazioni di impedenze date dagli effetti della somma di onda diretta e riflessa.

## 8. Cablaggio strutturato

**Lezione multimediale 10A.1**

Il diffondersi delle reti locali di computer ha portato ad un utilizzo sempre maggiore di cavi per connettere computer, stampanti, modem, router, ecc. Le velocità di trasmissione dei dati è pari o superiore alle decine di Mbit/sec e le distanze tra i dispositivi superano qualche metro, per cui è necessario che le linee abbiano caratteristiche di bassa interferenza e di buon adattamento affinché la comunicazione tra i computer sia corretta.

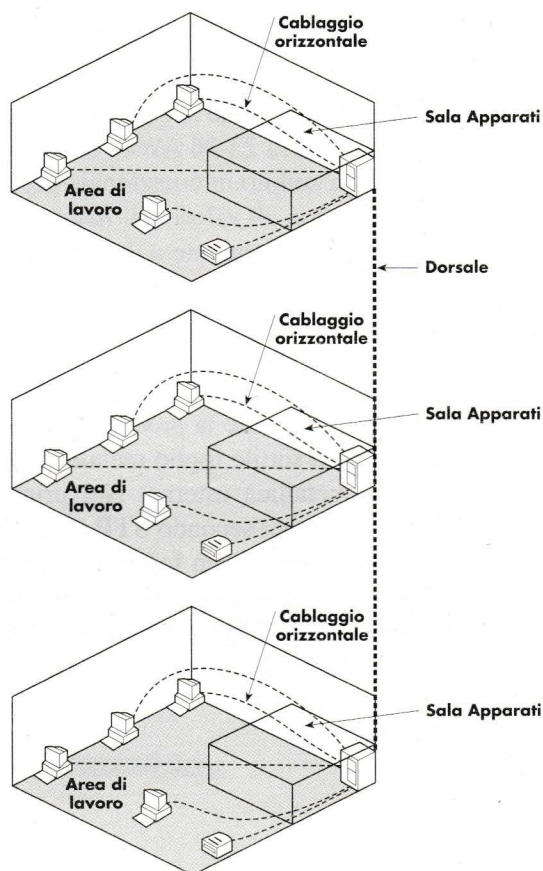
Dopo un periodo iniziale di "deregulation" è sorta l'esigenza internazionale di definire regole condivise che stabilissero le caratteristiche dei mezzi e dei collegamenti tra apparati. È stato quindi chiamato **cablaggio strutturato** l'insieme di norme che definiscono le specifiche per le connessioni di rete: le topologie di rete, gli elementi da usare per il cablaggio, i mezzi trasmissivi, le dorsali tra i piani, il cablaggio orizzontale nell'area di lavoro, le regole di installazione, le sigle da dare ai cavi e la documentazione da tenere.

Lo scopo delle norme è di garantire le prestazioni migliori del sistema di cablaggio della rete e di potere certificare la misurazione di queste.

 Finalità del  
cablaggio  
strutturato

Un buon cablaggio strutturato deve permettere una **facilità di installazione e di manutenzione**, deve prevedere un **riutilizzo** della rete anche con dispositivi di livello superiore (in termini di velocità di trasmissione e di aumento delle postazioni collegate), deve assicurare un'**affidabilità e stabilità** delle prestazioni nel tempo.

Il termine "strutturato" deriva dal fatto che il principio su cui si basano le norme prevede un sistema di collegamenti gerarchici che da un punto centrale collega attraverso punti intermedi le postazioni dei singoli apparati (**fig. 8**).



**Figura 8**

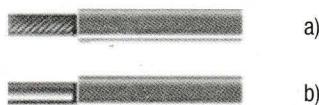
Schema di cablaggio strutturato di un edificio.

#### Strutture di cablaggio di rete

La rete viene suddivisa in aree di lavoro (*working areas*) dove si trovano le postazioni che sono collegate ad un armadio (*telecommunications closet*) o ad una sala apparati (*telecommunications room*). Queste ultime postazioni sono collegate tra loro o a stella o a catena mediante dorsali (*backbones*) realizzate con cavi in rame o fibre ottiche di qualità elevata per supportare le grandi quantità di dati che le diverse aree di lavoro si possono scambiare. Il collegamento tra le postazioni di lavoro e gli apparati di collegamento di ogni piano è generalmente a stella ed è chiamato cablaggio orizzontale (*horizontal wiring*).

La descrizione delle specifiche relative a tutti gli aspetti del cablaggio strutturato è rimandata a testi specifici (ad esempio J. Trulove *LAN Wiring*, 2006 McGraw-Hill), qui si trattano solo gli aspetti relativi ai cavi di collegamento. Questi possono essere **doppini intrecciati**, **cavo coassiale** o **fibra ottica**. La tipologia maggiormente utilizzata è il cavo a coppie di doppini intrecciati, i cavi coassiali sono ormai abbandonati in quanto i doppini schermati hanno prestazioni adeguate alle esigenze delle reti. Le fibre si usano solo per collegamenti a lunga distanza e con capacità di trasmissione dell'ordine dei Gbit/s.

Il doppino intrecciato è facile da installare, economico e semplice da connettere. Il cavo standard è costituito da quattro coppie di doppini. Ogni conduttore può essere a **filo pieno** o a **trefoli**, cioè formato da fili più piccoli arrotolati (**fig. 9**).



**Figura 9**

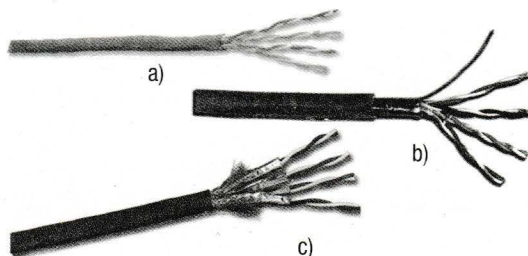
Conduttore a trefoli (a) e a filo pieno (b).

Nel secondo caso diminuisce la conduttività ma migliora la flessibilità e la resistenza del filo nelle piegature delle condotte.

Le norme prescrivono sezioni dei conduttori dell'ordine di 0,4-0,6 mm, che corrispondono a circa 22-26 AWG. L'**AWG** (*American Wire Gauge*) è l'unità di misura utilizzata in ambito internazionale per i conduttori metallici, la scala è geometrica a regressione con 39 valori nell'intervallo da 0 AWG (corrispondente a 11,684 mm) a 36 AWG (corrispondente a 0,127 mm). Minore è il valore dell'AWG maggiore è il diametro del conduttore che quindi ha una perdita inferiore. Come regola pratica si può ricordare che per ogni diminuzione di 6 AWG si ha circa il raddoppio del diametro del conduttore.

Il cavo formato da doppini non schermati è chiamato **UTP** (*Unshielded Twisted Pair*). Per migliorare la protezione rispetto alle interferenze si possono schermare i cavi o con un sottile foglio metallico collegato ad un filo per la messa a terra, o con una calza metallica esterna. Nel primo caso il cavo è denominato **FTP** (*Foiled Twisted Pair*), nel secondo **STP** (*Shielded Twisted Pair*). Per avere una schermatura superiore si prevede un foglio di schermatura per ogni coppia di doppini; a queste schermature se ne aggiunge una ulteriore per l'intero cavo (**S/FTP** *Shielded/ Foiled Twisted Pair* o **F/FTP** *Foiled/ Foiled Twisted Pair*).

In **figura 10** alcuni esempi di questi cavi.



**Figura 10**

Cavo UTP: doppini intrecciati non schermati (a); cavo FTP: doppini intrecciati schermati da un foglio metallico (b); cavo S/FTP: coppie di doppini intrecciati ciascuna schermata da un foglio metallico e calza esterna di schermatura del cavo (c).

Per facilitare la scelta dei cavi, questi vengono classificati in categorie crescenti determinate sulla base sia delle applicazioni che delle frequenze di trasmissione: la categoria 1 si riferisce ai cavi peggiori adatti unicamente alla telefonia analogica, mentre la 7 (ancora in fase di proposta) si riferisce a cavi completamente schermati per reti a 10 Gbit/s.

La normativa di riferimento è la ANSI-TIA-EIA-568 che dal 1991 ha definito la Categoria 5 per le LAN a 100 Mbit/s. Questi cavi sono ancora oggi quelli maggiormente diffusi nei cablaggi strutturati.

L'esigenza di collegamenti di rete a velocità sempre maggiore ha portato i comitati a definire nel 1999 la categoria superiore categoria 5e e nel 2002 la nuova categoria 6 (TIA-568-B.2-1) con prestazioni ancora più severe per le interferenze e la diafonia. Nel 2006 è stata emanata la nuova versione degli standard EIA-568-C che prescrive il cablaggio per reti a 10 Gbit/s con supporti in doppino, fibra e coassiale.

Quest'ultima normativa riprende e riordina le definizioni delle categorie inferiori e delle applicazioni previste dagli standard precedenti. Al momento vi è anche una categoria 7, non ancora definitivamente approvata, che utilizza fibre ottiche o cavi schermati S/FTP o F/FTP.

In **tabella 3** sono riportate le categorie ridefinite dalla EIA-568-C.

**Tabella 3**  
Classificazione  
dei cavi secondo  
la norma EIA-568-C.

Classificazioni	AWG	Impedenza caratteristica	Frequenza segnali	Applicazioni
Categoria 1	18-26	Non specificata	Audio, DC	Altoparlanti, citofoni
Categoria 2	22-26	Non specificata	fino a 1,5 MHz	Telefonia analogica
Categoria 3	22-24	100 $\Omega \pm 10\%$	fino a 16 MHz	10BaseT, 4/16 Token-Ring
Categoria 4	22-24	100 $\Omega \pm 10\%$	fino a 20 MHz	10BaseT, 4/16 Token-Ring
Categoria 5/5e	22-24	100 $\Omega \pm 10\%$	fino a 100 MHz	100BaseTX, ATM, 1000BaseT
Categoria 6	22-24	100 $\Omega \pm 10\%$	fino a 200 MHz	1000BaseTX
Categoria 7 (proposta)	22	100 $\Omega \pm 10\%$	fino a 1,2 GHz	10GBase, multimediali

Per ogni categoria vengono specificate le caratteristiche elettriche globali che devono soddisfare i cavi per lunghezze di 100 metri per segnali sinusoidali (per i cavi delle categorie superiori si stabilisce come riferimento la frequenza di 100 MHz).

I parametri principali sono:

- ▶ l'attenuazione del collegamento in decibel  $A_{dB}$ , come espressa nella **11**;
- ▶ l'impedenza caratteristica  $Z_0$ ;
- ▶ la diafonia, cioè l'interferenza, tra due coppie di doppini che trasmettono dalla stessa terminazione del cavo (**NEXT**, *Near-End Crosstalk*);
- ▶ la somma di tutte le interferenze che le altre coppie danno su una singola linea, per trasmissione dalla stessa terminazione (**PS-NEXT** *Power Sum Near-End Crosstalk*);
- ▶ la somma di tutte le interferenze che le altre coppie danno su una singola linea, quando queste trasmettono dalla terminazione lontana, eliminando l'effetto dell'attenuazione dallo stesso terminale (**PS-ELFEXT** *Power Sum Equal Level Far-End Crosstalk*);
- ▶ La perdita per riflessione **RL** (*Return Loss*), già espressa nella **37**;
- ▶ Il ritardo di fase  $\tau_f$  già espresso nella **14**;
- ▶ La differenza tra i ritardi minimo e massimo tra tutte le coppie del cavo (*Delay Skew*).

I valori previsti per questi parametri per i cavi di categoria 5 e superiori sono riportati in **tabella 4**.

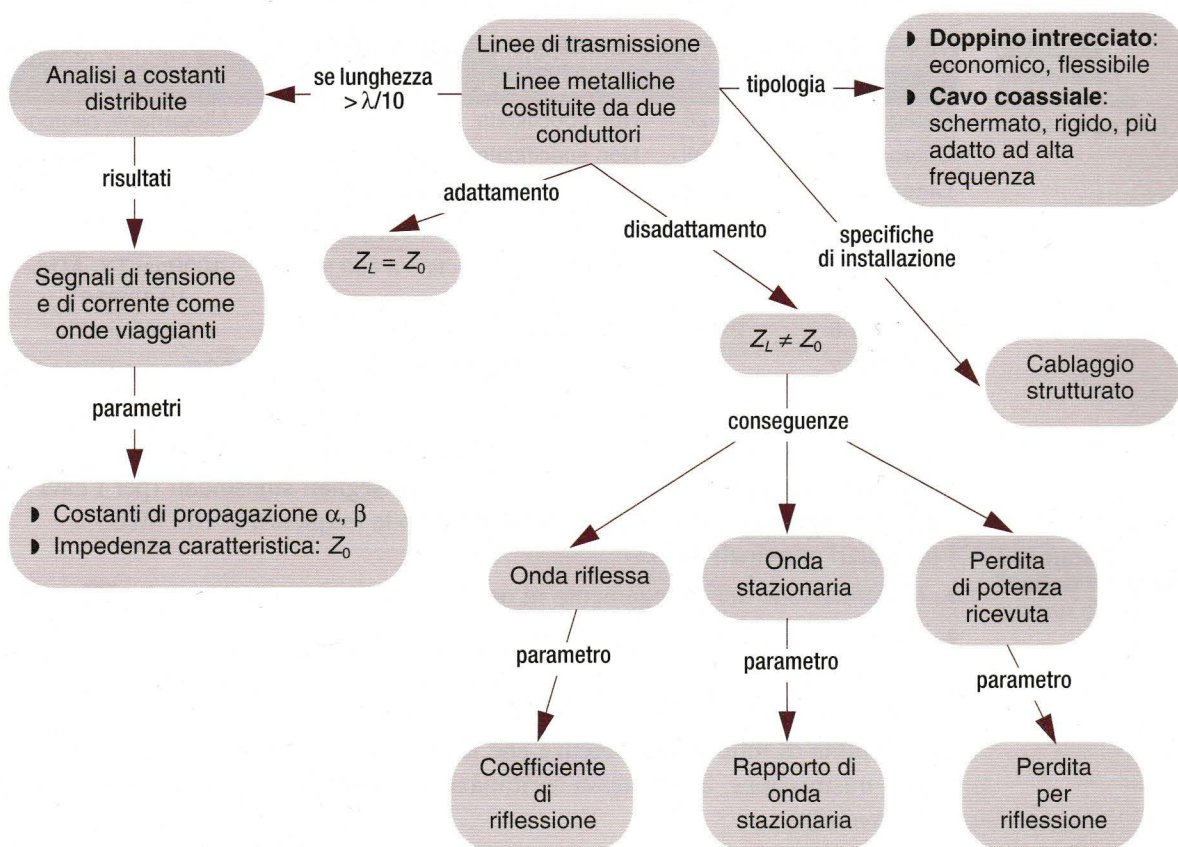
Parametri  
dei cavi definiti  
dalle norme

**Tabella 4**  
Specifiche dei cavi  
a doppino intrecciato  
secondo la norma  
EIA-568-C.

Parametri	Categoria 5	Categoria 5e	Categoria 6	Categoria 7 (proposta)
Frequenza max di trasmissione	100 MHz	100 MHz	250 MHz	600 MHz
Attenuazione max. a 100 MHz	22 dB	22 dB	19,8 dB	18,5 dB
Impedenza caratteristica	100 $\Omega$	100 $\Omega$	100 $\Omega$	100 $\Omega$
NEXT (max. a 100 MHz)	-32,3 dB	-35,3 dB	-44,3 dB	-72,4 dB
PS-NEXT (max. a 100 MHz)	-	-32,3 dB	-42,3 dB	-69,4 dB
PS-ELFEXT (max. a 100 MHz)	-	-20,8 dB	-24,8 dB	-51,0 dB
RL Perdita per riflessione (max. a 100 MHz)	-16,0 dB	-20,1 dB	-20,1 dB	-20,1 dB
Ritardo di fase (max per 100 metri)	548 ns	548 ns	548 ns	548 ns
Delay skew (max. per 100 metri)	-	45 ns	45 ns	20 ns
Reti Supportate	100Base-T	100Base-T	1000Base-Tx	10GBase-T+

## Facciamo il punto

### Cavi e cablaggio strutturato



**Test**

- Par. 3      **1** Le costanti primarie della linea definiscono:  
 a ☐ i parametri elettrici globali della linea;  
 b ☐ i parametri elettrici della linea per unità di lunghezza;  
 c ☐ i parametri di propagazione nella linea;  
 d ☐ i legami tra le onde di tensione e corrente in linea.
- Par. 3      **2** L'impedenza caratteristica della linea è:  
 a ☐ l'impedenza misurata ad un estremo della linea con l'altro estremo aperto;  
 b ☐ l'impedenza misurata ad un estremo della linea con l'altro estremo in corto circuito;  
 c ☐ il rapporto tra onda di corrente e onda di tensione;  
 d ☐ il rapporto tra onda di tensione e onda di corrente.
- Par. 4      **3** Una linea è non distorcente se:  
 a ☐ le costanti secondarie  $\alpha$  e  $\beta$  non dipendono dalla frequenza;  
 b ☐ le costanti secondarie  $\alpha$  e  $\beta$  dipendono linearmente dalla frequenza;  
 c ☐ la costante secondaria  $\alpha$  non dipende dalla frequenza e la costante secondaria  $\beta$  dipende linearmente dalla frequenza;  
 d ☐ la costante secondaria  $\alpha$  dipende linearmente dalla frequenza e la costante secondaria  $\beta$  non dipende dalla frequenza.
- Par. 6      **4** Una linea chiusa su un carico ha un coefficiente di riflessione  $\rho_V = 0,5$ . Si può affermare che:  
 a ☐ si riceve metà della potenza inviata;  
 b ☐ si riceve metà della tensione inviata;  
 c ☐ si riflette in linea metà della tensione inviata;  
 d ☐ si riflette in linea metà della potenza inviata.
- Par. 6      **5** Una perdita per riflessione di 0 dB significa:  
 a ☐ cavo completamente adattato;  
 b ☐ cavo completamente disadattato;  
 c ☐ cavo chiuso in corto circuito;  
 d ☐ cavo terminato in circuito aperto.

**Problemi svolti**

Il numero dei pallini ● indica il grado di difficoltà.

- Parr. 3, 4 e 6      **1** Si abbia un generatore sinusoidale di tensione, che opera ad una frequenza  $f = 500$  kHz, con impedenza interna  $Z_g = 50 \Omega$  e che fornisce una tensione a vuoto  $V_g = 500$  mV<sub>p</sub>. Ad una distanza di 100 m è collegato un carico  $Z_L = 50 \Omega$ . Il collegamento è effettuato tramite cavo coassiale avente attenuazione  $A_0 = 20$  dB/km (alla frequenza  $f_0 = 100$  kHz) e  $Z_0 = 50 \Omega$ . Calcolare la tensione e la potenza sul carico.

**Soluzione**

All'inizio del cavo il segnale generato viene ridotto a causa dell'impedenza interna del trasmettitore, il segnale inviato nel cavo ha ampiezza  $V_P^+$ :

$$V_P^+ = V_{gP} \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} = 0,5 \frac{50}{100} = 0,25 V_P$$

Tale segnale subisce attenuazione lungo il cavo, applicando la **11**:

$$A_{dB} = A_0 \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}} \cdot l = 20 \cdot \sqrt{\frac{500}{100}} \cdot 0,1 = 4,47 \text{ dB}$$

che in lineare corrisponde a

$$Att = 10^{\frac{-4,47}{20}} = 0,60$$

essendo il cavo adattato, in quanto  $Z_L = Z_0$ , tutto il segnale inviato viene assorbito dal carico, quindi la tensione  $V_{LP}$  sul carico vale

$$V_{LP} = V_P^+ \cdot Att = 0,25 \cdot 0,60 = 150 \text{ mV}_P$$

La potenza  $P_L$  per il segnale sinusoidale è data da

$$P_L = \frac{V_{LP}^2}{2Z_L} = 225 \text{ } \mu\text{W}$$

Parr. 3, 4 e 6



**2** Un trasmettitore (di impedenza interna  $Z_g = 75 \Omega$ ) è collegato ad un cavo di caratteristiche  $A_0 = 20 \text{ dB/km}$ ,  $Z_0 = 75 \Omega$ . Se si trasmettono impulsi di ampiezza  $10 \text{ V}_{PP}$ , quale sarà l'ampiezza dopo 150 m?

Sapendo che il carico ha impedenza  $Z_L = 50 \Omega$ , quale sarà l'ampiezza picco-picco  $V_{LPP}$  degli impulsi sul carico e dell'onda riflessa  $V_{PP}^-$ ?

#### Soluzione

Innanzitutto il segnale trasmesso viene dimezzato a causa dell'impedenza interna del trasmettitore, il segnale inviato nel cavo ha ampiezza  $V_{PP}^+$ :

$$V_{PP}^+ = V_{gPP} \frac{Z_0}{Z_g + Z_0} = 10 \frac{75}{150} = 5 \text{ V}_{PP}$$

Tale segnale subisce l'attenuazione lungo il cavo:

$$A_m = A_0 \cdot l = 20 \cdot 0,15 = 3 \text{ dB} \quad \text{ovvero} \quad Att = 10^{\frac{-3}{20}} = 0,707$$

Per cui l'ampiezza degli impulsi che giungerà sul carico sarà

$$V_{LPP}^+ = V_{PP}^+ \cdot Att = 5 \cdot 0,707 = 3,54 \text{ V}_{PP}$$

Applicando la **33** si ricava il coefficiente di riflessione  $\rho_V$ :

$$\rho_V = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{50 - 75}{50 + 75} = -0,2$$

Dalla **30** si ricava l'ampiezza dell'onda riflessa  $V_{PP}^-$ , che sarà sfasata di  $180^\circ$  per il segno negativo del coefficiente di riflessione  $\rho_V$ :

$$V_{PP}^- = \rho_V \cdot V_{LPP}^+ = 0,2 \cdot 3,54 = 0,71 \text{ V}_{PP}$$

Con la **23** si ricava l'ampiezza picco-picco  $V_{LPP}$  degli impulsi sul carico (attenzione al segno algebrico dell'onda riflessa):

$$V_{LPP} = V_{LPP}^+ + V_{PP}^- = 3,54 - 0,71 = 2,83 \text{ V}_{PP}$$

Par. 6



**3** Un carico, costituito da  $R = 100 \Omega$  in serie con  $L = 100 \mu\text{H}$ , viene collegato ad un trasmettitore mediante un cavo di impedenza caratteristica di  $100 \Omega$ . Per trasmissioni ad una frequenza di  $8 \text{ kHz}$ , si calcoli il coefficiente di riflessione  $\rho_V$  e si commenti l'effetto che si ha sull'onda inviata.

#### Soluzione

L'impedenza di carico è data dalla serie di  $R$  e  $L$ :

$$Z_L = R + j\omega L = 100 + j2\pi 8 \cdot 10^3 \cdot 10^{-4} = 100 + j5,0$$

Applicando la **33** si ricava il coefficiente di riflessione  $\rho_V$ :

$$\rho_V = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{100 + j5 - 100}{100 + j5 + 100} = \frac{j5}{200 + j5}$$

Per comprendere l'effetto della riflessione si calcola modulo e fase del coefficiente di riflessione:

$$|\rho_V| = \frac{5}{\sqrt{200^2 + 5^2}} = \frac{5}{200,1} = 0,025 \quad \angle \rho_V = 90^\circ - \left( \arctan \frac{5}{200} \right) \approx 90^\circ - 1,43^\circ \approx 88,57^\circ$$

Quindi l'onda inviata subisce una minima riflessione, l'onda riflessa ha ampiezza pari al 2,5% dell'onda trasmessa ed ha una differenza di fase rispetto a quella inviata di circa  $89^\circ$ .

### Problemi da svolgere

- Parr. 6 e 7 **4** Un cavo avente  $Z_0 = 75 \Omega$ , termina su un carico resistivo  $Z_L = 200 \Omega$ .  
☐ ☐ ☒ Si determinino i valori del coefficiente di riflessione e del rapporto di onda stazionaria.
- Par. 7 **5** Un collegamento verso un carico ha  $ROS = 2$ , sapendo che  $Z_L = 100 \Omega$ , si calcolino i possibili valori di  $Z_0$ .  
☐ ☒ ☒
- Parr. 6 e 7 **6** In un collegamento mediante cavo coassiale di impedenza caratteristica  $Z_0 = 50 \Omega$ , si desidera assorbire il 90% della potenza inviata. Si determinino i valori accettabili dell'impedenza resistiva  $Z_L$  del carico per rispettare tale condizione.  
☐ ☒ ☒
- Par. 6 **7** Un preamplificatore è utilizzato come ricevitore collegato ad una linea con  $Z_0 = 600 \Omega$ . Il coefficiente di riflessione vale  $-1/5$ . Si calcoli la sua impedenza e la percentuale di potenza che assorbe rispetto a quella che gli viene inviata.  
☐ ☐ ☒

### Parole chiave

Individuare i termini e i raggruppamenti delle parole chiave di inizio sezione (vedere l'esempio risolto della sezione 2A).