Questi ultimi anni sono stati caratterizzati da una costante evoluzione della tecnologia informatica, che ha portato a notevoli progressi soprattutto nel campo delle comunicazioni. Internet e World Wide Web sono ormai diventati degli strumenti di comunicazione indispensabili a livello mondiale, e uno dei fattori che ha contribuito maggiormente a favorire questa rapida diffusione è stato l'uso di una interfaccia grafica universale progettata per consentire anche agli utenti meno esperti di beneficiare di questo potente mezzo di comunicazione. Il linguaggio che sta alla base di questa interfaccia grafica è HTML, il linguaggio usato per sviluppare i siti Web. Lo scopo di questo manuale è quello di far comprendere il codice HTML partendo dalle basi e fornendo tutte le istruzioni necessarie per gestire il software e in caso di installazione, la gestione del sito Web.

CAPITOLO 1

Canali di trasmissione

In questo capitolo saranno esaminati i principali mezzi di trasmissione che consentono il collegamento tra apparato trasmittente e quello ricevente. In particolare saranno trattate le linee di trasmissione
(telefonico e cavo coassiale), le antenne e i sistemi di comunicazione a fibre ottiche.

Linee di trasmissione: cavi elettrici e cavi coassiali

Le linee di trasmissione sono i classici sistemi di collegamento impiegati per trasferire energia tra due apparati distinti.
Sono fondamentalmente costituite da due fili isolati tra loro. Nel campo delle trasmissioni dati riveste particolare importanza il cavo telefonico e quello coassiale di cui in Figura 1.1 si riportano due tipiche strutture.
Il primo, denominato doppino telefonico, è costituito da due conduttori di rame elettrico puro al 99% con diametro compreso tra 0.4 mm e 1.3 mm isolati tra loro con carta o polietilene e inseriti in una guaina di plastica protettiva.
In pratica nella stessa guaina sono inseriti più doppini (fino a 2400 coppie) cordati insieme e avvolti ad elica come mostrato in Figura 1.1a. In questo modo lo stesso cavo supporta un elevato numero di canali telefonici

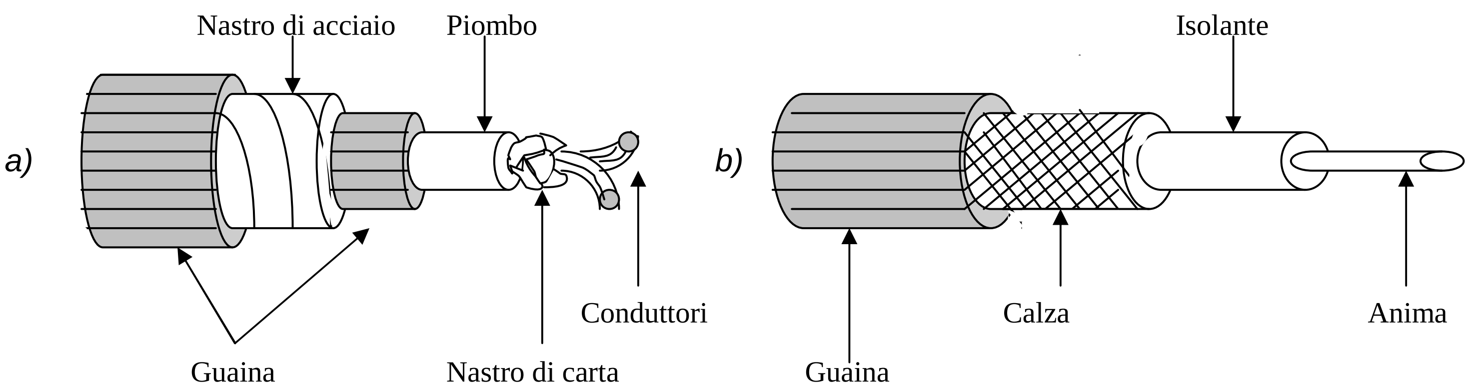


Figura 1.1 -a) Struttura di un cavo telefonico; b) cavo coassiale

Il cavo coassiale è costituito da due conduttori uno interno, di rame detto “anima”, l’altro più esterno realizzato con filo intrecciato e denominato “calza”.
Quest’ultima, tra l’altro, svolge un efficiente azione schermante contro l’induzione di disturbi dell’ambiente esterno entro il conduttore centrale.
I due conduttori, anima e calza, sono separati da un isolante costituito da un tubetto di materiale polivinilico. Il tutto è racchiuso in una guaina protettiva isolante.
I doppini e i cavi coassiali costituiscono attualmente la struttura fondamentale della rete telefonica.
In generale, la rete telefonica prevede linee commutate e linee dedicate. Le prime attraversano le centrali telefoniche di commutazione (da cui il nome di “commutate”) e sono impiegate normalmente per il traffico telefonico. Presentando una banda passante limitata (B = 4KHz) a causa di particolari filtri presenti nelle centrali telefoniche; nella trasmissione dati sono impegnate per velocità tipiche di 2400 bit/sec. Infatti, si può dimostrare che la velocità massima v consentita per un generico canale di trasmissione è proporzionale alla banda passante B secondo la seguente formula di Nyquist:

$$v \approx 2 \cdot B[bit/\sec]$$

il grande vantaggio della rete telefonica commutata sta nell’enorme capillarità dei collegamenti tra i vari utenti sia in ambito nazionale che internazionale.

Le linee telefoniche commutate (gestite dalla TELECOM oppure private) non attraversano le centrali di commutazione del traffico telefonico e pertanto consentono una maggiore velocità di trasmissione e un più alto rapporto segnale/rumore.
Per migliorare ulteriormente la velocità di trasmissione le linee dedicate sono realizzate con cavo coassiale piuttosto che con il normale doppino telefonico.

Caratteristiche elettriche delle linee

Un generico tratto di una linea di trasmissione di lunghezza infinitesima dx, si può schematizzare come in Figura 1.2

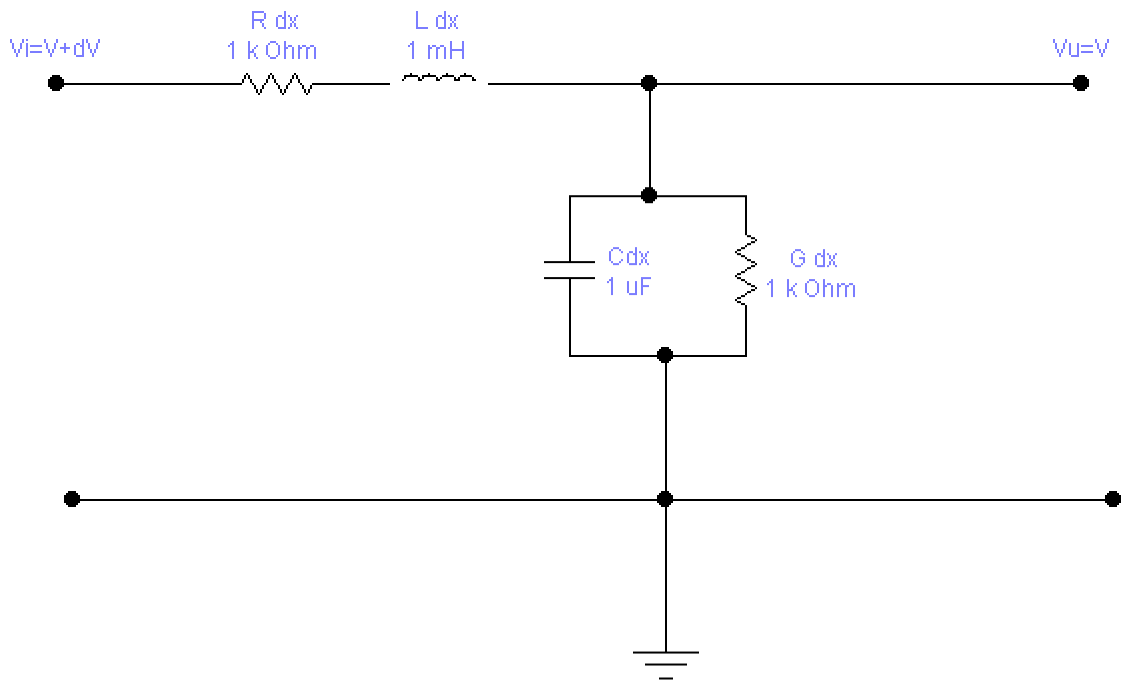


Figura 1.2 Circuito equivalente di un tratto di linea di lunghezza infinitesima dx

In particolare:

- R rappresenta la resistenza elettrica e dipende dal tipo di materiale, delle dimensioni geometriche del filo, dalla temperatura e dalla frequenza. Quest'ultimo parametro interviene alle alte frequenze con il cosiddetto effetto pelle (skin effect) a causa del quale la corrente nel conduttore tende ad addensarsi sulla superficie del conduttore stesso.

- L è l'induttanza del tratto di linea e tiene conto dei fenomeni di autoinduzione e mutua induzione dei conduttori in corrente alternata. Dipende dalle caratteristiche geometriche della linea, dall'intensità di corrente, dalla frequenza, dal numero di conduttori entro la guaina del cavo telefonico, ecc.
- G rappresenta la conduttanza esistente tra i due conduttori della linea e dipende dalla natura dell'isolante, dalla distanza tra i conduttori e dalla frequenza di esercizio.
- C è la capacità parassita esistente tra i due conduttori metallici e l'isolante interposto che funge dielettrico. Dipende dalla distanza tra i conduttori, dalla natura del dielettrico e dalla frequenza di lavoro.

I valori di R, L, G e C sono ovviamente "distribuiti" lungo tutta la linea ma in Figura 1.3 si sono supposti "concentrati" in un tratto di linea di lunghezza dx. A titolo orientativo si indicano i valori dei parametri caratteristici di un doppino telefonico, calcolati alla frequenza di 800 Hz, come stabilito dal CCITT:

- Diametro filo : 0,7 mm; $R = 90\Omega / km$; $L = 0.7mH / km$; $G = 0.7\mu S / km$; $C = 38nF / km$.

Se si suppone di lavorare con segnali sinusoidali a frequenza f, della Figura 1.2, si deduce :

$$V_u - V_i = -dV = (R + j\omega L) I \cdot dx$$

per il nodo (A) $\quad I_u - I = dI = (G + J\omega C) V \cdot dx$

derivando la prima rispetto la x: $\quad \dfrac{dV(x)}{dx} = -(R + j\omega L) \cdot I(x)$

derivando ottengo: $\dfrac{d^2V(x)}{dx^2} = -(R + j\omega L) \cdot \dfrac{dI(x)}{dx}$

sostituendo nella precedente la $\quad \dfrac{dI(x)}{dx} = -(G + j\omega C) \cdot V(x)$

si ottiene $\quad \dfrac{d^2V(x)}{dx^2} = -(R + j\omega L) \cdot [-(G + j\omega C)] V(x)$

cioè $\quad \dfrac{d^2V(x)}{dx^2} = (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) V(x)$

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

allora è

1 $\quad \dfrac{d^2V(x)}{dx^2} = -\gamma^2 V(x) \quad \longrightarrow \quad$ per la tensione

dall'equazione al nodo A $\frac{dI(x)}{dx} = -(G + j\omega C)\cdot V(x)$

derivando rispetto a x $\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = -(G + j\omega C)\cdot \frac{dV(x)}{dx}$

che sostituendo l'equazione alla maglia $\frac{dV(x)}{dx} = -(R + j\omega L)\cdot I(x)$

risulta $\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = (G + j\omega C)\cdot (R + j\omega C) I(x)$

cioè se $\gamma^2 = (G + j\omega C)\cdot (R + j\omega C)$ è la costante di propagazione

2 $\frac{d^2 I(x)}{dx^2} = \gamma^2 I(x)$ $\longrightarrow$ per la corrente

la soluzione 1 è del tipo $V(x) = Ae^{-\gamma x} + B^{+\gamma x}$

che derivando rispetto alla x si ottiene $\frac{dV(x)}{dx} = +\gamma A e^{-\gamma x} + \gamma B^{+\gamma x} = -(R + j\omega L)\cdot I(x)$

per cui: $I(x) = \frac{-\gamma A}{-(R + j\omega L)}\cdot e^{-\gamma x} + \frac{\gamma \beta e^{\gamma x}}{-(R + j\omega L)}$

e quindi $I(x) = \frac{\sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}}{(R + j\omega L)}\cdot Ae^{-\gamma x} - \frac{\sqrt{(R + J\omega l)(G + j\omega C)}}{(R + j\omega L)}\cdot \beta e^{\gamma x}$

$I(x) = \frac{A}{Z_0}\cdot e^{-\gamma x} - \frac{\beta}{Z_0}\cdot e^{\gamma x}$ dove $Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$

$\alpha + \partial\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}$ $\alpha^2 - \beta^2 + 2\partial\beta + = (R + j\omega L)(G + j\omega C)$

$\alpha^2 - \beta^2 + 2\partial\beta + = (RG + \omega^2 LC) + J\omega(LG + RC)$

$\alpha^2 - \beta^2 + = RG - \omega^2 LC$

$2\alpha\beta + = \omega(LG + RC)$ da cui $\beta + = \frac{\omega}{2\alpha}(LG + RC)$

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{4\alpha^2}(LG+RC)^2$$

$$\alpha^2 - \frac{\omega^2}{4\alpha^2}(LG+RC)^2 = RG - \omega^2 LC$$

$$4\alpha^4 + 4\alpha^2\left(RG - \omega^2 LC\right) - \omega^2(LG+RC)^2 = 0$$
$$\alpha^2 = t$$

$$4t^2 - 4t\left(RG - \omega^2 LC\right) - \omega^2(LG+RC)^2 = 0$$

$$t = \frac{4\left(RG - \omega^2 LC\right) \pm \sqrt{16\left(RG - \omega^2 LC\right)^2 + 16\omega^2(LG+RC)^2}}{8}$$

$$t = \frac{\left(RG - \omega^2 LC\right) \pm \sqrt{\left(RG - \omega^2 LC\right)^2 + \omega^2(LG+RC)^2}}{2}$$

$$\alpha = \sqrt{\frac{1}{2}\left[\left(RG - \omega^2 LC\right) + \sqrt{\left(RG - \omega^2 LC\right) + \omega^2(LG+RC)^2}\,\right]}$$

poiché

$$\left(RG - \omega^2 LC\right)^2 - \omega^2(LG+RC)^2 = R^2G^2 - 2\omega^2\cancel{RGLC} + \omega^4L^2C^2 + \omega^2L^2G^2 + \omega^2R^2C^2 + 2\omega^2\cancel{LGRC} =$$

$$= \left(R^2 + \omega^2 L^2\right)\left(G^2 + \omega^2 C^2\right)$$

infatti $\quad R^2G^2 + \omega^2R^2C^2 + \omega^2L^2G^2 + \omega^4L^2C^2$

mettendo a fattor comune ottengo:

$$R^2\left(G^2 + \omega^2C^2\right) + \omega^2L^2\left(G^2 + \omega^2C^2\right) = \left(R^2 + \omega^2L^2\right)\left(G^2 + \omega^2C^2\right)$$

$$\alpha^2 = \frac{1}{2}\left[\left(RG - \omega 2LC\right) + \sqrt{\left(G^2 + \omega^2C^2\right)\left(R^2 + \omega^2L^2\right)}\right]$$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\omega^2 LC\right)+\sqrt{R^2G^2+\omega^2L^2G^2+\omega^2R^2C^2+\omega^4L^2C^2}$$

se pongo $RC = LG$ ottengo $C=\dfrac{LG}{R}$

sostituendo $2\alpha^2 = \left(RG-\omega^2\dfrac{L^2G}{R}\right)+\sqrt{R^2G^2+\omega^2L^2G^2+\dfrac{\omega^2R^2L^2G^2}{R^2}+\dfrac{\omega^2L^2L^2G^2}{R^2}}$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\omega^2\frac{L^2G}{R}\right)+\sqrt{\frac{R^4G^2+\omega^2R^2L^2G^2+\omega^2L^2R^2G^2+\omega^4L^2G^2}{R^2}}$$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\omega^2\frac{L^2G}{R}\right)+\sqrt{\frac{R^4G^2+2\omega^2R^2L^2G^2\omega^4L^2G^2}{R^2}}$$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\omega^2\frac{L^2G}{R}\right)+\sqrt{\frac{\left(R^2G+\omega^2L^2G\right)^2}{R^2}}$$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\frac{\omega^2L^2G}{R}\right)+\left(\frac{R^2G+\omega^2L^2G}{R}\right)$$

$$2\alpha^2 = \left(RG-\frac{\omega^2L^2G}{R}\right)+\left(RG+\frac{\omega^2L^2G}{R}\right)$$

$$2\alpha^2 = \left(RG+\frac{\omega^2L^2G}{R}\right)+\left(RG-\frac{\omega^2L^2G}{R}\right)$$

$$2\alpha^2 = 2RG$$

$\alpha^2 = RG$ perciò $\underline{\alpha=\sqrt{RG}}$ INDIPENDENTE DALLA FREQUENZA.

$$\alpha^2-\beta^2 = RG-\omega^2LC$$

$$2\alpha\beta = \omega(LG + RC)$$

$$\alpha = \frac{\omega}{2\beta} \cdot (LG + RC)$$

$$\frac{\omega^2}{4\beta^2} \cdot (LG + RC)^2 = RG - \omega^2 LC + \beta^2$$

$$4\beta^4 + 4\beta^2 (RG - \omega^2 LC) - \omega^2 (LG + RC)^2 = 0$$

$$\beta^2 = \frac{-4(RG - \omega^2 LC) \pm \sqrt{16(RG - \omega^2 LC)^2 + 16\omega^2 (LG + RC)^2}}{8}$$

$$\beta^2 = \frac{-(RG - \omega^2 LC) \pm \sqrt{(RG - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 (LG + RC)^2}}{2}$$

$$\beta = \sqrt{\frac{1}{2}\left[-(RG - \omega^2 LC) + \sqrt{(RG - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 (LG + RC)^2}\right]}$$

poiché

$$(RG - \omega^2 LC)^2 + \omega^2 (LG + RC)^2 = R^2 G^2 - 2\omega^2 \cancel{RG}LC + \omega^4 L^2 C^2 +$$

$$+ \omega^2 L^2 G^2 + 2\omega^2 \cancel{RG}LC + \omega^2 R^2 C^2 = R^2 (G^2 - \omega^2 C^2) + \omega^2 L^2 (G^2 + \omega^2 C^2) =$$

$$= (G^2 + \omega^2 C^2) \cdot (R^2 + \omega^2 L^2)$$

$$2\beta^2 = -(RG - \omega^2 LC) + \sqrt{(G^2 + \omega^2 C^2)(R^2 + \omega^2 L^2)}$$

se pongo $RC = LG$ con $C = \frac{LG}{R}$

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \sqrt{\left(G^2 + \frac{\omega^2 L^2 G^2}{R^2}\right)(R^2 + \omega^2 L^2)}$$

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \sqrt{G^2R^2 + \omega^2 L^2 G^2 + \frac{\omega^2 R^2 L^2 G^2}{R^2} + \frac{\omega^4 L^4 G^2}{R^2}}$$

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \sqrt{\frac{G^2R^4 + \omega^2 R^2 L^2 G^2 + \omega^2 R^2 L^2 G^2 + \omega^4 L^4 G^4}{R^2}}$$

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \sqrt{\frac{G^2R^4 + 2\omega^2 R^2 L^2 G^2 + \omega^4 L^4 G^4}{R^2}}$$

CAP.1

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \sqrt{\left(\frac{GR^2 + \omega^2 L^2 G}{R^2}\right)^2}$$

CANALI DI TRASMISSIONE

$$2\beta^2 = -\left(RG - \frac{\omega^2 L^2 G}{R}\right) + \left(\frac{R^2 G + \omega^2 L^2 G}{R}\right)$$

$$2\beta^2 = -\left(\frac{R^2 G - \omega^2 L^2 G}{R}\right) + \left(\frac{R^2 G + \omega^2 L^2 G}{R}\right)$$

$$2\beta^2 = -\frac{GR^2}{R} - \frac{\omega^2 GL^2}{R} + \frac{GR^2}{R} - \frac{\omega^2 GL^2}{R}$$

$$2\beta^2 = \frac{2\omega^2 GL^2}{R}$$

$\beta^2 = 2\omega^2 L^2 G$ da cui $\beta = \omega\sqrt{L^2 G}$ PROPORZIONALE ALLA FREQUENZA

poiché la lunghezza d'onda $\lambda = \mu \cdot t = \mu / f$ e $\omega = 2\pi \cdot f$

$\lambda = \frac{\mu \cdot 2\pi}{\omega}$ e $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}\left[rad/m\right]$

allora è: $\frac{\omega}{\mu} = \frac{\cdot 2\pi}{\lambda} = \beta$

da cui la costante di propagazione risulta $\beta = \omega\sqrt{L^2G} = \frac{\omega}{\mu}$ e $\mu = \frac{1}{\sqrt{L^2G}}$

Da queste relazioni si deduce che quando un segnale si propaga lungo la linea subisce sia un'attenuazione che uno sfasamento dipendenti dalla frequenza. Affinché non vi siano distorsioni di ampiezza e fase lungo la linea la costante di attenuazione α (che indica l'attenuazione per unità di lunghezza che subisce il segnale sinusoidale nel percorrere la linea) deve essere indipendente dalla frequenza mentre la costante di fase β (che rappresenta lo sfasamento del segnale sinusoidale, per unità di lunghezza, lungo la linea) deve variare linearmente con la frequenza in modo che la velocità di propagazione $\beta = \frac{\omega}{\mu}$ sia costante per tutte le frequenze

L'impedenza caratteristica della linea risulta

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{LG + j\omega LC}{C(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{L(G + j\omega LC)}{C(G + j\omega C)}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Linea di lunghezza infinita

Per una linea infinitamente lunga il termine $e^{\gamma x}$ legato all'onda riflessa (che dall'utilizzatore ritorna verso il generatore) è zero, per cui la soluzione dell'equazione differenziale

$$\frac{dV(x)}{dx^2} = \gamma^2 V(x) \qquad \text{e} \qquad \frac{dI(x)}{dx^2} = \gamma^2 I(x)$$

risulta

$$V(x) = Ae^{-\gamma x} \qquad \text{e} \qquad I(x) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma x}$$

Il rapporto $$\frac{V(x)}{I(x)} = \frac{Vie^{-\gamma x}}{\frac{Vi}{Z_0} e^{-\gamma x}} = Z_0$$

Ciò significa che in una linea di lunghezza infinitamente lunga l'impedenza in un punto è costante e vale Z_0 perciò la linea viene detta adattata.
Se una linea viene chiusa su un'impedenza $Z_u = Z_0$, nella linea non vi sono riflessioni ed essa si comporta come se fosse di lunghezza infinita.
In tal caso la linea si dice adattata come mostrato in Figura 1.3b)

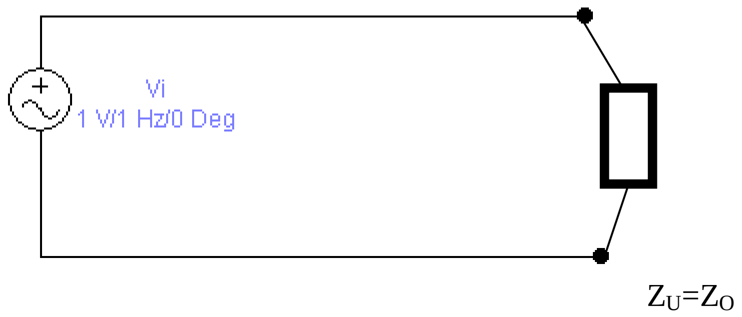
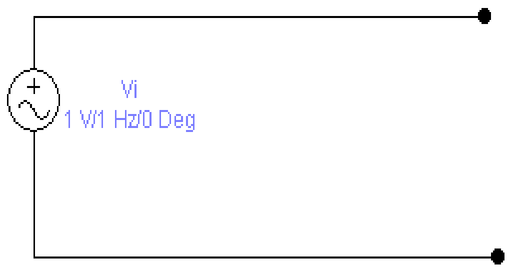
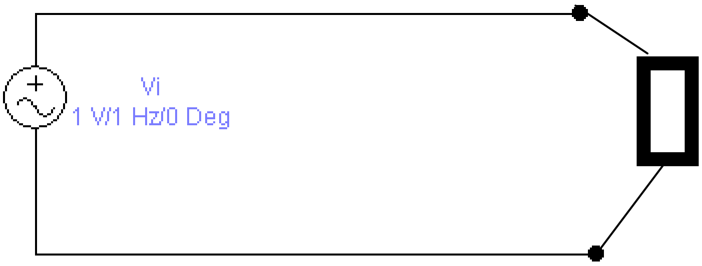


Fig.1.3b

■ **Figura 1.3** Linea di lunghezza infinita priva di onda riflessa; b) linea chiusa sull'impedenza caratteristica Z_0 che simula il comportamento di una linea infinita



Linea di lunghezza infinita



Linea chiusa sull'impedenza caratteristica Z_O

Linea di lunghezza finita chiusa su un carico generico

Consideriamo una linea di lunghezza finita l, chiusa su un carico generico Z_u, come mostrato in Figura 1.4.

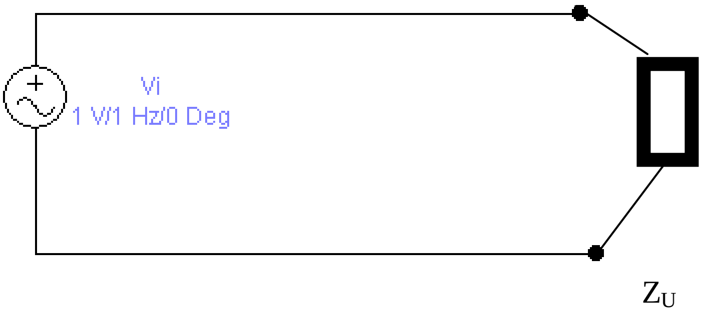


Fig. 1.4

Figura 1.4 Linea di lunghezza l chiusa su un generico carico Z_u

Supponendo che la linea sia priva di perdite e perciò $\alpha = 0$ e che le distanze siano misurate partendo dal carico Z_u. Le equazioni generali per la tensione e la corrente diventano, ponendo $x = l - d$ e $\gamma = \partial\beta$ poiché $\alpha = 0$:

$$V(d) = Ae^{-\gamma(l-d)} + \beta e^{\gamma(l-d)}$$

da cui $V(d) = Ae^{-\gamma\beta(l-d)} + \beta e^{\gamma\beta(l-d)} = Ae^{-j\beta d} e^{j\beta d} + \beta e^{j\beta d} e^{-j\beta d}$

$$I(d) = \frac{A}{Z_0} e^{-\gamma(l-d)} + \frac{\beta}{Z_0} e^{\gamma(l-d)}$$

da cui $I(d) = \dfrac{A}{Z_0} e^{-j\beta d} e^{j\beta d} + \dfrac{\beta}{Z_0} e^{j\beta d} e^{-j\beta d}$

il rapporto $\dfrac{V(d)}{I(d)} = Z(d)$ è l'impedenza in un punto qualunque della linea.

i termini $Ae^{-j\beta l}$ e $\dfrac{A}{Z_0} e^{-j\beta l}$ rappresentano, rispettivamente le componenti della tensione diretta V_f e della corrente diretta I_f, che si propagano dal generatore carico.

I termini $Be^{j\beta l}$ e $\dfrac{B}{Z_0} e^{j\beta l}$ rappresentano le componenti della tensione riflessa V_2 e della corrente riflessa I_2 dall'utilizzatore al generatore.

Allora si può scrivere: $V(d) = V_f e^{j\beta d} + V_r e^{-j\beta d}$

Poiché $e^{j\alpha} = \cos\alpha + \partial \operatorname{sen}\alpha$ si può scrivere:

$$V(d) = V_f(\cos\beta d + j \operatorname{sen}\beta d) + V_2(\cos\beta d - j\operatorname{sen}\beta d) = \cos\beta d (V_f + V_2) + j\operatorname{sen}\beta d (V_f - V_2) =$$

$$= V_u \cos\beta d + j\operatorname{sen}\beta d \cdot Z_0 \cdot I_u$$

dove $V_u = V_f + V_2$ e $V_f = V_r + Z_0 \cdot I_n$.

In modo analogo per la corrente

$$I(d) = I_f e^{j\beta d} + I_r e^{-j\beta d} =$$

$$I_f(\cos\beta d + j\operatorname{sen}\beta d) + I_2(\cos\beta d - j\operatorname{sen}\beta d) = \cos\beta d (I_f - I_2) + j\operatorname{sen}\beta d (I_f + I_2)$$

dove $I_f = \dfrac{V_f}{Z_0}$ e $I_f = \dfrac{V_r}{Z_0}$ per cui:

$$I(d) = \frac{V_f - V_2}{Z_0} \cos \beta d + j \frac{V_f + V_r}{Z_0} \text{sen } \beta d =$$

$$= \frac{Z_0 - I_n}{Z_0} \cos \beta d + j \frac{V_u}{Z_0} \text{sen } \beta d =$$

$$= In \cos \beta d + j \frac{V_u}{Z_0} \text{sen } \beta d$$

Si definiscono :

$$\overline{\rho_v} = \frac{V_2}{V_f}$$ coefficiente di riflessione per la tensione

$$\overline{\rho_i} = \frac{I_2}{V_f}$$ coefficiente di riflessione per la corrente

allora :

$$\overline{\rho_i} = \frac{\dfrac{V_2}{Z_0}}{\dfrac{Vf}{Z_0}} = -\frac{V_2}{Vf} = -\overline{\rho_V}$$

CAP.1

Se nelle equazioni

$$V(d) = V_u \cos \beta d + j \text{sen } \beta d \cdot Z_0 \cdot I_u$$

$$I(d) = I_u \cos \beta d + j \text{sen } \beta d \cdot \frac{V_u}{Z_0}$$

ponendo $d = 0$ ottengo

$$V(0) = V_u + jZ_0 \cdot I_u$$ da cui $$V_u = V_f + V_r$$

$$I(0) = I_u + j\frac{V_u}{Z_0} \quad \text{da cui} \quad I_u = I_f - I_r$$

poiché $V_r = \overline{\rho_v} V_f$ e $I_2 = -\overline{\rho_v} I_f$

si ottiene

$$V_u = V_f + \overline{\rho}_v V_f = V_f\left(1 + \overline{\rho_v}\right)$$

$$I_u = I_f + \overline{\rho}_i I_f = I_f\left(1 + \overline{\rho_i}\right) = \frac{V_f}{Z_0}\left(1 + \overline{\rho i}\right)$$

dividendo membro a membro si ottiene

$$\frac{V_u}{I_u} = \frac{V_f\left(1 + \overline{\rho_u}\right)}{\frac{V_f}{Z_0}\left(1 + \overline{\rho_i}\right)} = Z_0 \frac{\left(1 + \overline{\rho_v}\right)}{\left(1 + \overline{\rho_i}\right)} = Z_u$$

da cui $Z_u + Z_u \overline{\rho}_i = Z_0 + Z_0 \overline{\rho_v}$

e quindi $Z_0 \overline{\rho_v} = -Z_0 + Z_u + Z_u \overline{\rho_v}$

$$Z_0 \overline{\rho_v} + Z_u \overline{\rho}_v = Z_u + Z_0$$

$$\overline{\rho_v} = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} \quad \text{poiché} \quad \overline{\rho_v} = -\overline{\rho_i}$$

$$\rho_i = -\frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0}$$

poiché $\overline{\rho_v}$ e $\overline{\rho_i}$ si differiscono solo per il segno significa che la tensione e la corrente riflesse sono in opposizione di fase.

Se $Z_u = Z_0$ i coefficienti di riflessione sono nulli e non vi sono onde riflesse.

Il coefficiente di riflessione è un numero complesso di cui il modulo indica la quantità della riflessione e lo sfasamento fornisce l'angolo di riflessione tra i segnali de tensione e corrente diretti e riflessi.

Se una linea è disadattata si ha, la contemporanea presenza di onde dirette e riflesse che interagiscono tra loro generando un segnale risultante denominato "onda stazionaria". Vi sono dei punti della linea in cui l'onda diretta e riflessa sono in fase e pertanto c'è un massimo di tensione o di corrente; viceversa se le due onde sono in opposizione fase vi è un minimo di tensione o di corrente.

I punti di massimo sono detti *ventri* e quelli di minimo *nodi*, che non si propagano lungo la linea, ma restano fermi sugli stessi punti mantenendo così costanti la distanza tra i punti corrispondenti ai massimi ed ai minimi. Tra un ventre e un nodo l'ampiezza dell'onda stazionaria assume dei valori intermedi tra il massimo e il minimo.
In Figura si mostra la distribuzione di un'onda stazionaria. Si può verificare che la distanza tra un ventre e un nodo è pari a $\lambda/4$.
Si definisce rapporto di onda stazionaria ROS il rapporto tra il valore massimo di tensione e quello minimo di tensione o di corrente.

$$ROS = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{|V_f| + |V_r|}{|V_f| - |V_r|} \quad \text{poiché} \quad \overline{\rho}_v = \frac{V_r}{V_f} \quad \text{si ha}$$

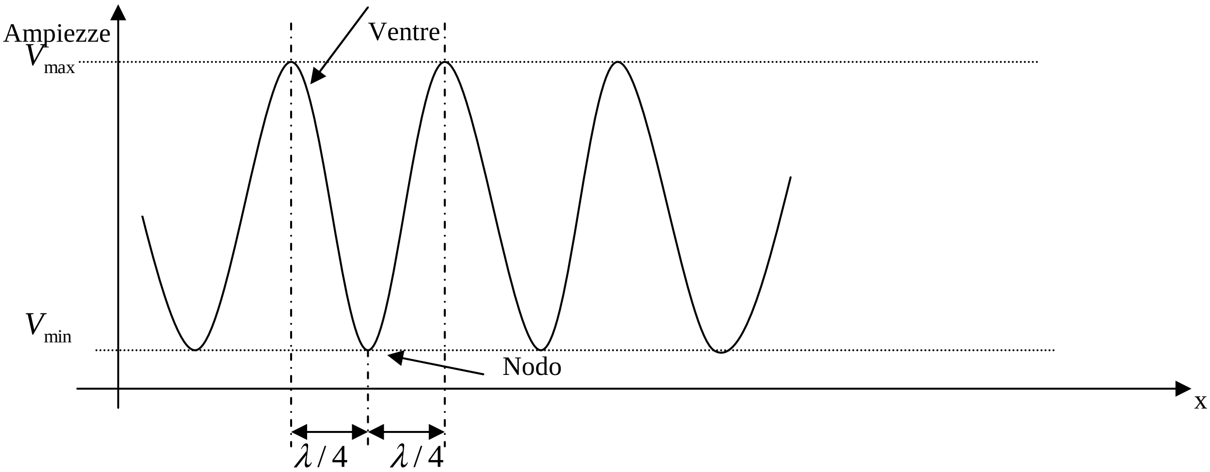


Figura1.5 Distribuzione delle ampiezze di un'onda stazionaria

$$ROS = \frac{|V_f| + |\rho_v V_f|}{|V_f| - |\rho_v V_f|} = \frac{1+\rho_v}{1-\rho_v}$$ dipende solo dal modulo del coefficiente di riflessione.

Se la linea è adattata $Z_u = Z_0$ e $\rho_v = 0$, $ROS = 1$. Nel caso della massima riflessione

$\rho_v = 1$ e $ROS = \frac{1+1}{1-1} \rightarrow \infty$

Poichè in regime stazionario la potenza trasmessa in ogni punto è costante, ai ventri di tensione devono corrispondere i nodi di corrente e viceversa.
Due casi particolari sono: $\alpha = 0$, linea priva di predite e $\alpha \neq 0$ linea con perdite.

$\alpha = 0$ Questo si verifica quando la linea è corta oppure quando la frequenza è altissima. Le onde dirette vengono totalmente riflesse nel carico disadattato ed il segnale lungo la linea è:

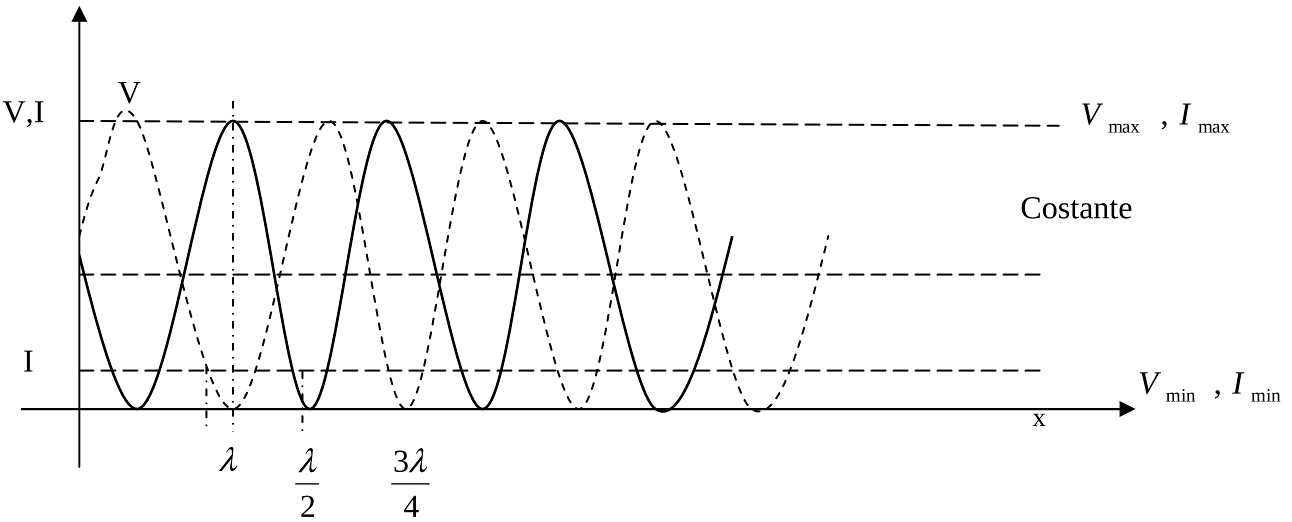


Figura 1.6 Segnale lungo la linea

$\alpha \neq 0$. Il segnale sarà riflesso in parte. I massimi e i minimi del segnale risultante si distribuiscono lungo la linea di sitribuzione della tensione come in Figura 1.7

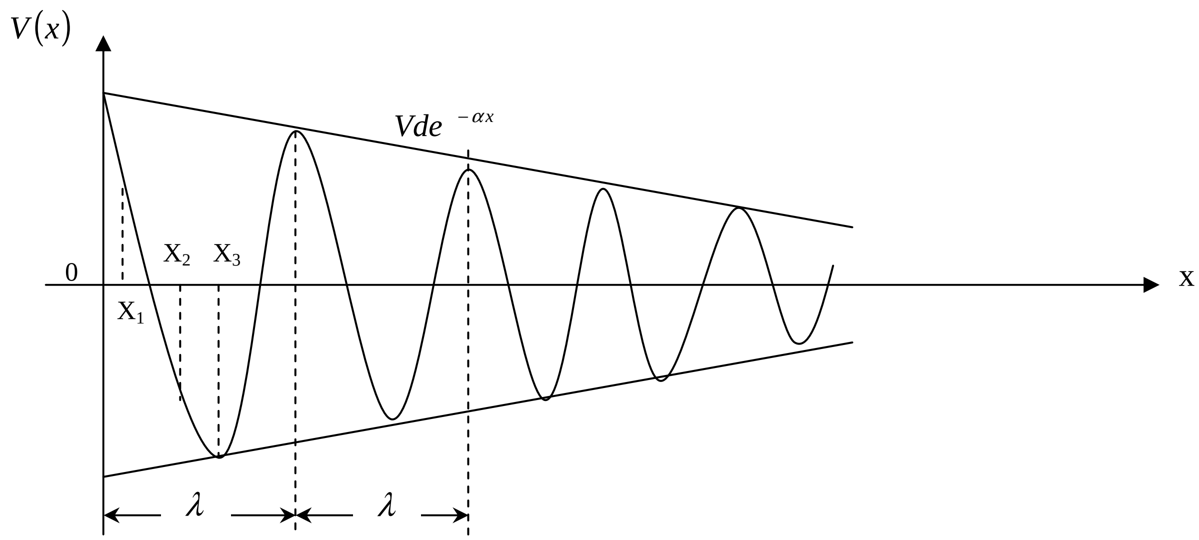


Figura 1.7 Andamento di V_d , in funzione della lunghezza di linea.

Cioè con ampiezza che dipende dal grado di riflessione del segnale (Figura1.8)

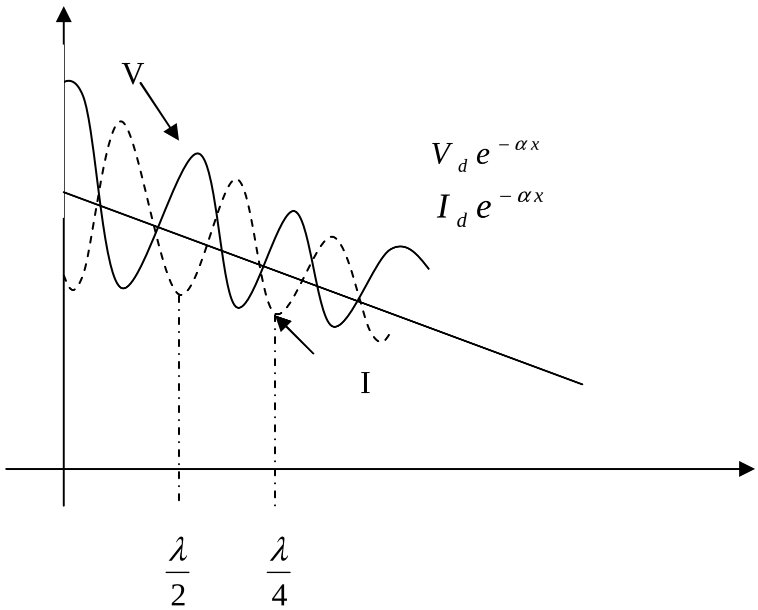


Figura 1.8 linea con perdite

Tale grado prende il nome di coefficiente di riflessione e tiene conto di quanto è stata riflessa dal carico l'onda diretta.
Il coefficiente di riflessione è dato dal rapporto vettoriale fra l'ampiezza dell'onda riflessa e l'ampiezza dell'onda diretta
Nel caso della tensione si avrà:

$$\overline{K}_v = \frac{\overline{V}_r}{\overline{V}_d} = \frac{V_r e^{-\gamma x}}{V_d e^{\gamma x}}$$

dalla formula si nota che il riferimento è stato cambiato cioè l'origine delle ascisse sul carico.

Nel caso della corrente si avrà:

$$\overline{K}_i = \frac{\overline{I}_r}{\overline{I}_d} = \frac{I_r e^{-\gamma x}}{I_d e^{\gamma x}}$$

con passaggi matematici si può arrivare alla formula

$$K_v = -K_i$$

questa condizione è in accordo con quanto scritto prima e cioè che i ventri di tensione corrispondono con i nodi di corrente e viceversa.
Si può inoltre dire che quando le onde di tensione V_r e V_d sono in fase le onde di corrente risultano in opposizione di fase.
Inoltre, essendo il coefficiente di riflessione, un numero complesso, infatti:

$$K_v = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} \quad \text{e} \quad K_i = \frac{Z_o - Z_u}{Z_o + Z_u}$$

ha quindi un modulo ed una fase. Il modulo indica l'entità di riflessione e la fase lo sfasamento tra onde dirette e onde riflesse.

Per valutare il grado di variazione dell'ampiezza della tensione o della corrente si introduce il rapporto di onda stazionaria (ROS), oppure SWR (Standing Wave Ratio) dato

$$ROS = \frac{|V_{\max}|}{|V_{\min}|} = \frac{|I_{\max}|}{|I_{\min}|}$$

che essendo $V_{\max} = \overline{V_d} + \overline{V_r}$ e $V_{\min} = \overline{V_d} - \overline{V_r}$ si ha

$$ROS = \frac{\left|1 + \dfrac{\overline{Vr}}{\overline{Vd}}\right|}{\left|1 - \dfrac{\overline{V_r}}{\overline{V_d}}\right|} \quad \text{ossia} \quad ROS = \frac{|1 + K_v|}{|1 - K_v|}$$

cioè il ROS dipende dal modulo del coefficiente di riflessione K_v

Linea in corto circuito

Tale linea è anche detta STUB e si ottiene quando $Z_u = 0$

$$\overline{\rho_i} = -\frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} = 1$$

$$\overline{\rho}_v = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} = -1$$

$\overline{\rho}_v = -1$ significa che la tensione diretta è in opposizione di fase con quella riflessa

$\overline{\rho}_i = 1$ significa che la corrente diretta è in fase con quella riflessa.

Allora le equazioni della tensione e della corrente ad una distanza d essendo $Z_u = 0$ saranno:

$V(d) = j \operatorname{sen} \beta d \cdot Z_0 \cdot I_u$ poiché se $Z_u = 0$ anche $V_u = 0$ (tensione su un corto circuito)

$I(d) = j \cos \beta d \cdot I_u$

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = j \frac{Z_0 I_u}{I_u} \cdot \frac{\operatorname{sen} \beta_d}{\cos \beta_d} = jZ_0 tag \beta d$$

Linea aperta

Quando l'uscita è un ramo aperto si ha:

$$Z_u = \infty$$

sui terminali di uscita è presente un ventre di tensione e un nodo di corrente.
In oltre, risulta:

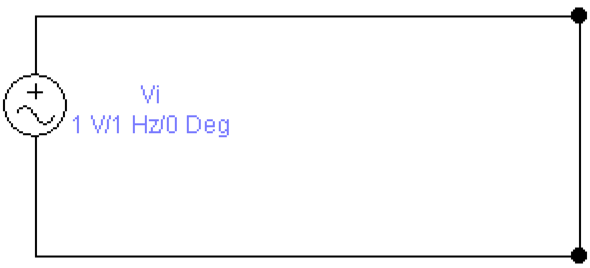
$$\overline{\rho}_v = \frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} = 1 \qquad \overline{\rho}_i = -\frac{Z_u - Z_0}{Z_u + Z_0} = -1$$

per quanto riguarda la tensione, la corrente e l'impedenza in un punto a distanza d dall'uscita si ha:

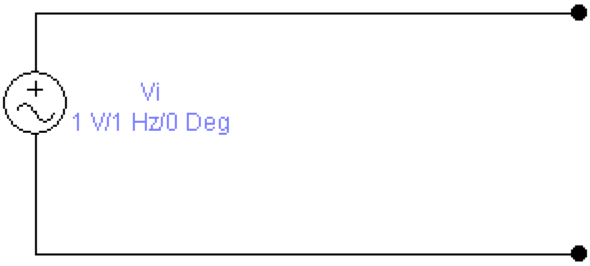
$$V(d) = \cos \beta d \cdot V_u \qquad I(d) = j \operatorname{sen} \beta d \cdot \frac{V_u}{Z_0}$$

$$Z(d) = \frac{V(d)}{I(d)} = \frac{V_u Z_0}{jV_u} \cdot \frac{\cos \beta d}{\operatorname{sen} \beta d} = -jZ_0 ctg \beta d$$

Figura 1.9 Linea con estremo in corto circuito; b) linea con estremo aperto



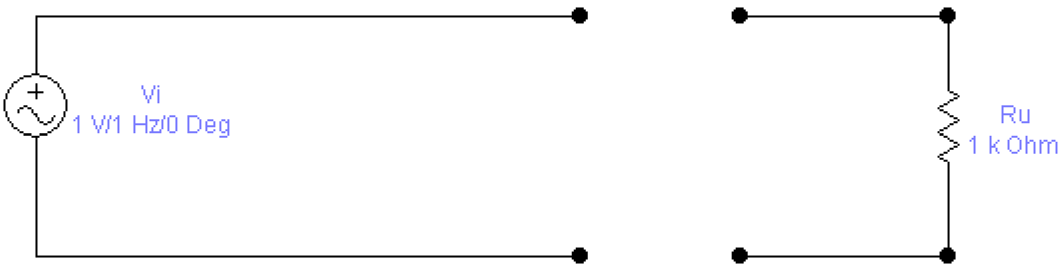
Linea con estremo in corto circuito



Linea aperta

Linea in quarto d'onda

Si definisce linea in quarto d'onda una linea di lunghezza $l = \frac{\lambda}{4}$ chiusa su un carico Z_u. Lo studio di questa linea è molto importante poiché essa è spesso utilizzata per realizzare l'adattamento di impedenza e in tale applicazione è denominata trasformatore d'impedenza. In Figura 1.10



Tronco di
linea di lunghezza ¼ λ

Figura 1.10. Linea in quarto d'onda

Dalle equazioni generali si ottiene

$$I(d) = I_u \cos\beta d + j \operatorname{sen}\beta d \cdot \frac{V_u}{Z_0}$$

$$V(d) = V_u \cos\beta d + j \operatorname{sen}\beta d \cdot Z_0 \cdot I_u$$

allora

$$Z_0 = \frac{Vd}{I(d)} = \frac{V_u \cos\beta d + j \operatorname{sen}\beta d \cdot Z_0 \cdot I_u}{I_u \cos\beta d + j \frac{V_u}{Z_0} \operatorname{sen}\beta d} =$$

$$= Z_0 \frac{Z_u + jZ_0 tag \frac{\pi}{2}}{Z_0 + jZ_u tag \frac{\pi}{2}}$$

e perciò

$$Z(d) = Z_0 \frac{Z_u + jZ_0 tag 2\pi \frac{d}{\lambda}}{Z_0 + jZ_u tag 2\pi \frac{d}{\lambda}}$$

si può osservare che:

per $d = l$ si ottiene l'impedenza d'ingresso $\overline{Z_c}$ vista dal generatore

per $d = \frac{\lambda}{2}$ si ottiene $\overline{Z_d} = \overline{Z_l}$ cioè tratti di linea lunghi $\frac{\lambda}{2}$ sono (trasparenti) e si possono quindi aggiungere e togliere senza alterare il regime stazionario persistente.

$$Z\left(\frac{\lambda}{2}\right) = Z_0 \frac{Z_u + jZ_0 tag 2\pi \frac{\lambda}{2\lambda}}{Z_0 + jZ_u tag 2\pi \frac{\lambda}{2\lambda}} = Z_0$$

per $d = \frac{\lambda}{4}$ si ottiene:

$$Z\left(\frac{\lambda}{4}\right)=Z_0\frac{Z_u+jZ_0 tag\,2\pi\frac{\lambda}{4\lambda}}{Z_0+jZ_u tag\,2\pi\frac{\lambda}{4\lambda}}=Z_0\frac{Z_u+jZ_0 tag\frac{\pi}{2}}{Z_0+jZ_u tag\frac{\pi}{2}}=\frac{Z_0{}^2}{Z_u}$$

cioè l'impedenza caratteristica della linea risulta media geometrica tra l'impedenza d'ingresso e di uscita del tratto di linea considerato.

$$Z_d=Z_0\frac{Z_u+jZ_0 tag\frac{\pi}{2}}{Z_0+jZ_u tag\frac{\pi}{2}}=$$

$$=\frac{Z_o Z_u+jZ_0{}^2 tag\frac{\pi}{2}}{Z_0+jZ_u tag\frac{\pi}{2}}=$$

$$=\frac{tag\frac{\pi}{2}\left[\frac{Z_0 Z_u}{tag\frac{\pi}{2}}+jZ_0{}^2\right]}{tag\frac{\pi}{2}\left[\frac{Z_0}{tag\frac{\pi}{2}}+jZ_u\right]}=\frac{Z_0{}^2}{Z_u}=Z_i$$