# Introduzione alle linee di trasmissione

**prof. Emilio Martines**

Dipartimento di Fisica “G. Occhialini”

Università degli Studi di Milano-Bicocca

**emilio.martines@unimib.it**

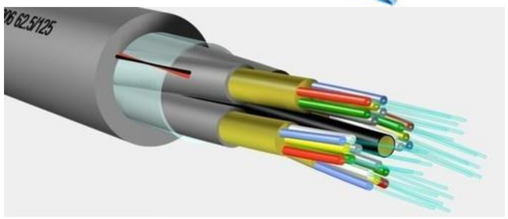
# Introduzione

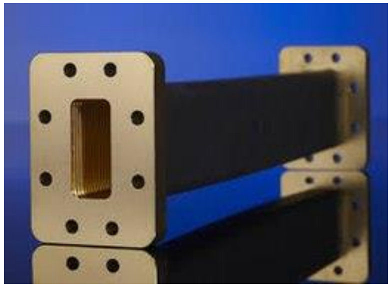
La **linea di trasmissione** è il componente elettronico per trasportare segnali (nel campo dell'elettronica) ed energia (nel campo dell'elettrotecnica) su grandi distanze.

Essa è una struttura che presenta proprietà geometriche ed elettromagnetiche invarianti lungo la direzione in cui avviene la propagazione del segnale, detta **asse**.

Esempi (ad intervallo di frequenza crescente):

- doppino di fili (basse frequenza);
- cavo coassiale (radiofrequenza);
- guida d’onda cava (microonde);
- fibra ottica (visibile).

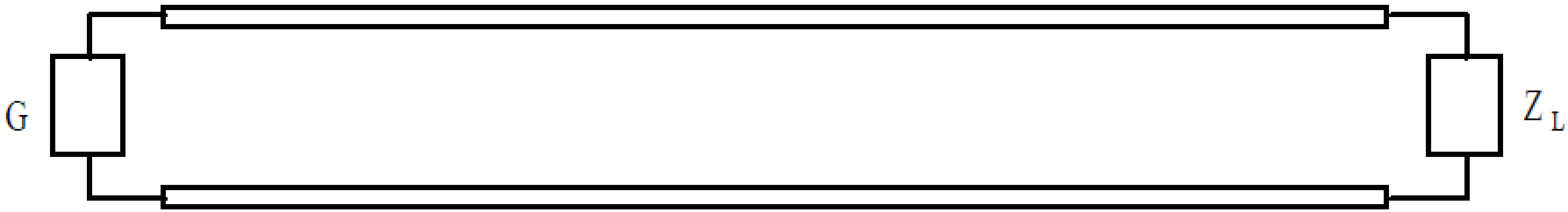




Secondo una diversa definizione, linee di trasmissione e guide d’onda sono concetti diversi. Tuttavia, molti concetti sono applicabili ad entrambe, anche se la descrizione fisica è diversa.

# La linea di trasmissione

Le linee di trasmissione propriamente dette sono strutture lineari in cui sono presenti almeno due conduttori che connettono un **generatore G** ad un **carico $Z_L$**.




In generale, sappiamo che quando un carico è connesso ad un generatore, per massimizzare il trasferimento di potenza occorre che **l'impedenza del carico sia uguale all'impedenza interna del generatore** (tipicamente, 50 Ω resistivi).

Ma cosa accade quando fra i due è frapposta una linea di trasmissione?

# Esempi di linee di trasmissione

Due esempi di linee di trasmissione molto diffuse sono la **linea bifilare** ed il **cavo coassiale**:

1) **linea bifilare**: due conduttori rettilinei, di solito a sezione cilindrica, tenuti separati e paralleli da un supporto isolante; impiegata a bassa frequenza

2) **cavo coassiale**: un conduttore centrale cilindrico, detto centrale, pin o caldo, coassiale ad un secondo conduttore tubolare esterno, detto schermo, massa o freddo; lo spazio tra i due conduttori e riempito da un materiale isolante (tipicamente polietilene o teflon).

# Modello a parametri distribuiti

Alle alte frequenze, se **la linea è lunga rispetto alla lunghezza d'onda**, non si può ignorare la propagazione del campo elettromagnetico: istante per istante in diverse sezioni si avranno diverse tensioni e diverse correnti (non tensioni e correnti costanti).

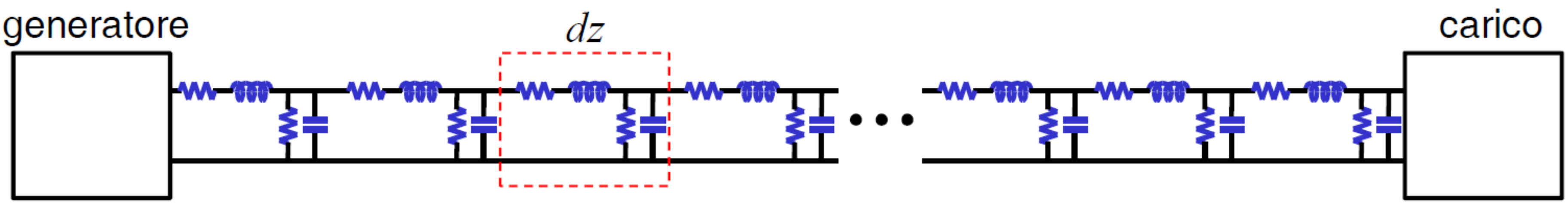
I fenomeni di propagazione del campo elettromagnetico in una linea di trasmissione alle frequenze per cui la lunghezza d'onda è confrontabile (o minore) con le dimensioni della linea stessa e in presenza di attenuazione vengono trattati con modello a **parametri distribuiti**. $\lambda \leq d$ (*d* lunghezza della linea di trasmissione).

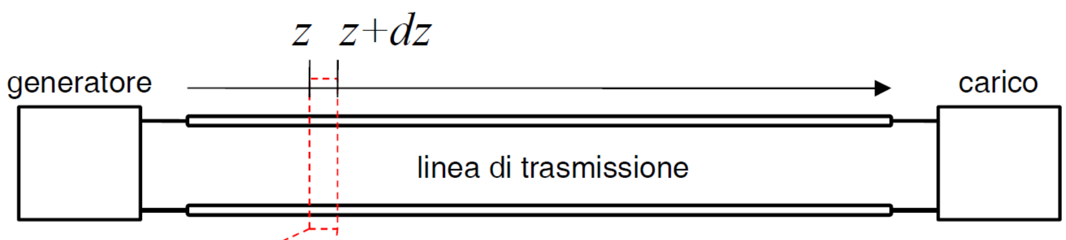
A queste frequenze i collegamenti elettrici tra due punti non possono più infatti essere descritti da un sistema a **parametri concentrati** come nel caso delle reti elettriche.

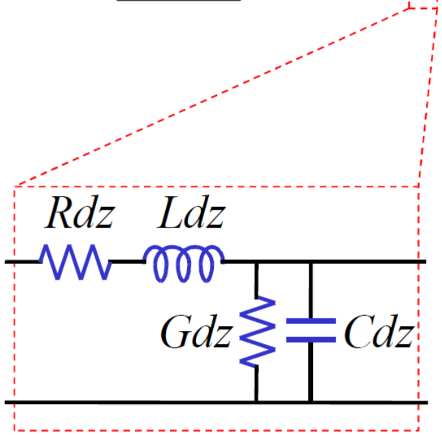
Supponiamo che i parametri elettrici (resistenza, induttanza, capacità) siano distribuiti uniformemente lungo la linea di trasmissione.

# Modello a parametri distribuiti

La linea di trasmissione può essere considerata come una sequenza di infiniti circuiti di lunghezza infinitesima *dz*, ciascuno costituito da una resistenza in serie ad un'induttanza e da un elemento conduttivo in parallelo ad uno capacitivo.




$R$ = resistenza per unità di lunghezza [$\Omega$/m]

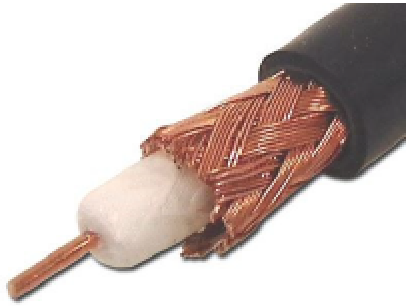
$L$ = induttanza per unità di lunghezza [H/m]

$G$ = conduttanza per unità di lunghezza [S/m]

$C$ = capacità per unità di lunghezza [F/m]

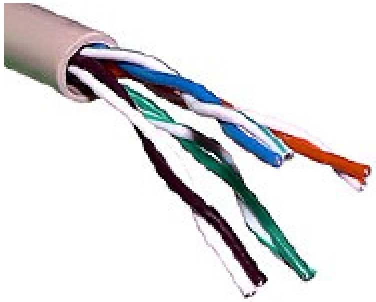
# Esempi di valori dei parametri distribuiti

## RG-59 Coax



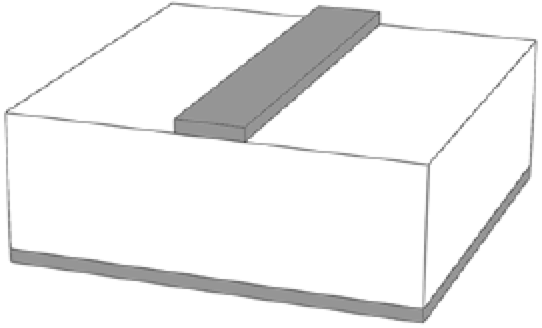
$$R = 36\ \mathrm{m\Omega/m}$$
$$L = 430\ \mathrm{nH/m}$$
$$G = 10\ \mu\mho\mathrm{/m}$$
$$C = 69\ \mathrm{pF/m}$$
$$Z_0 = 75\ \Omega$$

## CAT5 Twisted Pair



$$R = 176\ \mathrm{m\Omega/m}$$
$$L = 490\ \mathrm{nH/m}$$
$$G = 2\ \mu\mho\mathrm{/m}$$
$$C = 49\ \mathrm{pF/m}$$
$$Z_0 = 100\ \Omega$$

## Microstrip



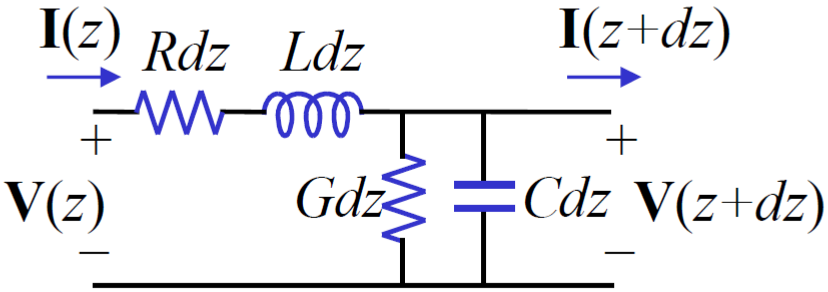
$$R = 150\ \mathrm{m\Omega/m}$$
$$L = 364\ \mathrm{nH/m}$$
$$G = 3\ \mu\mho\mathrm{/m}$$
$$C = 107\ \mathrm{pF/m}$$
$$Z_0 = 50\ \Omega$$

$Z_0$ è l'**impedenza caratteristica**, il cui significato verrà illustrato nel seguito.

# Modello a parametri distribuiti

La tensione ***V(z)*** e la corrente ***I(z)*** nel tratto infinitesimo variano secondo le **leggi di Kirchoff.**

Nell'ipotesi di alimentare la linea con una frequenza ***f = ω/2π*** si ha:




$$\begin{aligned} I(z) &= I(z+dz) + (Gdz + i\omega Cdz)V(z+dz) \\ V(z) &= V(z+dz) + (Rdz + i\omega Ldz)I(z+dz). \end{aligned}$$

# Equazioni dei telegrafisti

$$\begin{aligned} I(z) &= I(z+dz) + (Gdz + i\omega Cdz)V(z+dz) \\ V(z) &= V(z+dz) + (Rdz + i\omega Ldz)I(z+dz). \end{aligned}$$

Dividendo per *dz* e andando al limite *dz* → *0* si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{dV(z)}{dz} &= -(R+i\omega L)I(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} &= -(G+i\omega C)V(z). \end{aligned}$$

Queste due equazioni differenziali accoppiate sono dette **equazioni dei telegrafisti**.

Esse mostrano come la tensione e la corrente variano lungo la linea a causa della sua non idealità.

# Equazioni dei telegrafisti come equazioni d'onda

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + i\omega L)I(z)$$
$$\frac{dI(z)}{dz} = -(G + i\omega C)V(z).$$

Derivando la prima equazione rispetto a *z* e sostituendo con la seconda (e viceversa) si ottiene:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = (R + i\omega L)(G + i\omega C)V(z)$$
$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = (R + i\omega L)(G + i\omega C)I(z).$$

Introduciamo la **costante di propagazione** definita da:

$$\gamma^2 = (R + i\omega L)(G + i\omega C).$$

Si ha:

$$\frac{d^2V(z)}{dz^2} = \gamma^2 V(z)$$
$$\frac{d^2I(z)}{dz^2} = \gamma^2 I(z).$$

# Costante di propagazione

Il quadrato della costante di propagazione, definita da $\gamma^2 = (R + i\omega L)(G + i\omega C)$.

può essere riscritto come $\gamma^2 = RG - \omega^2 LC + i\omega(RC + GL)$.

Ponendo $\gamma = \alpha + i\beta$ si ha $\gamma^2 = \alpha^2 - \beta^2 + 2i\alpha\beta$.

che nell'ipotesi $\boldsymbol{\alpha} \mathbf{<<} \boldsymbol{\beta}$ diventa $\gamma^2 = -\beta^2 + 2i\alpha\beta$.

Si ottiene:

$$\begin{aligned} \beta^2 &= -RG + \omega^2 LC \\ 2\alpha\beta &= \omega(RC + GL) \end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} \alpha &= \frac{\omega(RC + GL)}{2\sqrt{\omega^2 LC - RG}} \\ \beta &= \sqrt{\omega^2 LC - RG}. \end{aligned}$$

Nel limite ***R* << ω*L*, *G* << ω*C***:

$$\begin{aligned} \alpha &\approx \frac{(RC + GL)}{2\sqrt{LC}} \\ \beta &\approx \omega\sqrt{LC}. \end{aligned}$$

In questo limite $\alpha$ è indipendente dalla frequenza, mentre $\beta$ vi dipende in maniera lineare.

# Impedenza caratteristica

La soluzione generale delle equazioni d'onda è:

$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) &= I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \end{aligned}$$

Le quattro costanti non sono indipendenti. Infatti, sostituendo la prima relazione in

$$\frac{dV(z)}{dz} = -(R + i\omega L) I(z)$$

si trova

$$\begin{aligned} I(z) &= \frac{\gamma}{R + i\omega L} V_0^+ e^{-\gamma x} - \frac{\gamma}{R + i\omega L} V_0^- e^{\gamma x} = \\ &= \sqrt{\frac{G + i\omega C}{R + i\omega L}} V_0^+ e^{-\gamma x} - \sqrt{\frac{G + i\omega C}{R + i\omega L}} V_0^- e^{\gamma x} \end{aligned}$$

La soluzione generale è quindi:

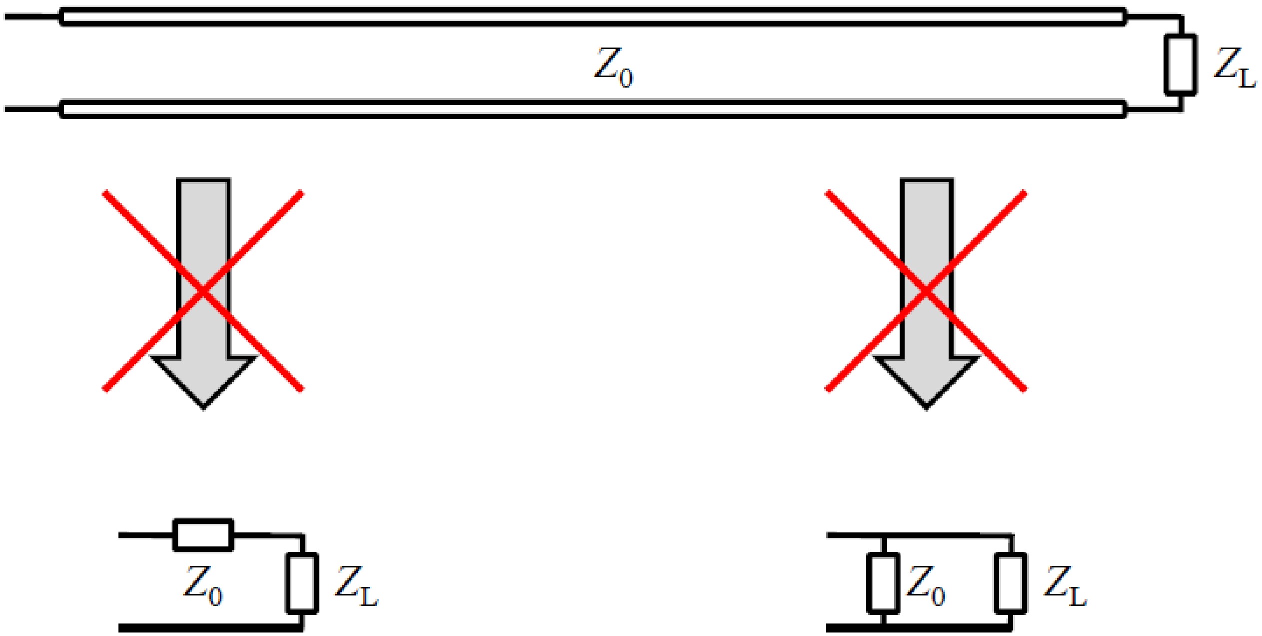
$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}, \end{aligned}$$

dove si è definita **l'impedenza caratteristica** della linea: $Z_0 = \sqrt{\frac{R + i\omega L}{G + i\omega C}}$

Nel **limite non dissipativo** $R << \omega L$, $G << \omega C$: $Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}.$

# Cosa non è l’impedenza caratteristica?

Cosa **non è** l’impedenza caratteristica?




L’impedenza caratteristica **non è** un carico equivalente che può essere sostituito all’interno del circuito al posto della linea!

# Esempio: cavo coassiale

Abbiamo visto che una linea non dissipativa ha un'impedenza caratteristica reale data da

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

Per un cavo coassiale con conduttori di diametro $D_1$ e $D_2$, dalle leggi dell'e.m. si ha

$$\begin{aligned} C &= \epsilon \cdot \frac{2\pi}{\log(D_2/D_1)} \\ L &= \mu \cdot \frac{\log(D_2/D_1)}{2\pi} \end{aligned}$$

L'impedenza caratteristica, nel caso non dissipativo, vale quindi

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{\mu_0\mu_R}{\epsilon_0\epsilon_R}}log\frac{D_2}{D_1} \simeq \sqrt{\frac{\mu_R}{\epsilon_R}}log\frac{D_2}{D_1} \cdot 60\Omega$$

In pratica i cavi coassiali commerciali vengono costruiti in modo tale da avere un'impedenza caratteristica di 50 $\Omega$.

Esistono anche cavi coassiali per la trasmissione di segnali televisivi con impedenza caratteristica di 75 $\Omega$.

# Soluzioni d'onda

Abbiamo detto che la soluzione generale dell'equazione dei telegrafisti è

$$\begin{aligned} V(z) &= V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\gamma z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\gamma z}, \end{aligned}$$

che riscritte in forma complessa introducendo anche la componente temporale armonica descrivono **l'onda di tensione e l'onda di corrente**. Ad esempio, per la tensione vale

$$V(z,t) = V(z)e^{i\omega t} = V_0^+ e^{-\gamma z + i\omega t} + V_0^- e^{\gamma z + i\omega t}$$

Scrivendo $\gamma$ in forma complessa, le soluzioni d'onda si riscrivono come

$$\begin{aligned} V(z,t) &= V_0^+ e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)} + V_0^- e^{\alpha z} e^{i(\omega t + \beta z)} \\ I(z,t) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\alpha z} e^{i(\omega t + \beta z)}. \end{aligned}$$

Considerando le quantità reali, ad esempio per la tensione, si può anche scrivere:

$$\Re[V(z,t)] = |V_0^+| e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) + |V_0^-| e^{\alpha z} \cos(\omega t + \beta z + \phi^-)$$

# Soluzioni d'onda

$$\Re[V(z,t)] = |V_0^+|e^{-\alpha z}\cos(\omega t - \beta z + \phi^+) + |V_0^-|e^{\alpha z}\cos(\omega t + \beta z + \phi^-)$$

La soluzione trovata si compone di un'onda che si propaga in direzione di z crescenti, con **numero d'onda** $\beta$ e un'**attenuazione** avente lunghezza caratteristica $1/\alpha$, e di un'onda che si propaga in direzione opposta, con la medesima lunghezza caratteristica di attenuazione.

Il primo termine è detto **onda diretta**, e si propaga dal generatore al carico, mentre il secondo è detto **onda riflessa**, e si propaga dal carico al generatore.

$\alpha$ è il **coefficiente di attenuazione**, espresso in Neper/m o in dB/m (1 Neper = 8.686 dB).
$\beta$ è il **numero d'onda**, legato alla lunghezza d'onda e alla velocità di fase dalle note relazioni:

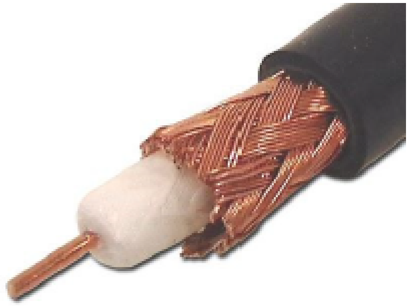
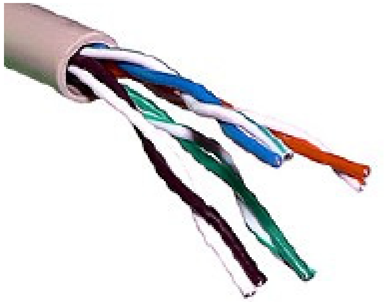
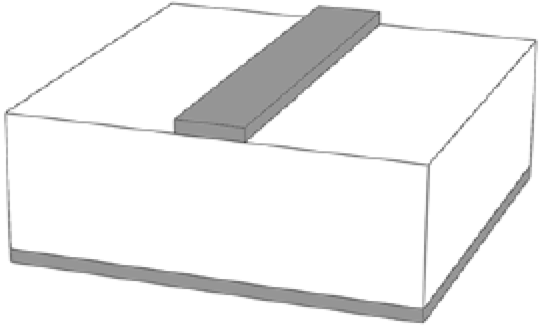
$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \qquad\qquad v_p = \frac{\omega}{\beta}$$

Analogamente si ottiene per la corrente la somma di due termini contro-propaganti, con la stessa velocità di fase e la stessa lunghezza d'onda.

Nel limite $R \ll \omega L$, $G \ll \omega C$, si ottiene una **propagazione non dispersiva** con $v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$.

Sempre in questo limite, $\alpha = \frac{1}{2}\left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0\right)$ e se $G$ è trascurabile $\alpha = \frac{R}{2Z_0}$.

# Esempi

| RG-59 Coax | CAT5 Twisted Pair | Microstrip |
|---|---|---|
|  |  |  |
| $R = 36\ \mathrm{m\Omega/m}$ | $R = 176\ \mathrm{m\Omega/m}$ | $R = 150\ \mathrm{m\Omega/m}$ |
| $L = 430\ \mathrm{nH/m}$ | $L = 490\ \mathrm{nH/m}$ | $L = 364\ \mathrm{nH/m}$ |
| $G = 10\ \mu\mho/\mathrm{m}$ | $G = 2\ \mu\mho/\mathrm{m}$ | $G = 3\ \mu\mho/\mathrm{m}$ |
| $C = 69\ \mathrm{pF/m}$ | $C = 49\ \mathrm{pF/m}$ | $C = 107\ \mathrm{pF/m}$ |
| $Z_0 = 75\ \Omega$ | $Z_0 = 100\ \Omega$ | $Z_0 = 50\ \Omega$ |
| $v_p = 1/(LC)^{1/2} =$ $1.83\times10^8$ m/s = 0.61 c | $v_p = 1/(LC)^{1/2} =$ $2.04\times10^8$ m/s = 0.68 c | $v_p = 1/(LC)^{1/2} =$ $1.60\times10^8$ m/s = 0.53 c |
| $\alpha = R/2Z_0 = 2.4\times10^{-4}\ \mathrm{m^{-1}}$ | $\alpha = R/2Z_0 = 8.8\times10^{-4}\ \mathrm{m^{-1}}$ | $\alpha = R/2Z_0 = 1.5\times10^{-3}\ \mathrm{m^{-1}}$ |

# Cosa è l’impedenza caratteristica?

$$\begin{aligned} V(z,t) &= V_0^+ e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)} + V_0^- e^{\alpha z} e^{i(\omega t + \beta z)} \\ I(z,t) &= \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-\alpha z} e^{i(\omega t - \beta z)} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{\alpha z} e^{i(\omega t + \beta z)}. \end{aligned}$$

notare il segno meno

L’impedenza caratteristica è il rapporto tra tensione e corrente per un’onda propagantesi lungo la linea **in una sola direzione**, senza riflessioni.

Come vedremo più avanti, essa rappresenta anche l’impedenza d’ingresso di una linea adattata (ossia connessa ad un carico pari a $Z_0$).

# Impedenza d'onda

Supponiamo ora di terminare la linea con un carico $Z_L$. L'impedenza del carico rappresenta una **condizione al contorno** che consente di determinare una relazione tra le ampiezze dell'onda incidente e riflessa.

L'impedenza in un punto z della linea sarà in generale dipendente dalla posizione, e sarà:

$$Z(z) = \frac{V(z)}{I(z)}$$

Per una linea **non dissipativa** ($\alpha$ = *0*) si ha

$$Z(z) = Z_0 \frac{V_0^+ e^{-i\beta z} + V_0^- e^{i\beta z}}{V_0^+ e^{-i\beta z} - V_0^- e^{i\beta z}}$$

Ponendo l'origine della coordinata *z* sul carico, si ottiene

$$\frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

L'ampiezza dell'onda riflessa **dipende quindi dai valori dell'impedenza caratteristica e dell'impedenza di carico**.

# Coefficiente di riflessione

Si definisce **coefficiente di riflessione** di tensione, il rapporto tra l'ampiezza dell'onda riflessa e quella dell'onda diretta, misurato sul carico.
Il coefficiente di riflessione è un numero complesso, **il cui modulo è compreso tra 0 e 1**.

$$\rho = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

In alternativa possiamo trovare l'impedenza del carico conoscendo il coefficiente di riflessione (parte reale e immaginaria):

$$Z_L = Z_0 \frac{1+\rho}{1-\rho}.$$

Si definisce **linea adattata** una linea connessa ad un carico pari alla sua impedenza caratteristica, $\mathbf{Z_L = Z_0}$. In tal caso, non ci sono riflessioni dell'onda incidente ($\rho = 0$).

Quando invece la linea è **disadattata**, la sovrapposizione di onda incidente ed onda riflessa crea **un'onda stazionaria** lungo la linea. Il carico rappresenta una discontinuità.
Linea aperta ($Z_L=\infty$): $\rho = 1$
Linea cortocircuitata ($Z_L=0$): $\rho = -1$

# Onde stazionarie

I valori di potenza lungo una linea disadattata variano in dipendenza dal carico:

$$\begin{aligned}
|V(z)|^2 &= (V_0^+ e^{-i\beta z} + V_0^- e^{i\beta z})(V_0^+ e^{-i\beta z} + V_0^- e^{i\beta z})^* \\
&= (|V_0^+|e^{-i(\beta z-\phi^+)} + |V_0^-|e^{i(\beta z+\phi^-)})(|V_0^+|e^{i(\beta z-\phi^+)} + |V_0^-|e^{-i(\beta z+\phi^-)}) \\
&= |V_0^+|^2 + |V_0^-|^2 + 2|V_0^+||V_0^-|\cos(2\beta z - \phi^+ + \phi^-)
\end{aligned}$$

dove

$$V_0^+ = |V_0^+|e^{i\phi^+} \qquad V_0^- = |V_0^-|e^{i\phi^-}$$

L'onda stazionaria ha periodicità spaziale $\lambda/2$.

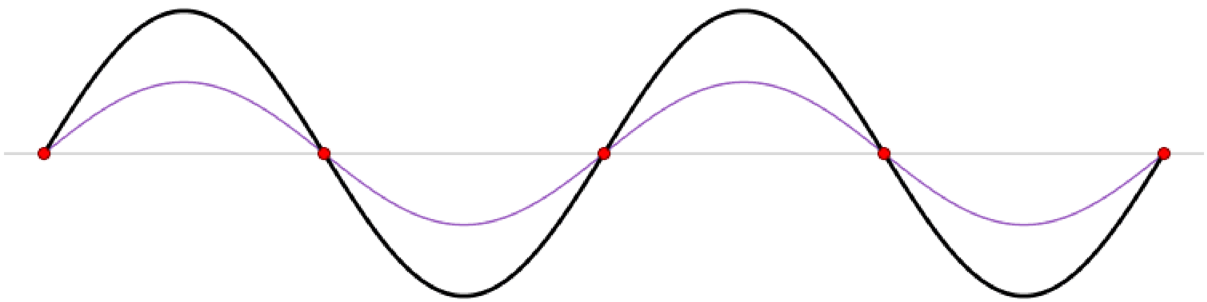
Si definisce Rapporto di Onda Stazionaria (**ROS**) o Voltage Standing Wave Ratio (**VSWR**) la seguente quantità, che assume valori tra 1 e $\infty$:

$$VSWR = \frac{|V_0^+| + |V_0^-|}{|V_0^+| - |V_0^-|}$$

Per una linea adattata, VSWR = 1. Per una linea aperta o cortocircuitata, VSWR = $\infty$.
La bontà dell'adattamento può essere verificata attraverso la misura della VSWR.

# Onde stazionarie

Esempio di formazione di un'onda stazionaria.



# Onde stazionarie

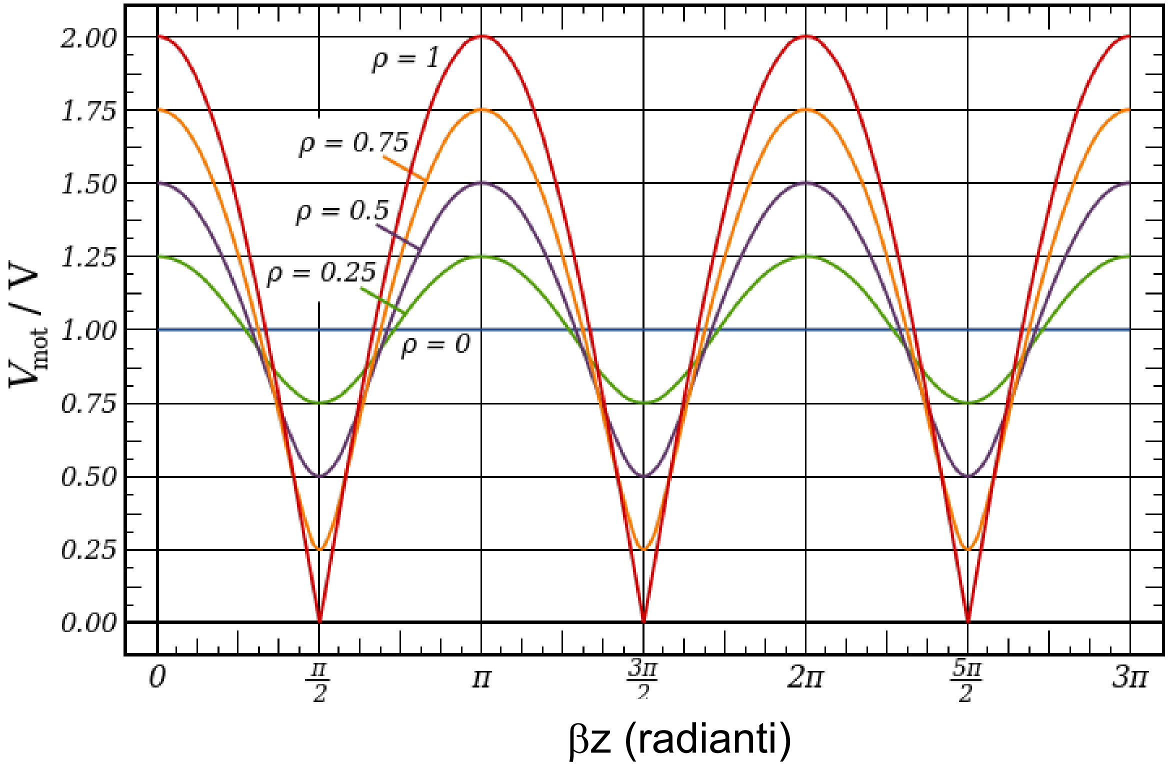


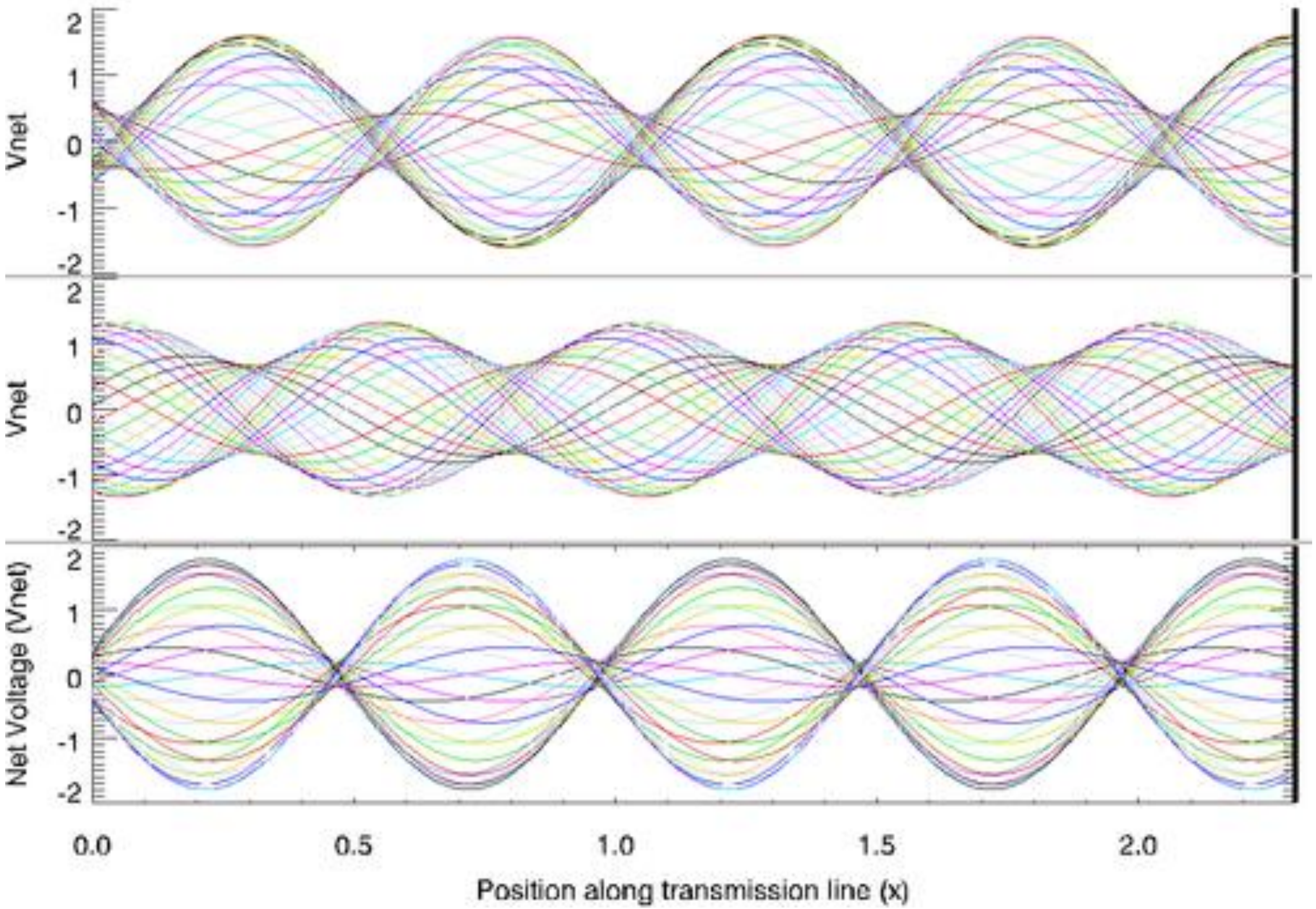

Diagramma della **tensione massima** (nel tempo) misurata lungo una linea senza perdita, per diversi valori del coefficiente di riflessione al carico.

# Onde stazionarie

$\rho$ = 0.6
VSWR = 4

$\rho$ = -0.333
VSWR = 2

$\rho$ = 0.8 ∠60°
VSWR = 9




Tensione netta durante un periodo di oscillazione (i diversi colori corrispondo a diversi istanti)

# Impedenza d'ingresso

Di particolare interesse è l'impedenza che la linea presenta al suo ingresso, $Z_{in} = Z(-d)$.
Limitandoci alla linea non dissipativa:

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + iZ_0 \tan \beta d}{Z_0 + iZ_L \tan \beta d}$$

(esercizio: ricavare questa formula)

**Casi particolari**:

Linea adattata ($Z_L = Z_0$) $\rightarrow$ $Z_{in} = Z_0 = Z_L$ per qualunque lunghezza della linea

Linea in corto circuito ($Z_L = 0$) $\rightarrow$ $Z_{in} = i\, Z_0 \tan(\beta d)$ $\rightarrow$ reattanza pura ($R_{in} = 0$)

Linea aperta ($Z_L = \infty$) $\rightarrow$ $Z_{in} = -i\, Z_0 \cot(\beta d)$ $\rightarrow$ reattanza pura ($R_{in} = 0$)

$d = \lambda/2$ ($\beta d = \pi$) $\rightarrow$ $Z_{in} = Z_L$

$d = \lambda/4$ ($\beta d = \pi/2$) $\rightarrow$ $Z_{in} = Z_0^2 / Z_L$

Nel caso di una linea lunga esattamente $\lambda/2$ o un suo multiplo intero si ha $Z_{in} = Z_L$.
Dunque, aggiungere un tratto di linea di lunghezza $\lambda/2$ **non modifica l'impedenza d'ingresso**.

Nel caso di una linea lunga esattamente $\lambda/4$ si ha $Z_{in} = Z_0^2 / Z_L$.
Si può dimostrare che in questo caso $V_L = -iZ_0 I_{in}$ e $I_L = -iV_{in}/Z_0$ indipendentemente dal carico: collegando in parallelo N linee lunghe $\lambda/4$, le correnti sui carichi sono in fase e date da $V_{in}$ e $Z_0$.

# Linea aperta e linea in corto circuito

Impedenza d'onda: $$Z(z) = Z_0 \frac{e^{-i\beta z} + \rho e^{i\beta z}}{e^{-i\beta z} - \rho e^{i\beta z}}$$

Nel caso di una linea non dissipativa **chiusa in un corto circuito** ($Z_L=0$, $\rho=-1$), l'impedenza d'onda è:

$Z(x) = i\, Z_0 \tan(\beta z)$

In questo caso l'impedenza è una **reattanza pura** e per valori di $\boldsymbol{z < \lambda/4}$ ($\beta z < \pi/2$) è di tipo induttivo, mentre è capacitiva per $\boldsymbol{\lambda/4 < z < \lambda/2}$ ($\pi/2 < \beta z < \pi$), poi si alterna ogni $\lambda/4$.

Nel caso di una linea senza perdite **aperta** ($Z_L=\infty$, $\rho=1$) l'impedenza d'onda è:

$Z(x) = -\, i\, Z_0 \cot(\beta z)$

In questo caso l'impedenza è una **reattanza pura** e per valori di $\boldsymbol{z < \lambda/4}$ ($\beta z < \pi/2$) è di tipo capacitivo, mentre è induttiva per $\boldsymbol{\lambda/4 < z < \lambda/2}$ ($\pi/2 < \beta z < \pi$), poi si alterna ogni $\lambda/4$.

# Attenuazione lungo la linea

$$\left|\frac{V^+(z)}{V_0}\right| = e^{-\alpha z}$$

L'onda diretta, così come quella riflessa, viene attenuata lungo il suo percorso, in base al coefficiente di attenuazione $\alpha$.

L' attenuazione lungo la linea di trasmissione viene misurata, in termini di potenza, secondo la formula:

$A\,(dB) = 20 \log_{10}(V(z)/V_0) = 20 \log_{10}(e^{-\alpha z}) = 20\,\alpha z \log_{10}(e) = 8.686\,\alpha z$

La quantità $8.686\,\alpha$ rappresenta l'attenuazione della linea di trasmissione in dB/m.

L'attenuazione cresce con la frequenza!