

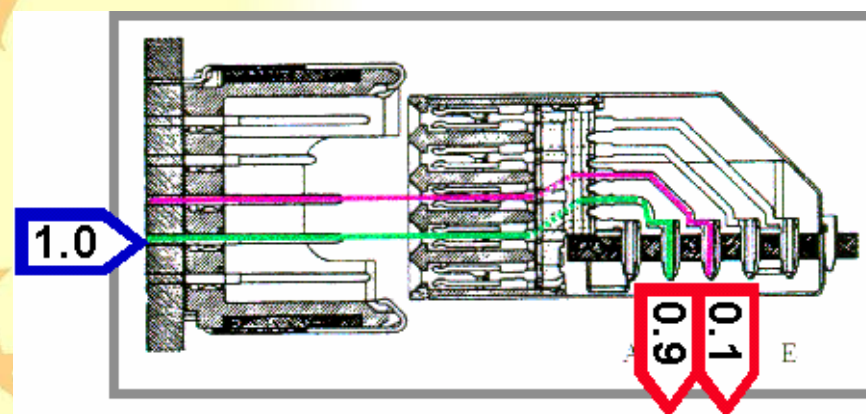
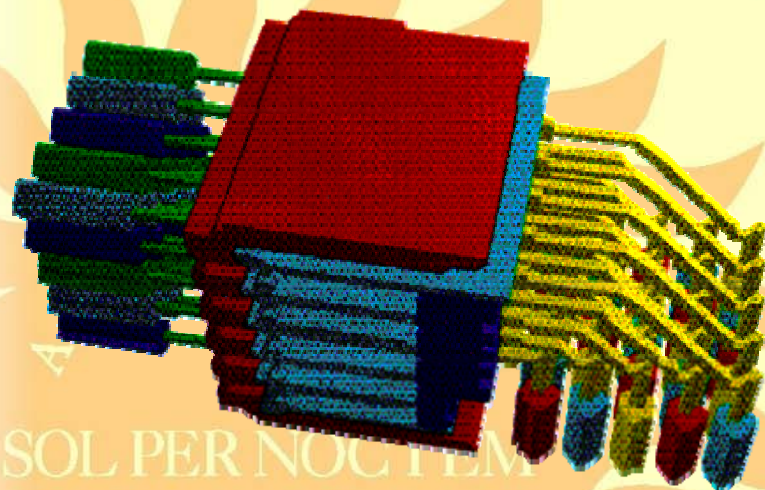
# **Modulo di Compatibilità Elettromagnetica**

*prof. A. Maffucci*

## **Note sul problema del rumore di crosstalk**

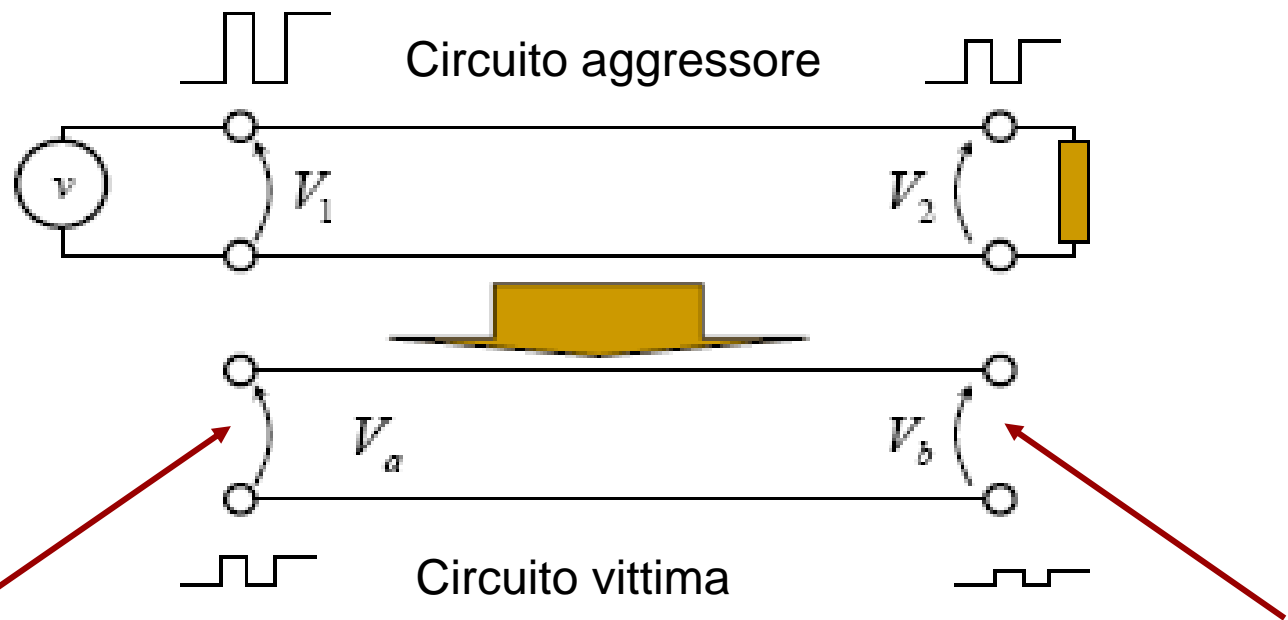
# Cross-talk (diafonia)

Accoppiamento elettromagnetico indesiderato tra “canali” di uno stesso sistema multiconduttore



La presenza di diafonia può peggiorare le prestazioni di un sistema, anche in termini di emissioni e suscettività irradiate e condotte

## Cross-talk: problema tipo

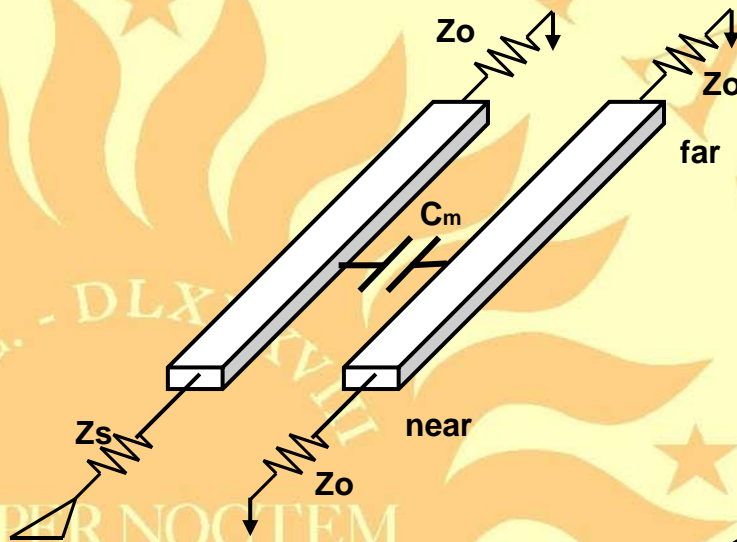


**NEXT:**  
near-end  
crosstalk

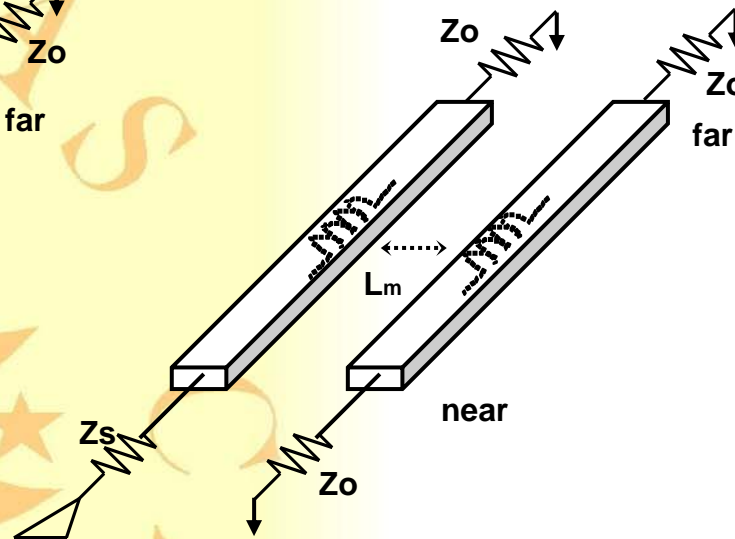
**FEXT:**  
far-end  
crosstalk

## Cross-talk elettrico e magnetico

Mutua Capacità,  $C_m$

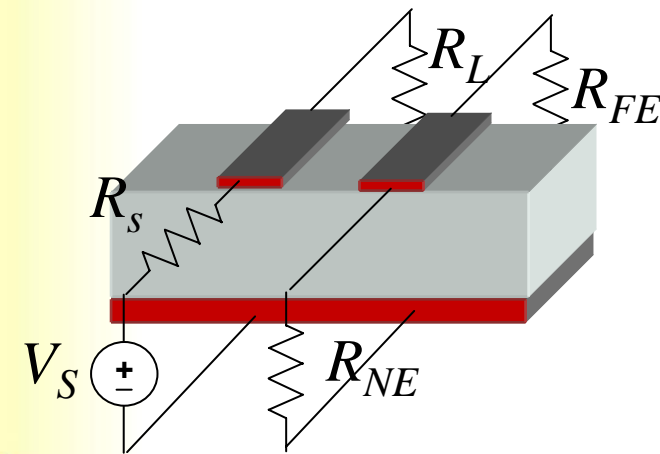
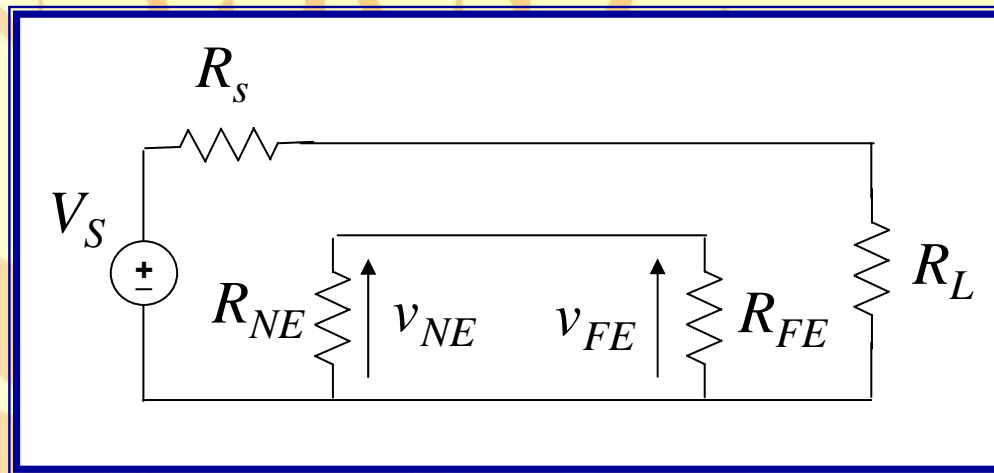


Mutua Induttanza,  $L_m$



Il crosstalk può essere legato ad accoppiamento elettrico (mutua capacità), magnetico (mutua induttanza) o ad entrambi.

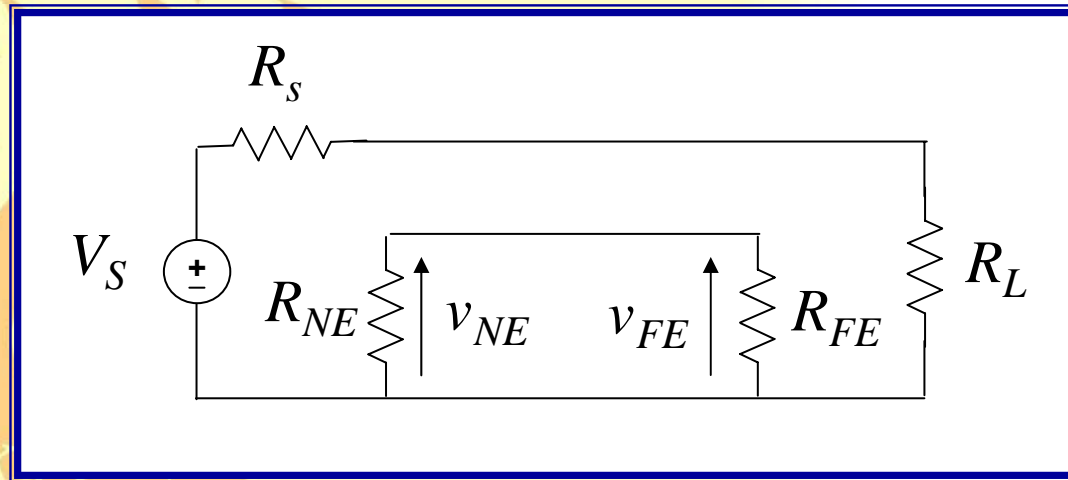
## Cross-talk: problema tipo



**Circuito aggressore:** circuito alimentato

**Circuito vittima:** circuito a riposo

## Definizione del rumore di diafonia

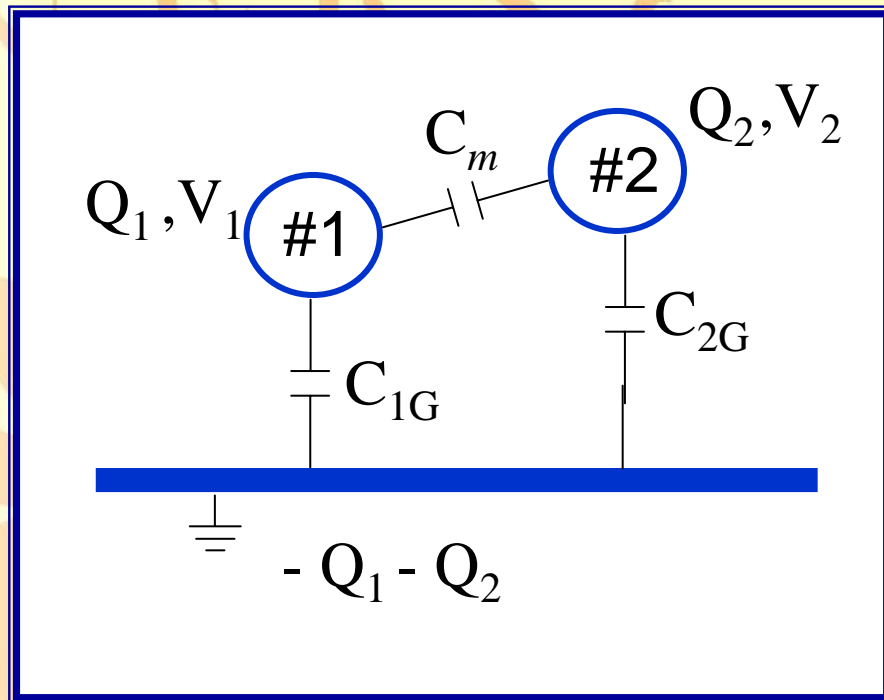


La sorgente  $V_S$  produce sul circuito sorgente una tensione ed una corrente.

Il campo interagisce con il circuito vittima e induce per diafonia correnti e tensioni non nulle.

**Obiettivo:** stimare NEXT e FEXT:  $V_{NE}$ ,  $V_{FE}$

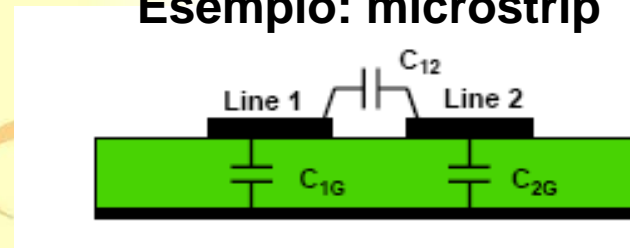
## Capacità mutua: definizione



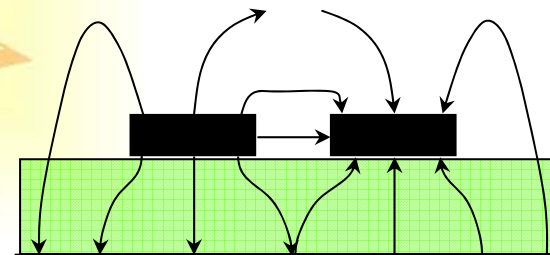
$$\begin{cases} Q_1 = (C_{1G} + C_m)V_1 - C_m V_2 \\ Q_2 = -C_m V_1 + (C_{2G} + C_m)V_2 \end{cases}$$

$$\underline{C} = \begin{bmatrix} C_{1G} + C_m & -C_m \\ -C_m & C_{2G} + C_m \end{bmatrix}$$

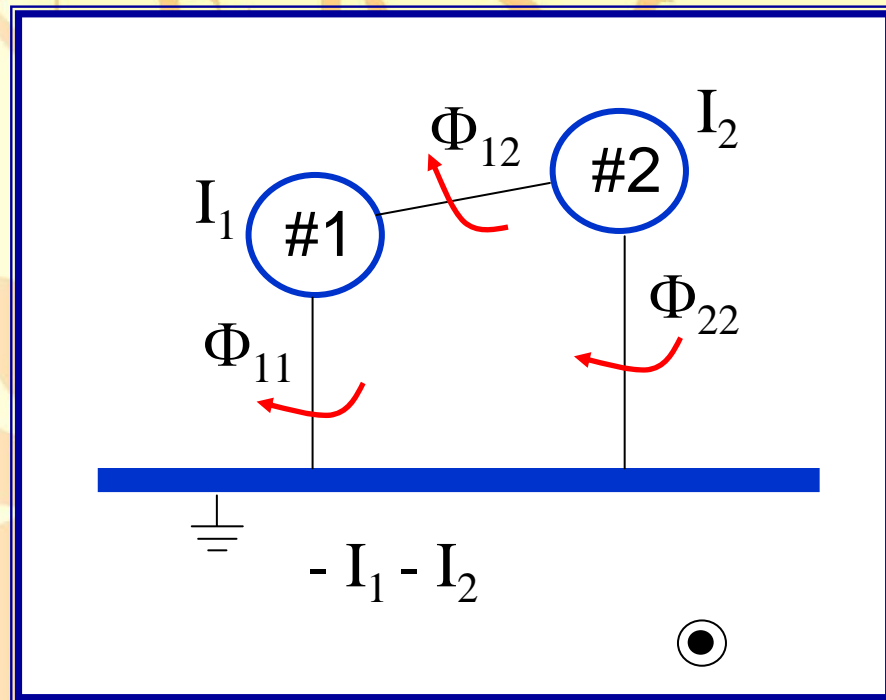
**Esempio: microstrip**



**Campo E,  
modo differenziale**



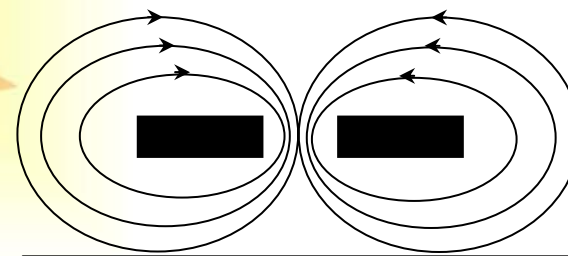
# Induttanza mutua: definizione



$$\begin{cases} \Phi_1 = L_{11}I_1 + L_m I_2 \\ \Phi_2 = L_m I_1 + L_{22}I_2 \end{cases}$$

$$\underline{\underline{L}} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix}$$

**Esempio: microstrip**



**Campo B,  
modo differenziale**



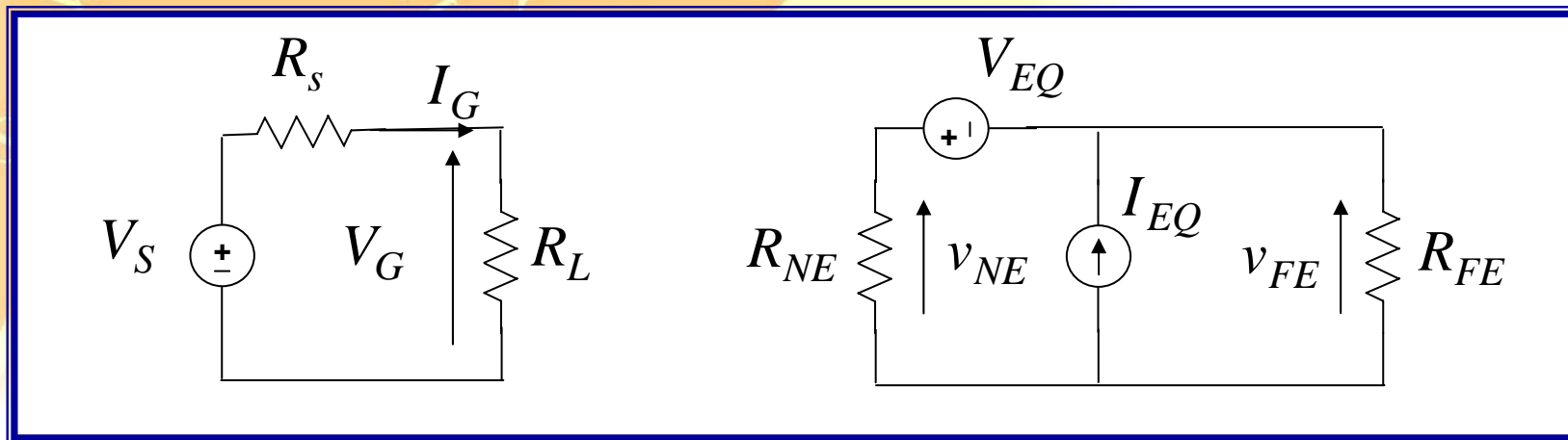
# Stima del Crosstalk:

## Modello per linee elettricamente corte

Linee elettricamente corte:  $l \ll \lambda$

Linee debolmente accoppiate:  $\frac{L_m}{\sqrt{L_1 L_2}} \ll 1$

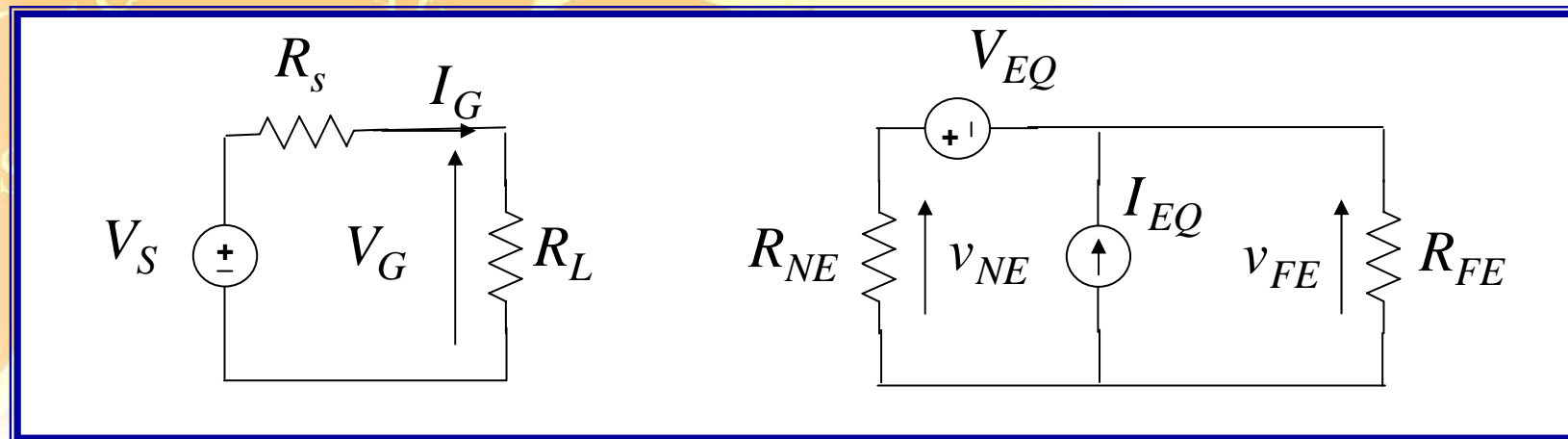
Sovrapposizione degli effetti induttivi e capacitivi:



## Stima del Crosstalk:

Modello per linee elettricamente corte

$$\begin{aligned} V_{EQ} &= j\omega L_m I_{G_{DC}} \\ I_{EQ} &= j\omega C_m V_{G_{DC}} \\ I_{G_{DC}} &= \frac{V_S}{R_S + R_L} \\ V_{G_{DC}} &= \frac{R_L V_S}{R_S + R_L} \end{aligned}$$



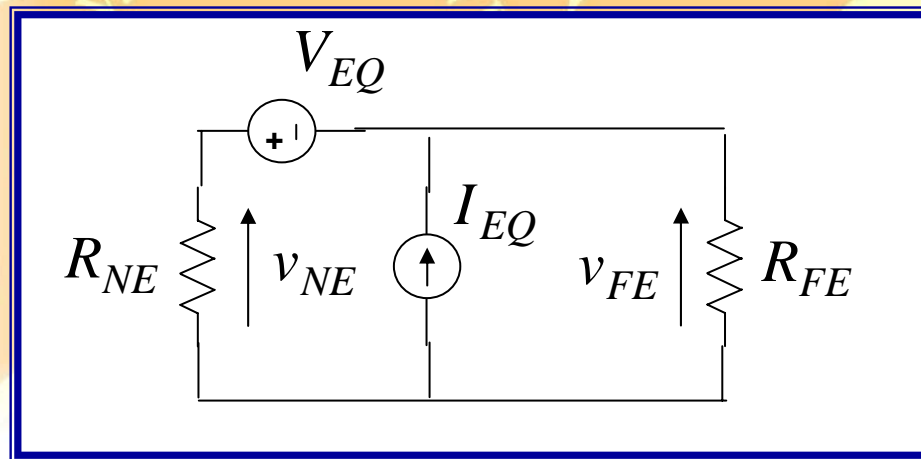
## Accoppiamento induttivo e capacitivo

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j\omega(M^{IND} + M^{CAP})$$

$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j\omega(-M^{IND} + M^{CAP})$$

$$M^{IND} = \frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{L_m}{R_S + R_L}$$

$$M^{CAP} = \frac{R_{NE} R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{R_L C_m}{R_S + R_L}$$



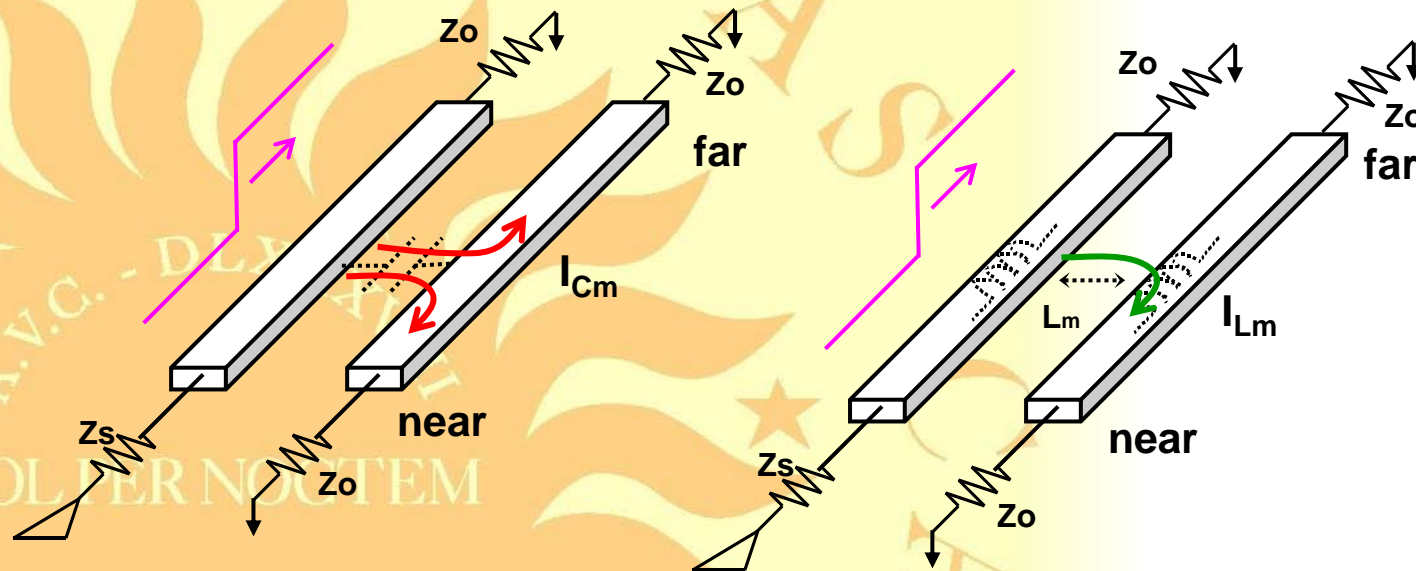
$M^{IND}, M^{CAP}$

sono indici della diafonia

## Differenza tra NEXT e FEXT

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j\omega(M^{IND} + M^{CAP})$$

$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j\omega(-M^{IND} + M^{CAP})$$

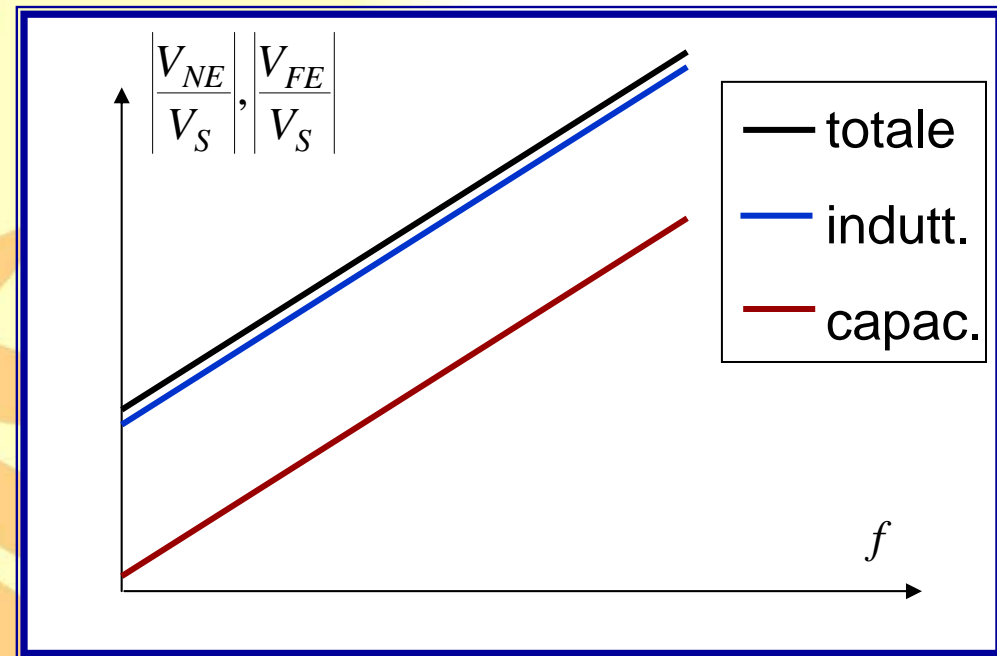


$$I_{near} = I_{Cm} + I_{Lm}$$

$$I_{far} = I_{Cm} - I_{Lm}$$

## Andamento in frequenza dell'accoppiamento, carico a bassa impedenza: $R_L \ll R_s$

$$M^{IND} = \frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{L_m}{R_s + R_L}$$
$$M^{CAP} = \frac{R_{NE} R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{R_L C_m}{R_s + R_L}$$



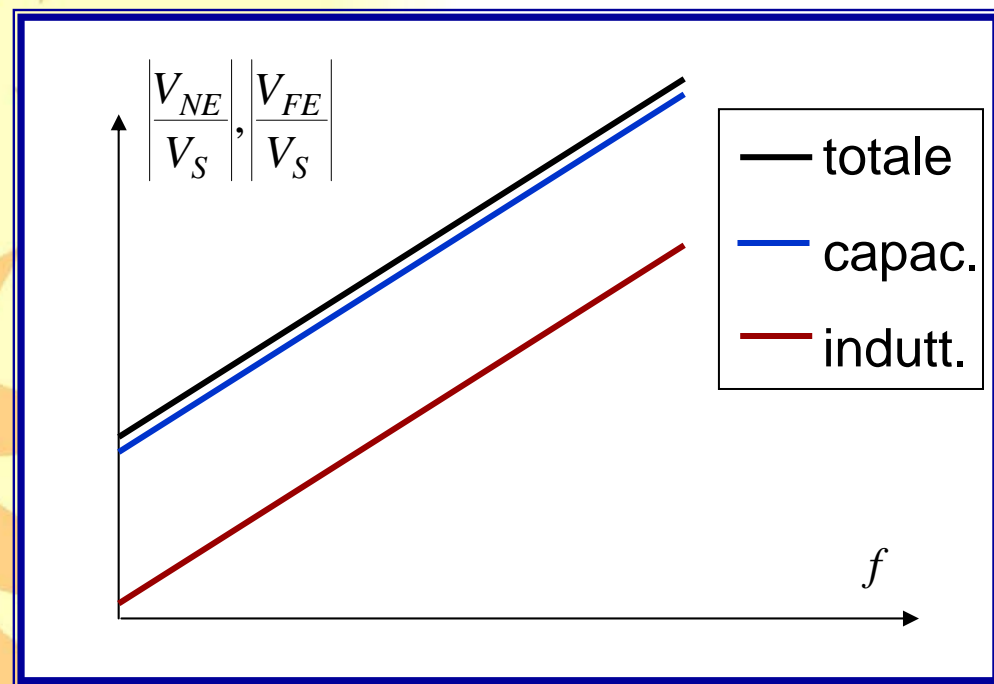
domina l'accoppiamento induttivo

## Andamento in frequenza dell'accoppiamento, carico ad alta impedenza: $R_L \gg R_S$

$$M^{IND} = \frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{L_m}{R_S + R_L}$$

$$M^{CAP} = \frac{R_{NE} R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{R_L C_m}{R_S + R_L}$$

SOL PER NOCTEM

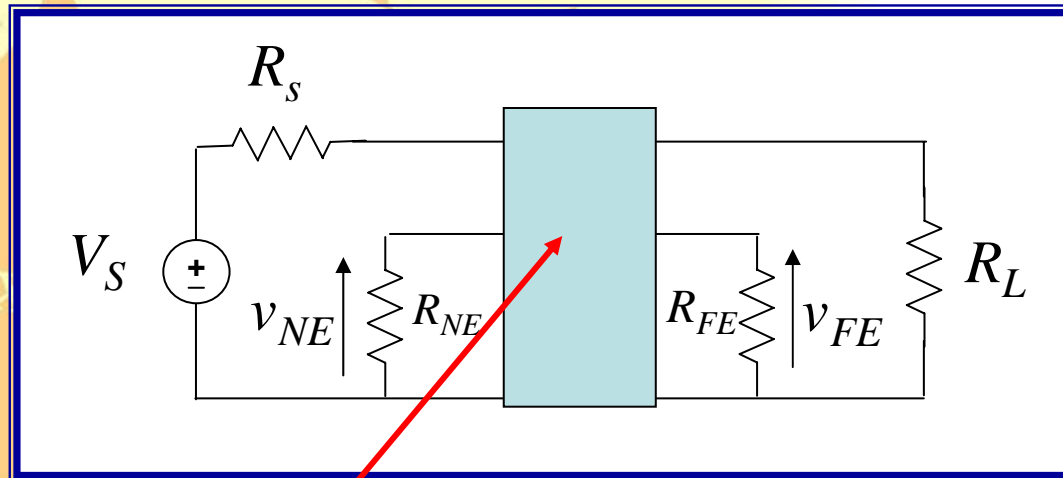


domina l'accoppiamento capacitivo

## Stima del Crosstalk:

**Modello per linee elettricamente lunghe**

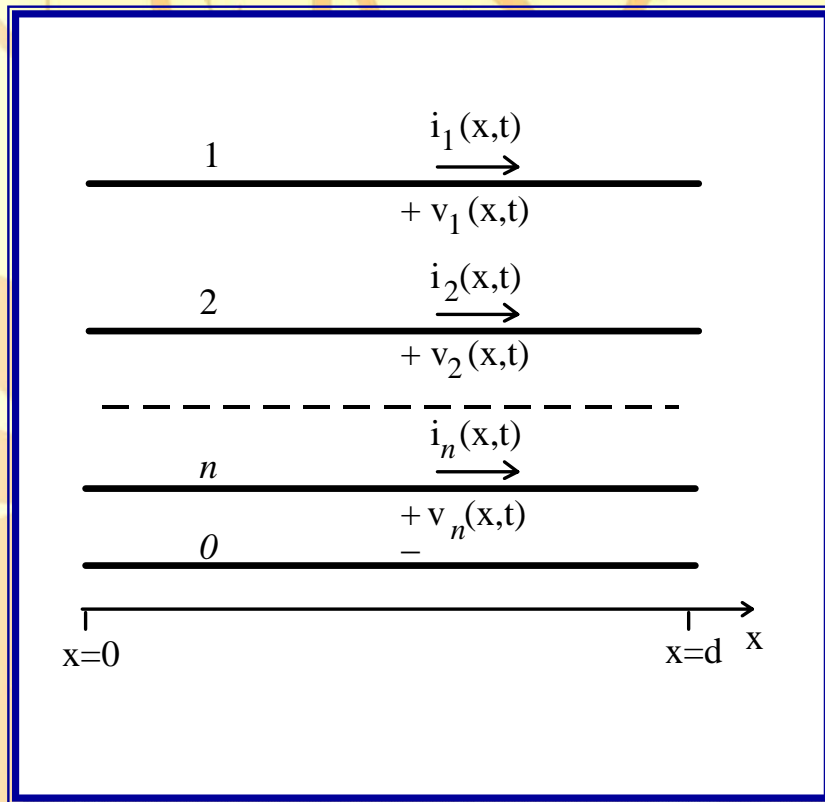
$l \approx \lambda$  oppure  $l \gg \lambda$



Le interconnessioni vanno modellate come  
linee di trasmissione multiconduttore

# Stima del Crosstalk:

## Modello per linee elettricamente lunghe



$$-\frac{\partial \mathbf{v}(x,t)}{\partial x} = \underline{\underline{L}} \frac{\partial \mathbf{i}(x,t)}{\partial t}$$
$$-\frac{\partial \mathbf{i}(x,t)}{\partial x} = \underline{\underline{C}} \frac{\partial \mathbf{v}(x,t)}{\partial t}$$

linee ideali  
(dominio  
del tempo)

$$-\frac{d\mathbf{V}(x,\omega)}{dx} = \underline{\underline{Z}}(x,\omega)\mathbf{I}(x,\omega)$$
$$-\frac{d\mathbf{I}(x,\omega)}{dx} = \underline{\underline{Y}}(x,\omega)\mathbf{V}(x,\omega)$$

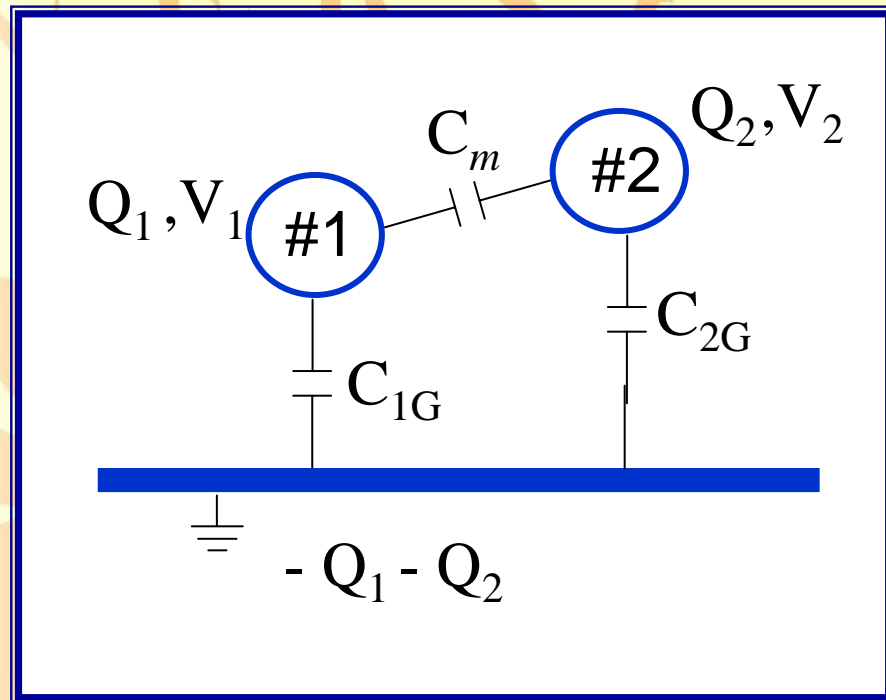
linee non  
ideali  
(dominio  
della  
frequenza)

## Modello a linea di trasmissione multiconduttore



## Stima del Crosstalk:

### Modello distribuito per linee elettricamente lunghe



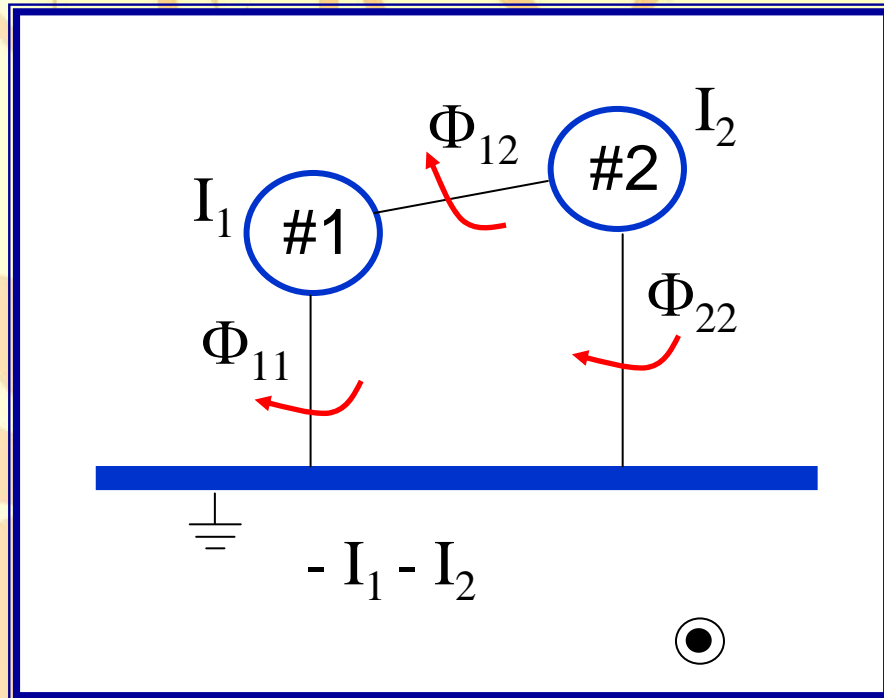
$$\begin{cases} Q_1 = (C'_{1G} + C'_m)V_1 - C'_m V_2 \\ Q_2 = -C'_m V_1 + (C'_{2G} + C'_m)V_2 \end{cases}$$

$$\underline{\underline{C'}} = \begin{bmatrix} C'_{1G} + C'_m & -C'_m \\ -C'_m & C'_{2G} + C'_m \end{bmatrix}$$

**Questo problema canonico definisce ora la capacità per unità di lunghezza  $C'$**

## Stima del Crosstalk:

### Modello distribuito per linee elettricamente lunghe



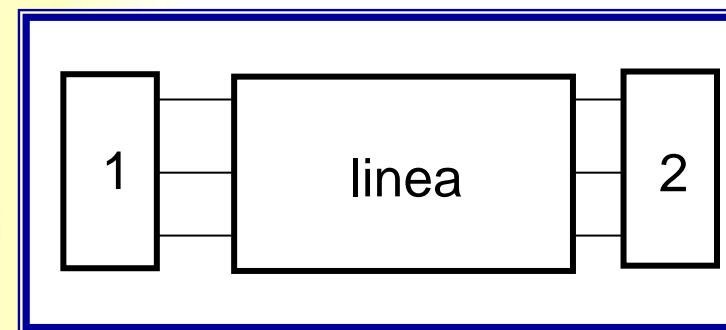
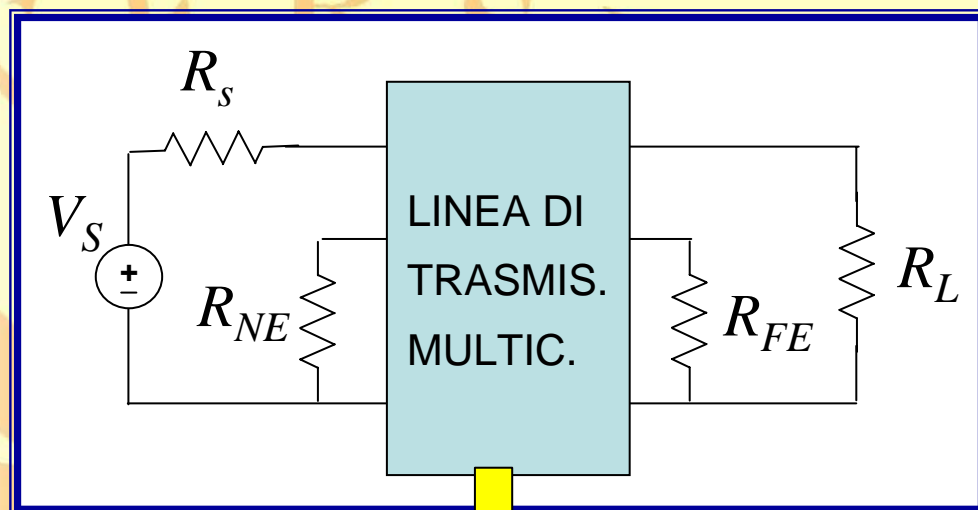
$$\begin{cases} \Phi_1 = L'_{11}I_1 + L'_m I_2 \\ \Phi_2 = L'_m I_1 + L'_{22}I_2 \end{cases}$$

$$\underline{\underline{L'}} = \begin{bmatrix} L'_{11} & L'_{12} \\ L'_{21} & L'_{22} \end{bmatrix}$$

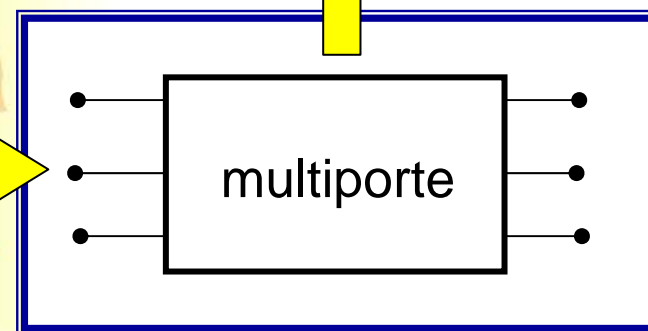
Questo problema canonico definisce ora l'induttanza per unità di lunghezza  $L'$

# Stima del Crosstalk:

## Derivazione di un multiporte equivalente

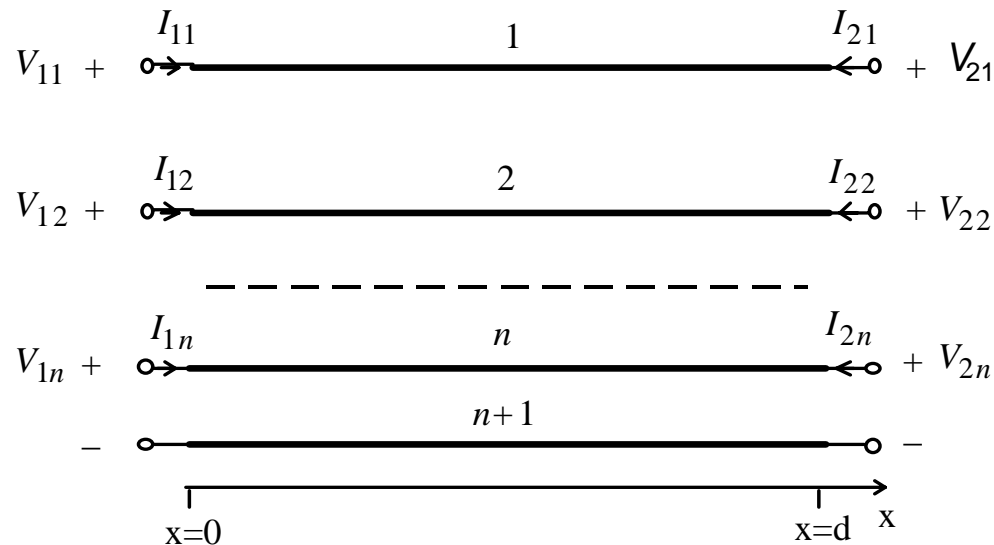


$$\begin{aligned} -\frac{d\mathbf{V}(z, \omega)}{dz} &= \underline{\underline{Z}}(z, \omega)\mathbf{I}(z, \omega) \\ -\frac{d\mathbf{I}(z, \omega)}{dz} &= \underline{\underline{Y}}(z, \omega)\mathbf{V}(z, \omega) \end{aligned}$$



# Multiporte equivalente ad una linea multiconduttore nel dominio della frequenza

Modello nel dominio di Laplace



$$\mathbf{I}(x; s) = \begin{bmatrix} I_1(x; s) \cdots I_n(x; s) \end{bmatrix}^T$$

$$\mathbf{V}(x; s) = \begin{bmatrix} V_1(x; s) \cdots V_n(x; s) \end{bmatrix}^T$$

$$-\frac{d\mathbf{V}}{dx} = \mathbf{Z}(s)\mathbf{I}$$

$$-\frac{d\mathbf{I}}{dx} = \mathbf{Y}(s)\mathbf{V}$$

Parametri p.u.l. nel caso ideale:

$$\mathbf{Z}(s) = s\mathbf{L}$$

$$\mathbf{Y}(s) = s\mathbf{C}$$

## Soluzione generale nel dominio di Laplace

$$\frac{d^2 V}{dx^2} - k^2(s)V = 0$$

$$I = -\frac{1}{Z_c(s)} \frac{dV}{dx}$$

$$Z_c(s) = Y^{-1}(s)k(s)$$

**Impedenza caratteristica**

$$k(s) = \sqrt{Z(s)Y(s)}$$

**Costante di propagazione**

$$V(x, s) = V^+(s)e^{-k(s)(x-x^+)} + V^-(s)e^{k(s)(x-x^-)}$$

$$I(x; s) = \frac{1}{Z_c(s)} \left[ V^+(s)e^{-k(s)(x-x^+)} - V^-(s)e^{k(s)(x-x^-)} \right]$$

## Soluzione per una linea singola RLGC

### Linee di trasmissione RLGC

$$Z(s) = R + sL$$

$$Y(s) = G + sC$$

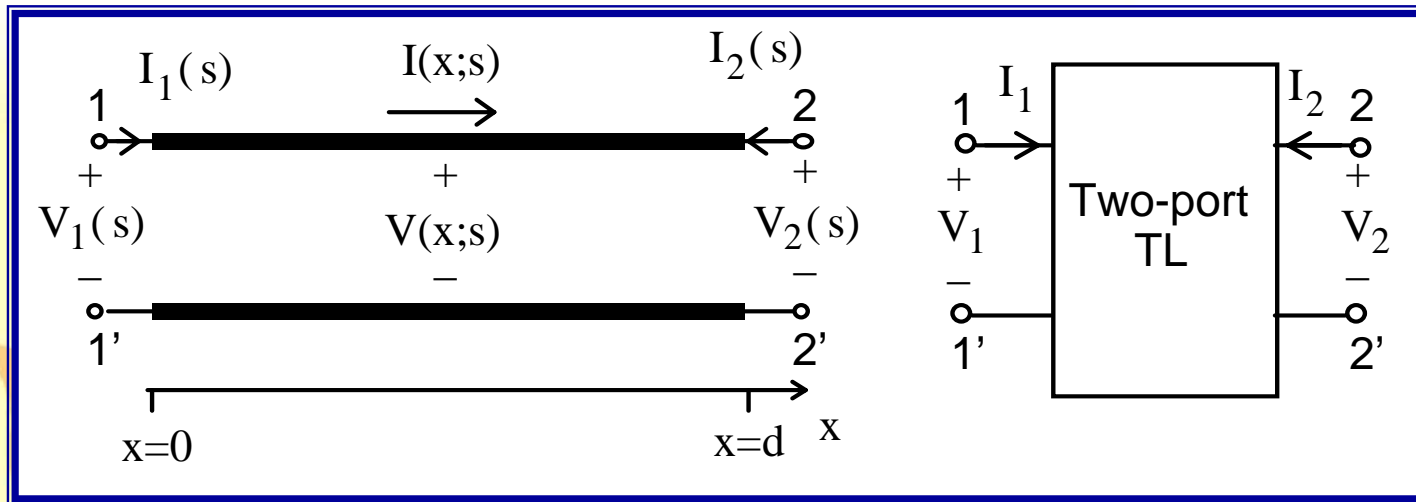
$$Z_c(s) = \sqrt{\frac{R + sL}{G + sC}}$$

$$k(s) = \sqrt{(R + sL)(G + sC)}$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$c = \sqrt{\frac{1}{LC}}$$

## Costruzione del doppio-bipolo equivalente



$$V(x, s) = V^+(s)e^{-k(s)x} + V^-(s)e^{k(s)(x-d)}$$

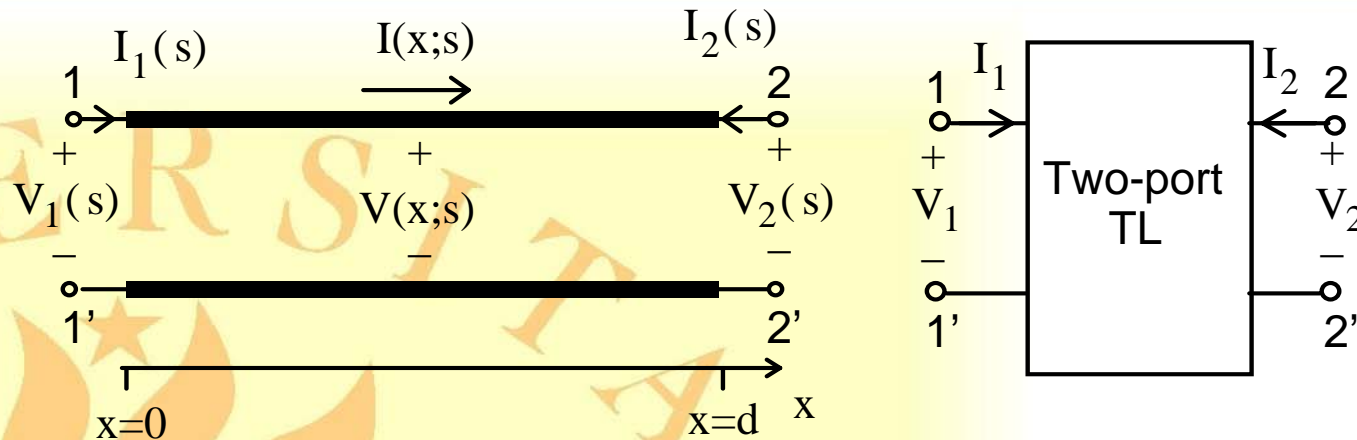
$$I(x; s) = \frac{1}{Z_c(s)} \left[ V^+(s)e^{-k(s)x} - V^-(s)e^{k(s)(x-d)} \right]$$

$$x^+ = 0, \quad x^- = d$$

$V^+(s)$  è l'onda progressiva a  $x=d$ ;

$V^-(s)$  è l'onda regressiva a  $x=0$ .

## Costruzione del doppio-bipolo equivalente



le grandezze alle terminazioni sono espresse come:

$$V_1(s) = V^+(s) + V^-(s)e^{-dk(s)} \quad (\text{sinistra})$$

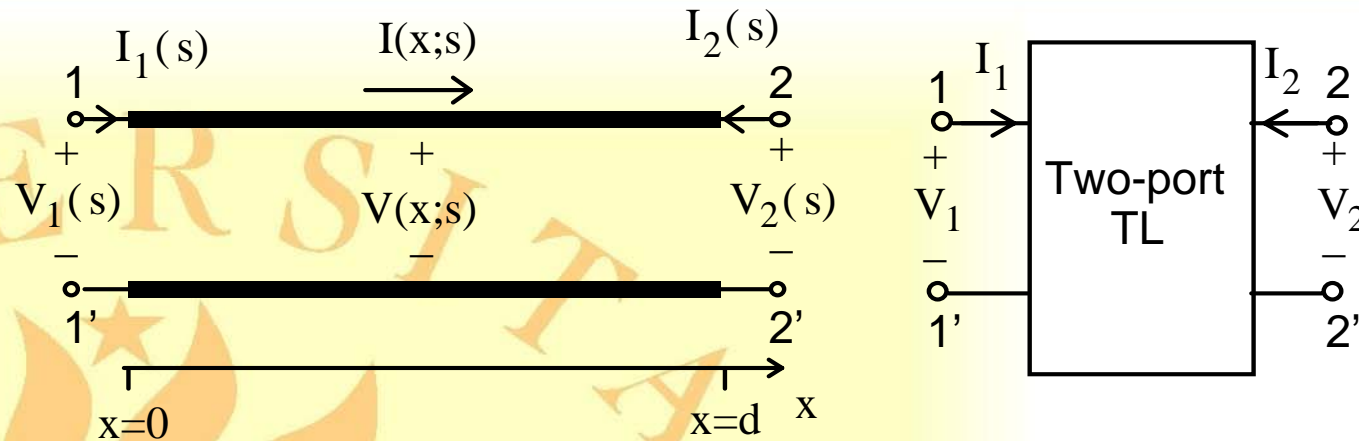
$$Z_c(s)I_1(s) = V^+(s) - V^-(s)e^{-dk(s)}$$

$$V_2(s) = V^+(s)e^{-dk(s)} + V^-(s) \quad (\text{destra})$$

$$-Z_c(s)I_2(s) = V^+(s)e^{-dk(s)} - V^-(s)$$



## Costruzione del doppio-bipolo equivalente



$P(s) \equiv e^{-dk(s)}$  *operatore di propagazione*

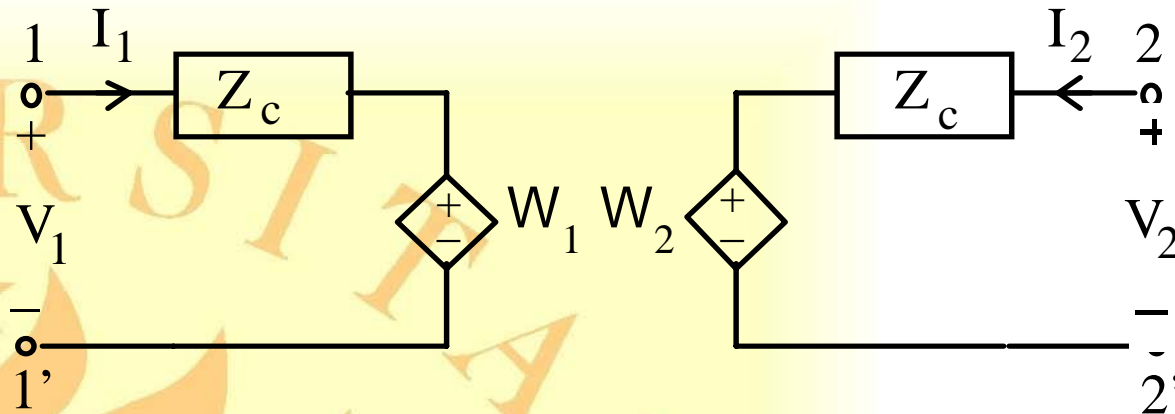
$$\begin{aligned} V_1(s) &= V^+(s) + P(s)V^-(s) \\ Z_c(s)I_1(s) &= V^+(s) - P(s)V^-(s) \end{aligned}$$

(sinistra)

$$\begin{aligned} V_2(s) &= P(s)V^+(s) + V^-(s) \\ -Z_c(s)I_2(s) &= P(s)V^+(s) - V^-(s) \end{aligned}$$

(destra)

## Costruzione del doppio-bipolo equivalente



$$V_1(s) = Z_c(s)I_1(s) + W_1(s)$$

$$V_2(s) = Z_c(s)I_2(s) + W_2(s)$$

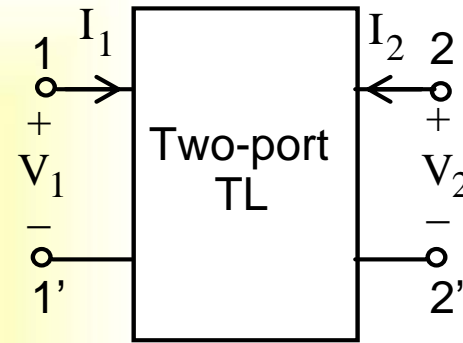
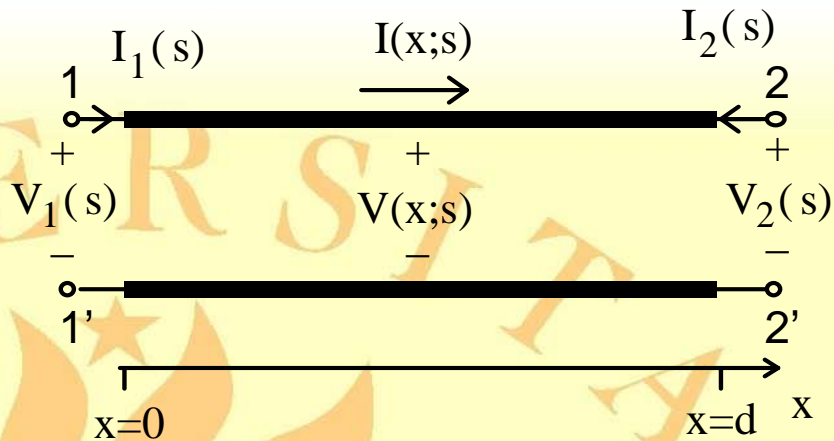
$$Z_c = Y^{-1} \sqrt{ZY}$$

$$W_1(s) = P(s)[2V_2(s) - W_2(s)]$$

$$W_2(s) = P(s)[2V_1(s) - W_1(s)]$$

$$P(s) = \exp(-d\sqrt{ZY})$$

# Matrice di impedenza



$$V_1(s) = Z_{11}(s)I_1(s) + Z_{12}(s)I_2(s)$$

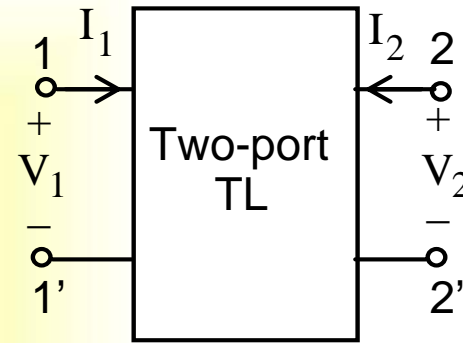
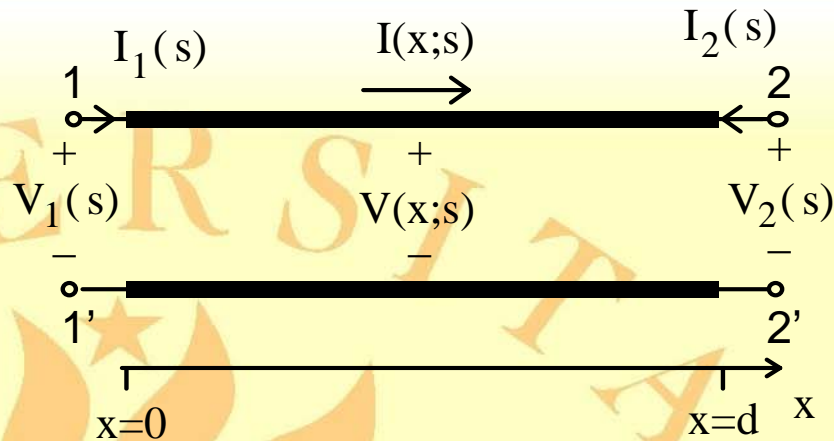
$$V_2(s) = Z_{21}(s)I_1(s) + Z_{22}(s)I_2(s)$$

SOL PER NOCTEM

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_d = Z_c \frac{1 + P^2}{1 - P^2}$$

$$Z_{12} = Z_{21} = Z_t = Z_c \frac{2P}{1 - P^2}$$

## Matrice di ammettenza



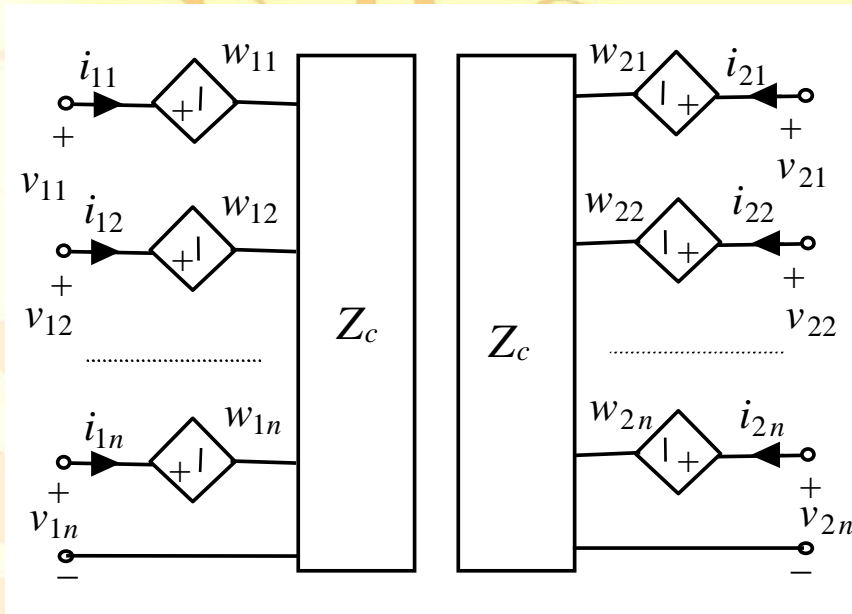
$$I_1(s) = Y_{11}(s)V_1(s) + Y_{12}(s)V_2(s)$$

$$I_2(s) = Y_{21}(s)V_1(s) + Y_{22}(s)V_2(s)$$

$$Y_{11} = Y_{22} = Y_d = Y_c \frac{1 + P^2}{1 - P^2} = Y_c (1 + P^2) \sum_{i=0}^{\infty} P^{2i}$$

$$Y_{12} = Y_{21} = Y_t = -Y_c \frac{2P}{1 - P^2} = -2Y_c P \sum_{i=0}^{\infty} P^{2i}$$

# Multiporte equivalente per linea multiconduttore



$$V_1(s) - Z_c(s)I_1(s) = W_1(s)$$

$$V_2(s) - Z_c(s)I_2(s) = W_2(s)$$

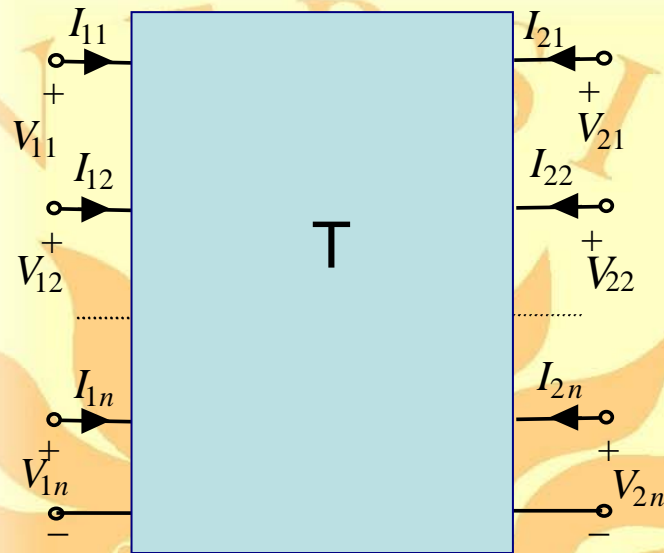
$$W_1(s) = P(s)[2V_2(s) - W_2(s)]$$

$$W_2(s) = P(s)[2V_1(s) - W_1(s)]$$

$$Z_c(s) = Y^{-1}(s)\sqrt{Z(s)Y(s)}$$

$$P(s) = \exp[-\sqrt{Z(s)Y(s)}d]$$

# Matrice di trasmissione



$$\begin{aligned} \underline{\mathbf{V}}_2(s) &= \underline{\underline{T}}_{11}(s) \underline{\mathbf{V}}_1(s) + \underline{\underline{T}}_{12}(s) \underline{\mathbf{I}}_1(s) \\ -\underline{\mathbf{I}}_2(s) &= \underline{\underline{T}}_{21}(s) \underline{\mathbf{V}}_1(s) + \underline{\underline{T}}_{22}(s) \underline{\mathbf{I}}_1(s) \end{aligned}$$

$$T_{11}(s) = \cosh(K(s) \cdot l)$$

$$T_{12}(s) = -\sinh(K(s) \cdot l) Z_c(s)$$

$$T_{21}(s) = -Z_c^{-1}(s) \sinh(K(s) \cdot l)$$

$$T_{22}(s) = Y(s) \cosh(K(s) \cdot l) Y^{-1}(s)$$

## Matrice di impedenza

$$Z_{11}(s) = Z_{22}(s) = -T_{11}(s) T_{12}^{-1}(s)$$

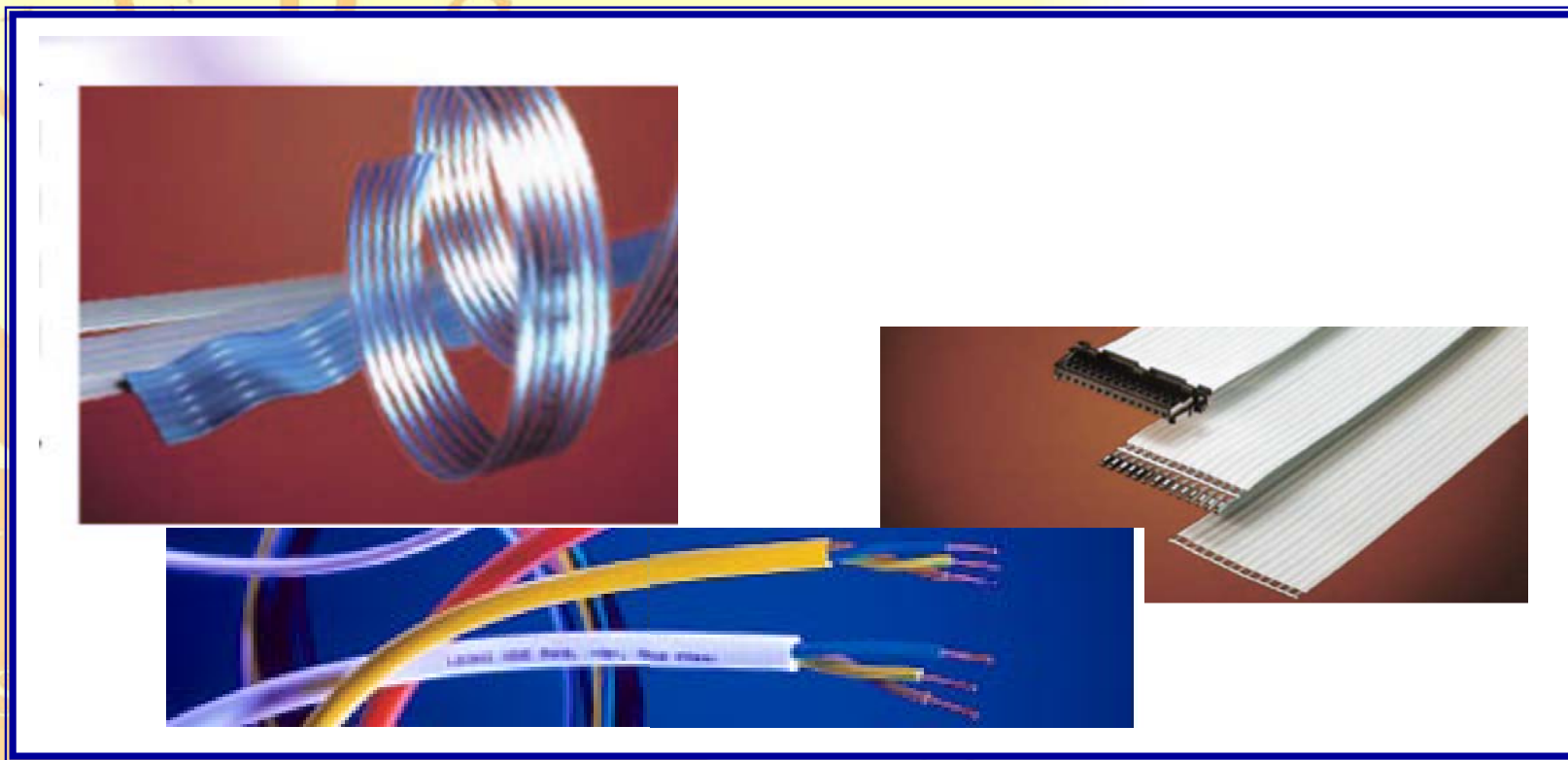
$$Z_{12}(s) = Z_{21}(s) = -T_{12}^{-1}(s)$$

## Matrice di scattering

$$\underline{\underline{S}}(s) = [\underline{\underline{Z}}(s) + Z_{ref} \underline{\underline{I}}]^{-1} [\underline{\underline{Z}}(s) - Z_{ref} \underline{\underline{I}}]$$

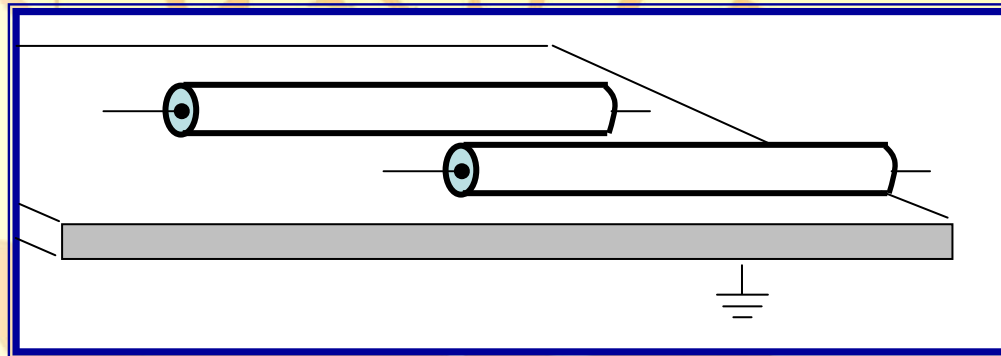


## Esempio: crosstalk in cavi per applicazioni automotive



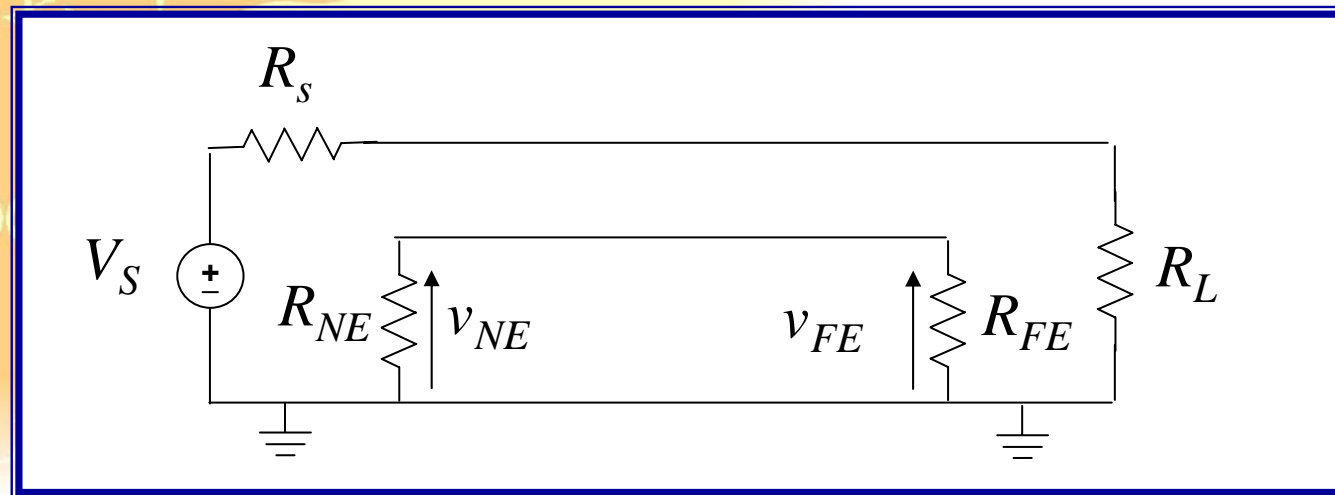
particolarmente sensibili alla **diafonia** e ai **campi esterni**

## Definizione del problema



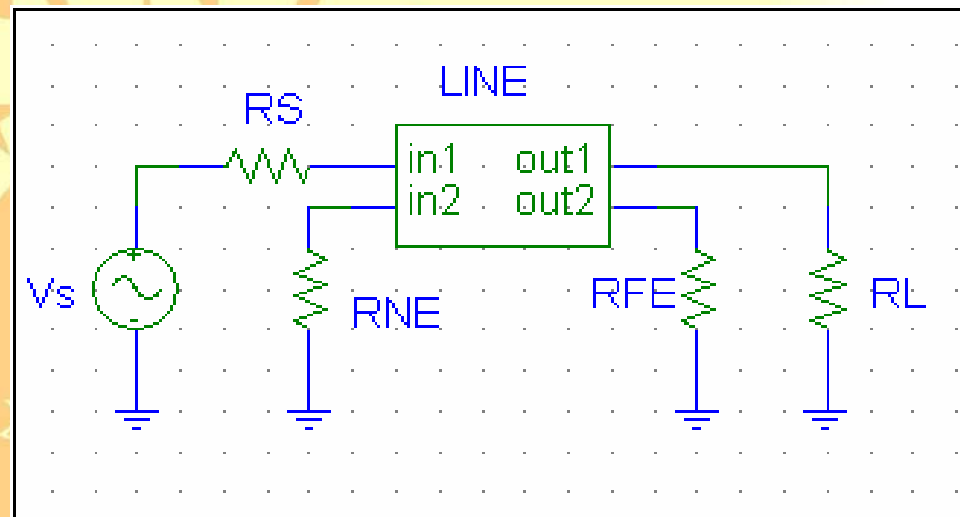
coppia di cavi in  
prossimità di una massa  
metallica

problema di riferimento





## Modello distribuito



$$L_{11} = L_{22} = 309 \text{ nH/m}$$

$$L_m = 21.7 \text{ nH/m}$$

$$C_{11} = C_{22} = 144 \text{ pF/m}$$

$$C_m = -6.4 \text{ pF/m}$$

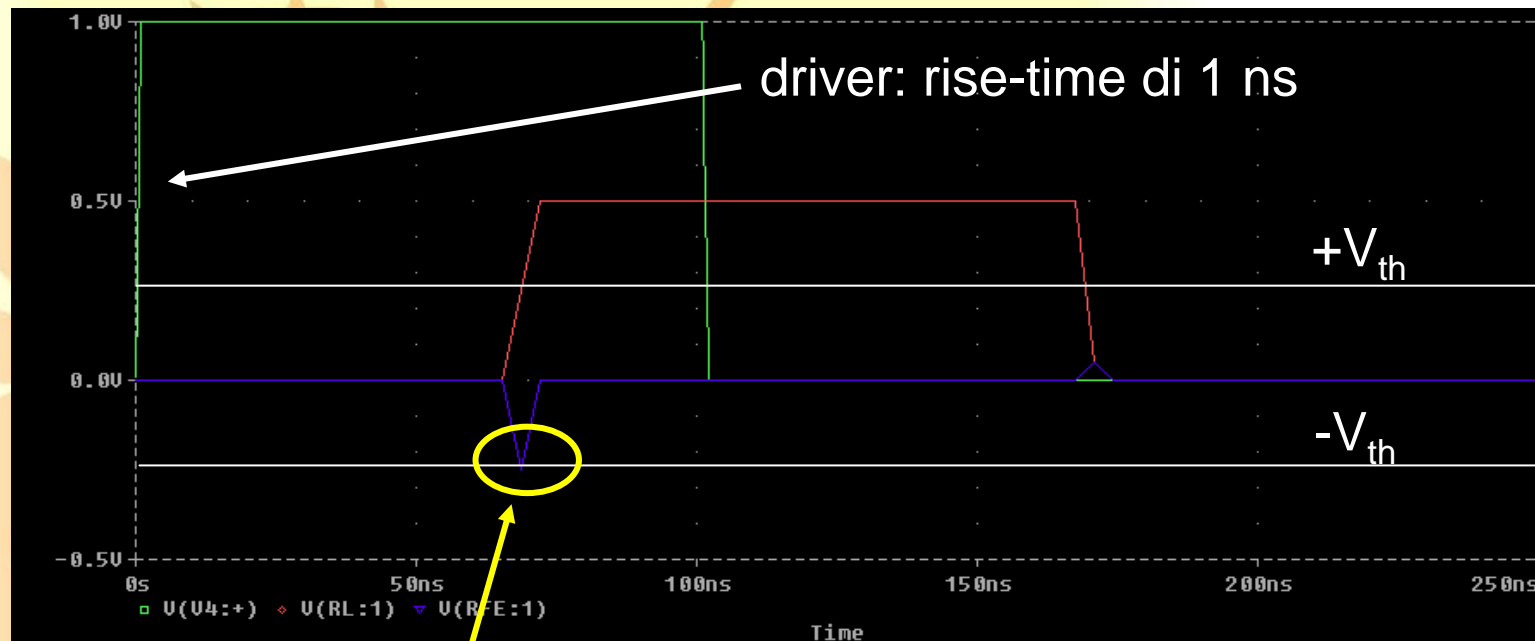
$$R = \text{diag}(0.524 \text{ } \Omega/\text{m})$$

$$G = \text{diag}(0.905 \text{ mS/m})$$

$$Z_0 \approx 50 \text{ } \Omega$$

## Stima della diafonia: dominio del tempo

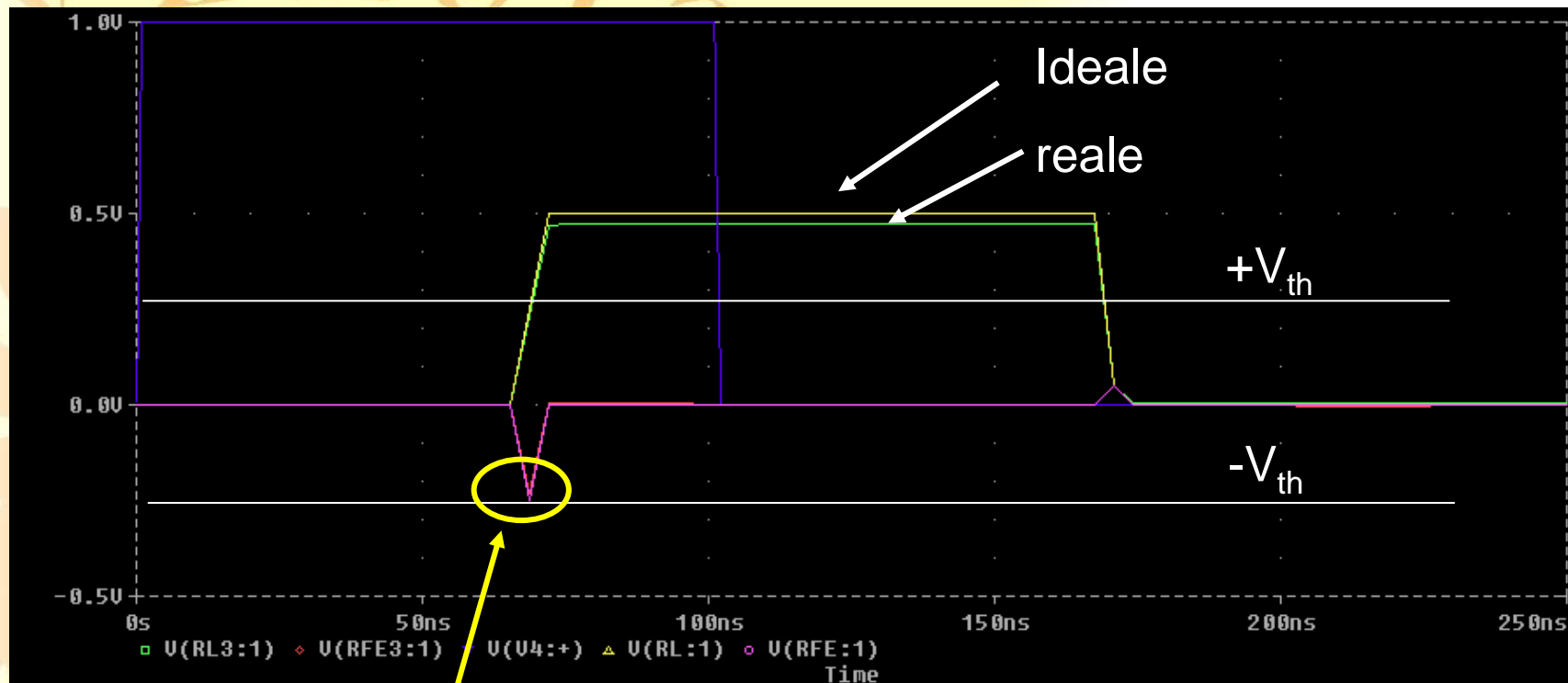
linea ideale, adattata, lunghezza 10 m



la diafonia induce un segnale confrontabile con la soglia di switching!

## Stima della diafonia: dominio del tempo

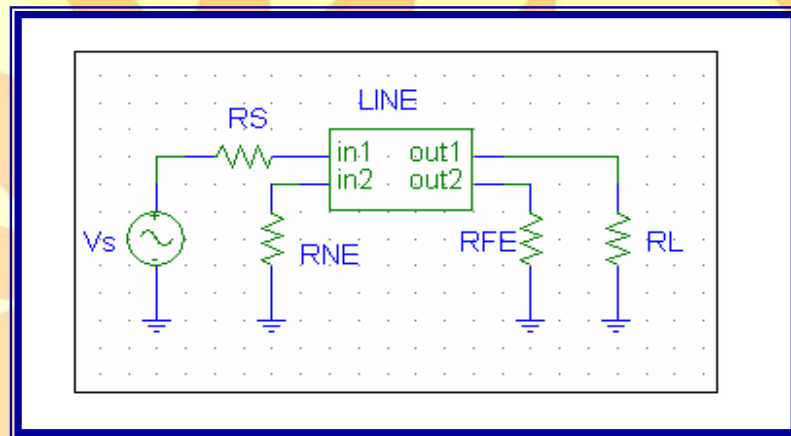
linea con perdite, adattata, lunghezza 10 m



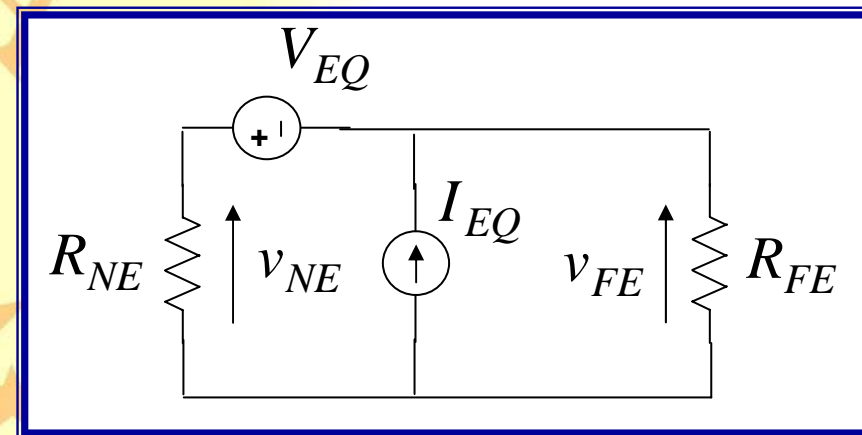
Le perdite non riducono significativamente la diafonia!

## Stima della diafonia - frequenza

confronto tra modello distribuito e modello semplificato

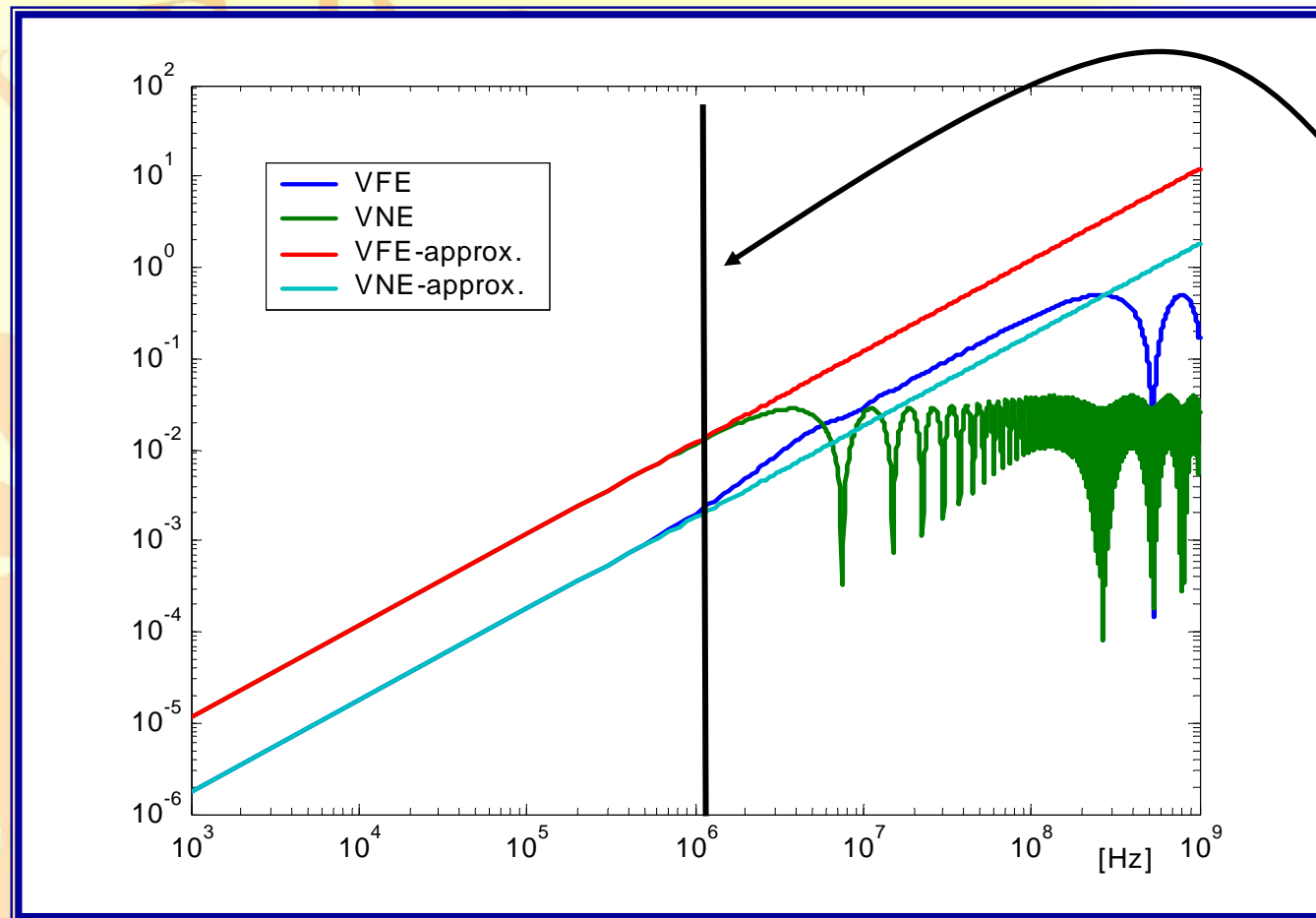


linee elettricamente lunghe



linee elettricamente corte

## Stima della diafonia - frequenza

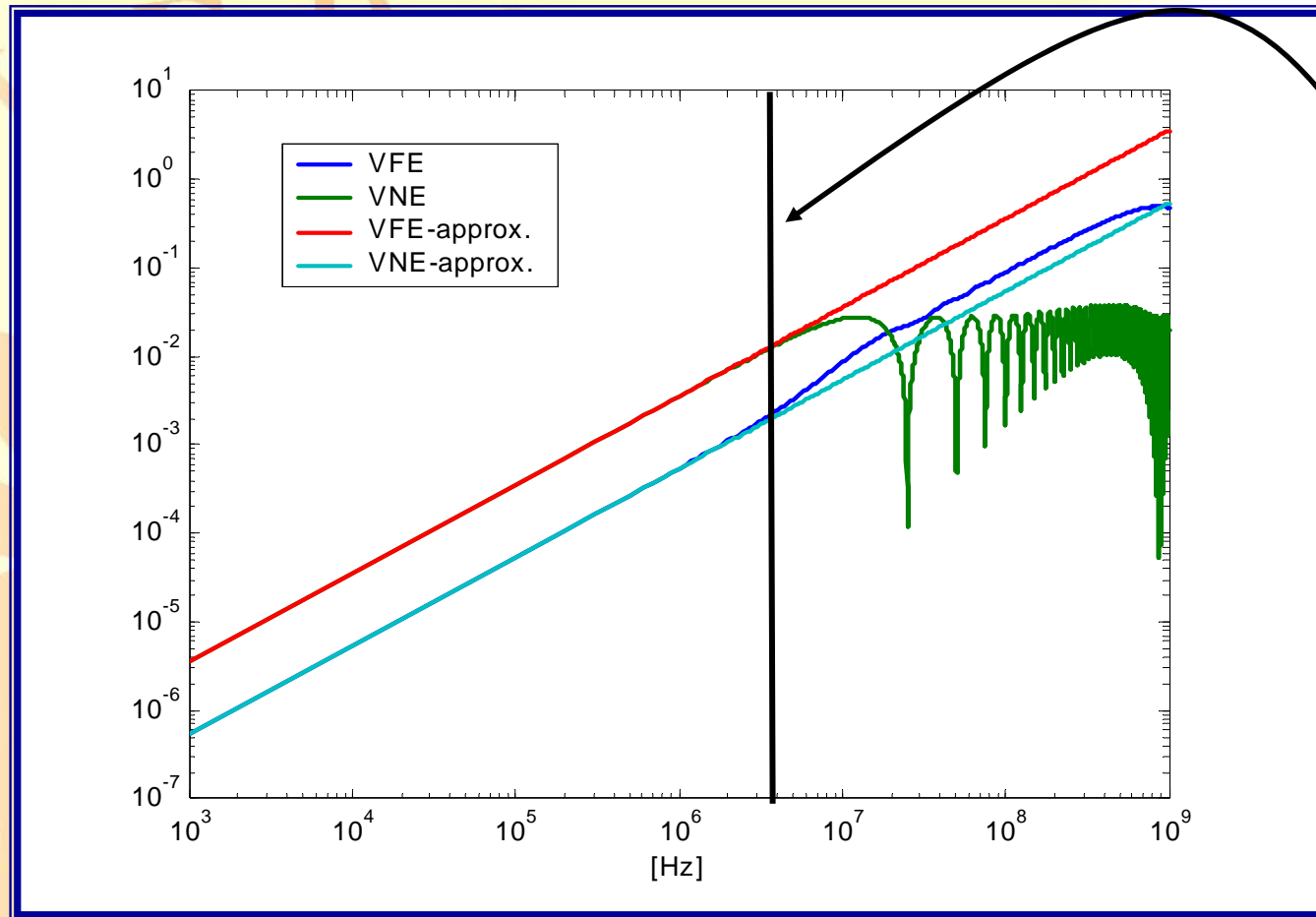


accordo  
ottimo fino a  
1 MHz

linea adattata,  
 $l = 10$  m

confronto tra modello distribuito e modello semplificato

## Stima della diafonia - frequenza

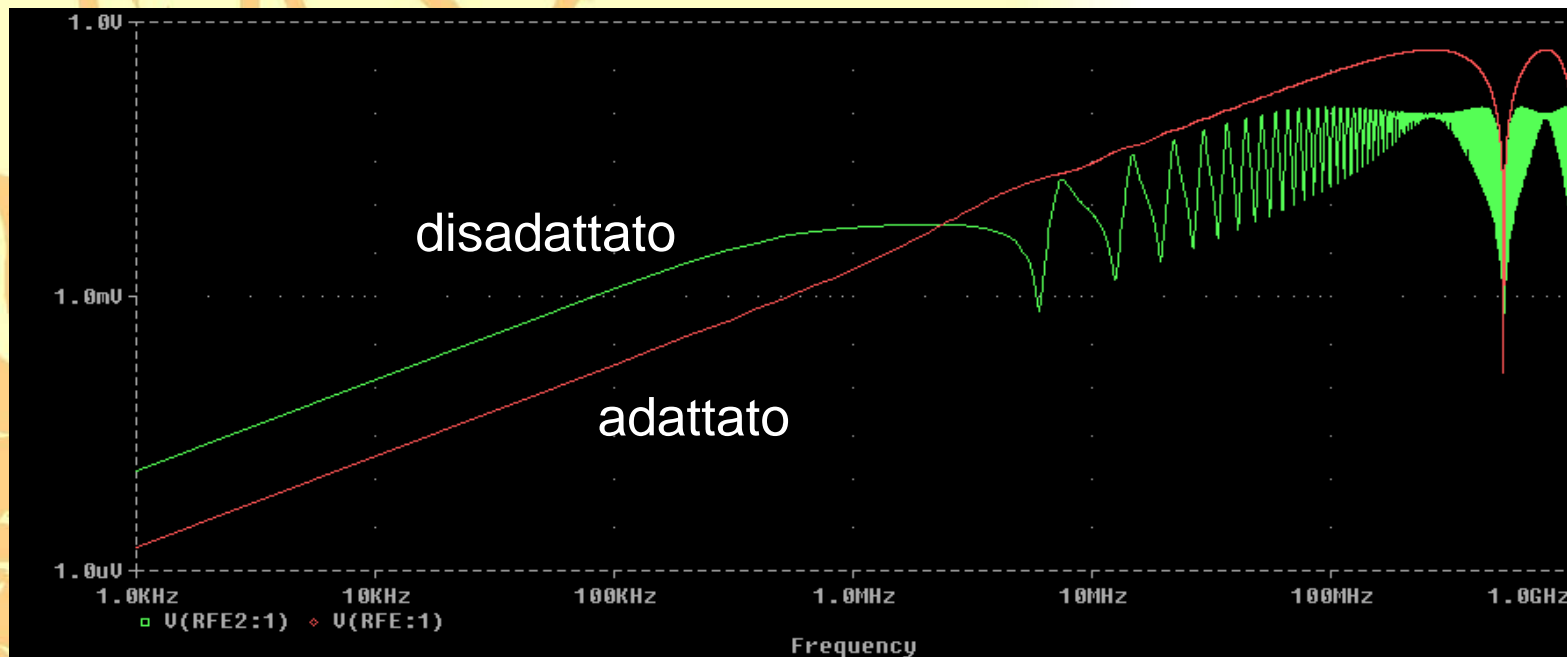


accordo  
ottimo fino a  
3 MHz

linea adattata,  
 $l = 3$  m

confronto tra modello distribuito e modello semplificato

## Stima della diafonia - frequenza



Tensione VFE: confronto tra carico adattato e disadattato

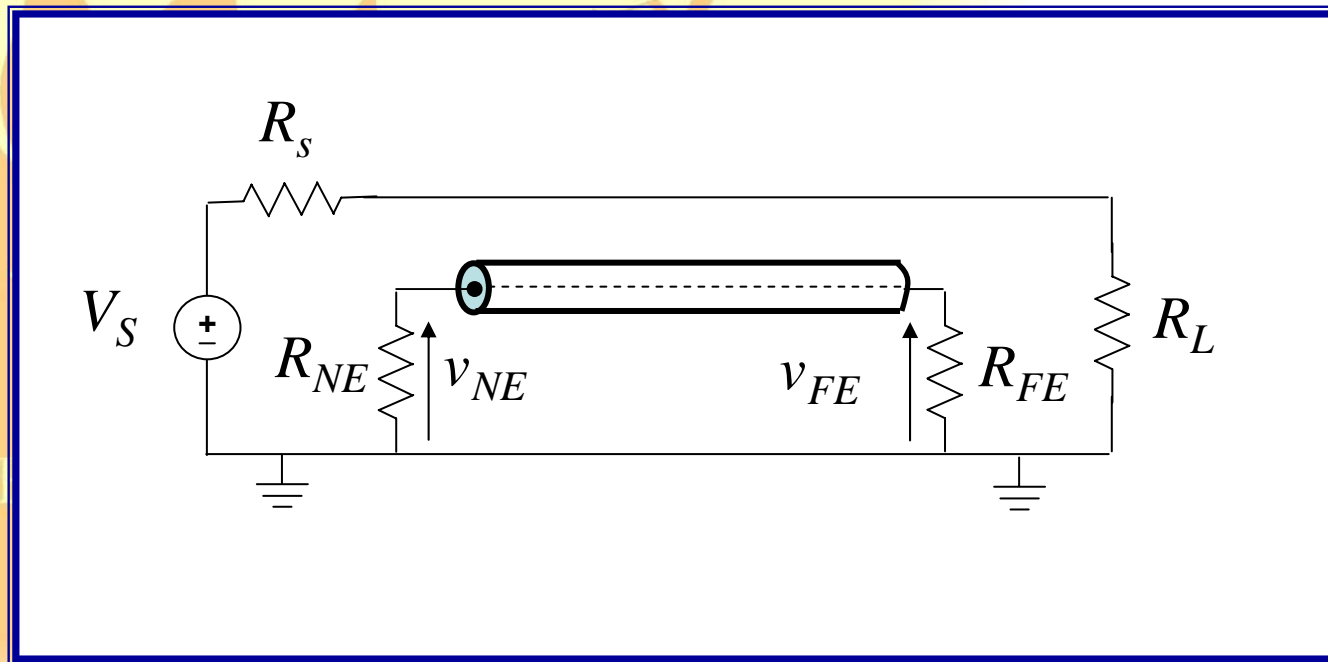
$$R_{FE} = R_{NE} = R_L = 0.1Z_0$$

The background of the slide features a large, faint watermark of the University of Calabria logo. The logo is circular and contains the text "UNIVERSITA' DELLA CALABRIA" at the top, "A.V.C. - DLXXXVIII" and "A.D. MCMLXXIX" on the sides, and "SOL PER NOCTEM" at the bottom. The central part of the logo depicts a stylized sun or flame with wavy lines and two stars.

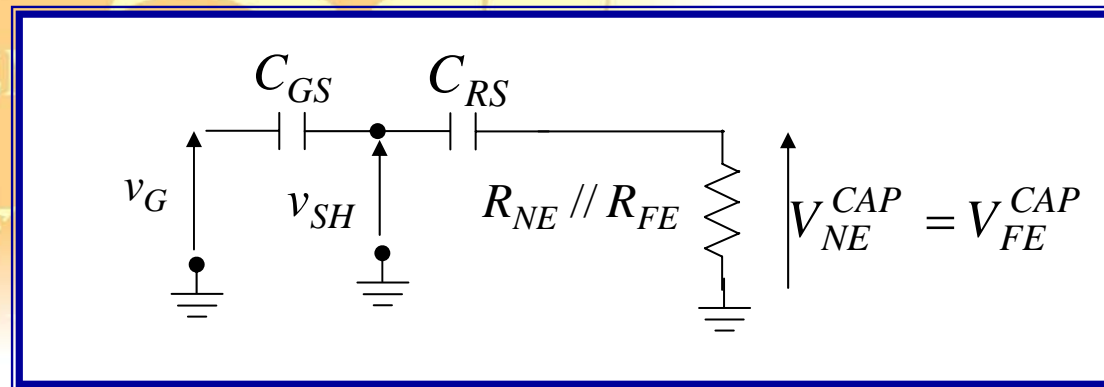
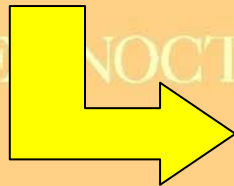
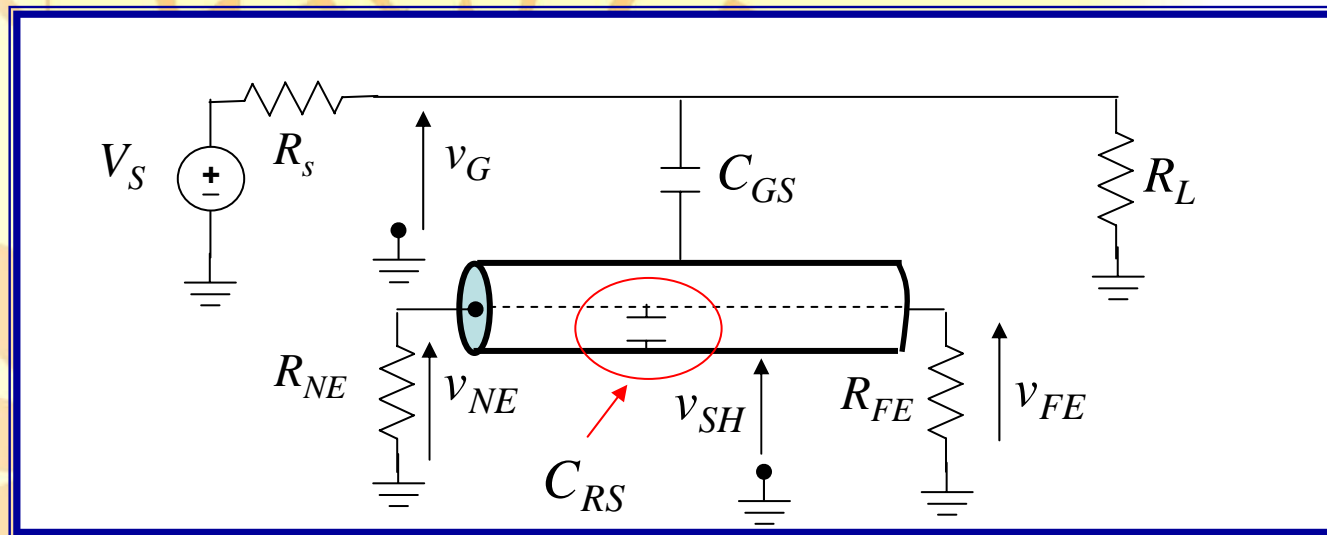
# **Tecniche per la riduzione del crosstalk nei cavi**



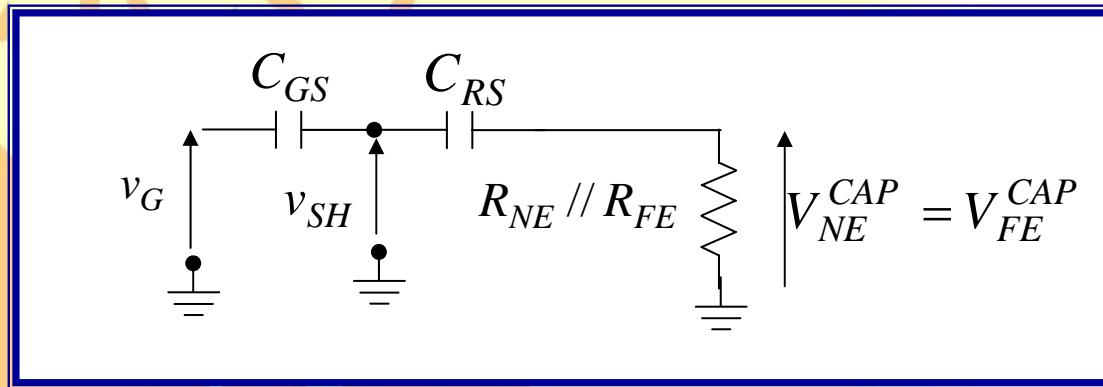
## Riduzione della diafonia: schermatura del circuito vittima



## Analisi col modello semplificato: accoppiamento capacitivo



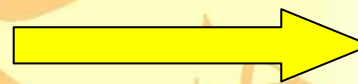
## Analisi dell'accoppiamento capacitivo



$$V_{NE}^{CAP} = V_{FE}^{CAP} = M^{CAP} V_S \approx j\omega \frac{R_{NE} R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} \frac{R_L}{R_S + R_L} C_m V_S$$

$$C_m = \frac{C_{RS} C_{GS}}{C_{RS} + C_{GS}} \cong C_{GS}$$

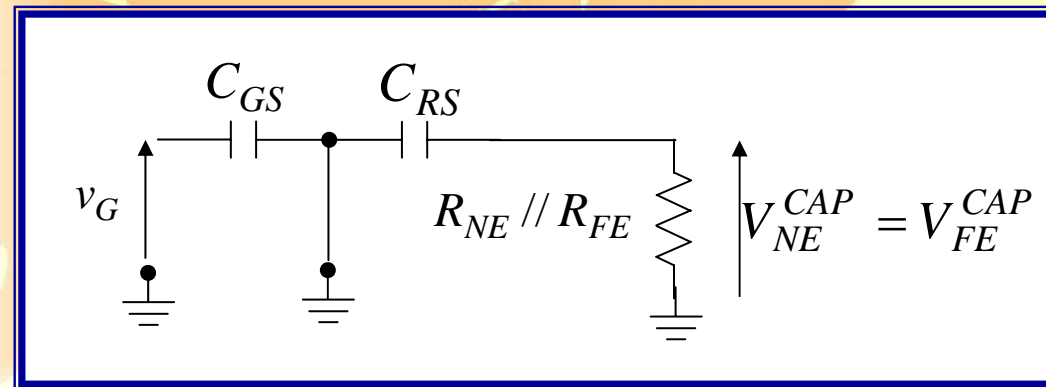
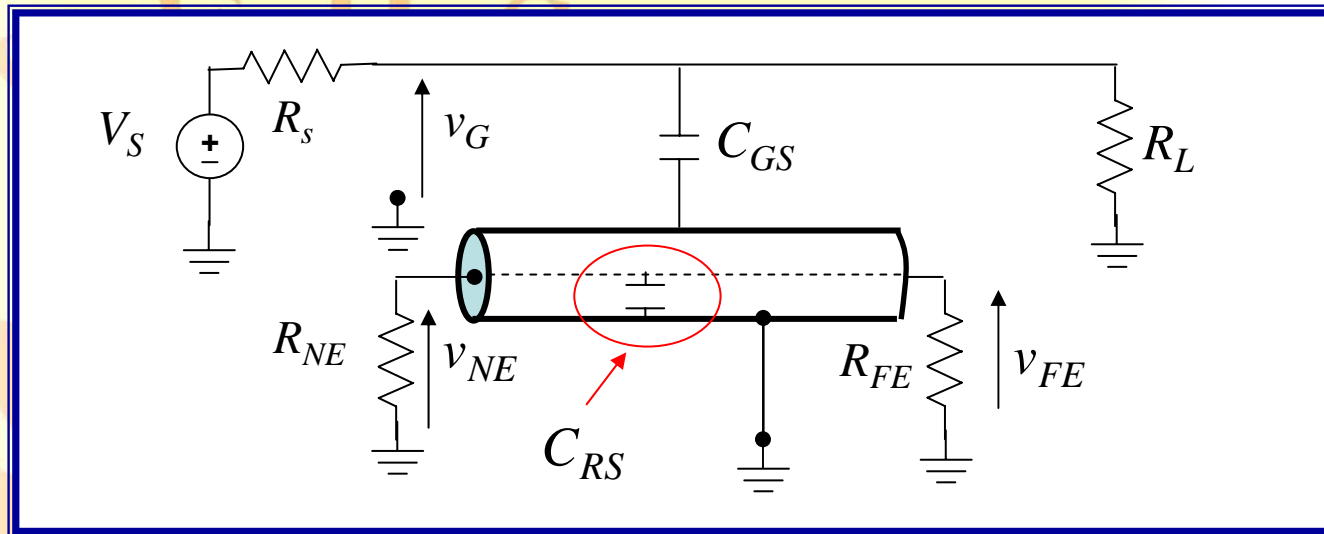
solitamente  $C_{RS} \gg C_{GS}$



$$M_{SH}^{CAP} \approx M^{CAP}$$

accoppiamento immutato!

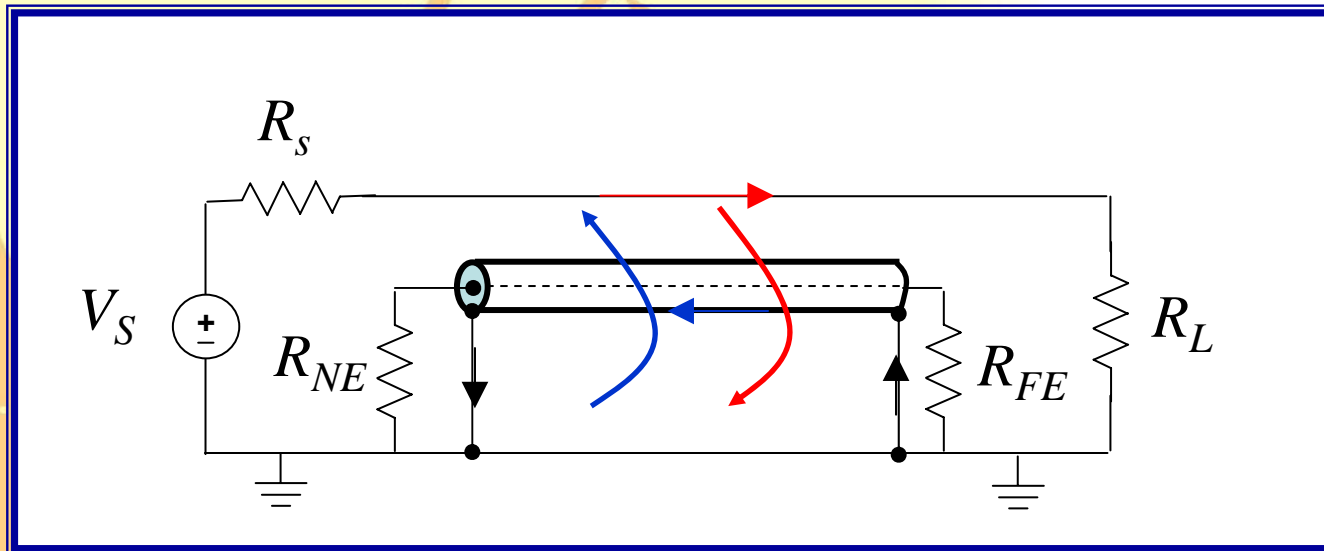
## Messa a massa dello schermo



$$M_{SH}^{CAP} = 0$$

lo schermo ha effetto solo se collegato al riferimento!

## Analisi col modello semplificato: accoppiamento induttivo



SOL PER NOCTEM

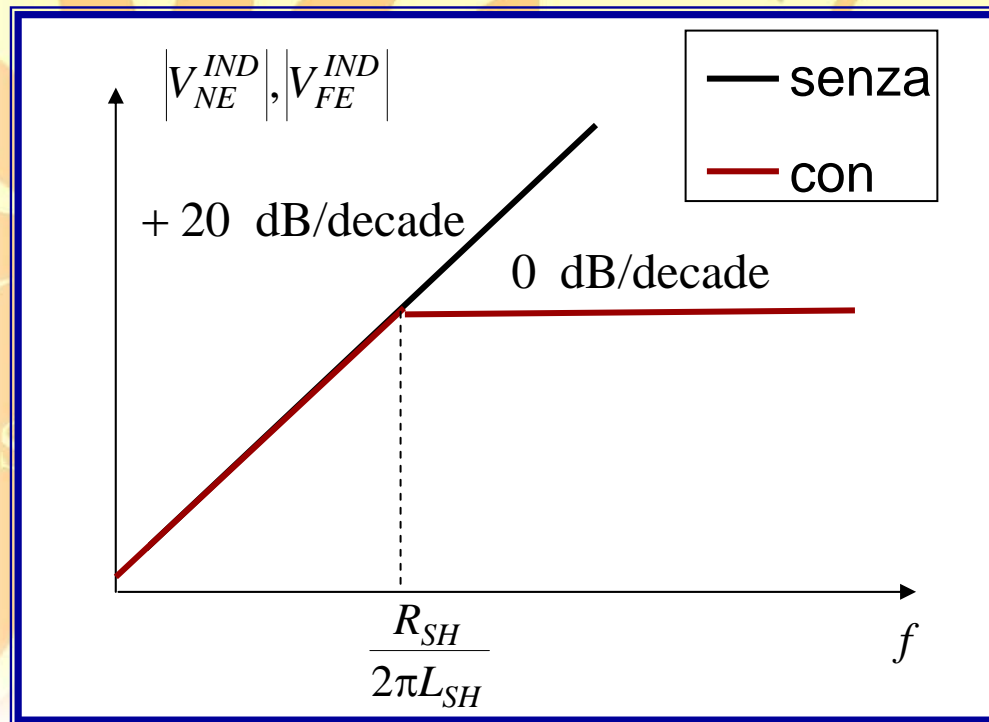
occorre collegare al riferimento le due estremità e consentire lo scorrimento di una corrente che produce un flusso opposto a quello responsabile dell'accoppiamento induttivo

## Analisi dell'accoppiamento induttivo

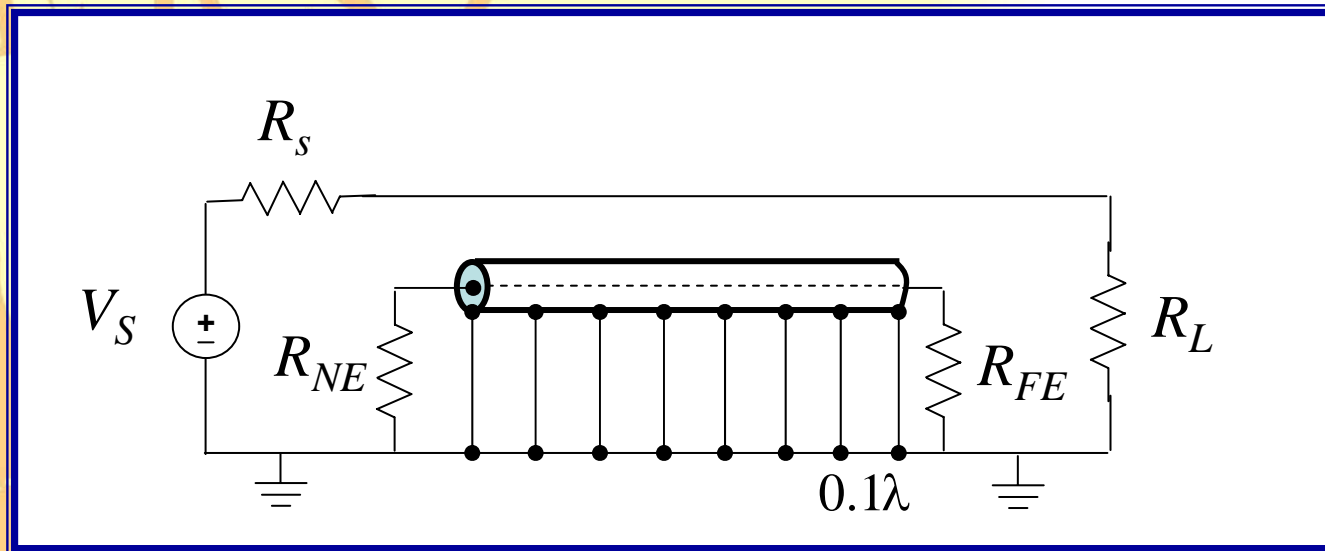
$$V_{NE}^{IND} = -V_{FE}^{IND} = M^{IND}$$

$$\frac{R_{SH}}{R_{SH} + j\omega L_{SH}} V_S$$

↑  
effetto dello  
schermo



## Problema della messa a massa

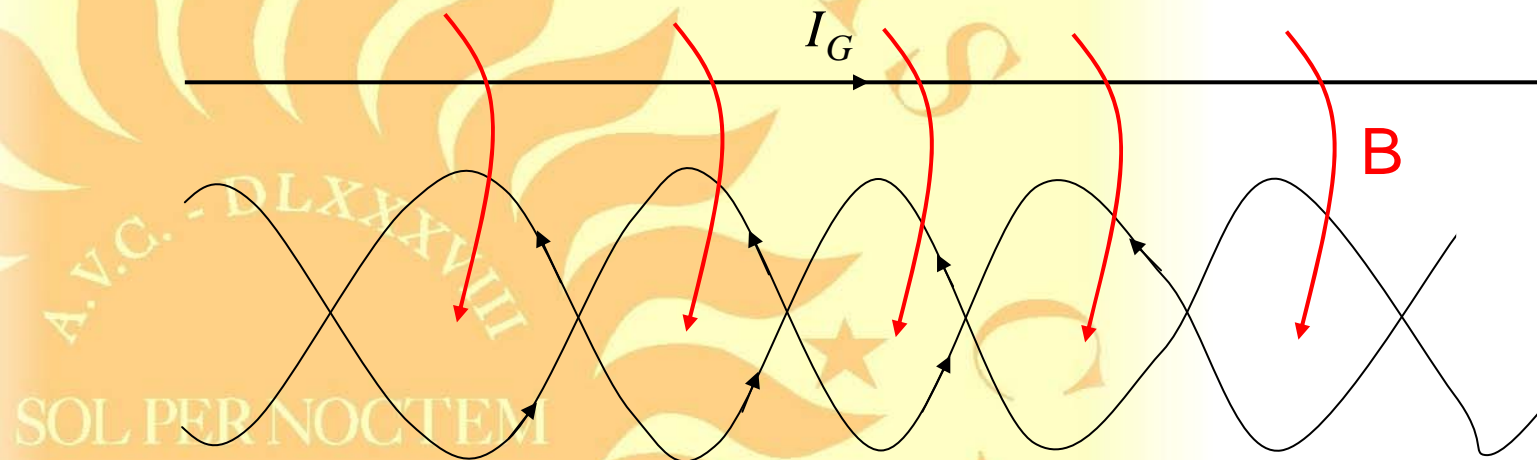


per linee elettricamente lunghe non bastano i collegamenti alle estremità dello schermo a garantire l'equipotenzialità!

indicazione: collegare al riferimento ogni  $\lambda / 10$

## Riduzione dell'accoppiamento induttivo:

si sostituisce il filo del circuito ricevitore con una coppia di conduttori intrecciati, di cui uno è utilizzato come ritorno

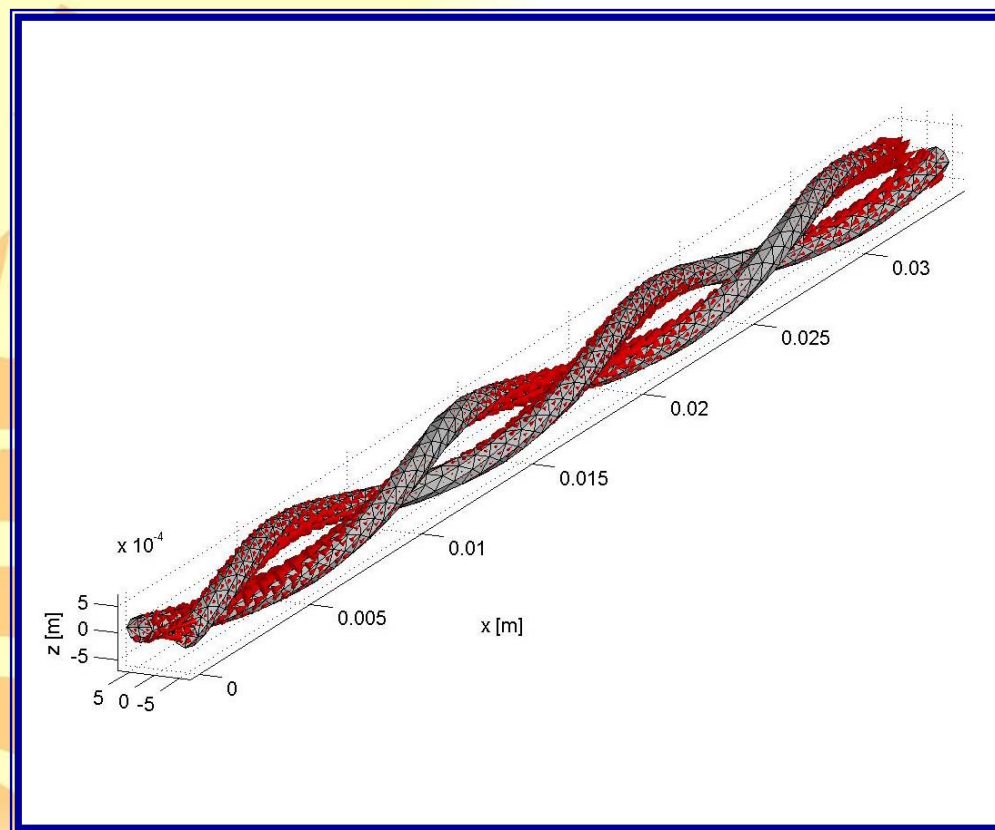


- l'accoppiamento induttivo si riduce sempre
- l'accoppiamento capacitivo si riduce solo per carichi bilanciati



## Applicazioni tipiche: UTP (unshielded twisted-pairs)

**cavi ADSL ed  
Ethernet**

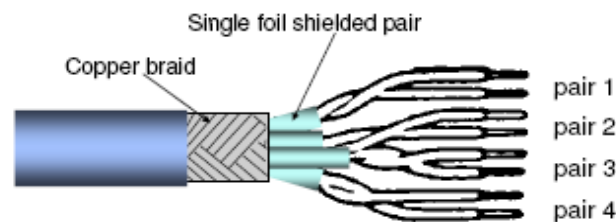
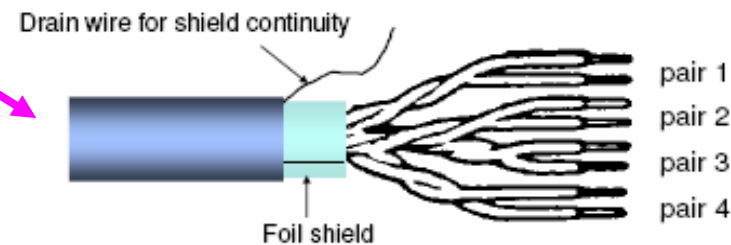
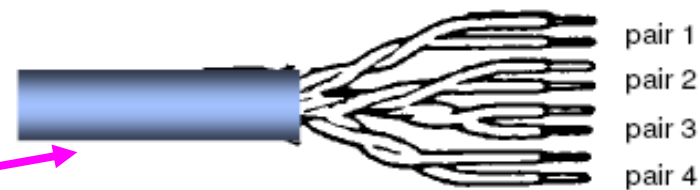


distribuzione della corrente in alta frequenza

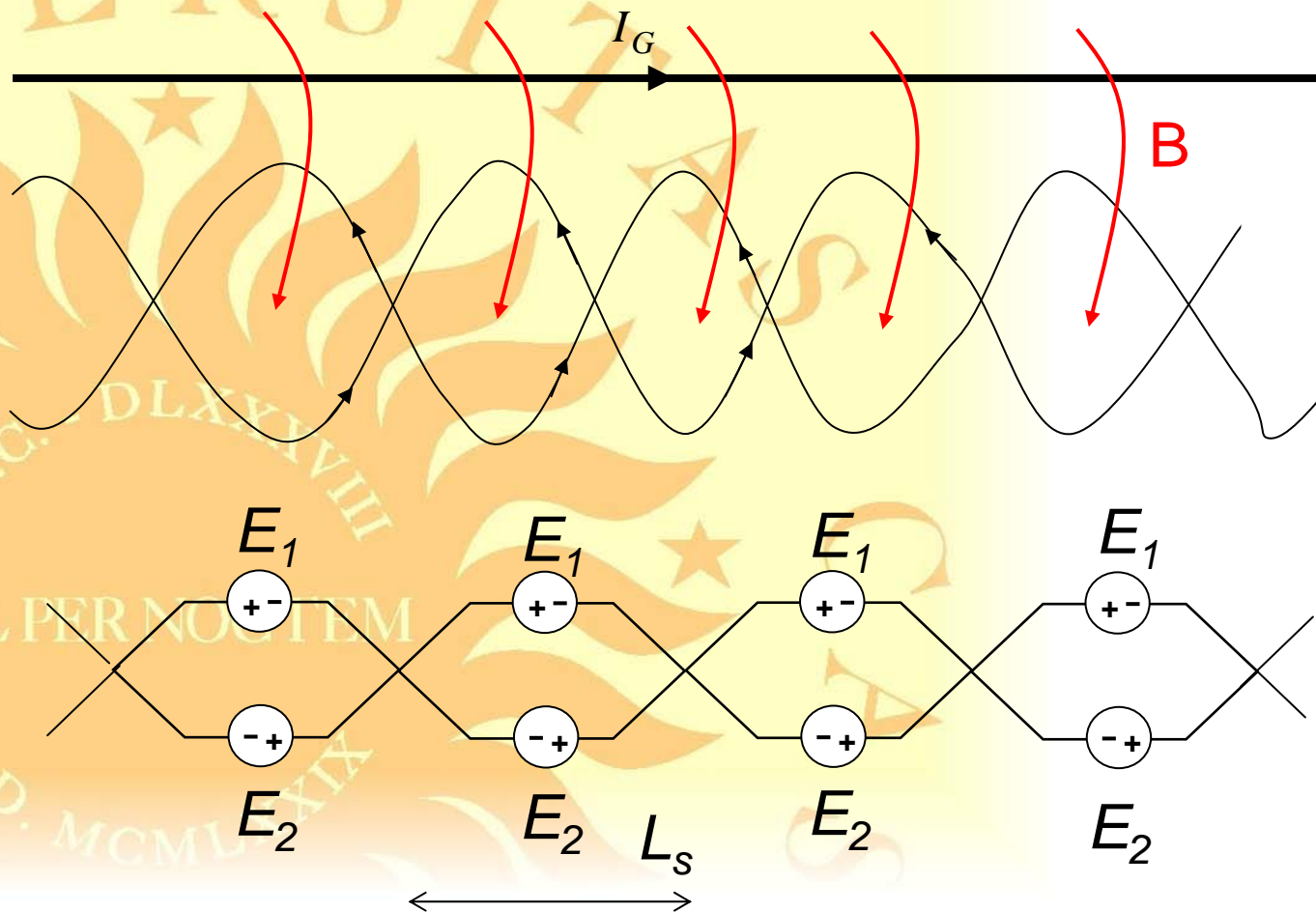
# Cavi twistati

## Twisted Pair cable types

- UTP (Unshielded Twisted Pair):
  - ( $Z = 100 \Omega$ )
- FTP (Foiled Twisted Pair):
  - ( $Z = 100 \Omega$ )
- S-UTP o S-FTP:
  - ( $Z = 100 \Omega$ )
- STP (Shielded Twisted Pair):
  - ( $Z = 150 \Omega$ )

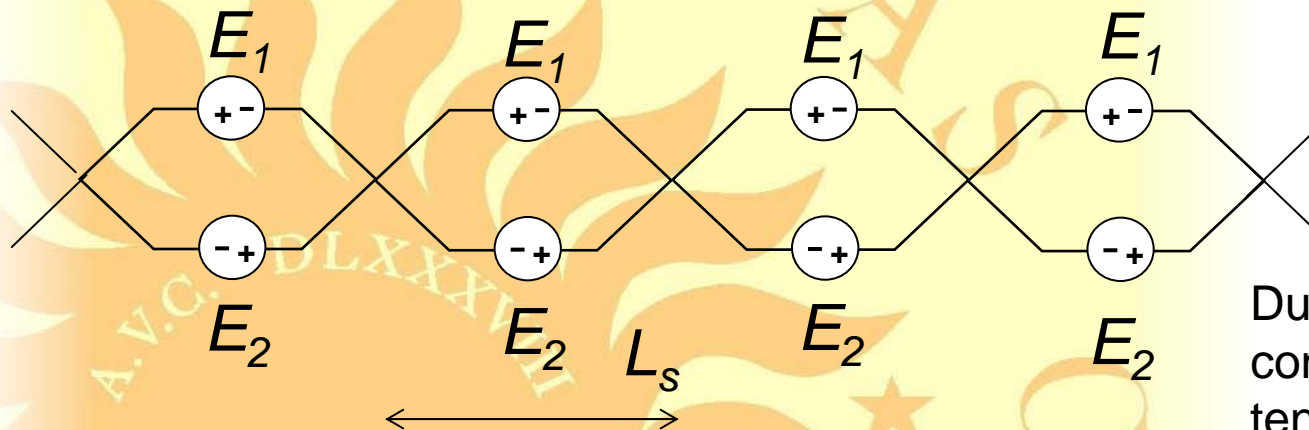


## Schema elettrico equivalente: serie di spire di corrente di dimensione $L_s$



## Cavi intrecciati: schema equivalente

Schema elettrico equivalente: serie di spire di corrente di dimensione  $L_s$

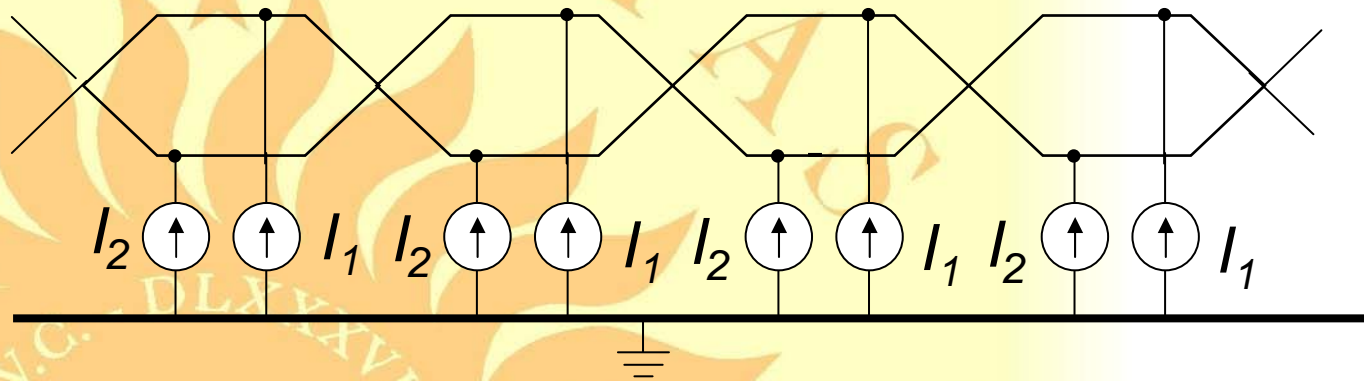


Due spire adiacenti danno contributi opposti, quindi tendono a cancellarsi

Numero di spire **pari**: l'accoppiamento induttivo si annulla

Numero di spire **dispari**: l'accoppiamento induttivo è prodotto da una sola spira

## Riduzione dell'accoppiamento capacitivo



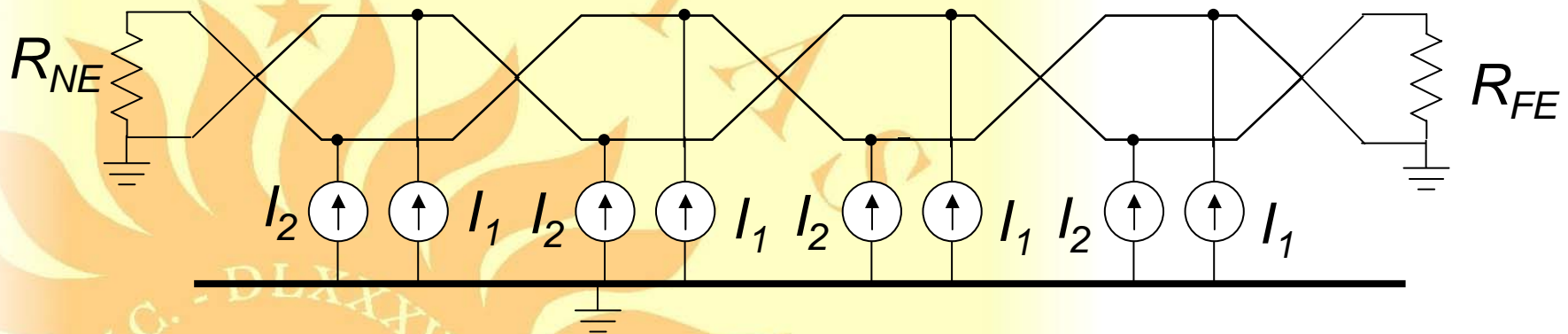
Le correnti  $I_1$  e  $I_2$  portano in conto l'accoppiamento capacitivo tra conduttori

L'accoppiamento capacitivo si cancella solo se le correnti  $I_1$  bilanciano le  $I_2$

Questa condizione si verifica solo per carichi **bilanciati**

## Riduzione dell'accoppiamento capacitivo:

### Carichi sbilanciati



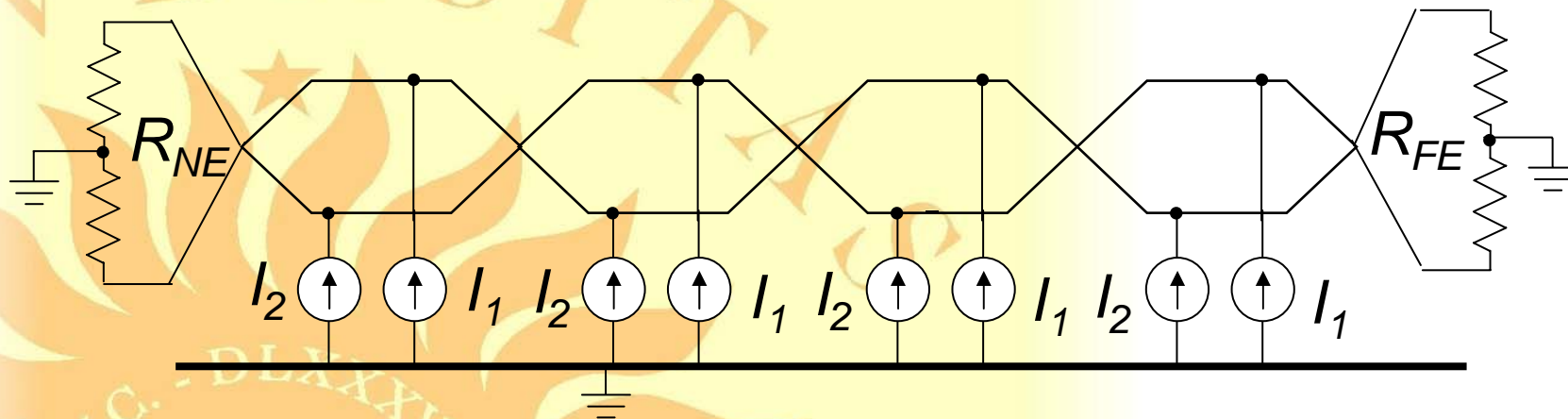
Le correnti  $I_2$  non scorrono sulle resistenze

Gli effetti delle correnti  $I_1$  non possono essere bilanciati da quelli delle  $I_2$



## Riduzione dell'accoppiamento capacitivo:

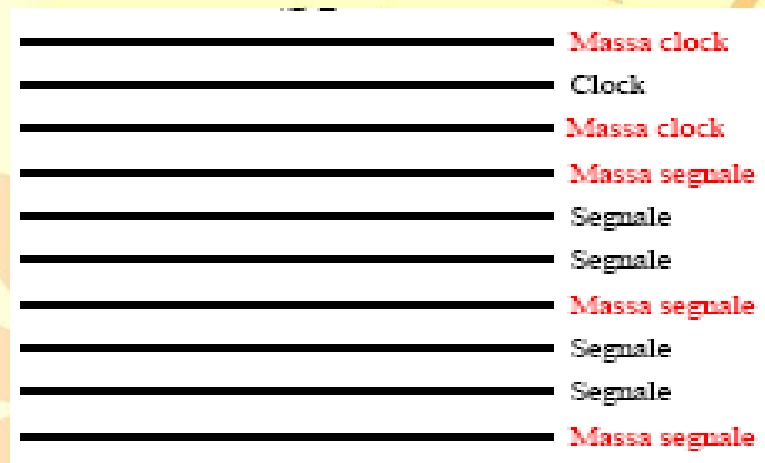
### Carichi bilanciati



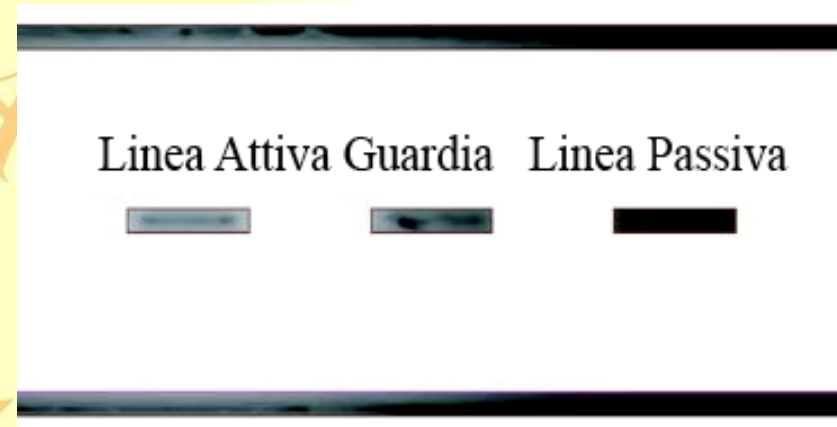
Le correnti dei generatori di due spire contigue scorrono sui carichi in verso opposto. Gli effetti delle correnti si cancellano perfettamente

Il bilanciamento non riduce significativamente l'effetto di accoppiamento induttivo, quindi è utile solo quando l'accoppiamento è prevalentemente capacitivo (carichi ad elevata impedenza)

## Schermatura per circuiti elettronici: tracce di guardia



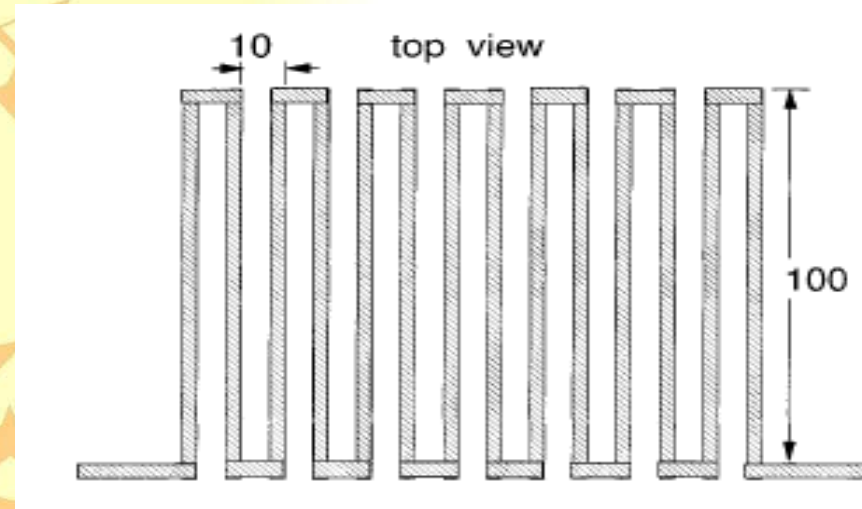
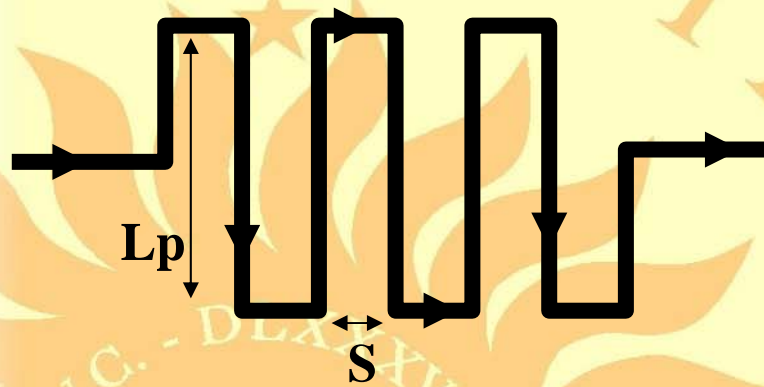
Routing dei segnali  
(tracce di guardia)



Quando non è possibile distanziare sufficientemente le piste, l'interposizione di tracce di guardia ha un effetto schermante



## Twisting per circuiti elettronici: serpentine



Le serpentine, usate per l'equalizzazione delle linee, hanno un effetto benefico di riduzione del coupling induttivo, in analogia con il twisting