



Lezione 17

Crosstalk nel Doppino Rotorto

Giuseppe Pelosi - Stefano Selleri
Dipartimento di Elettronica e Telecomunicazioni
Università di Firenze



Sommario della Lezione

- ❖ Introduzione
- ❖ Soluzione Generale
- ❖ Doppino Sbilanciato
- ❖ Doppino Bilanciato



Introduzione

Passiamo infine a studiare la configurazione del doppino ritorto

Un doppino ritorto è una specie di *filo doppiamente schermato* nel senso che

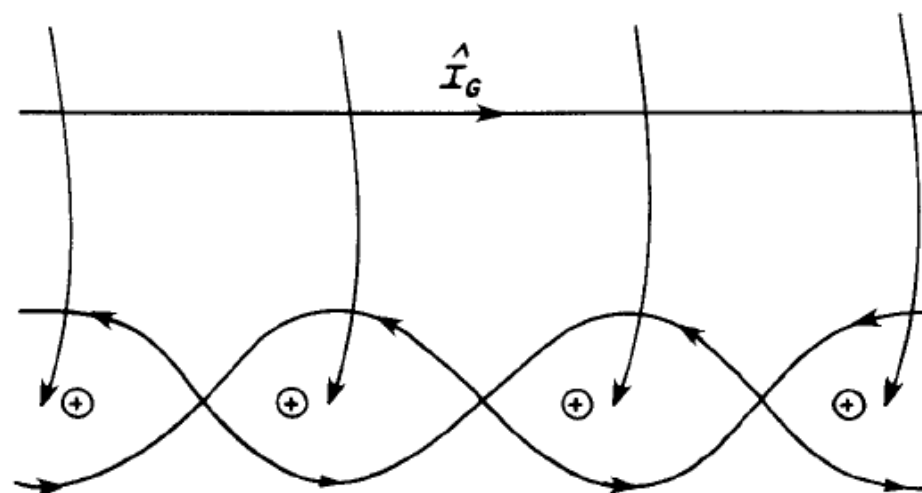
Il cavo schermato riduceva l'accoppiamento induttivo e capacitivo permettendo un percorso aggiuntivo per la corrente che tendeva ad annullare la mutua induttanza.

Se sostituiamo lo schermo con un filo e utilizziamo unsegnale *bilanciato rispetto a massa*.
Si può ottenere un effetto simile.



Soluzione Generale

Il doppino ritorto, topologicamente, è una doppia elica

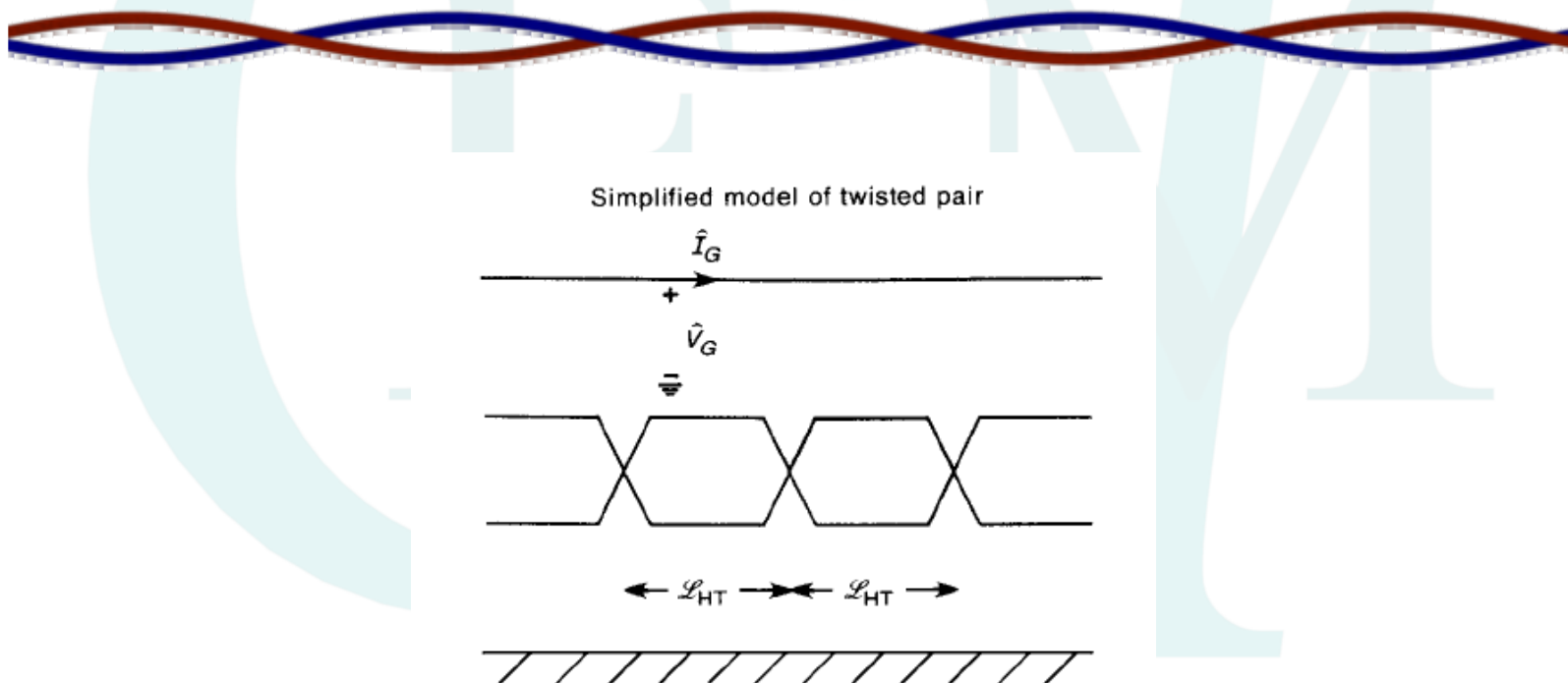




Soluzione Generale

Questo può essere modellato correttamente considerando la struttura come una cascata di strutture che comprendano un mezzo giro.

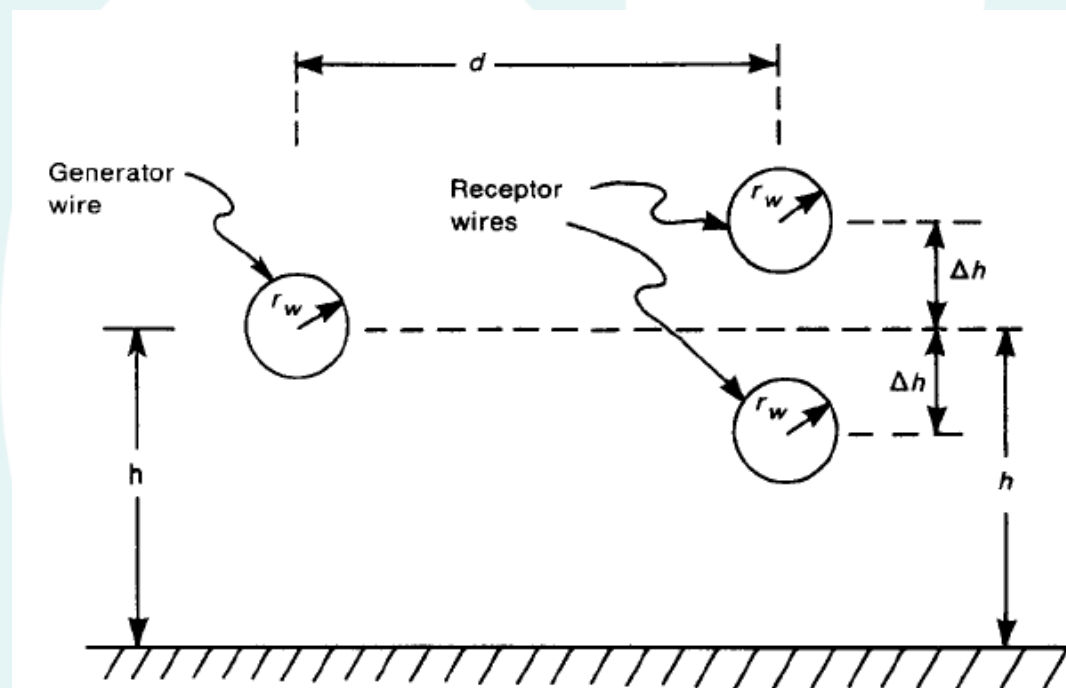
Un modello più semplificato e maneggevole prevede invece di modellare ogni “ansa” del conduttore come una spira rettangolare





Soluzione Generale

Restando nelle ben consolidate ipotesi di accoppiamento debole e di linea corta possiamo ricavare un circuito equivalente a costanti concentrate per ogni *singola sezione*. Considerando il circuito Generatore – Recettore (twisted) e riferimento.

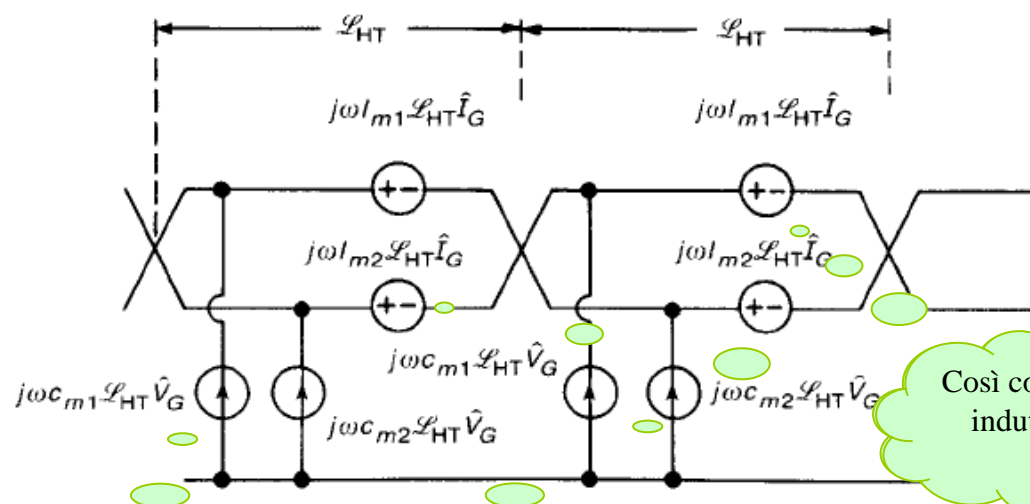


Ci saranno delle mutue induttanze fra generatore e recettore “1” e tra generatore e recettore “2”. Idem per le capacità. Queste sono valutate *per ogni singolo filo rispetto al riferimento*.



Soluzione Generale

Questo porta al circuito equivalente



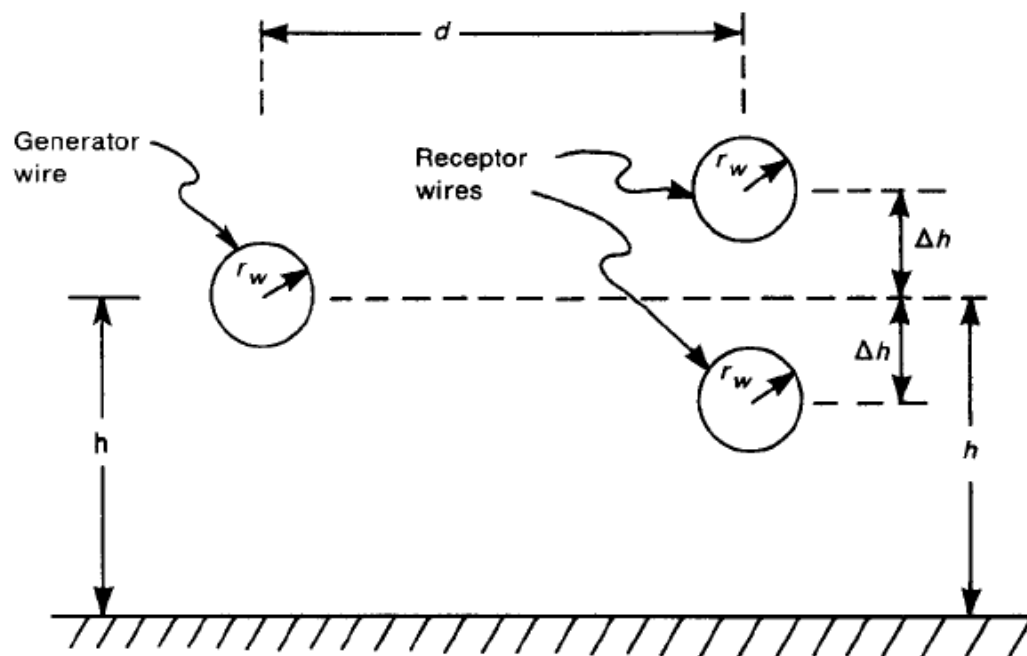
Così come gli
induttivi!

Gli accoppiamenti
capacitivi si scambiano
tra loro sezione per
sezione!



Soluzione Generale

Il calcolo delle autoinduttanze è ben noto



$$L_G = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_G}{r_{wG}} \right) = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{r_w} \right)$$

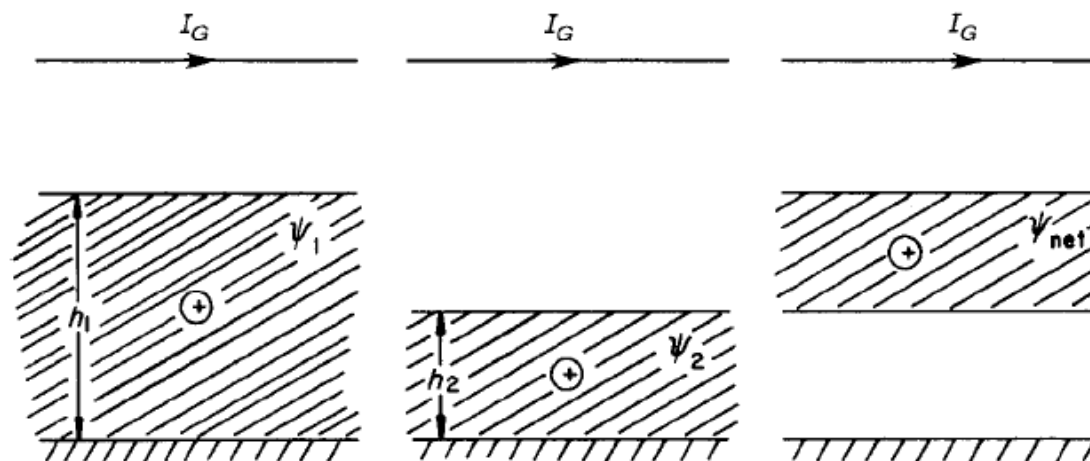
$$L_{R1} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_R^{(1)}}{r_{wR}} \right) = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2(h + \Delta h)}{r_w} \right)$$

$$L_{R2} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h_R^{(2)}}{r_{wR}} \right) = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2(h - \Delta h)}{r_w} \right)$$



Soluzione Generale

Il calcolo delle mutue induttanze riguarda il flusso concatenato fra recettore e piano di riferimento.



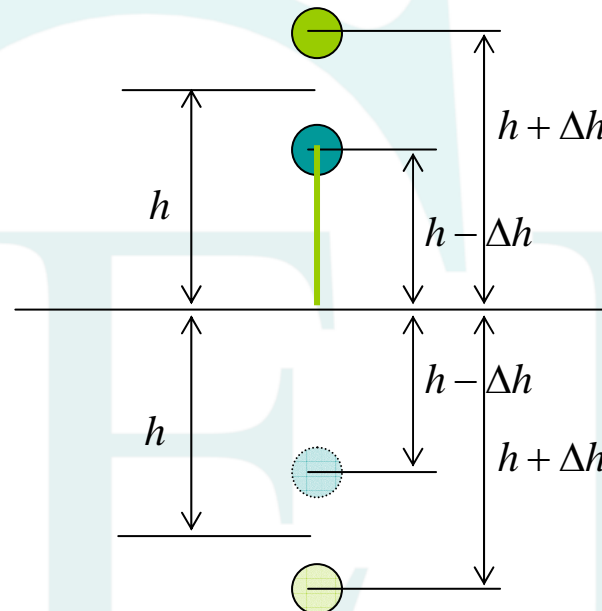
$$L_{m1} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{s_2^{(1)}}{s^{(1)}} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(\frac{d^2 + (2h + \Delta h)^2}{d^2 + \Delta h^2} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(\frac{d^2 + 4h^2 + 4h\Delta h + \Delta h^2}{d^2 + \Delta h^2} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h(h + \Delta h)}{d^2 + \Delta h^2} \right)$$

$$L_{m2} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{s_2^{(2)}}{s^{(2)}} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(\frac{d^2 + (2h - \Delta h)^2}{d^2 + \Delta h^2} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(\frac{d^2 + 4h^2 - 4h\Delta h + \Delta h^2}{d^2 + \Delta h^2} \right) = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h(h - \Delta h)}{d^2 + \Delta h^2} \right)$$



Soluzione Generale

L'ultima mutua induttanza che manca all'appello è quella fra i due recettori

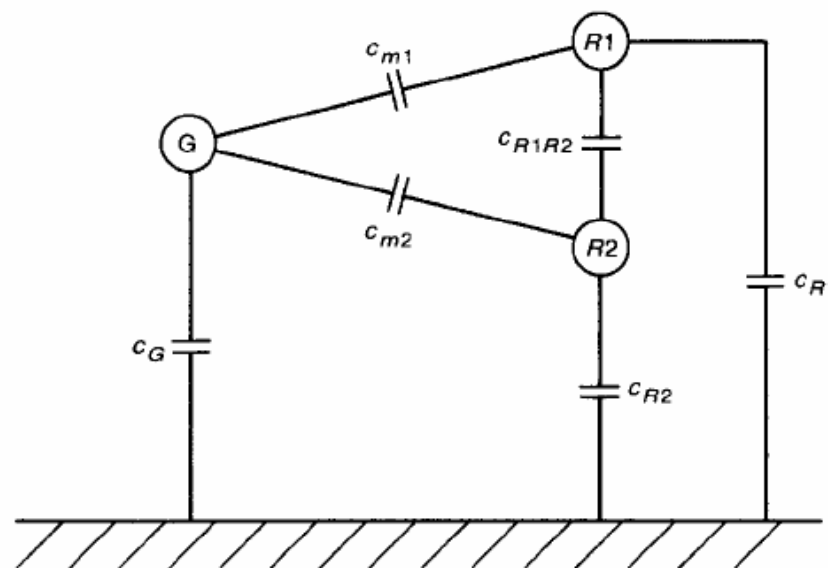


$$L_{m1m2} = \underbrace{\frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{h + \Delta h}{2\Delta h}\right)}_{\text{Filo fisico}} + \underbrace{\frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{h + \Delta h + h - \Delta h}{h + \Delta h}\right)}_{\text{Filo immagine}} = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{2h}{2\Delta h}\right) = \frac{\mu}{2\pi} \ln\left(\frac{h}{\Delta h}\right)$$



Soluzione Generale

Per le capacità il circuito è

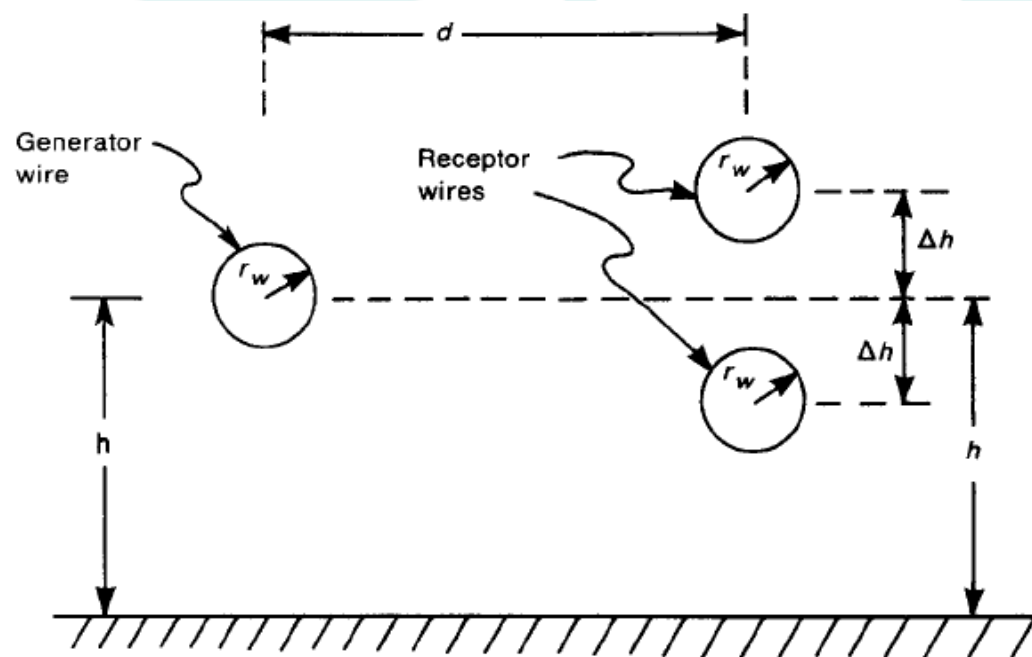


$$\begin{bmatrix} C_G + C_{m1} + C_{m2} & -C_{m1} & -C_{m2} \\ -C_{m1} & C_{R1} + C_{m1} + C_{R1R2} & -C_{R1R2} \\ -C_{m2} & -C_{R1R2} & C_{R2} + C_{m1} + C_{R1R2} \end{bmatrix} = \epsilon_0 \mu_0 \begin{bmatrix} L_G & L_{m1} & L_{m2} \\ L_{m1} & L_{R1} & L_{R1R2} \\ L_{m2} & L_{R1R2} & L_{R2} \end{bmatrix}^{-1}$$



Soluzione Generale

Prendiamo cavi pieni di calibro 20, siano le dimensioni



$$h = 2cm; \quad d = 2cm; \quad r_w = 16mils = 0.4mm; \quad \Delta h = 30mils = 0.76mm$$



Soluzione Generale

Questo porta a

$$L_G = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2h}{r_w} \right) = 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{40}{0.4} \right) = 0.918 \mu H$$

$$L_{R1} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2(h + \Delta h)}{r_w} \right) = 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{41.52}{0.4} \right) = 0.925 \mu H$$

$$L_{R2} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{2(h - \Delta h)}{r_w} \right) = 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{41.52}{0.4} \right) = 0.910 \mu H$$

$$L_{m1} = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h(h + \Delta h)}{d^2 + \Delta h^2} \right) = 10^{-7} \ln \left(1 + \frac{80(20 + 0.76)}{20^2 + 0.76^2} \right) = 0.164 \mu H$$

$$L_{m2} = \frac{\mu}{4\pi} \ln \left(1 + \frac{4h(h - \Delta h)}{d^2 + \Delta h^2} \right) = 10^{-7} \ln \left(1 + \frac{80(20 - 0.76)}{20^2 + 0.76^2} \right) = 0.158 \mu H$$

$$L_{m1m2} = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{h}{\Delta h} \right) = 2 \times 10^{-7} \ln \left(\frac{20}{0.76} \right) = 0.654 \mu H$$



Soluzione Generale

Poi, con

$$\begin{bmatrix} C_G + C_{m1} + C_{m2} & -C_{m1} & -C_{m2} \\ -C_{m1} & C_{R1} + C_{m1} + C_{R1R2} & -C_{R1R2} \\ -C_{m2} & -C_{R1R2} & C_{R2} + C_{m1} + C_{R1R2} \end{bmatrix} = \varepsilon_0 \mu_0 \left(\begin{bmatrix} 0.918 & 0.164 & 0.158 \\ 0.164 & 0.925 & 0.654 \\ 0.158 & 0.654 & 0.910 \end{bmatrix} \times 10^{-6} \right)^{-1}$$

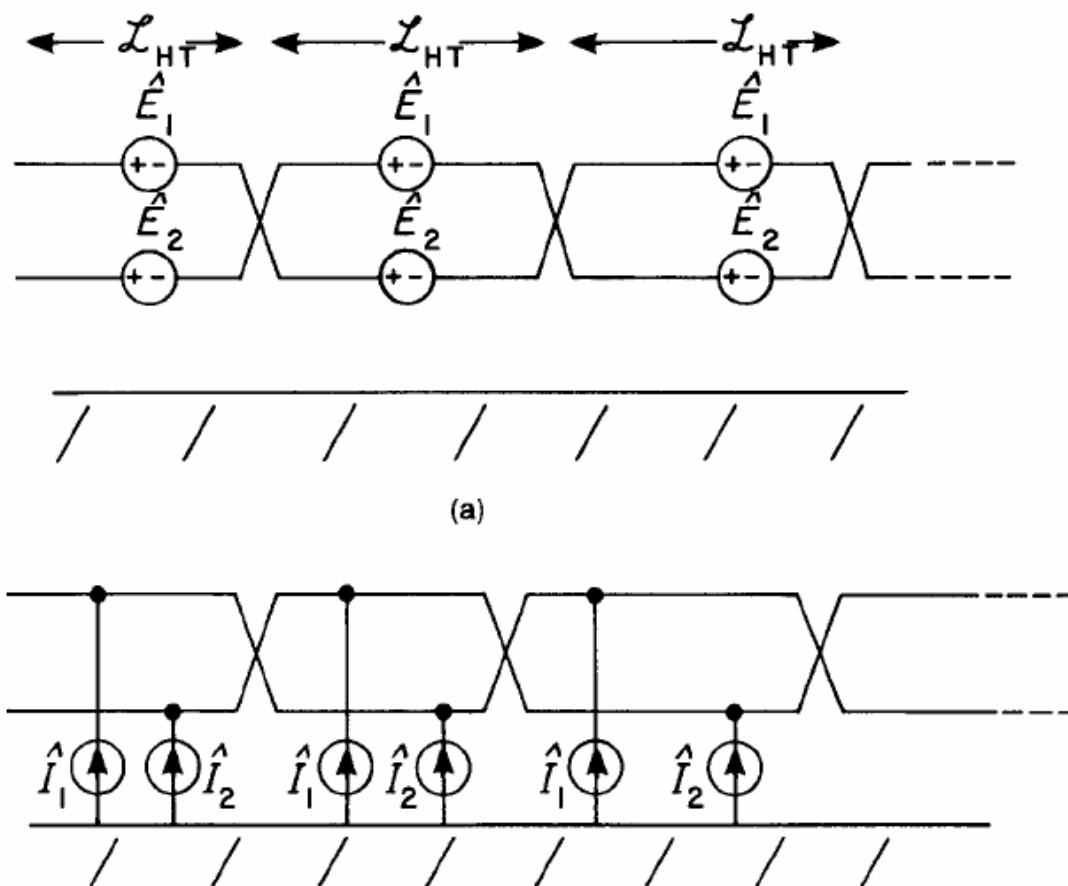
$$\begin{bmatrix} C_G + C_{m1} + C_{m2} & -C_{m1} & -C_{m2} \\ -C_{m1} & C_{R1} + C_{m1} + C_{R1R2} & -C_{R1R2} \\ -C_{m2} & -C_{R1R2} & C_{R2} + C_{m1} + C_{R1R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 12.57 & -1.39 & -1.18 \\ -1.39 & 24.61 & -17.44 \\ -1.18 & -17.44 & 24.97 \end{bmatrix} \times 10^{-12}$$

$$\begin{aligned} C_G &= 10.0 \text{ pF} & C_{m1} &= 1.39 \text{ pF} \\ C_{R1} &= 5.77 \text{ pF} & C_{m2} &= 1.18 \text{ pF} \\ C_{R2} &= 6.34 \text{ pF} & C_{R1R2} &= 17.44 \text{ pF} \end{aligned}$$



Soluzione Generale

Il modello di accoppiamento induttivo-capacitivo prevede quindi





Soluzione Generale

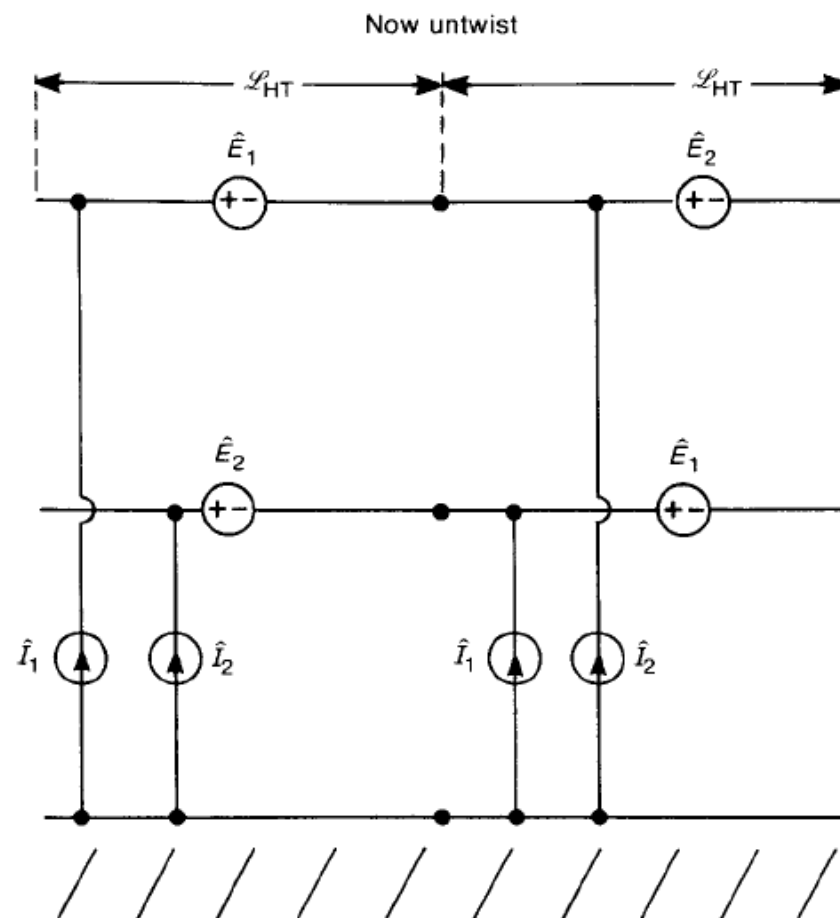
Dove

$$E_1 = j\omega L_{m1} l_{HT} I_G$$

$$E_2 = j\omega L_{m2} l_{HT} I_G$$

$$I_1 = j\omega C_{m1} l_{HT} V_G$$

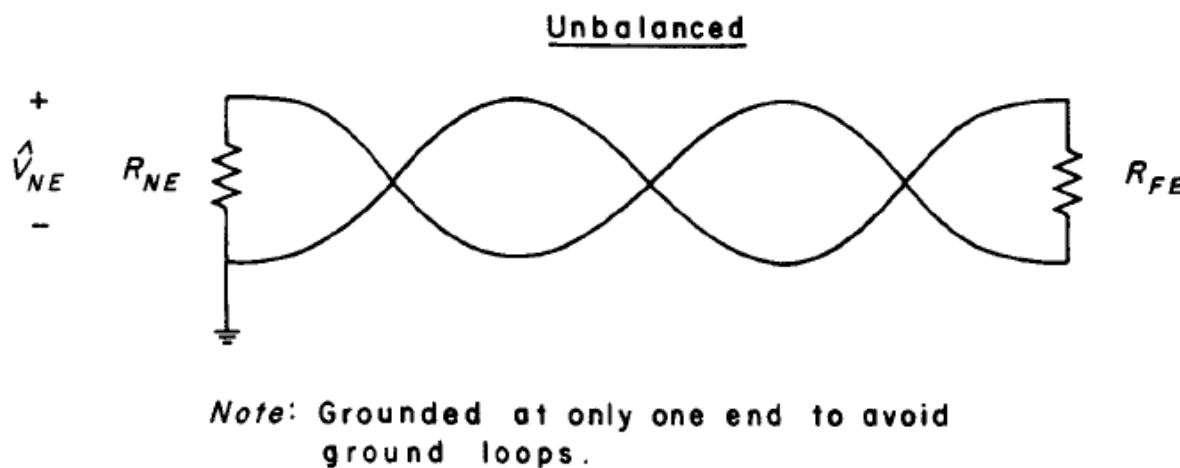
$$I_2 = j\omega C_{m2} l_{HT} V_G$$

Due giri “raddrizzati hanno,
come modello



Soluzione Generale

Prima di proseguire occorre discutere del collegamento a massa del doppino:



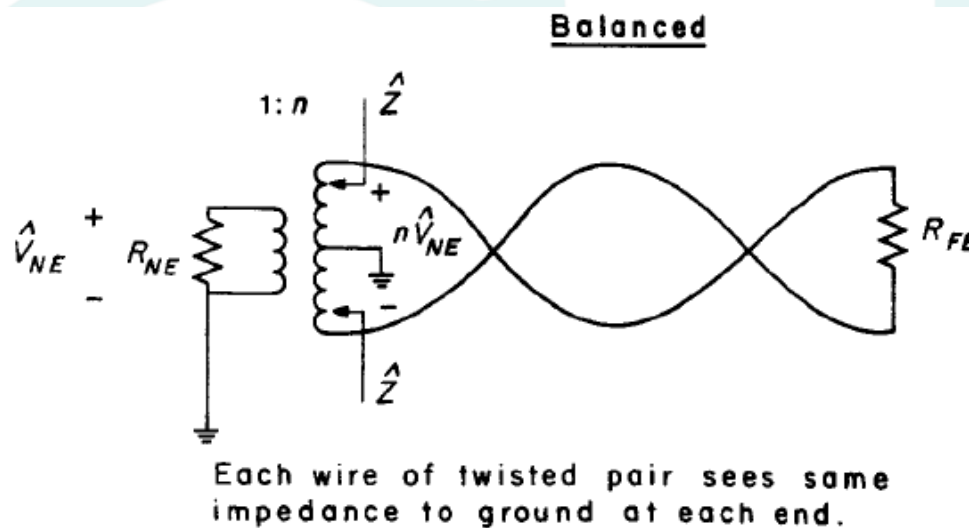
Questa configurazione è sbilanciata perché i due fili del doppino non vedono la stessa impedenza verso massa.

D'altronde non possiamo connettere entrambi gli estremi a massa altrimenti creeremmo un anello di terra con un'ampia superficie, di conseguenza sensibile agli accoppiamenti



Soluzione Generale

La configurazione preferibile è quella bilanciata



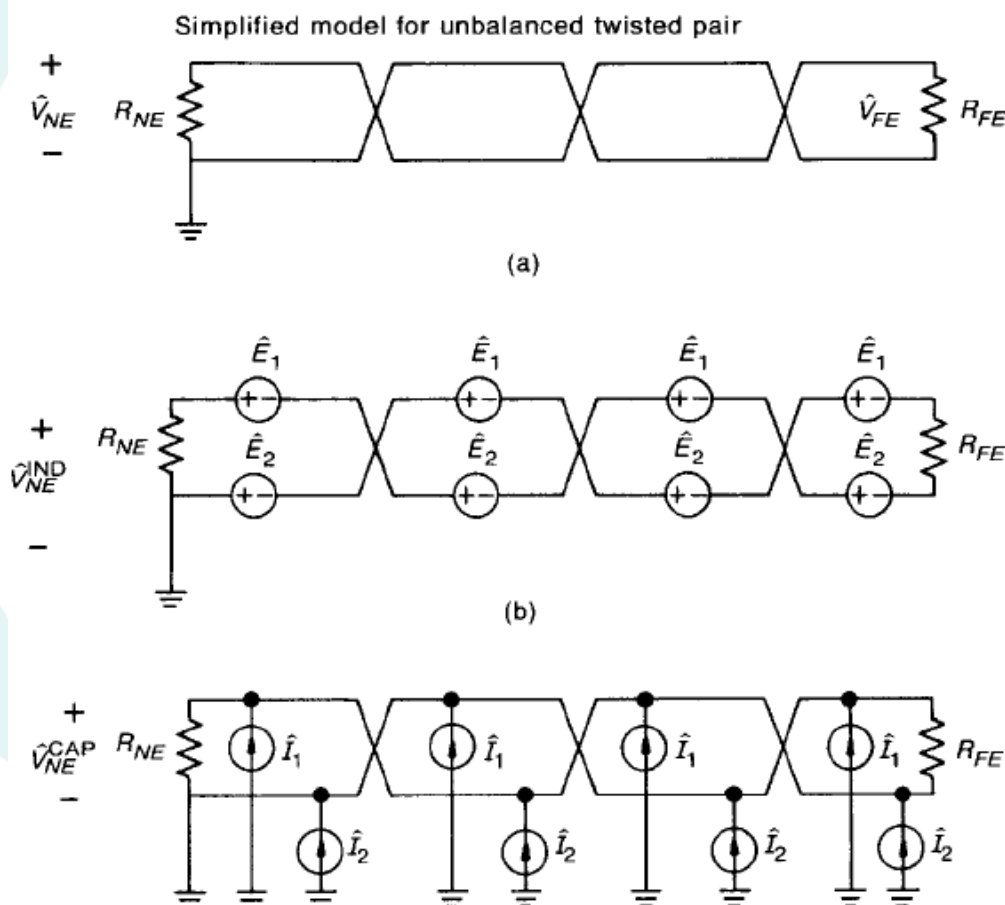
In questa configurazione i due fili del doppino non vedono la stessa impedenza verso massa.



Doppino Sbilanciato

Consideriamo prima il caso sbilanciato.

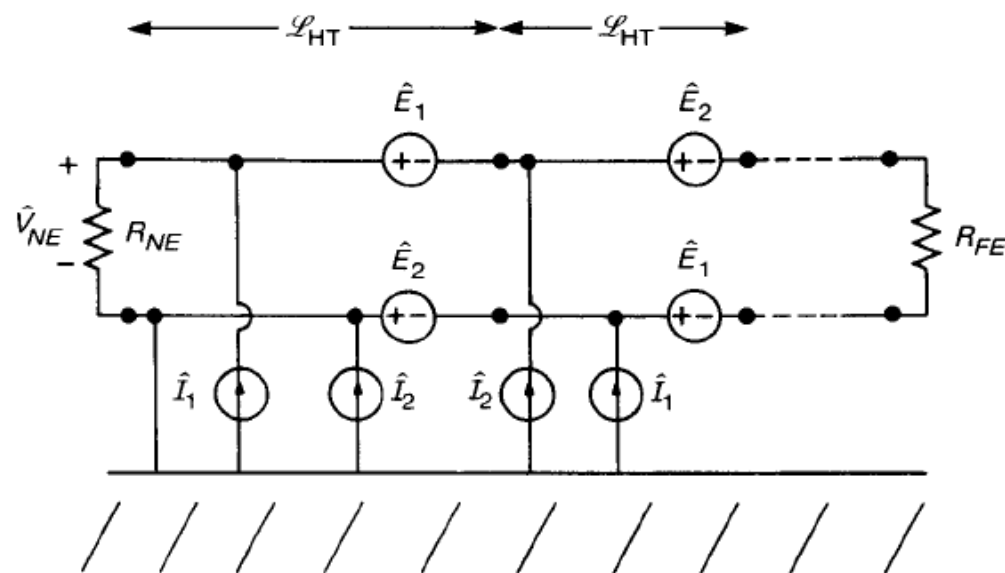
Il circuito equivalente è





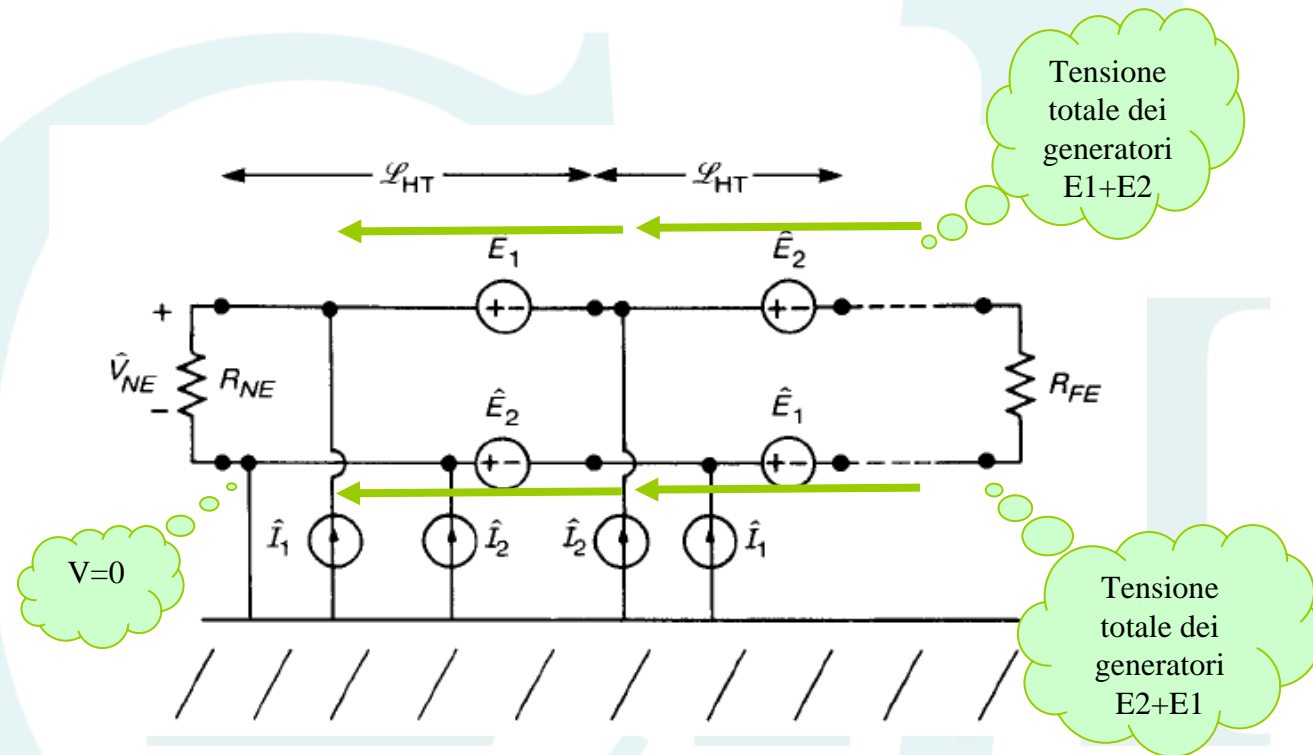
Doppino Sbilanciato

Se lo raddrizziamo...





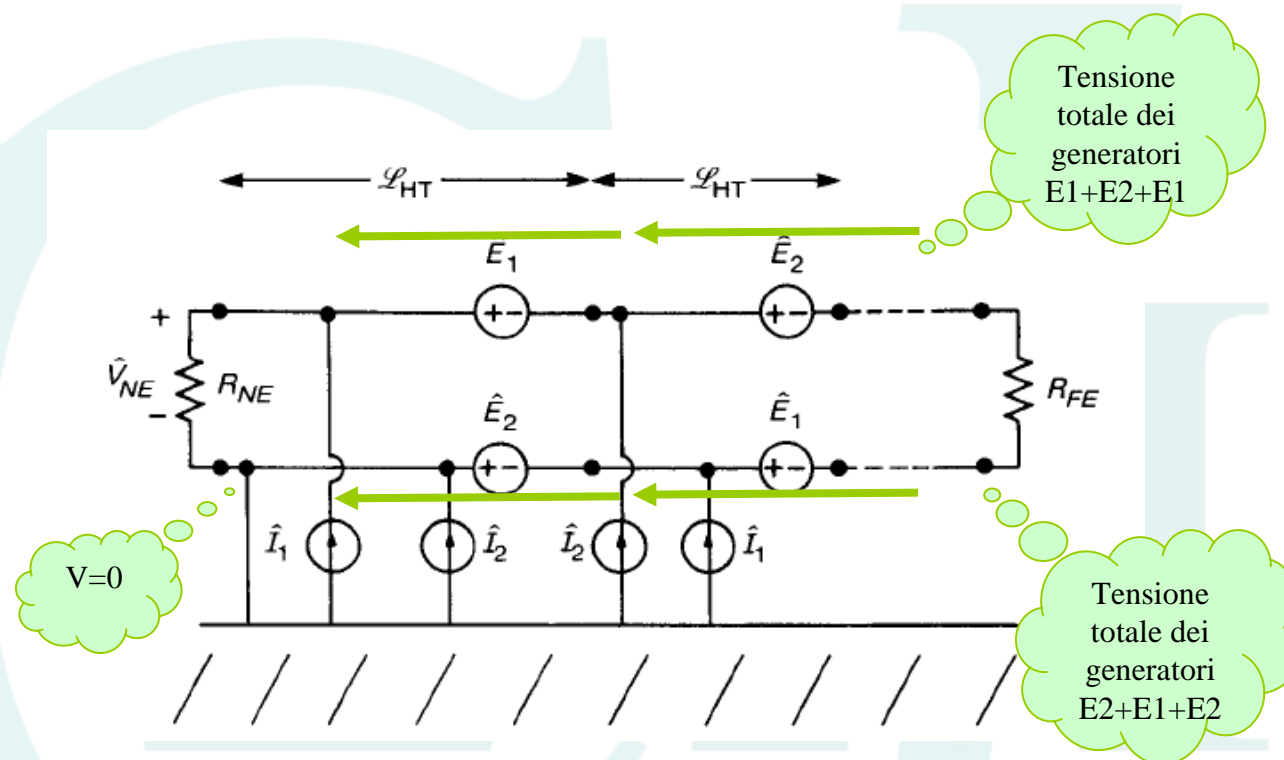
Doppino Sbilanciato



L'accoppiamento induttivo *non causa alcuna tensione di near o far end* se c'è un numero *pai* di mezzi twist



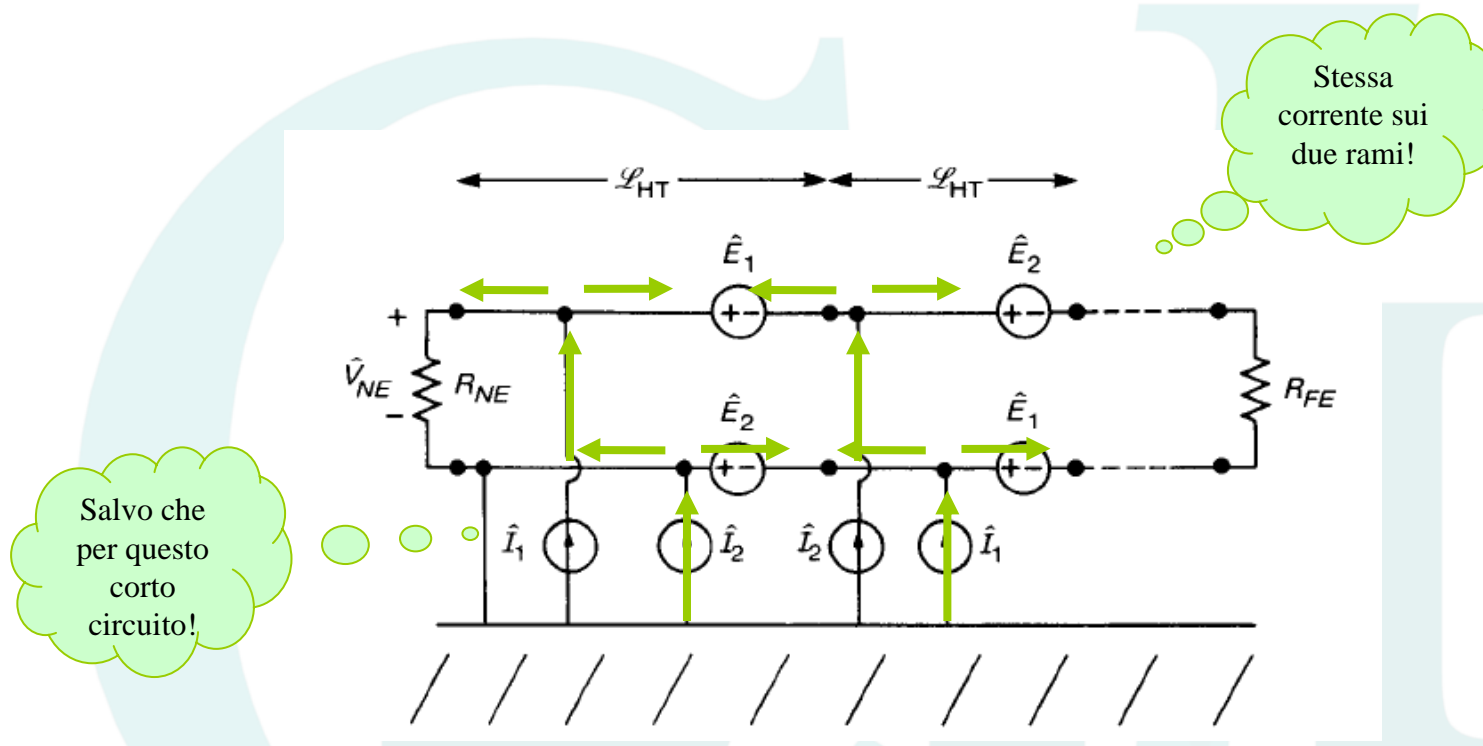
Doppino Sbilanciato



Se c'è un numero *dispari* di mezzi *twist* allora l'effetto è quello di un solo mezzo *twist*, ovvero una coppia di generatori di valore diverso, E_1 e E_2



Doppino Sbilanciato



Tutte le correnti del “ramo inferiore” sono cortocircuitate a massa!!!

Quindi tutta la corrente indotta sul “ramo superiore” genera crosstalk



Doppino Sbilanciato

Morale

Se il numero di mezzi twist è pari la forza contro elettro motrice complessiva indotta nel doppino è nulla. Se il numero di mezzi twist è dispari è pari a quella di un solo mezzo twist

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = \underbrace{\frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega(L_{m1} - L_{m2})l_{HT} \frac{1}{R_S + R_L}}_{\text{Accoppiamento induttivo comprende al più solo un mezzo twist}} + \underbrace{\frac{R_{NE}R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega C_{m1,m2}l \frac{R_L}{R_S + R_L}}_{\text{Accoppiamento capacitivo}}$$

$$\frac{V_{FE}}{V_S} = -\underbrace{\frac{R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega(L_{m1} - L_{m2})l_{HT} \frac{1}{R_S + R_L}}_{\text{Accoppiamento induttivo comprende al più solo un mezzo twist}} + \underbrace{\frac{R_{NE}R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega C_{m1,m2}l \frac{R_L}{R_S + R_L}}_{\text{Accoppiamento capacitivo}}$$

C'è perfino la differenza!! Questo è praticamente 0 sempre

Le mutue capacità, per la simmetria del problema, sono praticamente uguali



Doppino Sbilanciato

Quindi

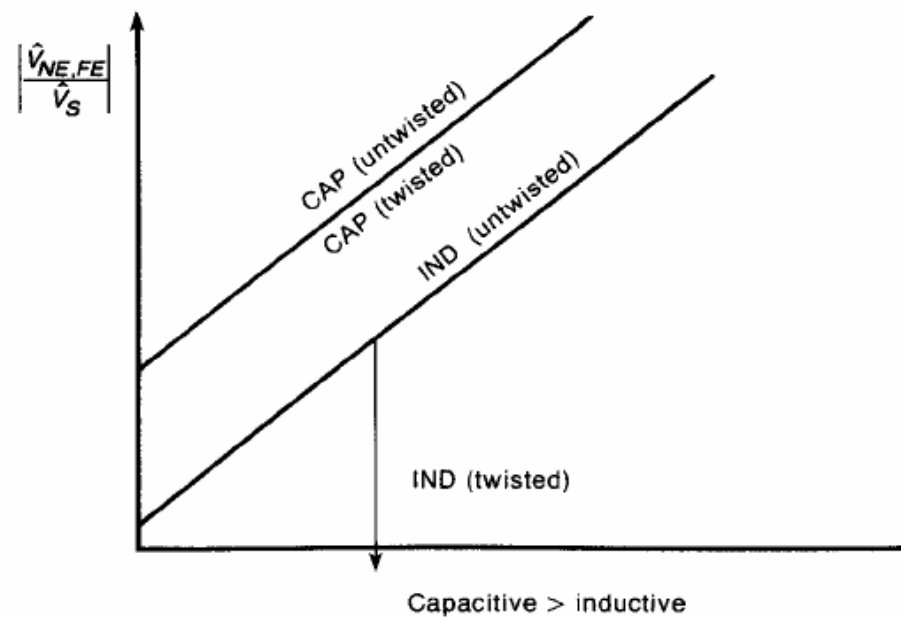
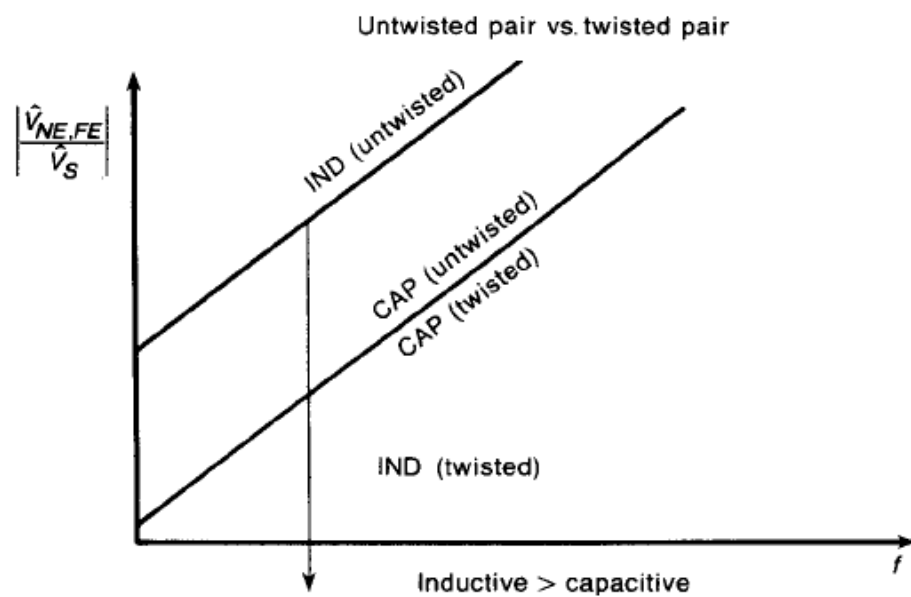
L'accoppiamento induttivo è al più quello legato a un solo mezzo twist ed è pari alla differenza delle mutue induttanze

D'altro canto l'accoppiamento capacitivo è pari a quello dell'intero filo "raddrizzato"

$$\frac{V_{NE,FE}}{V_S} = \frac{V_{NE,FE}^{IND}}{V_S} \bigg|_{l^{SWP}=l_{HT}}^{SWP} + \frac{V_{NE,FE}^{CAP}}{V_S} \bigg|_{l^{SWP}=l^{TWP}}^{SWP}$$



Ovvero





Doppino Sbilanciato

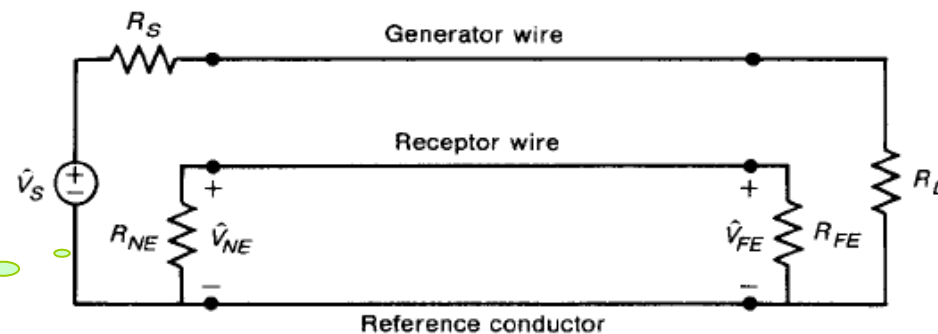
Misure!

La configurazione misurata è

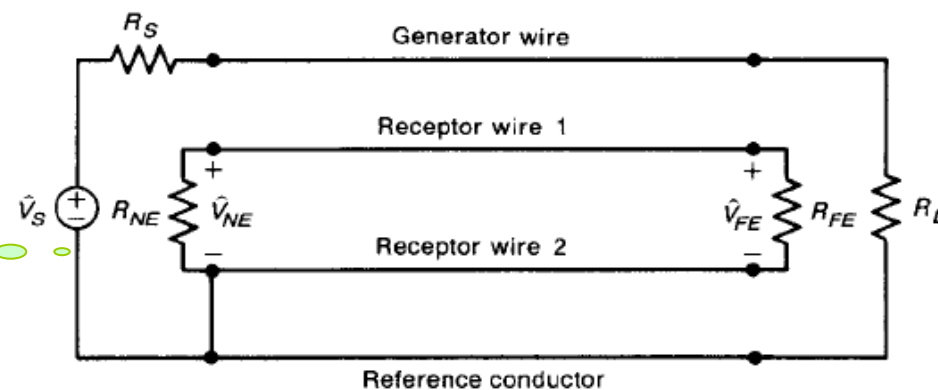
Benchmark

Straight
Wire Pair

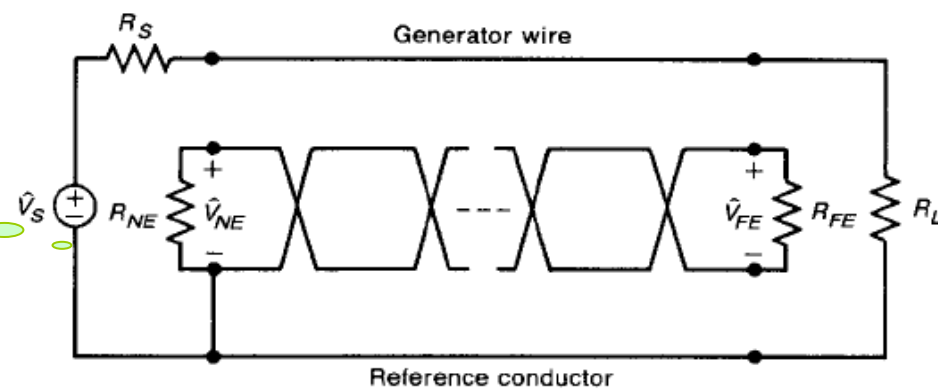
Twisted Pair
sbilanciato



(a)

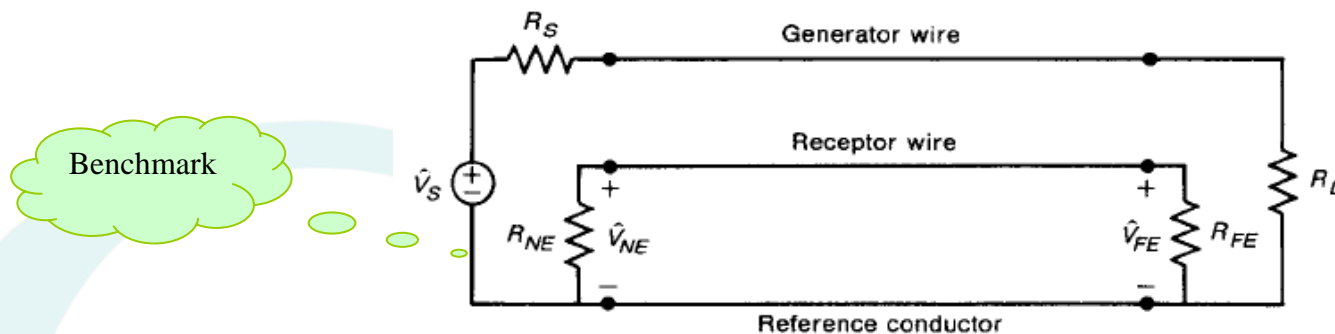


(b)

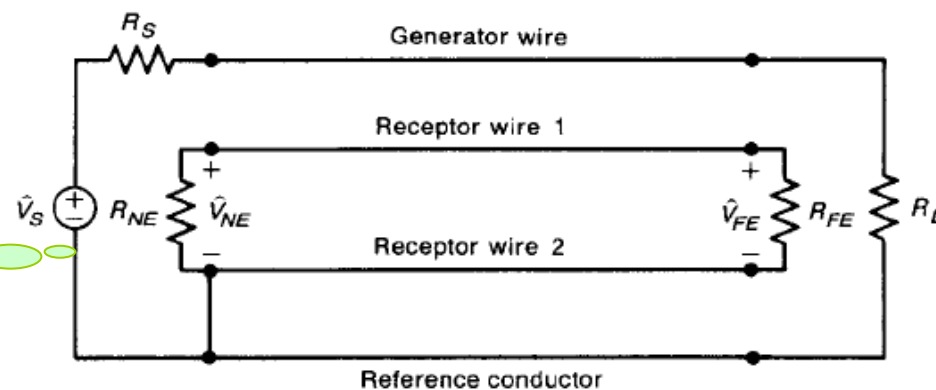




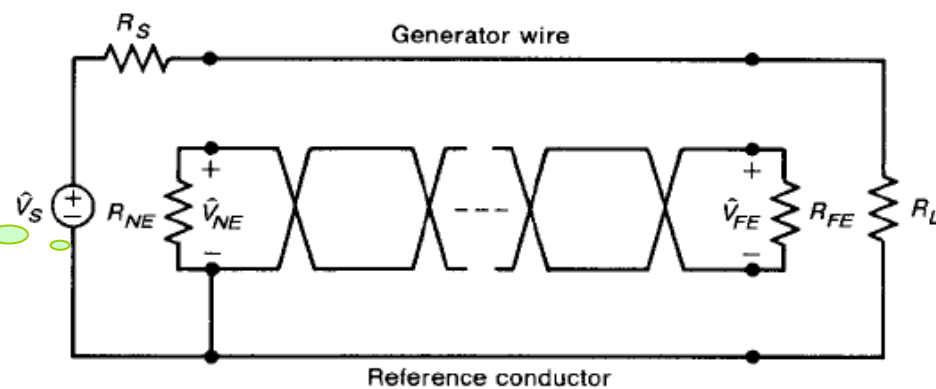
Doppino Sbilanciato



Accoppiamento induttivo ridotto per effetto della riduzione d'area del loop



Accoppiamento induttivo quasi nullo





Doppino Sbilanciato

La configurazione consta di fili pieni di calibro 20, lunghi 4.705m e posti due cm sopra il piano di massa e a 2 cm di distanza mutua.

I valori di induttanza e capacità sono quelli calcolati in precedenza.

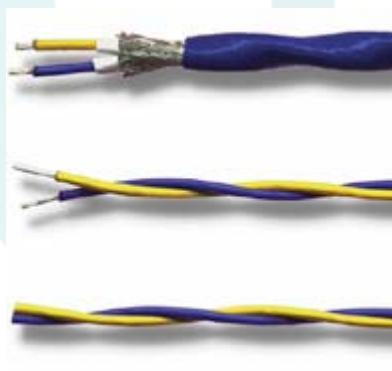
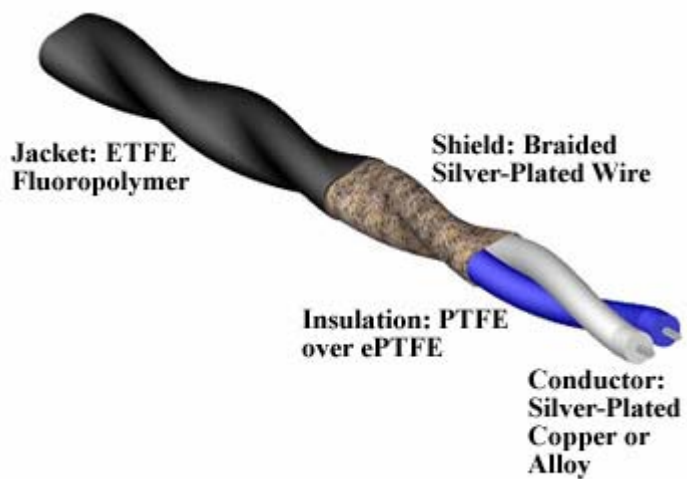
Vi sono 225 mezzi *twist*. Questo porta a

$$l_{HT} = 2.09cm$$

Sono 7 *twist* al piede... un valore tipico



Doppino Sbilanciato





Doppino Sbilanciato

Tanto per cambiare considereremo nulla l'impedenza del generatore ma, oltre alle canoniche resistenze di carico, near e far end pari a 50Ω e 1kΩ, considereremo anche solo 1Ω.

Questo porta a

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j\omega \left\{ \frac{1}{2R} (L_{m1} - L_{m2}) l_{HT} + \frac{R}{2} C_{m1,m2} l \right\}$$
$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j\omega \left\{ \frac{1}{2R} (L_{m2} - L_{m1}) l_{HT} + \frac{R}{2} C_{m1,m2} l \right\}$$

Sostituendo i valori

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j\omega \left\{ \frac{1}{2R} (6[nH]) 2.09[cm] + \frac{R}{2} 1.3[pF] 4.705[m] \right\}$$
$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j\omega \left\{ \frac{1}{2R} (-6[nH]) 2.09[cm] + \frac{R}{2} 1.3[pF] 4.705[m] \right\}$$



Doppino Sbilanciato

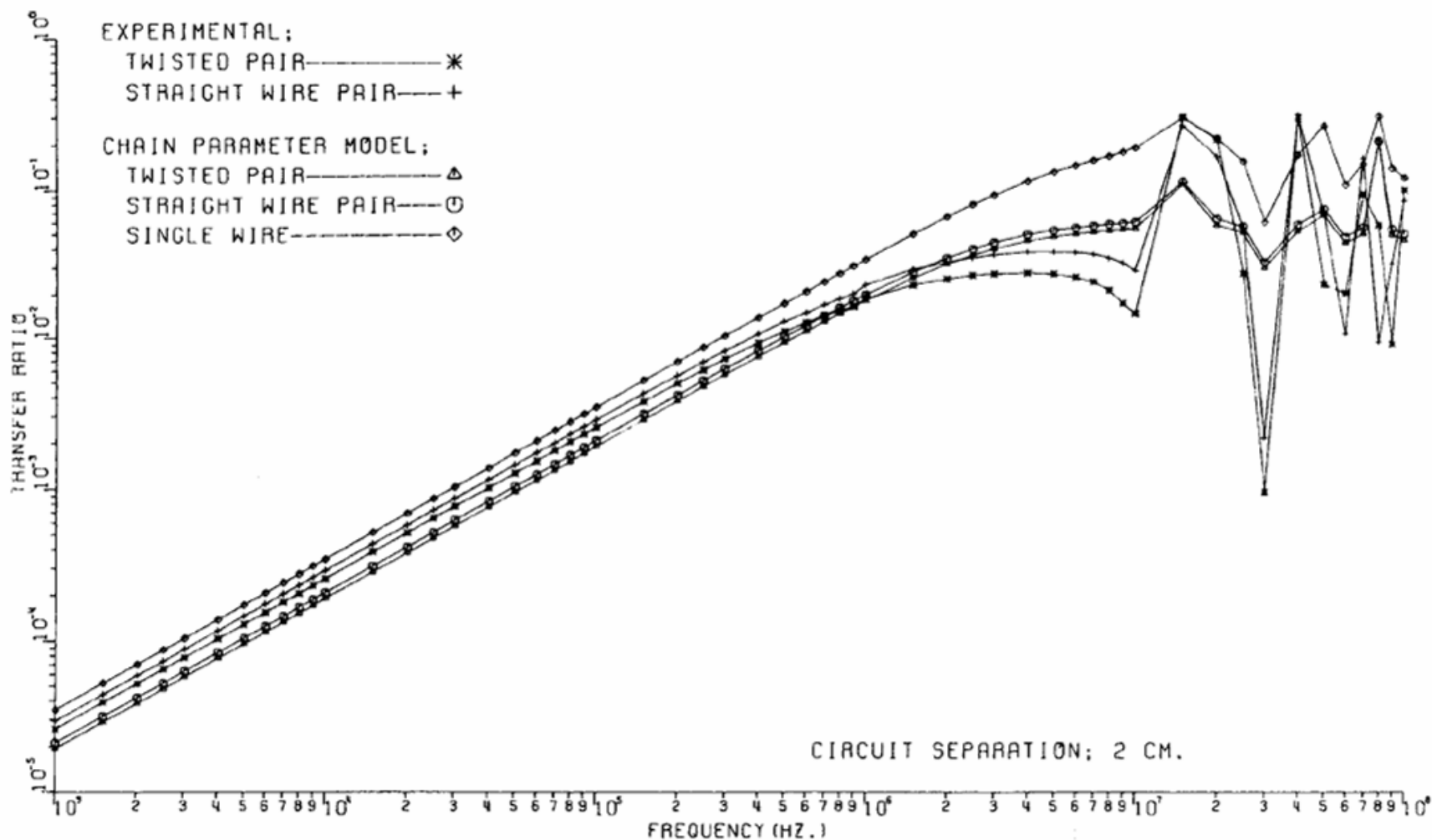
Per $1k\Omega$

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{2000} + \frac{1000}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = 19.2 \times 10^{-9} f \xrightarrow{1kHz} 1.9 \times 10^{-5}$$
$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{2000} + \frac{1000}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = 19.2 \times 10^{-9} f \xrightarrow{1kHz} 1.9 \times 10^{-5}$$



Doppino Sbilanciato

Per $1k\Omega$ domina l'accoppiamento capacitivo che è molto simile in tutti e tre i casi...





Doppino Sbilanciato

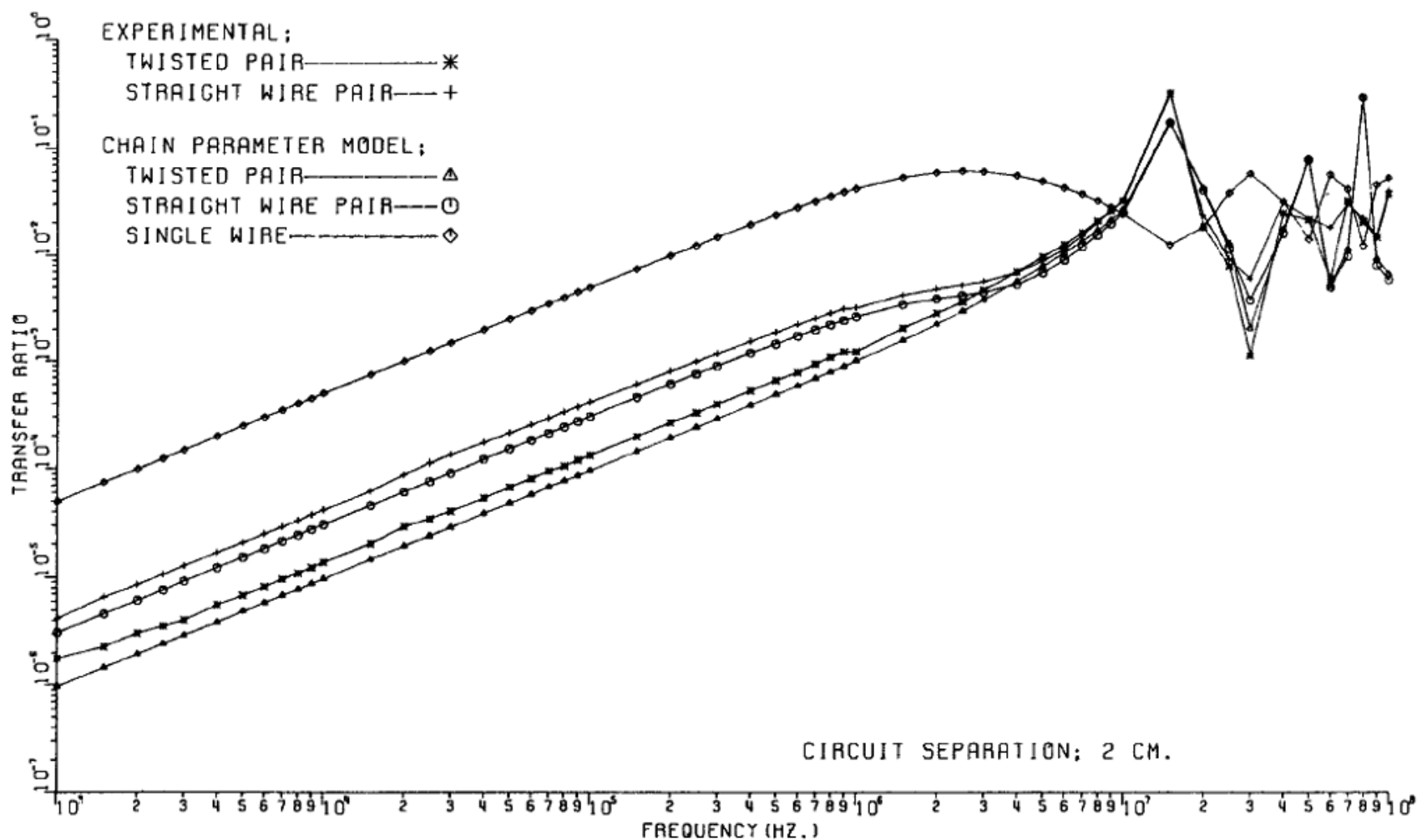
Per 50Ω

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{100} + \frac{50}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = 9.68 \times 10^{-10} f \xrightarrow{1kHz} 9.68 \times 10^{-7}$$
$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{100} + \frac{50}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = 9.52 \times 10^{-10} f \xrightarrow{1kHz} 9.52 \times 10^{-7}$$



Doppino Sbilanciato

Per 50k Ω domina l'accoppiamento capacitivo che è molto simile in tutti e tre i casi...





Doppino Sbilanciato

Per 1Ω

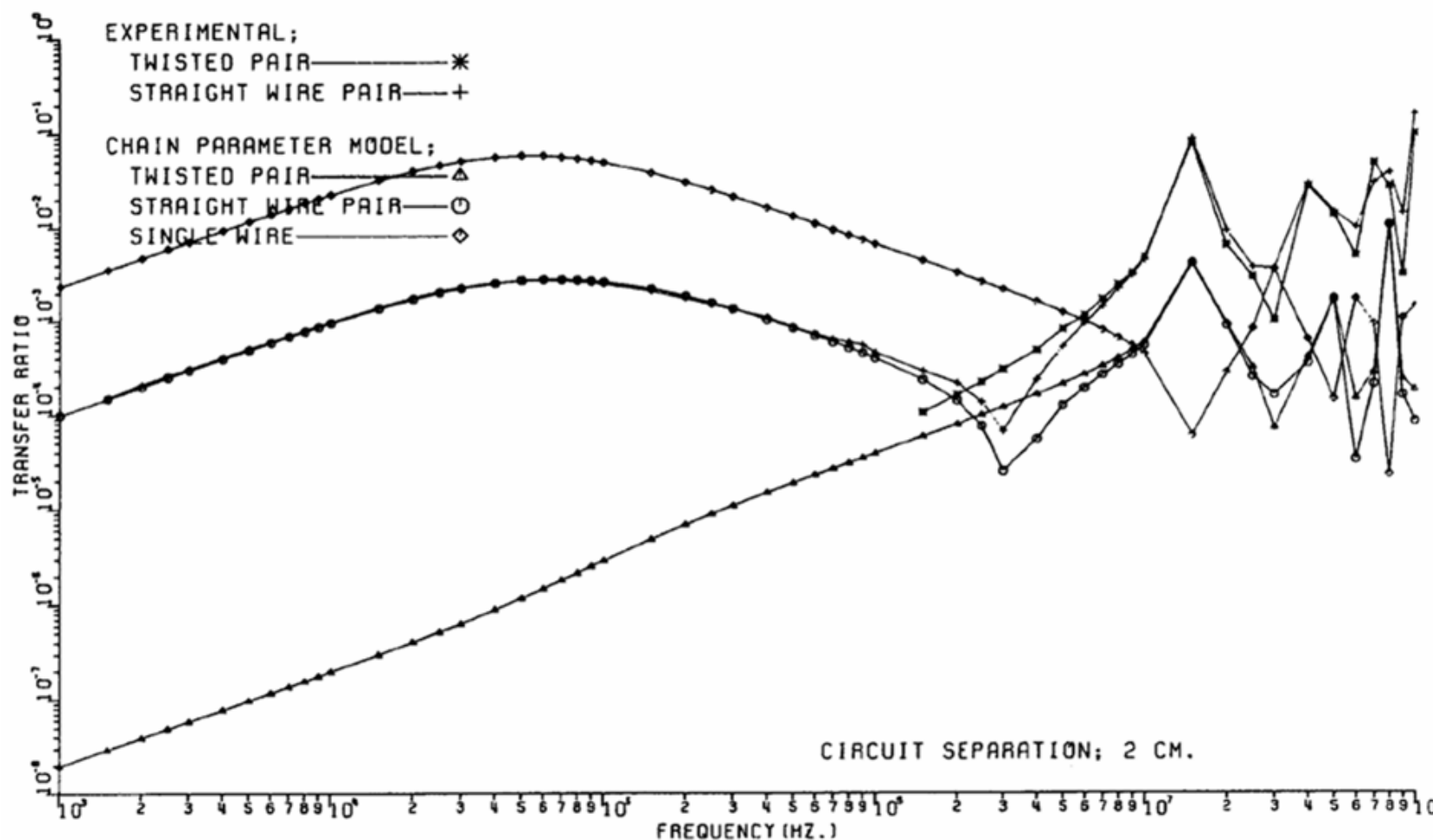
$$\frac{V_{NE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{2} + \frac{1}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = 4.13 \times 10^{-10} f \xrightarrow{1kHz} 4.13 \times 10^{-7}$$

$$\frac{V_{FE}}{V_S} = j2\pi f \left\{ \frac{6 \times 10^{-9} \times 2.09 \times 10^{-2}}{2} + \frac{1}{2} 1.3 \times 10^{-12} \times 4.705 \right\} = -4.13 \times 10^{-10} f \xrightarrow{1kHz} -4.13 \times 10^{-7}$$



Doppino Sbilanciato

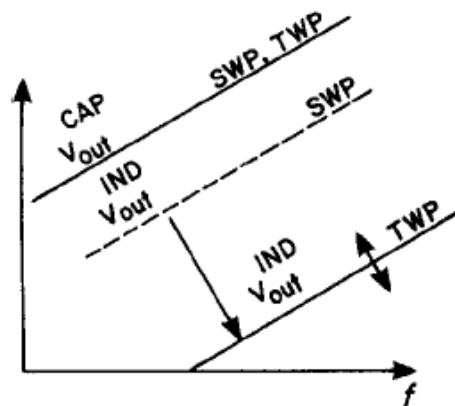
Per $1k\Omega$ domina l'accoppiamento capacitivo che è molto simile in tutti e tre i casi...



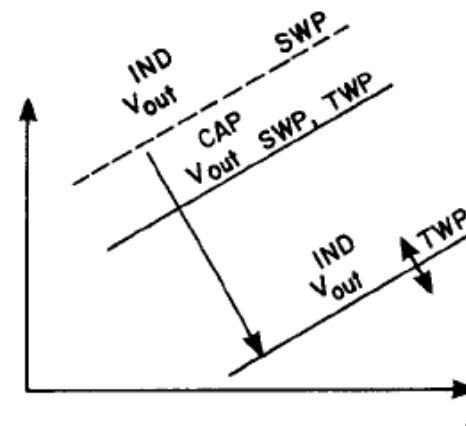


Doppino Sbilanciato

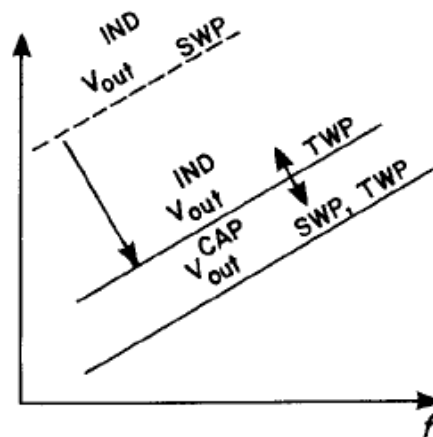
Teoricamente



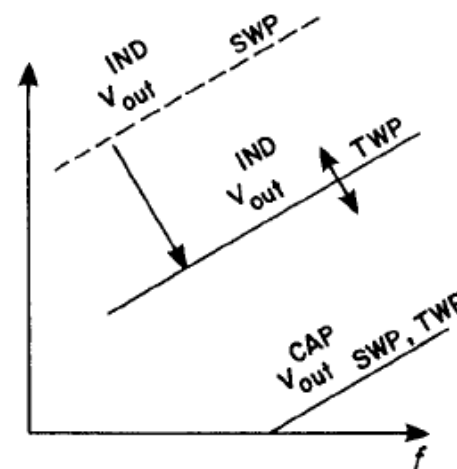
$R = 1 \text{ k}\Omega$



$R = 50 \Omega$



$R = 3 \Omega$



$R = 1 \Omega$



Doppino Sbilanciato

Ma allora per impedenze molto basse il risultato dovrebbe essere estremamente sensibile al numero di mezzi giri!

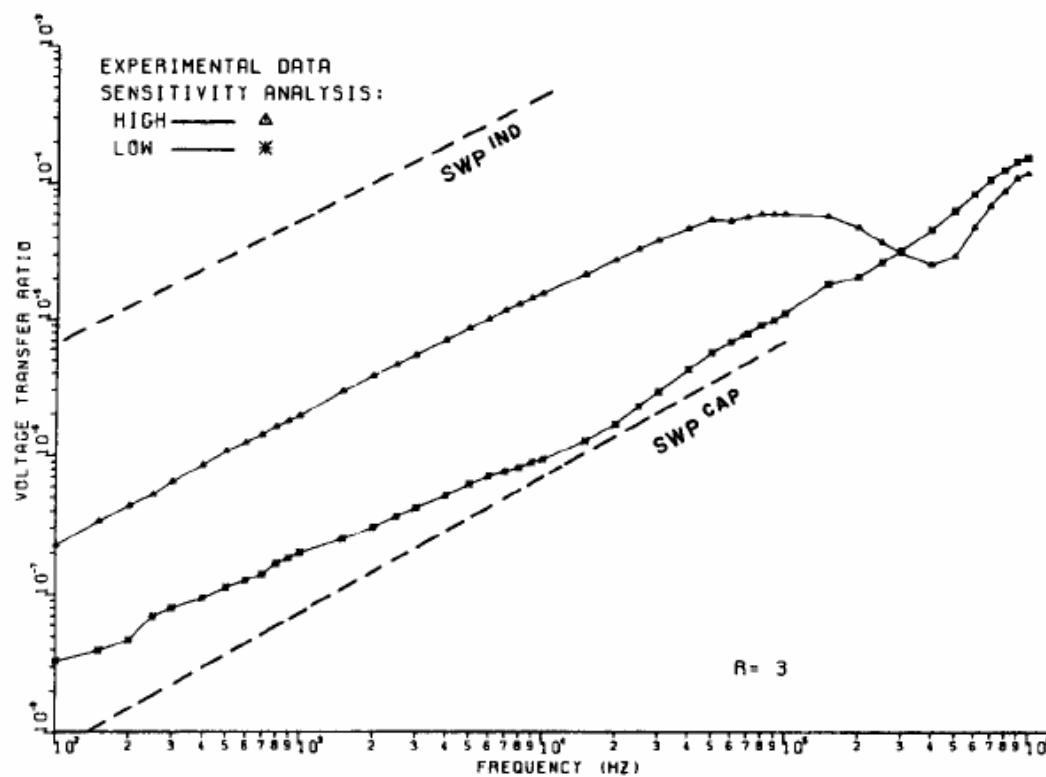
Infatti se il numero di mezzi giri è dispari l'accoppiamento induttivo residuo domina ancora sul capacitivo

Se il numero di mezzi giri è pari l'accoppiamento induttivo scompare!



Doppino Sbilanciato

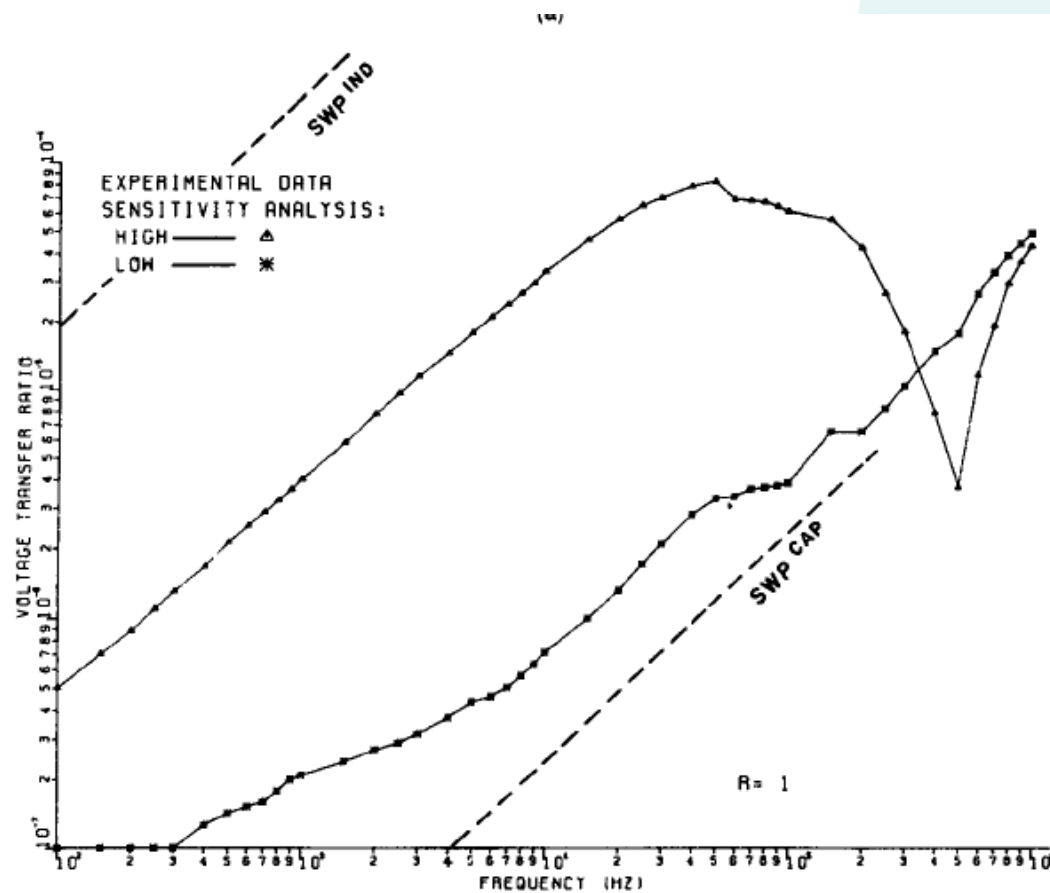
3Ω





Doppino Sbilanciato

1Ω





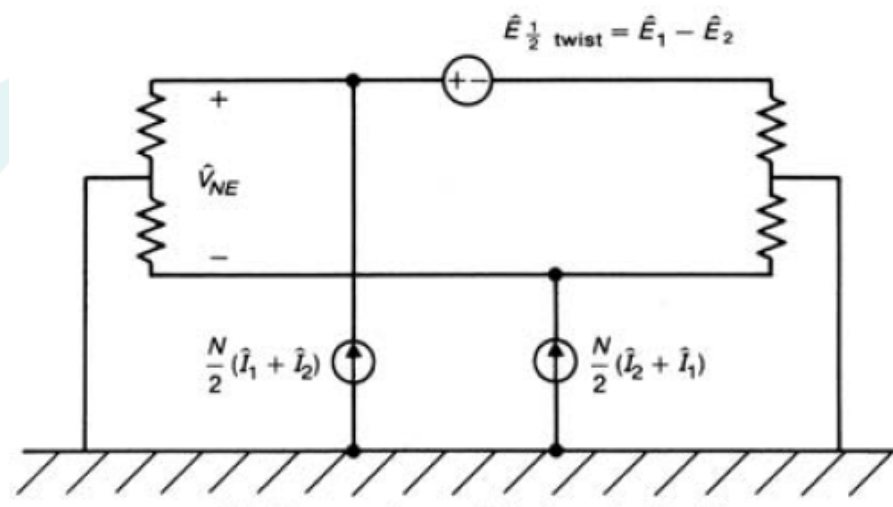
Doppino Sbilanciato

Siccome non è possibile tenere sotto controllo il numero di mezzi giri si può solo affermare che

Per valori di impedenza molto bassa la predizione del crosstalk non può essere accurata



Doppino Bilanciato



L'accoppiamento capacitivo ha invece ora una differenza essenziale!

Le correnti su uno dei due fili non sono più cortocircuitate verso massa, ma fluiscono in direzione *opposta* rispetto a quelle indotte sull'altro filo sulle resistenze di near e far end!

Quindi scompare l'accoppiamento capacitivo a prescindere dal numero di mezzi giri.



Doppino Bilanciato

In formule

$$\frac{V_{NE}}{V_S} = \underbrace{\frac{R_{NE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega(L_{m1} - L_{m2})l_{HT}}_{\text{Accoppiamento induttivo}} \frac{1}{R_S + R_L}$$

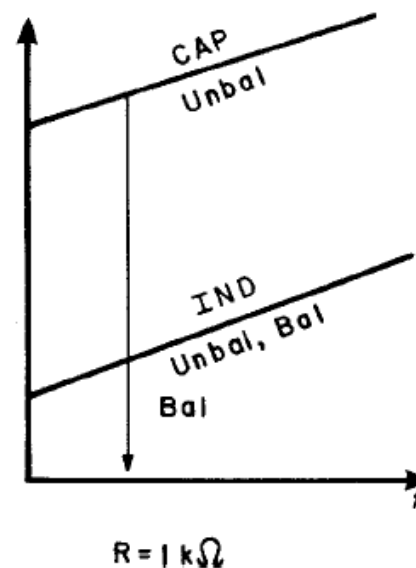
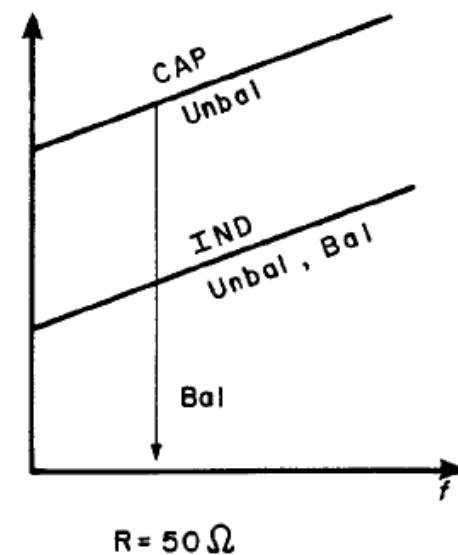
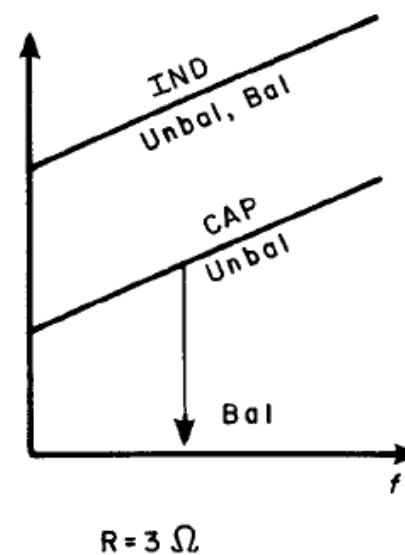
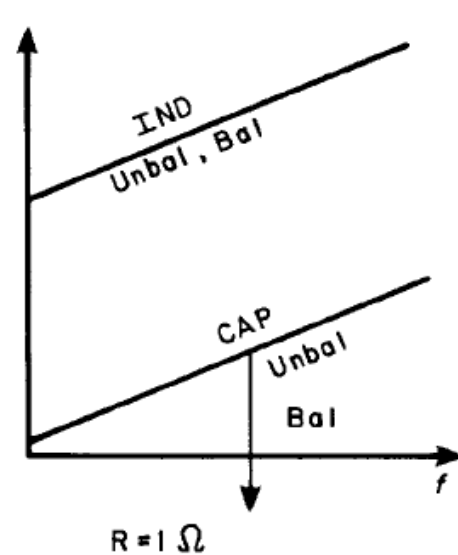
comprende al più solo un mezzo twist

$$\frac{V_{FE}}{V_S} = - \underbrace{\frac{R_{FE}}{R_{NE} + R_{FE}} j\omega(L_{m1} - L_{m2})l_{HT}}_{\text{Accoppiamento induttivo}} \frac{1}{R_S + R_L}$$

comprende al più solo un mezzo twist



Doppino Bilanciato





Doppino Sbilanciato

L'accoppiamento è dunque dominato dall'induttivo che, come mostrato, è estremamente sensibile al carico e al numero esatto di mezzi giri...

Per valori di impedenza molto bassa la predizione del crosstalk della linea bilanciata non può essere accurata

Questo su un vasto range di valori per le terminazioni, visto che non vi è più dominanza di accoppiamento capacitivo in alcun caso