

Laboratorio di compatibilità elettromagnetica **Modelli per l'emissione e l'immunità radiata**



Antonio Maffucci

D.A.E.I.M.I.
Università degli Studi di Cassino

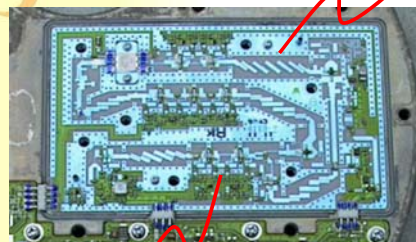
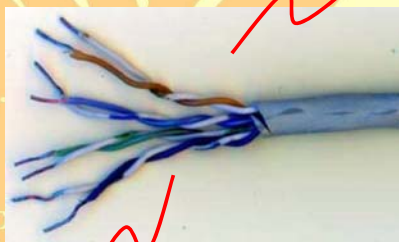
maffucci@unicas.it



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Emissioni radiate

Obiettivo: Controllo di una sorgente **non intenzionale** di campi elettromagnetici radiati



Problema: caratterizzare la sua **capacità** di trasmissione di campi elettromagnetici radiati

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Suscettività radiata

Obiettivo: Controllo del disturbo indotto sugli apparati da sorgenti **intenzionali** di campi elettromagnetici radiati

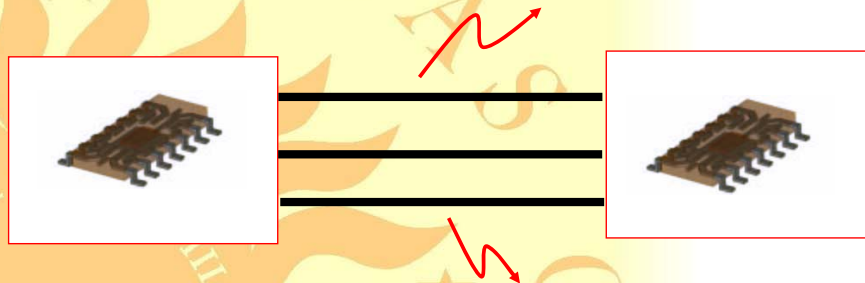


Problema: caratterizzare le **sorgenti** e l'**accoppiamento** con i circuiti

Modelli per l'emissione radiata



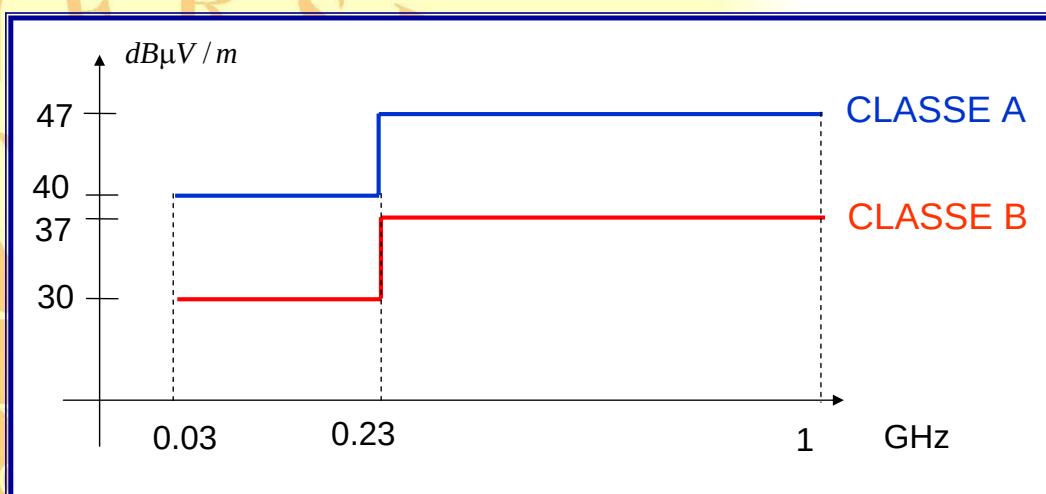
Emissione irradiata: il problema delle interconnessioni elettriche



la principale fonte non intenzionale di emissione irradiata è costituita dai collegamenti elettrici non schermati

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Emissione irradiate: campo limite a 10m



Le emissioni irradiate si misurano in zona lontana in assenza di riflessioni (camera anecoica)

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Emissione irradiate:

zona lontana:

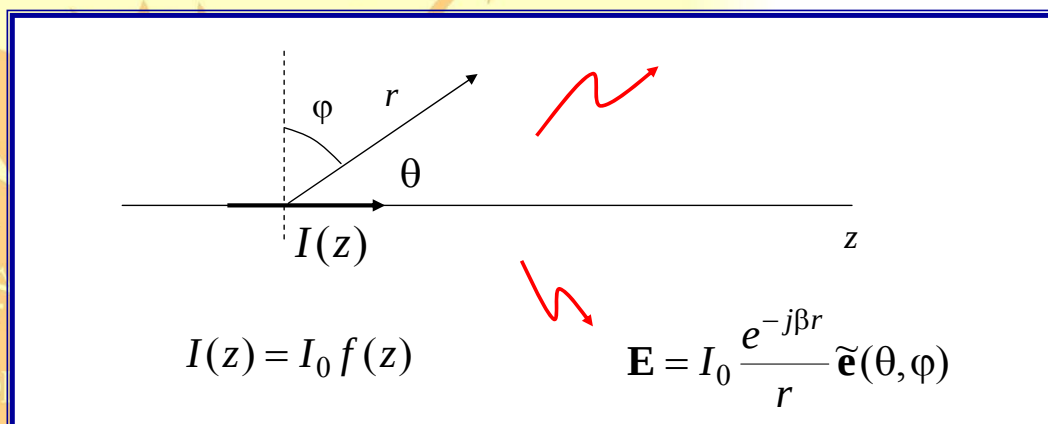
misure riproducibili (codificate dalla normativa)
modelli semplificati

zona vicina:

misure non riproducibili
simulazione full-wave

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

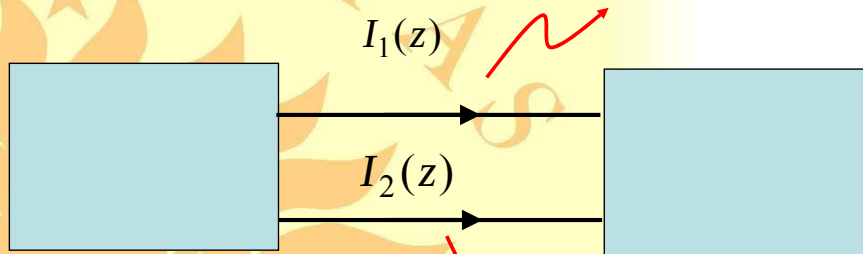
Emissione in zona lontana di un conduttore percorso da corrente



È fondamentale la conoscenza accurata della distribuzione di corrente lungo il conduttore

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modelli per l'emissione di una coppia di correnti in zona lontana

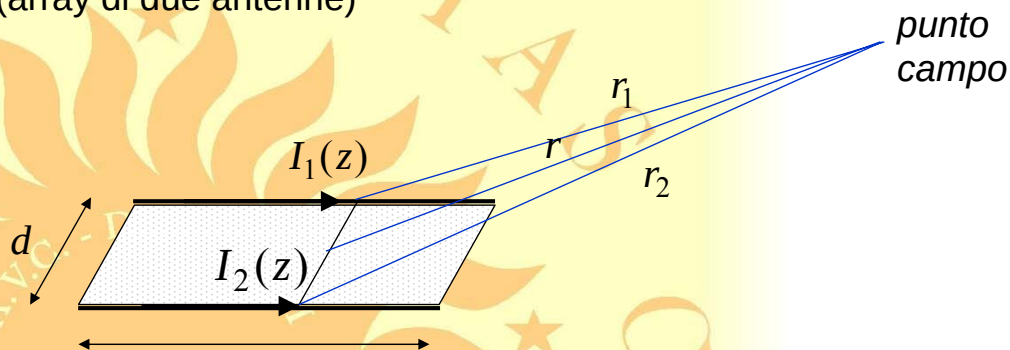


$$I_1(z) = I_2(z) \quad \text{modo comune}$$

$$I_1(z) = -I_2(z) \quad \text{modo differenziale}$$

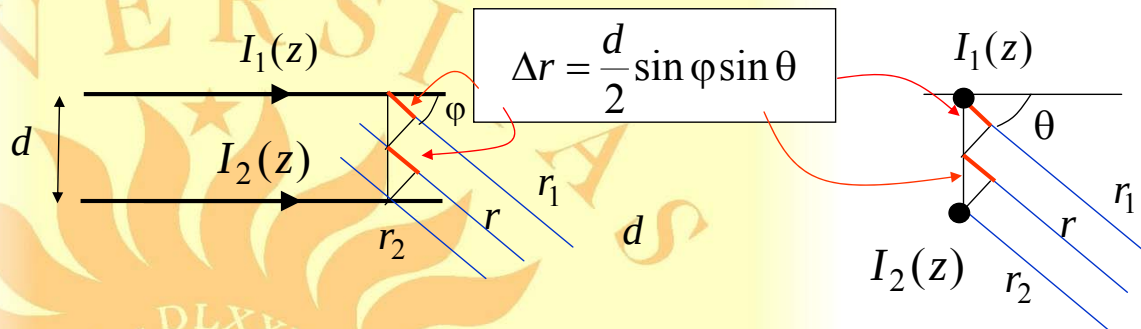
Emissione di una coppia di correnti

Il campo si può valutare come sovrapposizione degli effetti (array di due antenne)



$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \varphi) \left[I_{01} \frac{e^{-j\beta r_1}}{r_1} + I_{02} \frac{e^{-j\beta r_2}}{r_2} \right]$$

approssimazioni in campo lontano

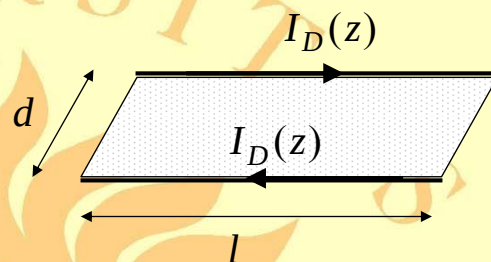


modulo del campo $r_1 \cong r_2 \cong r$

fase del campo $r_1 \cong r + \Delta r, \quad r_2 \cong r - \Delta r$

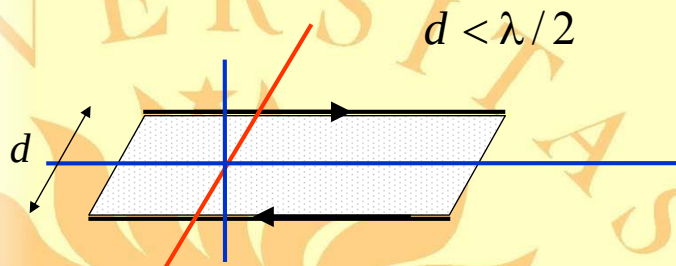
$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \phi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} [I_{01} e^{-j\beta \Delta r} + I_{02} e^{j\beta \Delta r}]$$

Correnti di modo differenziale



$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \phi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} I_{D0} [e^{-j\beta \Delta r} - e^{j\beta \Delta r}] = -2j \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \phi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} I_{D0} \sin(\beta \Delta r)$$

Correnti di modo differenziale



— campo minimo

$$\theta = 0 \text{ o } \varphi = 0$$

— campo massimo

$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ e } \varphi = \frac{\pi}{2}$$

campo massimo:

$$\mathbf{E}_{\max} = \mathbf{E}\left(r, \theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = \frac{\pi}{2}\right) = -2j\tilde{\mathbf{e}}\left(\theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = \frac{\pi}{2}\right) I_{D0} \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

Correnti di modo differenziale



campo massimo

$$\mathbf{E}_{\max} = -2j\tilde{\mathbf{e}}\left(\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right) I_{D0} \sin\left(\frac{\pi d}{\lambda}\right) \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

è cruciale la **lunghezza elettrica trasversa** della linea:

$$\frac{d}{\lambda} \approx 0 \Rightarrow \mathbf{E}_{\max} \approx 0$$

nessuna emissione

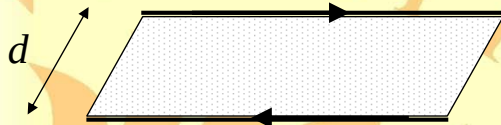
$$\frac{d}{\lambda} \ll 1 \Rightarrow \mathbf{E}_{\max} \approx 2j\tilde{\mathbf{e}} I_{D0} \pi \frac{d}{\lambda} \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

emissione involontaria
(emissione irradiata)

$$\frac{d}{\lambda} \approx \frac{1}{2} \Rightarrow \mathbf{E}_{\max} \approx 2j\tilde{\mathbf{e}} I_{D0} \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

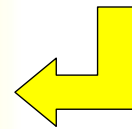
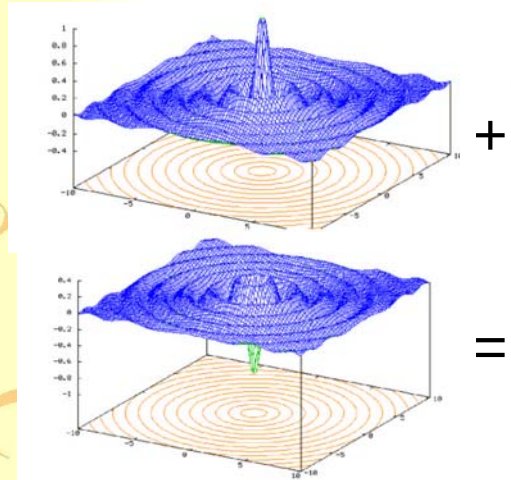
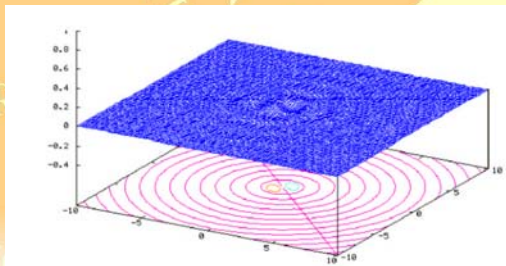
emissione volontaria
(antenna)

Emissione al variare del rapporto d/λ

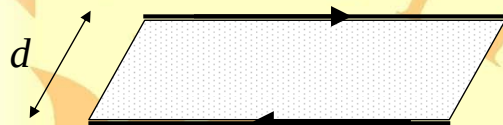


 $d = 1 \text{ cm}, \lambda = 1 \text{ m} \Rightarrow f = 300 \text{ MHz}$

 $\frac{d}{\lambda} = 0.01$

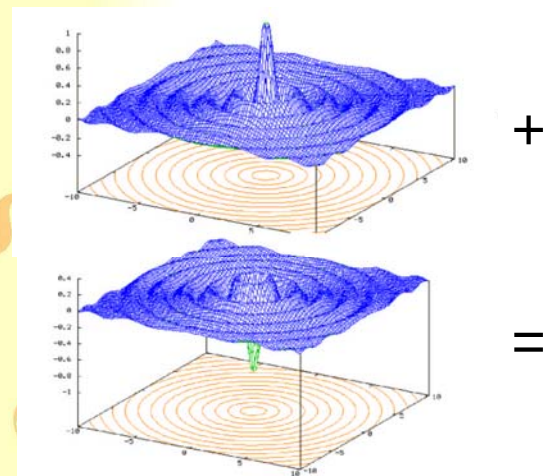
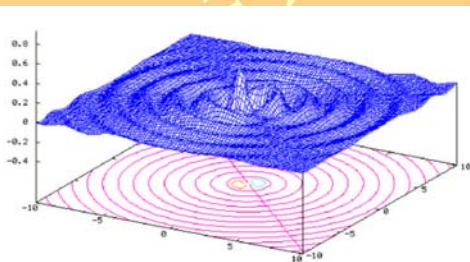


Emissione al variare del rapporto d/λ

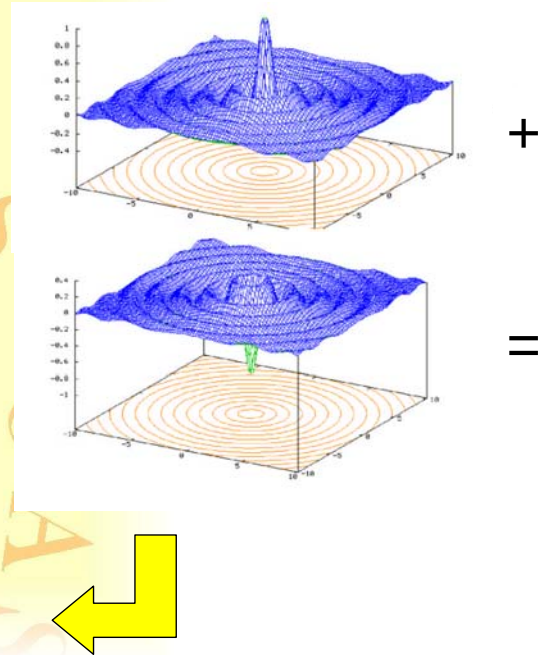
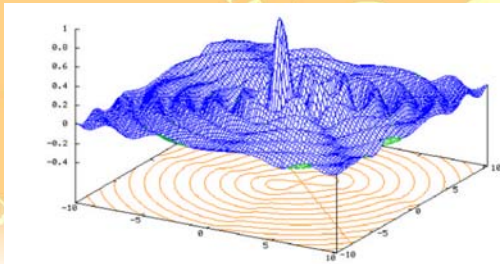
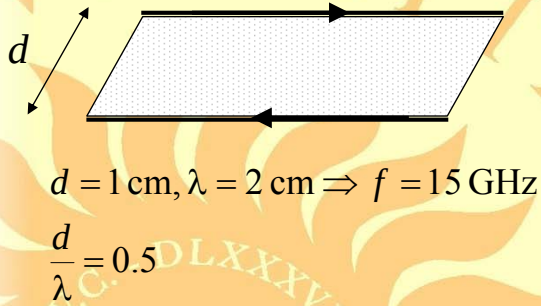


 $d = 1 \text{ cm}, \lambda = 10 \text{ cm} \Rightarrow f = 3 \text{ GHz}$

 $\frac{d}{\lambda} = 0.1$

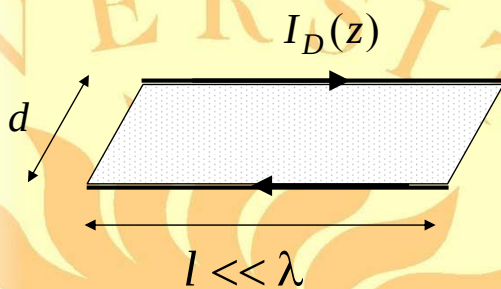


Emissione al variare del rapporto d/λ



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modo differenziale: modello per linee corte



$$I_D(z) \approx I_{D0} = \text{costante}$$

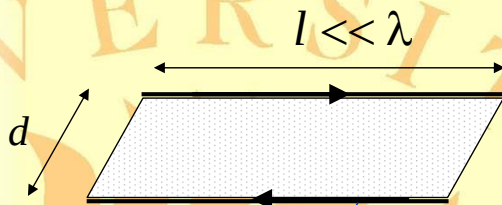
$$E_{\max} = \frac{\zeta \pi}{v^2} l d I_{D0} f^2 \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

nel vuoto:

$$E_{\max} = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_{D0}| f^2 l d}{r}$$

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modo differenziale: modello per linee corte



$$E_{\max} = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_{D0}| f^2 l d}{r}$$

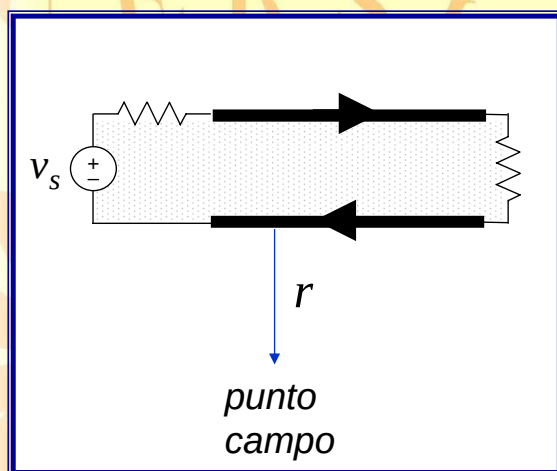
$E_{\max}$ direttamente **proporzionale** a:

- corrente
- quadrato della frequenza
- area del circuito

$E_{\max}$ inversamente **proporzionale** a:

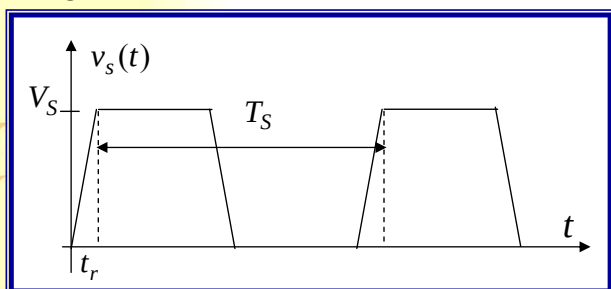
- distanza

Modo differenziale: esempio

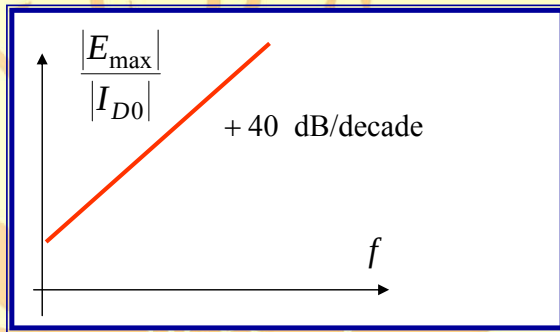


$$E_{\max} = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_{D0}| f^2 l d}{r}$$

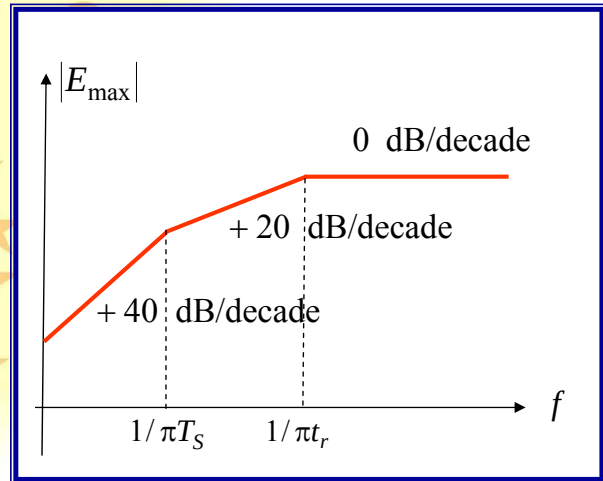
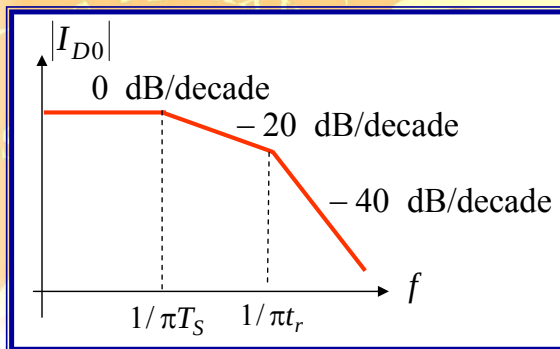
segnale di clock



Modo differenziale: esempio

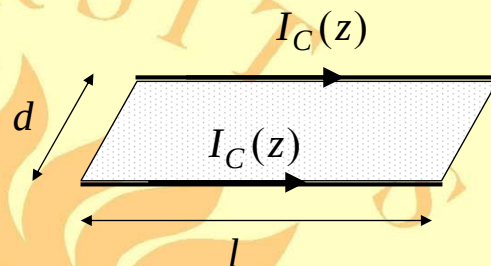


$$E_{\max} = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_{D0}| f^2 l d}{r}$$



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

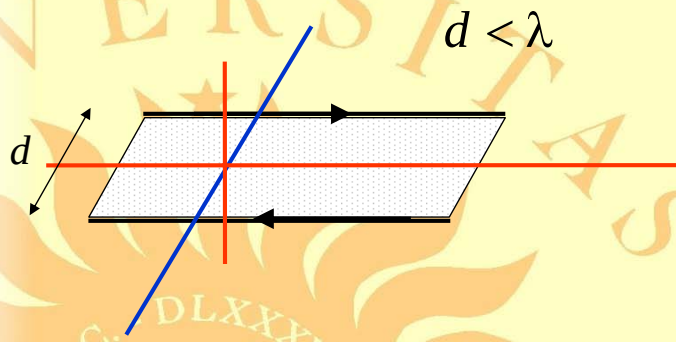
Correnti di modo comune



$$\mathbf{E} = \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} I_{C0} \left[e^{-j\beta \Delta r} + e^{j\beta \Delta r} \right] = 2 \tilde{\mathbf{e}}(\theta, \varphi) \frac{e^{-j\beta r}}{r} I_{C0} \cos(\beta \Delta r)$$

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Correnti di modo comune



— campo minimo

$$\theta = \frac{\pi}{2} \text{ e } \varphi = \frac{\pi}{2}$$

— campo massimo

$$\theta = 0 \text{ o } \varphi = 0$$

campo massimo:

$$\mathbf{E}_{\max} = \mathbf{E}\left(r, \theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = 0\right) = 2\tilde{\mathbf{e}}\left(\theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = 0\right) I_{C0} \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

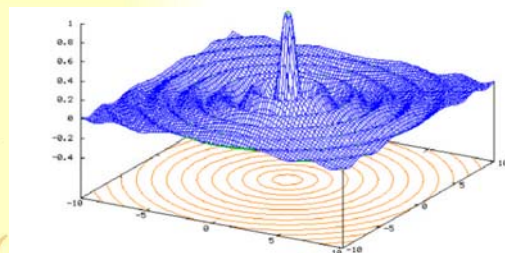
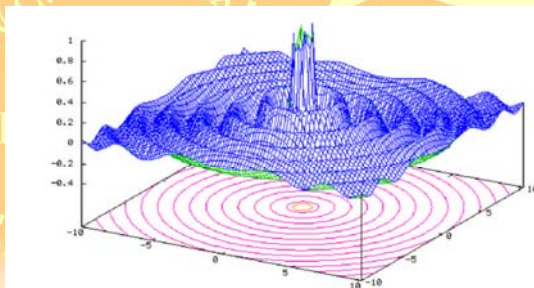
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Emissione di modo comune

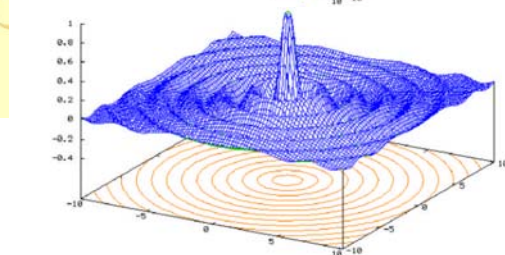


$$d = 1 \text{ cm}, \lambda = 1 \text{ m} \Rightarrow f = 300 \text{ MHz}$$

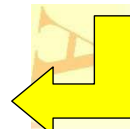
$$\frac{d}{\lambda} = 0.01$$



+



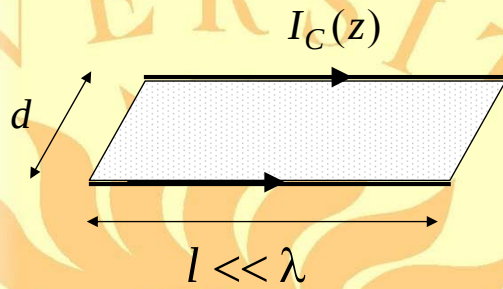
=



è significativa anche
per bassi valori di d/λ

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modo comune: modello per linee corte



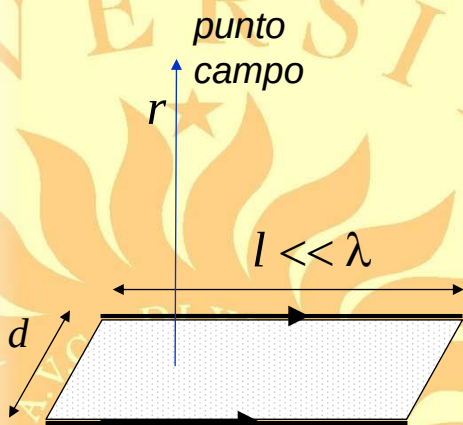
$$I_C(z) \approx I_{C0} = \text{costante}$$

$$E_{\max} = \zeta \frac{l}{v} I_{C0} f \frac{e^{-i\beta r}}{r}$$

nel vuoto:

$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| fl}{r}$$

Modo comune: modello per linee corte



$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| fl}{r}$$

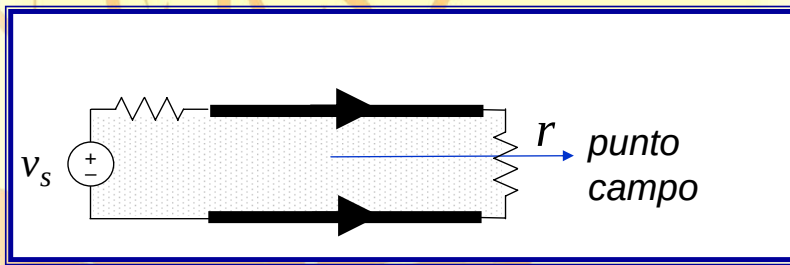
$E_{\max}$ direttamente **proporzionale** a:

- corrente
- frequenza
- lunghezza del circuito

$E_{\max}$ inversamente **proporzionale** a:

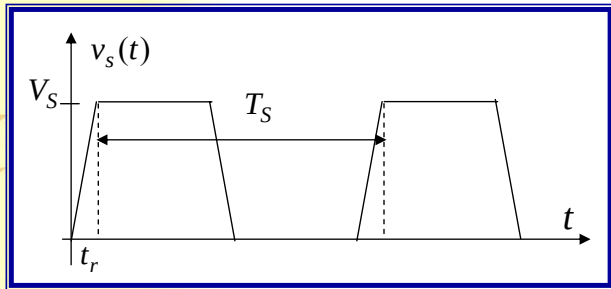
- distanza

Modo comune: esempio



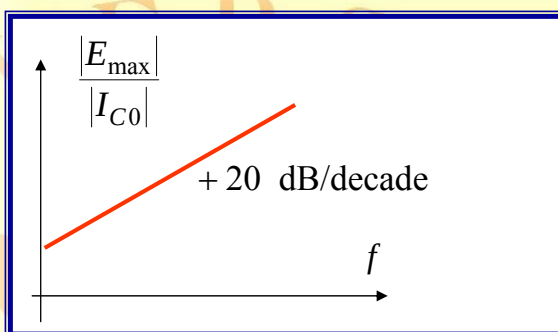
segnale di clock

$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| fl}{r}$$



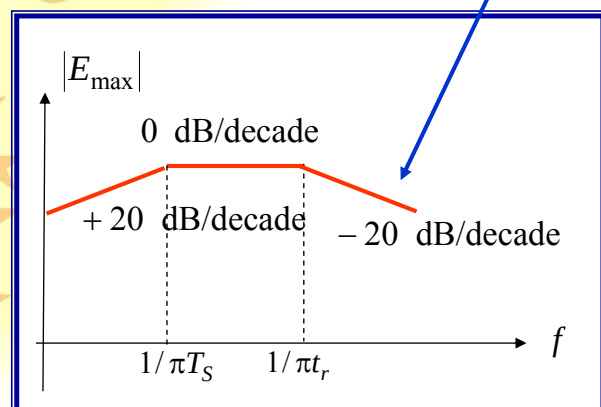
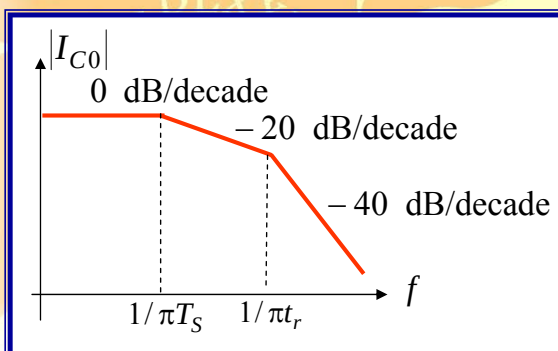
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modo comune : esempio



$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| fl}{r}$$

buon comportamento
ad alta frequenza



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modo comune e modo differenziale

Il modo **comune** dipende da:

- frequenza
- lunghezza del circuito

$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| fl}{r}$$

Il modo **differenziale** dipende da:

- quadrato della frequenza
- area del circuito

$$E_{\max} = 1.316 \cdot 10^{-14} \frac{|I_{D0}| f^2 ld}{r}$$

anche se le correnti di modo comune non sono correnti di funzionamento, possono produrre emissioni non trascurabili

Modo comune e modo differenziale: esempio



$l = 1 \text{ m}, d = 1.27 \text{ mm}$
 $f = 30 \text{ MHz}, r = 3 \text{ m}$ **Caso 1**

$$E_{\max} = 100 \text{ } \mu\text{V/m}$$



$$I_D = 20 \text{ mA}, I_C = 8 \text{ } \mu\text{A}$$

$l = 1 \text{ cm}, d = 1.27 \text{ mm}$
 $f = 300 \text{ MHz}, r = 3 \text{ m}$ **Caso 2**

$$E_{\max} = 100 \text{ } \mu\text{V/m}$$



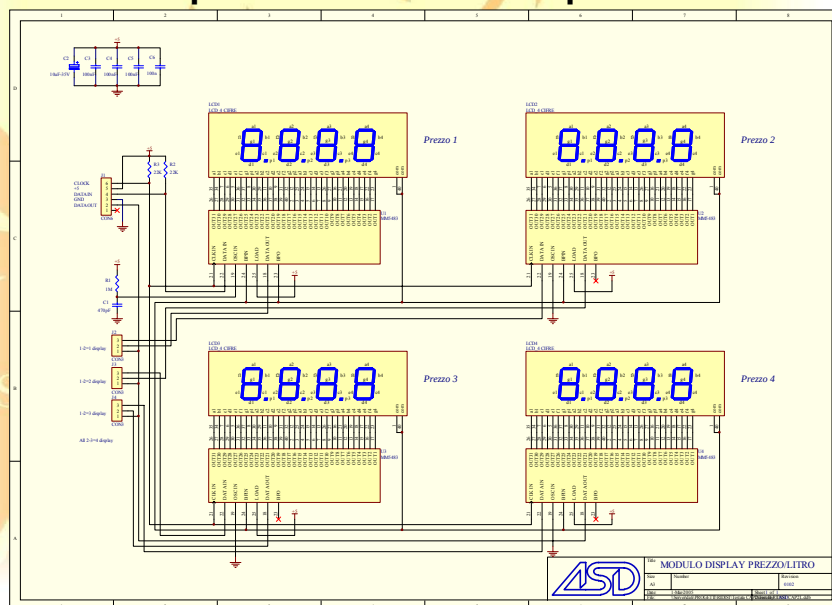
$$I_D = 20 \text{ mA}, I_C = 80 \text{ } \mu\text{A}$$

Un problema di emissione radiata: emissione di modo comune da una scheda elettronica di controllo

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Definizione del problema

L'emissione radiata da una scheda di controllo per distributore di benzina **superava i limiti alla frequenza di 32 MHz**

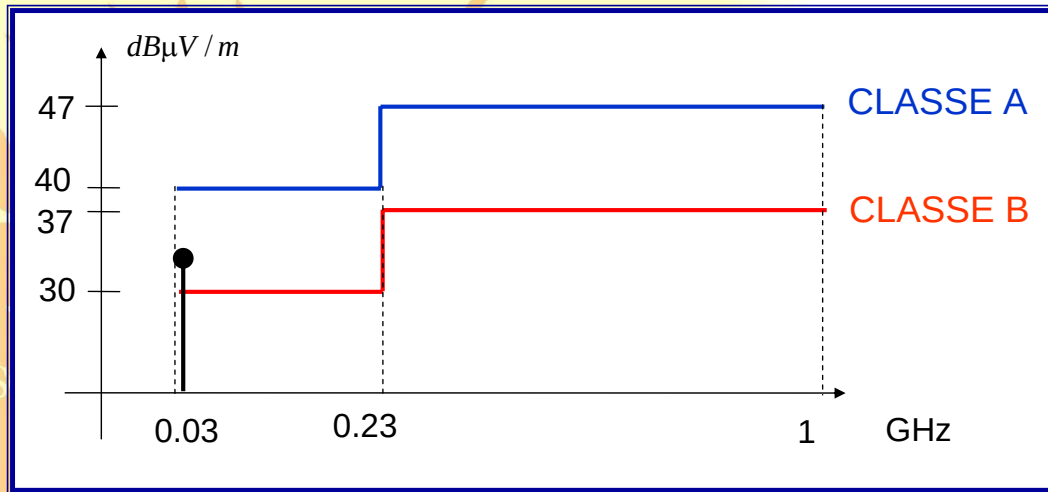


gentile
concessione
ASD s.a.s.

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Definizione del problema

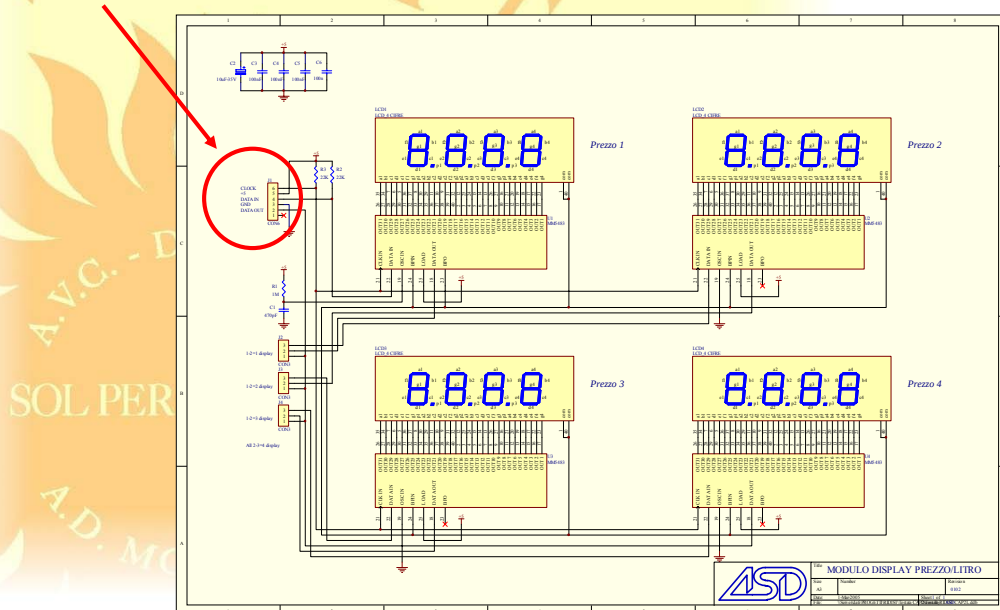
Campo elettrico a 10 m a 32 MHz: $\approx 34 \text{ dB}\mu\text{V/m}$



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

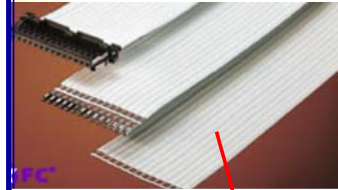
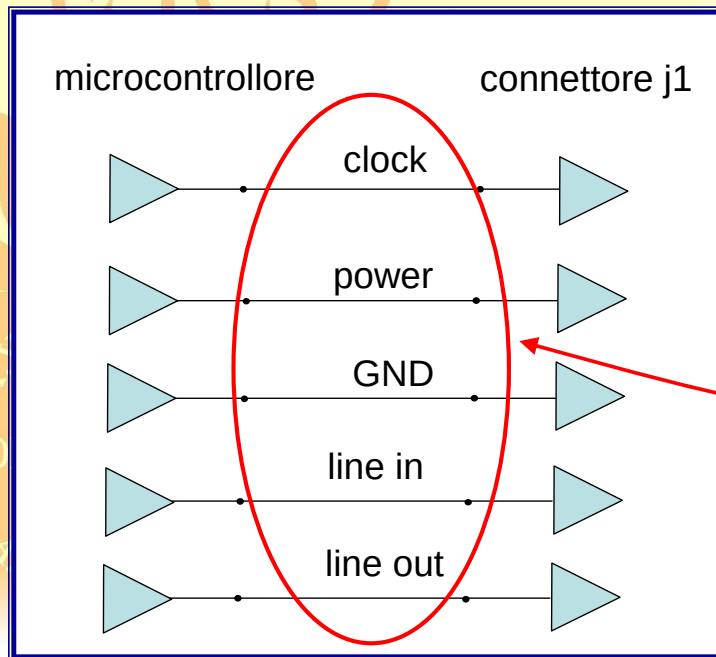
Definizione del problema

Accoppiamento di modo comune in corrispondenza del connettore j1



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

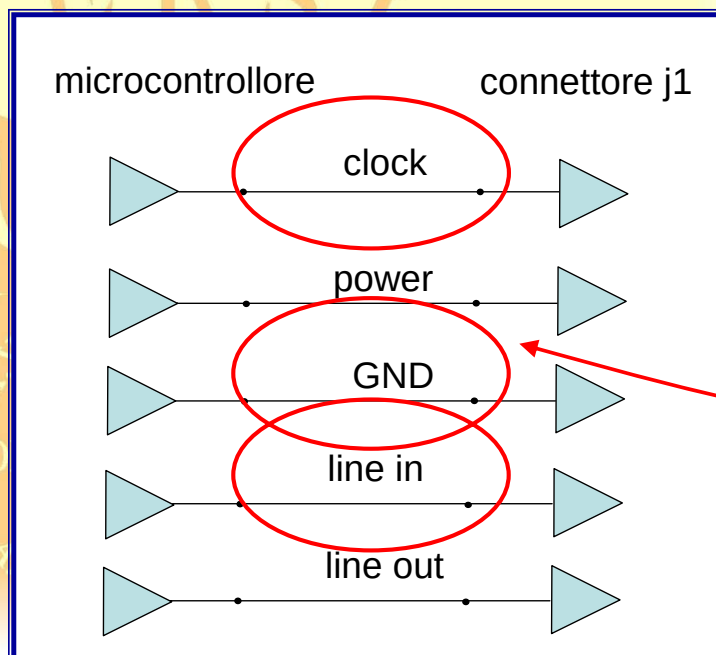
Connessione micro-scheda



cavo flat
(4 cm x 30 cm)

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

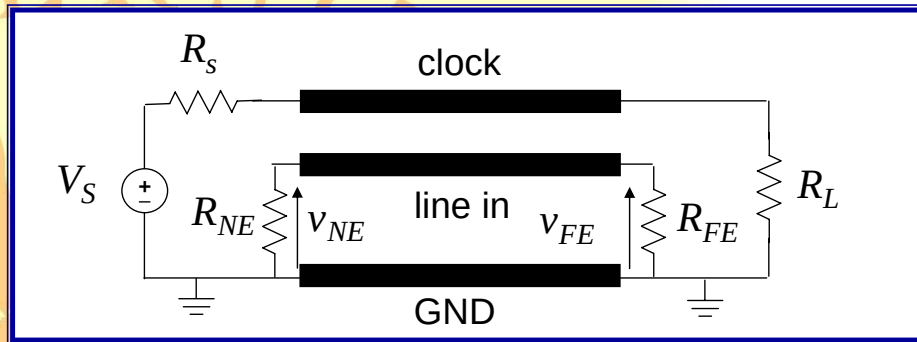
Connessione micro-scheda



l'accoppiamento riguardava la IV armonica del clock a 8 MHz (32 MHz), la linea dati line-in e il riferimento GND

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modello semplificato

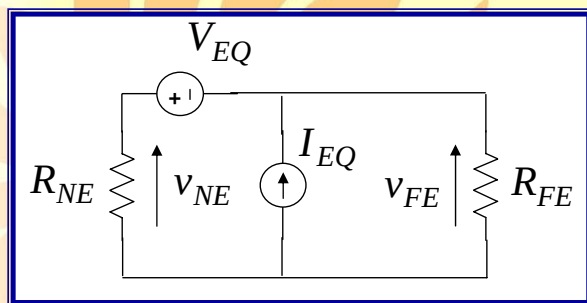


stimiamo la diafonia nel caso di linea adattata, valutiamo la corrente che circola e stimiamo il campo emesso

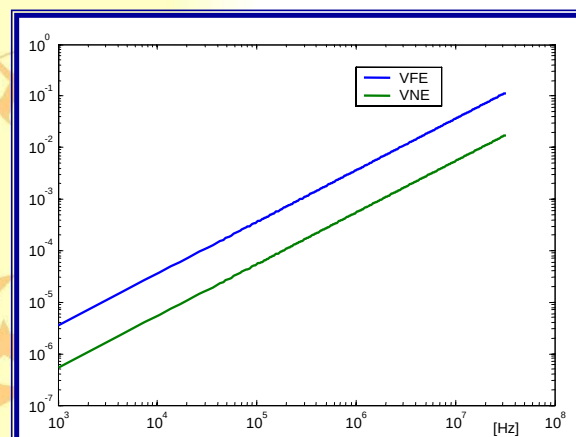
Modello per linee elettricamente corte

$$f = 32 \text{ MHz} \Rightarrow \lambda = 9.375 \text{ m}$$

$$\frac{l}{\lambda} = 0.032$$

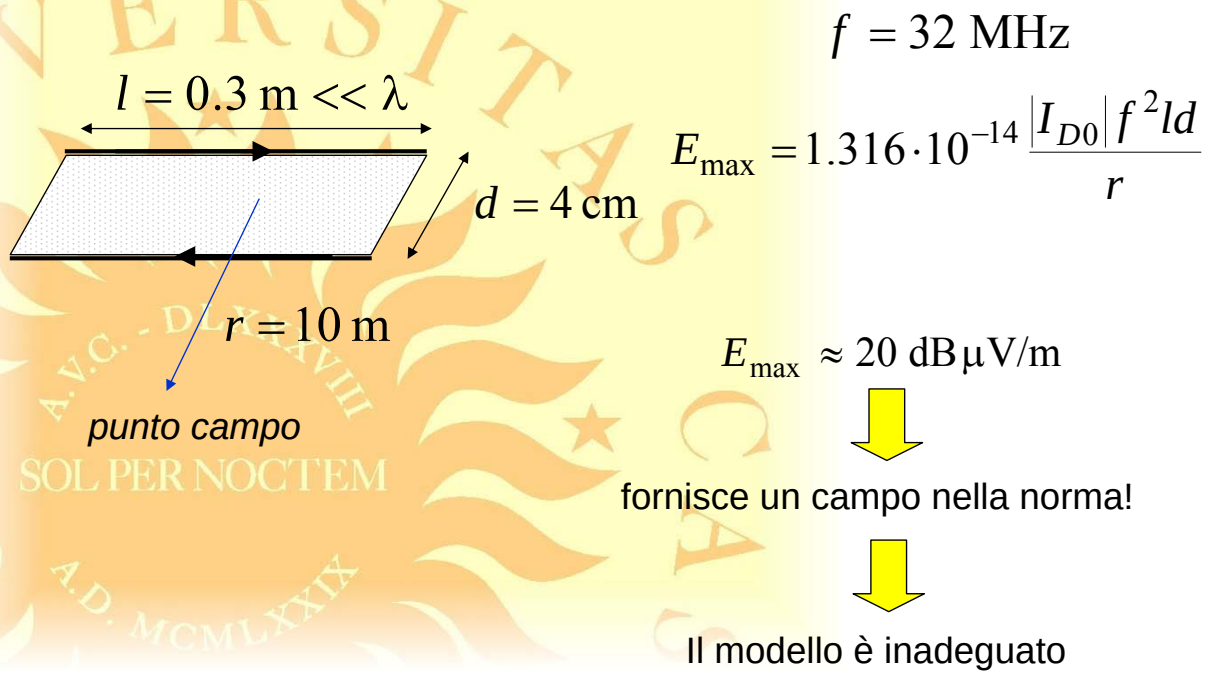


circuito vittima



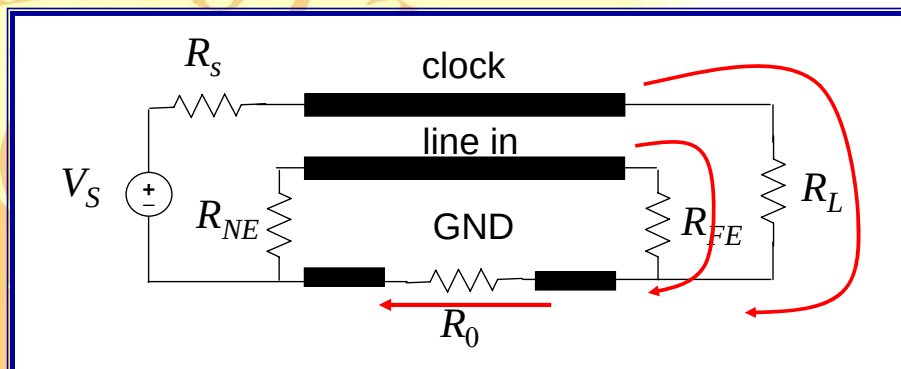
stima delle tensioni di diafonia

Stima dell'emissione radiata (modo diff.)



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Accoppiamento di modo comune

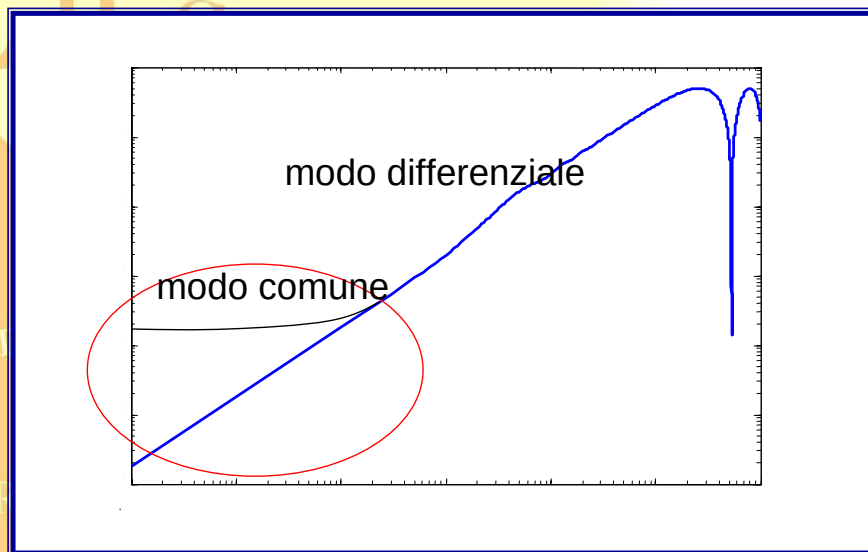


La resistenza del conduttore di ritorno causa una deriva dei riferimenti di massa tra driver e ricevitori

circolazione di una corrente di modo comune

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

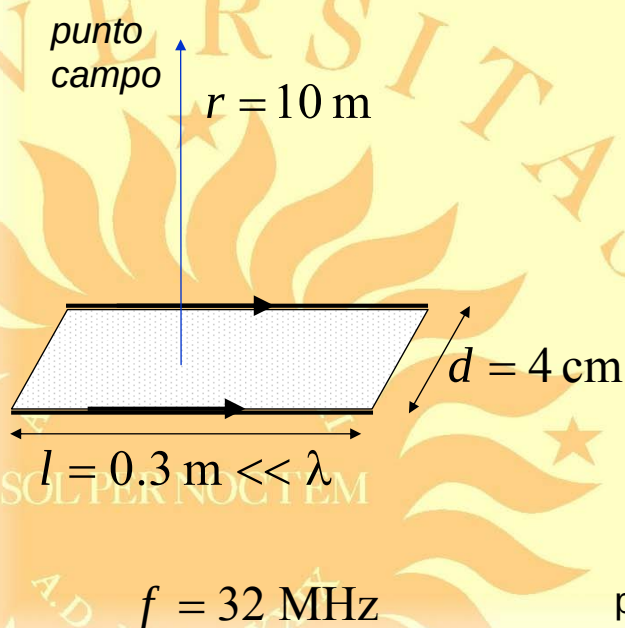
Accoppiamento di modo comune



A bassa frequenza il contributo di modo comune è dominante e costante
Tale contributo non è predicibile col modello a linea

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Stima dell'emissione radiata (modo comune)



stimata nel limite
quasi-stazionario

$$E_{\max} = 1.257 \cdot 10^{-6} \frac{|I_{C0}| f l}{r}$$

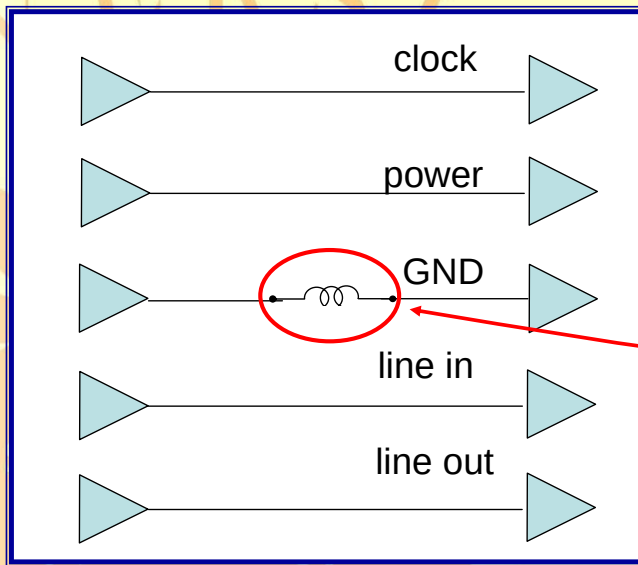
$$E_{\max} \approx 40 \text{ dB}\mu\text{V/m}$$



predice la violazione della norma

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

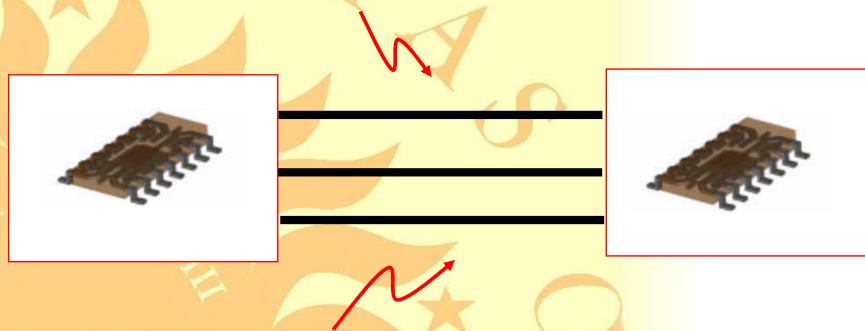
Riduzione della componente di modo comune



introduzione di induttori
che bloccano il modo
comune a bassa
frequenza (ferriti)

Modelli per la suscettività radiata

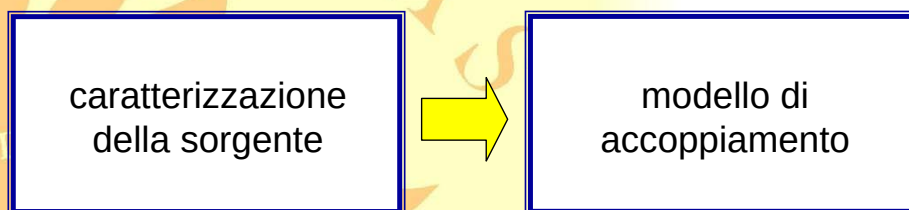
Suscettività irradiata



I conduttori di collegamento si accoppiano con un campo esterno provocando **sovratensioni** e **sovracorrenti** sui componenti

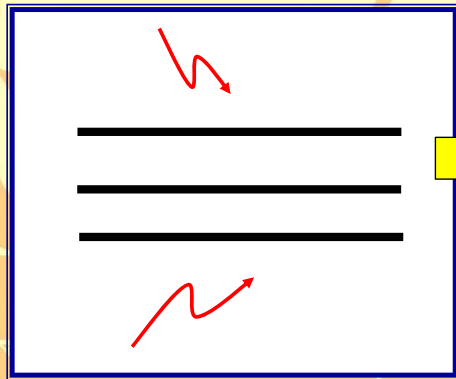
Definizione del problema

2 sotto-problemi:

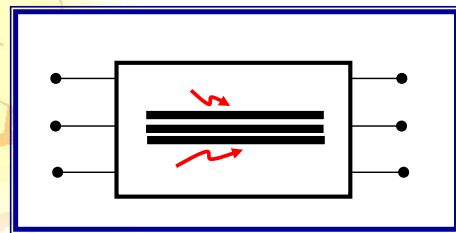


possono presentare lo stesso ordine di difficoltà!

Modello distribuito (conduttori elettricamente lunghi)



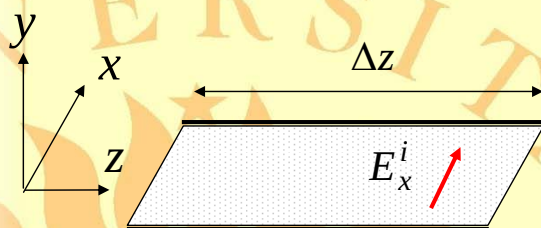
$$\begin{aligned} -\frac{dV(z, \omega)}{dz} &= \underline{Z}(z, \omega)\mathbf{I}(z, \omega) + \mathbf{V}'_{eq}(z, \omega) \\ -\frac{d\mathbf{I}(z, \omega)}{dz} &= \underline{Y}(z, \omega)V(z, \omega) + \mathbf{I}'_{eq}(z, \omega) \end{aligned}$$



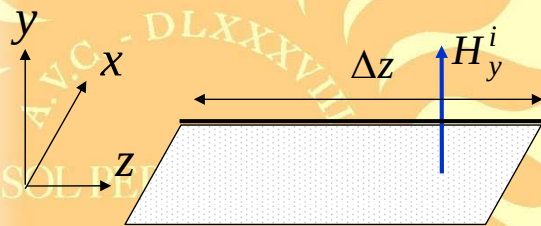
SOL PER NOCTEM

Il sistema campo-conduttori si modella con Equazioni dei Telegrafisti in cui compaiono due forzamenti noti

Modello distribuito: sorgenti equivalenti



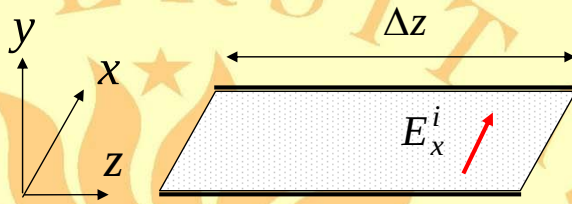
la componente di E trasversale all'asse dei fili induce una corrente $I'_{eq}(z, \omega)$ (di spostamento) tra i fili



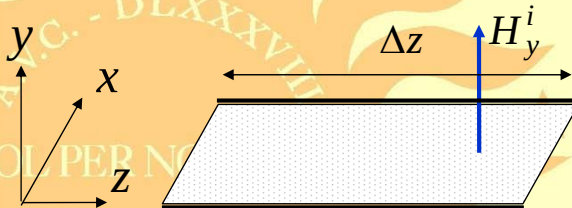
la componente di H ortogonale al piano induce una tensione $V'_{eq}(z, \omega)$ nei fili per la legge di Faraday

Il campo è quello **incidente**, cioè calcolato in **assenza** di linea

Modello distribuito: sorgenti equivalenti



$$I'_{eq}(z, \omega) = j\omega C \int_0^d E_x dx$$

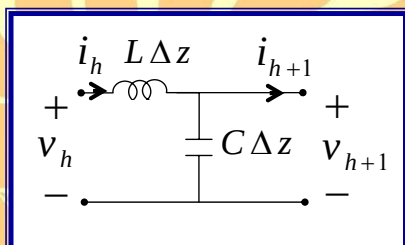


$$V'_{eq}(z, \omega) = j\omega\mu \int_0^d H_y dx$$

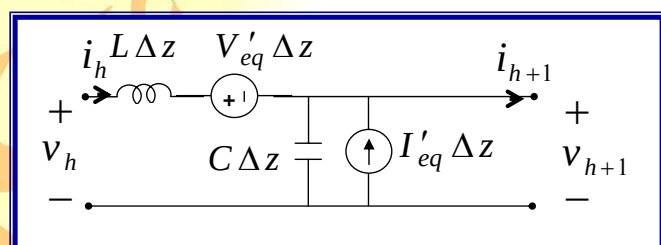
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modello distribuito: cella elementare

assenza di campo esterno



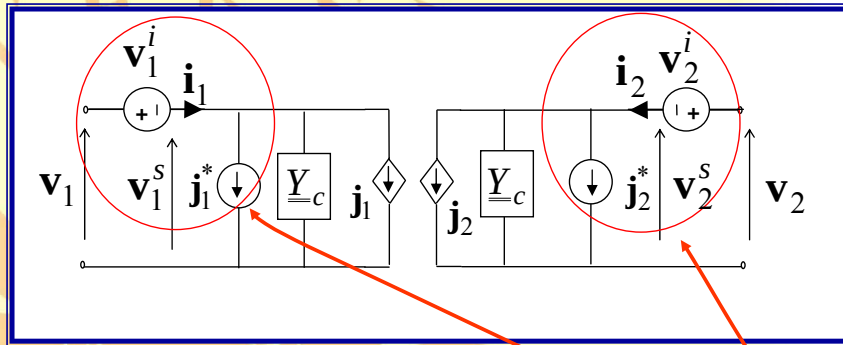
presenza di campo esterno



segmentazione: il sistema può essere modellato con una cascata di celle elementari

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Circuito equivalente nel tempo

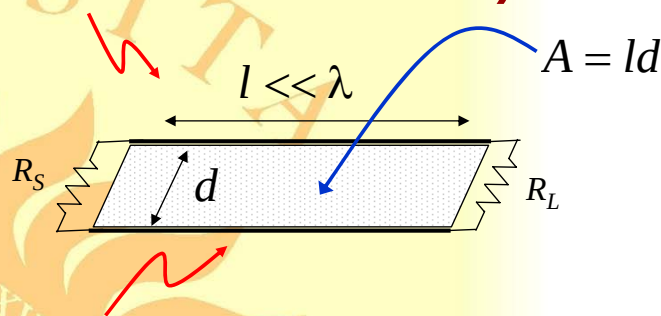


le sorgenti esterne
possono essere
portate in conto
alle estremità
attraverso
**generatori
concentrati
equivalenti**

$$\begin{cases} \mathbf{i}_1(t) = \underline{Y}_c(t) * \mathbf{v}_1^s(t) + \mathbf{j}_1(t) + \mathbf{j}_1^*(t) \\ \mathbf{i}_2(t) = \underline{Y}_c(t) * \mathbf{v}_2^s(t) + \mathbf{j}_2(t) + \mathbf{j}_2^*(t) \\ \mathbf{j}_1(t) = \underline{P}(t) * [-2\mathbf{i}_2(t) + \mathbf{j}_2(t) + \mathbf{j}_2^*(t)] \\ \mathbf{j}_2(t) = \underline{P}(t) * [-2\mathbf{i}_1(t) + \mathbf{j}_1(t) + \mathbf{j}_1^*(t)] \end{cases}$$

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modello semplificato (conduttori elettricamente corti)

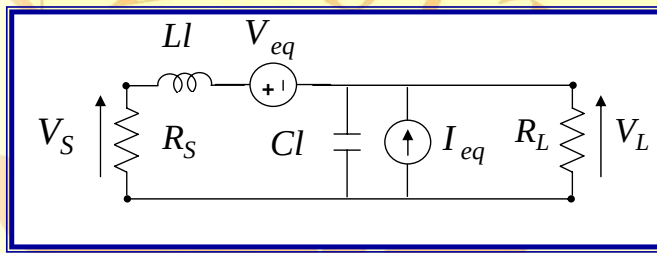


Linee elettricamente corte: $l \ll \lambda \Rightarrow V_{eq} \approx V'_{eq}l, I_{eq} \approx I'_{eq}l$

Linee trasversalmente corte: $d \ll \lambda \Rightarrow V_{eq} \approx -j\omega\mu H_y A$
 $I_{eq} \approx -j\omega C E_x A$

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modello semplificato

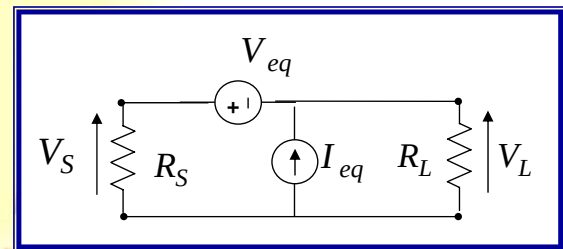


se R_S, R_L sono dello stesso ordine di grandezza di Z_0



$$V_S \approx -\frac{R_S}{R_S + R_L} j\omega \mu H_y A - \frac{R_S R_L}{R_S + R_L} j\omega C E_x A$$

$$V_L \approx \frac{R_L}{R_S + R_L} j\omega \mu H_y A - \frac{R_S R_L}{R_S + R_L} j\omega C E_x A$$



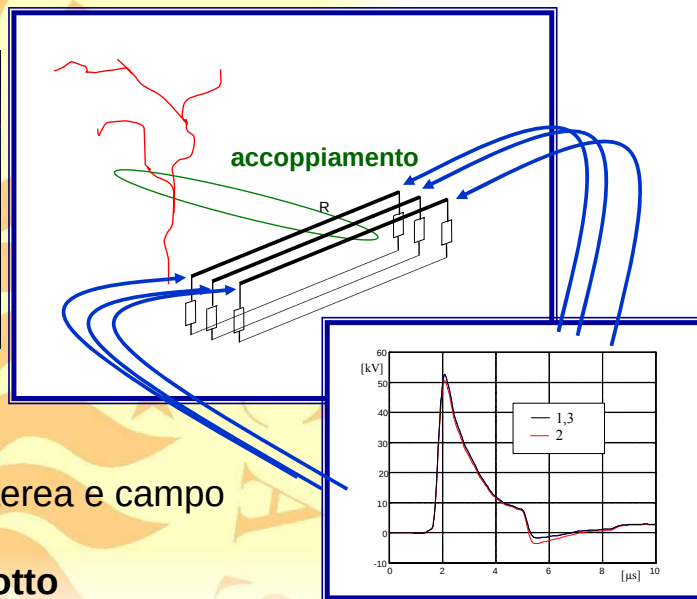
**Un problema di suscettività radiata:
stima delle sovratensioni indotte in
una linea aerea per fulminazione
indiretta**

Il problema delle sovratensioni indotte da fulminazione indiretta



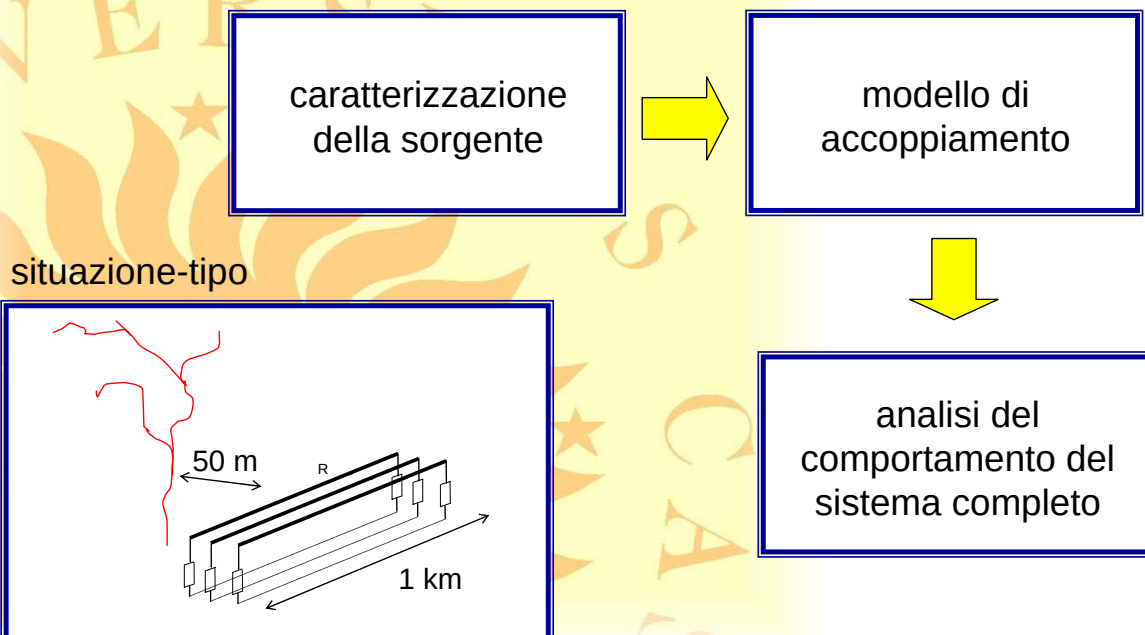
SOL PER NOCTEM

accoppiamento tra linea aerea e campo
prodotto da un fulmine:
disturbo radiato + condotto



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Definizione del problema

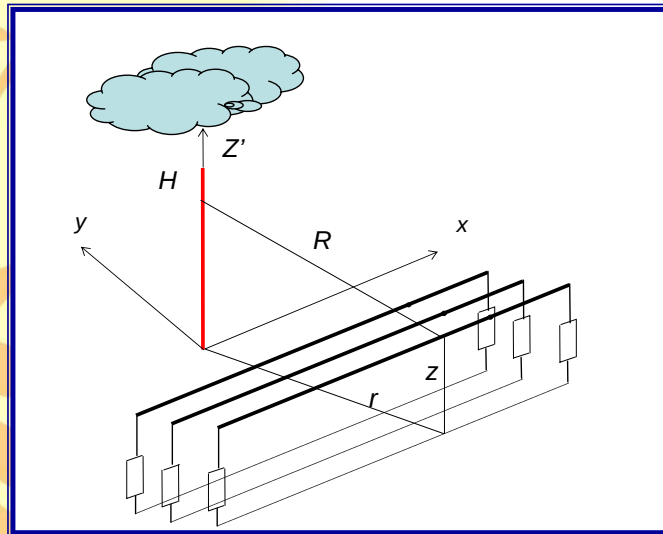


A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Caratterizzazione della sorgente



Il fulmine viene modellato come un'antenna verticale di cui si conosce la distribuzione di corrente



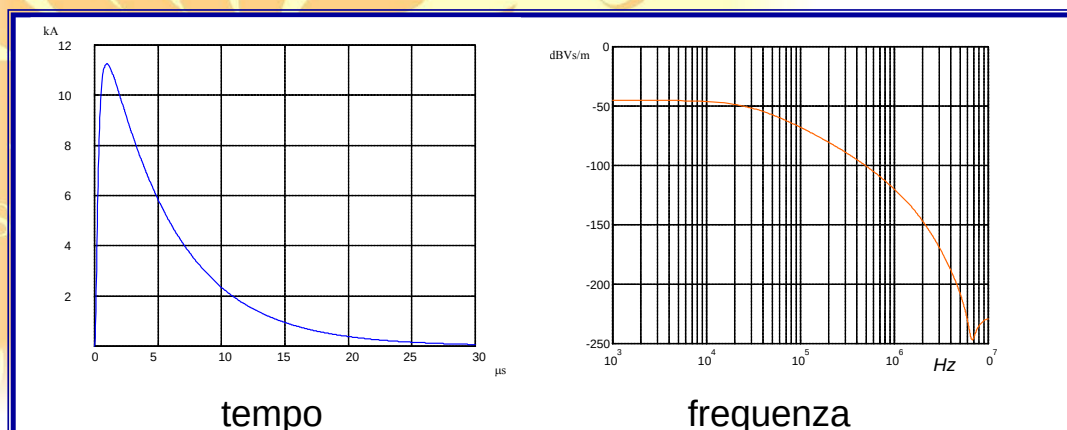
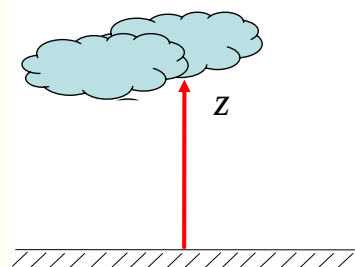
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Caratterizzazione della sorgente

distribuzione della corrente nel canale

$$i(z, t) = \begin{cases} i(0, t - z/v) \exp(-z/\lambda) & z < vt \\ 0 & z > vt \end{cases}$$

distribuzione della corrente alla base



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

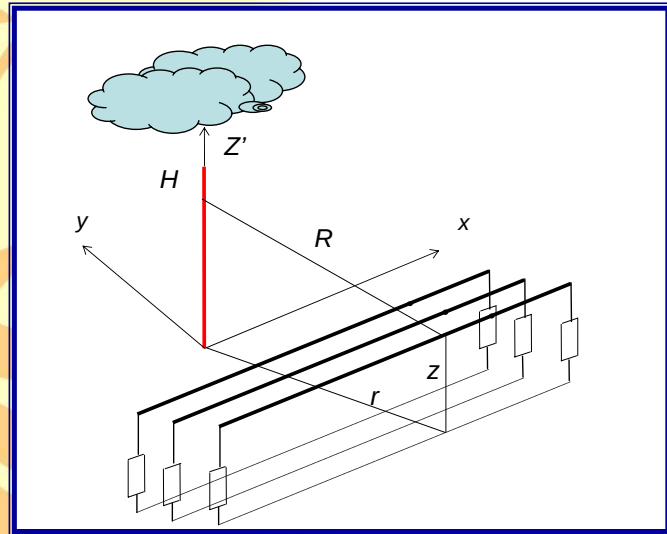
Stima del campo radiato

Banda del segnale 1 MHz

Lunghezza d'onda 300 m

Distanza tipica 50 m

Si tratta di un
problema di campo
vicino!!



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

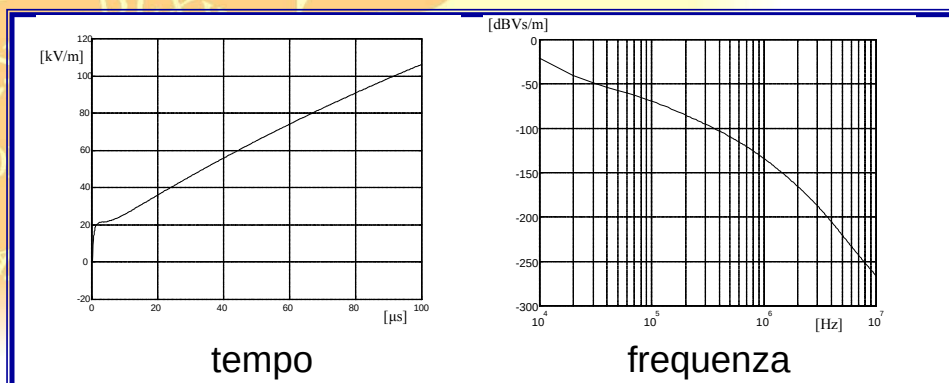
Stima del campo radiato

$$E_z(r, z) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-H}^H \left[\frac{2(z-z')^2 - r^2}{R^5} \frac{1}{j\omega} + \frac{2(z-z')^2 - r^2}{cR^4} - \frac{r^2}{c^2 R^3} j\omega \right] I(z', \omega) \exp(-j\omega R/c) dz'$$

$$E_r(r, z) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-H}^H \left[\frac{3r(z-z')}{R^5} \frac{1}{j\omega} + \frac{3r(z-z')}{cR^4} + \frac{r(z-z')}{c^2 R^3} j\omega \right] I(z', \omega) \exp(-j\omega R/c) dz'$$

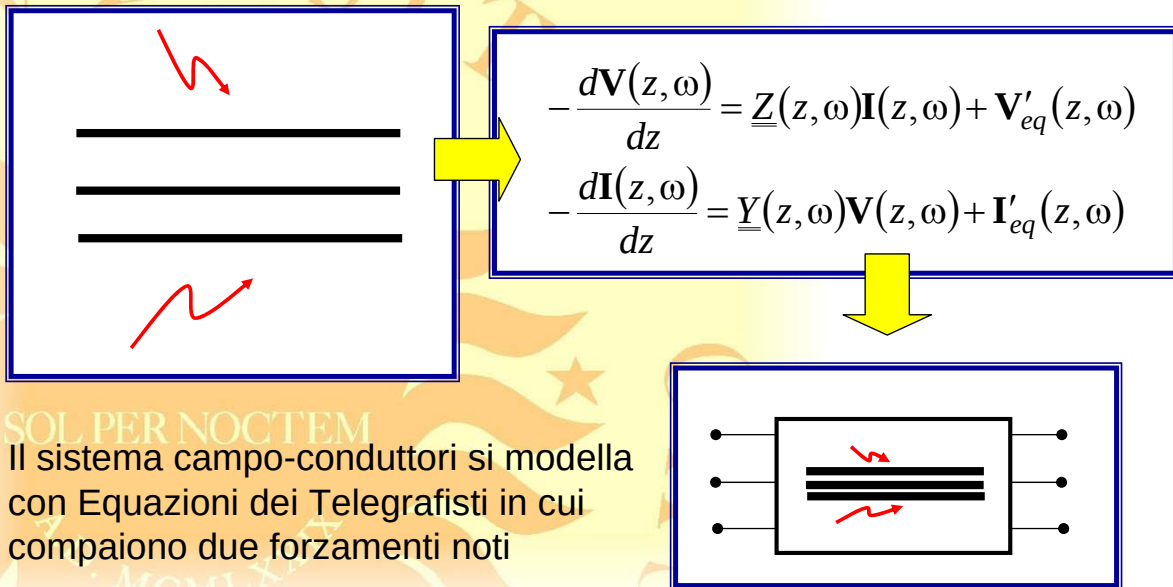
$$H_\phi(r, z) = \frac{1}{4\pi} \int_{-H}^H \left[\frac{r}{R^3} + \frac{r}{cR^2} j\omega \right] I(z', \omega) \exp(-j\omega R/c) dz'$$

Campo elettrico a 50 m in direzione ortogonale alla linea



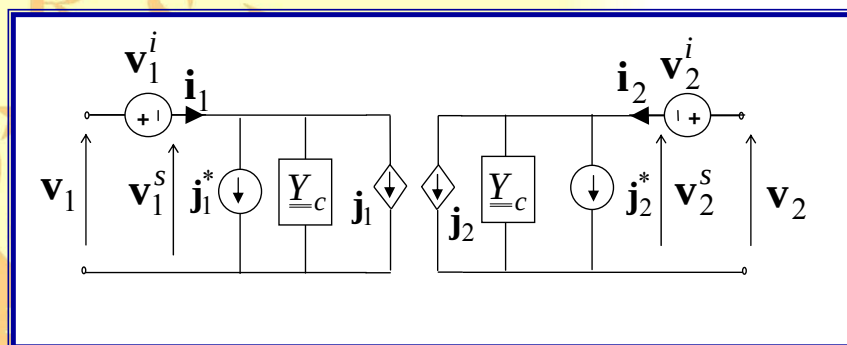
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Modello di accoppiamento campo-linea: caso distribuito



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

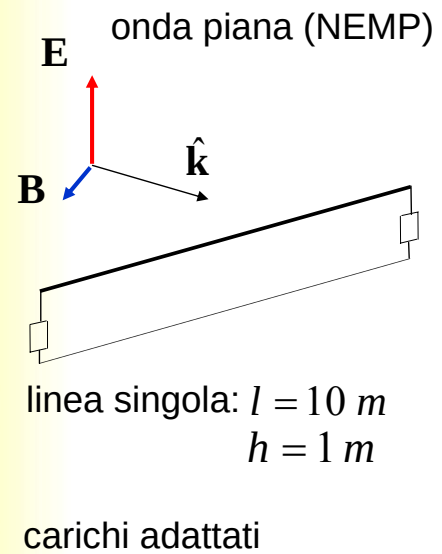
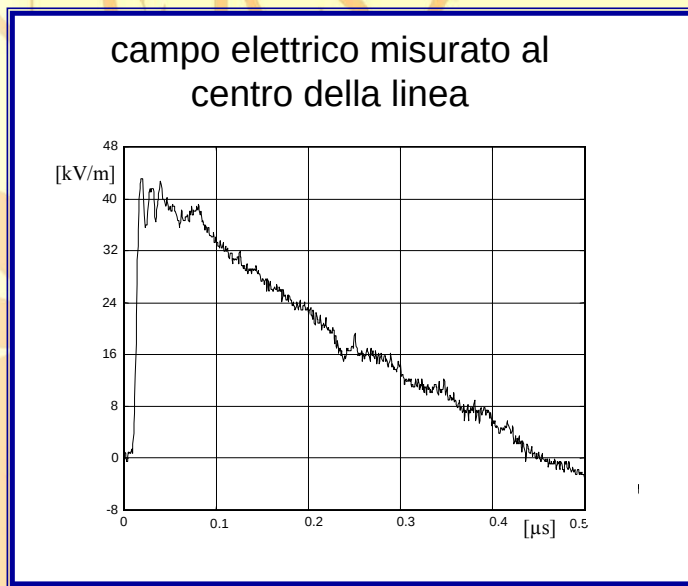
Circuito equivalente nel dominio del tempo



$$\begin{cases} i_1(t) = Y_c(t) * v_1^s(t) + j_1(t) + j_1^*(t) \\ i_2(t) = Y_c(t) * v_2^s(t) + j_2(t) + j_2^*(t) \end{cases} \quad \begin{cases} j_1(t) = P(t) * [-2i_2(t) + j_2(t) + j_2^*(t)] \\ j_2(t) = P(t) * [-2i_1(t) + j_1(t) + j_1^*(t)] \end{cases}$$

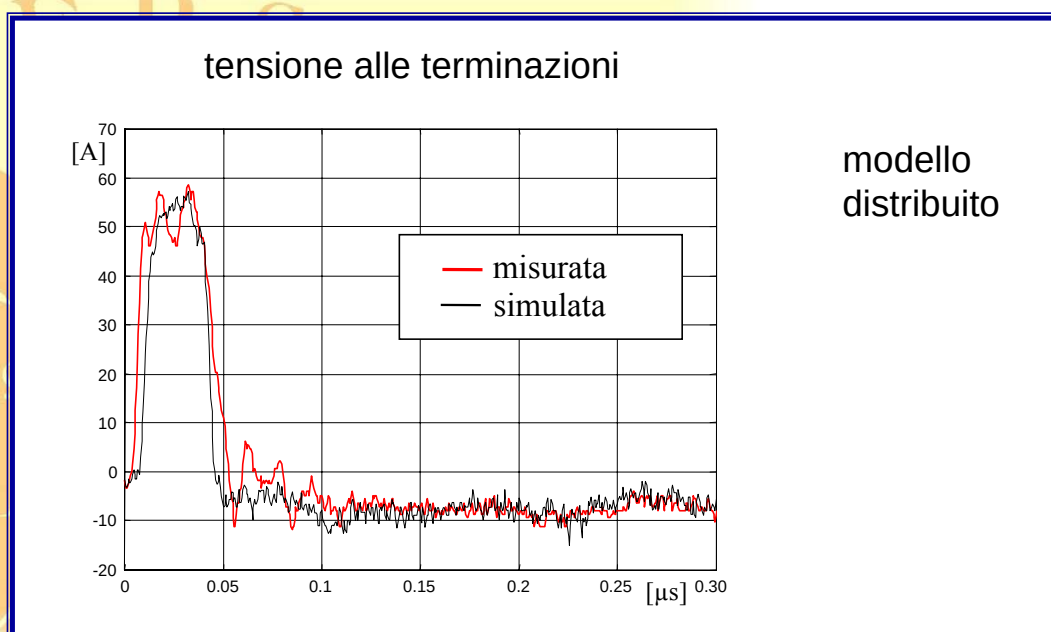
A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

valutazione sovratensioni: caso-test



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

valutazione sovratensioni: caso-test

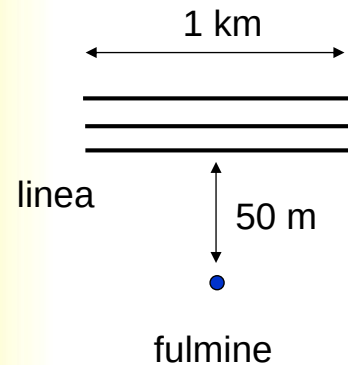
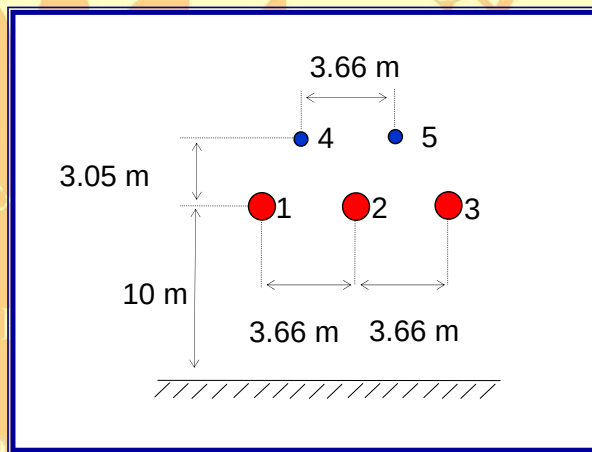


Il modello semplificato presenta un errore sul picco di circa il 30%

A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Caso-studio: linea aerea trifase con funi di guardia

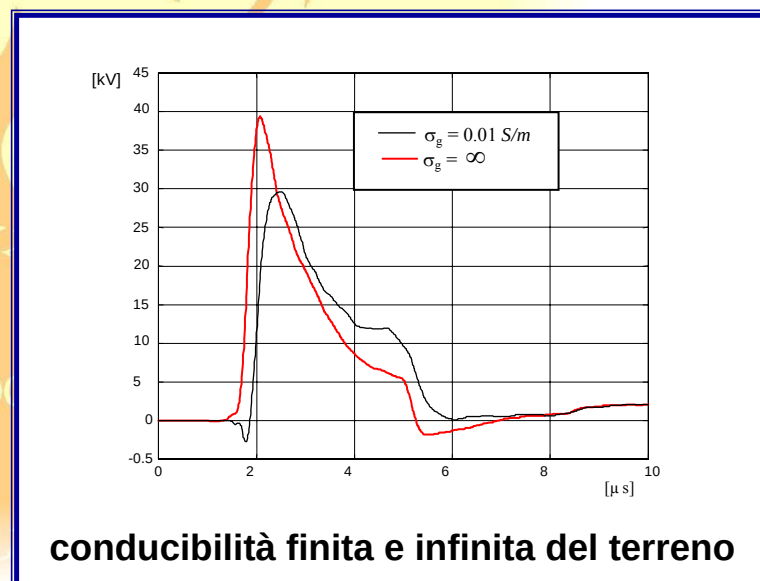
linea di media tensione



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

Effetto della conducibilità del terreno

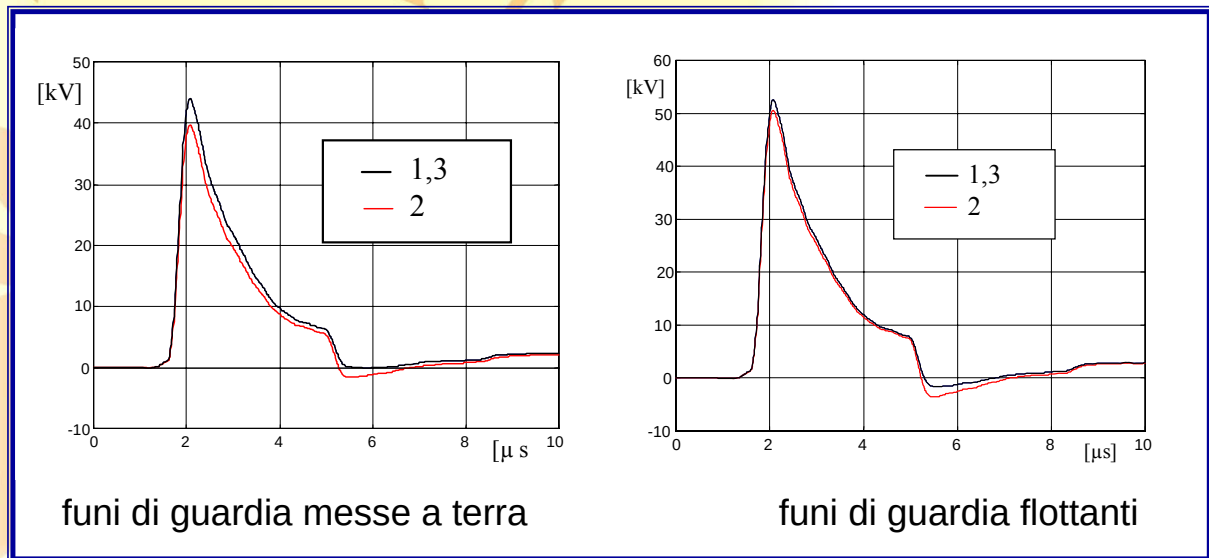
sovratensione indotta sulla fase 2 (carico adattato)



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

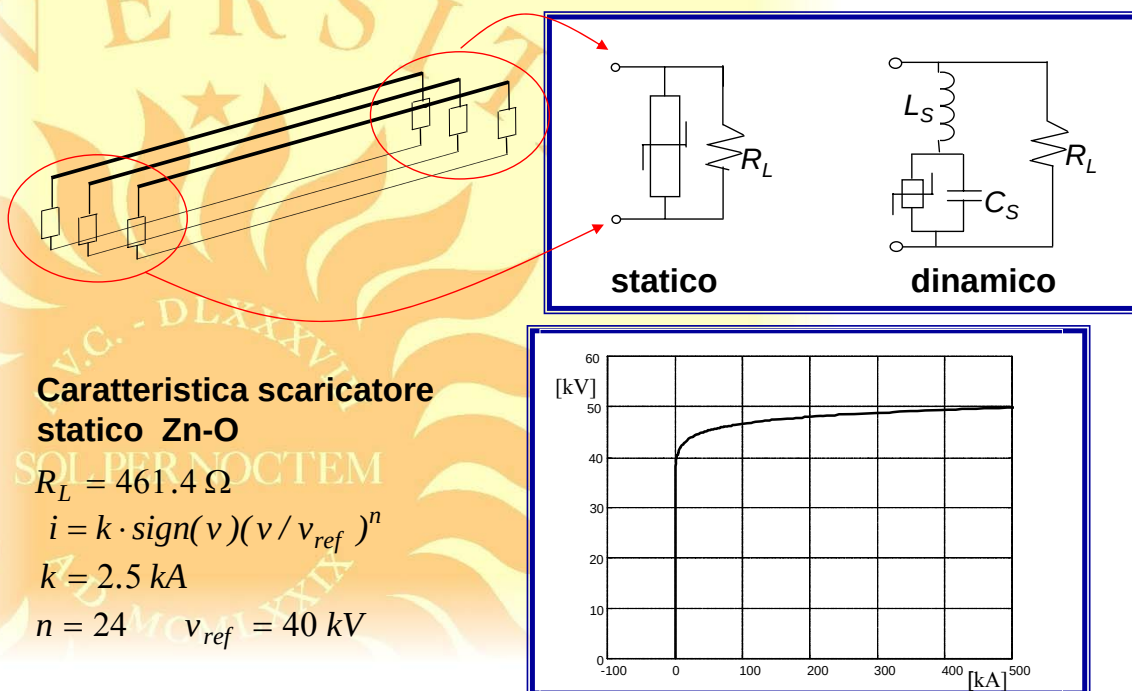
Effetto delle funi di guardia

sovratensione indotta sulle 3 fasi (carichi adattati)



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

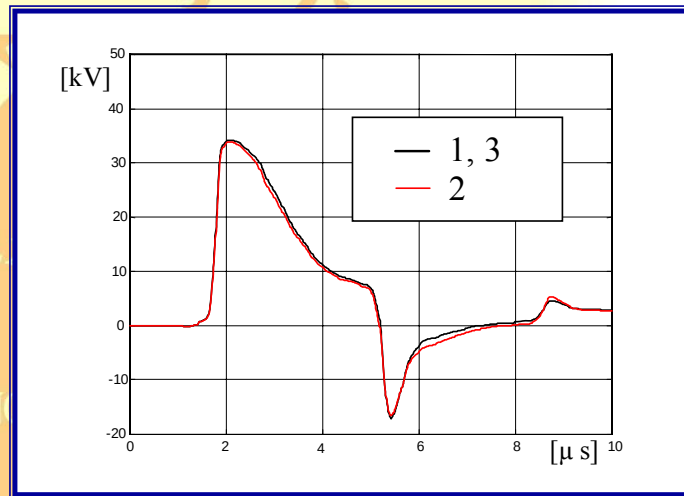
effetto degli scaricatori (carichi non lineari)



A. Maffucci, Laboratorio di Compatibilità Elettromagnetica 2005-2006

effetto degli scaricatori (carichi non lineari)

sovratensione indotta sulle 3 fasi (carico statico)



la sovratensione è cimata al livello desiderato, ma il disadattamento del carico produce riflessioni più forti: transitorio più lungo