

# Progettazione “compatibile” di schede elettroniche

**Ing. Antonello Giovannelli**

**10/03/2005**

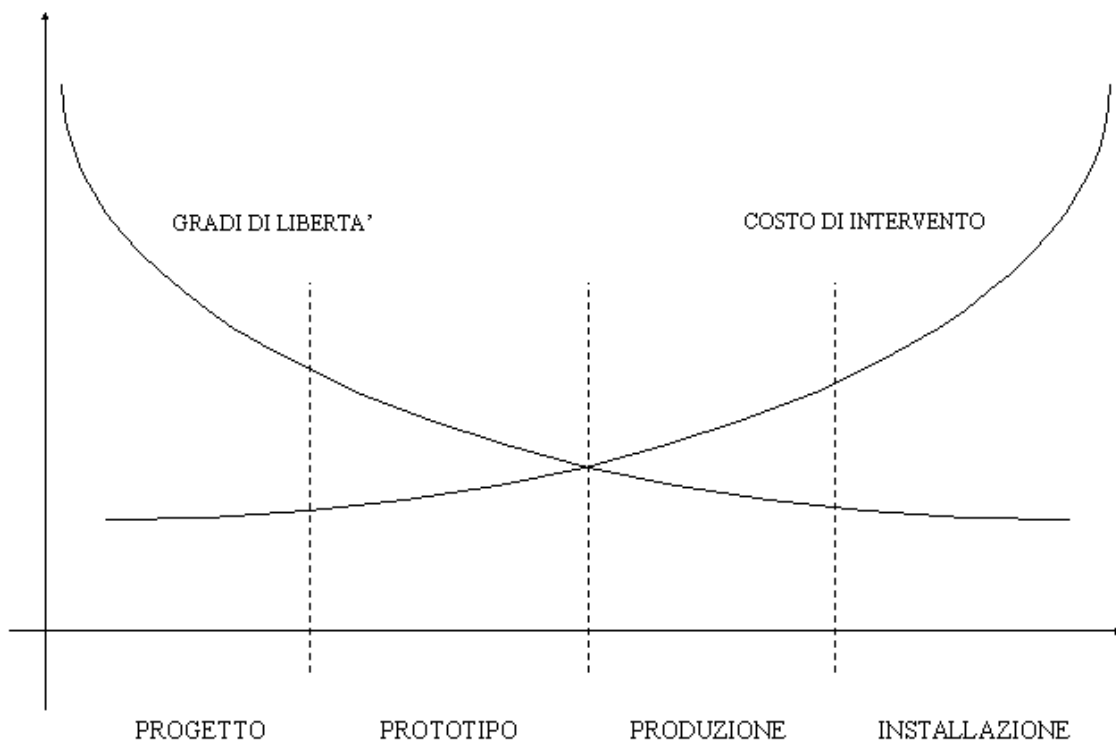
**documentazione tratta dalle dispense del Corso di Compatibilità Elettromagnetica tenuto presso la Facoltà di Ingegneria dell'Università di Ferrara ed il Laboratorio LUCE (Laboratorio Universitario Compatibilità Elettromagnetica dell'Università di Ferrara)**



**La riproduzione non è consentita senza autorizzazione**

## Introduzione

I risvolti che il rispetto dei requisiti imposti dalla Direttiva EMC produce nell'area progettuale di ogni Industria sono di rilevante importanza, in quanto impongono una metodologia di progetto spesso nuova. Molti dei problemi sarebbero infatti superati con facilità se il progetto di un prodotto seguisse criteri di compatibilità fin dall'inizio. Intervenire con delle modifiche su prodotti già industrializzati comporta sempre costi elevati e limita le possibilità di intervento come è illustrato di seguito :



Una volta che si siano costruiti i prototipi diventa progressivamente più difficile e più costoso fare modifiche strutturali in quanto ciò comporta variazioni di molti altri aspetti del progetto.

Tenere sempre presenti, durante le fasi di progetto, le problematiche della compatibilità, per contro, consente di semplificare le eventuali modifiche necessarie e di realizzarle al minimo costo possibile.

## **1. Definizioni**

Riportiamo di seguito le definizioni di alcuni termini tecnici frequentemente usati nell'ambito EMC.

**Apparato (o apparecchiatura):** un prodotto finito che contiene componenti elettrici e/o elettronici

**Sistema:** è l'insieme di diversi apparati combinati tra loro per realizzare un determinata funzionalità

**Componenti:** La definizione di “componente” dal punto di vista dell'applicabilità della direttiva 89/336 non è immediata come potrebbe sembrare. Un “componente” può infatti essere definito come un oggetto non in grado di realizzare una funzione specifica. Ad esempio, una resistenza, un condensatore o un transistor non svolgono alcuna funzione tale da poter essere considerati, di per sé, potenziali generatori di disturbi o soggetti ad essere disturbati; per questi componenti non si applica la Direttiva EMC. Il “componente”, però, potrebbe in alcuni casi avere anche una sua funzione intrinseca, tale da giustificare la sua vendita ad un utilizzatore “finale”, ad un utilizzatore cioè che potrebbe farne uso anche senza possedere particolari conoscenze tecniche. Ad esempio un termostato, un timer elettronico, una scheda per computer, un motore elettrico ecc. In questo caso la Direttiva EMC si applica. Si capisce quindi quanto sia importante la descrizione della funzione e dello scopo del componente.

**Ambiente Elettromagnetico:** si intende con tale termine l'insieme dei fenomeni elettromagnetici che esercitano un'influenza sull'ambiente fisico che si prende in considerazione.

**Apparato sorgente:** è l'apparato che genera il disturbo

**Apparato vittima:** è l'apparato che subisce il disturbo

**Disturbo elettromagnetico:** qualsiasi fenomeno elettromagnetico che può influenzare negativamente il corretto funzionamento di un'apparecchiatura

**Disturbi condotti:** sono i disturbi elettrici o elettromagnetici la cui propagazione avviene attraverso un conduttore (ad es., cavo di alimentazione)

**Disturbi irradiati:** sono i disturbi elettromagnetici emessi nell'ambiente la cui propagazione avviene in assenza di conduttori, cioè secondo le leggi della propagazione dei campi nello spazio

Si noti che la suddivisione dei disturbi in condotti ed può essere considerata un artificio, in quanto le due tipologie di propagazione non sono mai del tutto alternative; tale suddivisione, in realtà, è di carattere “misuristico”, ed è comoda per capire in quale ambiente di misura ci si pone e “dove” un certo fenomeno si va a ricercare.

**E.U.T. (Equipment Under Test):** la sigla sta ad indicare l'apparecchiatura sotto test

**Immunità:** è la capacità di un'apparecchiatura di garantire determinate prestazioni anche in presenza di disturbi elettromagnetici (condotti o irradiati)

**Prova di immunità:** è una prova di tipo “passa / non passa” riferita al comportamento dell'apparecchiatura sotto misura in presenza di un ben determinato livello di disturbo previsto dalla relativa normativa

**Interferenza elettromagnetica (EMI, Electro Magnetic Interference):** è la degradazione delle prestazioni di un'apparecchiatura o di un canale di trasmissione causata da un disturbo di tipo elettromagnetico

**Laboratorio Accreditato:** laboratorio che, possedendo alcuni requisiti, è stato riconosciuto ufficialmente (da appositi Enti di accreditamento) come in grado di effettuare alcuni tipi di misure su certi tipi di prodotto

**Organismo Competente:** organismo che, possedendo determinati requisiti, ha conseguito il riconoscimento ufficiale di “competenza” a livello europeo

**Suscettibilità:** è l'incapacità di un'apparecchiatura di garantire determinate prestazioni in presenza di disturbi elettromagnetici (condotti o irradiati). Una prova di suscettibilità è tesa all'individuazione del livello del disturbo che riesce a far entrare in crisi l'apparato.

**Prova di suscettibilità:** è una prova volta alla ricerca delle condizioni limite di funzionamento dell'apparecchiatura. In altre parole, si va a cercare il tipo e “l'intensità” del disturbo che riesce a mettere in crisi l'apparecchiatura

## **2. Classificazione dei fenomeni**

I fenomeni di interesse per la compatibilità elettromagnetica possono essere suddivisi in base alla modalità di propagazione del disturbo elettromagnetico (irradiata o condotta) ed in base alla banda di frequenza occupata dal disturbo, per cui avremo :

### **Emissioni irradiate ad alta (> 10 KHz) e bassa (< 10 KHz) frequenza**

Con il termine *Emissione Irradiata* si intende un disturbo di natura elettromagnetica che si propaga nello spazio secondo le leggi dei campi elettromagnetici; tale emissione può provenire dall'involucro dell'apparato o dai cavi di connessione dello stesso, i quali raccolgono il disturbo all'interno del dispositivo e lo trasportano all'esterno, irradiandolo.

### **Emissioni condotte ad alta (> 10 KHz) e bassa (< 10 KHz) frequenza**

Si tratta di disturbi elettromagnetici che si propagano attraverso i cavi di alimentazione, verso l'esterno di un apparato.

Il problema principale legato alle emissioni condotte, deriva dal fatto che i cavi, percorsi da tali disturbi, si comportano da antenne, irradiando il disturbo stesso nell'ambiente circostante; può inoltre accadere che l'emissione, propagandosi lungo il cavo di alimentazione, raggiunga, attraverso la rete, altri apparati ad essa connessi, influenzandone il comportamento; questa eventualità è meno frequente, in quanto, per lo più, l'energia associata al disturbo viene irradiata dai cavi, prima di arrivare alla presa di rete.

### **Immunità irradiata ad alta (> 10 KHz) e bassa (< 10 KHz) frequenza**

E' la capacità dell'apparato di non degradare le proprie prestazioni al di sotto di un certo livello quando sottoposto a disturbi elettromagnetici di tipo irradiato.

### **Immunità condotta ad alta (> 10 KHz) e bassa (< 10 KHz) frequenza**

Disturbi radiati presenti nell'ambiente di lavoro possono accoppiarsi ai cavi di alimentazione di un apparato giungendo all'interno dello stesso e compromettendone il corretto funzionamento. Lo stesso dicasi per disturbi di tipo condotto provenienti dalla rete di alimentazione o indotti nei cavi da fenomeni esterni (ad es. i transitori indotti dai fulmini che colpiscono le linee di trasmissione di potenza).

L'immunità condotta dell'apparato è la capacità che esso ha di mantenere un certo livello di prestazioni quando raggiunto da disturbi elettromagnetici che si propagano lungo i cavi di alimentazione.

### **Scariche elettrostatiche**

E' il fenomeno che si manifesta tipicamente quando un operatore, carico elettrostaticamente, avvicina le mani ad un dispositivo, inducendo sulla superficie di quest'ultimo una carica di segno opposto alla propria; quando la distanza tra le dita e

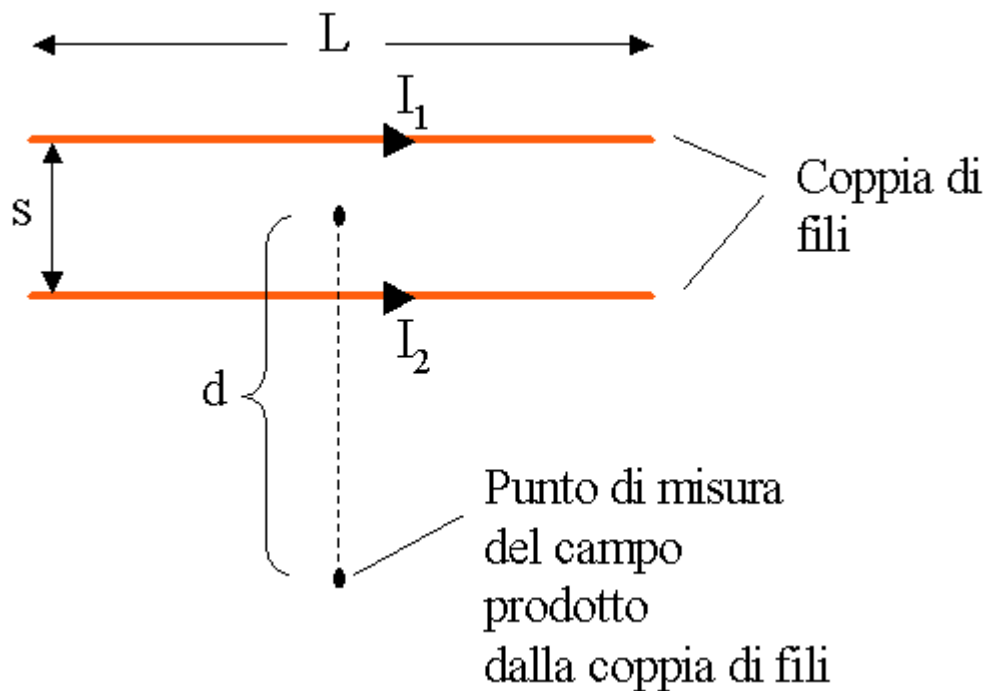
la superficie conduttiva diviene sufficiente piccola, si innesca una scarica, la cui durata ed intensità è funzione della velocità di avvicinamento. Una scarica elettrostatica è responsabile sia di disturbi condotti che irradiati, poiché ad essa sono associati una forte corrente di scarica ed un intenso campo, creato dalla separazione delle cariche che precede l'arco elettrico della scarica stessa; la conduzione diretta della corrente di scarica e l'influenza del campo creatosi, possono dare luogo a malfunzionamenti o a danni veri e propri a carico dei circuiti del dispositivo.

### **Autoimmunità di apparati**

Non sarebbe necessario, a rigore, inserire questo caso particolare, ma data l'importanza che riveste all'atto pratico, è opportuno evidenziare questo aspetto. Si noti che i fenomeni rientranti in questa categoria non sono, di fatto, presi in considerazione dalle normative. Tuttavia, dal punto di vista tecnico, rientrano a pieno titolo nell'ambito delle problematiche di cui si occupa la Compatibilità Elettromagnetica.

### 3. Emissioni radiate generate da correnti di modo differenziale e di modo comune

Si considerino due conduttori ideali (fili tra loro isolati, posti nel vuoto e infinitamente lontano da altri ostacoli) paralleli come in figura e vogliamo ricavare il valore del campo irradiato in funzione delle correnti che li percorrono.



Filo schematizzato  
Come **dipolo hertziano**

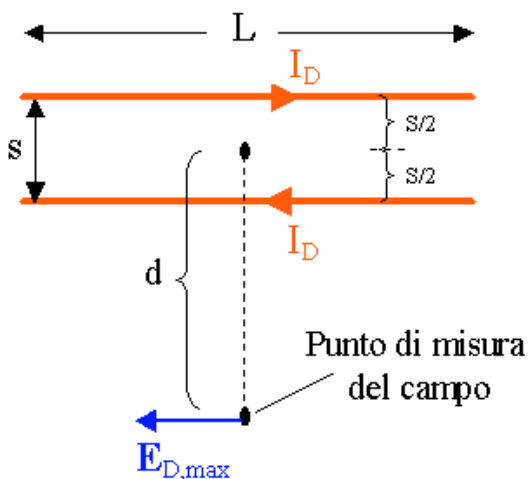
1. La lunghezza  $L$  del conduttore è (fisicamente) sufficientemente piccola e il punto di misura è (fisicamente) sufficientemente lontano da far sì che i vettori che uniscono ciascun punto della antenna e il punto di misura siano praticamente paralleli.
2. La distribuzione di corrente (in modulo e fase) è costante lungo tutto il conduttore. (Accade se la lunghezza del conduttore è elettricamente corta alla frequenza di misura  $\Rightarrow L < \lambda/10$ ).

Sotto queste ipotesi aggiuntive è possibile ottenere un'espressione del campo elettromagnetico notevolmente semplificata, applicabile tuttavia a diverse situazioni di interesse pratico ed è possibile applicare il principio di sovrapposizione degli effetti, sommando algebricamente i campi prodotti dai singoli fili.

*Ad esempio, si consideri una linea di lunghezza pari a 1 m: poiché a 300 MHz la lunghezza d'onda è pari ad 1m, a 100 MHz la coppia di cavi è un'antenna di 1/3 di lunghezza d'onda e la distribuzione di corrente è praticamente costante. Una pista di un circuito stampato lunga 30 cm alla frequenza di 100 MHz ha una lunghezza pari a un decimo di lunghezza d'onda e fino a 200 MHz la sua distribuzione di corrente è praticamente costante. Per fili e piste stampate di minor lunghezza, il modello mantiene la sua validità fino a frequenze più elevate.*

### 3.1. Modello di emissioni per correnti di modo differenziale.

La corrente percorre in senso inverso i due conduttori



Si ricordano le ipotesi fatte:

- 1) Il punto di misura sia in condizioni di campo lontano rispetto alla linea
- 2) Fili approssimabili come dipoli hertziani.

Si ottiene il seguente risultato:

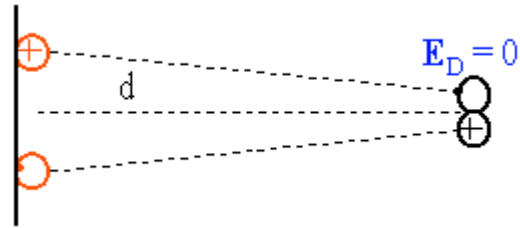
$$|\mathbf{E}_{D,\max}| = 1.32 \times 10^{-14} \frac{|I_D| f^2 L s}{d}$$

Direzione parallela ai fili.

- Il punto in cui si ha il massimo di irradiazione si trova nel piano dei fili e in posizione ad essi laterale.
- Il campo emesso è nullo in un punto equidistante dai fili perché le due componenti si cancellano (uguali in modulo ma opposte)

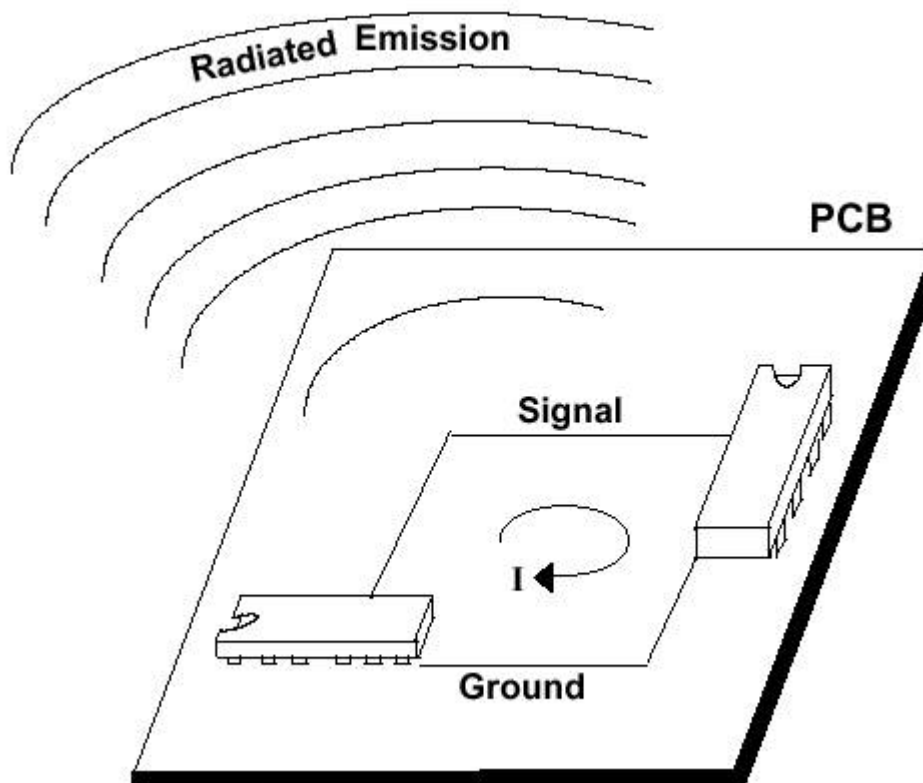
Il campo elettrico irradiato quindi varia sensibilmente in caso di rotazione della coppia di fili



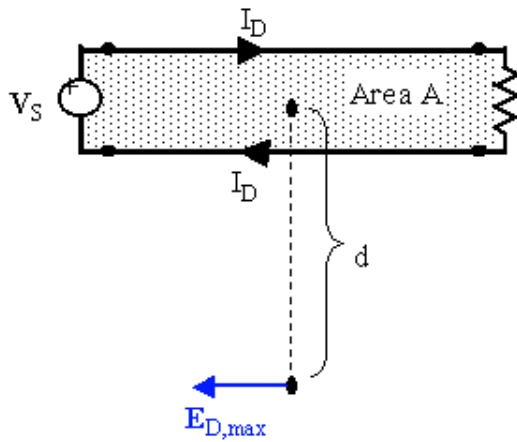


Il massimo di intensità del campo elettrico irradiato dipende

1. dal quadrato della frequenza
2. dal prodotto  $L \cdot s = A$  (area della spira)
3. dall'intensità della corrente  $I$
4. dall'inverso della distanza  $d$

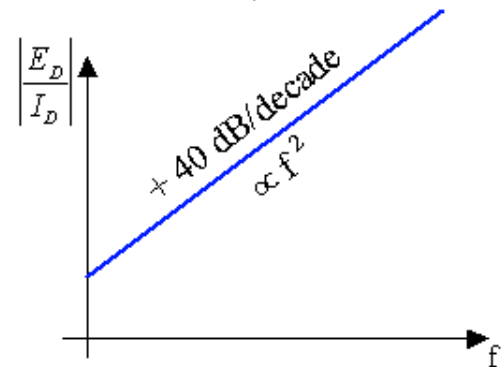
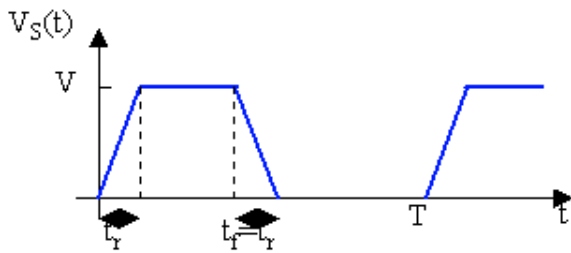


Esempio:

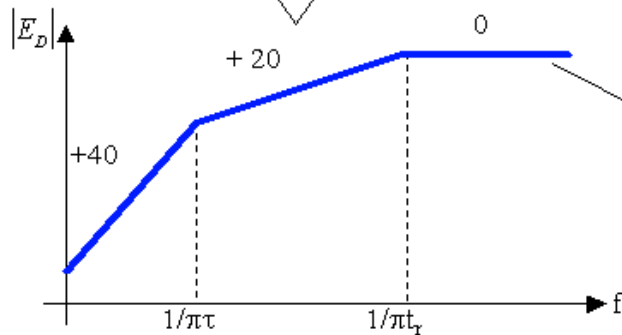
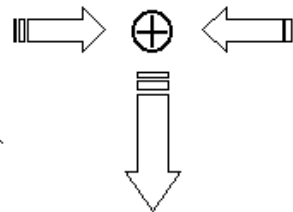
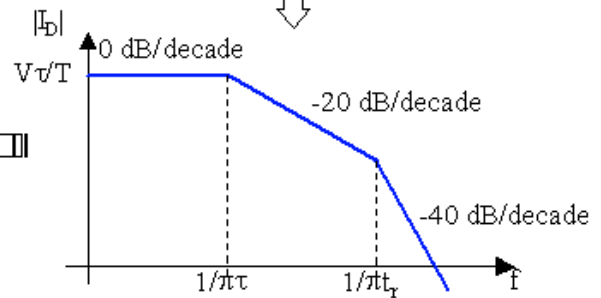
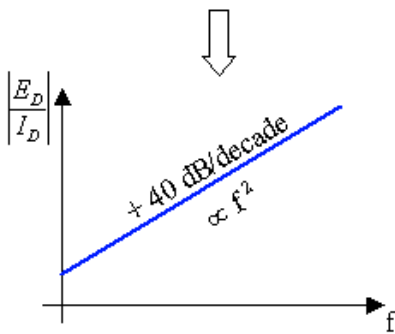
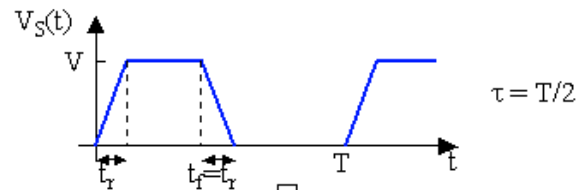


Ricordando che vale:

$$\frac{|E_{D,max}|}{|I_D|} = 1.32 \times 10^{-14} \frac{f^2 A}{d}$$



$$\frac{|E_{D,max}|}{|I_D|} = 1.32 \times 10^{-14} \frac{f^2 A}{d}$$



Modulo dello spettro del campo elettrico ricevuto

Esempio:

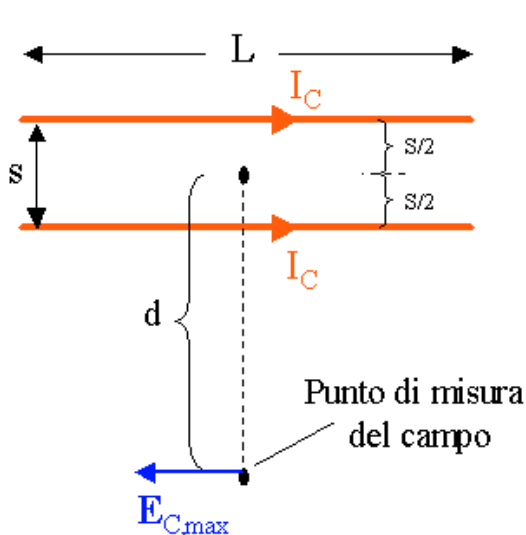
treno di impulsi di frequenza  $f = 10\text{MHz}$ , duty cycle  $t = 50\%$  tempi di salita e discesa  
 $t_r = t_f = 2.5\text{ ns}$

I due poli sono alle frequenze  $1/pt = 6.37\text{ MHz}$   $1/ptr = 127.3\text{ MHz}$

I disturbi dovuti all'emissione di correnti di modo differenziale si manifestano tipicamente oltre i 100 MHz.

### 3.2. Modello di emissioni per correnti di modo comune.

La corrente percorre nello stesso senso i due conduttori



Si ricordano le ipotesi fatte:

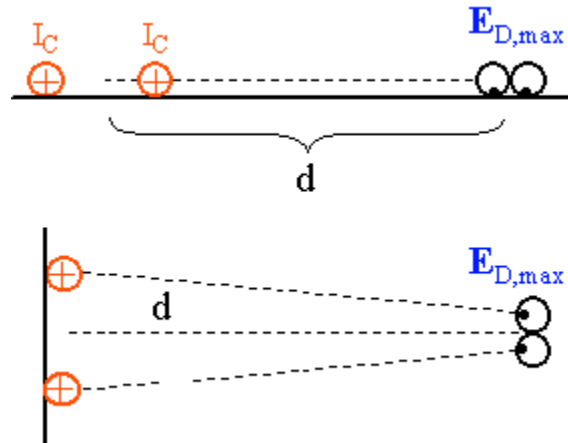
- 1) Il punto di misura sia in condizioni di campo lontano rispetto alla linea
- 2) Fili approssimabili come dipoli hertziani.

Si ottiene il seguente risultato:

$$|E_{C,max}| = 1.26 \times 10^{-6} \frac{|I_C| f L}{d}$$

Direzione parallela ai fili.

Il punto in cui si ha il massimo di irradiazione si trova lateralmente ai fili ed è costante attorno ad essi, cioè indipendente da una loro rotazione. Pertanto il campo irradiato non varia in caso di rotazione dei fili.

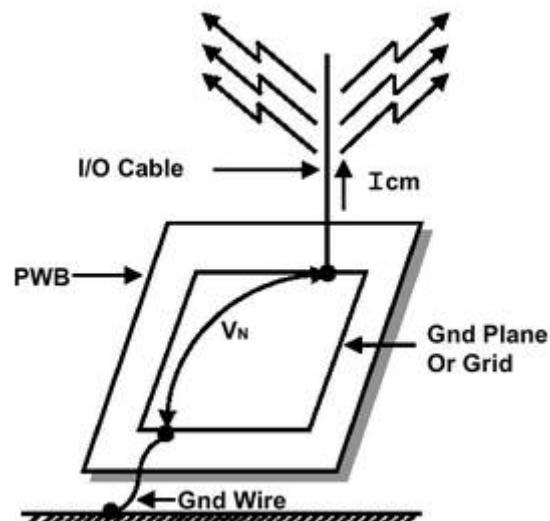
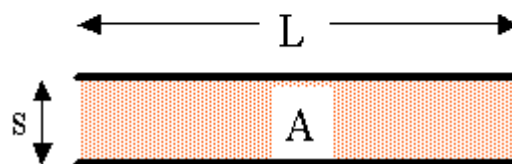


Il massimo di intensità del campo elettrico irradiato dipende:

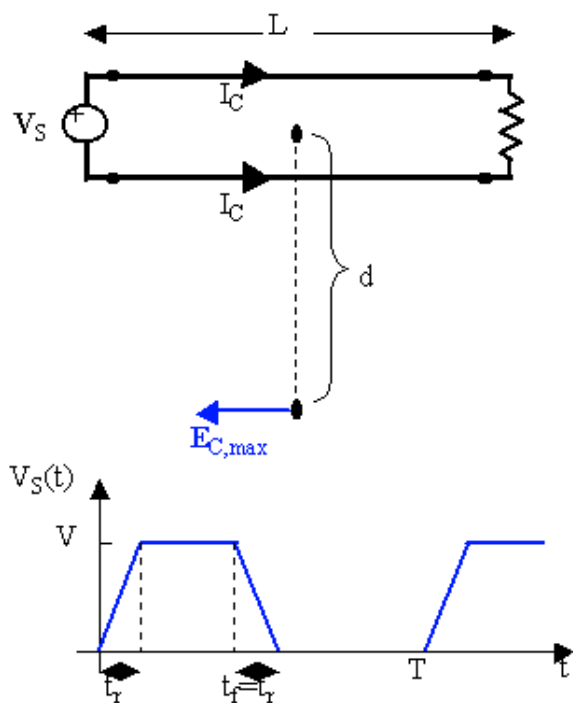
1. dalla frequenza
2. dalla lunghezza  $L$  della linea
3. dall'intensità della corrente  $I_C$
4. dall'inverso della distanza  $d$

NON dipende dall'area  $A$  della spira

$$|E_{C,max}| = 1.26 \times 10^{-6} \frac{|I_C| f L}{d}$$

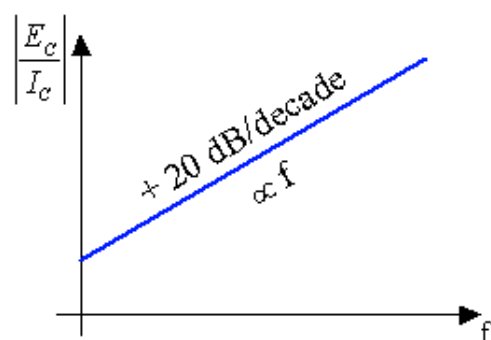
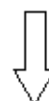


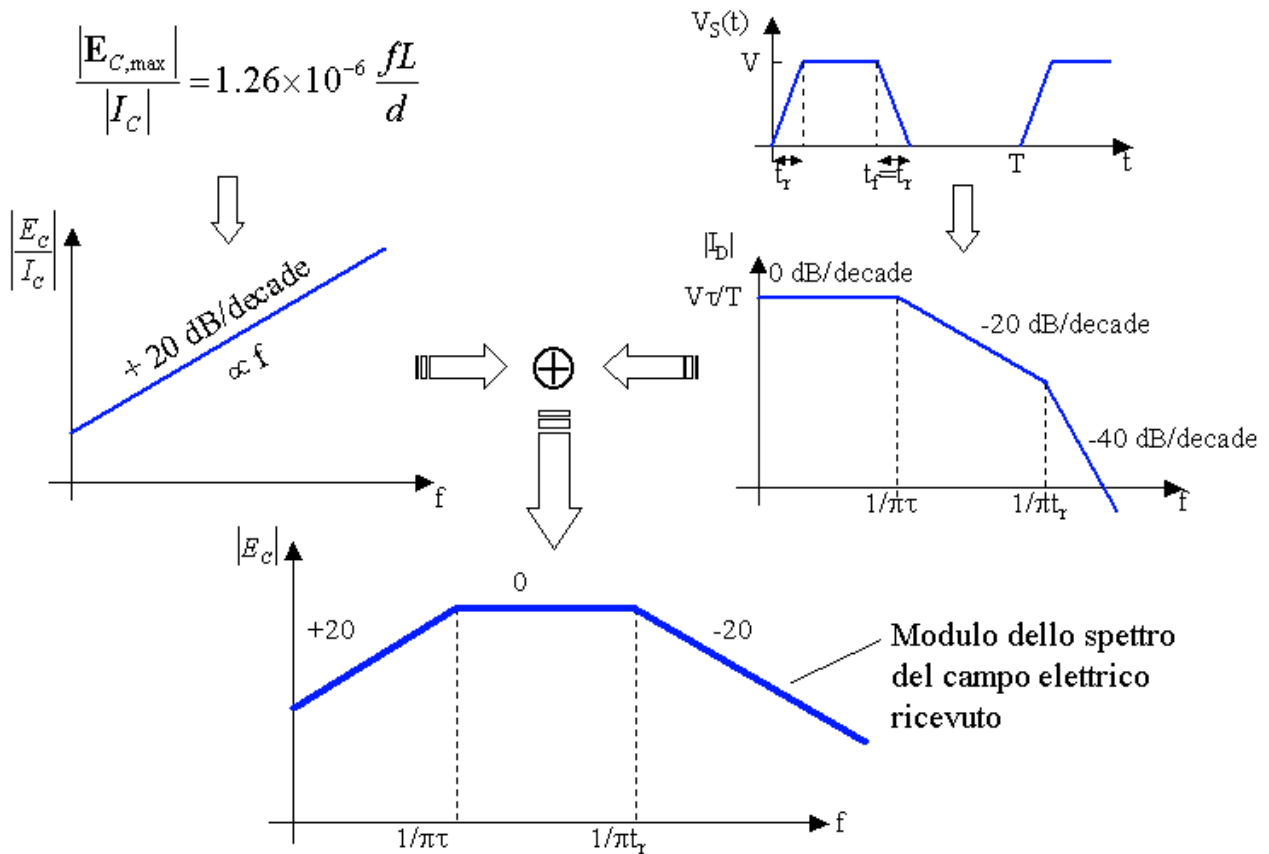
Esempio



Ricordando che vale:

$$\frac{|E_{C,max}|}{|I_C|} = 1.26 \times 10^{-6} \frac{fL}{d}$$





*Esempio:*

*treno di impulsi di frequenza  $f = 10\text{MHz}$ , duty cycle  $t = 50\%$  tempi di salita e discesa  $t_r = t_f = 2.5\text{ ns}$*

*I due poli sono alle frequenze  $1/\pi t = 6.37\text{ MHz}$   $1/\pi t_r = 127.3\text{ MHz}$*

I disturbi dovuti all'emissione di correnti di modo comune si manifestino tipicamente al di sotto dei 200 MHz.

### 3.3. Risoluzione dei problemi.

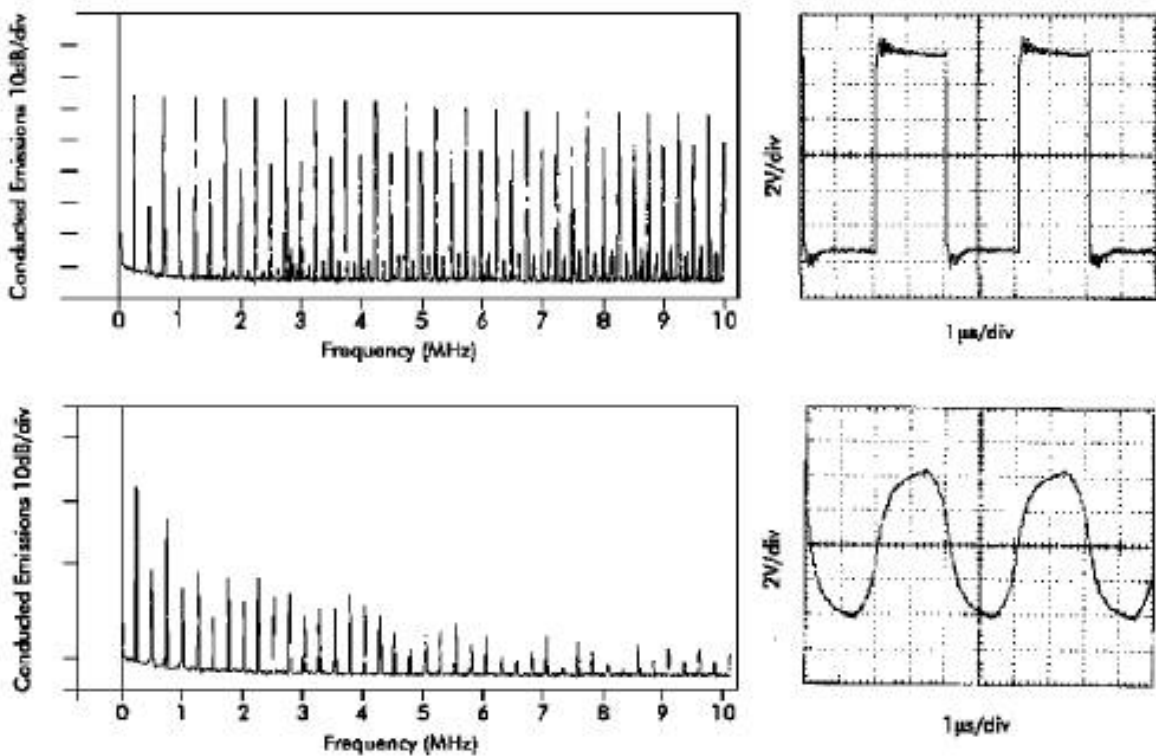
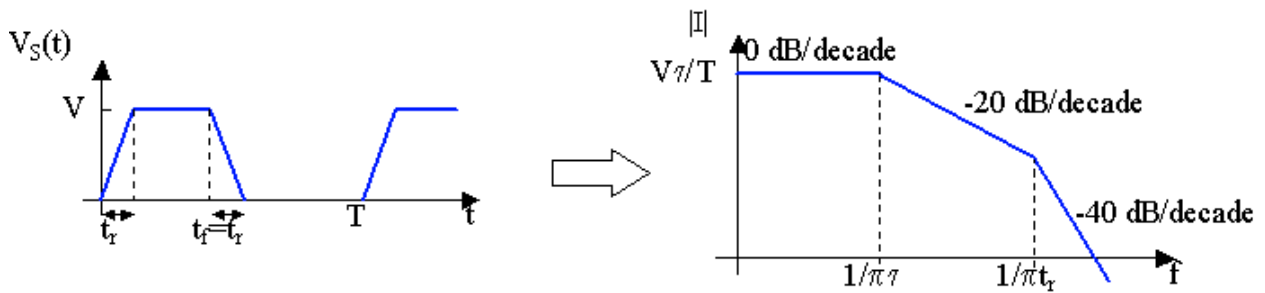
Dalle espressioni del campo elettrico ottenute per i casi di cui sopra :

$$|E_{D,max}| = 1.32 \times 10^{-14} \frac{|I_D| f^2 L_s}{d}$$

$$|E_{C,max}| = 1.26 \times 10^{-6} \frac{|I_C| fL}{d}$$

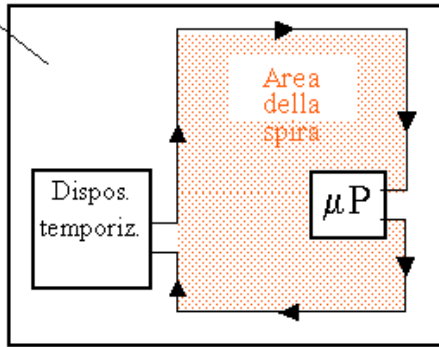
Si deduce che, per ridurre il livello dell'emissione, le strade possibili sono :

- Riduzione dell'intensità della corrente (del valore di picco)
- Aumento dei tempi di salita e discesa della forma d'onda

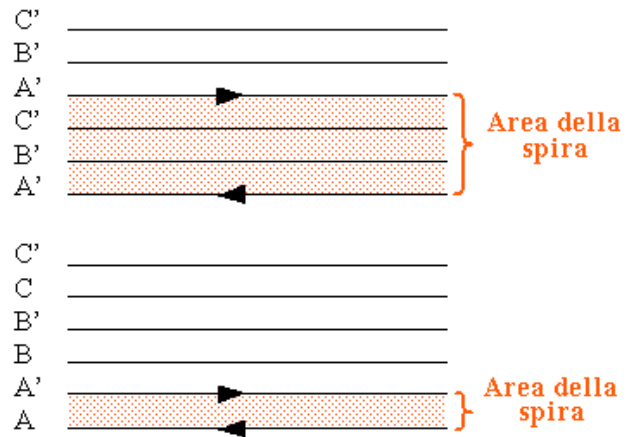


- Riduzione dell'area della spira (caso di correnti differenziali)

Circuito stampato



(a)



(b)

- ridurre la lunghezza della linea



#### 4. Progettazione di Schermi Elettromagnetici

Possiamo pensare uno “schermo elettromagnetico” come un contenitore metallico che racchiude completamente un’apparecchiatura elettronica od una sua parte allo scopo di :

- impedire che disturbi generatisi all’interno del dispositivo vengano irradiati all’esterno del contenitore dello stesso
- impedire ai disturbi presenti nell’ambiente elettromagnetico di penetrare all’interno

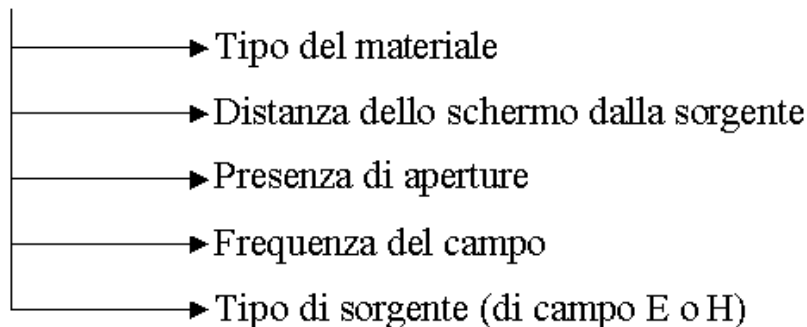
Definizione di Efficienza di Schermatura:

$$S_E = 20 \log \left( \frac{|E|_{VUOTO}}{|E|_{SCH.}} \right) \quad [dB]$$

In generale è:  $S_E \neq S_H$

$$S_H = 20 \log \left( \frac{|H|_{VUOTO}}{|H|_{SCH.}} \right) \quad [dB]$$

Efficienza di schermatura  $\longrightarrow$  Difficoltà di calcolo, relativa facilità di misura dipende da:



Il principio di funzionamento di uno schermo prevede diversi contributi di attenuazione :

- a) **Attenuazione per riflessione** ( $R_{dB}$ ) sulla prima interfaccia al passaggio da spazio libero a metallo e sulla seconda interfaccia al passaggio da metallo a spazio libero. Lo schermo si comporta come una linea di trasmissione in corto

ciruito al passaggio da aria a metallo, e come linea di trasmissione aperta al passaggio da metallo ad aria

- b) **Attenuazione per assorbimento** ( $A_{dB}$ ) all'interno del materiale
- c) **Attenuazione per riflessione multipla** ( $B_{dB}$ ) tra le due interfacce

L'efficienza totale di schermatura è data dalla somma dei tre contributi:

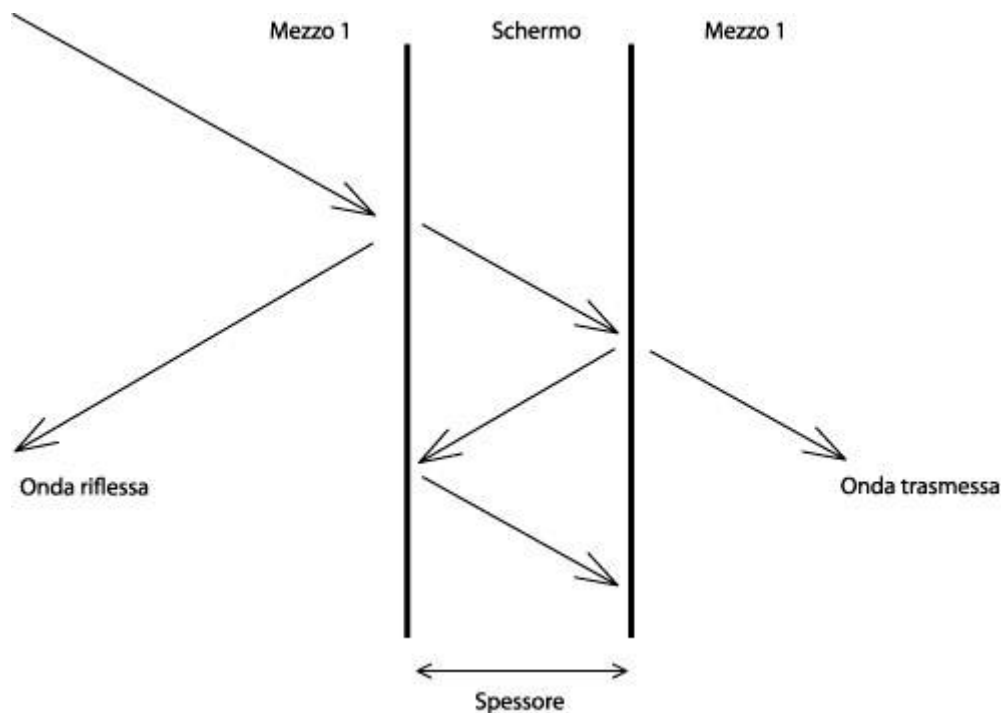
$$S = A_{dB} + R_{dB} + B_{dB} \quad [dB]$$

### Trattazione teorica semplificata.

Ipotesi:

- Schermo continuo
- Buon conduttore
- Spessore finito

La figura schematizza il modello semplificato di schermo:



Possiamo ipotizzare trascurabile l'apporto di attenuazione da parte del fenomeno delle riflessioni multiple tra la prima e la seconda interfaccia, limitando le future considerazioni alle attenuazioni dovute ai contributi a) e b).

### Attenuazione per ASSORBIMENTO:

Il fenomeno è dovuto alla dissipazione per effetto resistivo sul materiale non perfettamente conduttore ed è legato al cosiddetto "effetto pelle". Quando un'onda elettromagnetica si propaga in un materiale con perdite (ad esempio un metallo con conducibilità non infinita) questa subisce una attenuazione mano a mano che penetra nel materiale. Si definisce "profondità di penetrazione per effetto pelle" lo spessore di materiale attraversato prima che subentri una attenuazione della ampiezza pari al 37 %. Tale spessore,  $\delta$ , si ricava molto facilmente dalla formula :

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f\mu\sigma}}$$

in cui  $\mu$  rappresenta la permeabilità magnetica e  $\sigma$  la conducibilità elettrica del particolare materiale. In figura 2.5 è riportato l'andamento della profondità di penetrazione di uno schermo di rame al variare della frequenza.

Coefficiente di attenuazione per assorbimento:

$$A = 20 \log \left( \frac{E_0}{E_0 e^{-\frac{t}{\delta}}} \right) = 8.69 \left( \frac{t}{\delta} \right) \quad [dB]$$

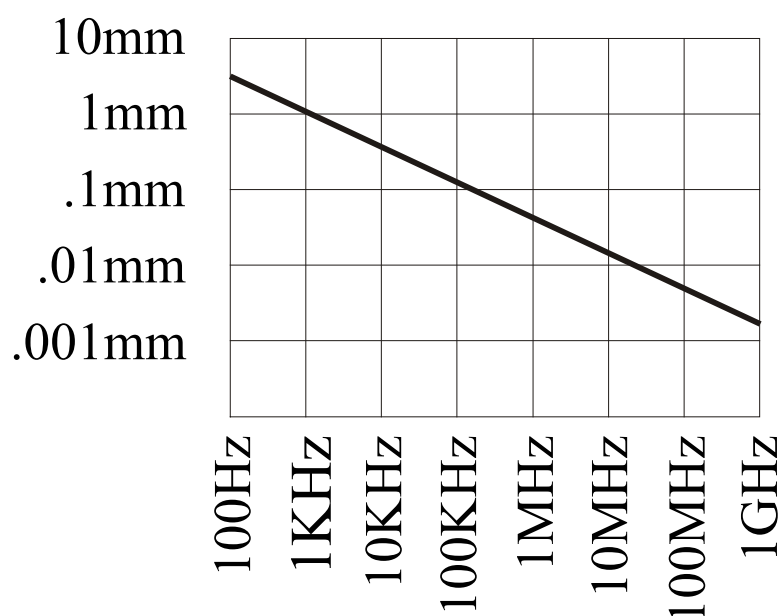
Se lo schermo ha uno spessore  $t = \delta \Rightarrow A = 8.69 \text{ dB}$  ;  $t = 10\delta \Rightarrow A = 86.9 \text{ dB}$   
 Espressione semplificata di  $\delta$  in funzione di  $\sigma_r$  e  $\mu_r$

$$\delta = \frac{0.06609}{\sqrt{f\mu_r\sigma_r}} \quad [m]$$

**Tabella di  $\sigma_r$  e  $\mu_r$  per diversi materiali**

Materiale	$\sigma_r$	$\mu_r$	$\mu_r \sigma_r$	$\sigma_r / \mu_r$
Argento	1.05	1	1.05	1.05
Rame	1	1	1	1
Oro	0.7	1	0.7	0.7
Alluminio	0.61	1	0.61	0.61
Ottone	0.26	1	0.26	0.26
Bronzo	0.18	1	0.18	0.18
Stagno	0.15	1	0.15	0.15
Piombo	0.08	1	0.08	0.08
Nichel	0.2	100	20	$2 \times 10^{-3}$
Acciaio inossidabile (430)	0.02	500	10	$4 \times 10^{-5}$
Acciaio (SAE 1045)	0.1	1000	100	$1 \times 10^{-4}$
Mumental (a 1 KHz)	0.03	20000	600	$1.5 \times 10^{-6}$
Superpermalloy (a 1 KHz)	0.03	100000	3000	$3 \times 10^{-7}$

In figura si riporta l'andamento del valore di spessore di penetrazione nel rame in funzione della frequenza:



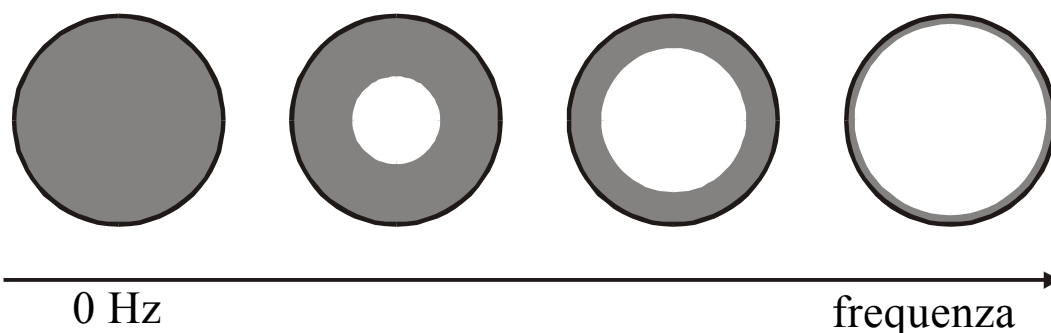
Si nota facilmente come il valore decresca all'aumentare della frequenza, e si può quindi già intuire come alle alte frequenze lo spessore di uno schermo diventerà un ostacolo insuperabile per un campo elettromagnetico.

Si noti anche la dipendenza di  $\delta$  dal prodotto  $\mu\sigma$  : nella scelta del materiale per la realizzazione dello schermo si dovrà massimizzare il prodotto dei due fattori; un materiale con elevato  $\mu$  e piccolo  $\sigma$  (o viceversa) non è adatto alla realizzazione di schermi a cui è richiesta elevata attenuazione per assorbimento.

Alle basse frequenze l'attenuazione per assorbimento non è sfruttabile.

Alle alte frequenze, invece, il valore di attenuazione diventa via via più elevato all'aumentare della frequenza (aumenta su scala logaritmica proporzionalmente a  $f$ ), consentendo la realizzazione di ottimi schermi anche con spessori ridotti.

Il fenomeno dell'effetto pelle si fa sentire anche nei conduttori filiformi percorsi da correnti alternate ad alta frequenza : al crescere della frequenza la corrente si addenserà entro uno strato superficiale di spessore sempre più piccolo, in cui lo strato attraversato dalla corrente è stato evidenziato con colorazione più scura.



### **Attenuazione per RIFLESSIONE:**

L'attenuazione per riflessione è legata al valore di impedenza d'onda  $Z_W$  e quindi dipende dal tipo di sorgente (a seconda che si tratti di una sorgente di campo elettrico (dipolo) o di una sorgente di campo magnetico (spira)) e dalla zona di campo (a seconda che sia campo vicino o campo lontano).

Le sorgenti che generano il campo possono essere schematizzate in due tipologie:

- **Sorgente di campo elettrico (dipolo)**

Si definisce impedenza d'onda per una sorgente di campo elettrico:

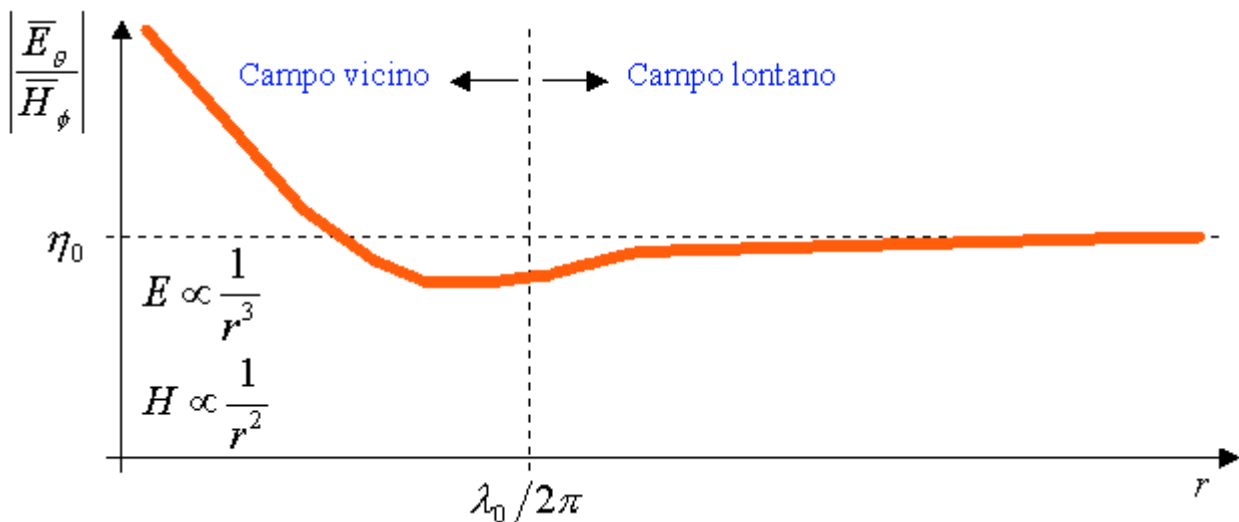
$$\bar{Z}_W = \frac{\bar{E}_\theta}{\bar{H}_\phi} = \eta_0 \frac{\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{(\beta_0 r)^2} - \frac{j}{(\beta_0 r)^3}}{\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{(\beta_0 r)^2}}$$

Nella zona di campo vicino ( $\beta_0 r \ll 1$ ) è:

$$\begin{array}{l} \text{Campo elettrico} \propto \frac{1}{r^3} \\ \text{Campo magnetico} \propto \frac{1}{r^2} \end{array} \Rightarrow \begin{array}{l} \bar{E}_\theta \propto \frac{1}{r^3} \\ \bar{H}_\phi \propto \frac{1}{r^2} \end{array} \Rightarrow \bar{Z}_W \cong \eta_0 \left( -j \frac{1}{\beta_0 r} \right)$$

$$\bar{Z}_W \cong \frac{\eta_0}{\beta_0 r} \angle -90^\circ \qquad |\bar{Z}_W|_e = \frac{1}{2\pi f \epsilon_0 r} = 60 \frac{\lambda_0}{r}$$

Essendo:  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$  ,  $\beta_0 = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 2\pi f \sqrt{\mu_0 \epsilon_0}$



Possiamo dunque dire che il dipolo elettrico è una sorgente ad alta impedenza d'onda nella zona di campo vicino; l'impedenza d'onda assume un valore più elevato dell'impedenza intrinseca del mezzo  $\eta_0$ .

- **Sorgente di campo magnetico (spira)**

Si definisce impedenza d'onda per una sorgente di campo magnetico:

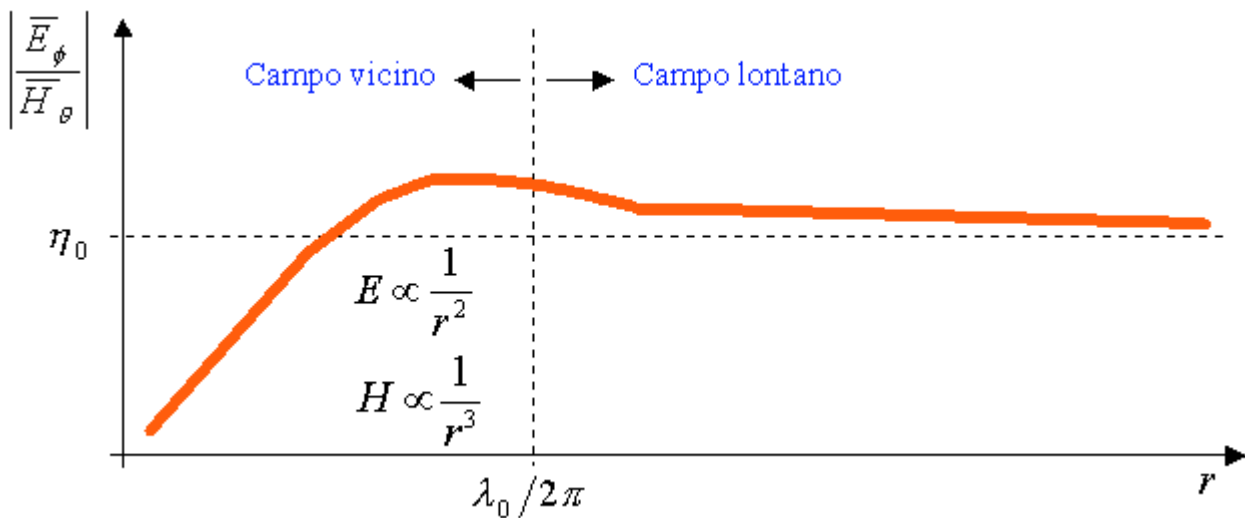
$$\bar{Z}_w = \frac{\bar{E}_\phi}{\bar{H}_\theta} = -\eta_0 \frac{\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{(\beta_0 r)^2}}{\frac{j}{\beta_0 r} + \frac{1}{(\beta_0 r)^2} - \frac{j}{(\beta_0 r)^3}}$$

Nella zona di campo vicino ( $\beta_0 r \ll 1$ ) è:

$$\begin{array}{l} \text{Campo elettrico} \propto \frac{1}{r^2} \\ \text{Campo magnetico} \propto \frac{1}{r^3} \end{array} \Rightarrow \begin{array}{l} \bar{E}_\phi \propto \frac{1}{r^2} \\ \bar{H}_\theta \propto \frac{1}{r^3} \end{array} \Rightarrow \bar{Z}_w \cong -j\eta_0\beta_0 r$$

$$\bar{Z}_w \cong \eta_0\beta_0 r \angle -90^\circ \quad \left| \bar{Z}_w \right|_m = 2\pi f \mu_0 r = 2369 \frac{r}{\lambda_0}$$

Essendo:  $\eta_0 = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$  ,  $\beta_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = 2\pi f \sqrt{\mu_0\epsilon_0}$



Possiamo dunque dire che la spira magnetica è una sorgente a bassa impedenza d'onda nella zona di campo vicino; l'impedenza d'onda assume un valore inferiore dell'impedenza intrinseca del mezzo  $\eta_0$ .

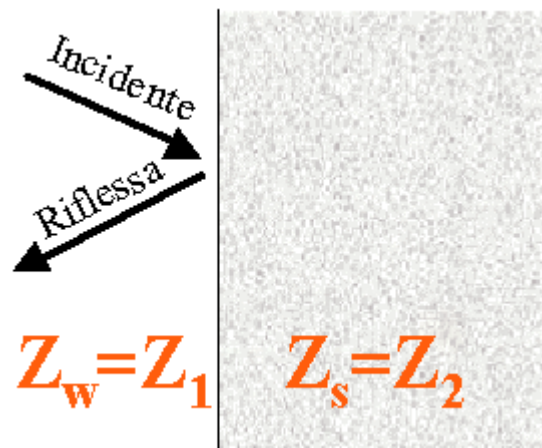
### Casi possibili

- Schermo in campo vicino  
L'efficienza di schermatura per riflessione dipende dal tipo di sorgente:
  - Sorgente a bassa impedenza (spira) => R bassa
  - Sorgente ad alta impedenza (dipolo) => R alta

- Schermo in campo lontano  
L'efficienza di schermatura per riflessione non dipende dal tipo di sorgente avendo entrambi i tipi di sorgente la stessa impedenza d'onda => R alta

Per determinare il coefficiente di attenuazione per riflessione R occorre conoscere il valore di impedenza dello schermo Z<sub>S</sub> da cui il **coefficiente di riflessione Γ** ed il **coefficiente di trasmissione T**.

Se il salto di impedenza tra Z<sub>W</sub> e Z<sub>S</sub> è elevato, si ha un coefficiente di riflessione Γ elevato (in campo lontano per entrambi le sorgenti Z<sub>W</sub>=377Ω >>Z<sub>S</sub> ed in campo vicino per una sorgente ad alta impedenza (dipolo) Z<sub>W</sub>>>Z<sub>S</sub>), al contrario se il salto di impedenza tra Z<sub>W</sub> e Z<sub>S</sub> non è elevato, si ha un coefficiente di riflessione Γ basso (in campo vicino per una sorgente a bassa impedenza (spira) Z<sub>W</sub> è dell'ordine di Z<sub>S</sub>).



### Impedenza dello schermo

Materiale generico con perdite:

$$\bar{Z}_s = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\epsilon}}$$

Materiale isolante:

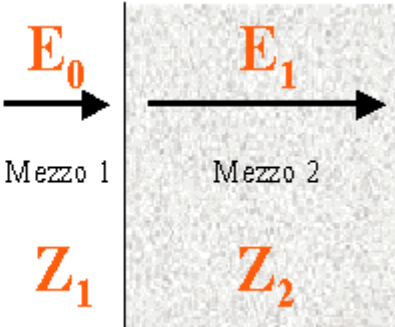


$$|\bar{Z}_s| = \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} = \eta_0 = 377\Omega \quad (\sigma \rightarrow 0)$$

Materiale buon conduttore:

$$|\bar{Z}_s| = \sqrt{\frac{\omega\mu}{\sigma}} \ll \eta_0 \quad (\varepsilon \ll \sigma)$$

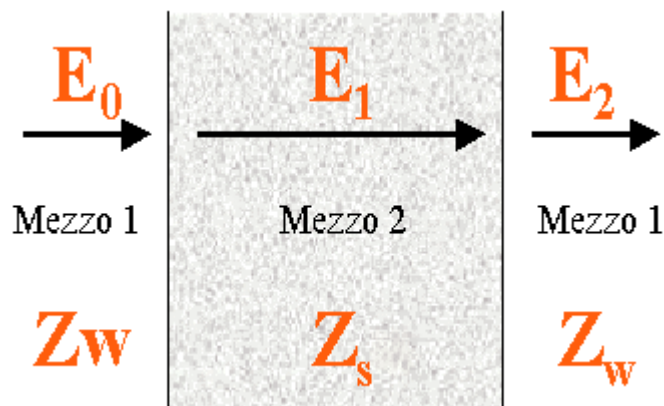
E' possibile calcolare il **coefficiente di riflessione  $\Gamma$**  ed il **coefficiente di trasmissione  $T$**  come:

$$\bar{\Gamma} = \frac{\bar{Z}_2 - \bar{Z}_1}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_1} \quad \bar{T} = \frac{2\bar{Z}_2}{\bar{Z}_1 + \bar{Z}_2}$$


### Schermo reale

Ipotesi:

- Il campo incidente  $E_0$  è perpendicolare allo schermo e lo schermo è in campo lontano cioè  $ZW = \eta_0$ .



Se conosciamo  $Z_W$  e  $Z_S$  possiamo calcolare il campo trasmesso attraverso la prima interfaccia:

$$E_1 = T_1 E_0 = \frac{2Z_S}{Z_S + Z_W} E_0$$

Il campo che raggiunge la seconda interfaccia (metallo-aria) subisce una seconda riflessione e pertanto avremo:

$$E_2 = T_2 E_1 \frac{2Z_W}{Z_S + Z_W} E_1 = \frac{4Z_W Z_S}{(Z_S + Z_W)^2} E_0$$

Se supponiamo  $Z_S \ll Z_W$  si ha che il campo che oltrepassa lo schermo è:

$$E_2 = \frac{4Z_S}{Z_W} E_0$$

Possiamo quindi calcolare il coefficiente di attenuazione per riflessione per un campo elettrico  $R_E$  (ed analogamente per un campo magnetico  $R_H$ ):

$$R_E = 20 \log \left( \frac{Z_W}{4Z_S} \right) \quad [dB] \qquad R_H = 20 \log \left( \frac{Z_W}{4Z_S} \right) \quad [dB]$$

$R_E$  aumenta all'aumentare della conducibilità del materiale dello schermo infatti la conducibilità è legata a  $Z_S$  per buoni conduttori dalla relazione

$$|\bar{Z}_S| = \sqrt{\frac{\omega \mu}{\sigma}} = \sqrt{2\pi f \frac{\mu}{\sigma}}$$

che aumenta con la frequenza e quindi l'attenuazione per riflessione diminuirà all'aumentare della frequenza (al contrario dell'attenuazione per assorbimento).

**Osservazioni:**

Alle alte frequenze l'attenuazione per riflessione non è sfruttabile. Alle basse frequenze, invece, il valore di attenuazione diventa via via più elevato al diminuire della frequenza

### **Attenuazione per RIFLESSIONE MULTIPLA:**

Il coefficiente di attenuazione per riflessioni multiple  $B$ , vale circa l'unità ( $B$  in dB è circa uguale a 0) nel caso in cui lo spessore dello schermo sia grande rispetto alla profondità di penetrazione per effetto pelle,  $t \gg \delta$  e quindi può essere trascurato. Se lo spessore dello schermo è sottile rispetto la profondità di penetrazione per effetto pelle,  $t \ll \delta$  il coefficiente di perdita per riflessioni multiple è addirittura negativo (in dB).

In questo caso le riflessioni multiple riducono l'efficienza di schermatura della barriera.

Questo è particolarmente vero per il campo magnetico, dato che per esso la trasmissione maggiore avviene alla prima interfaccia e quindi queste riflessioni multiple possono avere maggior peso sull'efficienza di schermatura contro il campo magnetico.

Nel caso in cui le riflessioni multiple siano significative, se ne tiene conto mediante un fattore di attenuazione per riflessione multipla:

$$B_{dB} \cong 20 \log \left| 1 - e^{-2t/\delta} e^{-j2t/\delta} \right|$$

Calcolo dell'attenuazione

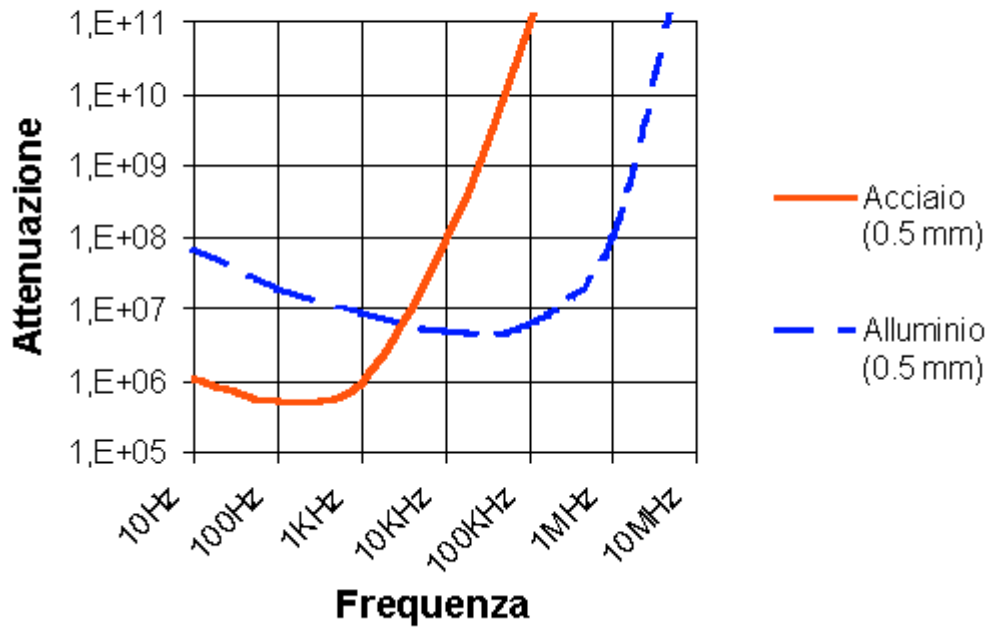
Considerando soltanto i contributi di assorbimento e di riflessione (si trascura il fenomeno di riflessione multipla all'interno del materiale) si avrà:

**BASSE FREQUENZE => ATTENUAZIONE PER RIFLESSIONE**

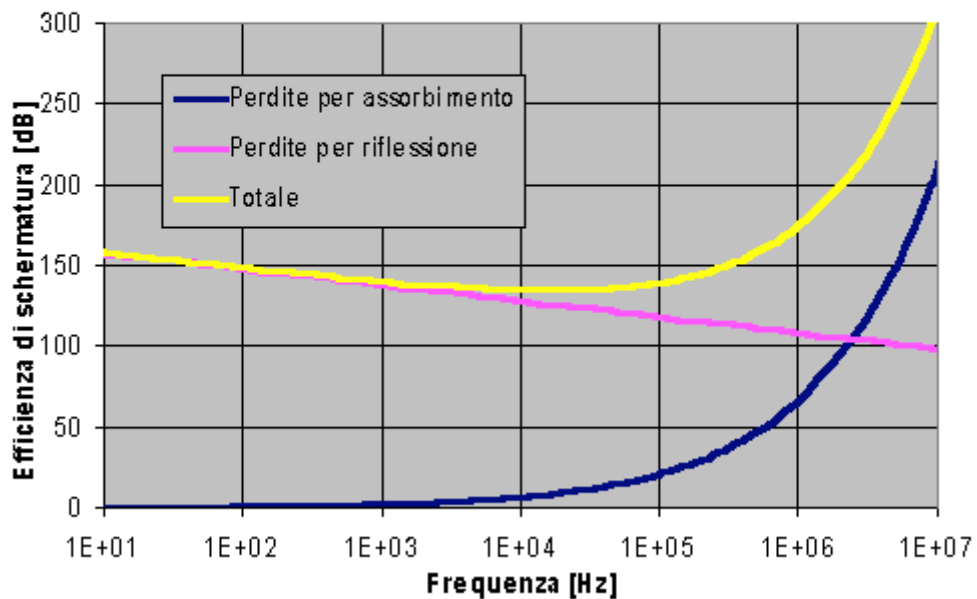
**ALTE FREQUENZE => ATTENUAZIONE PER ASSORBIMENTO**

Nel tratto in salita (alte frequenze) prevale l'attenuazione per assorbimento, nel tratto in discesa (basse frequenze) prevale l'attenuazione per riflessione

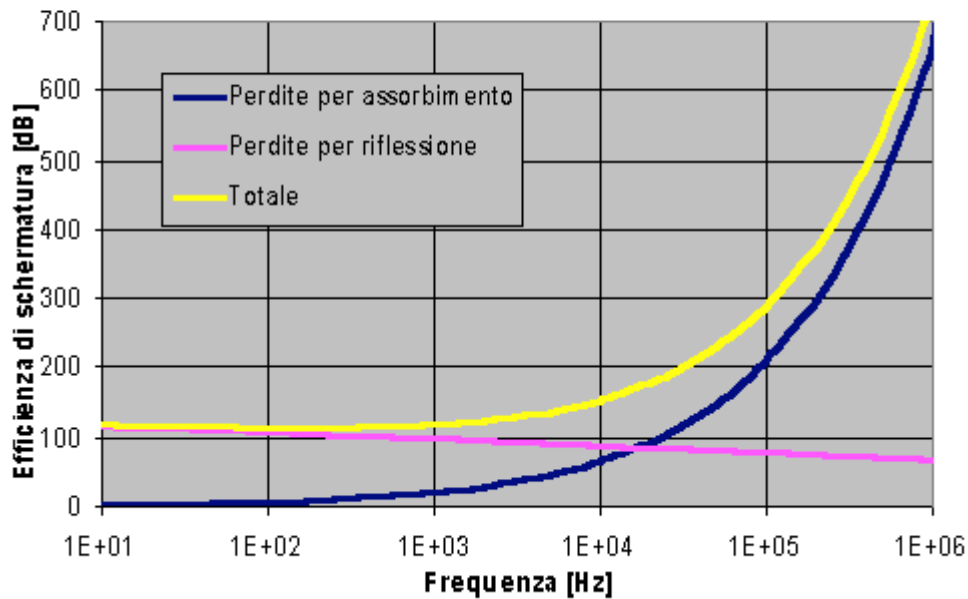
**Efficienza di schermatura in campo lontano con  $Z_W=377\Omega$**



**Efficienza di schermatura di uno schermo di rame di 20 mil (circa 0.51 mm) di spessore**



*Efficienza di schermatura di  
uno schermo di acciaio(SAE  
1045) di 20 mil (circa 0.51  
mm) di spessore*



**Caso peggiore: schermo vicino ad una sorgente di campo magnetico**

Come abbiamo già visto, nella zona di campo vicino si ha un'elevata impedenza d'onda per il campo elettrico (nel caso di sorgente dipolo) ed una bassa impedenza d'onda per il campo magnetico (nel caso di sorgente spira). Pertanto, il caso di sorgente di campo elettrico è poco significativo in quanto si ha una forte attenuazione per riflessione:

$$R_E \quad \uparrow\uparrow \quad \Rightarrow \quad \text{non ce ne occupiamo}$$

$$R_H \quad \text{??????}$$

Prendiamo ora in considerazione il caso di schermo posto in campo vicino rispetto ad una sorgente di campo magnetico.

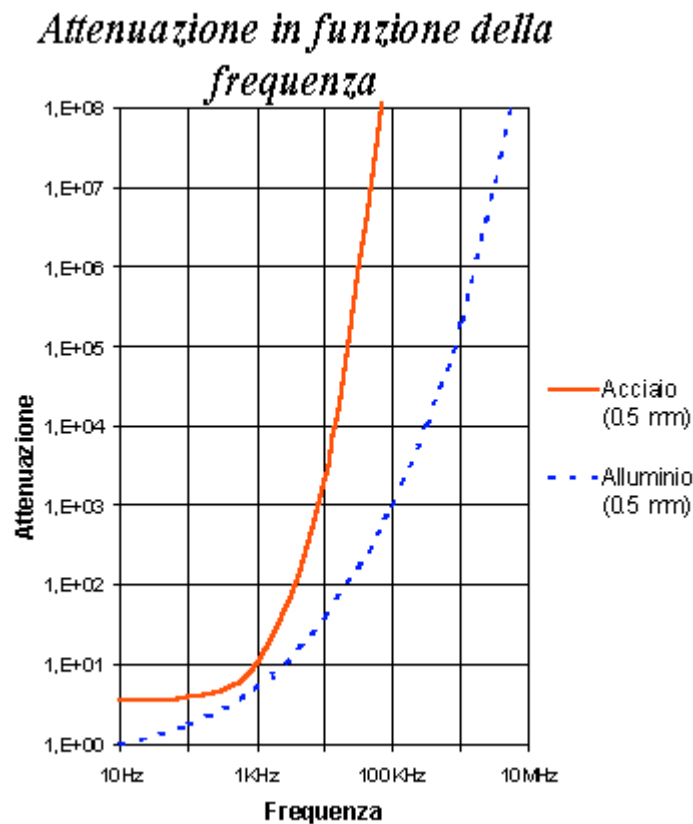
La considerazione di campo vicino è molto frequente alle basse frequenze (con  $f=100$  Hz si ha  $\lambda=3$  Km).

Nel caso di sorgenti di campo magnetico si ha un basso valore di  $Z_W$  (vedi attenuazione per riflessione) per cui il coefficiente di attenuazione per riflessione sarà:

$$R_H = 20 \log \left( \frac{Z_W}{4Z_S} \right) \quad \downarrow \downarrow$$

Quindi non possiamo contare sull'attenuazione per riflessione bisognerà trovare un'altra soluzione.

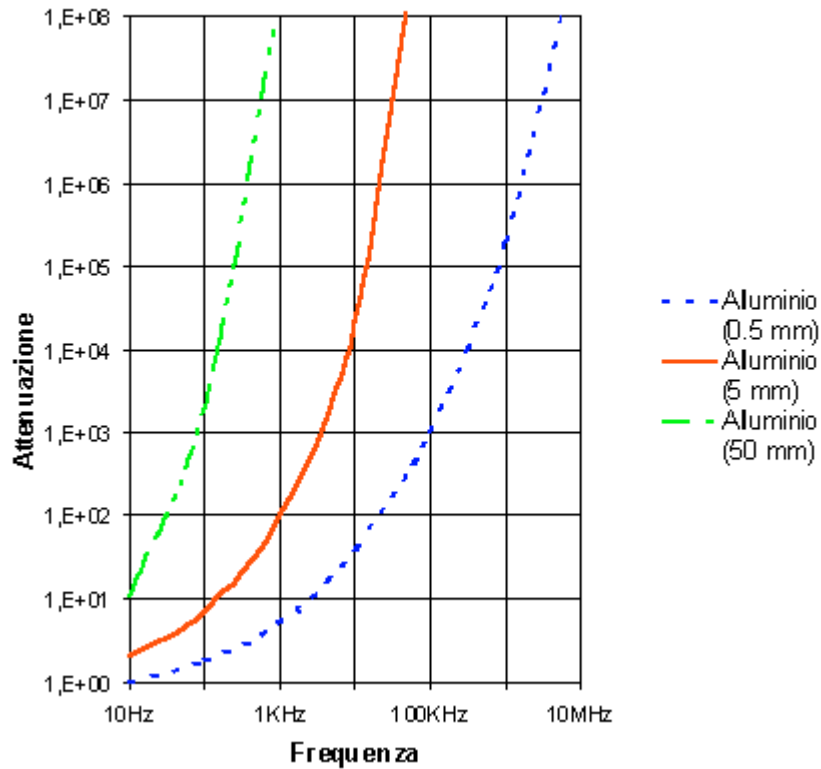
Si può realizzare uno schermo che sfrutti l'effetto di attenuazione per assorbimento, che, non essendo molto efficiente alle basse frequenze, ci costringerà ad utilizzare spessori molto elevati (nella figura seguente è mostrata l'attenuazione in funzione della frequenza per l'acciaio e l'alluminio)



Nella figura seguente è riportato l'andamento dell'attenuazione in frequenza per una lastra di alluminio posta a 10 cm dalla sorgente per tre diversi valori di spessore: si

vede che a frequenze elevate si ottiene una buona attenuazione già con bassi spessori mentre alle basse frequenze occorrono spessori maggiori.

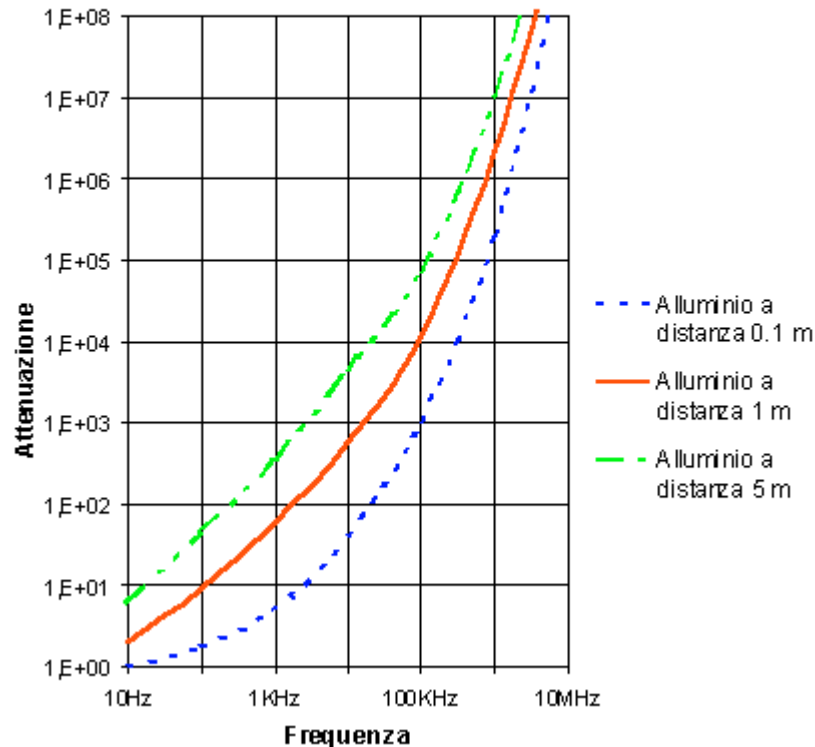
### *Attenuazione di una lastra di alluminio*



Nel caso di schermi posti nel campo vicino di sorgenti di campo magnetico, non è più sempre trascurabile il fenomeno delle riflessioni multiple all'interno del materiale schermante.

Nel caso fosse possibile allontanare lo schermo dalla sorgente di campo magnetico, l'attenuazione aumenterebbe come è descritto nella figura seguente:

### *Attenuazione di una lastra di alluminio di spessore 0.5 mm*



### **Schermatura dei campi magnetici a bassa frequenza**

#### **PROBLEMI:**

Bassa frequenza => elevata lunghezza d'onda => nella pratica si ricade nella zona di campo vicino e, nel caso di sorgenti di campo magnetico, si ha un basso valore di impedenza d'onda  $ZW$  => basso valore del coefficiente di attenuazione per riflessione  $RH$ .

*ESEMPIO: Trasformatore di alimentazione a 50 Hz.*

#### **SOLUZIONI:**

a) Schermo ad elevato spessore

Non potendo contare sull'attenuazione per riflessione si utilizza l'attenuazione per assorbimento la quale essendo inefficace alle basse frequenze implica l'utilizzo di schermi di elevato spessore.



**b) Materiale a bassa riluttanza**

Si cerca di creare un percorso a bassa riluttanza (alta permeabilità) per il campo magnetico, in modo da defletterlo lontano dai componenti critici.

**c) Spira in cortocircuito**

Generazione di un flusso magnetico contrario sfruttando la legge di Faraday.

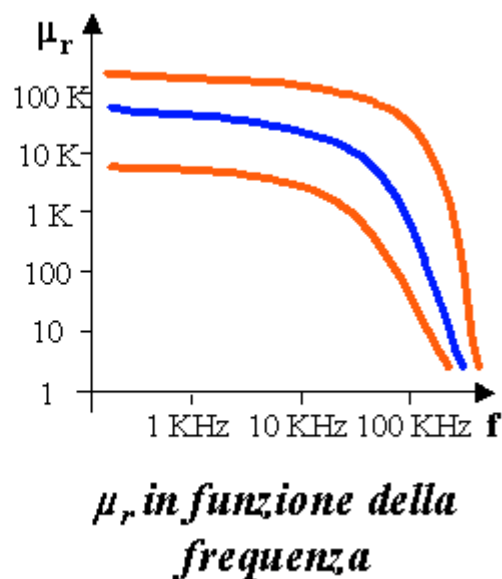
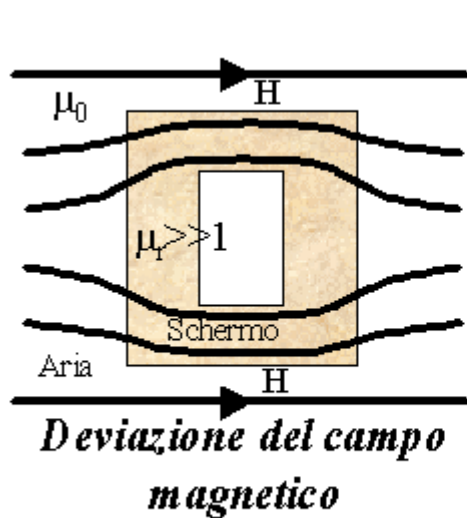
**Materiale a bassa riluttanza**

Ipotizzando che il mezzo esterno sia l'aria con  $\mu=\mu_0$  e che lo schermo sia costruito di un materiale ferromagnetico con  $\mu=\mu_r\mu_0$  e con  $\mu_r \gg 1$ , il campo magnetico  $H$  tenderà a concatenarsi nel percorso ferromagnetico a bassa riluttanza e quindi andrà ad attraversare la zona interna allo schermo.

I materiali che più si utilizzano sono: acciaio al nichel, ferrite, permalloy e mumetal; con una permeabilità relativa  $\mu_r$  che può andare da 10000 a 100000.

Ci sono tre fattori che possono peggiorare l'efficienza di schermatura della tecnica di deviazione del flusso magnetico:

- Il valore di  $\mu_r$  tende a diminuire all'aumentare dello spessore della lastra si deve trovare un compromesso.
- Il valore di  $\mu_r$  tende a diminuire all'aumentare della frequenza (vedi grafico).



- Il valore di  $\mu_r$  tende a diminuire all'aumentare della intensità del campo magnetico.

I produttori di materiali ferromagnetici di solito specificano la permeabilità relativa del materiale ad una data bassa frequenza, in modo che questo valore di  $\mu_r$  sia il massimo che si può ottenere per quel materiale.

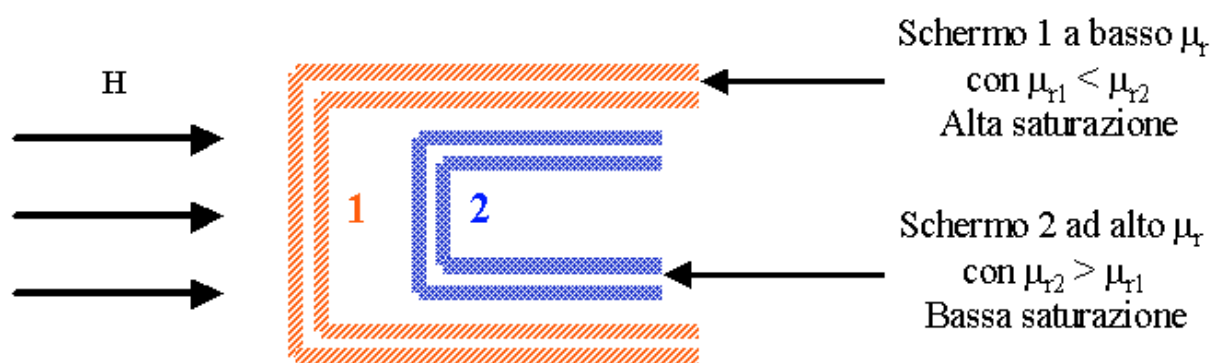
Per esempio il mumetal ha una permeabilità relativa di oltre 10000 nell'intervallo da 0 a circa 1 KHz, oltre 1 KHz la permeabilità relativa diminuisce vistosamente e

attorno i 20 KHz non è maggiore di quella dell'acciaio laminato a freddo. Pertanto i materiali ad elevata permeabilità come il mumetal sono efficaci contro i campi magnetici soltanto al di sotto di 1KHz. Oltre i 20 KHz l'acciaio possiede la stessa efficacia di schermatura contro i campi magnetici di questi materiali ad elevata permeabilità. Ciò spiega perché i contenitori schermanti degli alimentatori a commutazione sono costruiti di acciaio piuttosto che di mumetal. L'acciaio è meno costoso e assicura la stessa efficienza di schermatura alla frequenza fondamentale di commutazione (20 KHz - 100 KHz) e alle sue armoniche. Schermando l'alimentatore si impedisce agli intensi campi magnetici a bassa frequenza di irradiarsi sugli altri fili e circuiti stampati presenti nell'apparecchiatura, evitando così di causare problemi di funzionamento o di causarne la conduzione attraverso il cordone di alimentazione, che genera problemi di emissioni condotte. Al contrario, la schermatura contro le interferenze a 50 - 60 Hz è molto più efficace se si utilizza il mumetal, purché l'intensità del campo non sia tale da **saturare il materiale**.

### Accorgimento per ridurre il fenomeno di saturazione

L'intensità del campo è proporzionale agli amperspira, (il prodotto della corrente per il numero di spire) quindi nel caso di correnti elevate si può produrre un campo talmente forte da far entrare in saturazione il materiale ferromagnetico.

Un metodo comune per minimizzare l'effetto della saturazione è di utilizzare due schermi:



### Utilizzo di uno schermo multistrato per ridurre gli effetti di saturazione

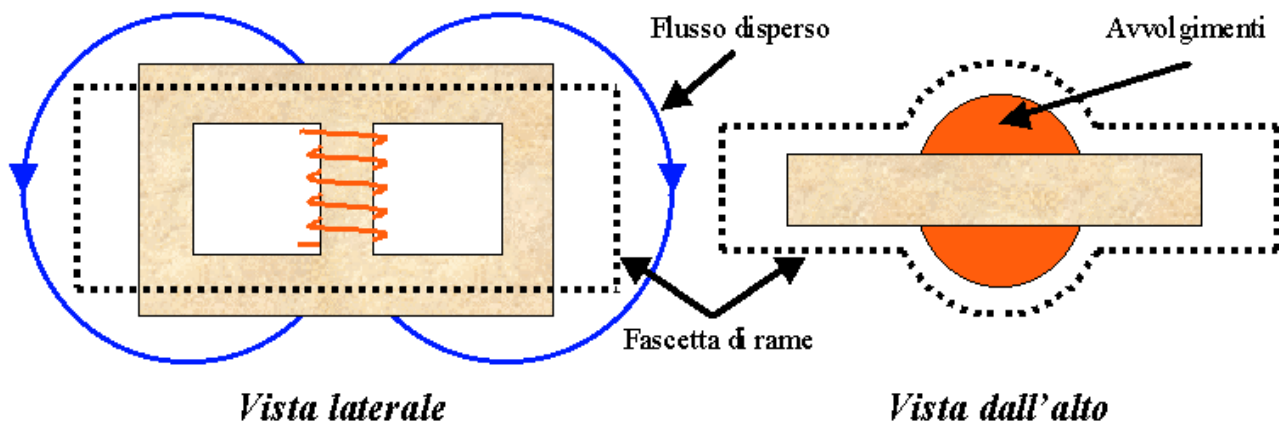
Poiché, in generale, il livello di campo che satura il materiale è tanto più basso quanto più è alto il valore di  $\mu_r$ , lo schermo 1 va progettato in modo da non saturare e da non far saturare lo schermo 2 ad elevato  $\mu_r$ .

In genere il primo schermo causa anche una perdita per riflessione del campo elettrico.

## Spira in corto circuito

Nel metodo della spira in cortocircuito si utilizza una spira, costituita per esempio da un filo, posta in modo che il campo magnetico incidente attraversi la superficie racchiusa dalla spira. Così si induce sulla spira, per la legge di Faraday, una corrente  $I_{ind}$  ed un flusso magnetico associato  $\Phi_{ind}$ , con una polarità o direzione tale da opporsi al campo magnetico incidente che lo ha generato.

Una comune applicazione del metodo della spira in cortocircuito per la riduzione dei campi magnetici si ha con i trasformatori.



Il trasformatore viene avvolto da una fascia conduttiva costituita da una bandella continua di rame (come illustrato nella figura sopra).

L'obiettivo dell'impiego di questa fascia è di ridurre il campo magnetico irradiato dovuto al flusso di perdita del trasformatore.

È importante posizionare questa fascia avvolgente in modo che la superficie risulti il più perpendicolare possibile al flusso che si vuole cancellare, in modo da indurre la massima f.e.m. nella fascia. Vi sono casi in cui si devono utilizzare due fasce ortogonali.

Questo utilizzo di fasce metalliche attorno ai trasformatori, in particolare quelli degli alimentatori a commutazione, risulta molto efficace per quanto riguarda il soddisfacimento, da parte dell'apparecchiatura, delle norme sui campi magnetici a bassa frequenza.

Inoltre è anche molto efficace nell'impedire le interferenze provenienti dai trasformatori: per esempio consente all'utente di poter appoggiare un monitor video (molto suscettibile ai campi magnetici) sopra all'apparecchiatura, quindi molto vicino al trasformatore.

## Effetto delle aperture negli schermi

Vi sono numerosi casi in cui le aperture in uno schermo altrimenti continuo non possono essere evitate per ragioni pratiche, queste sono principalmente:

- Ventilazione
- Passaggio dei cavi
- Sportelli apribili per manutenzione
- Giunzioni tra lamiera
- Coperchi rimovibili per posizionare le schede elettroniche

Una delle più comuni è la necessità di **ventilare** l'interno delle apparecchiature per ragioni termiche, spesso, sono utilizzati ventilatori per espellere l'aria calda all'interno dello schermo.

È possibile notare che questo tipo di aperture è costituito in genere da un gran numero di piccoli buchi invece che un'unica grande apertura.

Un campo elettrico incidente in direzione normale su una superficie perfettamente conduttrice, induce una corrente superficiale che genera un campo riflesso.

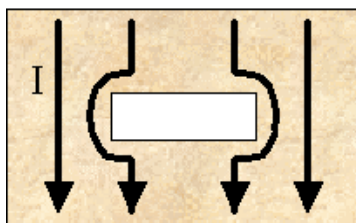
Il campo riflesso è di polarità tale da riuscire ad annullare il campo incidente in modo da soddisfare la condizione al contorno secondo cui la componente del campo elettrico totale tangente ad un perfetto conduttore deve essere nulla.

Per ottenere dallo schermo questo effetto di cancellazione occorre che le correnti indotte possano scorrere liberamente e senza ostacoli.

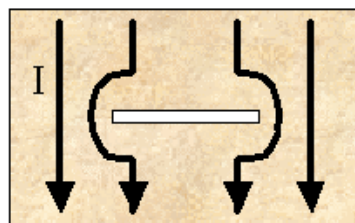
Si supponga ora di creare nello schermo continuo una fessura in direzione perpendicolare al fluire delle correnti indotte.

La fessura interromperà le correnti e contribuirà a ridurre l'efficienza di schermatura.

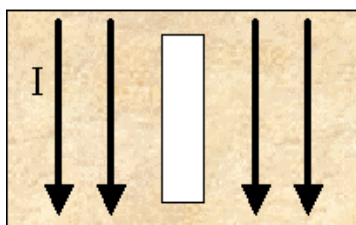
La larghezza della fessura non l'influenza in modo significativo (vedi figure A) e B)).



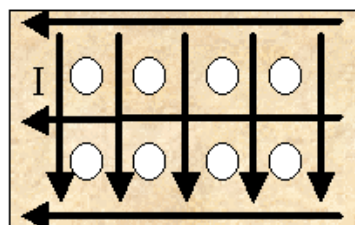
A)



B)



C)



D)

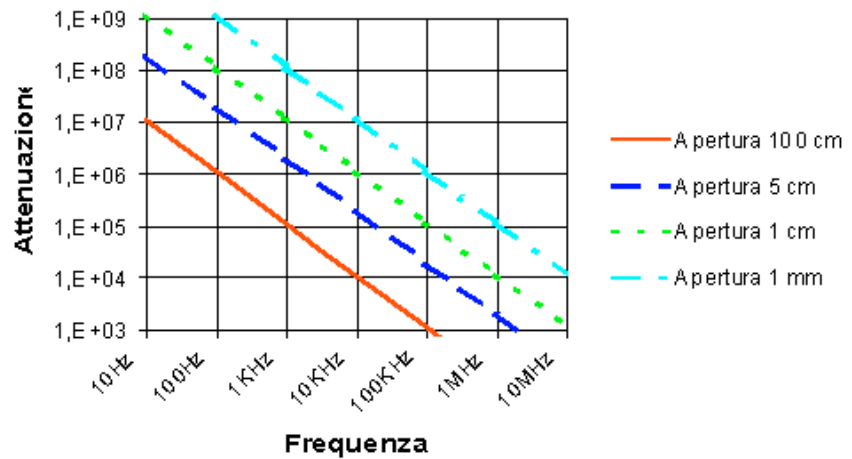
*Effetti delle fessure sulle correnti indotte in uno schermo. Molti piccoli buchi consentono la stessa ventilazione di una singola lunga fessura ma perturbano le correnti indotte in misura minore e quindi limitano la perdita di efficienza causata dall'apertura.*

Al contrario della fessura orientata in modo ortogonale alle correnti indotte, la si può orientare in direzione parallela, si compromette molto di meno l'efficienza di schermatura, (vedi figura C della figura sopra).

Poiché non è possibile determinare la direzione delle correnti indotte ed orientare di conseguenza le fessure nella direzione appropriata, al loro posto si utilizza un gran numero di piccoli buchi (vedi figura D della foto sopra).

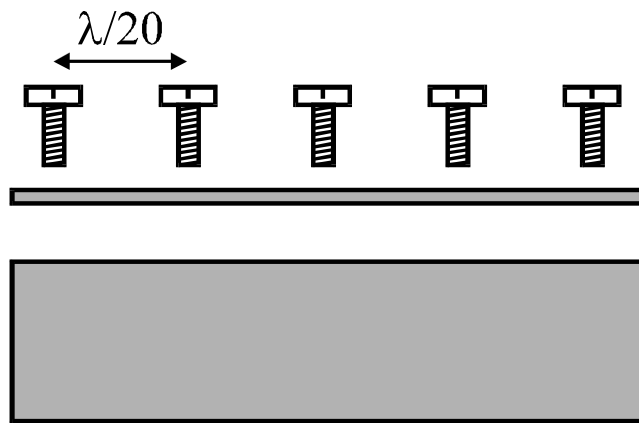
È possibile utilizzare delle reti, con una perdita di efficienza di schermatura tanto maggiore quanto più larghe sono le maglie (vedi grafico sotto).

*Attenuazione in  
funzione  
della frequenza per  
reti  
con dimensione  
d'apertura  
del foro diversa*



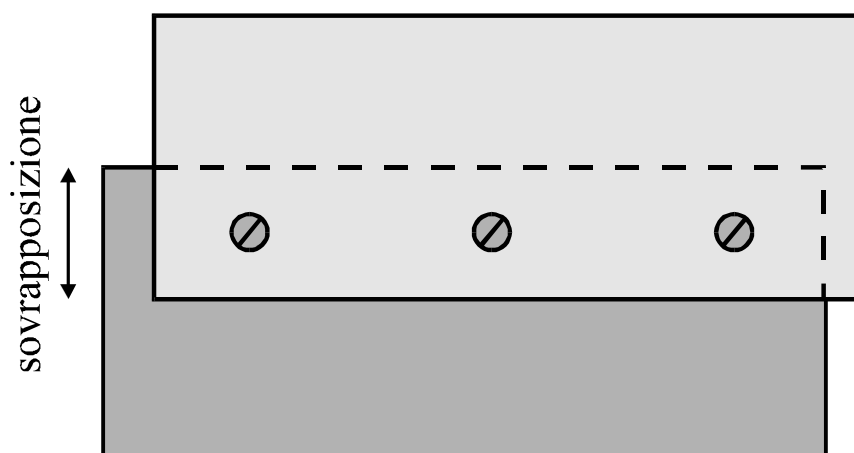
### giunzioni tra schermi

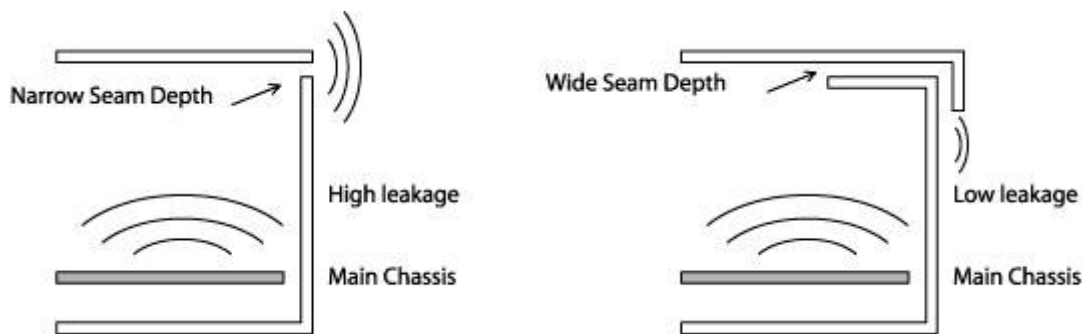
Nella prima categoria comprendiamo tutti i problemi legati alla connessione di schermi tra di loro mediante viti, bulloni, rivetti. L'esempio più immediato è quello della scatola metallica entro la quale viene collocato un circuito elettronico che vogliamo isolare dall'ambiente elettromagnetico circostante. Affinché tale scatola, una volta chiusa, si comporti come buono schermo elettromagnetico occorre adottare alcuni accorgimenti. Il primo, evidentemente, è di utilizzare superfici metalliche non verniciate, in modo che sia garantito il collegamento elettrico continuo. Ma a volte ciò non basta, in quanto è normale che le due superfici non risultino perfettamente a contatto per tutta la lunghezza di sovrapposizione. Allora bisogna che il contatto elettrico o, meglio, "elettromagnetico", venga assicurato con l'impiego di viti, rivetti od altro rispettando una distanza massima di  $\lambda / 20$ .



Per un apparato operante alla frequenza di 100 MHz tale distanza massima corrisponde a 15 centimetri. In questo modo, si badi bene, si mantiene una buona efficacia alla sola frequenza fondamentale del campo: non è detto che il comportamento sia altrettanto buono in corrispondenza delle frequenze armoniche. In questo caso sarà necessario infittire le viti di chiusura pannelli dell'involucro metallico. Tuttavia, facendo dei conti, si scopre che alla frequenza di 1 GHz la distanza massima tra i punti di connessione ( $\lambda/20$ ) corrisponderebbe a 1,5 cm, che è una distanza improponibile, per cui alla fine non è questa la soluzione più conveniente.

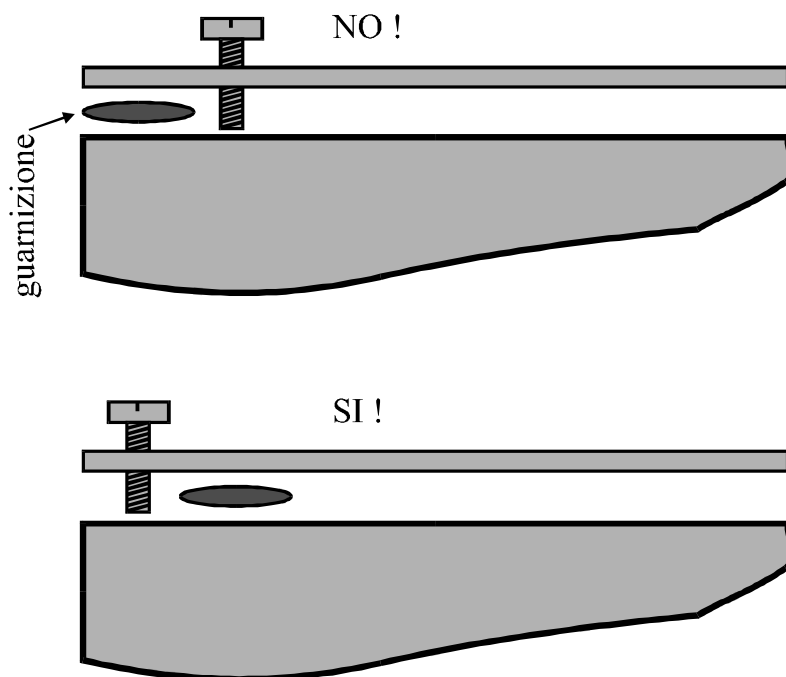
In questo caso potrebbe essere sfruttata la capacità elettrica (condensatore) presente tra uno schermo e l'altro anche in presenza di superfici verniciate (che sarebbero, in generale, da evitare). Se i pannelli metallici sono generosamente sovrapposti (almeno di qualche centimetro), la capacità che si stabilisce tra i due rassomiglia molto ad una "continuità elettromagnetica" alle alte frequenze:





Questo consente di mantenere una distanza superiore tra le viti, che a questo punto andrebbe però determinata per via sperimentale.

Un'altra possibile soluzione, è l'impiego di guarnizioni conduttive da interporre tra le due superfici. Esistono in commercio materiali creati allo scopo quali gomme conduttive, garze metalliche, che possono essere ritagliate e sagomate in funzione della particolare destinazione.



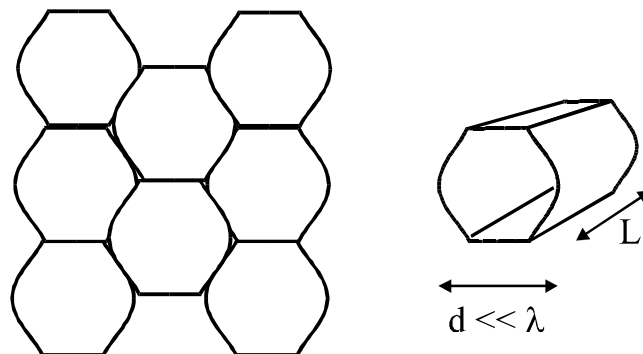
Una delle caratteristiche fondamentali di tali guarnizioni, oltre l'elevato potere schermante e l'altrettanto elevato costo, è la capacità di mantenere l'efficacia anche dopo numerose rimozioni. E' il caso tipico di guarnizioni poste sul bordo di pannelli

che devono essere periodicamente rimossi per manutenzione; utilizzando le guarnizioni si evita di dovere rimuovere e riposizionare ogni volta un consistente numero di viti.

Una possibilità ancora è l'impiego di "fingers", che sostanzialmente svolgono la stessa funzione, e che sono più adatti a grandi pannelli amovibili. Tale soluzione viene adottata per assicurare una perfetta schermatura nelle porte delle camere schermate ed anecoiche utilizzate nelle prove di compatibilità elettromagnetica. Una soluzione economica potrebbe essere l'impiego della calza di un cavo coassiale (ad es. RG8) come guarnizione.

## Aperture per il raffreddamento e la ventilazione

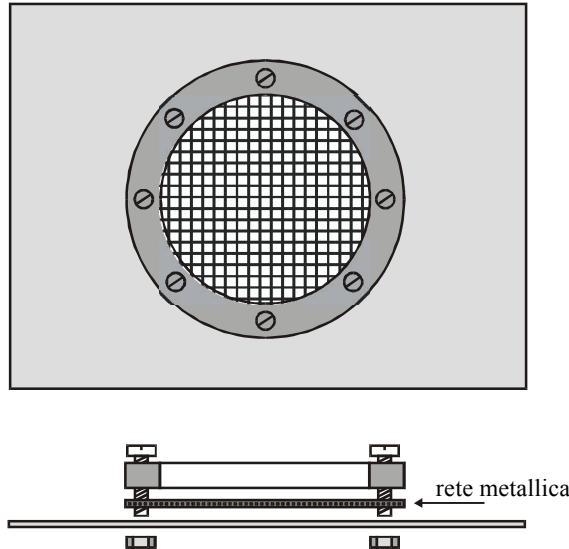
In questa seconda categoria rientrano le aperture che "non possono essere chiuse". In ogni apparato in cui è richiesta una ventilazione forzata per lo smaltimento del calore generato dai dispositivi, è presente una qualche apertura per l'ingresso dell'aria fresca ed una per la fuoriuscita dell'aria calda. La soluzione a questo tipo di problema è unica, e consiste nella chiusura dell'apertura con una griglia che consenta il passaggio del flusso d'aria ma non del campo elettromagnetico. Si usano delle particolari griglie, o anche delle retine metalliche, realizzate con una maglia continua, e non con maglie intrecciate, ricavata o da una lamiera stampata e poi stirata, o mediante accostamento a pressione di elementi tubolari a sezione circolare o esagonale. Le griglie di quest'ultimo tipo sono definite "a nido d'ape" proprio per la forma caratteristica che assumono.



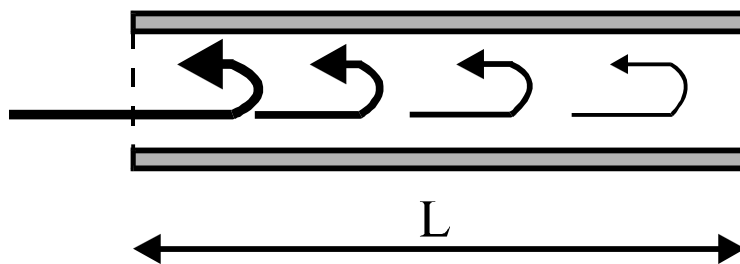
Vediamo perché è opportuno impiegare queste tecniche.

Il fatto che le maglie siano ricavate mediante stampaggio da una lamina continua garantisce la perfetta continuità "elettromagnetica" tra le maglie, e quindi l'eventuale campo elettromagnetico incidente troverà un basso valore di impedenza tra qualunque punto dello schermo costituito dalla rete e la massa cui questa deve essere collegata. Il collegamento a massa, ovvero alla struttura metallica dell'apparato, deve essere fatto in modo continuo, tramite apposita cornice metallica fissata con viti:





La particolare configurazione definita “a nido d’ape” è basata su un preciso fenomeno fisico, che è la propagazione guidata di un campo elettromagnetico in guida d’onda. La propagazione può avvenire senza perdite solo se le dimensioni geometriche della sezione della guida sono paragonabili alla lunghezza d’onda del campo. In caso di dimensioni inferiori, la propagazione avviene con forte attenuazione nell’avanzamento lungo l’asse della guida. In altre parole, la guida d’onda si comporta come filtro passa-alto ; se la lunghezza d’onda è superiore alle dimensioni fisiche della sezione, la guida si dice “sotto taglio” e non consente la propagazione. Si comporta, sostanzialmente, come se fosse uno schermo continuo. Ecco spiegato, dunque, il principio di funzionamento delle griglie a nido d’ape, che è per l’appunto quello di una guida d’onda sotto frequenza di taglio che si comporta di conseguenza come uno schermo per un campo elettromagnetico di frequenza inferiore ad un certo valore (che nel caso della Compatibilità Elettromagnetica, come già detto, è 1 GHz), ma come griglia “trasparente” per un flusso d’aria. Naturalmente l’efficacia schermante di una tale griglia è tanto maggiore quanto minore è la sezione delle “cellette” e quanto più queste sono profonde. Poiché, infatti, la riflessione dell’onda elettromagnetica è una riflessione distribuita nella lunghezza delle cellette, al crescere della lunghezza  $L$  crescerà la attenuazione complessiva:



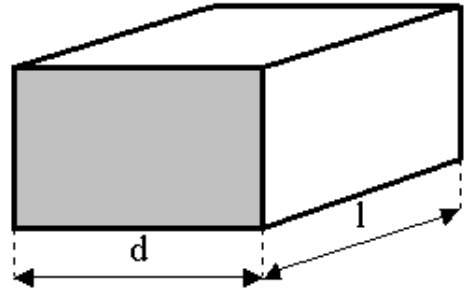
### Guida d'onda rettangolare

Una guida d'onda rettangolare di lato  $d$  possiede una frequenza di taglio per il modo di propagazione fondamentale:

$$f_c = \frac{v_0}{2d} = \frac{15}{d[\text{cm}]} \quad [\text{GHz}]$$

Con una attenuazione:

$$A = 27.3 \frac{l}{d} \quad [\text{dB}]$$



### Guida d'onda a sezione circolare

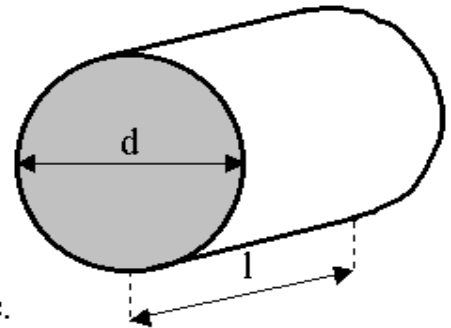
Una guida d'onda a sezione circolare di diametro  $d$  possiede una frequenza di taglio per il modo di propagazione fondamentale:

$$f_c = \frac{v_0}{2d} = \frac{17.6}{d[\text{cm}]} \quad [\text{GHz}]$$

Con una attenuazione:

$$A = 32 \frac{l}{d} \quad [\text{dB}]$$

È dunque preferibile la guida a sezione circolare.



## 5. Tecniche di filtraggio dei disturbi condotti

In generale si ricorre all'utilizzo dei cosiddetti "filtri di rete", da applicare alla porta di alimentazione dell'apparato.

Dal punto di vista dell'aspetto, un filtro di rete non è altro che una scatola metallica completamente chiusa, dalla quale fuoriescono, su lati opposti, i terminali di ingresso, di uscita ed il collegamento di terra. Dal punto di vista elettrico è un filtro passa basso, ad una o più celle, impiegante componenti passivi quali induttanze e condensatori.

La scelta del filtro è legata alla impedenza della sorgente e del carico secondo il seguente criterio:

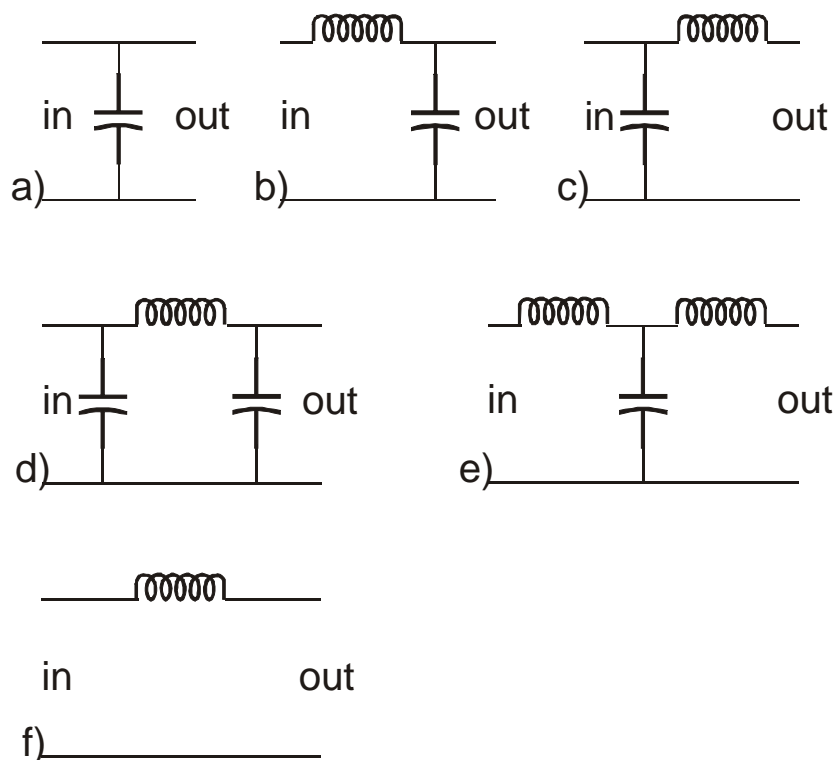


Fig. 2.22

a) è il caso del classico condensatore passante; ha buona efficacia quando sia la sorgente che il carico hanno impedenza elevata. La pendenza teorica di tale filtro è 6 dB per ottava, ricavabile dalla formula della attenuazione in dB:

$$A = 20 \log \left( 2\pi f C \frac{Z_{in} Z_{out}}{Z_{in} + Z_{out}} \right)$$

b) filtro LC per sorgenti a bassa impedenza e carico ad alta impedenza. Pendenza 12 dB / ottava, formula di attenuazione in dB:

$$A = 20 \log \left( \frac{2\pi f L}{Z_{in}} + LC 2\pi f \right)$$

c) come il precedente, ma con sorgente ad alta e carico a bassa impedenza

d) filtro a “pi greco”, adatto per sorgente e carico ad alta impedenza. Pendenza 18 dB / ottava. Formula di attenuazione in dB:

$$A = 20 \log \left\{ (2\pi f)^2 LC + \left[ LC^2 (2\pi f)^3 + 2\pi C \right] \frac{Z_{in} Z_{out}}{Z_{in} + Z_{out}} \right\}$$

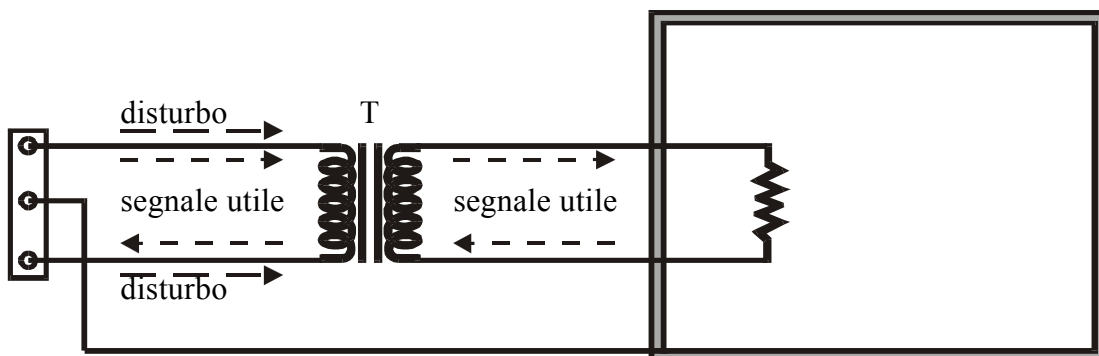
e) filtro a “T”, per circuiti con sorgente e carico a bassa impedenza. Pendenza 18 dB / ottava e formula di attenuazione in dB:

$$A = 20 \log \left[ (2\pi f)^2 LC + \frac{L^2 C (2\pi f)^3 + 4\pi f L}{Z_{in} + Z_{out}} \right]$$

f) il filtro realizzato con la sola induttanza in serie è utilizzabile quando sia la sorgente che il carico sono a bassa impedenza. Pendenza 6 dB / ottava, formula di attenuazione:

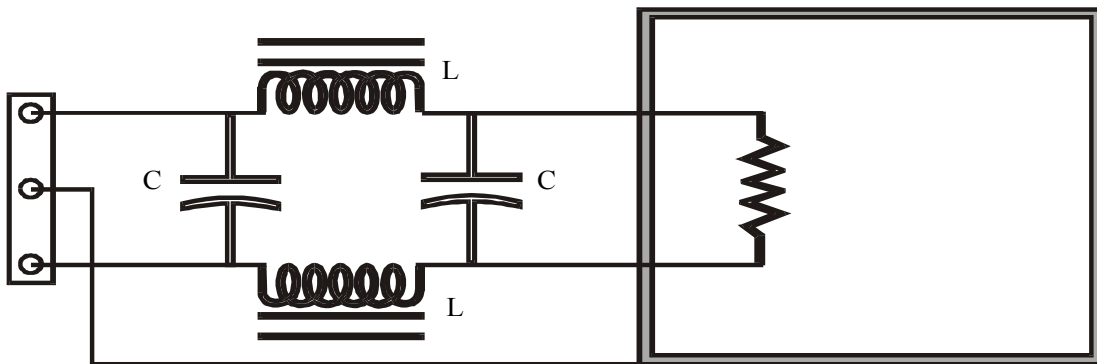
$$A = 20 \log \left( \frac{2\pi f L}{Z_{in} + Z_{out}} \right)$$

In realtà il filtro di rete è un filtro un po' particolare, in quanto deve bloccare disturbi che si propagano di modo comune e di modo differenziale, utilizzando una tipologia circuitale di tipo “combinato”. In linea di principio la propagazione di modo comune può essere bloccata mediante accorgimenti che vadano ad interrompere elettricamente tutti i conduttori interessati alla propagazione. Una soluzione potrebbe essere un trasformatore di separazione, che consente il passaggio di segnali di tipo differenziale come la corrente di alimentazione proveniente dalle rete elettrica a 50 Hz .

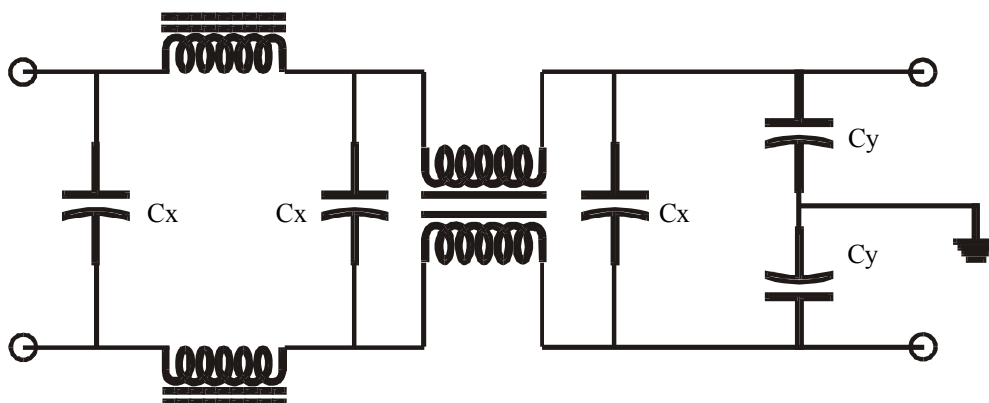


Una soluzione di questo tipo sarà tuttavia valida alle sole basse frequenze, finché la capacità parassita tra primario e secondario non viene a costituire un percorso ad impedenza troppo bassa per i disturbi di modo comune, vanificando così l'effetto di blocco del trasformatore.

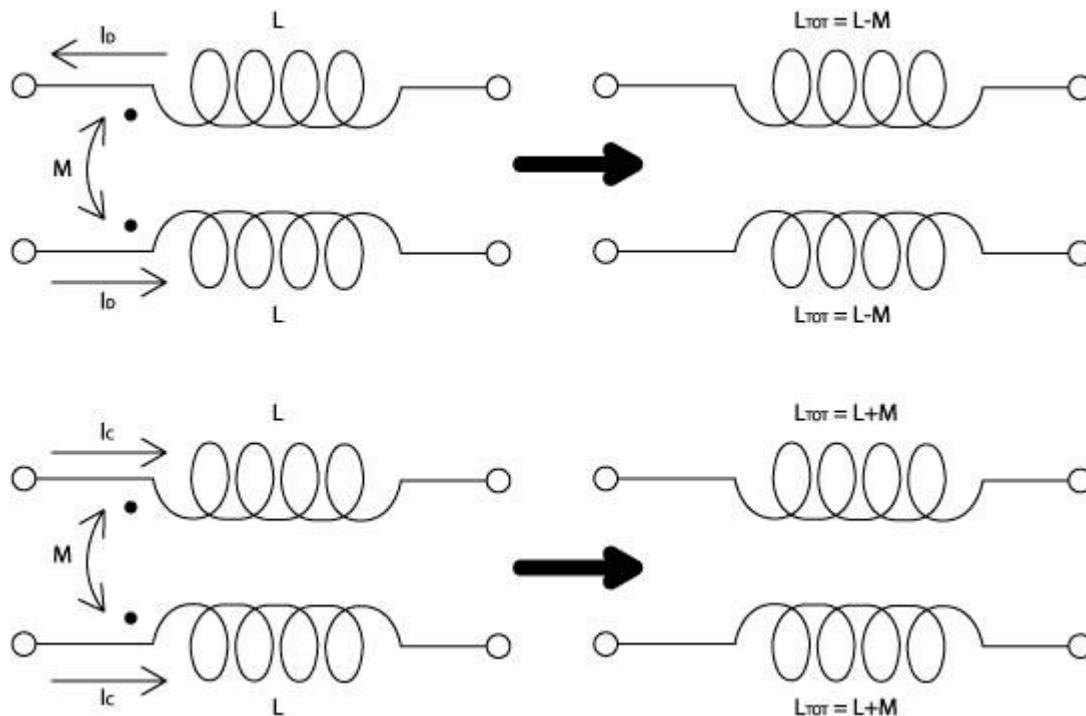
La propagazione di disturbi di tipo differenziale può essere contrastata, invece, con dispositivi che tendono ad annullare le differenze di segnale tra i conduttori (alle frequenze opportune, ovviamente). Per raggiungere questo scopo si ricorre a circuiti di filtraggio che si riconducono, sostanzialmente, alle tipologie già viste. Molto comune è, ad esempio, quella che prevede un "PI greco" realizzato con induttanze e condensatori:



I nuclei in ferrite delle induttanze presenti sui singoli conduttori sono soggetti al rischio di saturazione in caso di correnti elevate. In generale, i filtri di rete usualmente impiegati attuano un filtraggio sia differenziale che di modo comune. Lo schema elettrico tipico di un filtro è riportato nella figura seguente, con le sigle convenzionalmente utilizzate per identificare le capacità ( $C_x$  e  $C_y$  a seconda di come sono collegate).



Un'altra possibile soluzione per il blocco dei disturbi condotti è l'impiego delle *bobine di blocco del modo comune*. Sono tipicamente costituite da due avvolgimenti uguali attorno ad un nucleo di ferrite (di una mescola efficace nell'intervallo di frequenza delle emissioni condotte).



Poiché gli avvolgimenti sono identici ed avvolti in modo compatto attorno allo stesso nucleo, la mutua induttanza è circa uguale all'autoinduttanza,  $L \cong M$ , e quindi il suo coefficiente di accoppiamento è circa 1.

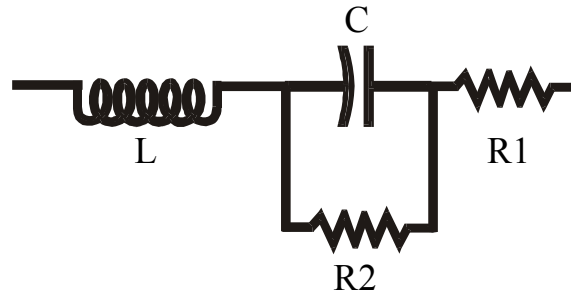
Si può dimostrare con pochi calcoli che ogni conduttore della bobina presenta un'induttanza pari ad  $L + M \cong 2L$  alle correnti di modo comune, ed un'induttanza pari ad  $L - M \cong 0$  alle correnti di modo differenziale. Dal punto di vista teorico, dunque, la bobina di blocco del modo comune non ha influenza sulle correnti di modo differenziale; in pratica, invece,  $L - M$  non è nulla ed è efficace nel bloccare le correnti di modo differenziale.

Un vantaggio degli induttori di modo comune consiste nel fatto che i flussi dovuti a correnti di modo differenziale (anche di valore elevato) si elidono nel nucleo e pertanto non danno origine a fenomeni di saturazione (la saturazione porterebbe alla perdita delle caratteristiche magnetiche e in ultimo della induttanza della bobina).

### Scelta e collocazione del filtro di rete

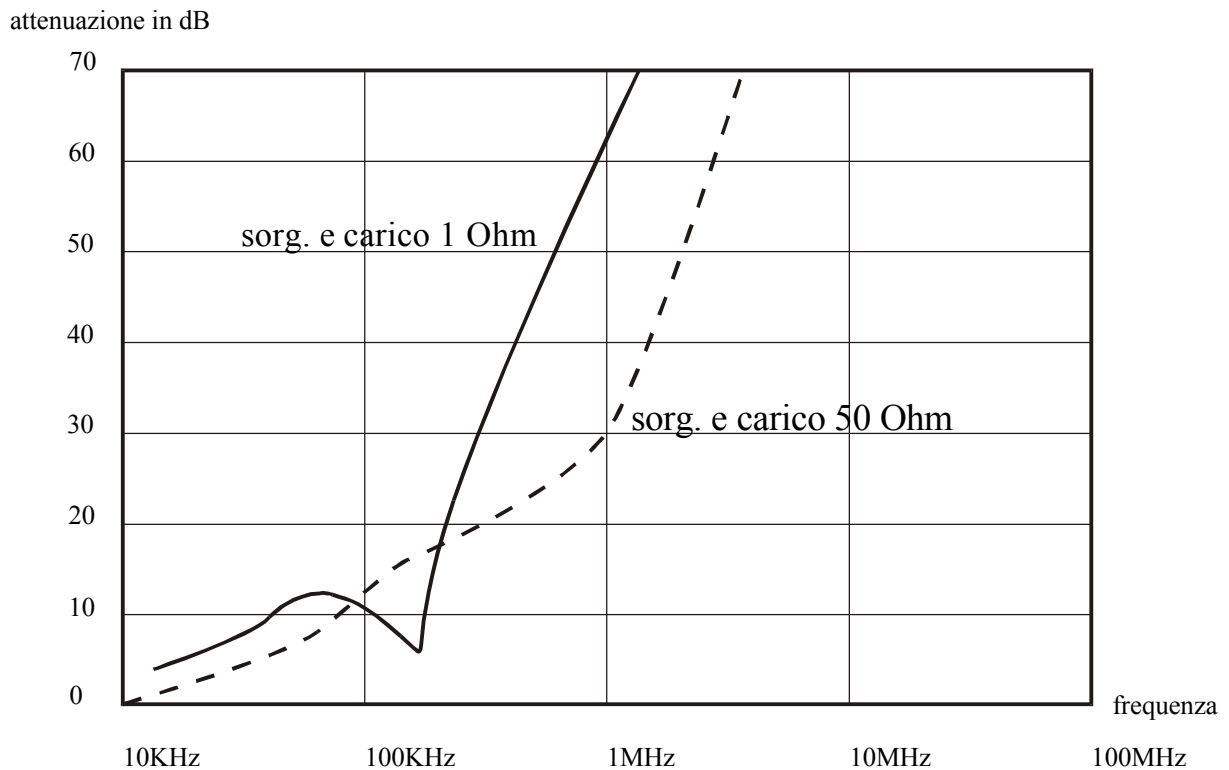
I dispositivi visti fino ad ora presentano in ogni caso dei limiti e vanno impiegati con le dovute cautele al fine di evitare clamorosi insuccessi. Vediamo perché. Dal punto

di vista costruttivo, è importante, intanto, scegliere dei condensatori di buona qualità, con componenti parassite più basse possibile. Nel circuito equivalente di un condensatore è presente una induttanza serie che rappresenta l'effetto induttivo dei reofori e delle armature, una resistenza serie,  $R_1$ , che ne rappresenta la resistenza ohmica, ed una resistenza in parallelo al condensatore,  $R_2$ , che mette in conto la non idealità del dielettrico:

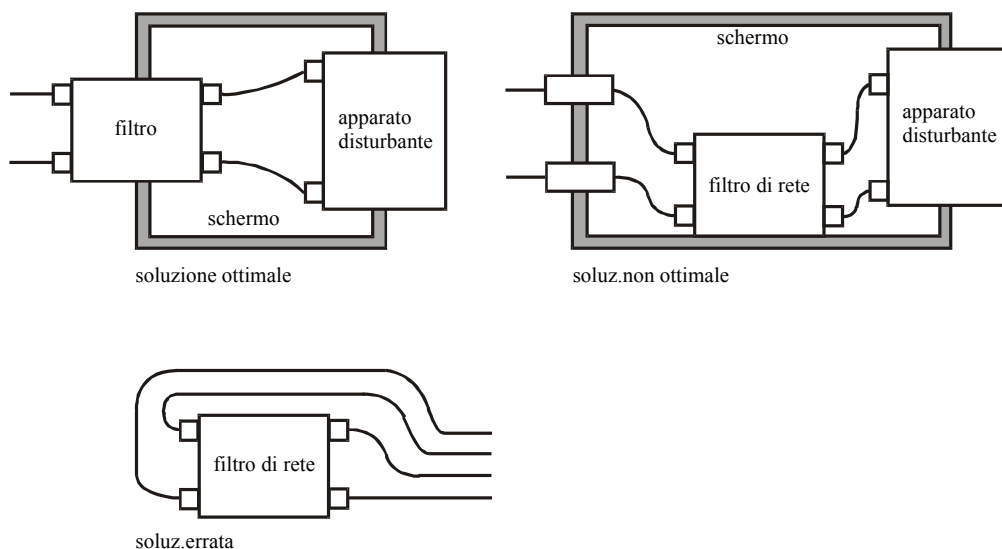


Naturalmente, la  $R_1$  avrà un valore molto basso, mentre la  $R_2$  molto alto. Tutto ciò fa sì che il condensatore non si comporti come tale a tutte le frequenze : nel passare da bassi ad alti valori di frequenza il componente tende ad evidenziare un comportamento sempre meno “capacitivo” e sempre più “induttivo”. In genere, tale comportamento indesiderato è tanto più evidente quanto più è grande la dimensione fisica del condensatore e quanto più sono lunghi i reofori. Si capisce dunque come un filtro che faccia uso di componenti reali e non ideali non riesca a svolgere il suo compito sempre e comunque. Sarà necessario, in definitiva, conoscere esattamente le caratteristiche reali di attenuazione di un filtro di rete.

I costruttori forniscono delle curve che rappresentano il valore di attenuazione in funzione della frequenza, dalle quali si risale al modello di filtro più adatto per l'eliminazione del disturbo. Naturalmente si dovrà tenere conto della massima corrente che tale dispositivo riuscirà a fornire, scegliendo il modello che garantisca un certo margine di sicurezza. Il primo problema nasce dal fatto che le curve fornite dai costruttori sono rilevate mediante collegamento ad una sorgente avente impedenza di uscita di 50 Ohm e ad un analizzatore avente pure impedenza di ingresso di 50 Ohm. E' evidente come tale condizione, considerata standard per la misura, sia ben lontana dal rappresentare la situazione reale di sorgente (la rete elettrica) con impedenza complessa di valore molto più basso, e di carico di valore ignoto. Alla fine il filtro si comporterà in modo diverso, a volte anche di molto, da quello previsto:

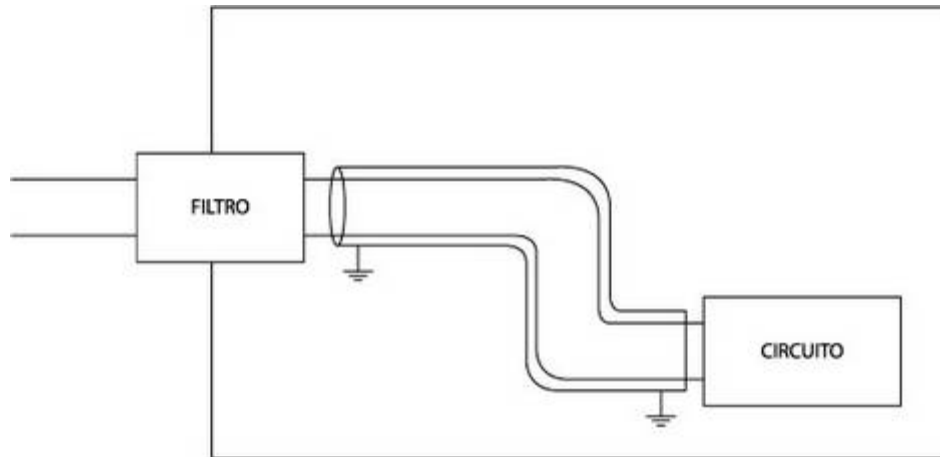


Un secondo importante problema è la corrente drenata dalle capacità verso la massa: se queste sono di valore troppo elevato può stabilirsi una corrente verso la massa (il telaio metallico del nostro apparato) che potrebbe superare i valori ritenuti pericolosi dalle normative vigenti. Molto spesso è preferibile scegliere un filtro con una cella in più, benché più costoso, piuttosto che un altro con una sola cella ma con capacità maggiori verso massa. Un terzo problema è la corretta disposizione e collegamento del filtro. Se si vuole che questo abbia la massima efficacia si dovrà tenere conto di alcune regole, che andiamo sommariamente ad illustrare. Innanzitutto il filtro dovrà essere racchiuso in una scatola metallica perfettamente schermata che dovrà essere collocata il più vicino possibile alla porta di alimentazione dell'apparato. Bisognerà poi che i conduttori di ingresso del filtro siano geometricamente più lontani possibile da quelli di uscita, per evitare accoppiamenti che "scavalcherebbero" il filtro:





- Sarebbe utile schermare i cavi di alimentazione posti tra il filtro di rete e gli utilizzatori:



Anche il collegamento elettrico può avere la sua importanza, in particolare quello di massa che dovrà essere il più corto possibile e realizzato con conduttore di grande sezione. Naturalmente tutto è più semplice nel caso in cui il filtro, come auspicato, è già racchiuso in un contenitore metallico (che funge anche da massa) che può essere direttamente montato sul telaio dell'apparato. Un quarto problema, anche se meno importante dal punto di vista strettamente tecnico, è il costo di tali filtri, che in genere è piuttosto elevato per quelli di buona qualità. E' consigliabile scegliere un filtro che consenta di rispettare strettamente i limiti di emissione imposti dalle normative, adottando però un margine di sicurezza di qualche dB per compensare le inevitabili tolleranze degli strumenti di misura che potrebbero averci fornito, magari, un dato troppo ottimistico. Per questo e per tutti gli altri motivi enunciati è praticamente ineluttabile mettersi nelle condizioni di poter effettuare una misura dei disturbi immessi in rete, magari prima e dopo l'inserzione del filtro in modo da valutarne anche l'efficacia. Non è sempre detto, infatti, che un filtro più costoso o apparentemente più efficace produca effettivamente il risultato migliore.

## 6. Scariche elettrostatiche

### 6.1.Introduzione

Quando due materiali isolanti inizialmente neutri vengono posti a contatto si ha un trasferimento di cariche dall'uno all'altro in funzione della rispettiva "predisposizione" alla cessione o all'acquisizione di elettroni. Il trasferimento è, come noto dall'esperienza comune, favorito dallo sfregamento tra i materiali. Quando questi vengono allontanati, la separazione delle cariche genera un campo elettrico sostenuto dalla elevata differenza di potenziale che si stabilisce tra i materiali, dei quali uno risulta carico negativamente e l'altro positivamente. Se la differenza di potenziale supera il valore di tensione pari alla rigidità dielettrica del mezzo interposto (aria), può verificarsi la scarica elettrica tra le due superfici. Normali attività della vita di tutti i giorni possono produrre potenziali elevatissimi: in caso di bassi valori di umidità relativa, camminare su un tappeto può produrre differenze di potenziale di 35 KV; maneggiare una busta di plastica 20 KV; sedere su una sedia in poliuretano 18 KV. La Serie Triboelettrica (fig 6.1.a)

1	Aria	16	Acciaio
2	Pelle umana	17	Ceralacca
3	Amianto	18	Gomma dura
4	Vetro	19	Vetroresina
5	Mica	20	Nichel, Rame
6	Capelli umani	21	Ottone, Argento
7	Nylon	22	Oro, Platino
8	Lana	23	Acrilico
9	Pelliccia	24	Poliestere
10	Piombo	25	Celluloide
11	Seta	26	Polietilene
12	Alluminio	27	Polipropilene
13	Carta	28	PVC
14	Cotone	29	Silicio
15	Legno	30	Teflon

Fig. 6.1.a

fornisce un elenco di materiali ordinato proprio secondo tale predisposizione. A partire dall'alto (Aria, Pelle ecc.) si hanno i materiali "positivi" (che tendono a caricarsi positivamente), in basso (.....Silicio, Teflon) si hanno i materiali "negativi" (che tendono a caricarsi negativamente). Nel caso di due materiali isolanti le cariche rimangono localizzate vicino al punto di trasferimento, mentre in un materiale conduttore le cariche tendono a distribuirsi uniformemente su tutta la superficie, ed è

facile disperderle mediante collegamento elettrico a terra. Nel caso di materiale isolante le cariche non si disperdono con il collegamento a terra. Vediamo il meccanismo di formazione di una scarica elettrostatica (fig. 6.1.b). La prima fase è quella del trasferimento di carica su un materiale isolante per contatto (a); tale corpo isolante carico induce una separazione di cariche su un conduttore posto in prossimità (b); quando quest'ultimo viene avvicinato ad un altro conduttore si può avere la scarica tra i due conduttori (c).

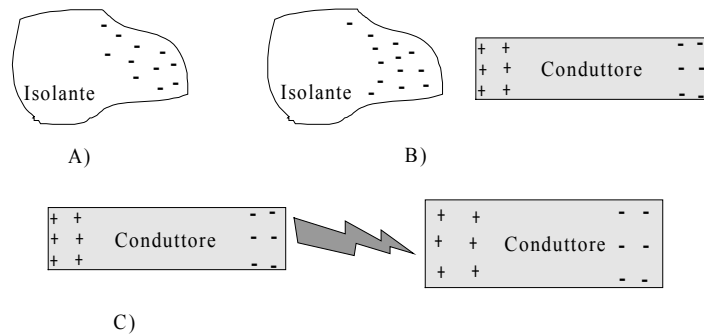


Fig.2)

fig. 6.1.b

Facciamo riferimento ad un caso di esperienza comune: una persona che cammina su di un tappeto isolante con scarpe isolanti crea una separazione di cariche nella zona calpestata; il tappeto si caricherà, ad esempio, positivamente mentre la suola delle scarpe negativamente. Tale carica negativa richiama, per induzione, una equivalente carica positiva sulla pianta dei piedi. Essendo il corpo umano un conduttore, si avrà un trasferimento di cariche negative verso il lato opposto, cioè verso le mani. Nel momento in cui la persona avvicina la sua mano ad un corpo conduttore, per analogo meccanismo di induzione si ha dapprima un addensamento di cariche positive sulla superficie vicina alle dita; se la distanza è sufficientemente piccola in relazione alla differenza di potenziale presente si può manifestare la scarica. La velocità di avvicinamento tra dita e corpo conduttore modifica la durata e l'intensità della corrente associata alla scarica: all'aumentare della velocità di avvicinamento si ha una diminuzione della lunghezza dell'arco elettrico ed un aumento della intensità della scarica. Alla scarica tra dita di un operatore ed apparato corrisponde un impulso di corrente avente una forma d'onda simile a quella in fig. 6.1.c).

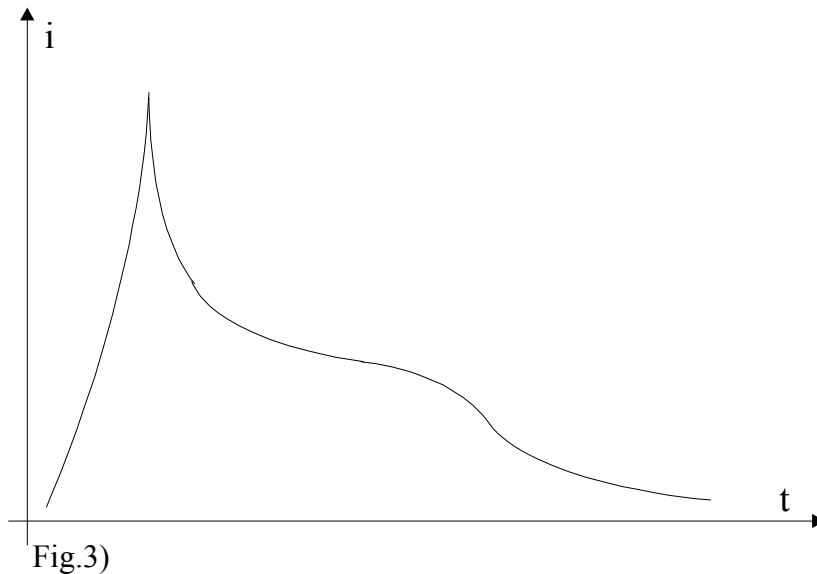


Fig. 6.1.c

Il valore del picco di corrente può raggiungere i 10 A, mentre il tempo di salita è di circa 7 nS. Il fenomeno è dunque molto veloce, e può essere correttamente visualizzato solo con oscilloscopi aventi una banda passante molto ampia.

Gli effetti fondamentali associati ad una scarica elettrostatica sono :

- **Intenso campo elettrostatico creato dalla separazione delle cariche, precedente all'arco elettrico della scarica**
- **Elevata corrente di scarica dell'arco**

L'elevata corrente di scarica dell'arco elettrico può causare problemi di gravità diversa, variabili dal malfunzionamento alla distruzione dei componenti. Ad essa sono infatti associati sia *disturbi condotti* che *disturbi irradiati*. I disturbi condotti, intendendo per "conduzione del disturbo" la conduzione diretta della corrente di scarica dell'arco elettrico attraverso i circuiti elettronici, possono creare sia malfunzionamenti che danni ai dispositivi elettronici; i disturbi radiati tendono a causare soltanto malfunzionamenti.

Più in dettaglio, possiamo individuare 4 fenomeni secondari tipicamente associati ad una scarica elettrostatica (i cosiddetti **meccanismi di accoppiamento della scarica**) :

**a) Conduzione diretta della corrente di scarica attraverso i circuiti elettronici.**

La conduzione di corrente di intensità elevata attraverso i circuiti elettronici può provocare danni diretti dovuti al surriscaldamento termico o generare grandi

differenze di potenziale che possono causare la rottura del dielettrico con conseguente distruzione del componente.

**b) Scariche secondarie mediante arco.**

Le scariche di archi elettrici verso parti metalliche esposte del contenitore di un'apparecchiatura possono originare scariche secondarie verso i circuiti elettronici interni.

**c) Accoppiamento del campo elettrico (accoppiamento capacitivo)**

**d) Accoppiamento del campo magnetico (accoppiamento induttivo)**

La corrente d'arco crea campi elettrici e magnetici che si accoppiano con i conduttori dei circuiti stampati e dei cablaggi all'interno dell'apparecchiatura e vi inducono tensioni e correnti.

Nei circuiti ad alta impedenza le grandi tensioni producono un accoppiamento di tipo capacitivo con i dispositivi elettronici; nei circuiti a bassa impedenza le elevate correnti producono un accoppiamento di tipo induttivo con i dispositivi elettronici.

Quando dunque la scarica raggiunge (direttamente o per mezzo di un effetto secondario) i circuiti elettronici presenti all'interno di un apparato, l'effetto di questa può essere anche molto grave se vengono superate le **soglie di immunità dei componenti** (diverse tra i vari componenti).

Poiché la carica elettrostatica accumulata in un oggetto **lascia l'oggetto per scarica o per perdita attraverso opportuni collegamenti di massa**, se il contenitore metallico in cui sono alloggiati i componenti elettronici fosse del tutto privo di punti di ingresso, come aperture o attraversamenti di cavi, la scarica elettrostatica scorrerebbe sulla superficie esterna del contenitore e raggiungerebbe massa attraverso il filo di terra. Non si verificherebbe nessun problema di interferenza e nessun danno ai componenti.

Anche un contenitore plastico completamente privo di aperture non consente alla scarica di un arco di penetrare all'interno, per cui è in grado di proteggere contro una scarica elettrostatica.

In realtà i contenitori presentano **diversi punti di ingresso** per i cavi di alimentazione, per la ventilazione (fig. 6.1.d). Sono questi punti che consentono agli effetti di una scarica di penetrare all'interno del contenitore con la possibilità di creare problemi nel funzionamento del dispositivo.

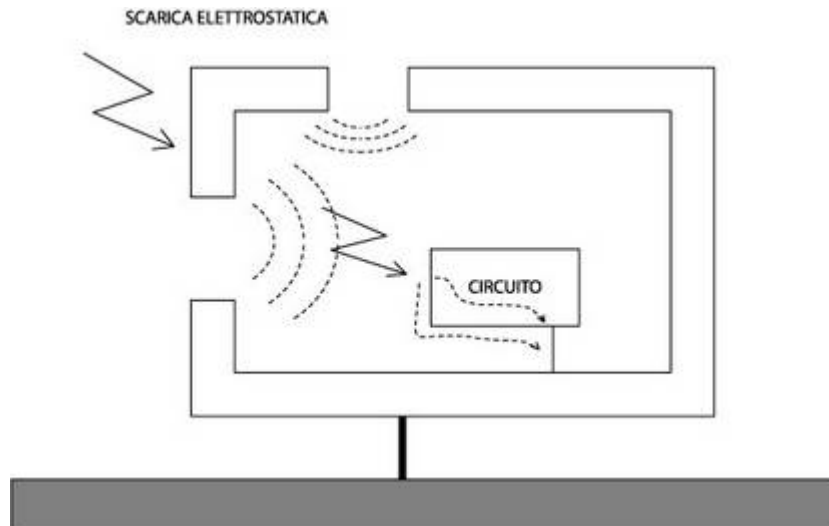


Fig. 6.1.d

Gli intensi campi elettrici e magnetici presenti attorno a questi punti di ingresso possono dare origine a scariche secondarie o possono accoppiarsi con i circuiti elettronici all'interno: la corrente di scarica seguirà il percorso a minore impedenza verso massa, percorso che potrebbe anche essere attraverso le schede che verrebbero così gravemente danneggiate.

Anche nel caso in cui ciò non si verificasse, potrebbero comunque manifestarsi malfunzionamenti a causa di accoppiamenti induttivi e capacitivi dei campi prodotti dalla scarica con le schede.

Un'altra situazione critica è la seguente (fig.6.1.e):

un apparato, se posto a massa con un collegamento non adeguato (e quindi in parte induttivo), a seguito di una scarica ESD può presentare una tensione molto elevata sulla sua struttura. Se il circuito interno all'apparato non è collegato alla struttura, può avvenire una scarica secondaria tra circuito e struttura stessa a causa dell'elevata differenza di potenziale tra le parti.

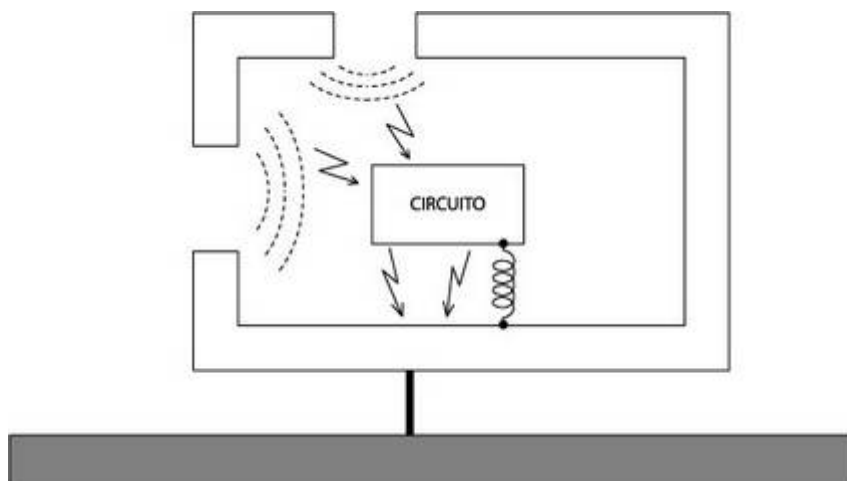


Fig.6.1.e

Un'altra condizione in cui si può avere un arco secondario è quando una parte non metallica della struttura a cui può accedere l'utente è isolata dalla massa dell'apparato (fig. 6.1.f). Le cariche elettriche si accumulano sui materiali isolanti creando scariche secondarie.

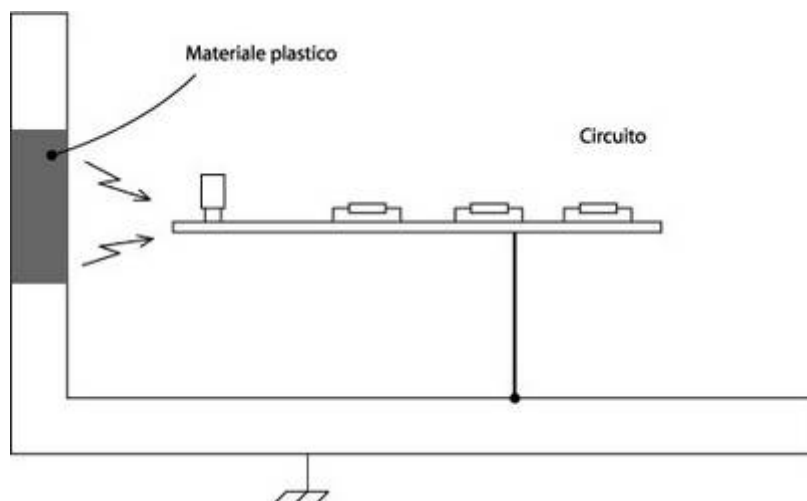


Fig. 6.1.f

Nel caso in cui il contenitore sia in materiale plastico e non completamente chiuso, possono verificarsi due condizioni :

- **Contenitore internamente rivestito di vernice conduttiva:** presenta un comportamento alle scariche elettrostatiche simile a quello dei contenitori metallici.
- **Contenitore non rivestito di vernice conduttiva:** non fornisce alcuna protezione alle scariche elettrostatiche; il circuito contenuto risulta esposto all'intenso campo elettromagnetico generato dalla scarica e all'eventuale passaggio di corrente attraverso il percorso a resistenza minore verso la terra.

## 6.2. Progettazione con criteri di protezione dalle scariche elettrostatiche

Vi sono essenzialmente tre tecniche per evitare i problemi causati da una scarica elettrostatica :

- a) **Impedire il verificarsi della scarica elettrostatica**
- b) **Impedire o ridurre l'accoppiamento** (per conduzione o radiazione) con i circuiti elettronici dell'apparecchiatura (*Immunità dell'hardware*)

- c) **Creare un'immunità intrinseca** contro i fenomeni prodotti da una scarica nei circuiti elettronici mediante software (*Immunità tramite software*)

Analizziamo nel dettaglio i tre metodi.

### **Impedire il verificarsi della scarica elettrostatica.**

I componenti elettronici, come circuiti integrati, durante il trasporto vengono posti in **sacchetti di polietilene** oppure i loro piedini vengono conficcati in una schiuma antistatica.

I sacchetti di polietilene possiedono una resistività superficiale dell'ordine di  $10^{12}$  W/quadro inferiore a quella dei materiali isolanti ordinari ( $10^{14}$  W/quadro); questo permette una rapida distribuzione delle cariche statiche sulla superficie del sacchetto, impedendo una separazione di cariche che può originare una scarica elettrostatica.

Alcuni prodotti possono utilizzare tecniche che impediscono la formazione di cariche elettrostatiche. Nelle stampanti vengono poste, a contatto della carta, delle spazzole metalliche; queste impediscono l'accumulo di cariche che si avrebbe sulla carta per via dello scorrere di questa sui rulli di gomma.

### **Immunità dell'hardware.**

Le tecniche per realizzare un'immunità dell'hardware tentano di impedire o di ridurre gli effetti dei quattro meccanismi fondamentali di accoppiamento visti in precedenza :

1. Scariche secondarie mediante arco.
2. Conduzione diretta attraverso i circuiti elettronici.
3. Accoppiamento del campo elettrico (accoppiamento capacitivo)
4. Accoppiamento del campo magnetico (accoppiamento induttivo)

Vediamo le soluzioni progettuali che consentono di evitare ciascuno di questi fenomeni.

Dagli esempi illustrati risulta chiaro che comunque, in ogni caso **tutte le masse dei circuiti elettronici interne al contenitore metallico devono essere collegate al contenitore per evitare che il loro potenziale si trovi a un livello diverso da quello del contenitore.**

#### 1. Scariche secondarie mediante arco

Per evitare il verificarsi di scariche secondarie è opportuno:

- a) Collegare alla massa della struttura tutte le parti metalliche del contenitore che rimangono esposte



- b) Isolare la parte esposta dai dispositivi elettronici circostanti. I dispositivi elettronici interni **devono essere distanti almeno 1cm** dalle parti del contenitore **non collegate a massa** e **1mm** dalle parti **collegate a massa** come ulteriore misura di prevenzione contro le scariche elettrostatiche (fig.6.2.a).

Queste distanze sono raccomandate quando l'isolante dielettrico utilizzato è l'aria. Sono calcolate considerando che la tensione di rottura dell'aria è circa 30 kV/cm mentre il corpo umano può essere caricato al massimo a 25 kV, quindi la distanza minima da rispettare affinché non si abbiano rotture dello strato di aria isolante compreso tra le parti esposte ed i dispositivi elettronici vicini è

$$d_{\min} = 25/30 \cong 1 \text{ cm.}$$

Se la parte metallica esposta è collegata a massa, la carica che si accumula in essa è molto minore e la distanza minima ricavata è 1mm.

Nel caso si utilizzino mezzi isolanti con tensioni di rottura più elevate di quella dell'aria, le distanze minime da rispettare saranno ovviamente minori.

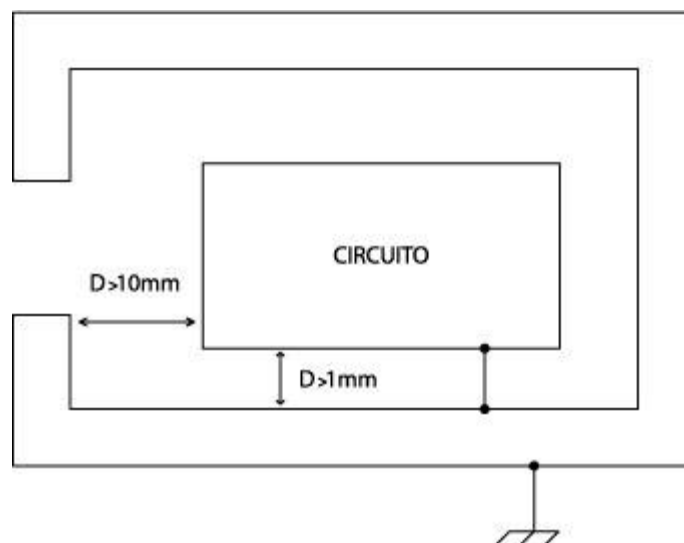


fig. 6.2.a

Un altro modo di evitare scariche secondarie prevede l'impiego di uno schermo secondario collegato alla massa del circuito, per diminuire la capacità tra le parti esposte del contenitore e i circuiti elettronici posti in prossimità (vedi figura 6.2.b).

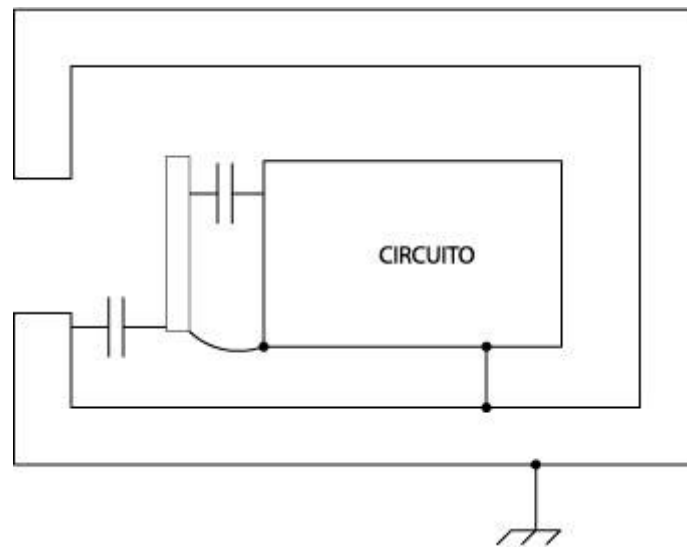


fig. 6.2.b

Le parti in plastica, come per esempio le manopole, possono accumulare carica. L'effetto di una scarica secondaria originatasi da queste parti viene ridotta per mezzo di uno schermo metallico collegato a massa posto al di sotto di esse per allontanare ogni scarica dai dispositivi elettronici sensibili, come illustrato in figura 6.2.c. Questi schermi vengono anche chiamati *soppressori di scarica*

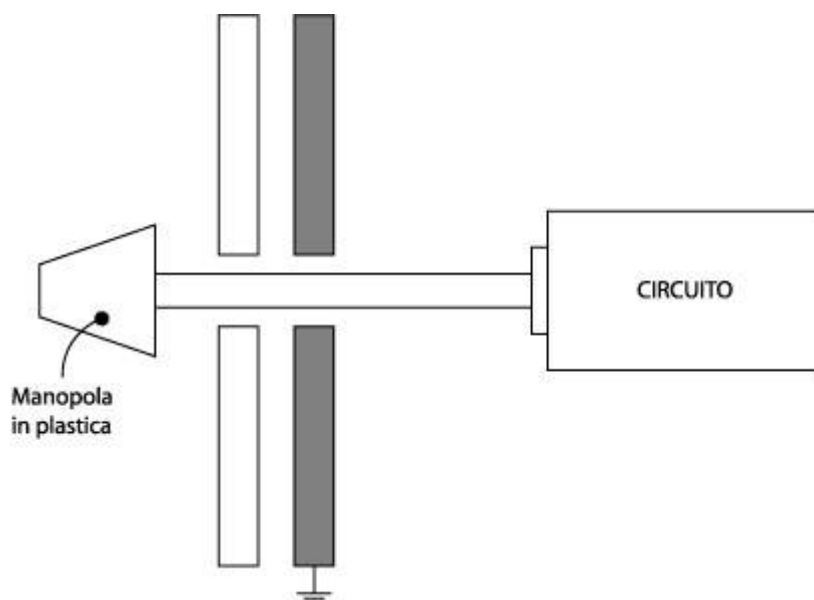


fig. 6.2.c

Ancora un'altra tecnica consiste nell'allungare il cammino di scarica, per esempio sovrapponendo le giunzioni come illustrato in figura 6.2.d

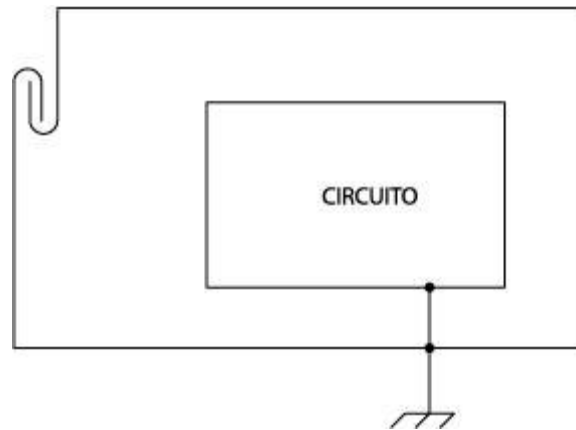


fig. 6.2.d

## 2. Conduzione diretta attraverso i circuiti elettronici

La più alta priorità contro le scariche elettrostatiche è **impedire che la corrente di scarica fluisca per conduzione diretta attraverso circuiti elettronici sensibili**. A tal fine esistono due possibilità:

- a) **Interrompere il percorso di scarica attraverso il circuito elettronico**  
L'isolamento visto in precedenza è un modo per interrompere questo percorso.
- c) **Deviare la corrente di scarica in un percorso alternativo** attorno ai dispositivi elettronici ed evitare così che attraversi il circuito stesso. Se il contenitore è metallico, può essere utilizzato per deviare la corrente di scarica verso massa (fig.6.2.e)

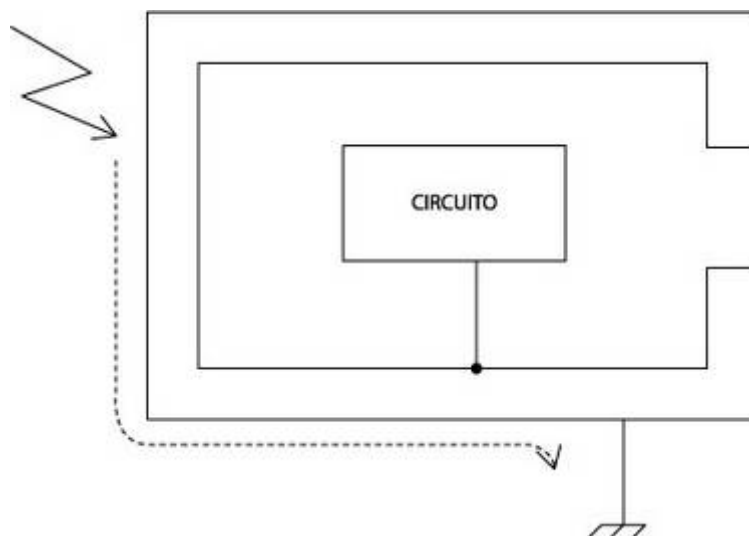


fig. 6.2.e

Un buon accorgimento è quello **di non posizionare i circuiti più sensibili vicino alle aperture**; attorno a queste infatti il campo generato dalla corrente di scarica, che

fluisce sulla superficie del contenitore, è maggiore che negli altri punti del contenitore.

**Un singolo punto di collegamento a massa** con il contenitore (sistemi di massa SPG) assicura inoltre (se opportunamente localizzato) la deviazione della corrente di scarica al di fuori dei dispositivi elettronici sensibili (fig. 6.2.f).

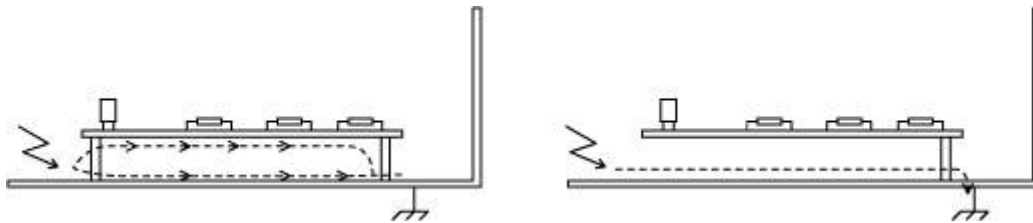


Fig. 6.2.f

Una volta che le aperture nei contenitori sono state adeguatamente trattate, i cavi costituiscono i meccanismi primari che permettono agli effetti di una scarica elettrostatica di penetrare e influenzare i circuiti interni. I cavi di collegamento in genere sono molto lunghi e si comportano come antenne molto efficienti nel ricevere i campi prodotti da una scarica elettrostatica e convogliarli all'interno del contenitore e così ai circuiti elettronici.

La schermatura di tutti i cavi esterni può o meno essere una misura di prevenzione efficace contro l'accoppiamento di una scarica elettrostatica con i circuiti interni.

Se la schermatura del cavo è collegata alla lamiera del contenitore lungo tutta la sua circonferenza, allora la schermatura è efficace perché forma un tutt'uno con il contenitore (fig. 6.2.g).

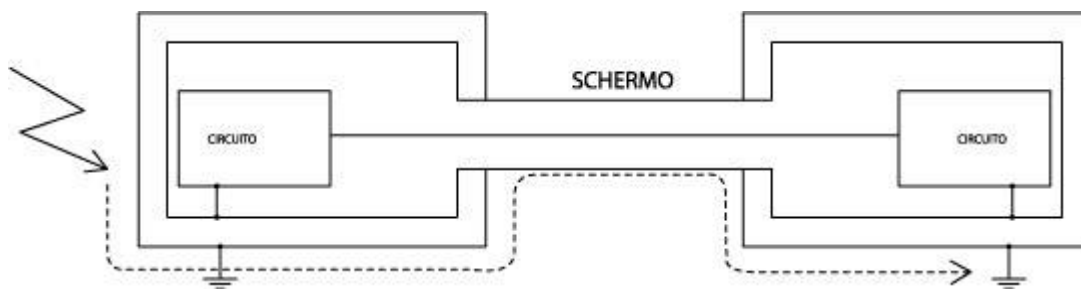


Fig. 6.2.g

Se lo schermo è collegato mediante un ponticello flessibile invece, porta ad una degradazione della schermatura. L'induttanza del ponticello (circa 15 nH/in) crea infatti, quando percorsa dalla corrente di scarica, una forte differenza di potenziale tra schermo e

contenitore; questa d.d.p si accoppia con i fili interni e in ultimo con i circuiti (fig. 6.2.h).

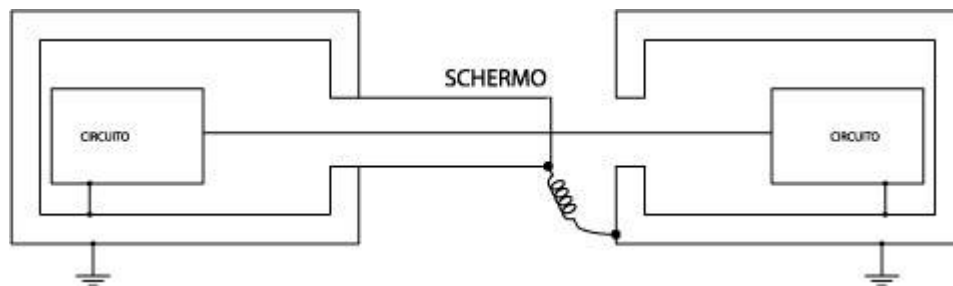


fig. 6.2.h

Realizzare una schermatura collegata al contenitore è tuttavia spesso troppo costoso, per cui restano due metodi per impedire alle correnti di scarica di entrare all'interno dei circuiti:

- 1- Bloccare le correnti
- 2- Deviare le correnti

Per *bloccare* le correnti si può ricorrere a un'impedenza posta lungo il percorso. Una scarica elettrostatica induce in genere nei cavi esterni sia correnti di modo comune sia di modo differenziale.

Per bloccare le correnti indotte di modo comune si può utilizzare un induttore di modo comune come in figura. Questo impedisce alle correnti di modo comune sia di entrare che di uscire, e quindi svolge una duplice funzione: consente di ridurre gli effetti delle scariche elettrostatiche dovuti alle correnti di modo comune ma anche di ridurre in generale i problemi di emissioni condotte (fig. 6.2.i).

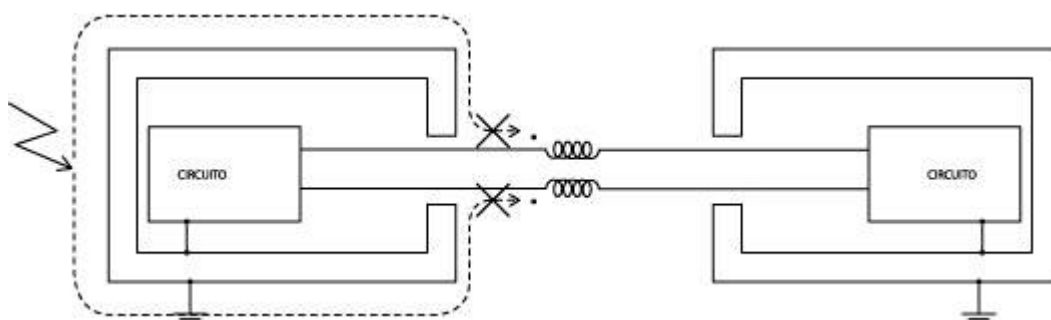


Fig. 6.2.i

E' importante ricordare che tutti i conduttori del cavo (compresi il conduttore di terra e i ponticelli flessibili dello schermo) devono attraversare l'induttore di modo comune.

Per *deviare* le correnti indotte dalla scarica elettrostatica si può ricorrere a dei condensatori posti tra conduttore e conduttore per deviare le correnti di modo differenziale e tra conduttore e terra per deviare le correnti di modo comune.

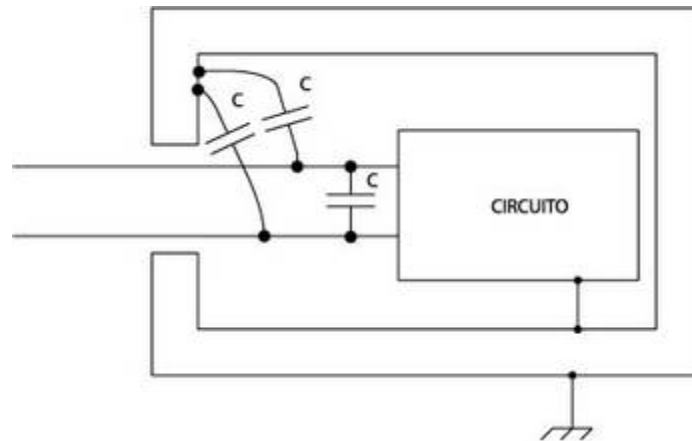


Fig. 6.2.1

Si ricordi che l'efficacia dei condensatori nel deviare le correnti, dipende dall'impedenza a cui sono posti in parallelo: per ingressi ad alta impedenza risulta efficace deviare le correnti mediante condensatori; per ingressi a bassa impedenza risulta più efficace bloccare le correnti mediante un'impedenza in serie.

L'utilizzo dei condensatori per deviare le correnti risulta fortemente influenzato dalla geometria.

Se il collegamento del contenitore a massa è situato ad una certa distanza dal punto di ingresso in cui il cavo attraversa il contenitore, le correnti possono trovare un percorso a impedenza minore diverso e indesiderato.

In tal senso è bene collocare in uno stesso punto del circuito stampato tutti i connettori dei cavi: questo per impedire la formazione di percorsi a bassa impedenza indesiderati. Collegando tutti i conduttori di terra e tutti i dispositivi di deviazione in un unico punto del contenitore si tende ad eliminare altri percorsi a bassa impedenza meno facilmente individuabili.

Un altro modo per deviare le correnti indotte da una scarica elettrostatica, consiste nell'utilizzare dispositivi tosatori, chiamati anche *soppressori di transitori*.

Molto importanti sono i valori dei parametri parassiti di questi componenti: alle frequenze in gioco, nel caso delle scariche elettrostatiche si arriva fino al GHz, anche

un piccolo valore di induttanza parassita è sufficiente ad annullare il percorso a bassa impedenza che si voleva realizzare.

I parametri di cui si deve tenere conto nell'utilizzo di un soppressore sono:

- **tensione di attivazione** (la tensione alla quale il soppressore entra in funzione)
- **tempo di attivazione**: i dispositivi soppressori di transitorio tendono ad avere un tempo di attivazione inversamente proporzionale alla massima corrente sopportata per cui dispositivi con correnti più intense hanno tempi di risposta più lenti
- **tensione di blocco** quando il soppressore entra in funzione
- **tempo di spegnimento** dopo che il transitorio è terminato
- **corrente massima** sopportabile

Al più basso livello di energia dissipabile, ma al più elevato livello di velocità di intervento possono essere impiegati dei diodi come dispositivi di protezione delle porte digitali (fig.6.2.m)

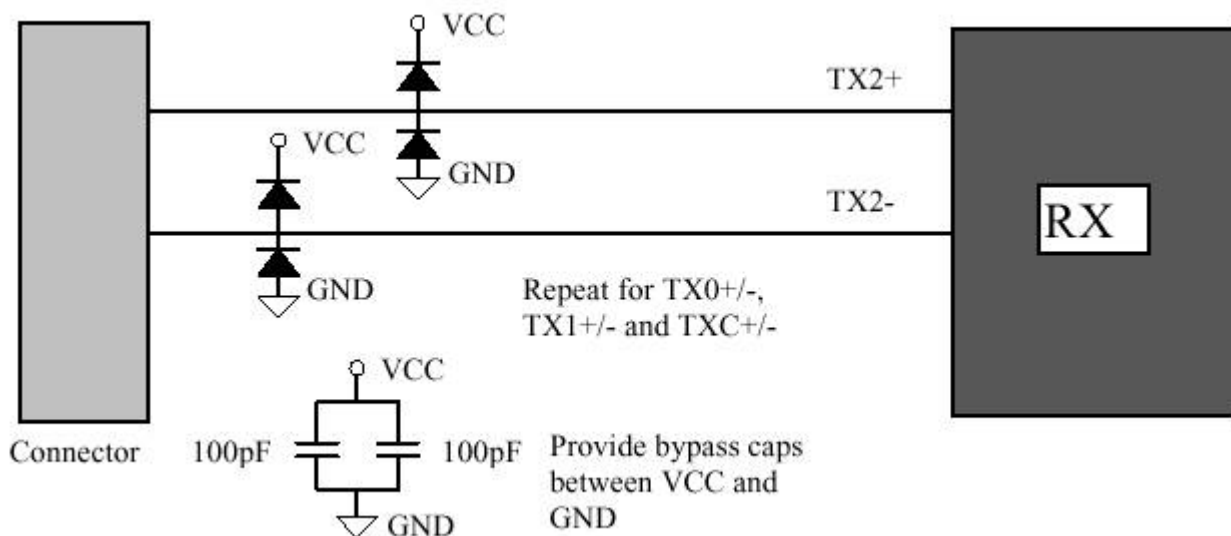


fig.6.2.m

La trattazione si è finora rivolta ad apparecchiature in contenitori metallici. Per le apparecchiature alloggiare in contenitori di plastica si può ricorrere alle tecniche viste nel caso di contenitori metallici; rispetto a queste ultime però **non c'è il vantaggio di un percorso per le correnti su un largo piano metallico**. Risulta vantaggioso quindi avere un piano metallico sotto l'apparecchiatura da utilizzare per la deviazione della corrente di scarica elettrostatica e per realizzare una via di fuga mediante la capacità. È importante che questo piano sia collegato a tutte le parti metalliche, compreso il conduttore di terra.

E' inoltre importante che *le masse di segnale di tutti i connettori dei cavi periferici siano collegate a questo piano nel punto in cui il connettore si attacca al circuito stampato* al fine di evitare la formazione di grandi d.d.p. tra i conduttori del cavo e il piano di massa.

*Tutti i circuiti stampati devono essere posti vicini e paralleli al piano di massa* con il duplice scopo di rendere minimo l'accoppiamento del campo elettromagnetico dovuto alla scarica con le piste dei circuiti e di aumentare la capacità della via di fuga verso il piano di massa.

### 3. Accoppiamento del campo elettromagnetico

Per rendere minimo l'accoppiamento dei campi generati dalla scarica elettrostatica, è bene far sì che *le aree delle spire siano le più piccole possibili e che la lunghezza dei conduttori sia minimizzata*.

La soluzione è la stessa adottata nel caso delle emissioni irradiate dovute a correnti di modo comune e differenziale.

### **Immunità tramite software**

Il software deve essere realizzato in modo da garantire il continuo controllo degli errori e l'attuazione delle misure di correzione. Il software deve includere procedure di guardia che periodicamente controllino se il flusso del programma è corretto.

Si segnala la regola per cui tutti gli ingressi dei dispositivi non utilizzati devono essere collegati a massa o a +5 V, per evitare un falso cambiamento di stato causato da una scarica elettrostatica.

Gli ingressi che commutano sui fronti di salita o discesa sono molto sensibili ai picchi causati da una scarica elettrostatica; tutti gli ingressi logici devono essere memorizzati e sincronizzati al fine di ridurre la probabilità che una scarica elettrostatica avvenga simultaneamente alla memorizzazione dello stato logico e sia registrata erroneamente come un dato valido.



## **7. Progettazione delle masse**

Si intende per *massa* un piano conduttivo di riferimento a potenziale “zero” per i segnali generalmente, ma non necessariamente, collegato al potenziale di terra. A seconda della tipologia del circuito, o dell’apparato, o del cavo di cui la massa fa parte, ed a seconda delle frequenze in gioco, la progettazione di tale piano di riferimento dovrà seguire criteri diversi, che meglio si adattano alla attenuazione delle problematiche contingenti.

### **7.1.Criteri generali di progettazione delle masse**

In generale dovrebbero essere rispettati i seguenti requisiti nella progettazione delle masse:

- **La massa (o le masse) devono essere equipotenziali in ciascun punto**, al fine di evitare che, attraverso un percorso di massa non equipotenziale, possano propagarsi disturbi tra diversi punti di un circuito o di un apparato
- Al fine di evitare la generazione di differenze di potenziale tra diversi punti di un circuito, si dovrebbe, ogni qualvolta risulti possibile, **utilizzare dei conduttori di massa di grandi dimensioni**, in modo da ridurre il valore di resistenza tra i vari punti. In questo caso, il passaggio di correnti anche di forte intensità non darà origine ad apprezzabili differenze di potenziale
- Una corretta progettazione delle masse deve **tenere conto delle frequenze dei segnali in gioco**: le masse rappresentano, infatti, in molti casi, il percorso “di ritorno” di segnali o di alimentazioni anche “di potenza”; quando sono in gioco alte frequenze ed elevati valori di corrente dovrebbe essere preso in considerazione non soltanto il valore di resistenza “in continua”, ma anche il valore di **reattanza induttiva** che la massa rappresenta. La progettazione dovrebbe quindi evitare dei percorsi di massa “lunghi e sottili”, generalmente ad elevato valore di induttanza
- All’aumentare del valore di frequenza di un segnale, la corrente tende a disporsi verso l’esterno del conduttore (“**effetto pelle**”), riducendo di fatto la sezione utile per la conduzione ed aumentando il valore di induttanza del conduttore. Alle alte frequenze conviene quindi progettare delle masse di ampie dimensioni anche se di spessori modesti

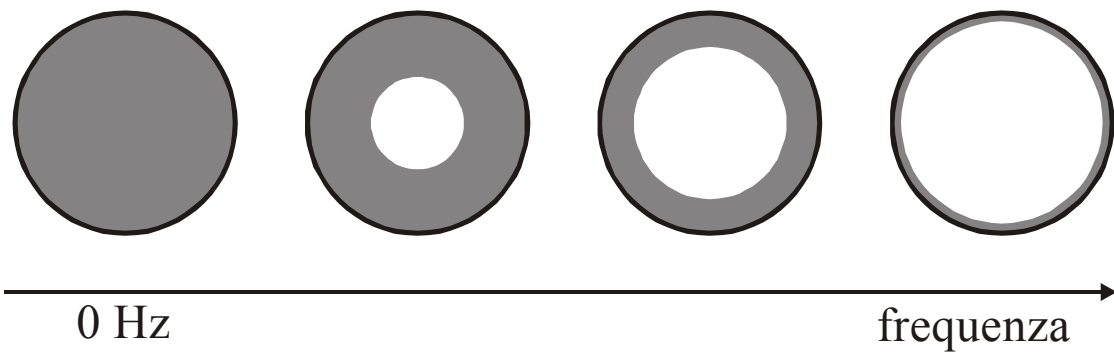


fig. 7.1.a

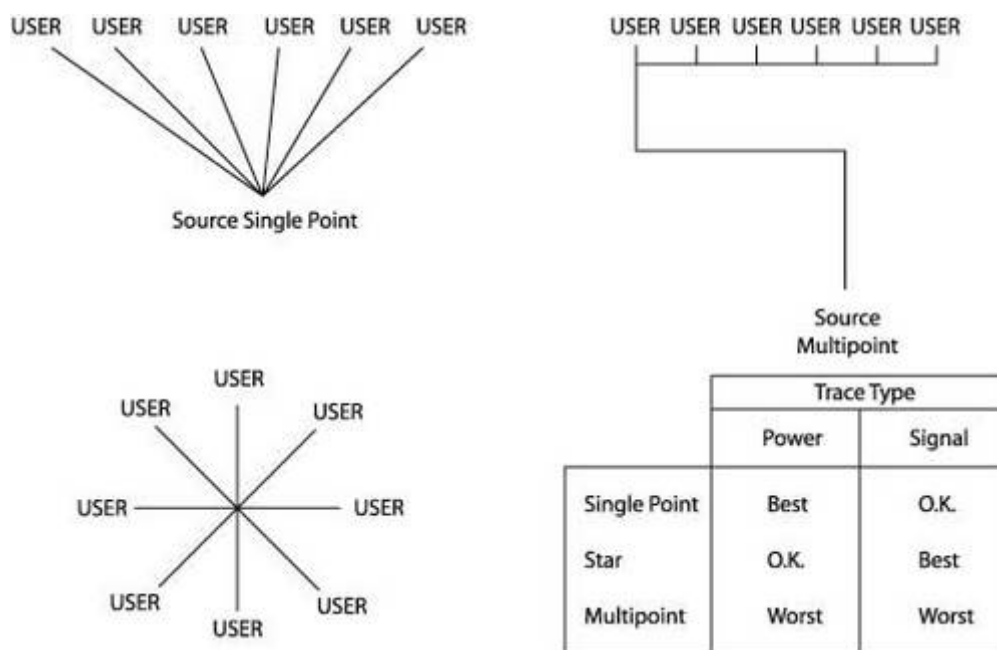


fig.7.2.a

## 7.2.Collegamento “a stella”

Tale tipo di collegamento prevede un nodo centrale (centro stella) e dei rami che raggiungono le varie parti del circuito elettronico o dell'apparato. Il centro stella viene in genere assicurato ad un punto a potenziale fisso di riferimento (ad es. collegamento di terra).

Vantaggi:

tale tipologia di collegamento risulta preferibile quando si hanno dei blocchi funzionali potenzialmente in grado di indurre nella massa delle differenze di potenziale (es. a causa di elevati valori di corrente, oppure elevati valori di picco di corrente assorbita): in questo modo le differenze di potenziale che vengono a prodursi

tra il centro stella e l'estremo di ciascuno dei rami non interesserà gli altri circuiti o apparati connessi agli altri rami.

Svantaggi:

- a) per effetto capacitivo potrebbe prodursi un fenomeno di accoppiamento del disturbo tra due rami adiacenti
- b) tale tipo di collegamento, a causa degli elevati valori di induttanza che i vari rami inevitabilmente presentano, non risulta adatto all'utilizzazione in circuiti ad alta frequenza

Da evitare:

le zone di circuito o di apparato servite da diversi rami di massa dovranno risultare "isolate" anche per quanto riguarda i collegamenti a potenziale non di massa o di segnale, altrimenti è possibile l'insorgere di differenze di potenziale di disturbo

### **7.3.Collegamento "single point"**

Rispetto al collegamento "a stella", è preferibile nei circuiti di potenza, meno sensibili agli eventuali disturbi mutui tra i diversi rami di massa

### **7.4.Collegamento "a maglia" (multiple point grounding)**

Il collegamento a maglia, se ben progettato, potrebbe evitare il problema degli elevati valori di induttanza alle alte frequenze. Consiste, nel caso più generale, di un intreccio di conduttori equipotenziali particolarmente adatto alla realizzazione tanto su schede elettroniche quanto su armadi di apparecchiature complesse. Se la dimensione delle maglie è inferiore ad un decimo della lunghezza d'onda del segnale in gioco (o di quella del segnale a frequenza maggiore), la massa così realizzata presenta un'efficacia di poco inferiore ad un piano continuo equipotenziale (fig.7.4.a)

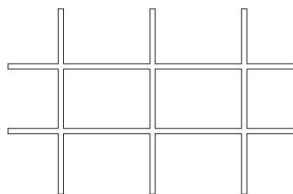


Fig. 7.4.a

E' opportuno effettuare una verifica del numero effettivo delle maglie che si realizzano in una struttura di massa a griglia, eliminando graficamente tutti i rami "morti". Modificando il percorso delle piste ed aggiungendo dei "via hole" è possibile ottenere una griglia più fitta (fig.7.4.b)

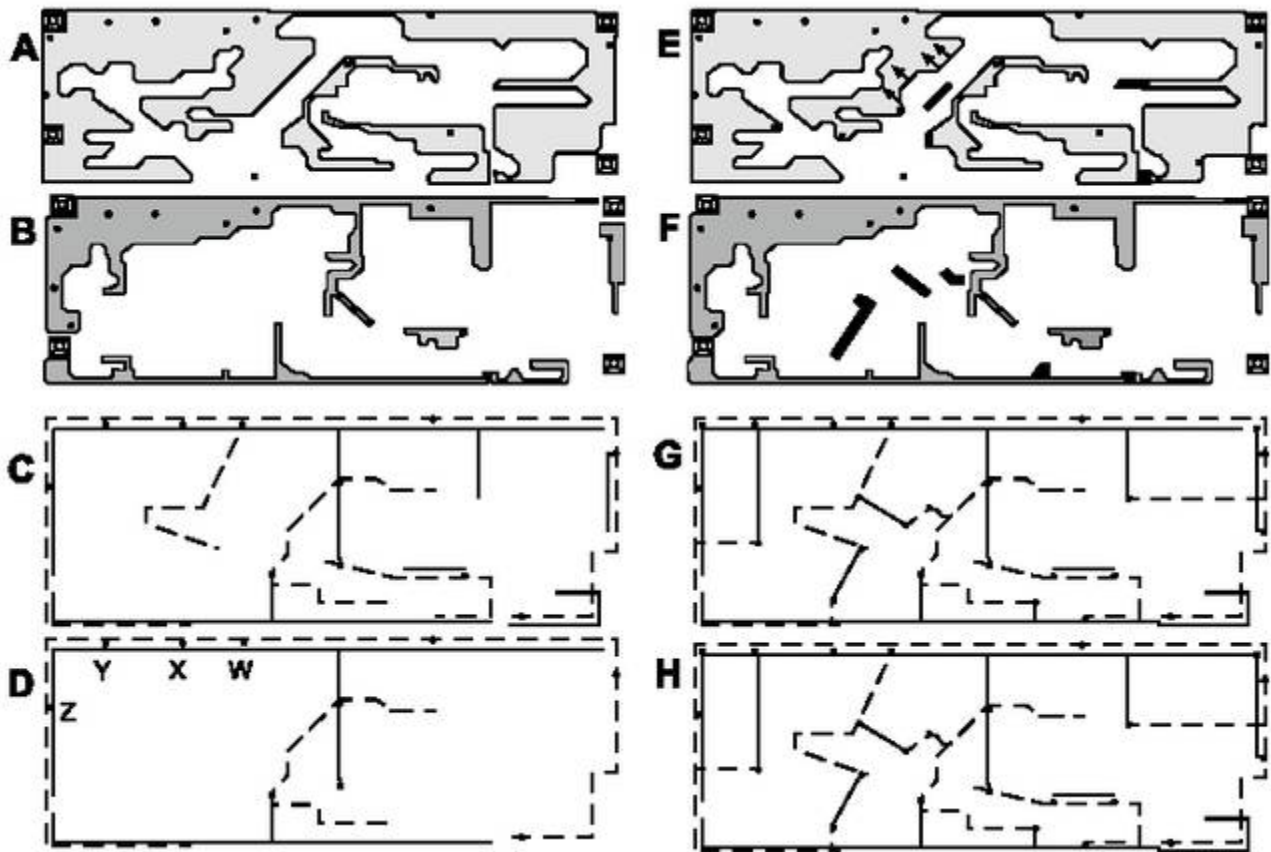


Fig.7.4.b

Vantaggi del piano di massa a griglia:

consente di realizzare piani di massa equipotenziali anche alle alte frequenze, di ridurre il problema della generazione di differenze di potenziale in caso di forti correnti di ritorno.

Svantaggi del piano di massa a griglia:

- potrebbe non risultare efficace alle altissime frequenze
- potrebbe creare situazioni di gravi malfunzionamenti nel caso in cui il sistema a più punti di massa riguardi il collegamento di una scheda elettronica ad un contenitore conduttivo: in questo caso, specialmente in caso di scariche elettrostatiche, non è garantito che il percorso di scarica non attraversi la scheda elettronica tramite diversi punti di massa (fig.7.4.c)

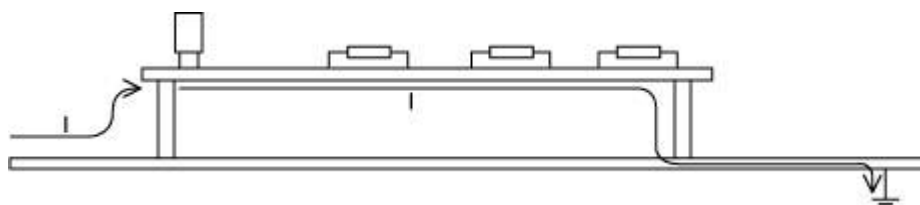


fig. 7.4.c

- le maglie di grandi dimensioni tendono a comportarsi come antenne riceventi e trasmettenti ad elevata efficienza, producendo fenomeni di emissione e di suscettibilità ai campi elettromagnetici irradiati (fig. 7.4.d)

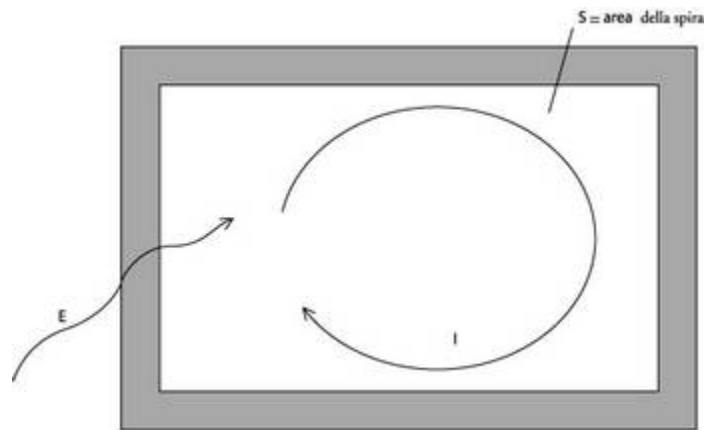


fig. 7.4.d

Da evitare:

- collegamenti multi-punto a massa di schede elettroniche (salvo motivate eccezioni)
- maglie di ampie dimensioni

### 7.5.Massa diffusa

Utilizzabile sia nelle schede elettroniche che nelle apparecchiature complesse, tale soluzione garantisce in molti casi la risoluzione ai vari problemi precedentemente citati. Oltre alla funzionalità elettrica, tale soluzione garantisce, in genere, un facile collegamento in prossimità dei singoli componenti elettronici o dispositivi (fig.7.4.a)

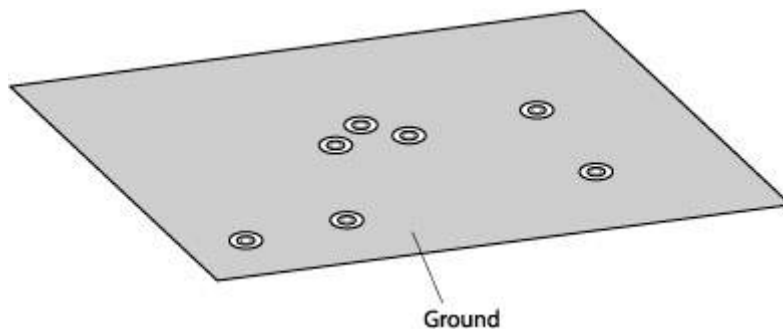


fig.7.4.a

Vantaggi del piano di massa diffusa:

- produce effetti benefici anche alle frequenze elevatissime
- generalmente in grado, se ben progettata, di far circolare forti correnti anche impulsive senza la generazione di potenziali spuri tra diversi punti
- facilitazione nei collegamenti dei componenti elettronici (specialmente in schede multistrato) e dei dispositivi di apparati complessi
- Molto utile per realizzare delle piazzole di dimensioni adeguate per il piazzamento dei connettori di collegamento della scheda elettronica: tale massa diffusa intorno ai connettori consente un comodo ed efficace riferimento “pulito” per il filtraggio dei conduttori di ingresso e/o di uscita

Svantaggi del piano di massa diffusa:

- nelle schede elettroniche richiede, a meno di una progettazione molto accurata, che uno **strato venga dedicato a tale tipo di massa**
- in caso di **correnti impulsive elevatissime potrebbero generarsi differenze di potenziale tra diversi punti**, specialmente se il piano di massa è realizzato con materiale di non elevatissima conduttività e/o di spessore inadeguato

## 7.6. Progettazione delle masse e dei collegamenti nelle schede elettroniche

Le masse nelle schede elettroniche hanno lo scopo di definire un nodo a potenziale di riferimento per i vari circuiti. Tale nodo deve avere la caratteristica di bassa impedenza in modo da mantenere costante il potenziale indipendentemente dal valore delle correnti di ritorno che la attraversano. Se ben realizzata, la massa consente un efficace riferimento per i dispositivi o circuiti di filtraggio che dovrebbero essere inseriti in corrispondenza di tutti i connettori di ingresso e di uscita della scheda al fine di evitare la conduzione, in entrambi i sensi, di segnali di disturbo a frequenze elevate.

Cosa si deve fare:

- diffondere un piano di **massa almeno intorno ai connettori**, che dovrebbero essere, per quanto possibile, **disposti tutti su un lato della scheda** (fig.7.6.a)

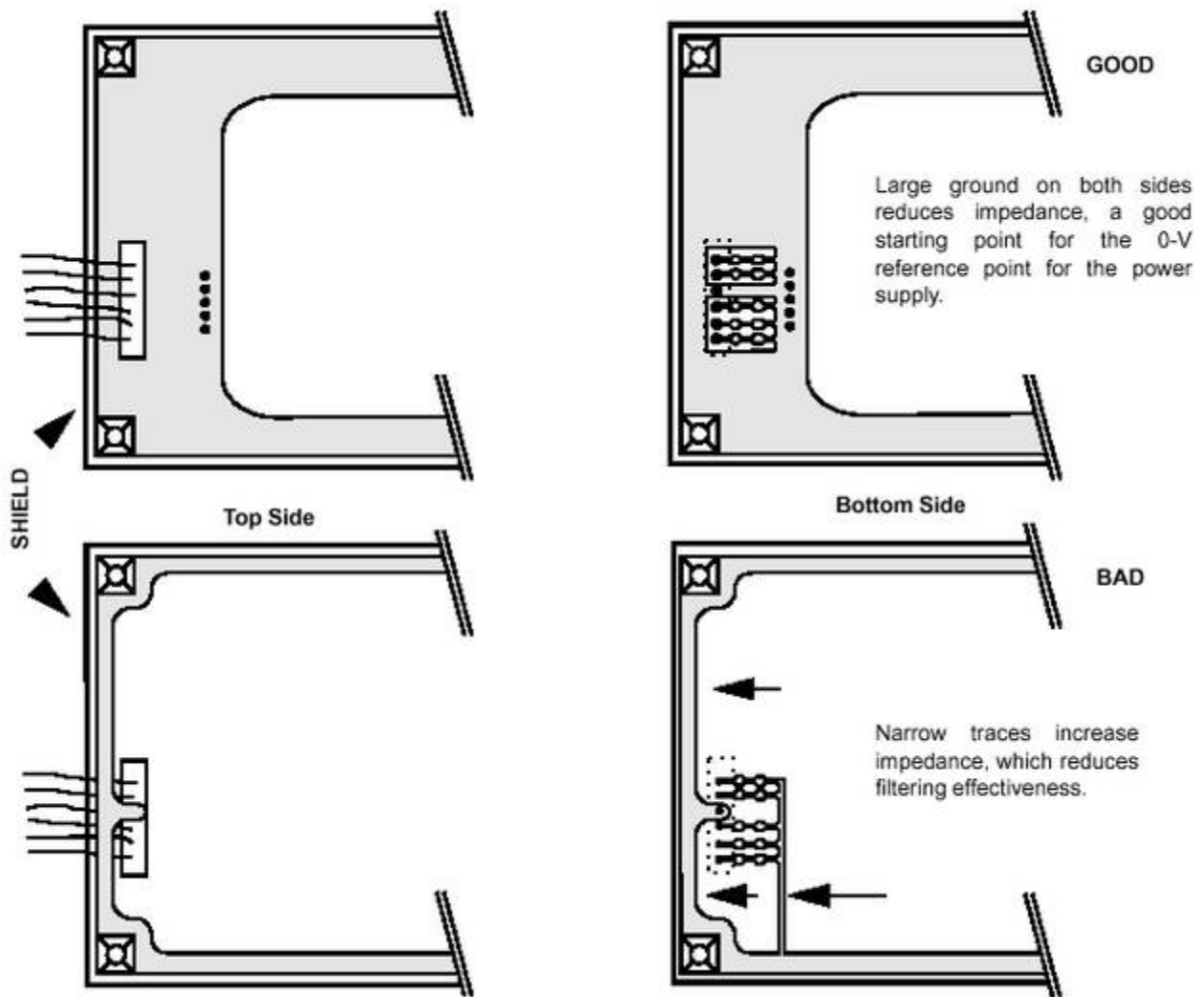


fig.7.6.a

- prevedere un **collegamento a singolo punto** tra tale piano di massa ed il **riferimento equipotenziale dell'involucro della scheda o dell'apparato (es., collegamento di terra)**; tale collegamento dovrebbe essere **realizzato in un punto prossimo ai connettori**, al fine di evitare dei percorsi di troppo lunghi (quindi ad elevata induttanza) per le correnti di scarica che si generano in conseguenza alle scariche elettrostatiche: in questo modo tali correnti verrebbero scaricate verso terra prima che possano interessare zone della massa prossime a parti di circuito più sensibili (fig.7.6.b)



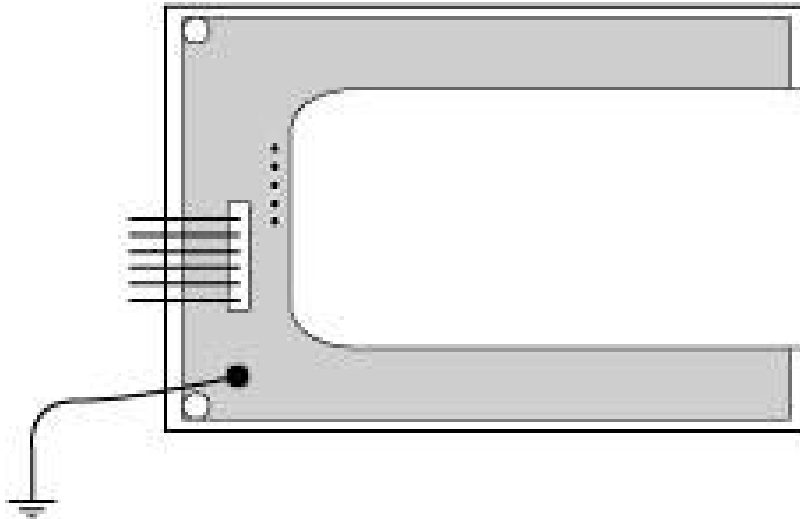
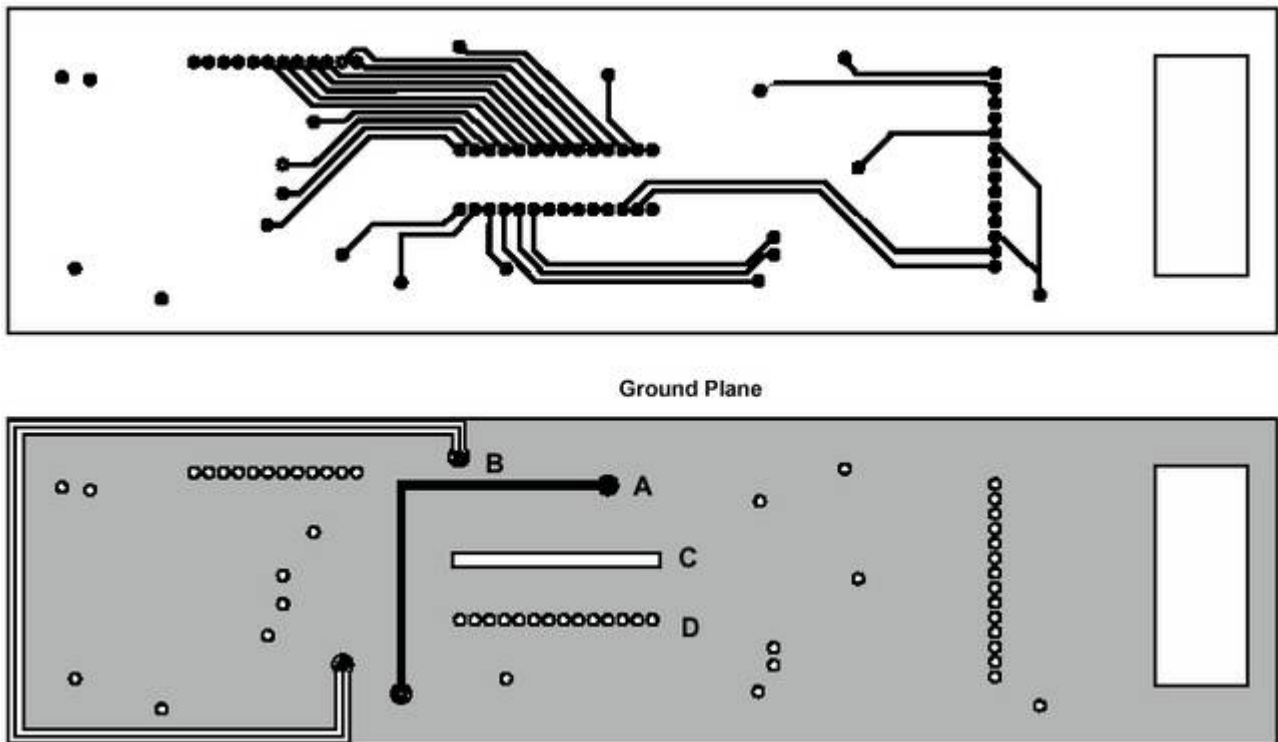


fig.7.6.b

- prevedere un filtraggio tramite reti L-C-L (configurazione “T”) o C-L-C (configurazione “a PI greco”), o, al limite, con soli condensatori verso massa di tutti i conduttori dei connettori (salvo casi di impossibilità)

Da evitare:

- non devono essere creati degli **anelli di massa di grandi dimensioni** al fine di evitare delle antenne ad elevata efficienza di emissione e di ricezione
- devono essere evitati “**tagli**” **nel piano di massa diffusa**, che, opponendosi al passaggio della corrente, creano una zona ad elevata impedenza. Tali aperture nel piano di massa si comportano come antenne ad elevata efficienza di emissione nel caso in cui le correnti in gioco abbiano componenti a frequenze elevate (fig.7.6.c,d,e,f)



- a) **DA EVITARE:** una pista nascosta interrompe il piano di massa
- b) **DA PREFERIRE:** la pista nascosta viene fatta passare sul bordo della scheda (attenzione all'emissione ed all'immunità!!)
- c) **DA EVITARE:** il taglio interrompe il piano di massa e crea un'antenna a fessura
- d) **DA PREFERIRE:** la fila di fori non interrompe il piano di massa e non crea un'antenna ad apertura

fig.7.6.c

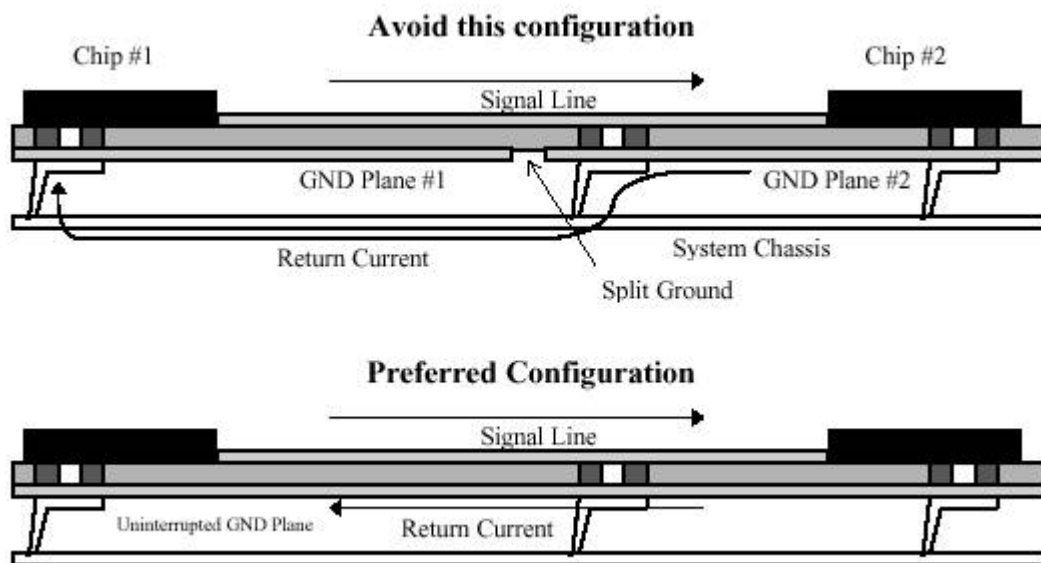


fig.7.6.d

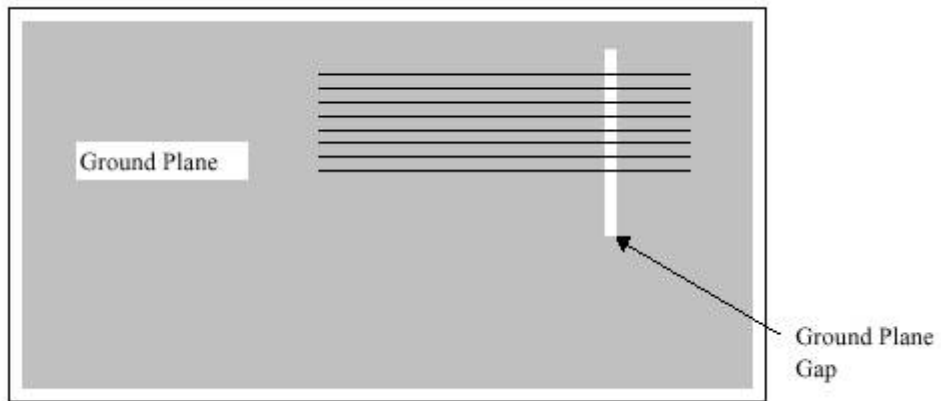


fig.7.6.e

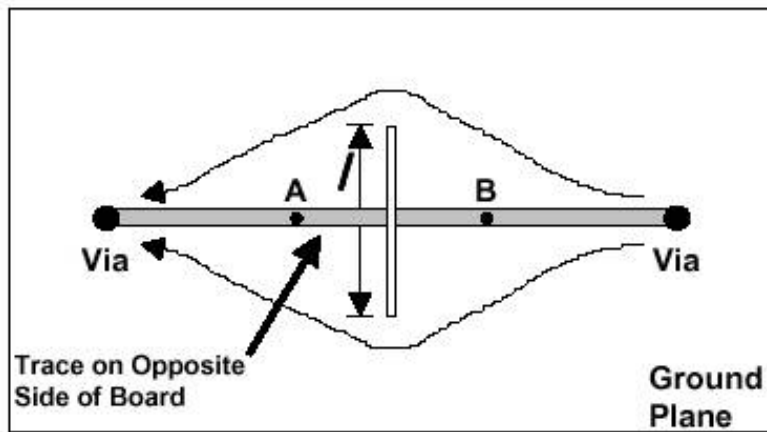


fig.7.6.f

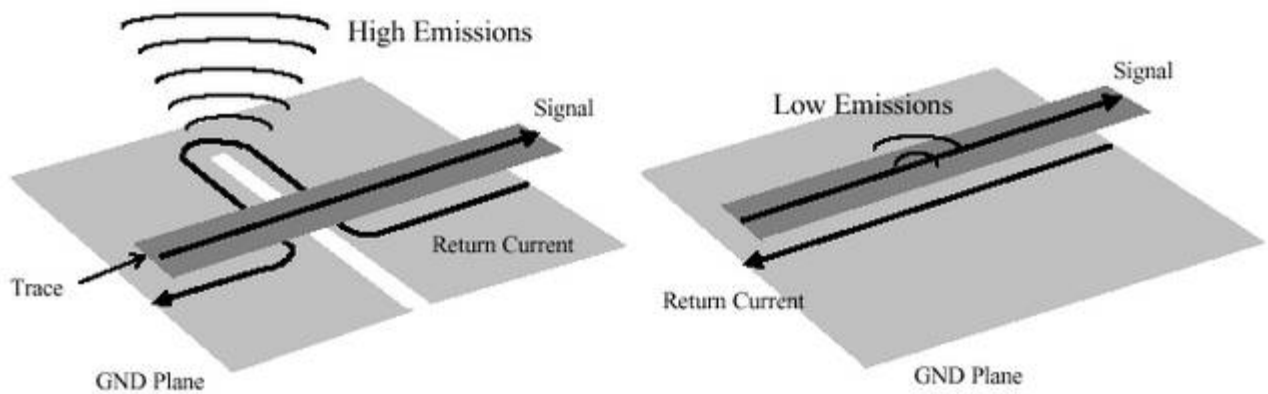
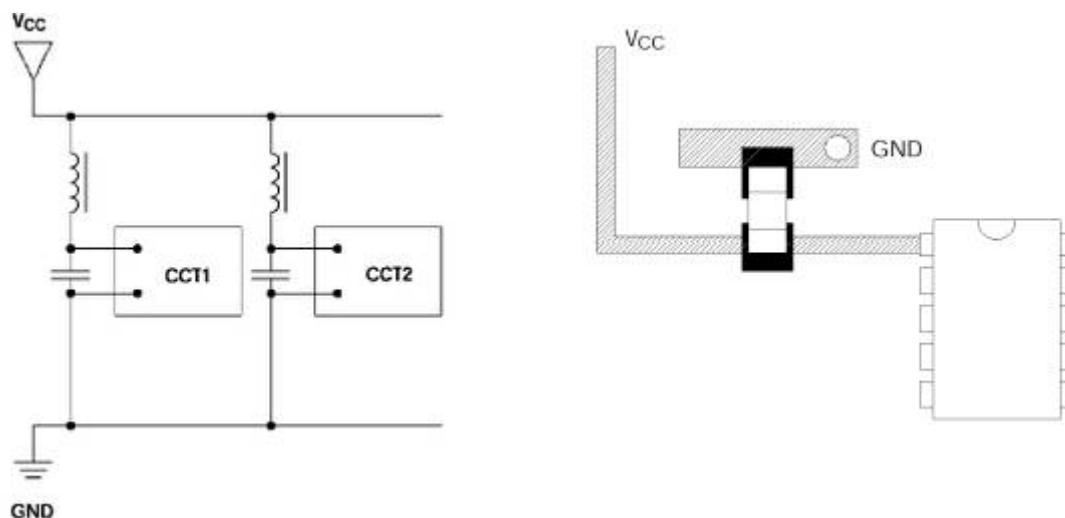
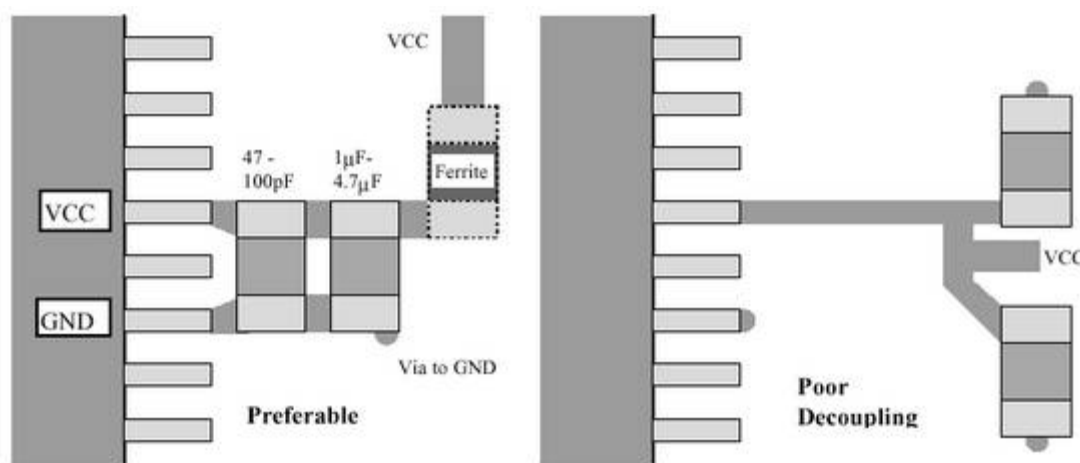


fig.7.6.g

## 7.7. Tecniche di filtraggio e disaccoppiamento

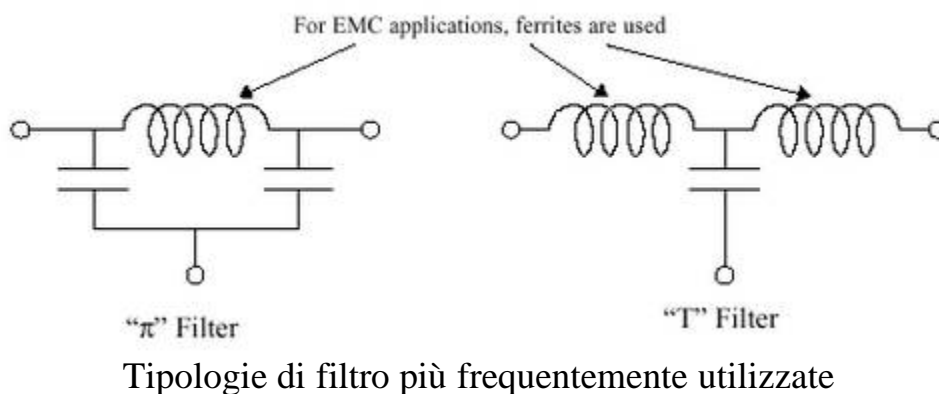


Filtraggio locale delle linee di alimentazione dei dispositivi elettronici  
fig.7.7.a



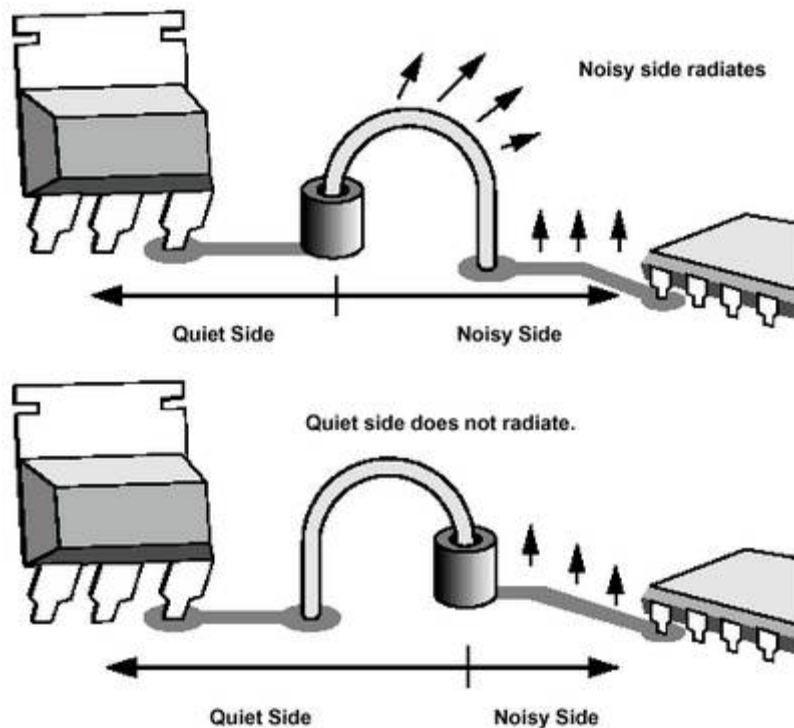
Filtraggio in prossimità del dispositivo

Fig.7.7.b



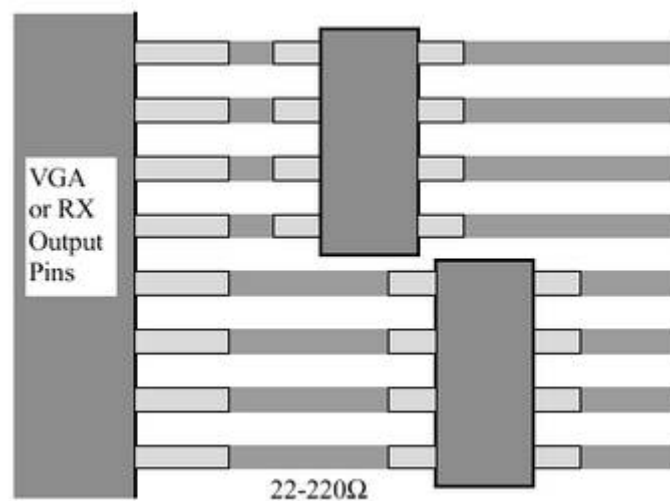
Tipologie di filtro più frequentemente utilizzate

Fig.7.7.c



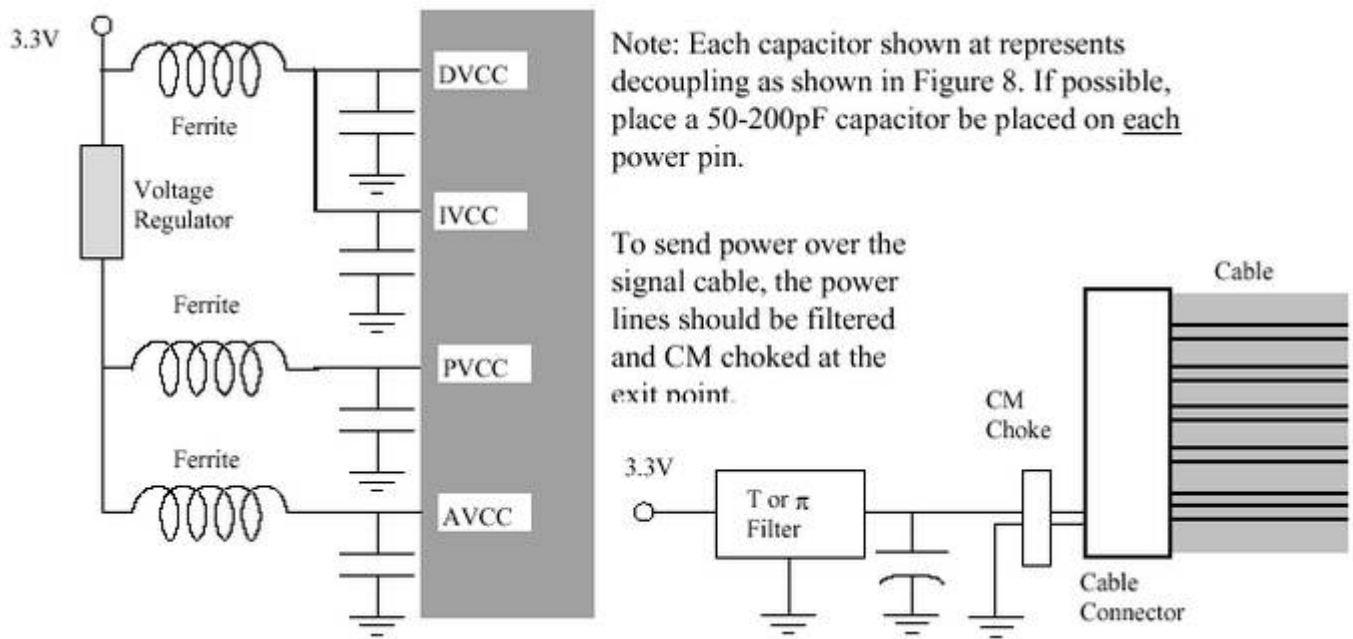
Utilizzo di ferriti in prossimità della sorgente di emissione

Fig.7.7.d



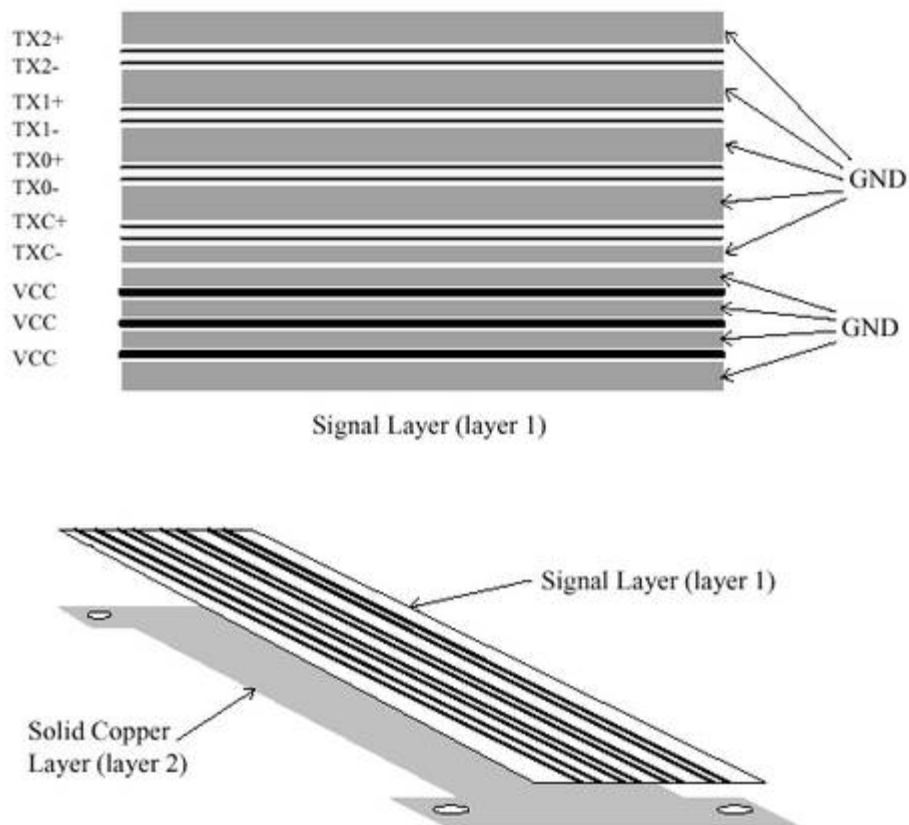
Possono essere utilizzate delle reti resistive per realizzare filtri

Fig.7.7.e



Disaccoppiamento e filtraggio locale delle alimentazioni

Fig.7.7.f



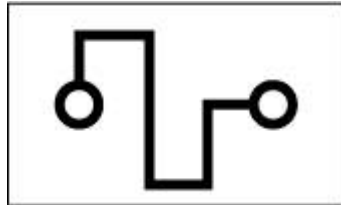
Disposizione dei segnali, alimentazioni e masse in un cavo FLAT

Fig.7.7.g

## 7.8. Altri accorgimenti per la progettazione compatibile

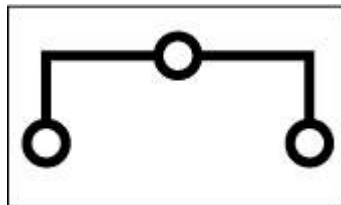
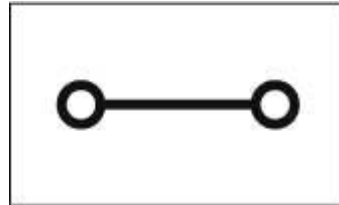
Nella progettazione della scheda elettronica andrebbero rispettati alcuni principi, riassunti brevemente con delle immagini (fig.7.8.a):

NO !

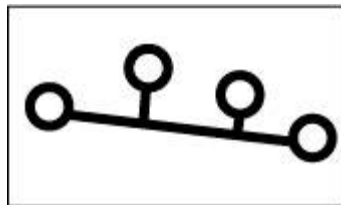
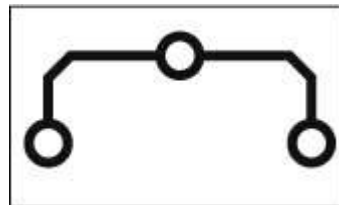


Eccessiva lunghezza delle piste => emissione

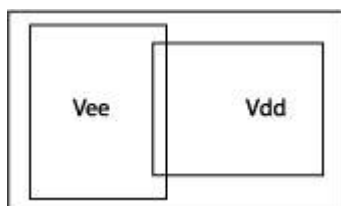
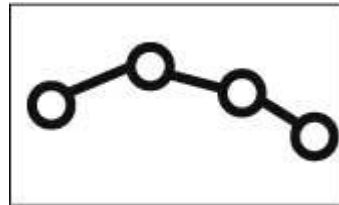
SI !



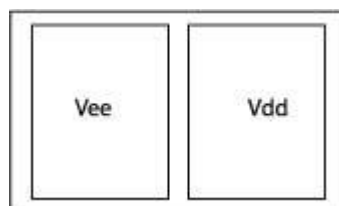
Eccessiva induttanza nelle curve => emissione



Evitare stubs => emissioni ad altissima frequenza e disadattamenti di impedenza



Evitare sovrapposizione dei piani di alimentazione di potenza



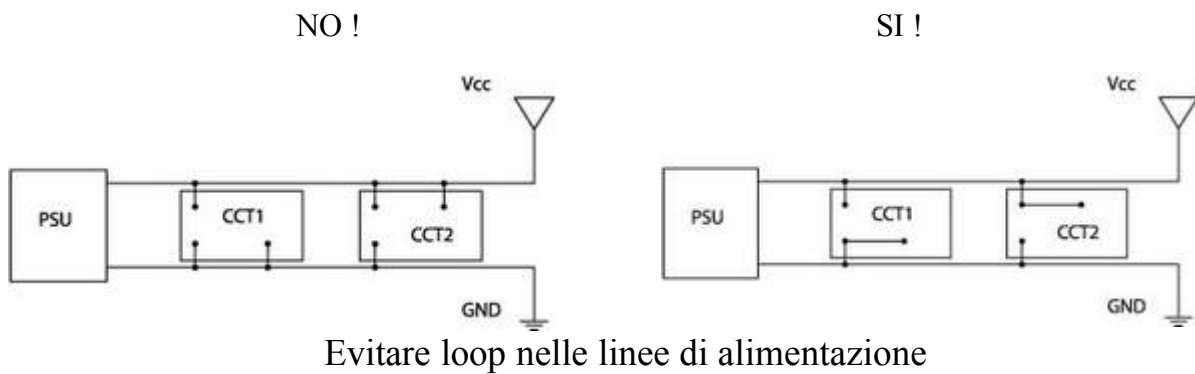
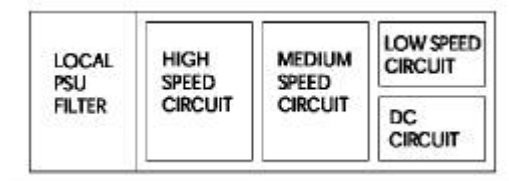
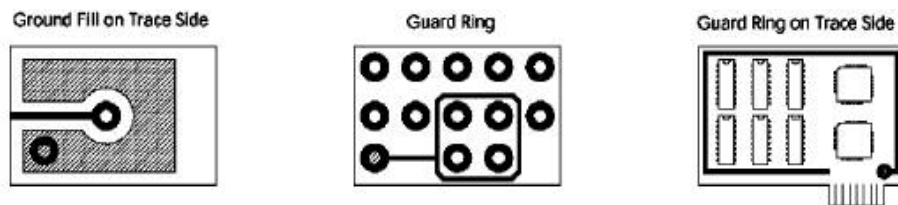


fig.7.8.a



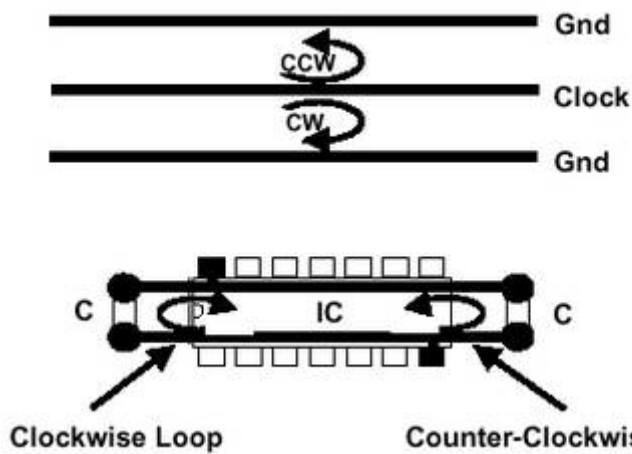
Collocazione dei circuiti ad alta velocità vicino alla sorgente di alimentazione

Fig.7.8.b



Impiego di linee di guardia e di piazzole di massa

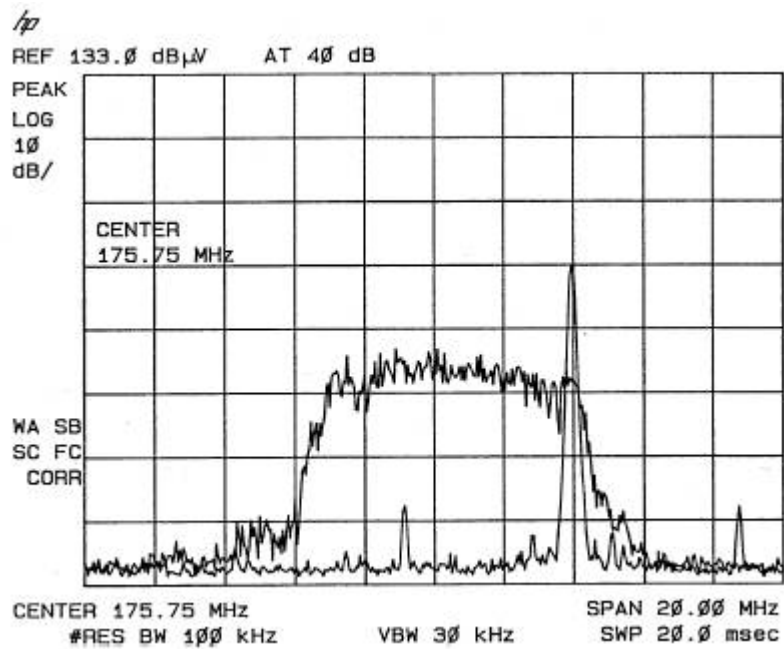
Fig.7.8.c



Impiego di tecniche “di cancellazione” per ridurre le emissioni radiate

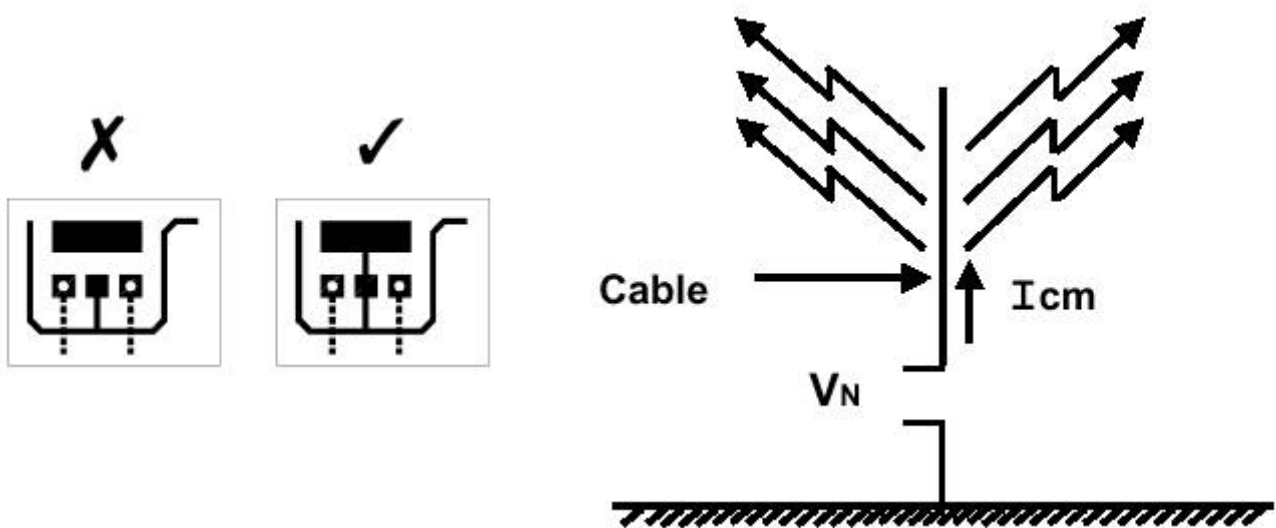
Fig.7.8.d





Modulazione del segnale di clock per distribuire lo spettro ed abbattere il livello di emissione

Fig.7.8.e



Evitare di lasciare dei conduttori flottanti

Fig.7.8.f

## 7.9. Ritorno tramite massa delle correnti di segnale

Il percorso di ritorno delle correnti attraverso la massa del circuito deve essere accuratamente progettato al fine di evitare dei “loop” di dimensioni eccessive, con conseguenti problemi di emissioni di disturbi radiati.

Le piste del segnale di clock dovrebbero essere disposte, in ordine di preferenza:

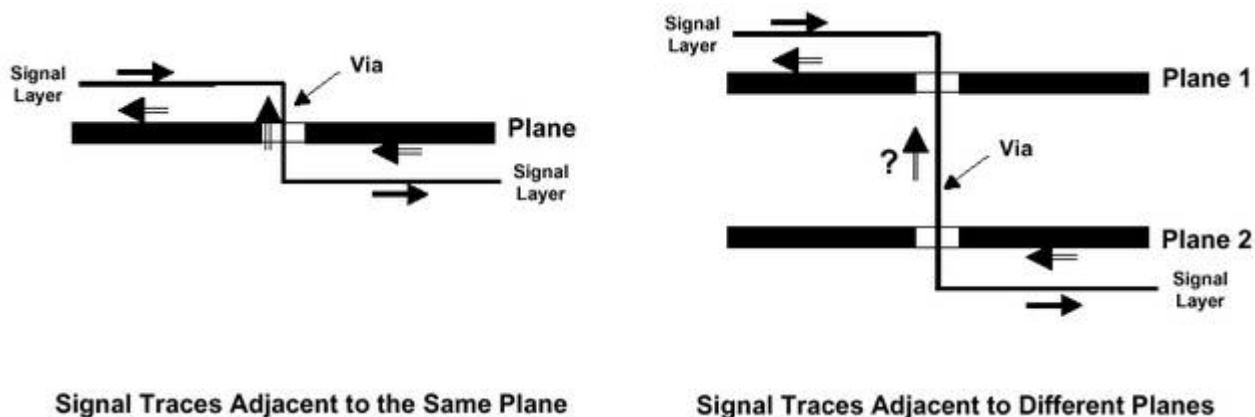


fig.7.9.a

- Su un unico layer, adiacente al piano di massa
- Su due layers diversi, adiacenti allo stesso piano di massa
- Su due layers diversi, adiacenti a piani dello stesso tipo (massa o alimentazione); in questo caso i due piani vanno collegati elettricamente tra loro in corrispondenza di ogni foro passante della pista
- Su due layers diversi, adiacenti a piani di diverso tipo (massa e alimentazione); in questo caso i due piani vanno collegati tra loro con delle capacità in corrispondenza di ogni foro passante della pista

Il collegamento dei piani di massa attraverso dei fori passanti (“via hole”) non è comunque una soluzione priva di controindicazioni, legate soprattutto al fatto che ogni passaggio tramite foro produce un’induttanza di valore piccolo ma, a volte, non trascurabile: alle alte frequenze i pins di un dispositivo elettronico riferiti a masse disposti su piani diversi possono venire a trovarsi ad un diverso valore di potenziale (fig.7.9.b,c)

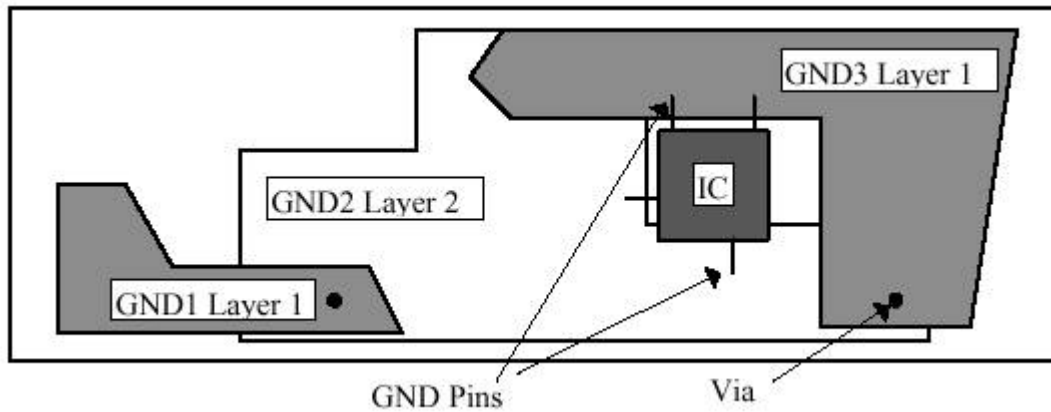
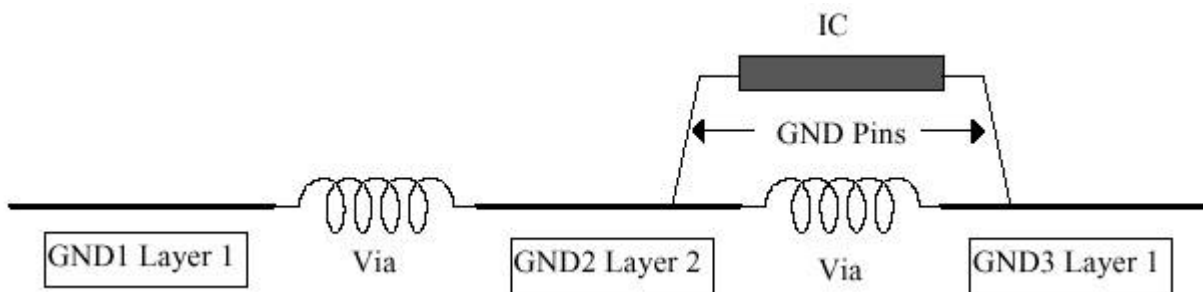
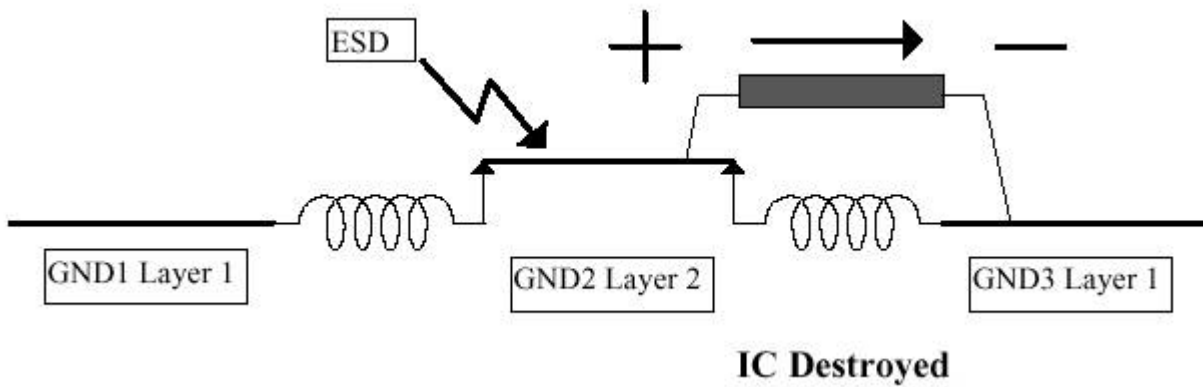


Fig.7.9.b



Circuito equivalente

Fig.7.9.c



Situazione durante il passaggio di corrente di scarica elettrostatica

Fig.7.9.d

## 7.10. Schede multistrato

L'impiego di schede multistrato consente di ottenere dei grandi vantaggi in termini di efficienza dal punto di vista della compatibilità elettromagnetica.

I vantaggi che si ottengono sono:

- ridotte dimensioni => piste più corte => minori emissioni radiate, migliore immunità radiata
- piani di massa diffusa => migliori filtri e disaccoppiamenti
- piani di alimentazione diffusa => minori loop, migliore filtraggio, minori cadute

### a) 4 strati



*Note:*

- *lo strato 4 può garantire una inferiore cancellazione dei flussi, a causa della vicinanza ad uno strato non di massa, ma di alimentazione*
- *è necessario minimizzare la distanza tra strato 2 e 3 in modo da avere la maggiore capacità*

**b) 6 strati**

**versione 1**



*Note:*

- *solo lo strato 1 garantisce un buon comportamento*
- *il segnale 2 può essere disturbato dai segnali 3 e 4*
- *i segnali 3 e 4 non hanno un buon riferimento a massa*

**versione 2**



*Note:*

- *solo lo strato 2 garantisce un buon comportamento*

versione 3

1. segnale 1	
2. massa	
3. segnale 2	
4. alimentazione	
5. massa	
6. segnale 3	

*Note:*

- *ottimo comportamento degli strati 1, 2, 3*
- *si rinuncia ad 1 strato di segnale*

**c) 8 strati**




**Versione 1**

<b>1. segnale 1</b>	
<b>2. segnale 2</b>	
<b>3. massa</b>	
<b>4. segnale 3</b>	
<b>5. segnale 4</b>	
<b>6. alimentazione</b>	
<b>7. segnale 5</b>	
<b>8. segnale 6</b>	

***Note:***

- ***ottimo comportamento strati 2, 4***

## Versione 2











1. segnale 1	
2. massa	
3. segnale 2	
4. massa	
5. alimentazione	
6. segnale 3	
7. massa	
8. segnale 4	

### *Note:*

- *ottimo comportamento tutti gli strati*
- *si rinuncia a 2 strati di segnale*



**d) 10 strati**

<b>1. segnale 1</b>	
<b>2. massa</b>	
<b>3. segnale 2</b>	
<b>4. segnale 3</b>	
<b>5. massa</b>	
<b>6. alimentazione</b>	
<b>7. segnale 4</b>	
<b>8. segnale 5</b>	
<b>9. massa</b>	
<b>10. segnale 6</b>	

*Note:*

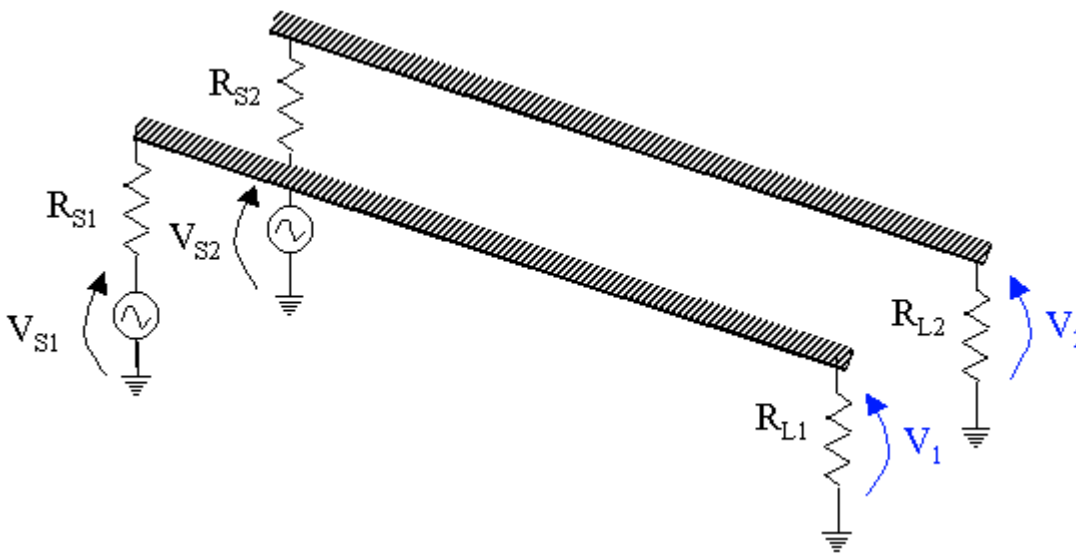
- *comportamento non ottimale dello strato 7*

## 8. Crosstalk

### **Definizione:**

Per accoppiamento non condotto, o **crosstalk**, si intende il fenomeno per cui, attraverso determinate modalità, parte di un segnale presente in un circuito si presenta in un circuito posto nelle vicinanze.

### **Modello di studio:**



**Caso ideale:**  $V_1$  dipende solo da  $V_{S1}$ ,  $R_{S1}$ ,  $R_{L1}$ , e  $V_2$  dipende solo da  $V_{S2}$ ,  $R_{S2}$ ,  $R_{L2}$ .

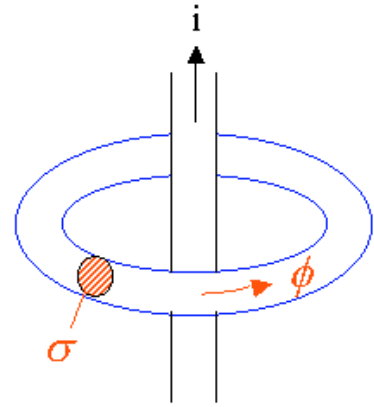
**Caso reale:** A causa della differenza di potenziale tra le due linee si avrà un **accoppiamento di tipo capacitivo** e, a causa della corrente che circola nei conduttori, si avrà un **accoppiamento di tipo induttivo**.

$V_1$  sarà quindi influenzata da  $V_{S2}$  e  $V_2$  sarà influenzata da  $V_{S1}$ .

- Nel caso di segnali a bassa frequenza è possibile individuare la modalità di accoppiamento dominante ed intervenire per contrastarla.
- Nel caso di segnali ad alta frequenza ( $l \gg \lambda$ ) il modello delle linee di trasmissione

### **8.4. Accoppiamento induttivo**

- Ip) → conduttore rettilineo, infinitamente lungo
- simmetria cilindrica
- linee di  $\vec{B}$  circolari e concentriche al filo
- $\mu = \text{costante}$  ( $= 4\pi 10^{-7}$  H/m)



**LEGGE DI HOPKINSON** per un circuito magnetico

$$\phi(\vec{B}) = \frac{i_c}{\mathfrak{R}} \quad [\text{Wb}] \quad \text{con } i_c = \pm Ni \quad [\text{A}] \quad \text{Corrente concatenata}$$

$$\downarrow$$

$$\text{con } \mathfrak{R} = \frac{l}{\mu\sigma} \rightarrow \frac{2\pi r}{\mu\sigma} \quad [1/\text{H}] \quad \text{Riluttanza}$$

Non esiste un tubo di flusso di  $\vec{B}$  che non sia concatenato con un circuito in cui scorre corrente.

Sotto le ipotesi fatte si ha:  $\phi(\vec{B}) = i \frac{\mu\sigma}{2\pi r}$

essendo  $B = \frac{\phi(\vec{B})}{\sigma} \Rightarrow B = i \frac{\mu}{2\pi r}$  Poiché vale  $\vec{B} = \mu\vec{H}$  si ha

**LEGGE DI BIOT E SAVART**

$$H = \frac{i}{2\pi r} \quad [\text{A/m}] \quad \leftarrow \text{Naturalmente, se } i \text{ varia nel tempo, varia di conseguenza anche } H \text{ (e } B\text{).}$$

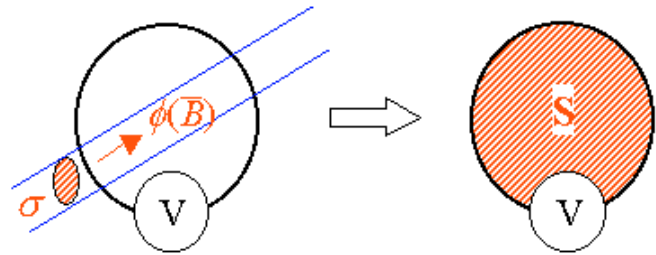
Dalle equazioni di Maxwell si ha:

$$f.e.m. = - \frac{d\phi_{cl}(\vec{B})}{dt} \quad \leftarrow \text{In una spira concatenata con un flusso di } \vec{B} \text{ variabile nel tempo, si crea una f.e.m. indotta}$$

Forza elettromotrice

La forza elettromotrice indotta che si ottiene vale (LEGGE DI LENZ):

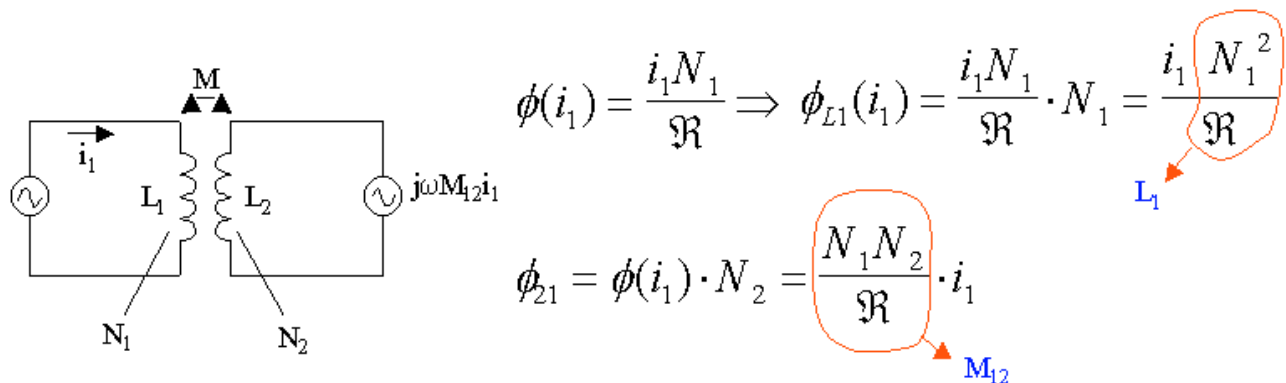
$$V = -\frac{d}{dt} \phi(\vec{B}) = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S}$$



Sotto l'ipotesi che  $l$  (lunghezza della spira)  $\ll \lambda$ , si può considerare costante e portarlo fuori dall'integrale (se non fosse costante, si dovrebbe tenere conto della variazione di fase lungo  $l$ ), ottenendo:

$$V = -j2\pi f B_0 S e^{j2\pi f t} \cos \theta \quad \theta = \text{angolo tra la normale ad } S \text{ ed il vettore } \vec{B}$$

Si può rappresentare il meccanismo di accoppiamento come segue:



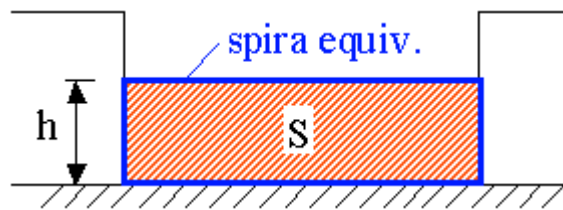
#### 8.4.1. Accorgimenti da adottare per ridurre l'accoppiamento induttivo tra linee

1) Aumentare la distanza tra le linee:

$$\phi(\vec{B}) = i \frac{\mu \sigma}{2\pi r} \quad \Longrightarrow \quad \text{se } r \cong D \uparrow \Rightarrow \phi(\vec{B}) \downarrow$$

2) Diminuire l'altezza rispetto al piano di massa,  $h$ .

Diminuendo  $h$ , infatti, diminuisce la superficie  $S$  della spira equivalente (linea-massa-apparati), e di conseguenza il flusso che si concatena ad essa, generando la f.e.m.

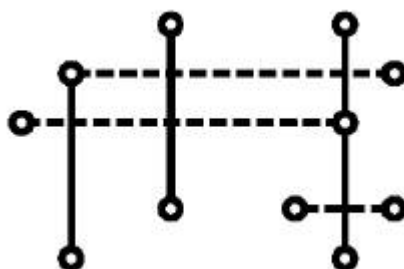
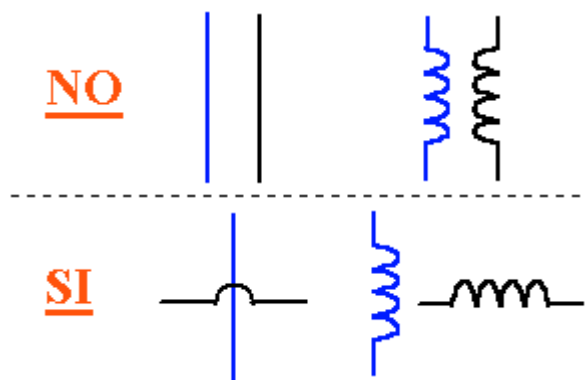


3) Orientare opportunamente le linee

$$V = -j2\pi f B_0 S e^{j2\pi f t} \cos \theta$$

Per  $\theta = 90^\circ \Rightarrow \cos \theta = 0 \Rightarrow V_m = 0$

È bene quindi, evitare di disporre le linee, o i solenoidi, in modo parallelo, e scegliere una disposizione ortogonale.



Risulta opportuno disegnare percorsi ortogonali tra le piste poste su layers diversi

## 8.5. Accoppiamento capacitivo

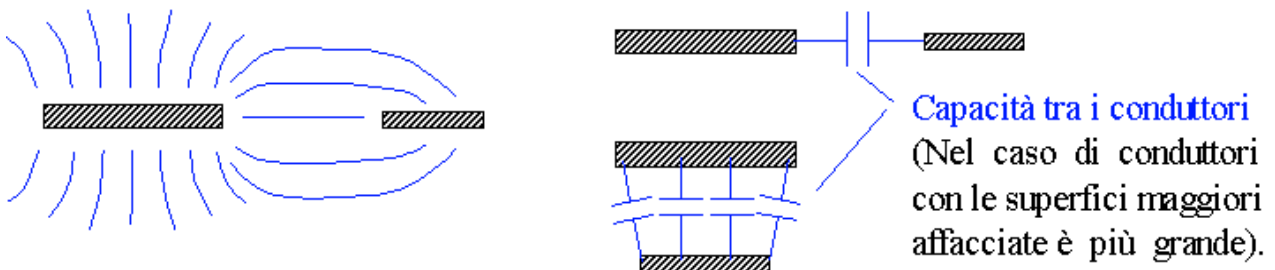
In regime di elettrodinamica quasi-stazionaria ( $\Rightarrow \frac{\partial \dots}{\partial t} \neq 0$ ) si ha:

$$f.m.m. = \phi_{cl}(\bar{G}) + \frac{d\phi_{cl}(\bar{D})}{dt} \quad \text{dove} \quad \bar{D} = \epsilon \bar{E}$$

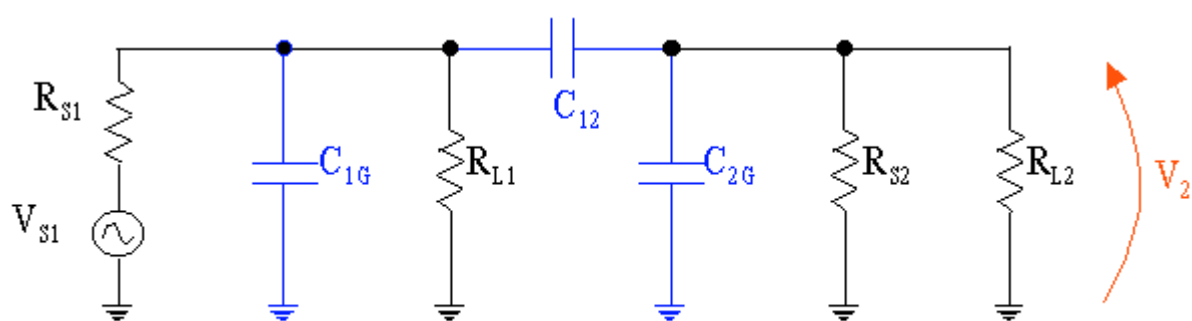
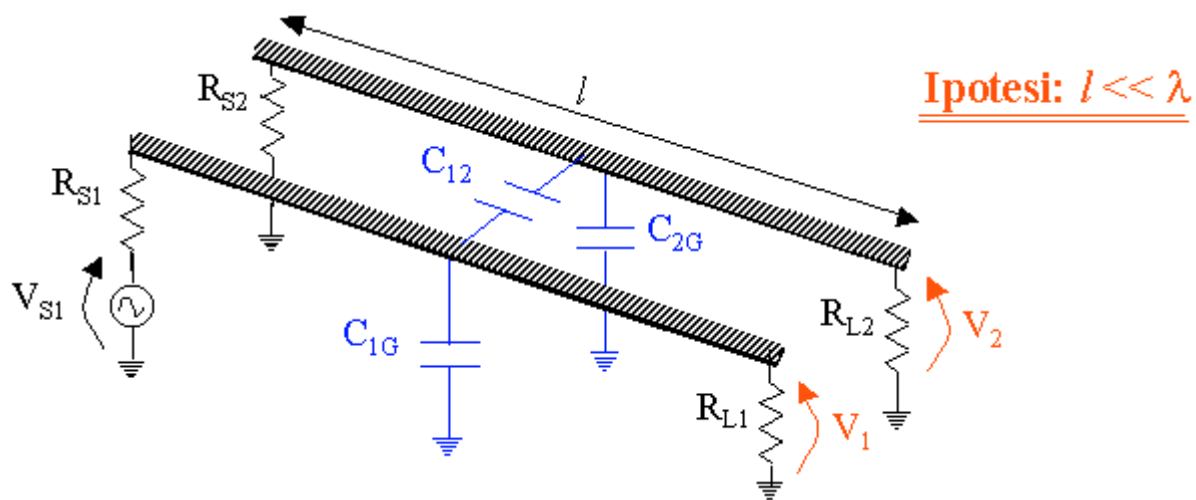
Forza magneto motrice

La variazione del flusso di D genera una “corrente di spostamento” tra le armature di un condensatore.

Dalle configurazioni delle linee di campo elettrico, E, sarebbe possibile stabilire la distribuzione delle cariche Q sulle superfici, ma ciò è possibile solo in casi semplici. Una volta conosciuta la distribuzione della carica, si può risalire al flusso di D attraverso una certa superficie, e quindi alla capacità presente tra due conduttori. Dal punto di vista qualitativo si può esaminare la situazione per due conduttori generici di cui uno portato ad un potenziale diverso da massa.

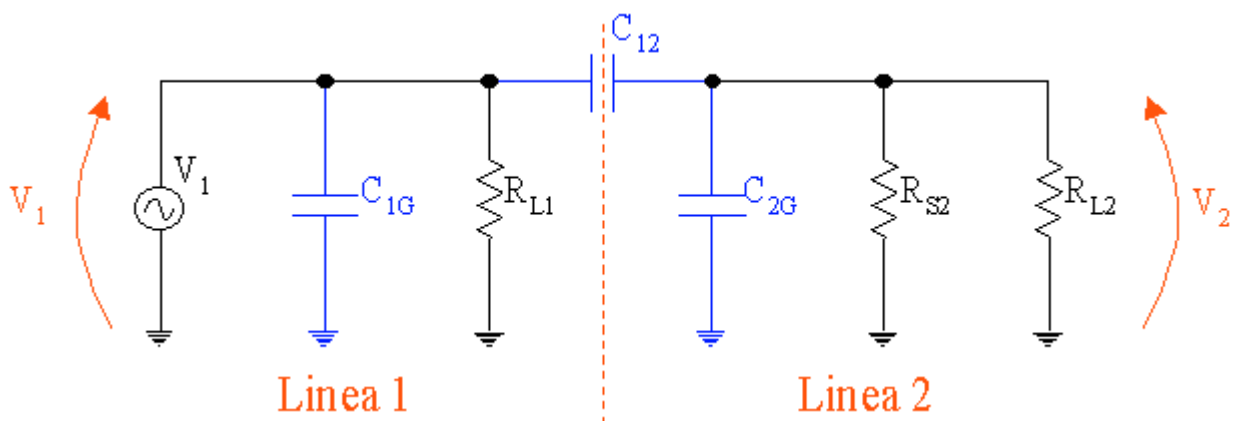


In generale, il caso che si presenta può essere schematizzato come segue



*Circuito equivalente a costanti concentrate*

Per semplicità, si ipotizza il generatore VS1 ideale ed lo si identifica con la sua tensione V1:



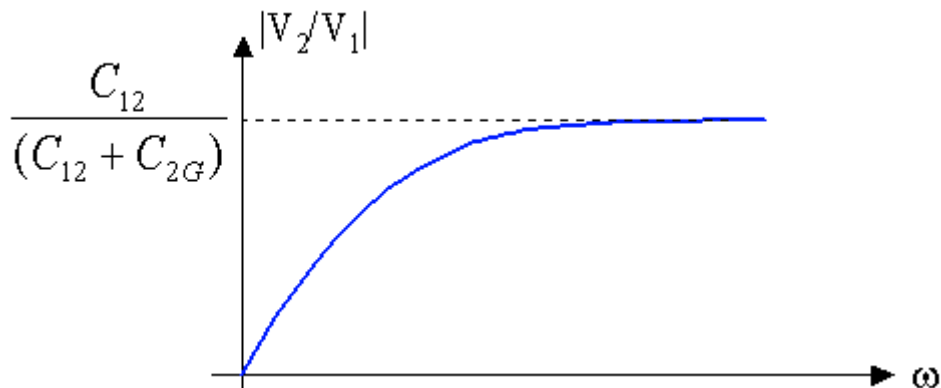
Si definisce:  $V_2/V_1 =$  **Crosstalk capacitivo tra linea 1 e linea 2**

Osservazione: C1G, RL1 poco importanti  
C12, C2G, RL2, RS2 molto importanti

La funzione di trasferimento risulta:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{sR_2 C_{12}}{1 + sR_2 (C_{12} + C_{2G})} \quad \text{Dove } R_2 = R_{L2} // R_{S2}$$

Il modulo di tale funzione di trasferimento è una funzione crescente con la frequenza:



Al crescere di  $\omega$  il carico resistivo della linea 2 ( $R_2$ ) perde di importanza, in quanto cala la reattanza di  $C_{2G}$ ; a bassa frequenza invece, l'andamento è lineare e determinato pesantemente dal valore di  $R_{L2}$  e  $R_{S2}$ .

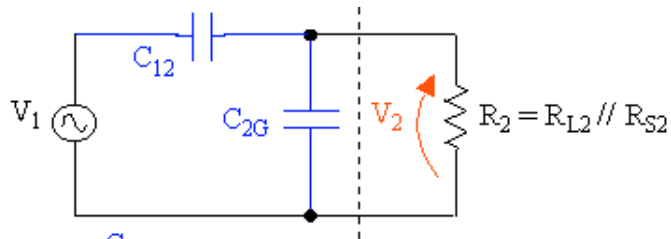
Anche  $C_{2G}$  può essere aumentato per minimizzare il crosstalk, ma tale soluzione va studiata in funzione del tipo di segnale che porta la linea 2: se si tratta di un segnale ad alta frequenza non sarà possibile aumentare oltre un certo limite il valore di  $C_{2G}$ : se si tratta di un segnale a bassa frequenza potrebbe invece produrre un effetto benefico.

È interessante effettuare anche un'analisi nel dominio del tempo per quei segnali, a relativamente bassa frequenza, che presentano ripidi fronti di salita e discesa.

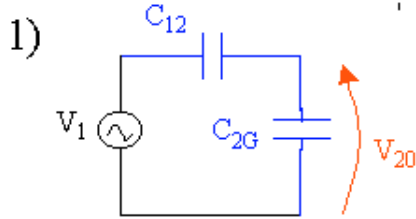
Può essere il caso dei segnali digitali.

Lo schema elettrico a costanti concentrate del modello di accoppiamento può essere semplificato come segue:



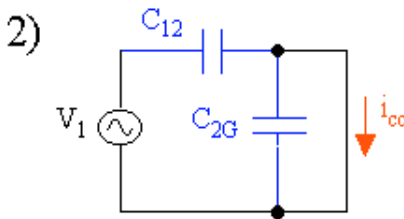


Il circuito può essere ulteriormente semplificato mediante applicazione del teorema di Thevenin.



$$V_{20} = V_1 \frac{X_{C_{2G}}}{X_{C_{12}} + X_{C_{2G}}} = \dots = V_1 \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G}}$$

Tensione a vuoto



$$i_{cc} = \frac{V_1}{X_{C_{12}}} = V_1 j\omega C_{12}$$

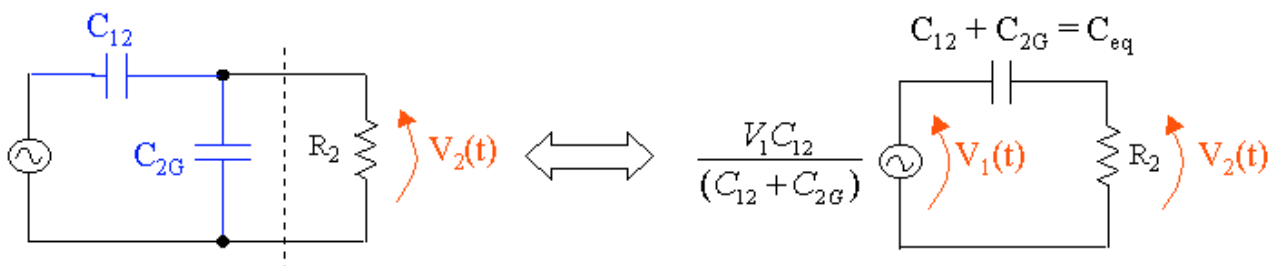
Corrente di corto circuito

La impedenza “interna” della sorgente si ricava quindi facilmente come:

$$Z_{eq} = \frac{V_{20}}{i_{cc}} = \frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$$

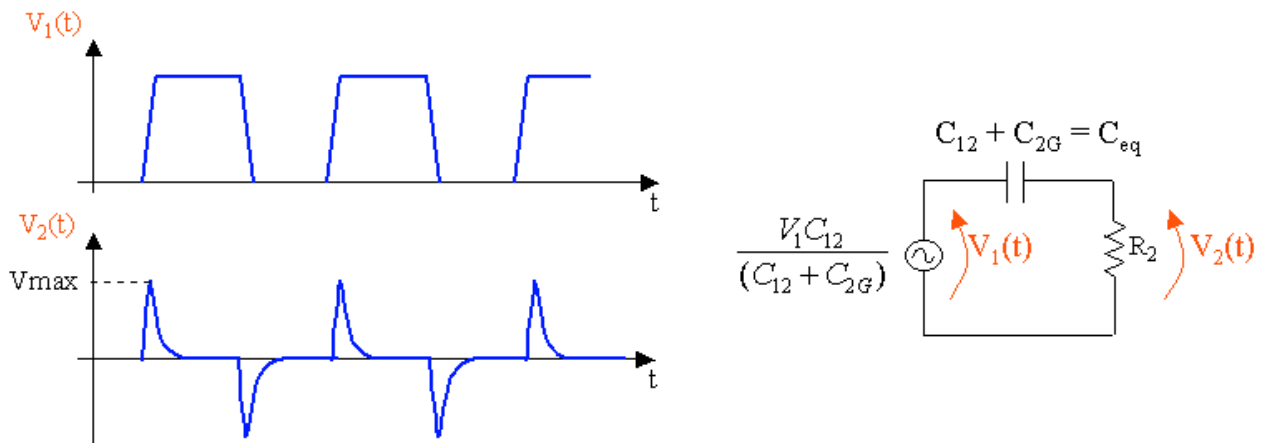
Impedenza equivalente

Lo schema equivalente sarà pertanto:



Si intuisce facilmente come l'effetto sia quello di un derivatore, che lascia arrivare al carico, R2, la derivata della forma d'onda di ingresso.

Nel caso di onda quadra, avremo pertanto:



La tensione massima  $V_{max}$  dipenderà:

- dalla capacità  $C_{eq} = C_{12} + C_{2G}$
- dalla ripidità del fronte di salita (e discesa) di  $V_1(t)$

$$V_{max} = \frac{R_2 C_{12}}{t_r} (1 - e^{-\frac{t_r}{\tau}})$$

$$\tau = R_2 C_{eq}$$

$t_r$  = tempo di salita del fronte dell'onda quadra (in realtà trapezoidale)

## 8.6. Analogie tra accoppiamento induttivo e capacitivo

Caratteristica	Accoppiamento Capacitivo	Accoppiamento Induttivo
Sorgente	$dV/dt$	$dI/dt$
Accoppiamento	Mutua capacità	Mutua induttanza
Rumore accoppiato	Corrente	Tensione

**Accoppiamento capacitivo:** sorgenti con elevati valori di  $dV/dt$  (segnali di clock, transistori veloci, commutazioni di porte logiche..) sono le responsabili più importanti degli accoppiamenti capacitivi. In altri termini la frequenza del segnale disturbatore non è l'unico parametro da tenere sotto controllo ma anche un gradino di tensione sufficientemente ripido può creare problemi di crosstalk capacitivo.

**Accoppiamento induttivo:** sorgenti con elevati valori di  $dI/dt$  (amplificatori di potenza in commutazione, solenoidi, relè, motori elettrici..) sono le responsabili più importanti degli accoppiamenti induttivi.

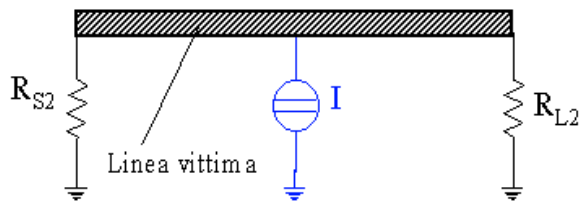
Il disturbo accoppiato capacitivamente è una corrente  $i = CdV/dt$

Il disturbo accoppiato induttivamente è una tensione  $v = LdI/dt$

## 8.7. Valutazione della componente capacitiva ed induttiva nel crosstalk

### 8.4.1. Accoppiamento capacitivo

Lo schema elettrico (semplificato) è:

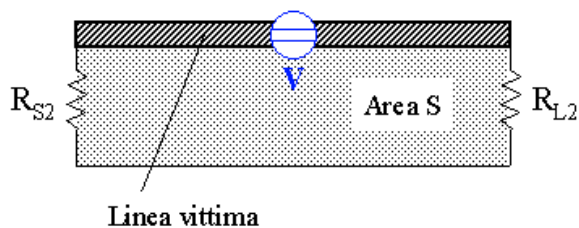


**Crosstalk capacitivo:** è rappresentabile mediante un generatore di corrente  $I$  di valore dato da:

$$I = j\omega C_{12} V_1$$

### 8.4.2. Accoppiamento induttivo

Lo schema elettrico (semplificato) è:



**Crosstalk induttivo:** è rappresentabile mediante un generatore di tensione  $V$  di valore dato da:

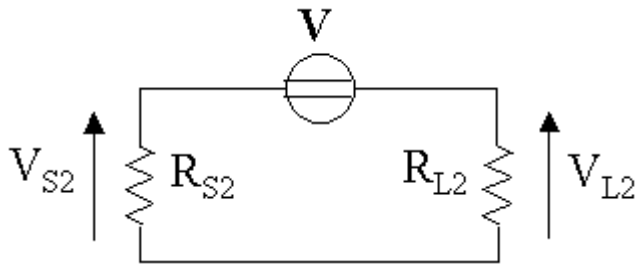
$$V = j\omega B_0 S e^{j\omega t} \cos \theta$$

Nel caso di accoppiamento capacitivo è facile notare come la tensione di segnale, dovuta alla caduta sul parallelo  $R_{S2} // R_{L2}$ , presenti un valore costante su tutta la linea.

Variando pertanto una delle due resistenze, tale valore cambierà allo stesso modo tra ciascun punto della linea e la massa.

Nel caso di accoppiamento induttivo, la tensione avrà segno opposto ai due capi della linea, ed avrà valori diversi a seconda del valore delle due resistenze di chiusura.

Variando il valore di una delle due, per esempio aumentandolo, si avrà una conseguente diminuzione del valore di tensione ai capi dell'altra:



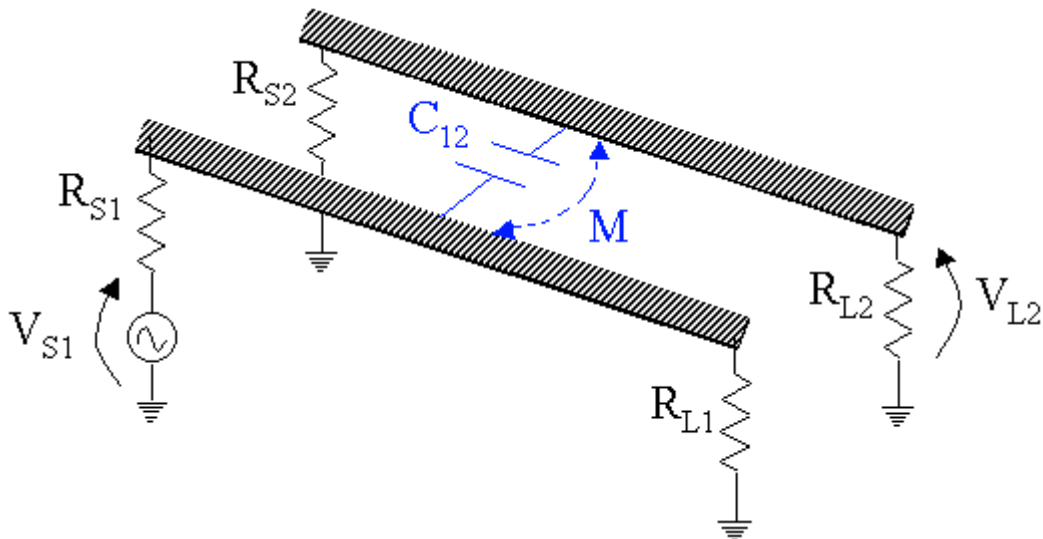
$$V = V_{S2} - V_{L2} \quad I = \frac{V}{R_{S2} + R_{L2}}$$

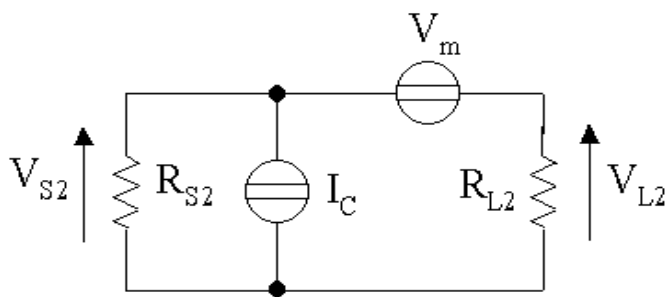
$$\text{Se } R_{S2} \uparrow \implies I \downarrow \implies V_{L2} = R_{L2} I \downarrow$$

In genere, sono presenti entrambe le modalità di accoppiamento.

### 8.4.3. Accoppiamento misto

Si può studiare mediante il metodo di sovrapposizione degli effetti. Il modello di accoppiamento è:





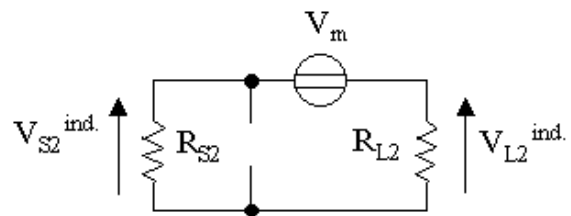
$$I_C = j\omega C_{12} V_1 \left( \frac{R_{L1}}{R_{L1} + R_{S1}} \right)$$

$$V_m = j\omega M \left( \frac{V_1}{R_{S1} + R_{L1}} \right)$$

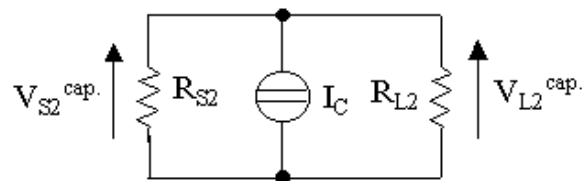
Sostituendo, a turno, il generatore di  $I_C$  con un circuito aperto e il generatore  $V_m$  con un corto circuito, si valutano i contributi alla tensione ai capi delle due resistenze dovuti all'accoppiamento induttivo e capacitivo:

$$V_{S2}^{ind.} = V_m \left( \frac{R_{S2}}{R_{S2} + R_{L2}} \right)$$

$$V_{L2}^{ind.} = -V_m \left( \frac{R_{L2}}{R_{S2} + R_{L2}} \right)$$



$$V_{S2}^{cap.} = V_{L2}^{cap.} = I_C \left( \frac{R_{S2} \cdot R_{L2}}{R_{S2} + R_{L2}} \right)$$

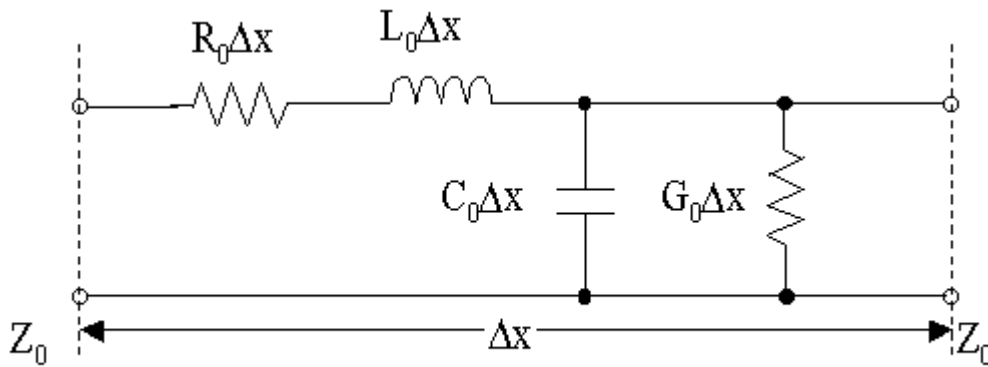


L'andamento, in funzione della frequenza, del valore di  $V_{S2}$ , sia nel caso di accoppiamento capacitivo che induttivo, è crescente con pendenza di 6dB/ottava. Ciò è vero per  $l \ll \lambda$ .

Nel caso  $l \cong \lambda$ , si deve passare ad un modello che descrive in modo più appropriato i fenomeni associati alla trasmissione di un segnale in una connessione.

Tale modello prevede che le connessioni vengano trattate come linee di trasmissione. Nelle linee di trasmissione non si considerano più capacità ed induttanze localizzate in particolari punti della struttura, ma distribuite lungo la struttura stessa.

## 8.5. Linee di trasmissione



**Schema equivalente di una linea di trasmissione**

$R_0$  = resistenza per unità di lunghezza.     $L_0$  = induttanza per unità di lunghezza.

$C_0$  = capacità per unità di lunghezza.     $G_0$  = conduttanza del dielettrico per ....

$Z_0$  = impedenza caratteristica della linea =  $\sqrt{(R_0 + j\omega L_0)/(G_0 + j\omega C_0)} \cong \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$

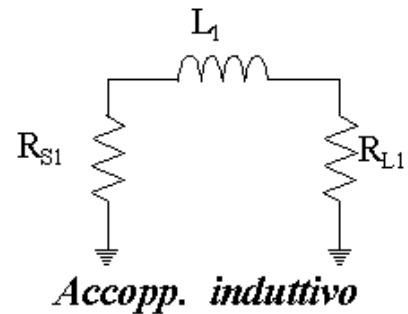
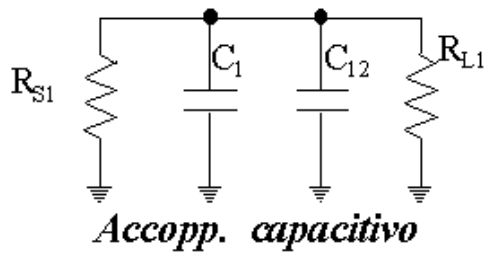
$T_p$  = tempo di propagazione per unità di lunghezza  $\cong \sqrt{L_0 C_0}$      $R_0 \rightarrow 0$   
 $G_0 \rightarrow 0$

$\alpha$  = fattore di attenuazione  $\cong 0$     perché  $R_0 \rightarrow 0$

$L_0 = T_p \cdot Z_0$      $C_0 = T_p / Z_0$      $R_0 \cong 30 \text{ m}\Omega/\text{cm}$     per connessione da 0.25 mm

$R_0 \cong 100 \text{ m}\Omega/\text{cm}$     per connessione da 0.1 mm

Nel caso di linee soggette al fenomeno del crosstalk si possono ricavare le costanti di tempo di propagazione del segnale procedendo separatamente per l'accoppiamento capacitivo e induttivo:



$$\tau_1^C = \frac{R_{S1} R_{L1}}{R_{S1} + R_{L1}} (C_1 + C_{12}) \quad \Leftrightarrow \oplus \quad \Leftrightarrow \tau_1^L = \frac{L_1}{R_{S1} + R_{L1}}$$

$$\tau_1^{tot.} = \tau_1^C + \tau_1^L = \frac{R_{S1} R_{L1} (C_1 + C_{12}) + L_1}{R_{S1} + R_{L1}}$$

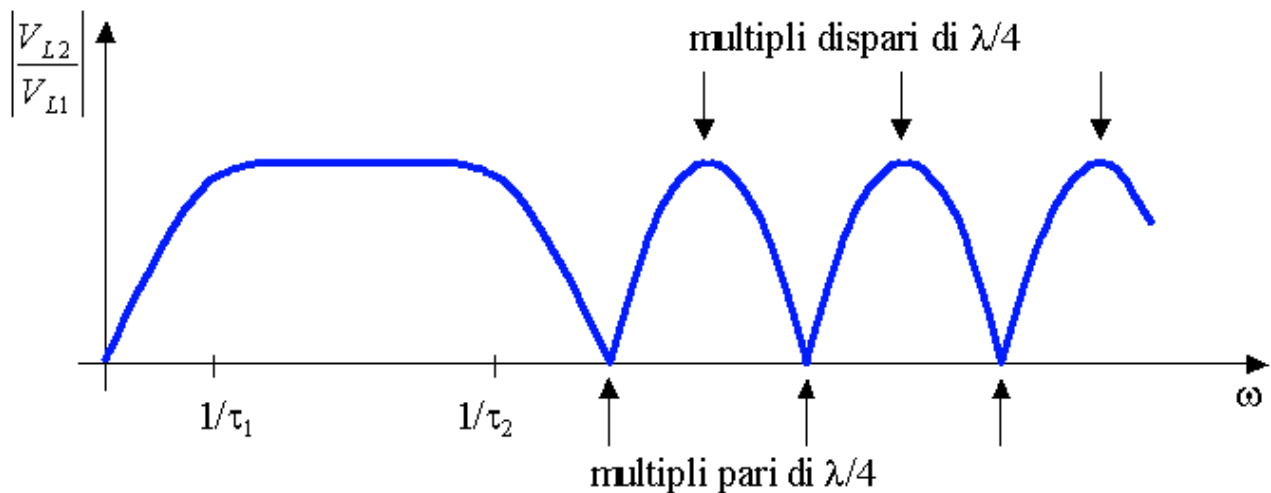
$\tau_1^{tot}$  ha un minimo per  $R_{S1} = R_{L1} = \sqrt{L_1 / (C_1 + C_{12})}$

Allo stesso modo si ricava  $\tau_2^{tot}$  :

$$\tau_2^{tot.} = \tau_2^C + \tau_2^L = \frac{R_{S2} R_{L2} (C_2 + C_{12}) + L_2}{R_{S2} + R_{L2}}$$

$\tau_2^{tot}$  ha un minimo per  $R_{S2} = R_{L2} = \sqrt{L_2 / (C_2 + C_{12})}$

L'andamento, con  $w$ , dell'intensità del crosstalk è descrivibile con un grafico del tipo:



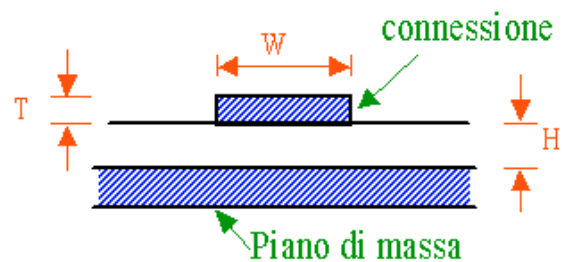
### 8.5.1. Alcuni tipi di linee di trasmissione

#### a) Microstrip

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \frac{5.98H}{0.8W + T} \quad [\text{Ohm}]$$

$$C_0 = 0.26 \frac{\epsilon_r + 1.41}{\ln 5.98H / (0.8W + T)} \quad [\text{pF/cm}]$$

$$T_P = \frac{\sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67}}{c} \quad (\text{per } 0.1 < \frac{W}{H} < 3.0)$$



Es). Per  $\epsilon_r = 5 \rightarrow T_P \cong 6 \text{ ns}$

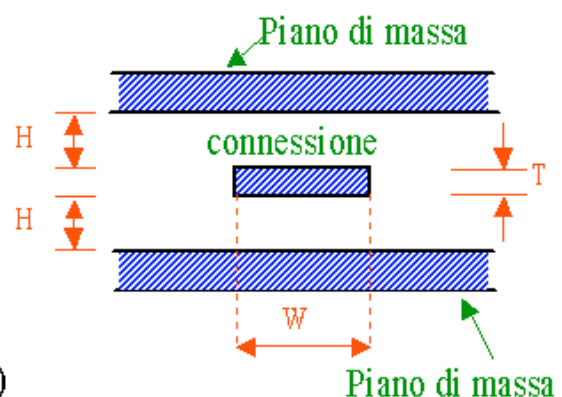
#### b) Stripline

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{1.92(2H + T)}{0.8W + T} \quad [\text{Ohm}]$$

$$C_0 = 0.555 \frac{\epsilon_r}{\ln 3.81H / (0.8W + T)} \quad [\text{pF/cm}]$$

$$T_P = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad \text{Es). Per } \epsilon_r = 5 \rightarrow T_P \cong 8 \text{ ns}$$

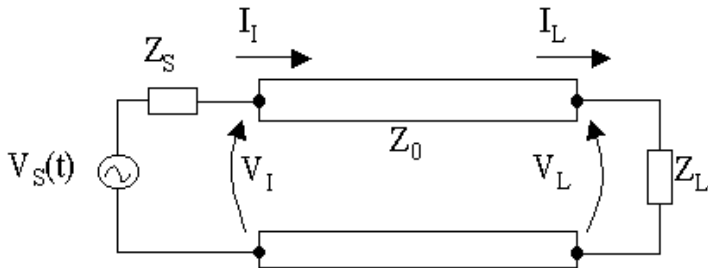
(espressioni valide per  $\frac{W}{H - T} < 0.35$  e  $\frac{T}{H} < 0.25$ )





## 9. Riflessioni sulle piste (linee di trasmissione)

### 9.1. Modello semplificato



$Z_S$  = impedenza della sorgente

$Z_0$  = impedenza della linea

$Z_L$  = impedenza del carico

Trasmissione di un segnale  $\Rightarrow$   $\begin{matrix} V_S \\ \text{---} \\ t=0 \end{matrix}$   $\Rightarrow$   $V_{I(0)} = V_S \frac{Z_0}{Z_0 + Z_S}$

**Problema:** Il disadattamento di impedenza al carico e/o alla sorgente, ( $Z_L \neq Z_0$  e  $Z_S \neq Z_0$ ) crea fenomeni di riflessioni sulla connessione.

Si hanno così delle oscillazioni sulla stessa, che di fatto si comporta (essendo  $l \gg \lambda$ ) come antenna irradiante, e delle perdite di potenza trasmessa al carico.

Disadattamento  
di impedenza



Generazione di campi elettrom. irradiati

Perdite di potenza

Riflessione sul carico

$$\rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \text{coeff. di riflessione sul carico} \quad (\text{Frazione della escursione di tensione})$$

$$V_{RL} = \rho_L \cdot V_{I(0)} = \text{impulso di tensione riflesso}$$

$$V_L(T_P) = \underbrace{V_{I(0)}}_{\substack{\uparrow \\ \text{Impulso generato} \\ \text{dalla sorgente}}} + \underbrace{\rho_L \cdot V_{I(0)}}_{\substack{\uparrow \\ \text{Impulso riflesso} \\ \text{dal carico}}} = V_{I(0)}(1 + \rho_L) = \text{tensione al carico al tempo } T_P.$$

L'impulso di tensione riflesso dal carico, dopo un tempo di propagazione pari a  $2T_P$ , torna alla sorgente, dove si ha un nuovo effetto di riflessione.

### Riflessione sulla sorgente

$$\rho_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} = \text{coeff. di riflessione sulla sorgente} \quad (\text{Frazione della escursione di tensione})$$

$$V_{RI} = \rho_S (\rho_L \cdot V_{I(0)}) = \text{impulso di tensione riflesso}$$

$$V_I(2T_P) = \underbrace{V_{I(0)}}_{\substack{\uparrow \\ \text{Impulso generato} \\ \text{dalla sorgente}}} + \underbrace{(\rho_L \cdot V_{I(0)})}_{\substack{\uparrow \\ \text{Impulso riflesso} \\ \text{dal carico}}} + \underbrace{\rho_S (\rho_L \cdot V_{I(0)})}_{\substack{\uparrow \\ \text{Impulso riflesso} \\ \text{dalla sorgente}}} = \text{tensione alla sorgente al tempo } 2T_P.$$

Questo processo di successive riflessioni si itera attraverso nuove riflessioni alla sorgente e al carico.

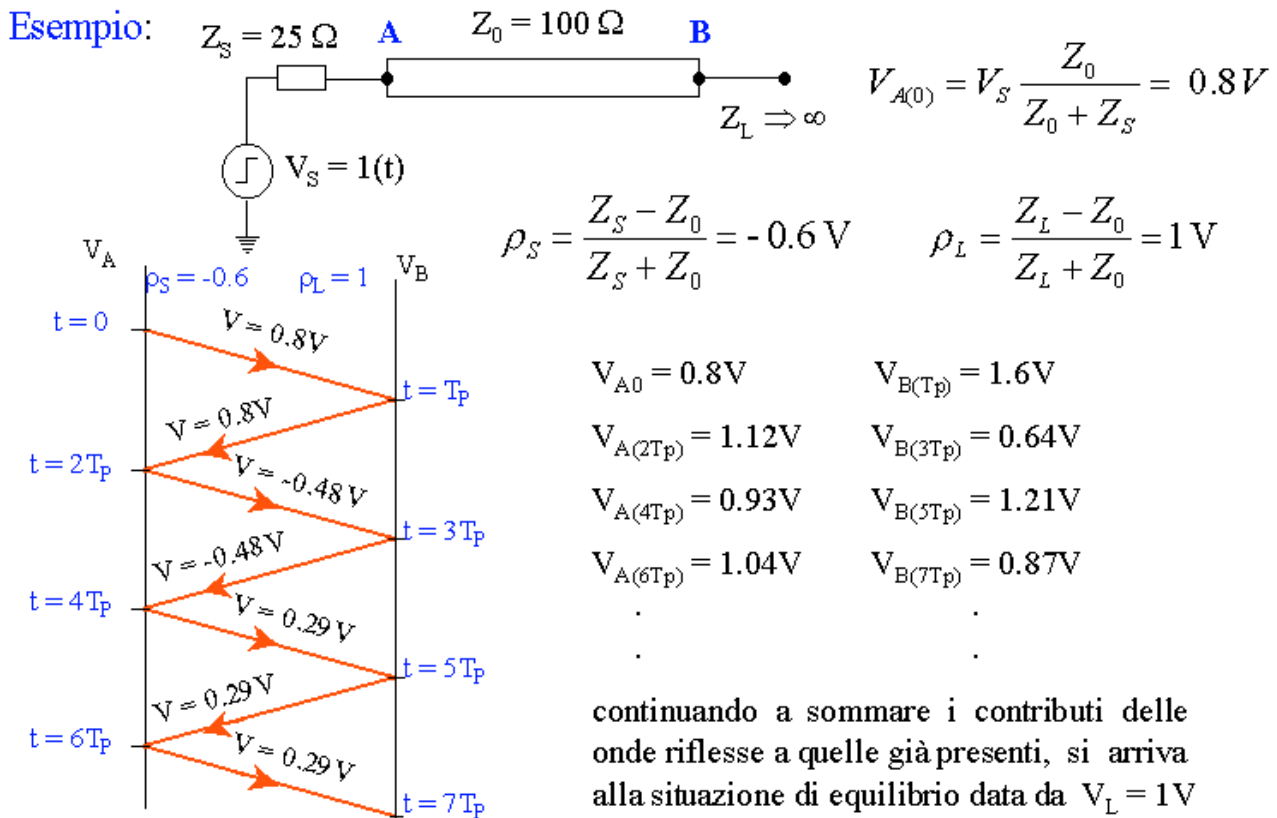
In ogni istante la tensione (corrente) totale è data, per ogni punto della linea, dalla somma di tutte le singole onde di tensione (corrente) che transitano in quell'istante in quel punto della linea. Conoscendo  $Z_0$ ,  $Z_S$ ,  $Z_L$ , è possibile calcolare le tensioni presenti all'ingresso e all'uscita della linea di ritardo ai tempi  $0$ ,  $2T_P$ ,  $4T_P$ , ... ed ai tempi  $T_P$ ,  $3T_P$ ,  $5T_P$ ....

Lo stato "di equilibrio" si raggiunge quando

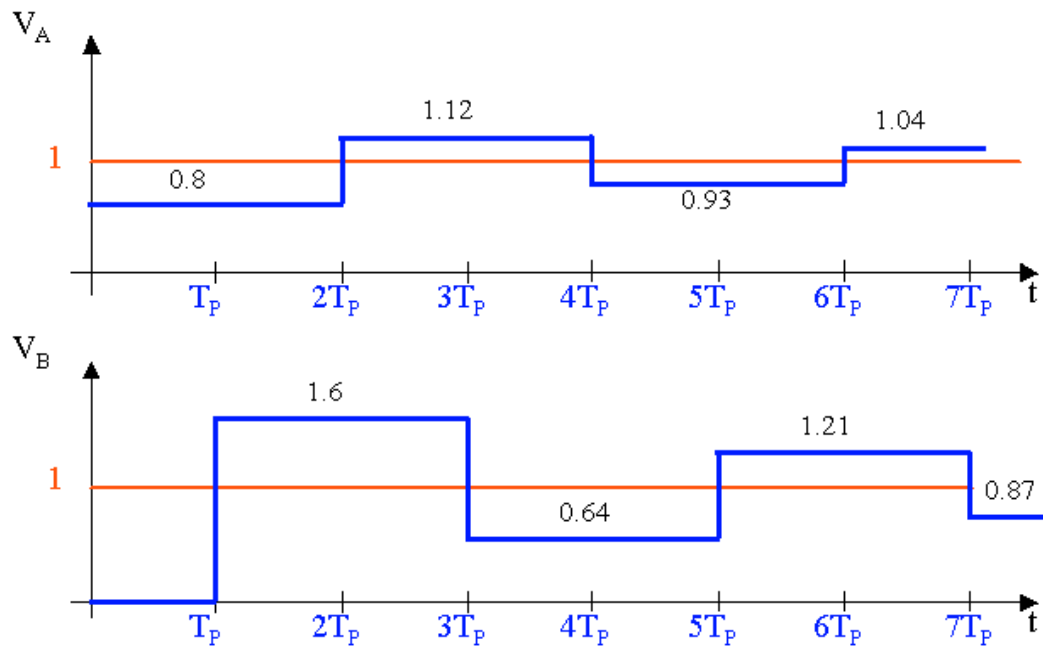
$$\Rightarrow V_I = V_L = V_S \frac{Z_L}{Z_L + Z_S}$$

## Diagramma a “traliccio” per lo studio delle riflessioni

- Ascisse: lunghezza della linea
- Ordinate: tempo (TP)
- Linee oblique: impulsi riflessi



*Diagramma a traliccio*



Si noti una forte escursione della tensione all'estremo aperto della linea



**Generazione di forti campi elettromagnetici irradiati**

## 9.2. Problemi legati alle riflessioni sulle piste

- Nel caso di dispositivi (sorgente e carico) non lineari, va trovato sperimentalmente il corretto valore delle impedenze. I dispositivi elettronici rappresentano un carico di tipo capacitivo (circa 5 pF per i circuiti integrati)
- Ciascun carico collegato ad una linea di trasmissione può creare un disadattamento di impedenza



Generazione di un impulso riflesso verso la sorgente



**Generazione di "buchi di tensione" o "glitch"**

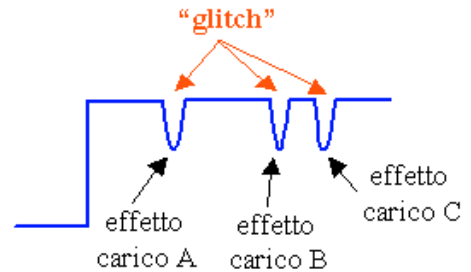
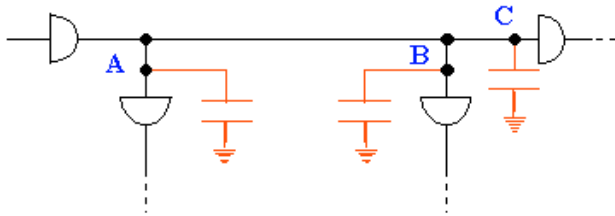
Carico capacitivo



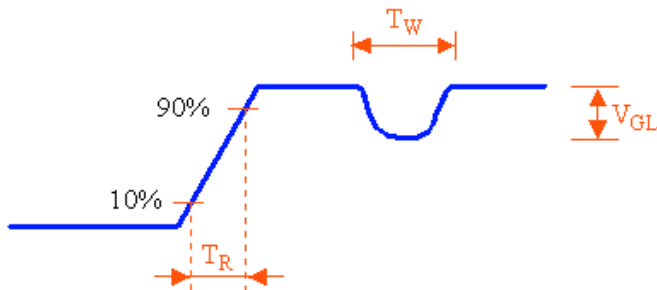
segnale riflesso di segno opposto a quello diretto



“glitch” verso la sorgente



### Caratteristiche di un “glitch”



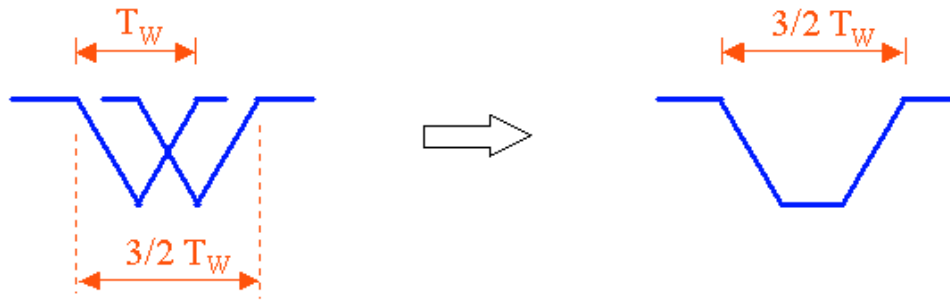
$$T_W = 1.7T_R$$

$$V_{GL} = CZ_0 \frac{V}{2} T_R$$

Se i carichi sono vicini (distanza D) i glitch si sommano:



Si suppongono i glitch di forma triangolare; è accettabile una sovrapposizione parziale, per circa metà fronte del glitch:



$$T_{P(ABA)} = 2D_S T_P = \frac{T_W}{2} = 0.85T_R$$

$$D > D_S = \frac{0.85T_R}{2T_P} \text{ per non avere sovrapposizione degli impulsi riflessi}$$

### 9.3. Casi possibili

#### a) Linea (capacitiva) corta: $TP < TR/4$

Il comportamento è assimilabile a quello di una connessione ideale. Questa tipologia è frequente nelle schede a bassa velocità, con fronti di salita “lenti”. La concentrazione dei carichi capacitivi “a grappolo” sull’uscita del driver comporta soltanto un aumento del tempo di salita dei fronti del segnale:



#### b) Linea con carichi distribuiti: $TP \text{ (derivazione)} < TR/4$

##### 1) $D > DS$

Comparsa di glitch che non si sommano.

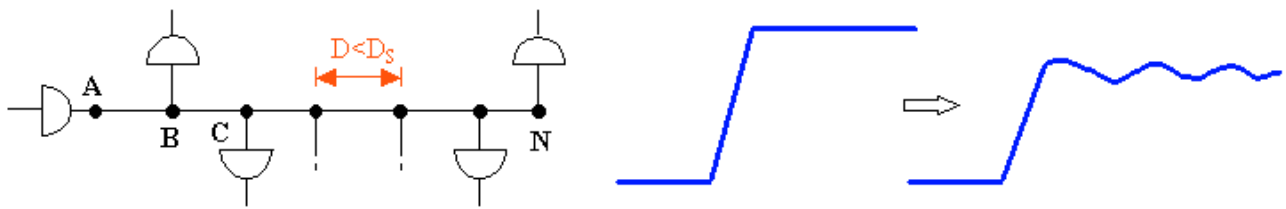
Le derivazioni si comportano come connessioni quasi ideali ed aggiungono capacità



##### 2) $D < DS$

Abbassamento della impedenza  $Z_0$  caratteristica della linea.

I carichi, se uniformemente distribuiti, si comportano come capacità distribuite diminuendo il valore di impedenza della linea



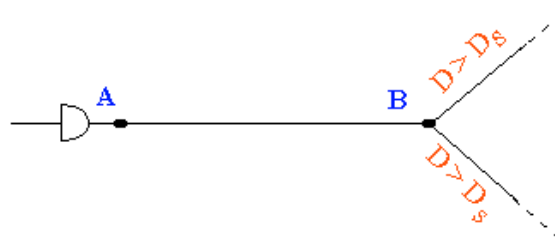
È necessario che il driver sia in grado di pilotare correttamente tale carico che richiede maggiore corrente

### c) Linea con carichi concentrati (lunga)


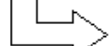
Se la concentrazione di più carichi capacitivi è posta a distanza dalla sorgente, si ha un glitch di ampiezza tanto maggiore quanto più è alto il valore complessivo di capacità.



### d) Linea con biforcazioni (con $D > D_s$ )



Si ha un dimezzamento del valore di impedenza in B.

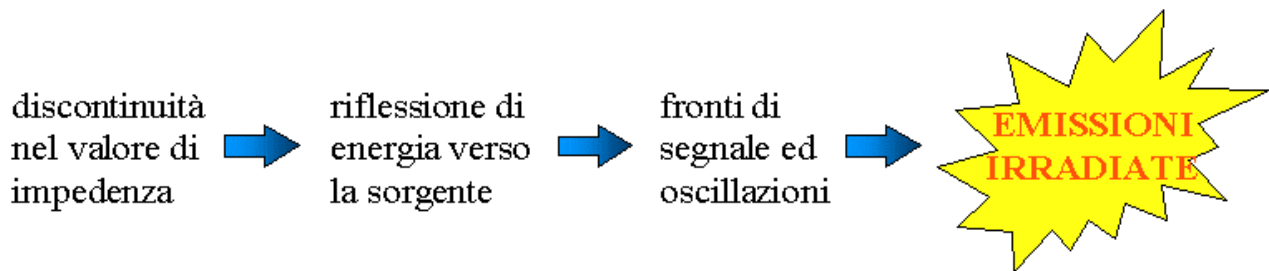
- 
 Potenza:  $1/3$  viaggia in ciascuna delle due biforcazioni  
 $1/3$  viene riflessa
- 
 Tensione:  $2/3$  del valore incidente viene trasmesso alle biforcazioni.

La biforcazione può quindi operare una diminuzione della tensione, pericolosa nel caso che scenda al di sotto del valore di soglia riconosciuto dai receivers connessi sulla linea.

Nel caso di linea a “bus” pilotate da vari driver tristate, ciascun driver collocato in un punto intermedio della linea “vede” una biforcazione alla sua uscita, e di conseguenza, una impedenza inferiore a  $Z_0$ .

Per questo motivo occorrono appositi “drivers” per pilotare un bus.

#### 9.4. Emissioni radiate causate dalle riflessioni sulle piste



#### 9.5. Criteri di progettazione

- corretta distribuzione dei carichi (uniforme e con  $D > DS$ )
- corretta scelta dell'impedenza delle connessioni eventuale terminazione delle connessioni su corretto valore di impedenza
- impiego di piani di massa come “ritorno” per le correnti delle connessioni nel caso di schede bilayer (connessioni senza piano di massa)
- contenere la lunghezza delle connessioni entro  $1/15$  della lunghezza d'onda  $\lambda$  del segnale a frequenza più alta



## 10. Progettazione dei collegamenti tra schede elettroniche o apparecchiature

I concetti di seguito esposti sono validi anche nel caso di collegamenti tra una scheda elettronica ed il “mondo esterno” inteso come insieme di sorgenti di energia e carichi di qualsiasi tipo.

In generale, deve **essere consentita la propagazione per via condotta dei soli segnali utili**, evitando la propagazione di perturbazioni elettromagnetiche di disturbo sotto forma di correnti nei conduttori o di sovratensioni tra conduttori o tra conduttori e massa.

Il modo ideale di collegare tra di loro due schede appartenenti ad apparati diversi tramite dei conduttori è quello che prevede **la realizzazione di un unico involucro di massa** senza soluzione di continuità (fig.10.a).

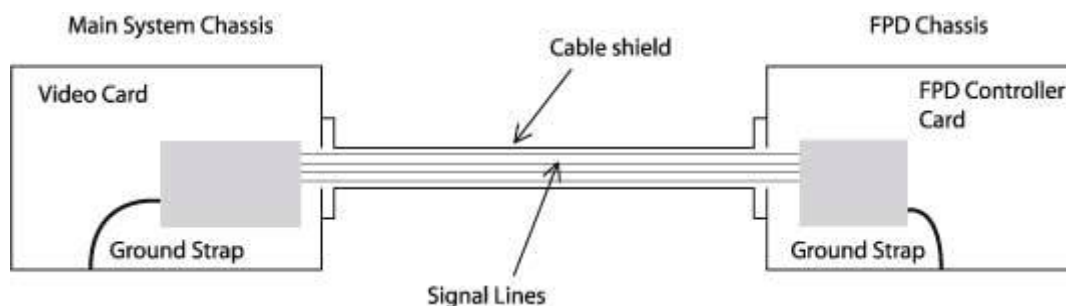
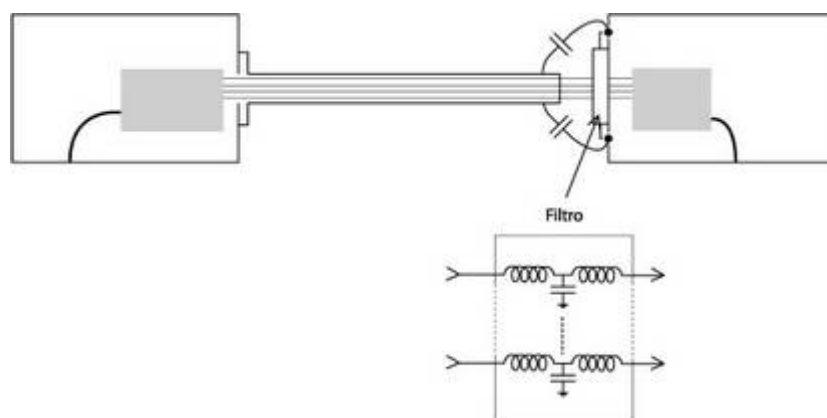


Fig.10.a

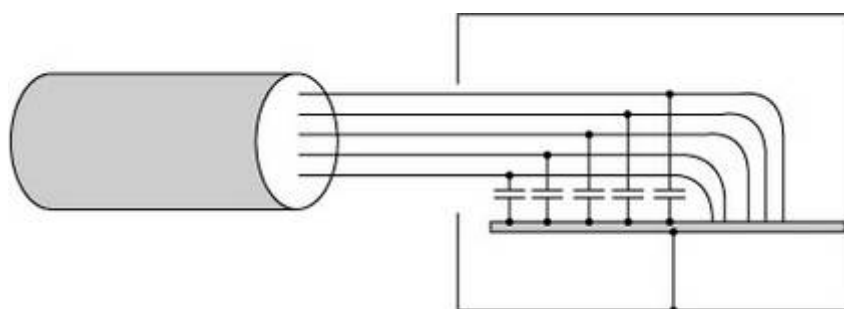
Per questo è necessario utilizzare cavi con schermatura, che dovrà essere connessa per tutta la lunghezza della sua circonferenza, alla massa dei rispettivi involucri. I cavi potranno essere connessi ai suddetti involucri tramite dispositivi passa-cavo che garantiscano il collegamento verso l'involucro, oppure tramite adeguati connettori per cavi schermati (es. connettori BNC per cavi schermati tipo RG58 ecc.). Un siffatto collegamento costituisce la migliore protezione contro i fenomeni conseguenti alle scariche elettrostatiche, contro i fenomeni di suscettibilità ai campi elettromagnetici e contro le emissioni radiate di campi elettromagnetici.

In tutti i casi in cui un tale tipo di connessione continua di massa ai due involucri non è possibile (in quanto, ad esempio, non è possibile garantire la loro equipotenzialità), occorre disporre dei filtraggi in corrispondenza dell'ingresso dei conduttori attraverso l'involucro. Tale filtraggio può risultare importante soprattutto nel caso di applicazione di scariche elettrostatiche e, se possibile, deve essere operato in modo da condurre verso l'esterno dell'involucro le correnti di scarica, evitando che queste

possano scegliere un percorso all'interno dello stesso. Il filtraggio non dovrebbe prevedere un riferimento di massa individuato all'interno della scheda elettronica da proteggere, in quanto le correnti di scarica verrebbero, in questo modo, fatte transitare proprio là dove non si vuole che possano arrivare (fig.10.b).



SI !



NO !

Fig.10.b

Per evitare la propagazione di correnti di disturbo di modo comune e di modo differenziale, possono essere applicate soluzioni di filtraggio mediante dispositivi disposti “in serie” al collegamento.

- Correnti di disturbo di modo comune

In questo caso può essere utilizzato, **limitatamente alle basse frequenze, un trasformatore di segnale**. Questo lascerà transitare le correnti di segnale di modo differenziale, impedendo la propagazione delle correnti di modo comune, ovvero che si presentano con lo stesso segno ai due capi del trasformatore (fig.10.c).

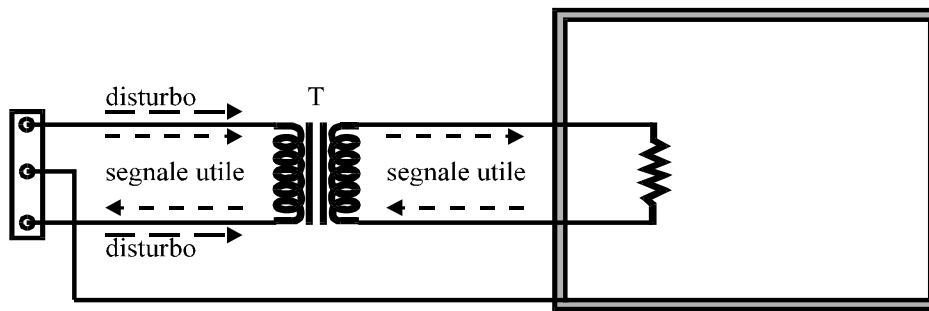


Fig.10.c

**Alle alte frequenze in genere risulta sufficiente utilizzare un nucleo toroidale di ferrite** attorno al qual avvolgere alcune spire con tutti i conduttori (isolati) che costituiscono il collegamento. Questo tipo di filtaggio di modo comune, che ha la caratteristica di aumentare l'impedenza della linea alle alte frequenze e di introdurre un effetto di dissipazione per le correnti di disturbo, dovrebbe essere operato in corrispondenza della sezione di ingresso e di uscita dell'involucro. Dal punto di vista funzionale dovrebbe essere progettato subito all'esterno dell'involucro se lo scopo è quello di evitare l'ingresso di correnti ad alta frequenza propagate di modo comune lungo i conduttori del collegamento; subito all'interno dell'involucro se, al contrario, lo scopo è quello di evitare che tali correnti, generate per qualche motivo all'interno dell'involucro, possano uscirne e dare origine ad emissione di campo elettromagnetico (fig.10.d).

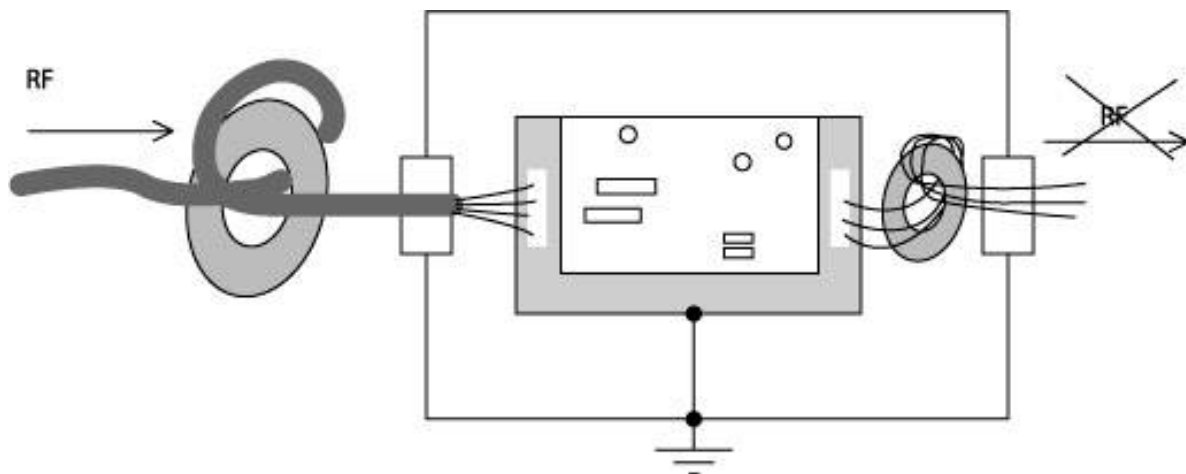


Fig.10.d

Tali nuclei di ferrite andrebbero oculatamente scelti: dipendentemente dal tipo di “mescola”, si ha un diverso comportamento in funzione della frequenza e dell’intensità del flusso che viene a generarsi all’interno del materiale. Il costruttore fornisce, oltre alle specifiche suddette, il valore di impedenza in Ohm ad una determinata frequenza (in genere 100 MHz) e nel caso ipotetico che venga avvolta una sola spira. Il valore di impedenza aumenterà, ovviamente, con il numero delle spire, così come il flusso di induzione magnetica all’interno del materiale ferromagnetico, che, oltre certi valori, potrebbe saturare e perdere le caratteristiche. In caso di saturazione, si avrebbe una repentina e drastica riduzione del valore di impedenza alle alte frequenze, e quindi una perdita di efficacia del provvedimento di filtraggio. Un numero eccessivo di spire potrebbe, inoltre, dare origine ad un elevato valore di capacità interspira, che rappresenterebbe un percorso a bassa impedenza posto in parallelo all’induttore vanificandone l’efficacia (fig.10.e).

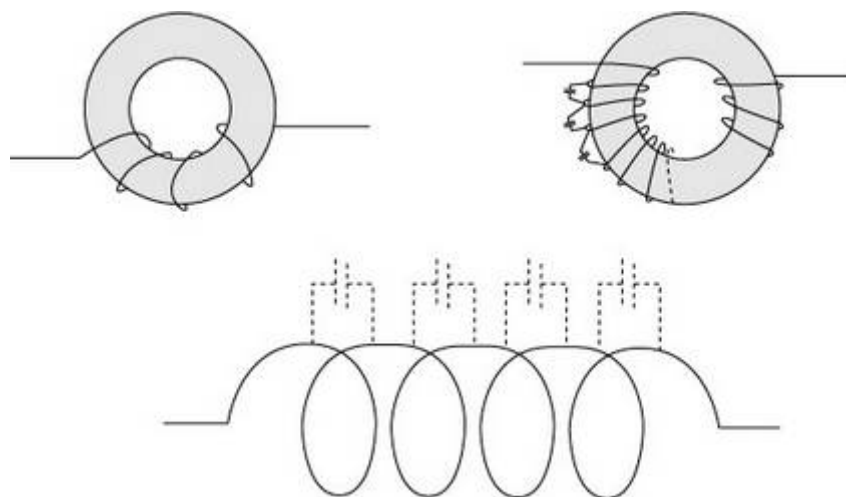


Fig.10.e

Quando possibile, e tutte le volte in cui le **correnti in gioco nei conduttori sono elevate**, è necessario realizzare gli avvolgimenti in modo che **il flusso netto all’interno del nucleo sia più basso possibile**, comunque inferiore al valore di saturazione per il tipo di nucleo. Nel caso di due conduttori percorsi da forti correnti una buona soluzione è quella di orientare il senso di avvolgimento in modo discorde se le correnti sono dello stesso segno, o in modo concorde se le correnti sono di segno opposto (fig.10.f):

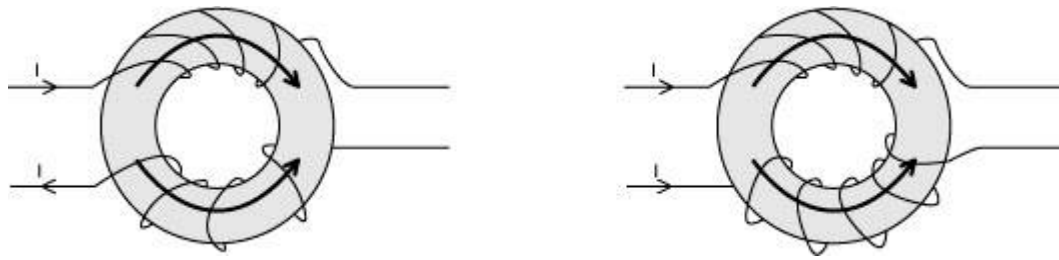


Fig.10.f

I cavi che transitano attraverso l'involucro di un'apparecchiatura rappresentano, nella grande maggioranza dei casi, la porta di ingresso o di uscita per disturbi di tipo elettromagnetico, sia condotto che radiato. I disturbi di tipo condotto possono essere rappresentati da sovratensioni o da correnti ad alta frequenza, che, appunto per via condotta, raggiungono le apparecchiature collegate provocando dei malfunzionamenti. Le correnti ad alta frequenza che percorrono i cavi danno origine a dei campi elettromagnetici radiati, che possono a loro volta indurre delle correnti ad alta frequenza in altri cavi geometricamente vicini o direttamente nelle schede elettroniche di altre apparecchiature. Gli stessi cavi, se non protetti o filtrati, possono costituire la porta di ingresso per correnti ad alta frequenza indotte da campi elettromagnetici disturbanti. Per attenuare le problematiche esposte, possono essere adottati vari accorgimenti, adatti, ciascuno, ad una tipologia di cavi di collegamento.

In primo luogo deve essere operata una distinzione tra **classi di segnali** in funzione della loro attitudine a comportarsi come "vittima" di un disturbo o come "perturbatore". All'interno di queste classi possono essere fatte ulteriori distinzioni in base al grado di suscettibilità o di nocività:

- Classe dei segnali "vittima":
  - Segnali di classe 1 (altamente suscettibili)
  - Segnali di classe 2 (suscettibili)
- Classe dei segnali "perturbatori"
  - Segnali di classe 3 (perturbatori)
  - Segnali di classe 4 (altamente perturbatori)

Alla **classe 1** appartengono quei segnali, di ampiezza tipicamente al di sotto dei 100 mVpp, prodotti da **sensori, celle di carico ecc.**, il cui valore è direttamente correlato ad una grandezza di misura necessaria per il corretto funzionamento dell'apparecchiatura. In genere le linee di tali segnali sono ad elevata impedenza e relativamente lunghe (> 1m)

Alla **classe 2** appartengono quei segnali, di ampiezza tipicamente superiore ai 100 mVpp, provenienti da **circuiti di elaborazione analogica**, il cui valore è direttamente correlato ad una grandezza di misura necessaria per il corretto funzionamento della macchina. In genere le linee di tali segnali sono a bassa impedenza e relativamente corte ( $< 1\text{m}$ )

Alla **classe 3** appartengono i segnali di ampiezza elevata, tipicamente superiore ai 5 Vpp, soggetti a rapide commutazioni di livello. Appartengono a tale classe i segnali di clock a **livello TTL e CMOS**, le alimentazioni che subiscono commutazioni o assorbimenti di corrente, a basse ed alte frequenze: ponti di diodi di alimentatori lineari, elettrovalvole, ecc.

Alla **classe 4** appartengono le **alimentazioni di potenza** in ingresso ed in uscita da inverter, alimentatori switching, teleruttori, motori a spazzole, motori stepper ecc.

Nel realizzare i collegamenti tra diverse apparecchiature dovranno essere adottati i seguenti accorgimenti:

- Utilizzare, quando possibile, cavi schermati, sia per i collegamenti di segnale che di potenza (classi 1-4)
- Utilizzare idonei connettori schermati e/o filtrati per l'attraversamento delle pareti degli involucri per i collegamenti di classe 1 e 2 (fig.10.g)

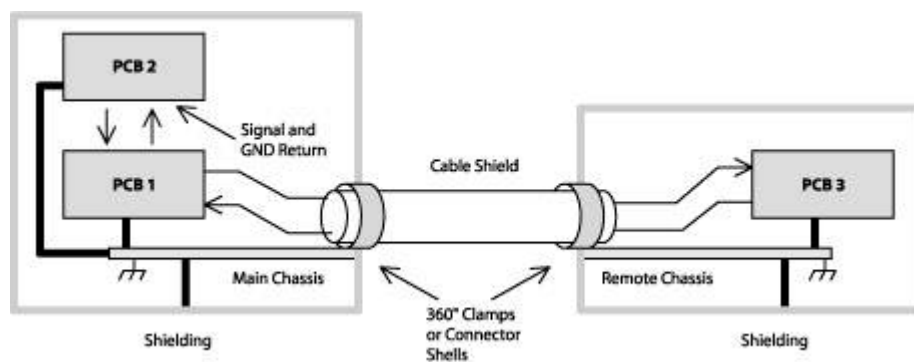


Fig.10.g

- Se non è possibile utilizzare connettori schermati, utilizzare in alternativa dei passa-cavo metallici che assicurano un perfetto collegamento elettrico con la lamiera dell'involucro, che non dovrà essere verniciata nella zona di contatto con il passa-cavo. La schermatura del cavo dovrà essere messa "a nudo" eliminando, nella zona di transito all'interno del passa-cavo, la guaina di materiale plastico isolante. In questo modo si realizza una continuità elettrica tra lo schermo del cavo e la lamiera dell'involucro, continuità che impedisce la propagazione per via

condotta verso l'interno dell'involucro di correnti ad alta frequenza presenti nella calza del cavo schermato

- Utilizzare, in caso di cavi per segnali di classe 1, toroidi di materiale ferromagnetico ed elevata permeabilità appena fuori dall'involucro in tutti i casi in cui il collegamento avviene in un ambiente elettromagnetico ostile
- Utilizzare cavi fisicamente diversi tra segnali di classe 1 / 2 e 3 / 4: non utilizzare, ad esempio, conduttori diversi ma dello stesso cavo schermato
- Utilizzare cavi di lunghezza strettamente necessaria, per qualsiasi classe
- Mantenere opportune distanze tra cavi di classi diverse, tanto maggiori quanto più distanti sono le classi. In generale:

	classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4
Classe 1		> 5 cm	> 50 cm	> 100 cm
Classe 2	> 5 cm		> 20 cm	> 60 cm
Classe 3	> 50 cm	> 20 cm		> 20 cm
Classe 4	> 100 cm	> 60 cm	> 20 cm	

- Utilizzare canaline metalliche chiuse per il passaggio dei conduttori di classe 4 (fig.10.h)

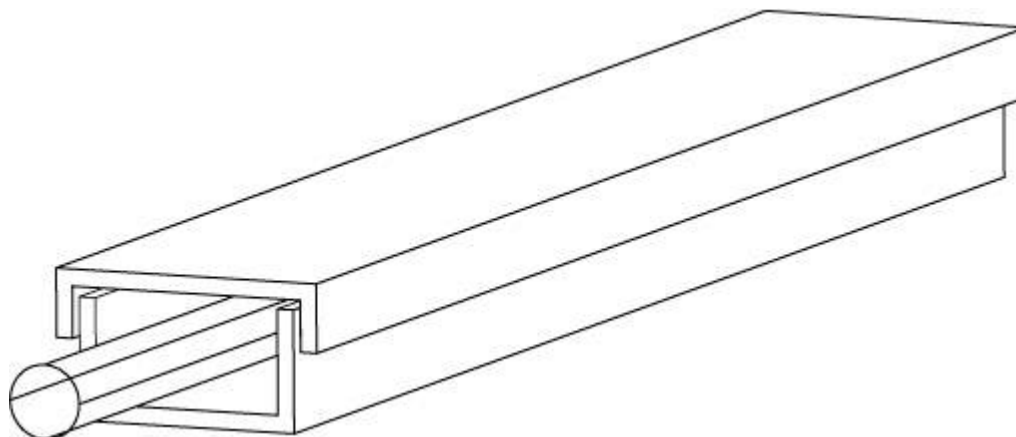


Fig.10.h

- E' possibile il transito all'interno della stessa canalina di conduttori di classe contigua, purché schermati (fig.10.i)

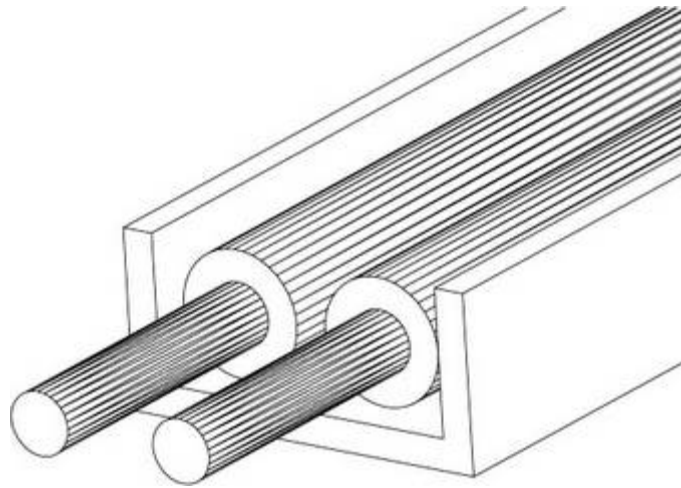


Fig.10.i

- Cavi non schermati dovrebbero transitare in canaline separate (fig.10.l)

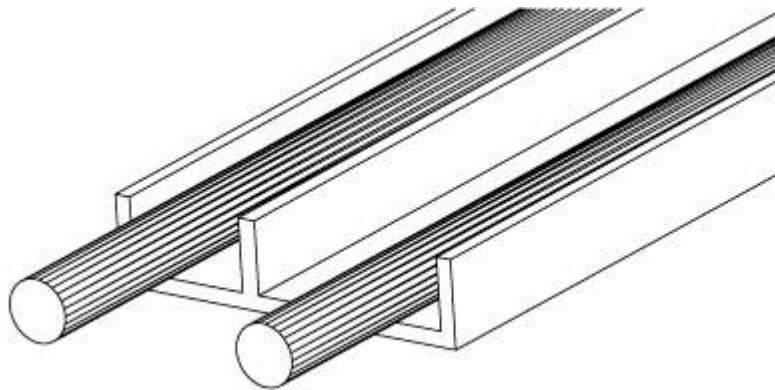


Fig.10.l

- I conduttori che realizzano il collegamento tra due apparati non dovrebbero essere collocati ad altezza elevata rispetto al suolo (fig.10.m), al fine di evitare il crearsi di spire ad ampia superficie, maggiormente suscettibili ai campi elettromagnetici irradiati. I conduttori dovrebbero essere collocati più in basso possibile, al livello del suolo. I vantaggi sono molteplici: a) la spira presenta una superficie inferiore b) in generale, il valore di campo elettrico si riduce in prossimità del suolo (specialmente se la polarizzazione del campo è orizzontale c) aumenta il valore di capacità tra conduttori e terra, con una conseguente diminuzione di impedenza delle linee di trasmissione equivalenti e diminuzione del crosstalk e della suscettibilità ai campi elettromagnetici irradiati



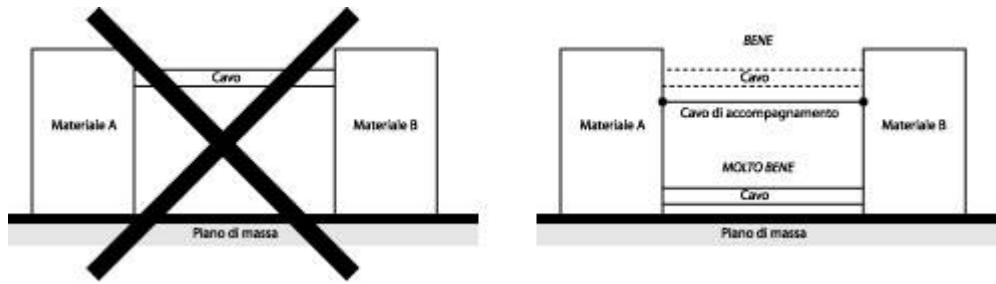


Fig.10.m

- Quando risulta impossibile far transitare ad una sufficiente distanza reciproca i cavi di collegamento, che devono “incrociarsi” in qualche punto, è necessario fare in modo che questi “incroci” avvengano ad angolo retto (fig.10.n): in questo modo si minimizza l’effetto di crosstalk, ovvero l’accoppiamento per via induttiva e/o capacitiva tra i conduttori dei due cavi

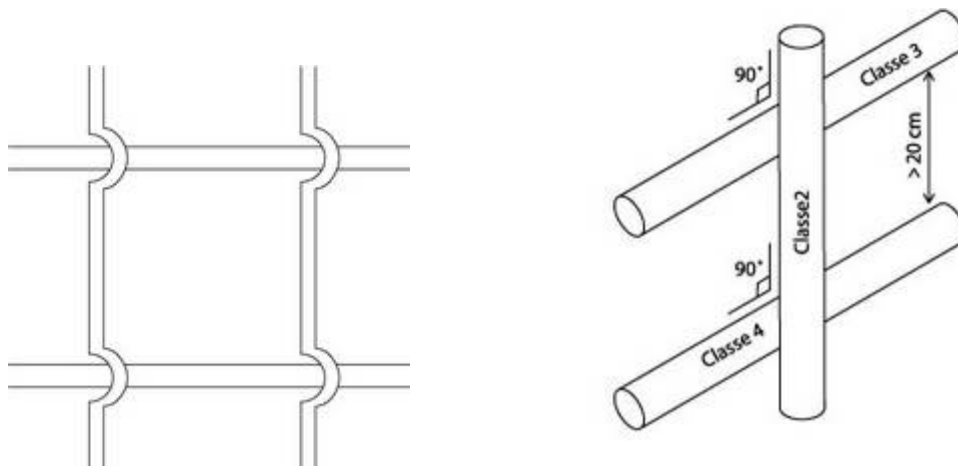


Fig.10.n

- E’ opportuno ricordare che, nella maggior parte dei casi, la suscettibilità o l’emissione di campo da parte di un dispositivo non dipende soltanto dalle sue caratteristiche “intrinseche”, ma dalla lunghezza e dalla tipologia dei cavi di collegamento con il resto dell’apparato: quasi sempre il comportamento suddetto cessa nel momento in cui si accorciano i cavi o si introducono dei filtraggi negli stessi (fig.10.o)

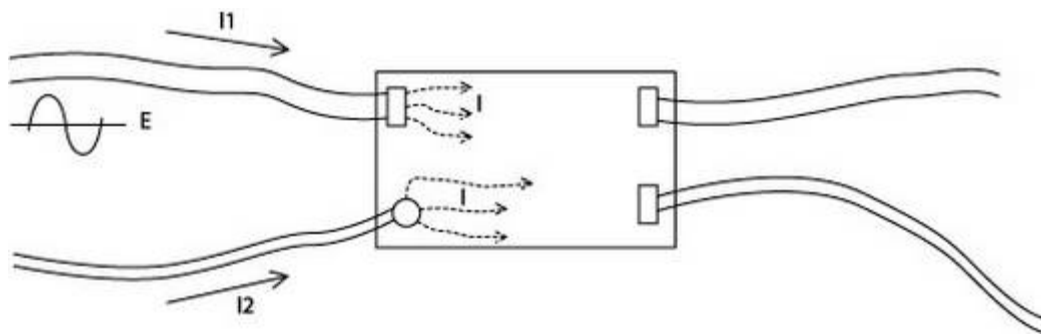


Fig.10.o

- I cavi schermati devono essere collegati a massa ad entrambe le estremità (fig.10.p). Questa condizione assicura il migliore effetto di schermatura a tutte le frequenze, anche elevate.

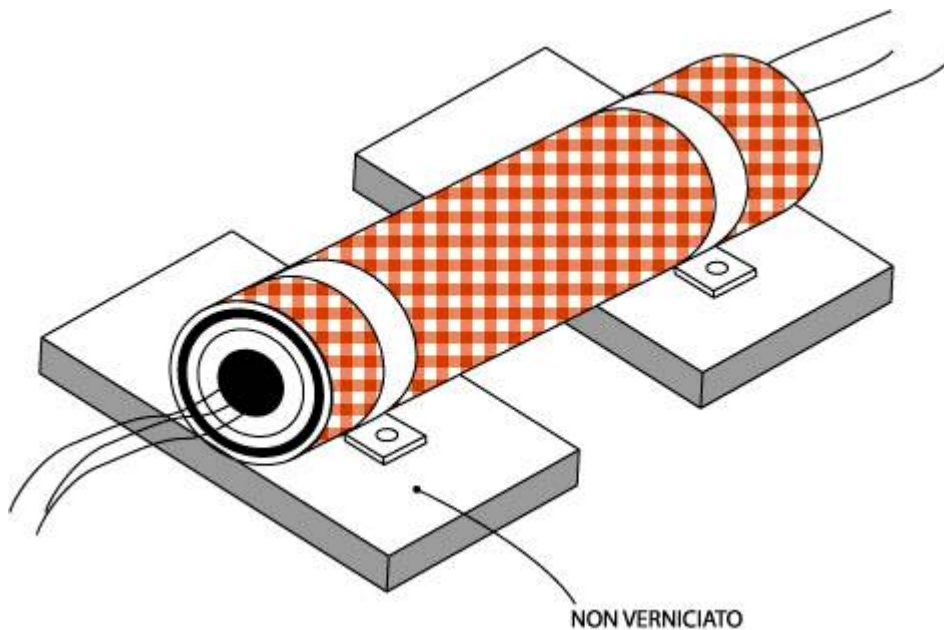


Fig.10.p

- In certi casi il collegamento a massa delle due estremità può venire a creare un percorso chiuso (loop di massa) con il quale può concatenarsi il flusso di induzione magnetica a frequenza di rete (fig.10.q):

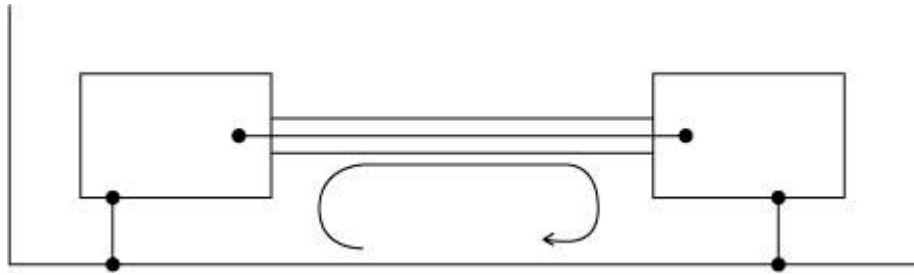


Fig.10.q

nei casi in cui ciò deve essere evitato, o nei casi in cui le masse alle quali il cavo dovrebbe essere connesso ai suoi estremi si trovano a potenziali diversi, è possibile lasciare scollegato un estremo, in genere quello dalla parte meno suscettibile, che dovrebbe essere connesso a massa tramite un condensatore di capacità sufficiente per garantire un basso valore di impedenza alle alte frequenze in gioco, ma un elevato valore di impedenza a 50 Hz (fig.10.r).

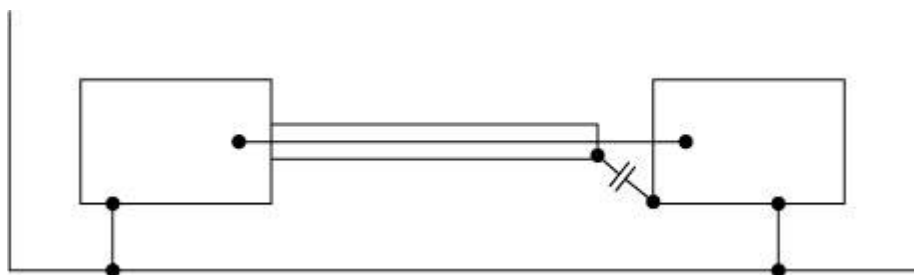


Fig.10.r

- Non collegare a massa alcuna delle due estremità dello schermo del cavo vanifica l'impiego del cavo schermato (fig.10.s)

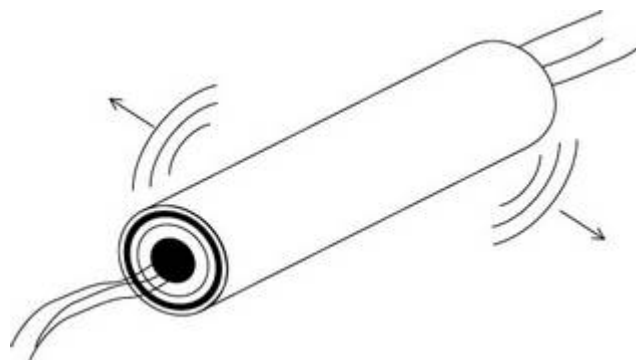


Fig.10.s

- Gli schermi dei cavi devono essere collegati alle masse con apposite fascette metalliche ferma-cavo o con dei passa-cavo metallici da parete. Il collegamento a massa tramite un conduttore ad elevata induttanza vanifica l'uso del cavo schermato, in quanto la stessa schermatura risulta non connessa a massa alle frequenze più elevate (fig.10.t, u, v)

SI !

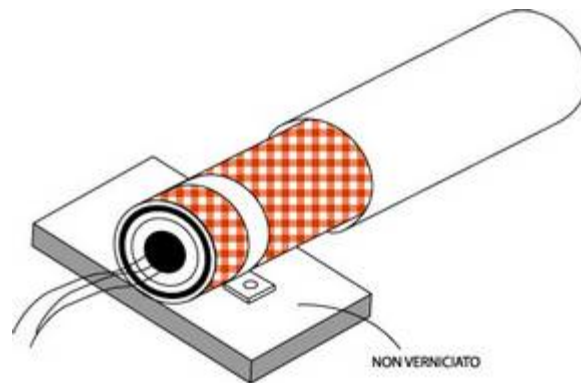


Fig.10.t

NO !

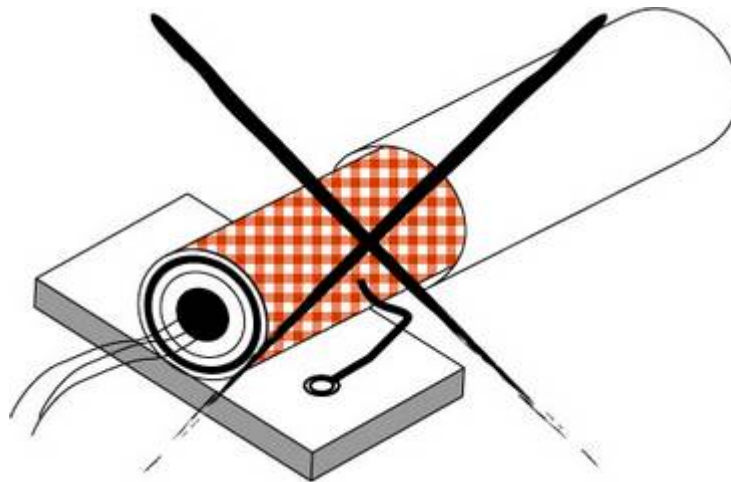


Fig.10.u

NO !

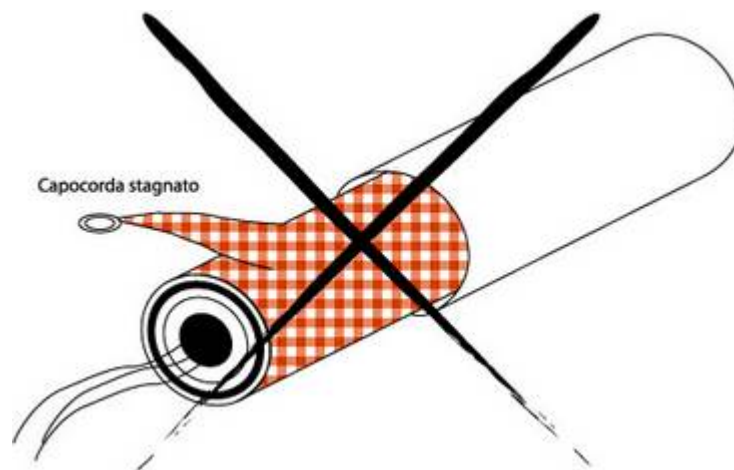


Fig.10.v

- In ambienti caratterizzati da intensi campi elettromagnetici a frequenze elevate è opportuno collegare alla massa in più punti gli schermi dei cavi, per evitare che si creino dei loop tra piano di massa e schermo del cavo (fig.10.z)

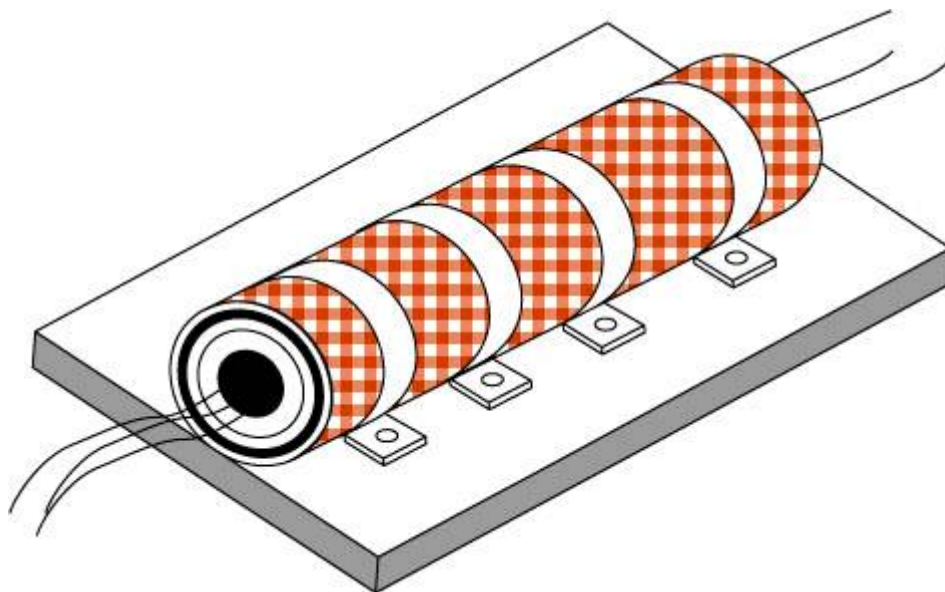


Fig.10.z

- Non vanno lasciati conduttori flottanti nei cavi: è sempre bene connetterli a massa ad entrambe le estremità (fig.10.x)

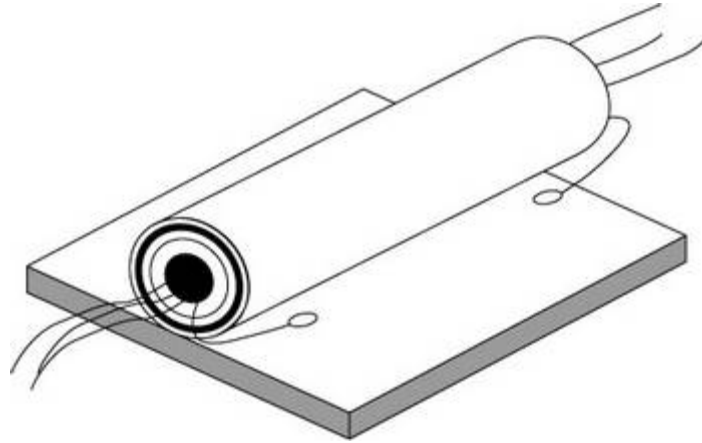


Fig.10.x

Le aperture nelle lamiere metalliche, necessarie per la collocazione di strumenti di misura e di dispositivi di comando, dovrebbero essere le più piccole possibile. Dietro a tali strumenti e dispositivi dovrebbero essere collocate delle scatole metalliche di schermatura (fig.10.w).

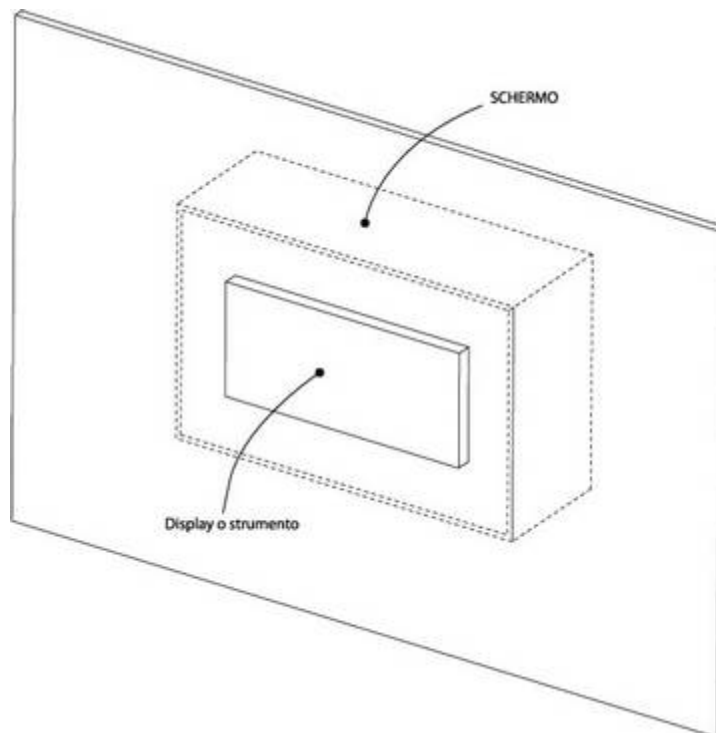


Fig.10.w