



CAPITOLO X

Disturbi e Schermature

X.1 INTRODUZIONE

Quando si esegue una misura elettronica o si effettua una trasmissione di segnale tramite un supporto fisico, bisogna tener presente che il risultato ottenuto è determinato dalla sovrapposizione del segnale utile con altri due elementi:

- il **rumore**, un contributo legato alla fisica del moto dei portatori di carica nei dispositivi, descritto da leggi statistiche;
- i **disturbi**, dovuti ad accoppiamenti elettromagnetici o condotti con segnali provenienti da altri dispositivi.

Benché sia il rumore che i disturbi siano elementi che limitano la ricezione del segnale o la sua misura, la loro differente natura porta ad atteggiamenti diversi nel tentativo di minimizzarli.

Il rumore in un circuito è un contributo dovuto alla natura fisica dei dispositivi, legato all'agitazione termica dei portatori o ad altri fenomeni stocastici. Data la sua origine non è possibile eliminare il rumore, perciò il progettista ha come unica possibilità quella di cercare di ridurlo attraverso apposite tecniche che vanno sotto il nome di **filtraggio**. Tale operazione deve essere svolta con grande oculatezza, perchè filtrare significa ridurre il contributo di alcune frequenze spettrali. Per migliorare il rapporto segnale-rumore è necessario attenuare il rumore a quelle frequenze dove non c'è segnale, altrimenti l'operazione non porterebbe alcun beneficio.

Viceversa, i disturbi apportano un contributo deterministico, conoscibile ed eliminabile non solo con tecniche di filtraggio selettivo, ma anche e soprattutto attraverso la **schermatura** dei circuiti (sia di chi genera il disturbo sia di chi lo subisce) o ricorrendo ad un migliore **progetto delle connessioni**, mirato proprio alla diminuzione degli accoppiamenti parassiti.



A seconda della loro origine i disturbi possono essere classificati come:

- **disturbi condotti** (tipicamente dovuti a correnti che scorrono in conduttori comuni);
- **accoppiamenti capacitivi** (dovuti a campi elettrici variabili che inducono correnti);
- **accoppiamenti induttivi** (dovuti a campi magnetici variabili che inducono tensioni);
- **accoppiamenti per radiazione** (dovuti alla propagazione di campi elettromagnetici);

2. DISTURBI CONDOTTI

Due circuiti con impedenze o tratti di conduttore in comune possono interferire tra di loro, in quanto la **corrente in un circuito** può generare una **tensione sull'altro**. Tipicamente questi tratti di conduttore in comune riguardano le alimentazioni e le connessioni di massa. In Fig. 1 è riportata una possibile connessione di alimentazione di due circuiti, in cui il circuito 1 disturba notevolmente il circuito 2. Le impedenze in gioco (indicate con Z^+ e Z_G) sono tipicamente dei banali fili, la cui componente induttiva però cresce di importanza all'aumentare della frequenza, fino a raggiungere valori non trascurabili anche per frequenze di pochi megahertz.

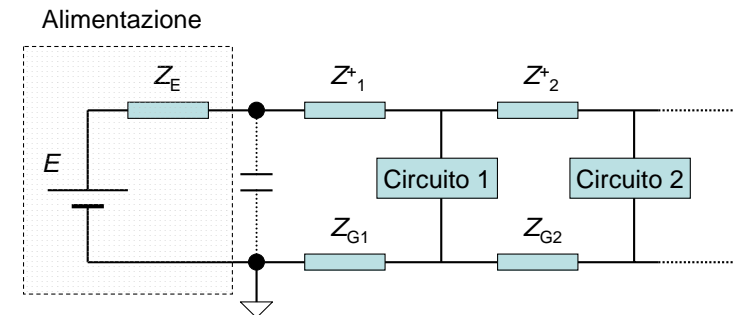


Figura 1: **errata** connessione di alimentazione del circuito 2.

Questa tipologia di connessione "in serie" delle alimentazioni è particolarmente sconsigliabile quando si debbano alimentare



circuiterie digitali (o oscillatori astabili e circuiti di *clock*), insieme con circuiti di elaborazione analogica di piccoli segnali, quali amplificatori o filtri. Infatti i circuiti digitali generano molteplici fronti veloci di salita e discesa, con elevate componenti ad alta frequenza.

Per stimare un ordine di grandezza di questa tipologia di disturbi, consideriamo l'induttanza L per unità di lunghezza l di un filo a sezione circolare di diametro d , che è pari a:

$$\frac{L}{l} \approx 2 \left(\ln \frac{4l}{d} - 1 + \frac{\mu_r}{4} + \frac{0.778d}{2l} \right) \text{nH/cm} \quad (\text{X.1})$$

rispetto alla sua resistenza, che vale

$$R = \frac{1}{\sigma} \frac{l}{\pi d^2 / 4} \quad (\text{X.2})$$

Per un filo di rame (permeabilità magnetica relativa $\mu_r=1$, conducibilità $\sigma = 58 \cdot 10^6 \text{ S/m}$) di diametro 1 mm e lunghezza 20 cm, otteniamo $L \cong 240 \text{ nH}$, mentre la sua resistenza vale $R \cong 4.4 \text{ m}\Omega$. Il valore di impedenza del filo, ad esempio alla frequenza di 10 MHz, vale

$$|Z| = |R + j\omega L| = \sqrt{(4.4 \cdot 10^{-3})^2 + (\pi \cdot 10^7 \cdot 240 \cdot 10^{-9})^2} \cong 7.5 \Omega$$

Questo significa che se il circuito 1 in Fig. 1 ha un transitorio di corrente con frequenza di 10 MHz e ampiezza ad esempio di 10 mA, (potrebbe essere una transizione di livello di un'onda quadra, con un tempo di salita di circa 35 ns), sulle alimentazioni del circuito 2 compare un picco di tensione (*spike*) di ampiezza $V = |Z \cdot I| \cong 75 \text{ mV}$. Un segnale di questo livello può essere particolarmente fastidioso per un circuito di elaborazione analogica di piccoli segnali.

Per completezza riportiamo un'altra formula approssimata per il calcolo dell'induttanza L di una pista di PCB (*Printed Circuit Board*), di lunghezza l , larghezza w e spessore t :

$$\frac{L}{l} \approx 2 \left(\ln \frac{2l}{w+t} + \frac{1}{2} \right) \text{nH/cm} \quad (\text{X.3})$$

Ad esempio una pista larga 0.5 mm e lunga 1 cm, con spessore di rame di $50 \mu\text{m}$ ha una resistenza $R \cong 7 \text{ m}\Omega$ e un'induttanza



$L \cong 8 \text{ nH}$. Date le due equazioni che forniscono l'induttanza di un filo e di una pista, è possibile ricavare una regola empirica, molto approssimata ma utile per una stima di massima, che l'induttanza di una connessione è dell'ordine di 10 nH/cm .

La tipologia di connessione corretta per il circuito di Fig. 1 è invece riportata in Fig. 2. In questo caso il circuito 2 viene influenzato molto meno dal circuito 1. Rimane solamente la caduta di tensione dovuta all'impedenza di uscita finita dell'alimentatore Z_E , che però ad alta frequenza può essere diminuita grazie ad un condensatore posto in parallelo (tratteggiato in Fig. 2).

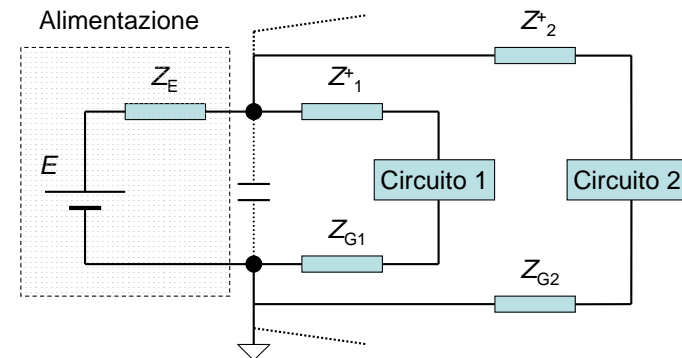


Figura 2: **corretta** connessione di alimentazione del circuito 2. In questo caso la corrente assorbita dal circuito 1 influenza poco le alimentazioni del circuito 2.

Oltre ai disturbi condotti, una scorretta messa a massa di un circuito può portare ad accoppiamenti indesiderati (tipicamente di tipo induttivo) che sono chiamati "**giri di massa**", che verranno descritti nel paragrafo 7.

3. ACCOPIAMENTO CAPACITIVO

Oltre ai disturbi condotti, che riguardano tratti comuni di diversi circuiti, sono molto comuni i disturbi dovuti ad accoppiamento elettromagnetico. Iniziamo col considerare un accoppiamento di tipo **capacitivo**: esso esiste ogni qualvolta c'è una capacità parassita



tra due cavi e perciò si ha un accoppiamento del **campo elettrico**, la cui variazione induce una **corrente** nel circuito disturbato.

Schematizziamo una tipica situazione di disturbo come in Fig. 3: consideriamo un primo cavo che porta un segnale di disturbo, ed un secondo cavo, che costituisce il circuito disturbato. Ogni cavo presenta una capacità parassita verso massa, C_{1G} e C_{2G} , oltre a una capacità mutua fra i cavi, C_{12} . L'effetto del disturbo è quello di far scorrere una corrente nel circuito 2, indipendentemente dal fatto che il generatore V_2 sia acceso o spento.

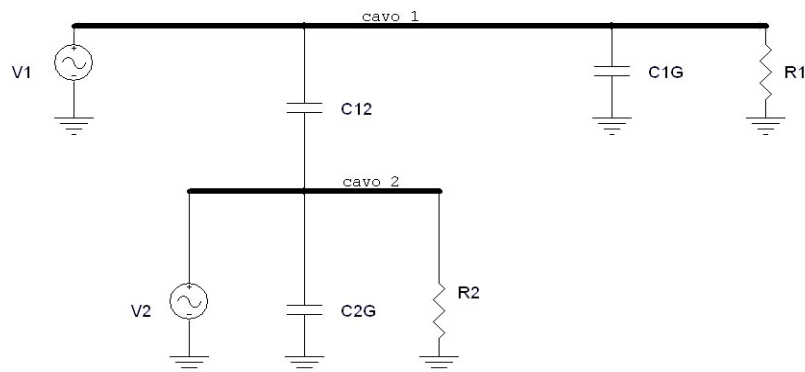


Figura 3: accoppiamento capacitivo tra due conduttori.

La tensione di disturbo ai capi del resistore R_2 dipende dalla tensione V_1 ripartita attraverso i condensatori C_{12} e C_{2G} secondo la configurazione circuitale riportata in Fig. 4.

La tensione di disturbo presente sul carico R_2 , dovuta a V_1 , si ottiene direttamente dal partitore di impedenze:

$$V_{disturbo} = V_1 \frac{j\omega R_2 C_{12}}{1 + j\omega R_2 C_{eq}} \quad (X.4)$$

dove $C_{eq} = C_{2G} + C_{12}$.

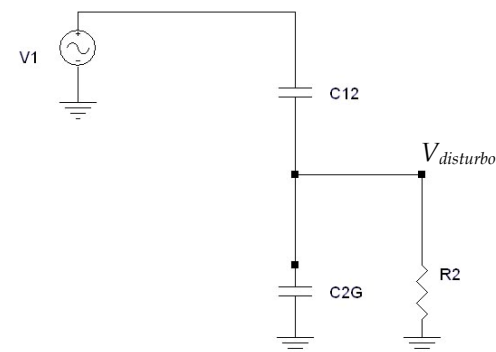


Figura 4: equivalente elettrico di un accoppiamento capacitivo tra due conduttori.

Il trasferimento è perciò quello tipico di un filtro passa-alto (detto *cross-talk* capacitivo). Per basse frequenze (inferiori alla frequenza di *corner* $f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_{eq}}$) il disturbo cresce linearmente con la frequenza, fino a raggiungere il valore limite ("di alta frequenza")

$$V_{disturbo} = V_1 \frac{C_{12}}{C_{2G} + C_{12}} \quad (X.5)$$

Si noti come l'interferenza dipende dal valore della tensione V_1 , indipendentemente dal fatto che questa generi o meno corrente nel circuito 1, infatti è una tipologia di disturbo generata da tensioni variabili, non da correnti.

Ovviamente l'entità del disturbo decresce al diminuire della capacità di accoppiamento tra i fili C_{12} , e quindi si può ridurre aumentando la distanza tra i cavi o variando la geometria del sistema. Una ulteriore soluzione per minimizzare il disturbo può essere quella di aumentare C_{2G} ; ma questa scelta implica una diminuzione della banda del circuito 2, pertanto spesso non è una via praticabile. Nel paragrafo 5 verrà mostrato come la schermatura sia un ottimo metodo per abbattere questa tipologia di disturbi.

Si può notare inoltre che l'accoppiamento capacitivo induce un disturbo di **corrente**, per cui è particolarmente dannoso per circuiti ad alta impedenza (grandi valori di R_2 , ad esempio l'ingresso di un



amplificatore di tensione), mentre può essere spesso meno importante per circuiti a bassa impedenza (ad esempio adattati a 50Ω).

Per valutare l'entità di questo tipo di disturbi consideriamo due fili paralleli. La capacità mutua per unità di lunghezza l , tra due conduttori a sezione circolare di raggio r posti a distanza d , vale

$$\frac{C_{12}}{l} = \frac{2\pi\epsilon}{\operatorname{arcosh}\left[\frac{(2d)^2 - 2r^2}{2r^2}\right]} \quad (\text{X.6})$$

Ad esempio, consideriamo due fili di sezione 1 mm, con rivestimento di 1 mm, posti a contatto (per cui $d = 3$ mm). La plastica del rivestimento può avere costante dielettrica relativa ϵ_r variabile da 2 (Teflon) fino a 8, in questo caso consideriamo un valore tipico pari a 4. Ricordando che la costante dielettrica del vuoto vale $8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m, otteniamo un valore di mutua capacità $C_{12} \cong 102$ pF/m.

Come regola empirica, l'ordine di grandezza della **capacità di un cavo vale all'incirca 100 pF/m** (sia coassiale che a doppino intrecciato). Questo implica anche che quando si connette un cavo a un circuito per effettuare delle misure, bisogna tenere in conto l'effetto di carico del cavo stesso, che aggiunge una capacità in parallelo al misurando, falsando a volte i risultati della misura.

Valutiamo ora l'entità del disturbo per accoppiamento capacitivo in un caso di esempio. Consideriamo due circuiti come in Fig. 5: un circuito che genera una tensione V_d ampia 1 V alla frequenza di 10 MHz, che disturba la misura di V_s , effettuata tramite un oscilloscopio ($R_{in} = 1$ M Ω , $C_{in} = 20$ pF). I fili dei due circuiti, di sezione 1 mm, si affacciano per una lunghezza $l = 30$ cm, ad una distanza $d = 5$ mm (per semplicità consideriamo solo aria tra i due fili). L'impedenza di uscita del generatore V_s è pari a 50Ω e, in parallelo con R_{in} , costituisce l'impedenza R_2 di figura 4.

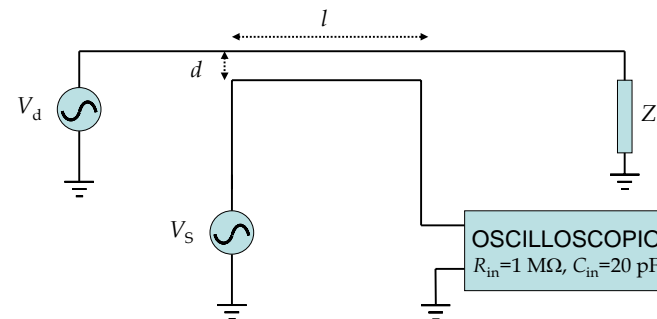


Figura 5: esempio di accoppiamento capacitivo.

La capacità mutua in questo caso vale $C_{12} \cong 3.6$ pF. L'ampiezza del disturbo, letta dall'oscilloscopio, è data da

$$V_{disturbo} = V_d \frac{j\omega R_2 C_{12}}{1 + j\omega R_2 (C_{12} + C_{in})} \cong 11.3 \text{ mV}$$

In questo caso specifico la frequenza di *corner* vale

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_2 C_{eq}} \cong 135 \text{ MHz}$$

Per cui per segnali a frequenze superiori al centinaio di MHz l'accoppiamento si comporta come un partitore capacitivo. Per ridurre questo disturbo è necessario allontanare i due fili: ad esempio per $d = 5$ cm il disturbo si dimezzerebbe. Ancora meglio sarebbe non lasciare i conduttori paralleli affacciati.

Le **capacità parassite** in un circuito, oltre ad accoppiare disturbi, possono causare anche **instabilità**. Un esempio molto comune è dato dalla capacità parassita tra le linee di alimentazione e gli ingressi di un amplificatore operazionale, che può indurre una reazione positiva, specialmente per amplificatori a larga banda. Infatti, forti variazioni della corrente erogata dall'amplificatore possono indurre delle cadute di tensione sulle alimentazioni che, tramite l'accoppiamento capacitivo, si possono riflettere sull'ingresso dell'operazionale, causando una reazione positiva. Questo fenomeno è ancora più probabile quando si usano più amplificatori in cascata, in quanto i disturbi sulle alimentazioni dovuti agli stadi successivi si riflettono sul primo stadio, portando facilmente il guadagno d'anello della reazione a valori superiori a 1



e dunque innescando l'oscillazione. La soluzione più semplice a questo inconveniente (che spesso sembra inspiegabile e insormontabile per chi si affaccia per le prime volte all'elettronica realizzata) consiste nell'aggiungere delle capacità tra le alimentazioni (tipicamente 100 nF) e massa, il più vicino possibile agli integrati. In questo modo si abbassa l'impedenza delle alimentazioni alle alte frequenze, riducendo i segnali dovuti alle variazioni di corrente assorbita dagli integrati e quindi abbassando notevolmente il guadagno d'anello della reazione positiva con gli ingressi. In questo caso non si possono utilizzare capacità elettrolitiche, in quanto non hanno un buon comportamento capacitivo ad alta frequenza, indispensabile invece per questa applicazione. Una ulteriore soluzione consiste nel distanziare i fili di ingresso del segnale dalle linee di alimentazione, se possibile, in modo da diminuire l'accoppiamento. A questo proposito, in caso di piste di un PCB, può aiutare un piano di massa sottostante, che fa diminuire notevolmente le capacità mutue tra le piste, oppure una pista connessa a massa interposta tra le due.

4. ACCOPPIAMENTO INDUTTIVO

Vediamo ora cosa accade nel caso di accoppiamento **induttivo**. Esso nasce quando in un circuito chiuso scorre una corrente, e perciò si produce un **flusso magnetico** che si concatena a causa di una mutua induttanza su un altro circuito, inducendo un disturbo in **tensione**.

Consideriamo un generico accoppiamento, come descritto in Fig. 6: un conduttore percorso da una corrente I_1 agisce da generatore di disturbo per un secondo circuito, attraverso una mutua induttanza M_{12} .

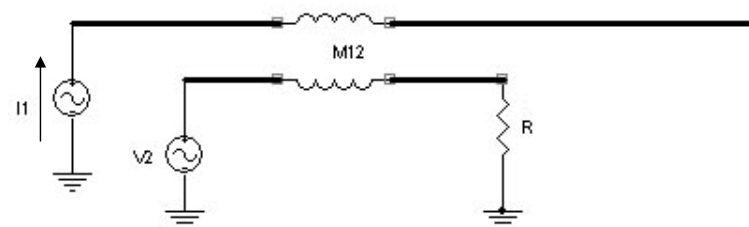


Figura 6: schema di un generico accoppiamento induttivo tra due conduttori.

La tensione di disturbo che si genera ai capi dell'induttore del circuito 2, e che perciò è in serie alla sorgente di tensione V_2 di questo circuito, è pari a:

$$V_{\text{disturbo}} = j\omega M_{12} I_1 \quad (\text{X.7})$$

Anche se la sorgente V_2 fosse spenta, l'effetto del disturbo sarebbe quello di generare una tensione ai capi della resistenza R . Il parametro M_{12} , che conviene rendere il più piccolo possibile al fine di ridurre il disturbo, dipende fortemente dalla disposizione geometrica dei conduttori. Perciò l'indicazione di massima, per minimizzare questa tipologia di accoppiamento, è di porre i fili o le piste il più distanti possibile e possibilmente perpendicolari tra loro.

Per dare un ordine di grandezza del fenomeno fisico, la mutua induttanza tra due conduttori di lunghezza l , distanti d uno dall'altro e distanti h_1 e h_2 , rispettivamente, dal piano di massa di ritorno (comune a entrambi), vale

$$M_{12} = l \cdot \frac{\mu}{4\pi} \ln \left[\frac{(h_1 + h_2)^2 + d^2}{(h_1 - h_2)^2 + d^2} \right] \quad (\text{X.7})$$

Come si può notare la mutua induttanza non dipende soltanto dalla distanza d tra i conduttori, ma anche dalla loro distanza dal piano di massa, che porta la corrente di ritorno. Infatti avvicinando i conduttori al piano di massa si riduce l'area con cui si concatena il flusso del campo magnetico generato dall'altro conduttore e quindi



diminuisce M_{12} . Consideriamo ad esempio due piste distanti 5 mm tra di loro e 1 mm dal piano di massa sottostante, in questo caso la mutua induttanza vale

$$\frac{M_{12}}{l} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}}{4\pi} \ln \left[\frac{(2)^2 + 5^2}{5^2} \right] \cong 15 \text{ nH/m}$$

Per completezza riportiamo anche il valore di mutua induttanza tra due coppie di fili (1-2 e 3-4), tutti paralleli, disposti come in Fig. 7:

$$M_{12-34} = l \cdot \frac{\mu}{2\pi} \ln \left[\frac{d_{14} d_{23}}{d_{13} d_{24}} \right] \quad (\text{X.8})$$

Dove d_{hk} è la distanza tra il conduttore h e il conduttore k , mentre l è ancora la lunghezza della parte affacciata dei conduttori.

Ad esempio per due coppie di conduttori, disposti sui vertici di un quadrato di lato 1 cm, la mutua induttanza vale

$$\frac{M_{12}}{l} = \frac{\mu}{2\pi} \ln[2] \cong 140 \text{ nH/m}$$

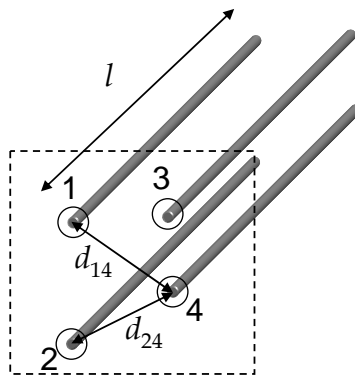


Figura 7: schema di un generico accoppiamento induttivo tra due coppie di conduttori.

Nel caso di fili, la soluzione più semplice per ridurre l'accoppiamento induttivo consiste nell'intrecciare i conduttori del circuito da proteggere, come riportato in Fig. 8, in modo che spire adiacenti concatenino flussi di intensità comparabile ma con verso



opposto, portando a un accoppiamento totale praticamente nullo. Così facendo si ottiene in modo abbastanza semplice una buona immunità ai disturbi di tipo induttivo; infatti questa soluzione è molto usata nella pratica (si pensi al doppino telefonico, ma anche a un cavo USB).

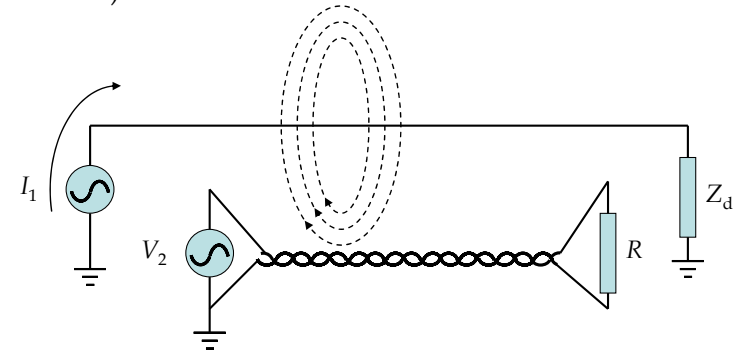


Figura 8: intreccio di conduttori per minimizzare l'accoppiamento induttivo.

5. ACCOPIAMENTO PER RADIAZIONE

Gli accoppiamenti di tipo capacitivo ed induttivo sono stati studiati ricorrendo implicitamente all'ipotesi semplificativa di trovarsi in regione di campo vicino, cioè considerando dimensioni geometriche molto inferiori alla lunghezza d'onda dei segnali elettrici in questione. Per fare un esempio numerico, alla frequenza di 1 MHz la lunghezza d'onda della radiazione elettromagnetica vale $\lambda = c / f \cong 300 \text{ m}$ (c è la velocità della luce nel vuoto). Per cui è decisamente normale che i disturbi tra conduttori vicini possano venire trattati con l'approssimazione di campo vicino. Se però consideriamo frequenze superiori alle decine di MHz (o sorgenti di disturbo molto lontane), è facile trovarsi in un regime differente, detto di **radiazione**, in cui l'onda elettromagnetica si propaga, portando con sé un trasferimento di potenza (al contrario del regime di campo vicino in cui i campi sono solo reattivi). I circuiti elettronici in questo caso possono essere visti come delle antenne, più o meno efficienti, che ricevono o emettono segnali elettromagnetici radiati, che per i circuiti stessi rappresentano dei disturbi. Un metodo usato



nel calcolo dell'emissione irradiata da un filo è basato sull'uso delle equazioni dei campi generati da un dipolo elettrico. Una regola generale per diminuire i disturbi radiati è sempre quella di diminuire le lunghezze dei conduttori (e quindi le dimensioni dei circuiti), diminuendo così l'efficienza delle antenne parassite.

La descrizione delle antenne e della propagazione elettromagnetica esula dagli scopi di questo testo, per cui si rimanda la trattazione ai testi specifici consigliati a fine capitolo (R. Collin per le antenne e la propagazione, B. Audone per la descrizione dell'emissione irradiata e delle tecniche di schermatura).

6. SCHERMATURE

Per diminuire gli accoppiamenti, sia induttivi che capacitivi, oltre alle soluzioni descritte nei paragrafi precedenti, spesso è necessario ricorrere a cavi e conduttori schermati. Essi sono costituiti da un cavo avvolto da uno schermo, formato tipicamente da una maglia metallica data dall'intreccio di molti fili, in modo che si preservino le caratteristiche di flessibilità che un tubo cilindrico non avrebbe. Consideriamo separatamente i due casi di accoppiamento capacitivo e induttivo. Nel caso di accoppiamento capacitivo, svolgiamo i calcoli per due cavi affacciati, come in Fig. 3, con uno schermo che avvolge interamente il secondo conduttore (Fig. 9).

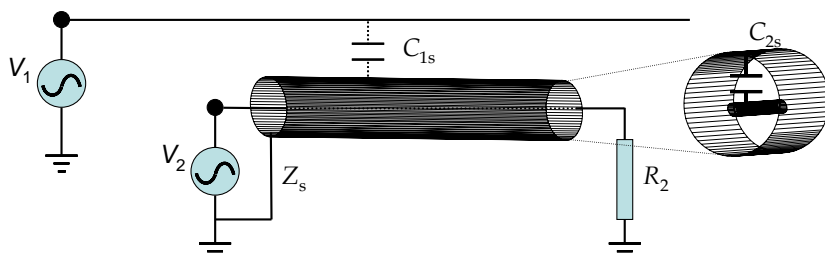


Figura 9: accoppiamento capacitivo tra due conduttori con schermo.

Ponendo la calza dello schermo a massa, si riesce idealmente a disaccoppiare i circuiti 1 e 2, cioè a fare in modo che la tensione generata dal primo non influenzi quella del secondo, in quanto l'accoppiamento capacitivo cade interamente sullo schermo, che va



a massa con impedenza nulla, quindi non esibisce tensioni causate dalle correnti indotte.

Va precisato che, come in Fig. 9, è bene **porre lo schermo a massa da un solo lato**, secondo quanto spiegato nel paragrafo 7.

Nel caso reale, è necessario tenere in considerazione il fatto che lo schermo è connesso a massa con una sua impedenza Z_s , che dipende sia dalla resistenza che dall'induttanza dello schermo stesso. È necessario inoltre considerare l'accoppiamento dello schermo sia con il circuito disturbante che con quello disturbato. Schematizziamo quindi con C_{1s} la capacità tra schermo e circuito disturbante e con C_{2s} la capacità tra lo schermo e il conduttore contenuto. Il circuito equivalente è riportato in Fig. 10.

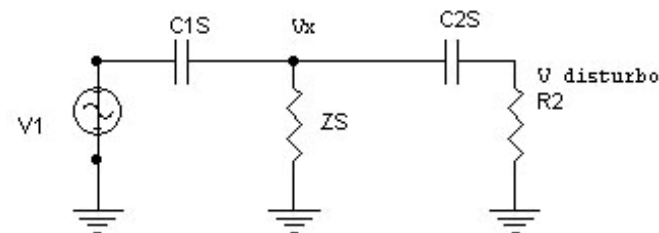


Figura 10: equivalente elettrico di un accoppiamento capacitivo tra due conduttori con schermo.

La tensione V_x sullo schermo, nell'ipotesi realistica di $Z_s \ll R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}}$, è facilmente calcolabile come:

$$V_x = V_1 \frac{Z_s}{Z_s + \frac{1}{j\omega C_{1s}}} \tag{X.9}$$

Possiamo quindi ricavare la tensione V_{disturbo}

$$V_{\text{disturbo}} = V_x \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}}} = V_1 \frac{R_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_{2s}}} \frac{Z_s}{Z_s + \frac{1}{j\omega C_{1s}}} \tag{X.10}$$



Se l'impedenza dello schermo è trascurabile, ovvero $Z_s \ll \frac{1}{j\omega C_{1s}}$,

V_x e quindi V_{disturbo} tendono ad essere nulle. Bisogna prestare attenzione però al fatto che la verifica della disuguaglianza deve essere fatta a tutte le frequenze di interesse, poiché Z_s , avendo una componente induttiva, cresce con la frequenza, mentre l'impedenza delle capacità si riduce: perché lo schermo sia efficiente deve essere verificata la condizione $Z_s = R_s + j\omega L_s \ll \frac{1}{j\omega C_{1s}}$.

Consideriamo ora invece l'effetto di uno **schermo** in caso di **accoppiamento induttivo**, tra un conduttore non schermato (cavo 1) percorso da corrente ed un conduttore (cavo 2) con schermo (3), come mostrato in Fig. 11.

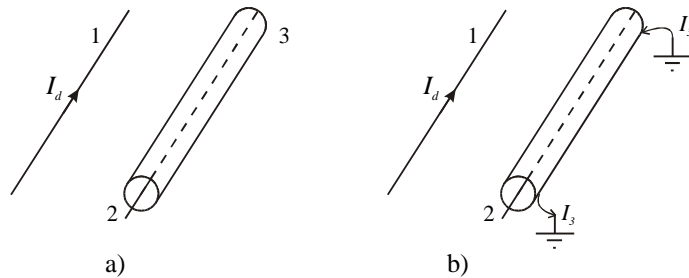


Figura 11: accoppiamento induttivo con schermo

Poiché un tubo cilindrico (lo schermo) percorso da corrente non crea campo magnetico al suo interno, tutte le linee di campo generate dallo schermo circondano anche il conduttore 2 (si veda Fig. 12). Pertanto la mutua induttanza M_{23} tra il conduttore 2 e lo schermo coincide con l'autoinduttanza L_3 dello schermo stesso.

Inoltre, considerando trascurabile il flusso generato dalla corrente in 1 all'interno dello schermo (diametro dello schermo piccolo rispetto alla distanza tra i conduttori 1 e 2), si ottiene anche che la mutua induttanza tra conduttore 1 e schermo è all'incirca uguale alla mutua induttanza tra conduttore 1 e conduttore 2: $M_{13} \cong M_{12}$.

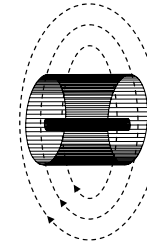


Figura 12: le linee di campo magnetico prodotte dallo schermo circondano completamente anche il conduttore al suo interno

Se 2 e 3 sono tra loro non raccordati avremo sui due conduttori delle tensioni indotte V_{20} e V_{30} proporzionali alle loro mutue induttanze con il conduttore 1 e alla corrente I_d , in particolare $V_{20} = j\omega M_{12} I_d$ e $V_{30} = j\omega M_{13} I_d$.

Se gli estremi dello schermo vengono collegati entrambi a massa (Fig. 11b), risulterà che la tensione ai capi dello schermo deve essere nulla, per cui

$$j \omega M_{13} I_d - (R_3 + j \omega L_3) I_3 = 0 \quad (X.11)$$

avendo supposta nulla l'impedenza del circuito di terra ed essendo R_3 ed L_3 resistenza e autoinduttanza dello schermo. Su 2, cavo schermato, si avrà pertanto una tensione indotta

$$V_2 = j \omega M_{12} I_d - j \omega M_{23} I_3 \quad (X.12)$$

ove come già detto $M_{23} = L_3$.

Combinando le espressioni precedenti si ottiene

$$\begin{aligned} V_2 &= j\omega M_{12} I_d \left(1 - \frac{j\omega M_{13} M_{23} / M_{12}}{R_3 + j\omega L_3} \right) = \\ &= j\omega M_{12} I_d \left(1 - \frac{j\omega L_3}{R_3 + j\omega L_3} \right) = V_{20} \left(\frac{1}{1 + j\omega \frac{L_3}{R_3}} \right) \end{aligned} \quad (X.13)$$

dove con V_{20} si è voluta indicare la tensione che ci sarebbe sul conduttore 2 nel caso in cui lo schermo non fosse presente.



La schermatura ha il comportamento di un sistema del primo ordine passa-alto con pulsazione di taglio $\omega_c=R_3/L_3$ (per parecchie tipologie di cavi questa frequenza è dell'ordine di 10 kHz).

Il valore di V_2 cresce con ω fino al valore asintotico $|V_{2\infty}|=M_{12}|I_d|R_3/L_3$. Per ridurre V_2 si può diminuire M_{12} , disponendo accuratamente i conduttori 1 e 2 in modo da diminuire il flusso magnetico comune (come già si faceva in assenza di schermo), o introdurre uno schermo di materiale ferromagnetico, ad alta permeabilità. Inoltre è anche possibile abbassare ω_c aumentando la sezione della calza (grazie a una riduzione di R_3) e/o accrescendone l'autoinduttanza con l'aggiunta di una ulteriore calza ad alta permeabilità.

Concludendo, per poter schermare i campi magnetici, lo schermo deve poter essere percorso da corrente, per cui deve essere connesso da entrambi i lati (non necessario per i campi elettrici). Questa esigenza va in contrasto con la possibilità di generare "giri di massa", che verranno descritti nel capitolo 7, per cui tipicamente si preferisce rinunciare alla schermatura del campo magnetico, utilizzando cavi intrecciati.

Sulle modalità di connessione di uno schermo è dedicato il paragrafo 8, in cui sono riportate una serie di regole pratiche da seguire per ottimizzare la reiezione ai disturbi.

In conclusione di questo paragrafo è opportuno riportare una nota sui cavi coassiali: attenzione che nel caso di utilizzo di **cavi coassiali**, il **conduttore esterno non è un vero e proprio schermo**, in quanto è il conduttore che porta la corrente di ritorno. In questo caso la calza esterna non è utilizzata per schermare il conduttore centrale, è invece la geometria che fornisce una cancellazione dei campi emessi e ricevuti.

7. COLLEGAMENTI DI MASSA

Oltre ai disturbi condotti descritti nel paragrafo 2, una scorretta messa a massa di un circuito può portare ad accoppiamenti (tipicamente di tipo induttivo) che sono chiamati "giri di massa". Questa tipologia di disturbi nasce a causa di percorsi chiusi di connessione a massa, che permettono lo scorrere di una corrente:



questi percorsi formano delle maglie (di solito di grande area) con cui si possono accoppiare i campi magnetici variabili, che inducono una forza elettromotrice all'interno della maglia di massa e quindi una corrente. Questa corrente a sua volta può generare altre tensioni indotte all'interno del circuito e conseguentemente disturbi. Un esempio tipico di giro di massa è riportato in Fig. 13. Un generatore di segnale remoto V_s è connesso ad un amplificatore attraverso un cavo schermato. Il generatore è chiuso in un contenitore, che **deve essere messo a terra per motivi di sicurezza**. La connessione di massa del cavo schermato (che fa anche da ritorno per il segnale) genera in questo caso un "giro di massa", in quanto è stato erroneamente connesso a terra sia dal lato generatore che la dato ricevitore. Questo anello ha un'area spesso considerevole: si pensi a un cavo coassiale di 2 m di lunghezza, magari con due messe a terra a due differenti prese dell'alimentazione in una stanza, che genera facilmente una spira con area di alcuni metri quadri. I disturbi accoppiati in questa grande spira possono poi essere indotti sul conduttore che trasporta il segnale attraverso un accoppiamento induttivo molto forte (si veda il paragrafo 4), tra il cavo e il suo schermo.

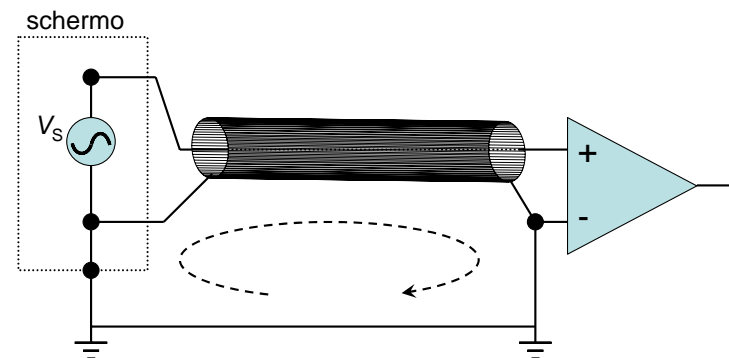


Figura 13: errata messa a terra dello schermo, che genera un "giro di massa".

Oltre agli accoppiamenti induttivi, i problemi derivanti dai giri di massa riguardano anche la possibilità che le varie masse non siano esattamente allo stesso potenziale. Questa eventualità, che si ritrova



normalmente nei circuiti reali, è particolarmente fastidiosa in quanto il percorso di massa è normalmente a bassa impedenza, per cui anche piccole variazioni di tensione possono indurre elevate correnti, che quindi inducono intensi campi magnetici di disturbo. Per evitare questi problemi di “giri di massa”, è buona norma connettere gli schermi a terra solo da un lato (come verrà descritto nel paragrafo 8).

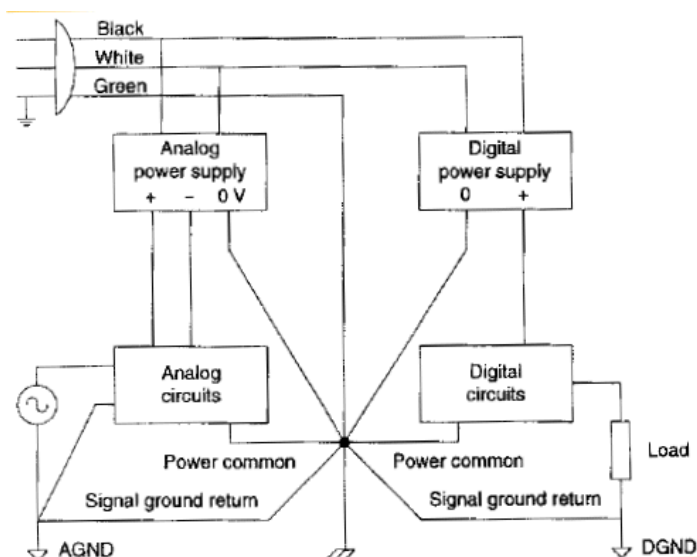


Figura 14: **connessione “a stella”** della messa a terra e separazione delle alimentazioni per la parte analogica da quella digitale di un circuito, che evita giri di massa e disturbi condotti.

Una corretta messa a massa, oltre a minimizzare i disturbi per accoppiamenti induttivi, deve essere studiata in modo tale da evitare anche i disturbi di tipo condotto, tra le diverse sezioni di un circuito elettronico. La tipologia che minimizza gli accoppiamenti condotti nelle linee di massa è la tipologia “a stella”, che prevede un unico punto di messa a massa, tipicamente coincidente con la messa a terra dell’intero dispositivo per ragioni di sicurezza, da cui si dipartono tutte le connessioni di massa dei vari dispositivi del



circuito. Questo tipo di connessione spesso è molto scomodo da realizzare, specialmente nel caso di circuiti stampati, per cui si preferisce semplicemente isolare i circuiti potenzialmente “disturbanti” (la parte digitale, gli interruttori e gli oscillatori) tramite una loro connessione a massa separata. In Fig. 14 è riportata la corretta connessione delle componenti digitali ed analogiche di un circuito, con due separate alimentazioni e due separati ritorni di massa (*Analog Ground* e *Digital Ground*). Ogni circuito è quindi connesso alla terra con una connessione a stella attraverso conduttori a bassa impedenza (fili con sezione particolarmente elevata).

8. REGOLE PRATICHE DI CONNESSIONE DI UNO SCHERMO

Il problema dell’ottimizzazione della schermatura di cavi e circuiti tipicamente non ha una soluzione banale e generale, ma richiede un attento studio di ogni particolare situazione, sia dal punto di vista dei segnali coinvolti, sia dal punto di vista delle geometrie circuitali. In questo paragrafo si vuole riportare una serie di regole pratiche da seguire per la corretta connessione di uno o più schermi, ricollegandosi alle nozioni teoriche viste nei paragrafi precedenti. Cominciamo con il considerare un tipico cavo schermato per la trasmissione di segnale.

- Di norma lo schermo deve essere connesso al potenziale di riferimento (normalmente massa) del generatore di segnale, come descritto in Fig. 15.

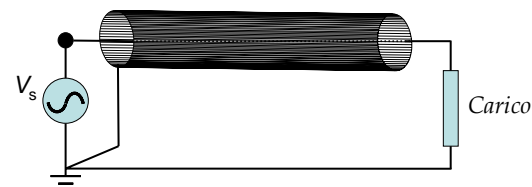


Figura 15: corretta connessione di uno schermo.

- Nel caso di più spezzoni di schermo, la connessione deve essere effettuata in serie, con un solo collegamento iniziale alla massa (Fig. 16).

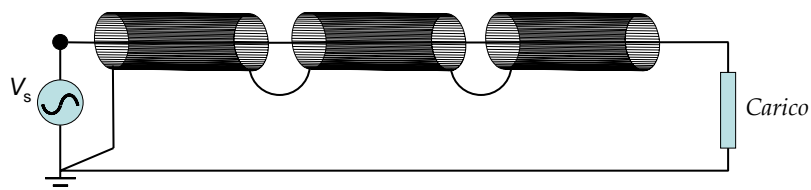


Figura 16: corretta connessione di più schermi in serie.

- Se si hanno più segnali da trasmettere, ciascuno schermo deve essere connesso direttamente al potenziale di riferimento del corrispondente segnale, per evitare che lo schermo esibisca un segnale rispetto al proprio conduttore.
- Tipicamente non bisogna connettere entrambe le terminazioni dello schermo a terra. L'eventuale differenza di potenziale tra le terre differenti causerebbe una corrente nello schermo (giro di massa con in Fig. 17).

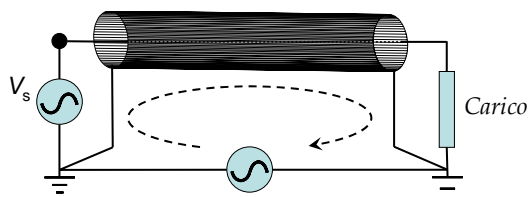


Figura 17: scorretta connessione di uno schermo a terra in due punti.

- Ricordando però che uno schermo è efficace contro i campi magnetici solo se in esso può scorrere una corrente, è possibile connettere il secondo estremo dello schermo a terra tramite un condensatore. In questo modo si evitano giri di massa, inoltre lo schermo ai disturbi induttivi resta valido, dato che comunque la schermo ai campi magnetici è valida solo per alte frequenze.
- Tipicamente una buona soluzione per la trasmissione di segnali a basse frequenze (fino a circa 10 MHz) è l'utilizzo di una coppia di cavi intrecciati, con uno schermo messo a massa da un solo lato, preferibilmente il lato del generatore di



segnale (Fig. 18). Infatti la schermatura ai campi magnetici è fornita dall'intreccio dei cavi, mentre lo schermo protegge dai campi elettrici.

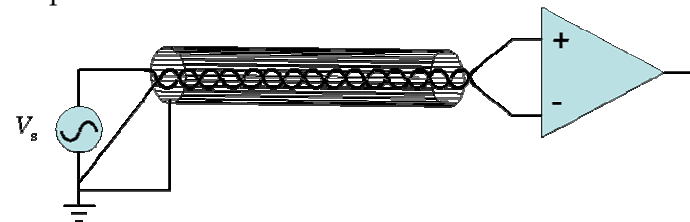


Figura 18: corretta trasmissione di un segnale attraverso un cavo intrecciato e schermato

- La connessione dello schermo al lato di lettura del segnale è invece consigliabile quando si ha a disposizione un generatore *floating* (non vincolato a potenziali fissi), come descritto in Fig. 19. In questo caso specifico i circuiti di misura (schematizzati da un amplificatore in figura) sono chiusi in un contenitore metallico, che la normativa impone di connettere alla terra dell'alimentazione elettrica, per motivi di sicurezza.

Particolare attenzione va riposta nella connessione dello schermo, che deve contattare "a 360°" il contenitore messo a terra, per evitare di creare antenne facendo "baffi" con la calza schermante o usando fili di connessione.

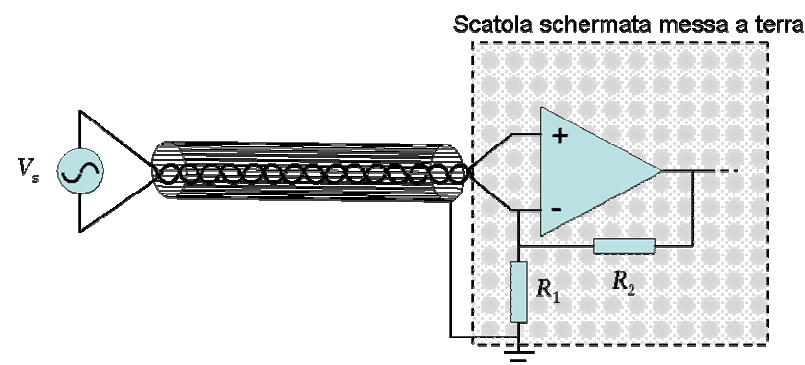


Figura 19: corretta connessione di un segnale a un amplificatore all'interno di una scatola schermata, messa a terra per ragioni di sicurezza elettrica.



Proprio per i motivi sin qui indicati, molti standard prevedono l'utilizzo di cavi intrecciati schermati per realizzare i collegamenti fra le varie parti di un sistema elettronico.

Ad esempio, l'RS-485, che è un protocollo di trasmissione digitale differenziale molto utilizzato in ambito industriale, con un bit-rate di 10 Mbps, per distanze fino a 1.2 km, prescrive l'utilizzo di cavi intrecciati schermati.

Un altro esempio di uso comune è dato dal più recente standard USB 2.0, che consente di raggiungere, proprio con l'utilizzo di cavi intrecciati schermati, la velocità di 480 Mbps su distanze di 5 m. Questo standard definisce che il collegamento a massa dello schermo debba essere eseguito dall'*host*, quindi dal computer, mentre nessuna delle periferiche deve svolgere questo stesso compito (connessione simile a quella descritta in Fig. 19).

Per alte frequenze, le semplici indicazioni fin qui descritte non sono sempre ottimali:

- come regola generale, per cavi intrecciati con lunghezza inferiore a un decimo della lunghezza d'onda dei segnali considerati è conveniente la messa a massa dello schermo da un solo lato.

Quando invece la lunghezza del cavo è maggiore della lunghezza d'onda, è preferibile connettere a massa entrambi gli estremi dello schermo. Per le situazioni intermedie è necessario di volta in volta valutare la situazione migliore, in funzione dei disturbi presenti.

- Per quanto riguarda infine la schermatura delle **sorgenti di disturbo**, quindi con elevate correnti e veloci transitori (tipicamente circuiti digitali), è conveniente invece portare la corrente di ritorno attraverso lo stesso schermo.

In questo caso lo scopo non è proteggere la sorgente di disturbo, ma i restanti circuiti. Se la corrente dello schermo è uguale e opposta a quella del conduttore centrale, i campi magnetici generati dal conduttore e dallo schermo si possono elidere, producendo un campo netto nullo. In questo caso, che viola la regola di non avere corrente nello schermo, la geometria della calza esterna non è



utilizzata per schermare, ma per realizzare una cancellazione di campo magnetico. Riportiamo in Fig. 20 un esempio di connessioni schermate per un circuito di misura di un convertitore analogico-digitale: il primo conduttore, che porta l'alimentazione alla parte digitale, viene schermato con una calza che fa anche da conduttore per la corrente di ritorno, chiusa sulla massa digitale; i conduttori centrali portano le alimentazioni analogiche, con schermo connesso ad un solo lato, dalla parte della sorgente; infine il segnale analogico, che è ancora schermato con una calza connessa a massa solo dal lato del generatore.

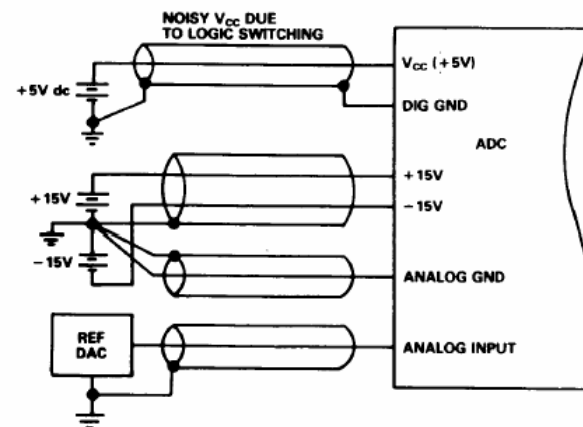


Figura 20: esempio di schermatura di un circuito che misura un segnale analogico, con alimentazioni analogiche e digitali.

9. GUARDIE

La **schermatura elettrica**, oltre all'aumento dei costi economici, comporta anche dei **costi circuitali**. La **capacità tra il conduttore schermato e lo schermo** è infatti abbastanza elevata, data la loro prossimità. Se il segnale è connesso a un amplificatore di tensione, con ingresso ad alta impedenza, lo schermo implica una capacità in parallelo che ne diminuisce l'impedenza di ingresso, generando inoltre un possibile filtraggio passa-basso, in funzione dell'impedenza del generatore di segnale.



La tecnica di **guardia** consiste nel **connettere lo schermo** a un **potenziale uguale al modo comune del segnale** schermato, utilizzando un generatore a bassa impedenza.

Riportiamo in Fig. 21 un esempio di guardia per un amplificatore di tensione, connessa alla massa virtuale tramite un *buffer* di tensione.

Si può notare come la guardia si comporti esattamente come uno schermo, nei confronti dei disturbi generati da accoppiamenti capacitivi: vale ancora la formula (X.10) calcolata per uno schermo connesso a messa, in quanto la guardia è connessa all'uscita di un *buffer* a bassissima impedenza, che per i segnali si comporta come la massa in Fig. 9.

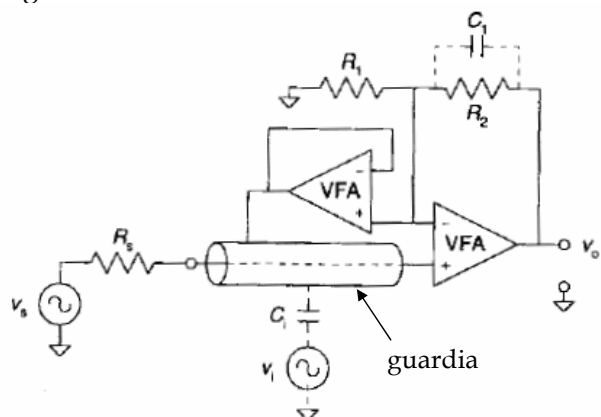


Figura 21: esempio di guardia per l'ingresso di un amplificatore di tensione.

Anche nel caso di un segnale differenziale è possibile utilizzare una guardia, in questo caso alimentata alla tensione di modo comune, che può essere ricavata attraverso un sommatore, connesso all'uscita dello stadio di ingresso di un amplificatore da strumentazione (Fig. 22).

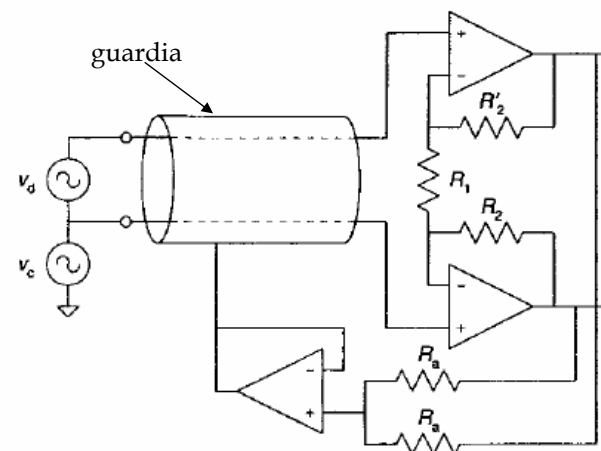


Figura 22: esempio di guardia per l'ingresso di un amplificatore da strumentazione.

Oltre alla soluzione descritta in Fig. 21, è possibile realizzare un'altra configurazione circuitale, connettendo la guardia senza un amplificatore a bassa impedenza di uscita. In questo caso però la schermatura ai campi elettrici deve essere garantita dall'aggiunta di un ulteriore schermo, connesso a massa dal lato del generatore (si veda il paragrafo 8): con riferimento al valore della tensione di disturbo calcolato nell'equazione (X.9), è come se l'impedenza di connessione dello schermo Z_s diventasse molto alta, vanificando l'effetto della schermatura. Un esempio di questa configurazione è riportato in Fig. 23, dove la guardia è semplicemente connessa alla massa virtuale dell'amplificatore di misura.

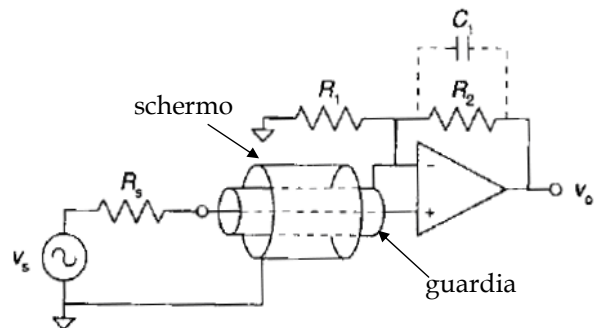


Figura 23: esempio di guardia schermata, per l'ingresso di un amplificatore di tensione.

Per approfondimenti sull'utilizzo delle guardie si rimanda alle letture specifiche consigliate (R. Pallas-Areny, J. G. Webster).



LETTURE SPECIFICHE CONSIGLIATE

- R. Pallas-Areny, J. G. Webster, *Analog Signal Processing*, John Wiley & Sons, New York, 1999.
- C. S. Walker, *Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis*, Hartech House, New York, 1990.
- A. Rich, *Shielding and guarding*, Application Note AN-347, Analog Devices, 1993.
- B. Audone, *Compatibilità Elettromagnetica*, McGraw-Hill Libri Italia srl, Milano, 1993.
- R. E. Collin, *Antennas and Radiowave Propagation*, McGraw-Hill, Singapore, 1987.
- C. R. Paul, *Compatibilità elettromagnetica*, Hoepli, 1995 (traduzione di: *Introduction to Electromagnetic Compatibility*, J. Wiley, 1992).