

Disturbi nelle misure elettroniche

1 - Collegamenti a massa

Generalità

Il problema dei collegamenti a massa è uno dei più critici nell'interconnessione di componenti e circuiti elettronici di misura. Quello che in teoria viene assunto come punto comune, a cui riferire i potenziali di un circuito, in realtà non esiste.

Infatti esistono più punti che, per il fatto di essere collegati tramite conduttori, vengono ritenuti equipotenziali. In pratica le correnti che fluiscono in tali conduttori (*return path*) stabiliscono delle differenze di potenziale fra i diversi punti che si vorrebbero equipotenziali.

Il fenomeno è rappresentato in Fig.1.1.

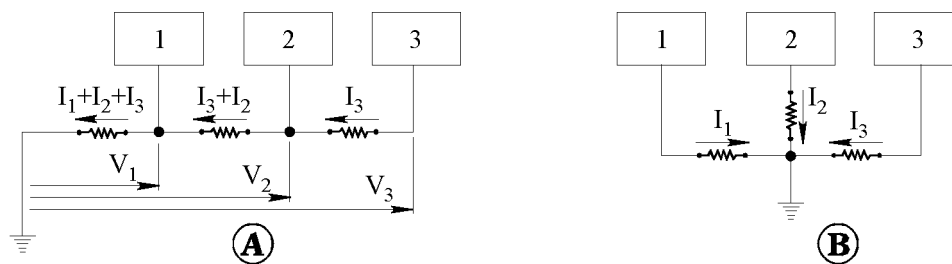


Fig.1.1 - Collegamenti a massa in serie A) e in parallelo B).

Nel collegamento in serie dei *common ground* dei tre circuiti, l'impedenza finita delle connessioni comporta che $V_1 \neq V_2 \neq V_3$. Inoltre la tensione sul punto comune di ciascun circuito dipende dalle correnti a massa degli altri circuiti.

Viceversa nel collegamento separato (radiale), il potenziale di massa di ciascun circuito non dipende dalle correnti di ritorno a massa degli altri.

I sistemi più complessi possono avere più di un *common ground*, uno per ogni settore circuitale (analogico, digitale, per i segnali a basso livello, ecc.).

Spesso tutti questi punti di massa confluiscono nel *power ground*.

Il *power ground* è di norma presente nelle apparecchiature elettroniche alimentate dalla rete e costituisce il collegamento a terra di protezione (*earth ground* o *safety ground*).

Ad esso, in coordinamento con idonei dispositivi di interruzione, è affidato il compito di protezione contro le tensioni di contatto in caso di guasto, qualora cioè si perda l'isolamento delle parti che normalmente si trovano alla tensione di rete.

Comunque, nei riguardi del segnale di misura, la differenza di potenziale fra due punti di massa si manifesta come un disturbo e questo agisce in modo diverso sul segnale utile a seconda della configurazione del circuito. Con riferimento ai collegamenti a massa, le configurazioni principali sono quelle *single-ended* e differenziali.

Configurazioni single-ended

Si consideri lo schema di Fig.1.2A, dove il segnale utile V_s viene applicato allo strumento di misura, il cui stadio di ingresso è rappresentato da un amplificatore single-ended con impedenza di ingresso Z_{in} , attraverso un unico conduttore, di impedenza Z_a , e impiegando la massa come riferimento per le tensioni.

Il fatto che le masse per il segnale e per il dispositivo di misura possano essere a potenziali diversi è posto in evidenza utilizzando per esse simboli differenti. Si indicheranno pertanto con V_g e Z_g i parametri del generatore equivalente di disturbo presente fra i due punti di massa.

Nelle configurazioni single-ended con un solo conduttore (Fig.1.2A) il disturbo dovuto alla tensione V_g fra le masse è particolarmente insidioso in quanto si presenta in serie con il segnale utile.

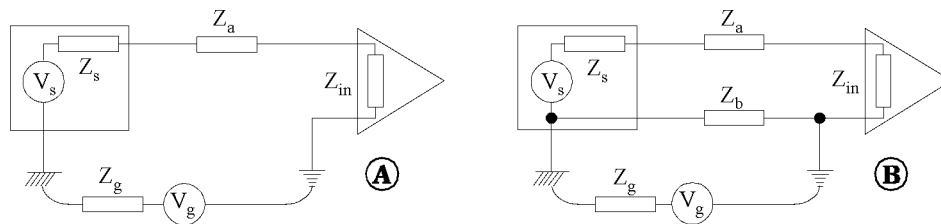


Fig.1.2 - Configurazioni single-ended.

Per ridurre l'effetto di tale disturbo risulta benefico creare un collegamento diretto, con impedenza Z_b , fra la massa del segnale e quella dello strumento (Fig.1.2B), in modo che la tensione di disturbo che si somma al segnale utile all'ingresso dello strumento non sia tutta la V_g , ma soltanto la caduta di tensione ai capi di Z_b .

Bisogna tuttavia tener presente che, anche in presenza del secondo collegamento, il disturbo introdotto dalla presenza di questo anello di terra (*ground loop*) può in molti casi essere significativo e che il collegamento di impedenza Z_b , benché a bassa resistenza, presenta anche delle induttanze parassite, la cui importanza cresce con la frequenza.

Pertanto, anche la configurazione di Fig.1.2B dovrebbe essere, laddove possibile, evitata. Per l'acquisizione di segnali riferiti alla massa sono infatti da preferire configurazioni di ingresso di tipo differenziale.

Configurazioni differenziali

Nelle configurazioni in cui lo stadio di ingresso del sistema di acquisizione è costituito da un amplificatore differenziale (o per strumentazione), la tensione di disturbo fra le masse risulta di modo comune e il suo effetto viene pertanto fortemente ridotto.

Con riferimento al circuito equivalente (Fig.1.3), l'effetto della tensione di modo comune V_g sull'impedenza differenziale d'ingresso Z_{in} può essere ridotto al punto da risultare praticamente trascurabile se si cura la simmetria delle impedenze in serie su ciascun ingresso ($Z_s + Z_a = Z_b$). Infatti, poiché in pratica le impedenze Z_c che ciascun ingresso (H o L) presenta verso massa sono praticamente uguali (e particolarmente elevate), il circuito è riconducibile a un ponte in equilibrio e pertanto risulta nulla la tensione fra i punti H ed L per effetto della tensione di modo comune V_g .

In ogni caso, anche quando non sia verificata la condizione di equilibrio del ponte, in virtù dell'elevatissimo valore delle impedenze Z_c (valori tipici dell'ordine di $10^9 \Omega$), le tensioni ai capi delle impedenze dei collegamenti di ingresso risultano di norma particolarmente basse.

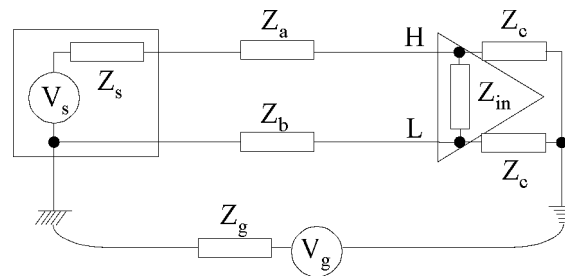


Fig.1.3 - Configurazione differenziale.

Per applicazioni particolarmente delicate (segnali utili di intensità molto debole) gli effetti delle tensioni di modo comune possono essere efficacemente contrastati anche con tecniche di *guard*. Con riferimento alla Fig.1.4, l'amplificatore vero e proprio è racchiuso in un involucro metallico di schermo (quello più interno), al quale vengono collegati i *common* di funzionamento. L'involucro più esterno, il telaio dello strumento, è poi connesso alla presa di terra. L'impedenza Z_0 fra schermo e telaio ha un valore particolarmente elevato, essendo costituita essenzialmente da un'impedenza di dispersione.

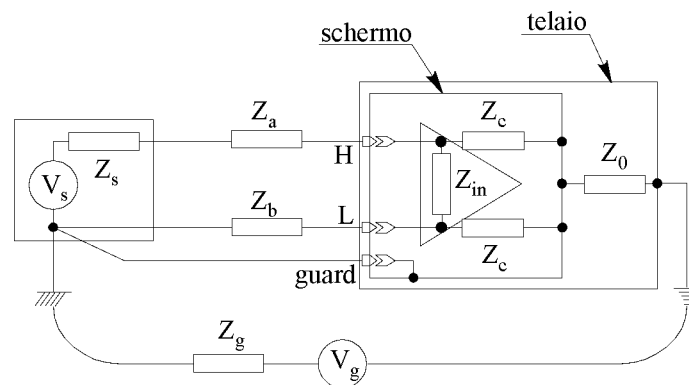


Fig.1.4 - Schema per la funzione di *guard*.

L'ingresso dello strumento, oltre ai morsetti *H* ed *L*, dispone anche di un morsetto di *guard*, che permette di collegare lo schermo di guardia a un morsetto del generatore di segnale, come mostrato in figura, tramite un conduttore di bassissima resistenza. In tal modo la corrente dovuta al disturbo di modo comune V_g viene cortocircuitata dal conduttore di guardia e tutta la tensione di modo comune cade ai capi dell'impedenza di isolamento Z_0 senza interessare la maglia del circuito di segnale.

2 - Accoppiamenti induttivi

La circolazione di correnti in circuiti prossimi al sistema di misura può determinare l'insorgere di disturbi dovuti ad accoppiamenti induttivi.

Per comprendere il fenomeno si consideri lo schema di Fig.2.1, nel quale il segnale da misurare, V_s , è trasferito all'ingresso dello strumento, rappresentato da uno stadio di ingresso con elevata resistenza R_{in} , tramite il conduttore "2", che costituisce il circuito disturbato.

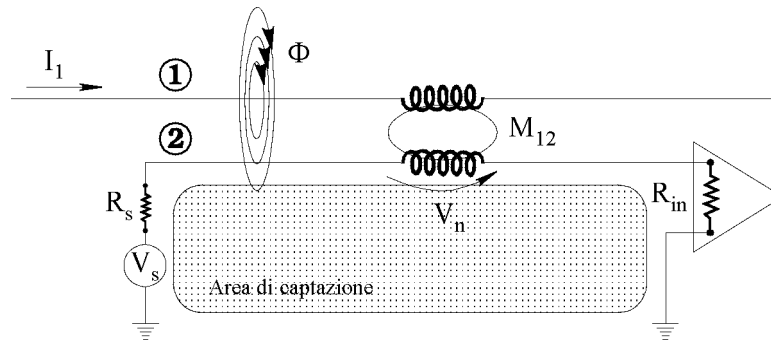


Fig.2.1 - Schema per l'accoppiamento induttivo.

Il conduttore "1", detto circuito disturbante, è percorso dalla corrente I_1 , la quale determina un flusso Φ che si concatena anche con il conduttore "2". La mutua induttanza M_{12} presente fra i due conduttori è responsabile dell'accoppiamento induttivo. La tensione di disturbo V_n , che risulta in serie con il segnale utile V_s , è data da:

$$V_n = j\omega M_{12} I_1 \quad (2.1)$$

Per ridurre l'entità del disturbo dovuto all'accoppiamento induttivo bisogna ridurre la mutua induzione. Questo si può ottenere ponendo i due circuiti (1 e 2) il più possibile distanti e perpendicolari. Inoltre è opportuno disporre il conduttore attivo del circuito disturbato il più possibile vicino al suo ritorno (sia esso il piano di massa o la pista di un circuito stampato, oppure un semplice cavo, purché siano uguali le correnti di andata e ritorno): in tal modo si riduce l'area della spira con la quale si concatena il flusso magnetico prodotto dalla corrente I_1 . Tali considerazioni trovano applicazione con l'impiego di doppiini avvolti (*twisted*) e di cavi coassiali, rappresentati in Fig.2.2.

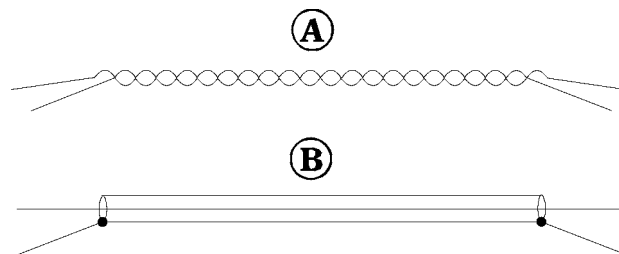


Fig.2.2 - Doppino avvolto A) e cavo coassiale B).

Queste soluzioni richiedono tuttavia attenzione, con riferimento alla possibilità di maglie di terra (*ground loop*), come mostrato in Fig.2.3.

Si consideri infatti, come esempio, il caso di un collegamento in cavo coassiale posto a massa a entrambe le estremità (Fig.2.3A) e si supponga che sia presente la differenza di potenziale V_g fra i due punti di massa. Questa tensione determina la circolazione della corrente I_g praticamente solo nel conduttore esterno del cavo coassiale (infatti l'altro percorso, in parallelo, contiene l'impedenza Z_{in} , che risulta particolarmente alta).

Questo fatto provoca un disturbo in serie sul conduttore esterno e determina anche un fenomeno di accoppiamento magnetico sul conduttore interno (Fig.2.3B).

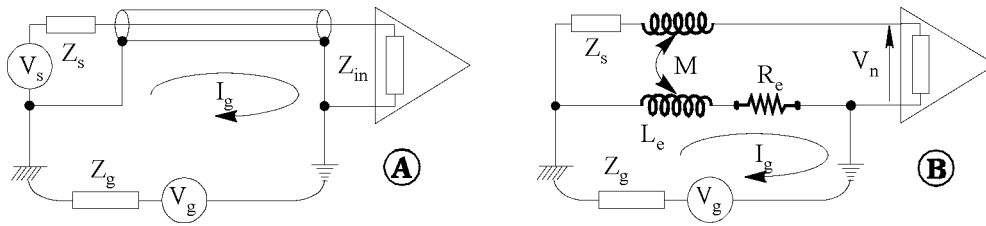


Fig.2.3 - Accoppiamento induttivo per effetto delle correnti di massa.

Pertanto, dette R_e ed L_e la resistenza e l'autoinduzione del conduttore esterno e detta M la mutua induzione fra il conduttore esterno e quello interno, la tensione totale di disturbo V_n sulla maglia di segnale risulta:

$$V_n = (R_e + j\omega L_e)I_g - j\omega M I_g = R_e I_g \quad (2.1)$$

Infatti, per un cavo coassiale, l'autoinduzione del conduttore esterno è uguale alla mutua induzione fra il conduttore esterno e quello interno ($L_e = M$).

In pratica, come già evidenziate nel paragrafo 1, per evitare il formarsi di maglie chiuse nei percorsi di massa occorre, quando possibile, lasciare flottante o il generatore di segnale o l'amplificatore dello strumento (Fig.2.4).

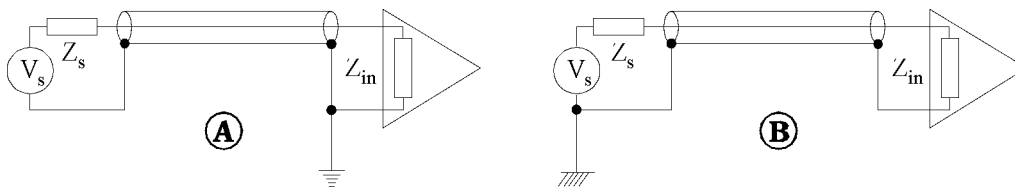


Fig.2.4 - Connessioni per evitare i ground loop.

3 - Accoppiamenti capacitivi

La presenza di parti in tensione vicine al sistema di misura può determinare l'insorgere di disturbi dovuti ad accoppiamenti capacitivi.

Per comprendere il fenomeno si consideri lo schema di Fig.3.1, nel quale il segnale da misurare, V_s , è trasferito all'ingresso dello strumento, rappresentato da uno stadio di ingresso con elevata resistenza R_{in} , tramite il conduttore "2", che costituisce il circuito disturbato.

Il conduttore "1" si trova alla tensione V_1 rispetto a massa e costituisce il circuito disturbante.

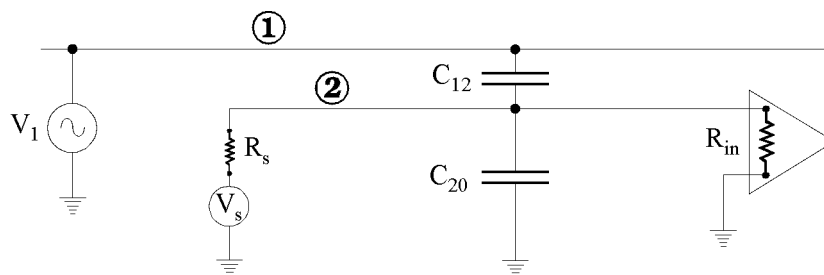


Fig.3.1 - Schema per l'accoppiamento capacitivo.

L'accoppiamento capacitivo è caratterizzato dalla capacità C_{12} presente fra i due conduttori (1 e 2) e dalla capacità C_{20} presente fra il circuito disturbato e la massa.

Per valutare l'azione del disturbo si consideri assente il generatore di segnale V_s e si indichi con R la resistenza complessiva verso massa del circuito "2" (data dal parallelo fra R_s e R_{in}). Si può quindi disegnare lo schema di Fig.3.2A, dove la tensione V_n rappresenta il disturbo in ingresso allo strumento di misura, dovuto all'accoppiamento capacitivo.

A tale schema può essere associato un circuito equivalente secondo Thevenin, come riportato in Fig.3.2B, i cui parametri risultano:

$$C_{eq} = C_{12} + C_{20} \quad V_{eq} = V_1 \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{20}} = V_1 \frac{C_{12}}{C_{eq}} \quad (3.1)$$

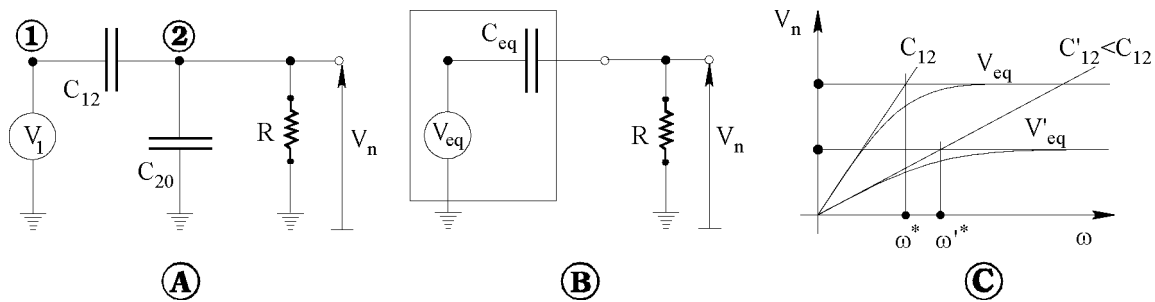


Fig.3.2 - Circuiti equivalenti per l'accoppiamento capacitivo.

La tensione di disturbo V_n , che si manifesta ai capi della resistenza R e quindi sul circuito di ingresso dello strumento, risulta infine:

$$V_n = V_{eq} \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C_{eq}}} = V_{eq} \frac{j\omega/\omega^*}{1 + j\omega/\omega^*} \quad \left(\text{posto } \omega^* = \frac{1}{RC_{eq}} \right) \quad (3.2)$$

Si osserva che l'andamento della tensione di disturbo V_n dipende dalla frequenza, come rappresentato nella Fig.3.2C. Nella stessa figura tali andamenti sono stati riportati con riferimento a due differenti valori della capacità (C_{12} e $C'_{12} < C_{12}$).

La tensione V_n varia linearmente con la pulsazione ω , approssimativamente fino al valore $\omega^* = 1/RC_{eq}$. Per valori superiori della pulsazione la tensione di disturbo rimane praticamente costante, con valore pari a V_{eq} .

A titolo di esempio si può considerare il caso seguente:

$$V_1 = 10 \text{ V} \quad f = 100 \text{ kHz} \quad C_{12} = 50 \text{ pF} \quad C_{20} = 150 \text{ pF} \quad R = 50 \text{ } \Omega$$

La capacità e la tensione equivalenti sono rispettivamente: $C_{eq} = 200 \text{ pF}$ e $V_{eq} = 2,5 \text{ V}$.

La pulsazione del punto di rottura è: $\omega^* = 1/(50 \cdot 200 \cdot 10^{-12}) = 10^8 \text{ rad/s}$.

Poiché: $\omega = 2\pi \cdot 10^5 \text{ rad/s} \ll \omega^*$ risulta, in definitiva: $|V_n| \approx V_{eq} \omega/\omega^* = 15,7 \text{ mV}$.

Effetto dello schermo

La tensione di disturbo V_n può essere minimizzata disponendo uno schermo di materiale conduttore attorno al circuito disturbato. Tale provvedimento può essere rappresentato come in Fig.3.3.

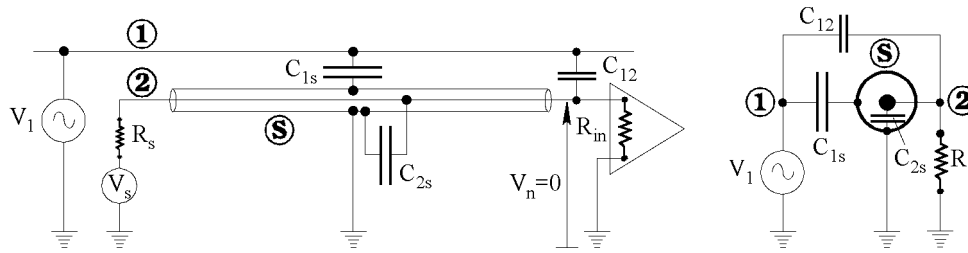


Fig.3.3 - Rappresentazione per il circuito schermato.

Fra il conduttore disturbante "1" e quello disturbato "2" rimane solo la capacità C_{12} riguardante la porzione di cavo "2" non coperta dallo schermo S . Tale capacità è in pratica molto piccola e può spesso essere trascurata. Allora, se lo schermo S viene posto a massa, la corrente dovuta alla tensione V_1 e che attraversa la capacità C_{1s} viene condotta direttamente a massa dallo schermo, senza interessare la capacità C_{2s} e pertanto senza determinare tensioni disturbanti sul conduttore "2". In tal caso quindi $V_n=0$.

Se è possibile ritenere che il piano di massa sia effettivamente equipotenziale per il generatore di segnale e per il dispositivo di misura, è irrilevante il punto di collegamento a massa dello schermo. In pratica è necessario che lo schermo venga posto a massa da un solo lato, in modo da evitare il formarsi di *ground loop* e i conseguenti disturbi dovuti sia alle tensioni sulle masse sia ad accoppiamenti induttivi. Quando lo schermo costituisce anche il conduttore di ritorno per il circuito di segnale è quindi opportuno, come evidenziato nei paragrafi precedenti, mantenere flottante o il generatore di segnale o l'ingresso dello strumento.

4 - Il rumore

Il rumore in un bipolo resistivo

Il rumore termico in una resistenza deriva dall'agitazione termica degli elettroni e si manifesta come una tensione aleatoria v_n con distribuzione gaussiana delle ampiezze e con valor medio nullo. Il suo valore efficace è dato da:

$$V_n = \sqrt{4kTBR} \quad (4.1)$$

dove: k è la costante di Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K)

T è la temperatura assoluta, in kelvin (K)

B è la banda di rumore, in hertz (Hz)

R è la resistenza, in ohm (Ω)

Nella Fig.4.1 è riportato il circuito equivalente secondo Thevenin del resistore rumoroso R . Nello schema è stato posto in evidenza il generatore di rumore v_n , mentre la resistenza R deve intendersi non più rumorosa.

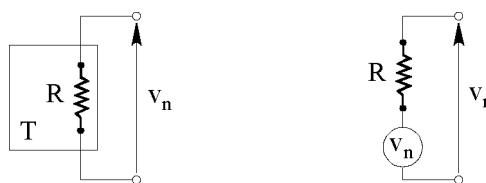


Fig.4.1 - Schema equivalente per il rumore termico.

Data la natura tipicamente casuale del rumore termico, il generatore equivalente viene spesso caratterizzato mediante la massima potenza che può trasferire a un carico (potenza disponibile di rumore P_n). Tale potenza si ottiene quando la resistenza del generatore di rumore e del carico presentano lo stesso valore R e risulta:

$$P_n = \frac{V_n^2}{4R} = kTB \quad (4.2)$$

La potenza disponibile di rumore non dipende direttamente dalla resistenza, in quanto presuppone l'adattamento energetico. Inoltre cresce con la larghezza di banda B del dispositivo di misura e, per sistemi di tipo passa-banda, non dipende dall'allocazione della banda sull'asse della frequenza. In tal modo il rumore termico ha una densità spettrale di potenza h_n costante in frequenza (rumore bianco):

$$h_n = \frac{\Delta P_n}{\Delta B} = kT \left(\frac{W}{Hz} \right) \quad (4.3)$$

Il rumore termico di un resistore può così essere caratterizzato con la sua temperatura fisica. Alla temperatura ambiente $T=T_0 = 290$ K la densità spettrale di potenza è di $4 \cdot 10^{-21}$ W/Hz. Se un dispositivo qualsiasi genera rumore con meccanismi diversi dall'agitazione termica, potrà ancora essere caratterizzato con una densità di potenza disponibile, espressa tramite una temperatura fittizia $T(f)$, in generale funzione della frequenza, detta temperatura equivalente di rumore del bipolo:

$$h_n(f) = kT(f) \left(\frac{W}{Hz} \right) \quad (4.4)$$

Il rumore nei dispositivi a due porte

Per quantificare il rumore introdotto da un dispositivo a due porte possono essere usati diversi parametri, il cui significato sarà brevemente descritto nel seguito.

Temperatura equivalente di rumore

Si consideri un doppio bipolo (per esempio un amplificatore), caratterizzato da un guadagno di potenza disponibile $G_d(f)$, collegato a una sorgente di segnale che presenta una temperatura equivalente di rumore $T_g(f)$ (vedi Fig.4.2). Se il doppio bipolo non introducesse rumore, la densità di potenza di rumore in uscita risulterebbe $h_{n,out}(f) = k T_g(f) G_d(f)$.

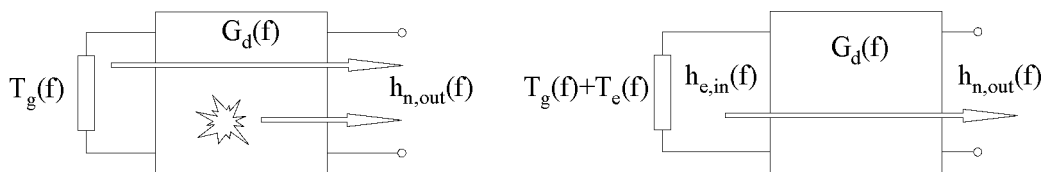


Fig.4.2 - Schema per la temperature equivalente di rumore.

In realtà il doppio bipolo introduce un rumore intrinseco. Tale rumorosità può essere messa in conto mediante un aumento di temperatura $T_e(f)$ nel bipolo in ingresso (vedi Fig.4.2), in modo che la potenza equivalente in ingresso $h_{e,in}(f) = k [T_g(f) + T_e(f)]$, attraversando la rete due porte non più rumorosa, con guadagno di potenza disponibile $G_d(f)$, determini in uscita la densità di potenza di rumore $h_{n,out}(f)$ effettivamente presente:

$$h_{n,out}(f) = k[T_g(f) + T_e(f)]G_d \quad (4.5)$$

La temperatura $T_e(f)$ che consente di ottenere tale risultato è detta temperature equivalente di rumore della rete a due porte.

Fattore di rumore

Il fattore di rumore (F), spesso espresso in decibel come cifra di rumore (*noise figure*), è un altro modo, molto diffuso, per la caratterizzazione del rumore nelle reti a due porte. La sua definizione presuppone in ingresso un resistore alla temperatura standard $T_0 = 290$ K e tiene conto della rumorosità intrinseca del quadripolo moltiplicando per F la densità di potenza disponibile in ingresso e assumendo la rete non rumorosa:

$$h_{e,in} = kT_0 F \Rightarrow h_{n,out} = kT_0 F G_d \quad (4.6)$$

Il fattore di rumore F e la temperatura di rumore T_e sono due modi di caratterizzare il doppio bipolo, fra i quali esiste una corrispondenza. Infatti, uguagliando le densità spettrali di potenza riportate in ingresso, si ottiene:

$$h_{e,in} = kT_0 F = k[T_g + T_e] \Rightarrow F = 1 + \frac{T_e}{T_0} ; T_e = T_0(F - 1) \quad (4.7)$$

Il fattore di rumore rappresenta anche un indice del degradamento subito dal rapporto segnale rumore S/N (*Signal to Noise Ratio*, SNR) nell'attraversare la rete.

Il rapporto segnale rumore S/N è definito, in una certa sezione del sistema di misura o di trasmissione del segnale, come il rapporto fra la potenza S associata al segnale utile e la potenza N associata al disturbo.

Supponiamo allora la rete in condizioni di massimo trasferimento di potenza e quindi caratterizzabile con il guadagno di potenza disponibile G_d . Se indichiamo con h_s la densità spettrale di potenza del segnale utile in ingresso, si avrà:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{in} = \frac{h_s}{kT_0} ; \left(\frac{S}{N}\right)_{out} = \frac{h_s G_d}{kT_0 F G_d} \Rightarrow F = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \quad (4.8)$$

Modello con generatori di tensione e corrente

Un altro approccio per caratterizzare il rumore nelle reti a due porte considera in ingresso al quadripolo i generatori equivalenti di tensione v_n e di corrente i_n .

Tale caratterizzazione viene spesso utilizzata per i dispositivi attivi, come gli amplificatori operazionali.

Si consideri pertanto lo schema di Fig.4.3, dove è rappresentata una rete rumorosa connessa al generatore di segnale utile in ingresso ($V_s R_s$).

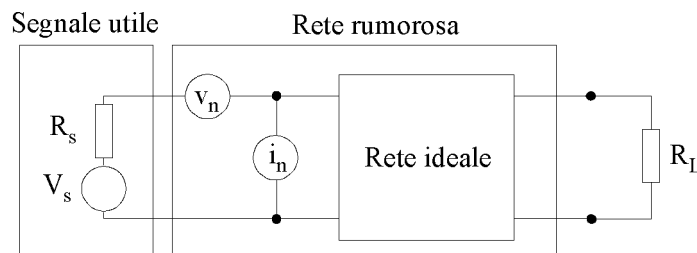


Fig.4.3 - Modello per la rete rumorosa con generatori di tensione e di corrente.

Il generatore v_n rappresenta la tensione di rumore (dovuta al quadripolo) quando la resistenza R_s del generatore di segnale utile in ingresso è zero.

Il generatore i_n rappresenta invece l'ulteriore disturbo introdotto quando R_s è diversa da zero.

A questi contributi deve infine sommarsi quello dovuto al rumore termico proprio della resistenza R_s del generatore di segnale utile in ingresso.

Poiché i contributi di rumore sono processi aleatori che si assumono, di norma, fra loro non correlati, si sommano "in potenza", ovvero in forma quadratica.

In tale ipotesi, la tensione totale equivalente di disturbo in ingresso V_{nt} risulta, in valore efficace:

$$V_{nt} = \sqrt{4kTBR_s + V_n^2 + (R_s I_n)^2} \quad (4.9)$$

In questa espressione V_n e I_n sono i valori efficaci delle variabili aleatorie, valutate entro la banda di interesse, e rappresentano il contributo di rumore dovuto alla rete a due porte.

Poiché i contributi di rumore dipendono in genere dalla frequenza, sono ottenuti integrando le densità spettrali di rumore nella banda di interesse. A tale scopo i costruttori di dispositivi (per esempio amplificatori operazionali) forniscono i parametri necessari.

Normalmente, in bassa frequenza vengono forniti i valori picco-picco (per esempio entro la banda 0,1 Hz ÷ 10 Hz).

Fuori da tale banda vengono invece fornite le densità spettrali di rumore, che rappresentano il valore efficace della tensione $v_n(f)$ e della corrente $i_n(f)$ entro la banda di 1 Hz, espresse in genere, tramite delle curve o tabelle, in $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ e $\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$.