

Oscilloscopio digitale

1 - Schema a blocchi e specifiche

L'oscilloscopio digitale (*Digitizing Oscilloscope*) è uno strumento, assai diffuso e versatile, che converte in forma numerica i segnali analogici applicati ai suoi ingressi, caricandoli quindi nella memoria del sistema, da cui vengono prelevati per le successive elaborazioni e per la visualizzazione su un monitor. Per tale motivo si parla anche di oscilloscopio digitale a memoria (*Digital Storage Oscilloscope, DSO*).

La memoria in effetti costituisce un elemento fondamentale dello strumento. Per esempio, la possibilità di memorizzare le forme d'onda è particolarmente utile quando si debbano visualizzare fenomeni molto lenti oppure eventi singoli.

Inoltre, poiché i dati sono memorizzati, la loro visualizzazione e l'eventuale analisi possono avvenire in un tempo successivo, impiegando tipicamente display con risoluzione VGA, spesso di tipo LCD, sui quali è possibile rappresentare non solo le forme d'onda dei segnali acquisiti, ma anche caratteri alfanumerici relativi ai parametri di impostazione delle acquisizioni (scala dell'asse dei tempi, scala dell'asse dei valori, livello di trigger, ecc.) e/o ai risultati delle misure. Il passaggio al mondo digitale consente infatti di effettuare in modo automatico diverse operazioni di misura (periodo, frequenza, valore medio, valore efficace, valore massimo, ecc.) e in molti casi di svolgere elaborazioni più complesse, come l'analisi in frequenza con la Trasformata Rapida di Fourier (FFT).

Il funzionamento dell'oscilloscopio digitale a memoria può essere ricondotto a quello di un sistema di acquisizione dati veloce. Il suo schema a blocchi è riportato in Fig.1.1, con riferimento a uno strumento a due canali (le realizzazioni commerciali hanno tipicamente due o quattro canali). Il segnale analogico, opportunamente condizionato da uno stadio di ingresso che ne realizza, per esempio, l'amplificazione o l'attenuazione, viene inviato al sistema di acquisizione, composto dal campionatore *S&H* e dal convertitore *AD*.

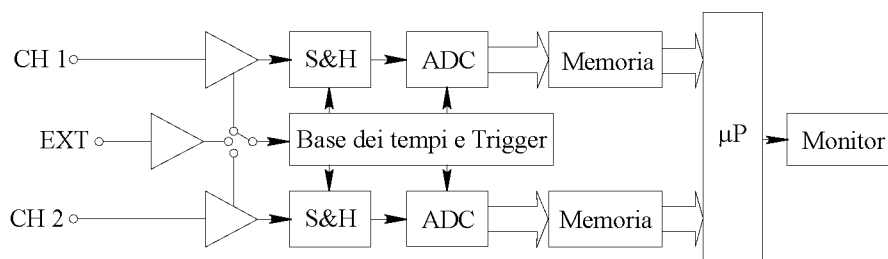


Fig.1.1 - Schema a blocchi dell'oscilloscopio digitale a due canali.

Il segnale digitalizzato viene memorizzato in una memoria *RAM*, dalla quale viene poi prelevato appunto per la successiva visualizzazione, oltre che per eventuali elaborazioni numeriche.

La sincronizzazione e il trigger

Il processo di campionamento è gestito dalla base dei tempi, mentre la sezione di trigger consente di ottenere la sincronizzazione necessaria per una corretta visualizzazione del segnale acquisito. Infatti, in assenza di questa sezione, nella modalità di visualizzazione continua l'oscilloscopio visualizzerebbe porzioni successive del segnale, le quali, non essendo ancorate ad alcun riferimento temporale, si presenterebbero sullo schermo diverse l'una dall'altra (Fig. 1.2).

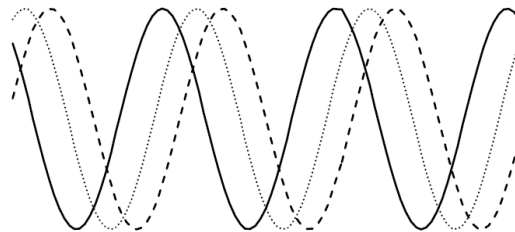


Fig.1.2 – Visualizzazione di un segnale ripetitivo in assenza di sincronizzazione

La sezione di trigger consente invece di ancorare la visualizzazione del segnale all'occorrenza di un determinato evento, quale, nel caso più semplice e più diffuso, l'attraversamento di una certa soglia (*trigger level*) con una determinata pendenza (*trigger slope*). In un segnale ripetitivo le diverse porzioni di segnale saranno pertanto sovrapposte l'una all'altra, determinando la presenza di un'immagine stabile sullo schermo, sulla quale potranno essere fatte le opportune osservazioni e valutazioni. A titolo di esempio, la Fig.1.3 mostra la visualizzazione di segnale sinusoidale ottenuta con un determinato livello di trigger e pendenza positiva.

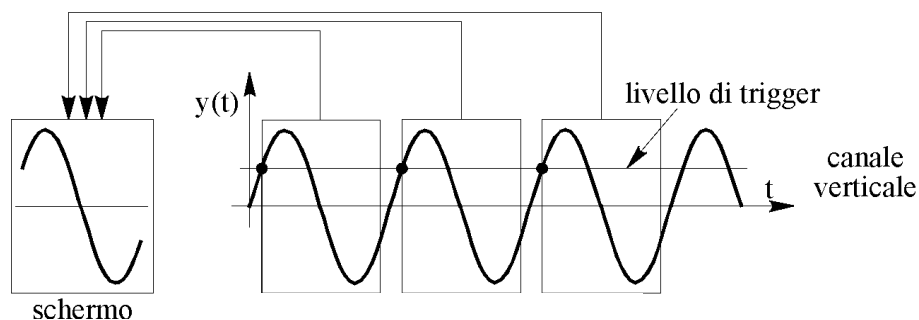


Fig.1.3 – Visualizzazione di un segnale ripetitivo in presenza di trigger.

La modalità sopra illustrata per il trigger è quella cosiddetta *NORMAL*. Talvolta può essere necessario visualizzare tensioni continue. In tal caso non risulta possibile un funzionamento corretto del trigger. Si supera l'inconveniente selezionando un'opportuna modalità, detta *AUTOMATIC*, che provvede ad avviare comunque la visualizzazione dopo un certo tempo entro il quale non si sia verificato alcun evento di trigger.

L'esempio di Fig.1.3 si riferisce all'ipotesi in cui la porzione di segnale visualizzata sia tutta successiva all'evento di trigger. Tuttavia, la disponibilità dei campioni nella memoria consente, prelevando dalla memoria stessa le opportune porzioni di dati, di avere informazioni sul segnale non solo con riferimento a ciò che accade dopo il verificarsi dell'evento di trigger, ma anche per gli istanti che lo precedono (*pretrigger*).

In pratica si possono verificare tre situazioni:

- se al verificarsi dell'evento di trigger il contenuto della memoria viene immediatamente visualizzato sullo schermo, la forma d'onda rappresentata sarà costituita dagli N campioni acquisiti prima dell'evento di trigger stesso;
- se al verificarsi dell'evento di trigger l'acquisizione continua per un certo numero di campioni prima che il contenuto della memoria venga prelevato dal sistema di elaborazione, sullo schermo si rappresenterà una porzione di segnale acquisita prima del trigger e una successiva all'evento;
- se, dopo il verificarsi dell'evento di trigger, l'acquisizione continua fino a riempire nuovamente tutta la memoria prima che il contenuto di questa venga visualizzato, la porzione di segnale rappresentata sarà tutta successiva al trigger, come mostrato nell'esempio di Fig.1.3.

Tipicamente la percentuale di *pretrigger* è impostabile dall'operatore e spesso il valore di default è pari al 50 %, in modo che l'istante in cui si verifica l'evento di trigger sia posizionato al centro dell'asse orizzontale.

Il vantaggio offerto da questa funzionalità è evidente quando interessa sapere cosa è accaduto immediatamente prima dell'evento di trigger. Questa possibilità risulta particolarmente utile quando, invece di un segnale ripetitivo, si intende analizzare un evento singolo, ad esempio un fenomeno di guasto in un circuito. In questo caso, selezionando la modalità di acquisizione *single event*, al verificarsi dell'evento di trigger, sullo schermo resta visualizzata la porzione di segnale corrispondente all'evento "anomalo": la disponibilità del *pretrigger* consente di osservare l'andamento del segnale negli istanti che precedono tale evento, facilitando la comprensione delle cause che lo hanno generato.

La sezione di trigger di un oscilloscopio digitale può essere più sofisticata di quella sopra illustrata. Infatti, oltre alla classica possibilità di far scattare il trigger quando il segnale da visualizzare passa attraverso uno specifico livello con una specificata pendenza, possono essere impostati modi di funzionamento diversi, legati, per esempio, alla durata di un certo evento o al verificarsi di più condizioni contemporaneamente.

Il trigger può infine essere interno o esterno: nel primo caso l'evento di trigger è rilevato nel segnale stesso che si desidera visualizzare (CH1 o CH2), mentre nel secondo caso è determinato appunto da un ulteriore segnale (EXT), che non viene visualizzato.

Velocità di campionamento e banda passante

La massima frequenza del segnale che può essere applicato all'oscilloscopio costituisce uno degli aspetti operativi più importanti nell'uso di questo strumento e dipende da due fattori fra loro indipendenti.

Il primo limite è stabilito dal rispetto del teorema del campionamento, con riferimento al quale la massima frequenza del segnale applicabile all'oscilloscopio digitale non deve essere superiore a un limite teorico pari a metà della velocità di campionamento (si veda in proposito il capitolo dedicato all'analisi in frequenza dei segnali campionati). Nella pratica si considera accettabile un range di frequenze ancora più ridotto. Per esempio si richiede che la velocità di campionamento sia da 2,5 a 4 volte la frequenza massima del segnale in ingresso. L'oscilloscopio digitale privilegia le specifiche di velocità rispetto all'accuratezza. Pertanto si

impiegano prevalentemente convertitori *flash*, con velocità di campionamento che possono andare da poche centinaia di megasample al secondo (MSa/s) fino a diverse decine di gigasample al secondo (GSa/s) e risoluzione tipicamente a 8 bit (sebbene siano presenti sul mercato oscilloscopi ad alta risoluzione, tipicamente a 12 bit).

Il secondo limite è imposto dalla banda passante analogica dei circuiti d'ingresso, comprese le sonde, e dunque dalla funzione di trasferimento complessiva degli stadi analogici in ingresso. Questo valore normalmente è compreso tra le decine di megahertz e i gigahertz.

Si può osservare come la differente natura dei due fenomeni sopra richiamati venga evidenziata anche dal fatto che i limiti di banda ad essi relativi, sebbene siano uguali dal punto di vista dimensionale (in entrambi i casi si tratta dell'inverso di un intervallo di tempo), vengono normalmente espressi con unità di misura diverse: campioni al secondo per il primo e hertz per il secondo.

In definitiva, la banda passante effettivamente utilizzabile è la più piccola tra quella imposta da teorema del campionamento e quella derivante dal comportamento dei circuiti analogici. Entrambe queste caratteristiche dovranno quindi essere valutate per stabilire se un dato oscilloscopio è adatto per una determinata applicazione.

Memoria

La dimensione della memoria è un'altra caratteristica molto importante per valutare la qualità di uno strumento. Infatti una memoria estesa consente di visualizzare una porzione di segnale più lunga, a parità di frequenza di campionamento. In alternativa, a parità di tempo di osservazione, una memoria più estesa consente di usare una maggiore frequenza di campionamento. A titolo di esempio, se un oscilloscopio digitale presenta una massima frequenza di campionamento pari a $f_c = 1$ GSa/s e una memoria capace di contenere $N = 10000$ punti, la massima velocità del convertitore può essere sfruttata solo per intervalli di osservazione non superiori a $N/f_c = 10^4/10^9 = 10^{-5}$ s, cioè 10 μ s, mentre per acquisire intervalli di durata maggiore si dovrà ridurre la frequenza di campionamento.

Tipicamente la dimensione della memoria varia da poche migliaia di punti ad alcune centinaia di milioni di punti.

La memoria è di tipo *FIFO* (First In First Out) ed è costantemente mantenuta piena, eliminando ad ogni nuovo campionamento il dato più vecchio per far posto all'ultimo. Per questo la memoria è detta anche *buffer* circolare.

Visualizzazione

Come detto precedentemente, il sistema di visualizzazione di un oscilloscopio digitale è solitamente costituito, nei dispositivi più semplici, da un display con risoluzione VGA (680x480 pixel), sul quale vengono generalmente rappresentati 500 punti per ogni forma d'onda. Tipicamente questi sono contigui e costituiscono una porzione del segnale acquisito, la cui durata complessiva dipende dalla dimensione della memoria. L'operatore può, attraverso un'apposita manopola, spostare questa "finestra" all'interno dell'intervallo di osservazione complessivo.

Quando il numero di campioni disponibili all'interno della finestra selezionata è superiore a 500, il sistema opera una decimazione dei campioni. Questa operazione può comportare una perdita di informazione, che tuttavia è limitata alla sola visualizzazione del segnale, dal momento che tutte le informazioni memorizzate nei campioni acquisiti non vengono alterate.

Quando, viceversa, il numero di campioni disponibili per rappresentare la porzione di forma d'onda desiderata è inferiore ai 500 punti visualizzabili, occorre ricostruire graficamente il segnale, raccordando opportunamente i campioni. Il modo più semplice di ricostruire il

segnale è quello di raccordare i punti campionati con dei segmenti. Questo sistema può essere accettabile se i campioni visualizzati sullo schermo sono abbastanza fitti da evitare che venga percepito dall'utilizzatore l'effetto di una linea spezzata. Quando il numero di campioni visualizzato è basso, il semplice raccordo con segmenti rettilinei può determinare una riproduzione non soddisfacente del segnale. Per la ricostruzione del segnale può allora essere impiegata un'interpolazione dei campioni presenti sullo schermo per mezzo delle funzioni $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$. Tale tecnica di ricostruzione è ideale per segnali sinusoidali, ma può risultare inadeguata per segnali impulsivi, per i quali può essere preferibile la ricostruzione di tipo lineare precedentemente illustrata. Solitamente l'operatore ha la possibilità di scegliere il filtro di ricostruzione più opportuno.

Modalità XY

Oltre alla possibilità di visualizzare più segnali in funzione del tempo, nell'oscilloscopio è presente anche la modalità di visualizzazione XY, secondo la quale i due segnali presenti sugli ingressi CH1 e CH2 sono applicati rispettivamente ai canali orizzontale e verticale del display. In tal modo la sezione di trigger viene esclusa. Una tipica applicazione è costituita dal rilievo delle caratteristiche tensione-corrente (V-I) di componenti o dispositivi.

2 – Modalità di campionamento

Campionamento in tempo reale

Il campionamento in tempo reale (*real time sampling*) è la forma più intuitiva ed è quella utilizzata nella quasi totalità degli oscilloscopi digitali. I campioni vengono acquisiti in forma sequenziale a intervalli di tempo uniformemente spaziatati (Fig.2.1) e la visualizzazione è legata all'evento di trigger.

Questa tecnica consente di operare altrettanto bene sia con segnali ripetitivi che con segnali di durata finita o eventi singoli (*single-shot event*).

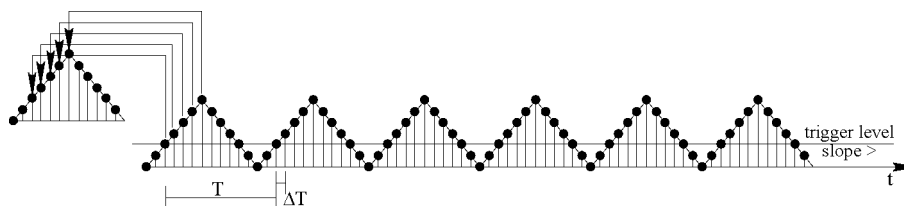


Fig.2.1 - Esempio di campionamento in tempo reale.

Se il segnale in ingresso è ripetitivo, l'evento di trigger attiverà l'inizio della rappresentazione visiva sempre nello stesso punto della forma d'onda e le successive acquisizioni, dopo ogni evento di trigger, consentiranno di aggiornare l'immagine sul monitor, determinando la riproduzione di una forma d'onda stabile.

Se si analizza l'evento singolo, viceversa, l'acquisizione verrà arrestata dopo il primo evento di trigger. I dati acquisiti, caricati in una memoria digitale, potranno essere visualizzati per tutto il tempo necessario, anche quando l'evento si è concluso.

Come detto, la banda passante effettivamente utilizzabile in queste condizioni operative è la più piccola tra quella imposta da teorema del campionamento (essendo $f_c = 1/\Delta T$ la frequenza di campionamento) e quella derivante dal comportamento dei circuiti analogici.

Campionamento in tempo equivalente

Oltre al campionamento in tempo reale, in alcuni casi si possono adottare modalità di campionamento in tempo equivalente (*equivalent time sampling*). Questa è una tecnica che può presentare dei vantaggi, ma introduce anche delle limitazioni. Infatti è applicabile solo a segnali strettamente ripetitivi e richiede una base dei tempi estremamente stabile.

In sostanza, la porzione di forma d'onda mostrata nel monitor non viene ricostruita prelevando i campioni in successione, nell'arco dell'intervallo visualizzato, bensì viene costruita analizzando più intervalli, sfruttando appunto la periodicità del segnale e la stabilità del trigger.

Esistono due modalità di campionamento in tempo equivalente: sequenziale e casuale.

Campionamento in tempo equivalente sequenziale

In Fig.2.2 è presentato un esempio di campionamento in tempo equivalente di tipo *sequenziale*. Al verificarsi del primo evento di trigger si preleva il primo campione. Al secondo evento di trigger si attende per un tempo esattamente controllato ΔT prima di prelevare il secondo campione.

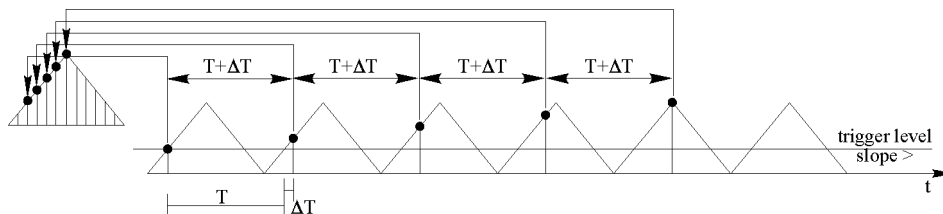


Fig.2.2 - Esempio di campionamento in tempo equivalente (sequenziale).

Tale intervallo ΔT è quello che competerebbe al campionamento in *real time*, ma che, essendo troppo breve, non può essere sostenuto continuamente dal sistema di campionamento e conversione AD.

Pertanto, al verificarsi di ogni evento di trigger il ritardo viene incrementato ($2\Delta T$, $3\Delta T$, ecc.) in modo che risulti correttamente campionata tutta la porzione di segnale che si desidera visualizzare. Naturalmente la ricostruzione avverrà con il contributo di campioni prelevati in molte porzioni successive del segnale.

In Fig.2.2 la distanza tra un evento di trigger e il successivo è stata assunta, per semplicità, pari al periodo T del segnale, ma nella realtà essa potrà essere costituita da un numero molto elevato di periodi.

In sostanza, se il segnale è ripetitivo, è possibile visualizzare la forma d'onda anche prelevando i campioni ad una velocità più bassa. Il vantaggio di tale metodo è che si possono impiegare convertitori AD e memorie caratterizzati da velocità operative molto più basse, o reciprocamente visualizzare segnali molto più veloci. Infatti la frequenza di campionamento equivalente risulta $f_{c,eq} = 1/\Delta T$, dove il valore minimo per ΔT non è imposto dalla velocità del sistema di acquisizione (che è invece chiamato a lavorare con periodo di campionamento $T + \Delta T \gg \Delta T$, e quindi con una frequenza di campionamento $f_c = 1/(T + \Delta T) \ll f_{c,eq}$), bensì dalla stabilità della base dei tempi o da fenomeni di *jitter*.

Più spesso in queste condizioni di funzionamento sono i circuiti analogici di ingresso a imporre il limite di frequenza.

La ricostruzione della forma d'onda avviene prelevando i dati dalla memoria e disponendo i punti direttamente sullo schermo, se questi sono sufficientemente numerosi, altrimenti elaborando preliminarmente i dati con opportuni algoritmi.

Campionamento in tempo equivalente casuale

Nel caso del campionamento in tempo equivalente di tipo *casuale* il trigger non svolge direttamente il suo compito. I campioni sono presi a intervalli regolari, dettati normalmente dalla massima velocità di campionamento possibile, in modo non correlato con l'evento di trigger. Si otterranno così campioni precedenti e seguenti l'evento di trigger.

Tuttavia viene misurato il tempo che intercorre fra il generico campione e l'evento di trigger più vicino. Questo tempo viene associato al campione per la successiva visualizzazione del segnale sullo schermo.

In tal modo è possibile per il microprocessore del sistema ricostruire una sequenza ordinata di campioni, in funzione degli intervalli temporali che li separano dal trigger, e rappresentare sul monitor la forma d'onda corretta.

Con questo modo di procedere si ha il vantaggio di poter visualizzare anche le fasi di *pretrigger*, funzionalità non disponibile col campionamento equivalente di tipo sequenziale.

I limiti in frequenza dipendono anche in questo caso dalla stabilità del clock, dal *jitter* e dalla banda passante analogica.

3 - Le sonde di tensione

L'impedenza d'ingresso dell'oscilloscopio

L'impedenza di ingresso Z_{in} di un oscilloscopio è tipicamente costituita da una resistenza R_{in} di 1 M Ω in parallelo con una capacità C_{in} di valore tipicamente compreso nell'intervallo 10÷30 pF (vedi Fig.3.1).

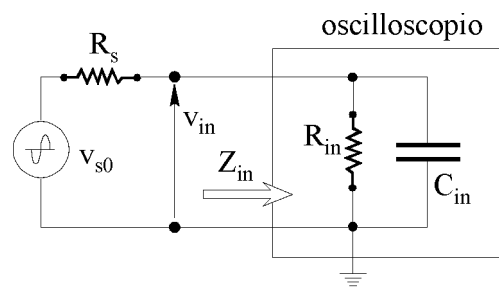


Fig.3.1 - Schema per l'effetto di carico di un oscilloscopio.

L'impedenza della capacità $Z_{C_{in}}$ diminuisce al crescere della frequenza e pertanto l'impedenza complessiva Z_{in} dell'oscilloscopio, data dal parallelo ($R_{in} // Z_{C_{in}}$), decade al crescere della frequenza del segnale applicato. Infatti si ha:

$$Z_{in} = \frac{R_{in} \cdot Z_{C_{in}}}{R_{in} + Z_{C_{in}}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega \cdot R_{in} C_{in}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega \tau_{in}} \quad (\tau_{in} = R_{in} C_{in}) \quad (3.1)$$

dove τ_{in} è la costante di tempo del circuito d'ingresso.

Assumendo, a titolo di esempio, per la capacità C_{in} un valore tipico di 20 pF, il modulo dell'impedenza $Z_{C_{in}}$ della sola capacità raggiunge il valore di 1 M Ω alla frequenza di appena

8 kHz.

Dunque l'impedenza del parallelo (R_{in}/Z_{Cin}) tende a diminuire con la frequenza.

Si deduce che, se connettiamo all'oscilloscopio una sorgente di segnale, come rappresentato nella Fig.3.1 (il generatore di segnale v_{s0} con la sua resistenza interna R_s), l'effetto di carico risultante tende a crescere con la frequenza. Ciò può essere valutato considerando la funzione di trasferimento W' che descrive il rapporto fra V_{in} e V_{s0} :

$$W' = \frac{V_{in}}{V_{s0}} = \frac{Z_{in}}{R_s + Z_{in}} = \frac{\frac{R_{in}}{1 + j\omega\tau_{in}}}{R_s + \frac{R_{in}}{1 + j\omega\tau_{in}}} = \frac{R_{in}}{R_s + R_s j\omega\tau_{in} + R_{in}} \quad (3.2)$$

Se la resistenza interna R_s del generatore di segnale è molto più piccola di R_{in} (pari a 1 M Ω) allora si ha, con buona approssimazione, che:

$$W' = \frac{V_{in}}{V_{s0}} \cong \frac{1}{1 + j\omega\tau \frac{R_s}{R_{in}}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau'} \quad (3.3)$$

La costante di tempo risulta: $\tau' = \tau \cdot R_s / (R_{in})$.

La relazione (3.3) evidenzia il comportamento passa-basso dello stadio d'ingresso dell'oscilloscopio, che può determinare effetti rilevanti già a frequenze relativamente basse.

La resistenza di ingresso da 50 Ω

Per migliorare il comportamento in frequenza, in molti oscilloscopi è presente la possibilità di selezionare un valore della resistenza d'ingresso R_{in} pari a 50 Ω . Ciò sembra contrastare con quanto detto nel paragrafo precedente.

In realtà un valore relativamente basso della resistenza d'ingresso R_{in} accresce la larghezza di banda del sistema, in quanto le frequenze a cui cominciano a diventare rilevanti gli effetti delle impedenze capacitive rispetto alla R_{in} tendono a essere molto più alte.

Peraltro questa scelta determinerebbe, nel caso generale, effetti di carico non tollerabili sul segnale applicato e può quindi essere impiegata solo nei casi specifici in cui il segnale di ingresso provenga da una sorgente (p.es. l'uscita di un opportuno trasduttore) idonea a lavorare sulle basse resistenze.

Le sonde compensate

Il segnale da visualizzare con l'oscilloscopio viene, di norma, applicato allo strumento tramite opportune sonde, realizzate in cavo coassiale e terminale BNC.

Per ovviare agli inconvenienti dell'impedenza d'ingresso limitata si possono adoperare in pratica le sonde attenuatrici compensate, tipicamente 10X (vedi Fig.3.4). Normalmente queste sono costituite da una resistenza R_1 di valore 9 M Ω , la quale, in serie con la resistenza di ingresso R_2 dell'oscilloscopio, pari a 1 M Ω , porta l'impedenza complessiva in DC vista dalla sorgente (oscilloscopio + sonda 10X) al valore di 10 M Ω .

Contemporaneamente però si realizza una attenuazione di 10 volte per il segnale: $v_{in} = v_s/10$. In regime alternato la presenza della capacità equivalente in ingresso dell'oscilloscopio (C_2 in Fig.3.2) determinerebbe un'attenuazione che varia in funzione della frequenza. Per contrastare gli effetti della capacità C_2 si dispone pertanto nella sonda attenuatrice anche una capacità di compensazione C_1 regolabile. In tal modo, se si rendono uguali le costanti di tempo R_1C_1 e

R_2C_2 , si realizza una perfetta compensazione del comportamento in frequenza.

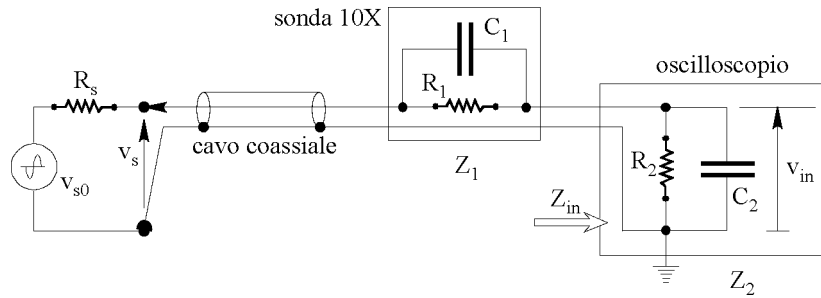


Fig.3.2 - Schema per la sonda compensata.

Infatti la funzione di trasferimento della sonda può essere scritta, in funzione delle impedenze Z o delle ammettenze Y , come:

$$W = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{Y_1}{Y_1 + Y_2} \quad (3.4)$$

In pratica si desidera che l'attenuazione W della sonda risulti costante per tutte le frequenze e pari al valore che presenta in continua (in DC):

$$W_0 = \left. \frac{V_{in}}{V_s} \right|_{DC} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.5)$$

In realtà il comportamento della sonda è funzione della frequenza. Infatti risulta:

$$W(\omega) = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{k_1(1 + j\omega\tau_1)}{k_1(1 + j\omega\tau_1) + k_2(1 + j\omega\tau_2)} \quad \text{essendo} \quad \begin{cases} k_1 = \frac{1}{R_1} & \text{e} \quad \tau_1 = R_1C_1 \\ k_2 = \frac{1}{R_2} & \text{e} \quad \tau_2 = R_2C_2 \end{cases} \quad (3.6)$$

Da tale espressione si osserva che la condizione desiderata ($W=W_0$) viene raggiunta quando le due costanti di tempo risultano uguali: $\tau_1 = \tau_2$.

Per valutare il comportamento del sistema, quando non è verificata la condizione di compensazione perfetta, si può riscrivere l'equazione precedente nella forma:

$$W(\omega) = \frac{V_{in}}{V_s} = W_0 \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_e} \quad \text{essendo} \quad \tau_e = \frac{k_1\tau_1 + k_2\tau_2}{k_1 + k_2} \quad (3.7)$$

e analizzare l'andamento dei diagrammi di Bode rappresentati in Fig.3.4, nei quali $\omega_1 = 1/\tau_1$, $\omega_2 = 1/\tau_2$ e $\omega_e = 1/\tau_e$.

I due casi rappresentati in Fig.3.3 si riferiscono alle condizioni indicate nel seguito:

Caso A) $\tau_1 > \tau_2 \Rightarrow \tau_1 > \tau_e > \tau_2 \quad \omega_1 < \omega_e < \omega_2$

Caso B) $\tau_1 < \tau_2 \Rightarrow \tau_1 < \tau_e < \tau_2 \quad \omega_1 > \omega_e > \omega_2$

- Il caso A) corrisponde ad un'accentuazione $|W|_{dB}$ delle alte frequenze e ad un'azione anticipatrice sulla fase $\Psi(W)$.
- Il caso B) corrisponde invece ad un'attenuazione $|W|_{dB}$ delle alte frequenze e ad un'azione ritardatrice sulla fase $\Psi(W)$.

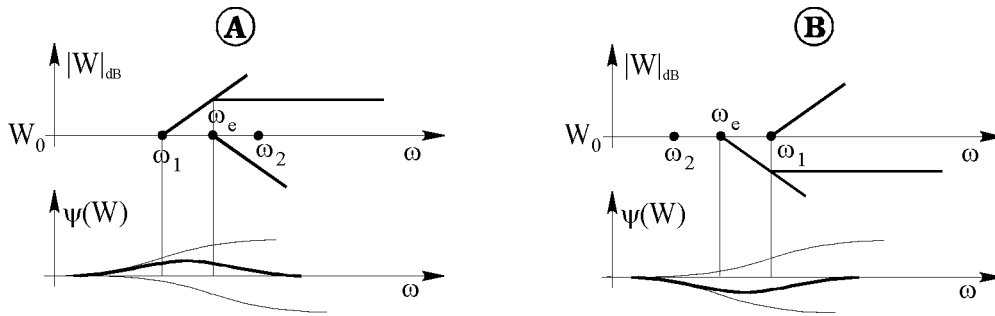


Fig.3.3 - Diagrammi di Bode per la funzione di trasferimento della sonda

Il risultato di tali azioni su una forma d'onda di tipo rettangolare è riportato in Fig.3.4. L'accentuazione delle alte frequenze (caso A) esalta le transizioni ripide dell'onda rettangolare, mentre le transizioni ripide vengono smussate nel caso di attenuazione delle alte frequenze (caso B).

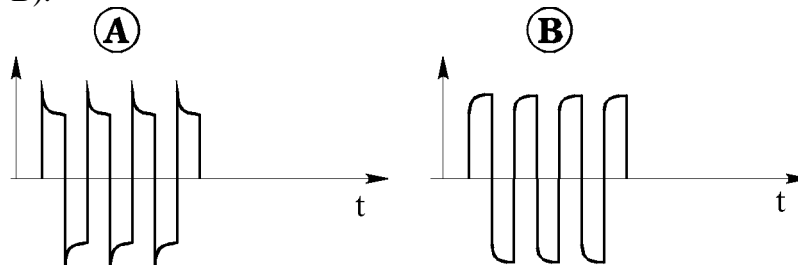


Fig.3.4 - Caso A) sovracompensazione. Caso B) sottocompensazione.

Osserviamo infine che l'impedenza d'ingresso complessiva del sistema costituito dall'oscilloscopio e dalla sonda perfettamente compensata ($R_1C_1 = R_2C_2 = \tau$) risulta pari a:

$$Z_{osc+sonda} = Z_1 + Z_2 = \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau} \quad (3.8)$$

Una volta realizzata la compensazione, l'uso di sonde compensate 10X consente l'incremento della banda passante. Infatti, se è vero che, in condizioni di perfetta compensazione, il trasferimento del segnale da v_s a v_{in} (vedi Fig.3.2) avviene con la semplice attenuazione di dieci volte per tutte le frequenze, è anche vero che, in realtà, si vorrebbe osservare la tensione v_{s0} del generatore di segnale, minimizzando la caduta sulla resistenza interna R_s , dovuta all'effetto di carico introdotto dall'impedenza $Z_{osc+sonda}$, che evidentemente varia con la frequenza. Potremo allora considerare la funzione W'' che descrive il rapporto fra V_s e V_{s0} :

$$W'' = \frac{V_s}{V_{s0}} = \frac{Z_{osc+sonda}}{R_s + Z_{osc+sonda}} = \frac{\frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau}}{R_s + \frac{R_1 + R_2}{1 + j\omega\tau}} = \frac{R_1 + R_2}{R_s + R_s j\omega\tau + R_1 + R_2} \quad (3.9)$$

Se la resistenza interna R_s del generatore di segnale è molto più piccola della somma di R_1 e R_2 (pari a 10 MΩ), allora si ha, con buona approssimazione, che:

$$W'' = \frac{V_s}{V_{s0}} \cong \frac{1}{1 + j\omega\tau \frac{R_s}{R_1 + R_2}} = \frac{1}{1 + j\omega\tau''} \quad (3.10)$$

In tal caso, la costante di tempo risulta: $\tau'' = \tau \cdot R_s / (R_1 + R_2)$.

Questo risultato deve essere confrontato con quello dell'eq. (3.3): se non avessimo usato la sonda compensata 10X la resistenza d'ingresso sarebbe stata $R_{in} = R_2$ e la costante di tempo sarebbe stata pari a $\tau' = \tau \cdot R_s / R_{in}$, ossia circa dieci volte più grande di τ'' . In sostanza, ricordando che la frequenza di taglio nei diagrammi di Bode risulta l'inverso della costante di tempo, si deduce che la sonda compensata 10X consente una frequenza di taglio a 3 dB circa dieci volte più grande rispetto al caso di accoppiamento diretto del segnale.

Quanto detto vale, naturalmente, indipendentemente dalla banda passante dei circuiti elettronici (per esempio l'amplificatore) presenti subito dopo, in ingresso all'oscilloscopio.