

OSCILLOSCOPIO DIGITALE.

12-1 Generalità.

I numerosi progressi compiuti nel settore dei dispositivi per la conversione e l'elaborazione numerica (digitale) dei segnali, hanno consentito la realizzazione di oscilloscopi digitali ad alte prestazioni²⁴. In questi strumenti la memorizzazione del segnale non richiede speciali CRT, ma si realizza in modo molto più economico in una memoria RAM. Inoltre viene superato il problema del CRT che è quello che limita maggiormente le prestazioni degli oscilloscopi analogici.

In Fig.12-1 è rappresentato lo schema a blocchi di un oscilloscopio digitale o DSO (Digital Storage Oscilloscope):

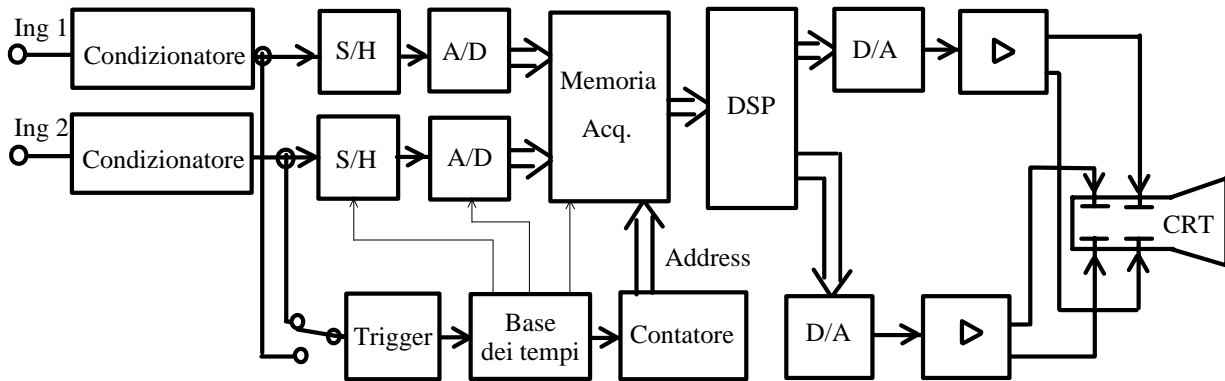


Fig.12-1 Schema a blocchi di un oscilloscopio digitale.

Il segnale da acquisire, opportunamente condizionato dai circuiti d'ingresso, viene dapprima campionato mediante un S/H (Sample and Hold) e quindi convertito in forma numerica mediante un convertitore A/D.

Il segnale, registrato nella memoria, viene convertito (in maniera ripetitiva) nuovamente in forma analogica mediante un convertitore D/A, prima di essere inviato all'amplificatore verticale ed al CRT, che possono essere del tutto simili a quelli degli oscilloscopi analogici.

Questi strumenti hanno generalmente un convertitore per ogni canale d'ingresso, e ciò consente l'acquisizione simultanea di più canali.

Anche la sezione di condizionamento del segnale d'ingresso, costituita da un selettore, da un attenuatore e da un preamplificatore, è del tutto simile a quella prevista per gli oscilloscopi analogici.

Il dispositivo principale dello strumento è l'A/D, che deve avere elevate velocità ed accuratezza, e che generalmente è o del tipo ad approssimazioni successive o del tipo parallelo (flash). Nel primo caso questo dispositivo può avere elevata risoluzione, ma non presenta elevata velocità d'acquisizione. Nel secondo caso invece la conversione degli n bit avviene in parallelo, con velocità limitata dal solo tempo di commutazione dei comparatori; tuttavia all'aumentare del numero n di bit, aumenta la complessità circuitale del dispositivo. Per questo motivo gli oscilloscopi con convertitori flash sono in genere ad 8 bit mentre con quelli ad approssimazione successive si arriva a fino a 10, 12.

La sezione di trigger è simile a quella degli oscilloscopi analogici. La base dei tempi in questo caso genera anche i segnali di controllo per il S/H, l'A/D e la memoria.

La memoria utilizzata deve essere particolarmente veloce in fase di scrittura, in modo da consentire la registrazione di segnali ad elevata frequenza. La velocità in fase di riletture del segnale è generalmente inferiore, poiché i circuiti a valle della memoria (D/A, amplificatore, CRT) possono operare con tempi maggiori di quelli di acquisizione.

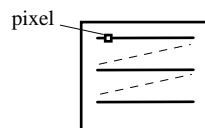
Negli oscilloscopi digitali più moderni il CRT è sostituito da un video grafico ad alta risoluzione, su cui il microprocessore di controllo visualizza l'andamento dei segnali²⁵. Ciò consente di aggiungere alla traccia del segnale messaggi alfanumerici e menu a finestra per la selezione delle funzioni operative.

L'architettura interna del DSO, essenzialmente di tipo digitale, consente un facile interfacciamento dello strumento con sistemi di elaborazione e controllo (personal computer) per realizzare sistemi automatici di misura. È inoltre possibile eseguire elaborazioni matematiche sulle forme d'onda (integrazione, differenziazione, FFT).

²⁴ I primi oscilloscopi digitali risalgono agli anni '70.

²⁵ La visualizzazione del segnale avviene mediante:

- tubi vettoriali, come per gli oscilloscopi analogici;
- tubi raster, in cui lo schermo è diviso in una matrice di pixel (righe x colonne), es. 368 righe x 576 colonne. Maggiore è il numero di pixel e migliore è la qualità del tubo.



La traccia è ottenuta con l'eccitazione di un insieme di pixel; la scansione della matrice avviene 50÷70 volte al secondo. Solo parte dello schermo viene utilizzata per la traccia, la parte rimanente per informazioni alfanumeriche.

I principali vantaggi offerti dai DSO, rispetto agli oscilloscopi analogici, sono quindi:

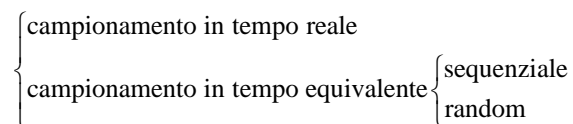
- ### la possibilità di visualizzare la forma d'onda del segnale acquisito in istanti precedenti quello di trigger;
- ### la possibilità di acquisire fenomeni transitori;
- ### la possibilità di memorizzare il segnale acquisito per un tempo molto lungo;
- ### la possibilità di eseguire automaticamente con il processore interno allo strumento delle elaborazioni, allo scopo di calcolare alcuni parametri del segnale (tempo di salita, valore massimo, valore minimo, sovralongazione, ...);
- ### la possibilità di migliorare l'accuratezza della misura;
- ### la possibilità di visualizzare il segnale in modo espanso o contratto;
- ### la possibilità di stampare il segnale acquisito direttamente su plotter o stampanti grafiche;
- ### la possibilità di controllare lo strumento mediante un elaboratore (ad es. PC).

Fino a poco tempo fa per alcune applicazioni l'oscilloscopio analogico presentava prestazioni superiori a quello digitale, poiché consentiva di visualizzare oltre 400 000 forme d'onda al secondo, contro le poche centinaia di quello digitale (il rapporto tipico è di 10000/1). Infatti, mentre in un oscilloscopio analogico tra una visualizzazione e l'altra bisogna attendere il solo tempo di hold-off ($1 \div 10 \mu\text{s}$), nell'oscilloscopio digitale bisogna attendere che siano terminate le fasi di elaborazione e visualizzazione delle forme d'onda acquisite ($0,01 \div 1 \text{ s}$)²⁶. In questo modo si perdono informazioni importanti e si richiedono tempi lunghi per poter catturare eventi intermittenti come i glitches, condizioni metastabili, rumore²⁷.

Oggi grazie alle nuove tecnologie (ad es. InstaVu di Tektronix) è possibile risolvere questi problemi. È infatti possibile acquisire oltre 400 000 forme d'onda al secondo (per 1 canale oppure 100 000 per 4 canali), superando gli oscilloscopi analogici e soprattutto i precedenti strumenti digitali²⁸.

12-2 Tecniche di campionamento.

Per l'acquisizione del segnale possono essere utilizzate diverse tecniche di campionamento, che sono:



esistono quindi tre tipi di DSO: digitalizzatori di transitori, digitalizzatori a campionamento random e digitalizzatori a campionamento sequenziale. Tutti possono acquisire segnali ripetitivi, ma, come sarà visto in seguito, solo i digitalizzatori di transitori e quelli a campionamento random possono acquisire informazioni precedenti l'evento di trigger (pre-trigger).

In Fig.12-2 è riportato lo schema a blocchi di un *digitalizzatore di transitori*. Gli elementi base sono il convertitore A/D e la memoria dove vengono memorizzati i campioni del segnale acquisito. Il convertitore campiona continuamente il segnale d'ingresso ad istanti di tempo fissati da un generatore di clock ed i campioni del segnale vengono registrati in locazioni di memoria successive. La memoria viene gestita utilizzando un indirizzamento circolare: dopo il riempimento dell'ultima locazione di memoria, il dispositivo di controllo dell'indirizzamento azzerà l'indirizzo e quindi i nuovi dati vengono riscritti su quelli precedentemente memorizzati, ricominciando dall'indirizzo iniziale della memoria.

Il circuito di trigger in questo strumento non si occupa dell'avviamento della fase di acquisizione (l'A/D è già in funzione quando l'operatore arma il trigger) ma piuttosto della sua interruzione.

In particolare dopo il verificarsi di un evento di trigger, la memoria continua a riempirsi per un numero di campioni post-trigger selezionato dall'operatore. Selezionando il 100% di dati pre-trigger la memorizzazione si arresta non appena arriva il trigger (la memoria contiene i campioni del segnale acquisiti fino all'evento di trigger).

²⁶ Il problema è dovuto al fatto che il controllore del visualizzatore del DSO dovrebbe "rasterizzare" i segnali acquisiti a circa 200 milioni di pixels al secondo, ma la banda trasmissiva del bus, posto tra il sistema di acquisizione ed il display, è di soli 200Mb.

²⁷ Tuttavia gli oscilloscopi analogici, pur consentendo elevate velocità d'acquisizione d'onda, dispongono di un CRT con velocità di scrittura spesso insufficiente per la visualizzazione delle intermittenze, a meno di ricorrere a speciali e costose tecnologie di intensificazione dell'immagine (micro-channel plate).

²⁸ La tecnica InstaVu consiste nel far elaborare al sistema di acquisizione immagini raster relative a più acquisizioni, che vengono poi trasferite in modo "pixel map". Il trasferimento di immagini in formato pixel richiede un numero di dati superiore, ma il trasferimento non avviene per ogni segnale, ma per più segnali, alla frequenza di refresh del visualizzatore. Ad esempio, 10 000 acquisizioni di 500 campioni (500 bytes), inviate al visualizzatore ogni 30 ms, richiedono un trasferimento di 167Mb/s. Invece un raster di 500 x 200 x 1 bit ogni 30 ms, richiede solo 417Kb/s.

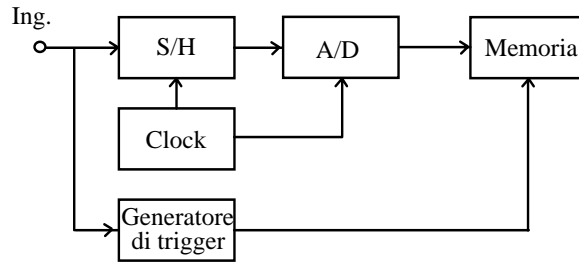


Fig.12-2 Digitalizzatore di transitori.

Selezionando lo 0% di dati pre-trigger, il sistema memorizza un numero di campioni pari alla dimensione della memoria e poi si arresta (la memoria conterrà i campioni del segnale acquisiti dopo il trigger). Selezionando un altro valore verranno memorizzati campioni acquisiti sia prima che dopo il trigger.

La tecnica di *campionamento in tempo reale* si applica nel caso di segnali di tipo transitorio oppure di segnali ripetitivi a bassa frequenza. L'A/D lavora alla massima velocità di conversione ed i campioni acquisiti durante un solo ciclo del segnale vengono utilizzati per ricostruire la forma d'onda. In Fig.12-3 è illustrata la modalità di acquisizione in tempo reale, considerando la posizione dei campioni prelevati ed il segnale di clock.

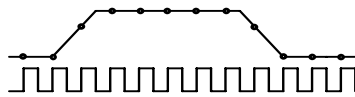


Fig.12-3 Campionamento in tempo reale.

Per il teorema di Nyquist, una rappresentazione significativa del segnale d'ingresso si ottiene solo se la frequenza di campionamento è superiore al doppio della frequenza armonica di ordine superiore contenuta in esso. Le tecniche di *campionamento in tempo equivalente* consentono di estendere i limiti di banda dello strumento, ovvero di campionare il segnale con una frequenza molto inferiore a quella di Nyquist. Queste tecniche sono però applicabili solo a segnali di tipo ripetitivo.

La tecnica usata più comunemente è quella del *campionamento sequenziale in tempo equivalente* (Fig.12-4) che ad ogni colpo di trigger acquisisce un solo campione, in un istante che viene ritardato di un intervallo di tempo costante rispetto all'evento di trigger.

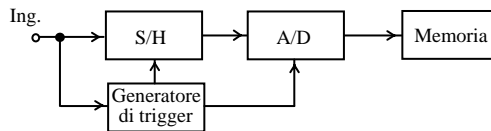


Fig.12-4 - Digitalizzatore a campionamento sequenziale.

Come si vede in Fig.12-5, il segnale d'ingresso, che provvede al controllo del circuito di trigger, viene campionato in N cicli successivi.

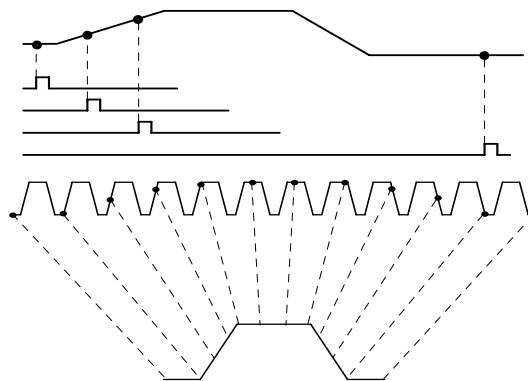


Fig.12-5 Campionamento sequenziale in tempo equivalente.

Durante il primo ciclo del segnale viene preso un campione in corrispondenza dell'impulso di trigger. Nel secondo ciclo viene preso un campione con un ritardo Δt rispetto a tale impulso e nel ciclo successivo l'istante di campionamento è ritardato di $2\Delta t$. Il campionamento procede in questa successione finché non vengono acquisiti tutti i campioni.

Il nome tempo equivalente deriva appunto dal fatto che l'acquisizione, e quindi la visualizzazione, di un segnale in un intervallo temporale, non vengono effettuate durante il tempo (reale) corrispondente, ma durante un tempo

(equivalente) molto superiore. Essendo però noto il ritardo Δt tra un campione ed il successivo, è possibile effettuare l'esatta ricostruzione del segnale. Poiché il campionamento viene effettuato in tempo equivalente, il criterio di Nyquist non vale più e quindi non necessariamente deve esistere una relazione tra la frequenza di campionamento e la larghezza di banda, per cui non è necessario utilizzare ADC ad elevata velocità. La frequenza massima del segnale che può essere acquisito dipende quindi solo dalla banda passante della sezione verticale che precede l'ADC e non dalla frequenza di campionamento. Questa tecnica consente l'acquisizione di segnali fino a 50 GHz, ad esempio l'oscilloscopio Tektronix 11801B pur avendo una frequenza di campionamento di 200 kHz, presenta una larghezza di banda di 50 GHz. Il principale svantaggio che presenta è la perdita della capacità di acquisire eventi pre-trigger.

Il sistema, come generalmente avviene, potrebbe richiedere un tempo superiore ad un ciclo di segnale per la memorizzazione e la riattivazione del circuito di trigger. Tra un ciclo di acquisizione ed il successivo possono intercorrere più cicli di segnale durante i quali il campionatore non è attivo. Questo fatto però non pregiudica la validità del metodo, ma comporta solamente una maggiore durata della fase di acquisizione.

Poiché il campionatore è controllato dal circuito di trigger, non è possibile specificare una frequenza di campionamento per l'ADC, che dipende quindi dalle caratteristiche del segnale in esame.

In Fig.12-6 è riportato lo schema a blocchi di un *digitalizzatore con campionamento random*. In questo strumento è inserito un blocco (T/D) che serve per convertire in forma numerica il tempo relativo all'acquisizione di un dato campione. Per ogni campione viene registrato in memoria un valore che mette in relazione l'istante di acquisizione con l'istante di trigger.

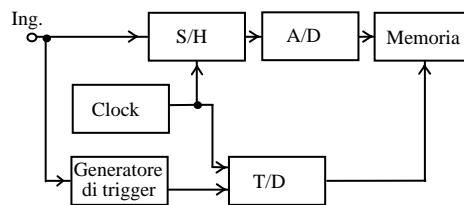


Fig.12-6 - Digitalizzatore con campionamento random.

Nel caso di *campionamento random* il convertitore viene controllato da un generatore di clock interno allo strumento, per cui, una volta iniziata l'acquisizione, i campioni vengono prelevati continuamente, senza aspettare l'evento di trigger (Fig.12-7).

Oltre al valore campionato viene registrata la distanza temporale tra l'istante di trigger e l'istante di campionamento in modo da poter poi ricostruire correttamente la forma d'onda del segnale ²⁹. Poiché i punti sono acquisiti asincronamente rispetto al trigger, il campionamento è random relativamente a tale punto, anche se l'intervallo di campionamento è costante.

I campioni del segnale prelevati in cicli successivi, e visualizzati nella finestra temporale equivalente sullo schermo dello strumento, possono precedere o succedere il punto di trigger. È consentita quindi l'osservazione di eventi precedenti il trigger (campionamento in tempo negativo), contrariamente alla tecnica sequenziale, anche se la banda massima dei segnali acquisiti è inferiore (1 GHz).

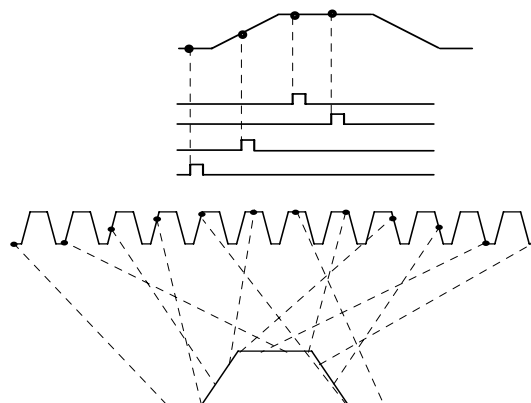


Fig.12-7 Campionamento random in tempo equivalente.

In pratica mentre nel campionamento sequenziale la fase di ogni campione rispetto al trigger è predeterminata, nel campionamento random essa non è nota in anticipo, ma viene misurata. Questa tecnica consente di acquisire più campioni per ogni ciclo del segnale

²⁹ In questo tipo di oscilloscopi la risoluzione temporale non è più limitata dalla frequenza di campionamento dell'ADC, ma dalla risoluzione temporale del misuratore di intervallo di tempo (T/D), che è in genere molto piccola (decine di ps).

Confrontando le tecniche di campionamento in tempo equivalente si può dedurre che il campionamento sequenziale consente una più rapida ricostruzione dei segnali acquisiti, mentre il campionamento random, oltre al vantaggio di fornire informazioni pre-trigger, consente una più rapida acquisizione di segnali a bassa frequenza, poiché vengono prelevati più punti per ciclo.

Le tecniche di campionamento in tempo equivalente richiedono un tempo non trascurabile per l'acquisizione e la visualizzazione di un segnale, tempo che dipende dal numero di acquisizioni che è necessario eseguire per completare l'operazione. Se la forma d'onda varia, possono essere necessari anche alcuni secondi prima di aggiornare l'immagine. Una limitazione è quella dell'acquisizione di due segnali non sincroni tra loro: essendo l'acquisizione dei due segnali eseguita con riferimento al trigger di uno di essi, i campioni dell'altro segnale, acquisiti in cicli successivi, non sono acquisiti nella opportuna relazione in modo da consentirne la corretta visualizzazione.

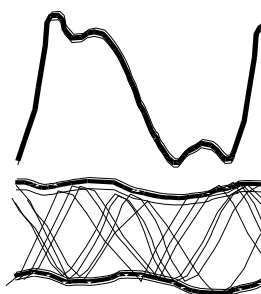


Fig. 12-8 Acquisizione di due segnali asincroni con la tecnica del tempo equivalente.

Considerando tutti i problemi e le limitazioni che l'acquisizione in tempo equivalente introduce (funzionamento solo per segnali periodici e stabili, problema dell'aliasing per le componenti ad alta frequenza, tempo di aggiornamento dell'immagine elevato, problemi per l'acquisizione di segnali asincroni), appare evidente la superiorità degli strumenti operanti in tempo reale. Tuttavia, tali strumenti hanno la limitazione imposta dalla frequenza di campionamento degli ADC, che può essere superata solo con le tecniche di misura in tempo equivalente. I progressi tecnologici hanno consentito di aumentare sempre più la frequenza di campionamento, passando dalle centinaia di kilohertz dei primi esemplari (inizi degli anni '70) alle decine di megahertz (anni '80), fino ad arrivare ad oltre i 2 GHz degli attuali strumenti (TDS 380, 400 MHz di banda).

12-3 Larghezza di banda e frequenza di campionamento.

Applicando la modalità di campionamento in *tempo reale* bisogna tener conto della relazione esistente tra larghezza di banda e frequenza di campionamento espressa dal teorema di Nyquist che, come già accennato precedentemente, non risulta più valida nel caso di campionamento in tempo equivalente.

Il teorema di Nyquist può essere sinteticamente enunciato dicendo che, campionando un segnale con frequenza $2f$, dai campioni non è possibile estrarre informazioni relative alle componenti del segnale a frequenza superiore ad f .

Tuttavia ciò non significa che la larghezza di banda è la metà della frequenza di campionamento, poiché la frequenza di Nyquist rappresenta il limite massimo di frequenza oltre il quale non è possibile acquisire alcuna informazione sul segnale. Per la valutazione della larghezza di banda, cioè del massimo valore di frequenza del segnale ricostruibile a partire dai campioni, è necessario fare alcune considerazioni.

Se un segnale sinusoidale di frequenza f viene campionato a frequenza $2f$, l'analisi dei campioni potrebbe non fornire alcuna informazione utile sulla presenza del segnale, come si può vedere in Fig.12-9, in cui i campioni coincidono con l'attraversamento dello zero.

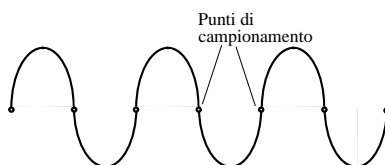


Fig.12-9 Campionamento a frequenza $2f$.

Se lo stesso segnale viene campionato con una frequenza pari a $4f$ (Fig.12-10), il numero di informazioni ottenuto è ancora insufficiente per una corretta ricostruzione del segnale. Infatti i campioni potrebbero appartenere ad esempio a segnali aventi forma d'onda sinusoidale, triangolare, quadra (Fig.12-11) o di altro tipo.

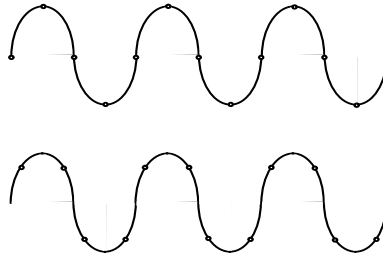


Fig.12-10 Campionamento a frequenza 4f.

Il segnale può essere tuttavia ricostruito conoscendone preventivamente la forma.

Se il segnale viene campionato con una frequenza pari a 10f (Fig.12-12), si ottiene una eccellente ricostruzione del segnale con un interpolatore lineare, senza dover fare nessuna assunzione.

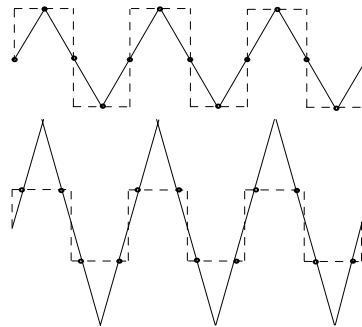


Fig.12-11 Ricostruzione del segnale campionato.



Fig.12-12 Campionamento a frequenza 10f.

È evidente quindi che, man mano che il numero di campioni per ciclo si riduce, è necessario sopperire al minor numero di informazioni facendo delle ipotesi sul segnale, ipotesi che diventano indispensabili al limite di Nyquist.

Dall'espressione della larghezza di banda utile (BU):

$$BU = \frac{\text{frequenza di campionamento massima}}{\text{numero di campioni per ciclo}} \quad (12-11)$$

appare evidente come le tecniche di interpolazione, consentendo una riduzione del numero di campioni per ciclo, permettono un aumento effettivo della BU³⁰.

L'acquisizione degli impulsi può essere causa d'errore, soprattutto alle velocità di scansione orizzontale inferiori, quando l'intervallo di tempo fra i campioni è maggiore. Uno dei parametri più significativi per gli impulsi è il tempo di salita, per la cui misura è necessario acquisire almeno 10 campioni. Il più piccolo tempo di salita misurabile è in questo caso pari a:

$$T_{\text{min}} = 10/f_c = 10 T_c \quad (12-12)$$

dove f_c è la massima frequenza di campionamento. Fronti d'onda con tempi inferiori, anche se non possono essere misurati accuratamente, possono essere comunque osservati. Il limite estremo è rappresentato dal caso in cui il fronte viene visualizzato con almeno tre campioni (Fig.12-13). In questo caso il tempo relativo al passaggio dal 10% al 90% risulta pari a:

³⁰ L'aumento della frequenza operativa degli attuali ADC, consente quindi di aumentare la banda utile dello strumento, anche se ci sono altri circuiti che possono introdurre limitazioni in banda. Come esempio si può citare uno strumento in commercio che lavora a 500MS/s ed ha una interpolazione sinusoidale, per cui ha una BU teorica di 200 MHz. Ciò richiede però una sezione d'ingresso con una larghezza di banda tale da non introdurre distorsioni per segnali fino a 200 MHz. Per ridurre i costi su questo strumento è stata inserita una sezione d'ingresso con banda di 100 MHz, che rappresenta quindi il limite maggiore per la banda dello strumento. Sui nuovi strumenti quindi la frequenza di campionamento potrebbe non essere la limitazione maggiore. Si danno quindi due specifiche:

- la *larghezza di banda analogica*, che si riferisce alla massima frequenza del segnale che può essere applicato alla sezione d'ingresso;
- la *larghezza di banda digitale in tempo reale* (o in single-shot), che rappresenta la massima frequenza del segnale che può essere acquisito con un solo ciclo di acquisizione.

Per strumenti operanti in tempo equivalente la banda analogica è superiore a quella in single-shot; per quelli operanti in tempo reale le due bande possono essere anche uguali.

$$T_s = \frac{2 * 0,8}{f_c} \quad (12-13)$$

per cui il tempo di salita utile (UTs) è pari a:

$$UT_s = 1,6 f_c \quad (12-14)$$

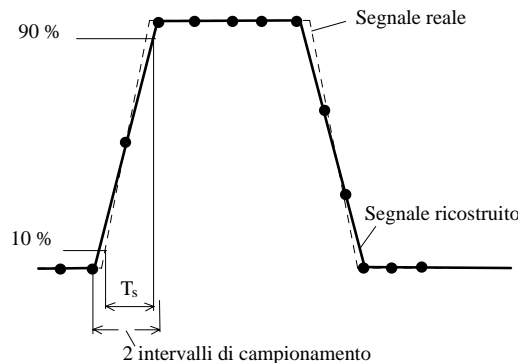


Fig.12-13 Tempo di salita.

12-4 Modalità di visualizzazione.

Allo scopo di migliorare la qualità del segnale ricostruito, la forma d'onda acquisita può essere presentata sullo schermo secondo diverse modalità: visualizzando i campioni come punti isolati, oppure eseguendo una interpolazione tra essi.

La visualizzazione dei soli campioni (dots display mode) richiede almeno 20÷25 punti per ciclo al fine di ottenere una discreta immagine. Se la frequenza del segnale d'ingresso aumenta rispetto alla frequenza di campionamento, si riduce il numero di campioni per ciclo, che infatti è pari a:

$$\text{campioni per ciclo} = \frac{f_{\text{campionamento}}}{f_{\text{segnale}}} \quad (12-1)$$

e ciò può dar luogo ad un particolare tipo di errore detto di *aliasing percettivo*. Tale errore è una specie di illusione ottica dovuta al fatto che l'occhio umano, essendo abituato a veder forme d'onda di tipo continuo, è portato ad immaginare che punti spazialmente vicini siano temporalmente successivi.

Per questo motivo i campioni visualizzati vengono considerati come appartenenti ad un segnale la cui frequenza è minore di quella effettiva. Come si può vedere in Fig.12-14 questo problema può essere eliminato interpolando i punti con dei vettori (vector display mode).

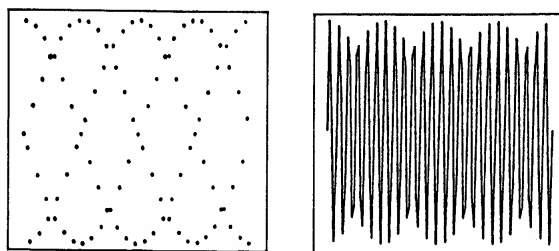


Fig.12-14 Aliasing percettivo.

Questo tipo di aliasing non deve essere confuso con quello (*aliasing effettivo*) che si presenta quando un segnale è campionato ad una frequenza insufficiente (teorema di Nyquist) ed il segnale visualizzato risulta sosia (alias) di quello reale, ma di frequenza inferiore.

Questo problema si elimina selezionando opportunamente la frequenza di campionamento e la frequenza di scansione orizzontale. Alcuni strumenti hanno un *filtro antialiasing* che provvede ad eliminare le componenti del segnale d'ingresso superiori alla frequenza di Nyquist, in modo da evitare l'aliasing, ma così facendo si perde anche ogni informazione circa la presenza di componenti ad alta frequenza.

Se i campioni vengono interpolati linearmente, il numero di punti per ciclo può però essere ridotto a 10 con ovvi vantaggi sulle prestazioni dello strumento (aumento della larghezza di banda). In questo caso si ha anche un altro vantaggio dovuto al fatto che eventuali disturbi di tipo impulsivo (spike), anziché essere visualizzati come punti isolati, sono congiunti agli altri con una spezzata e quindi evidenziati. Per un generico segnale, l'accuratezza della rappresentazione è legata alla dimensione dei vettori d'interpolazione nel senso che se essi sono corti la ricostruzione sarà molto fedele, ma se essi sono eccessivamente lunghi è possibile che, nella zona interpolata, il segnale non

coincida con quello reale.

Nell'ipotesi di segnali sinusoidali, il numero di campioni per ciclo può essere ulteriormente ridotto a 2,5 adottando una interpolazione di tipo sinusoidale. Questo interpolatore è un filtro digitale del tipo $\sin(x)/x$ che consente di determinare il valore dei punti intermedi tra due campioni, eliminando il problema dell'aliasing percettivo. Nel caso di visualizzazione di segnali impulsivi nascono degli errori dovuti all'introduzione di un pre-shoot e di un over-shoot sul segnale Fig.12-15, anche se questo problema può essere eliminato con una opportuna elaborazione dei dati da visualizzare.

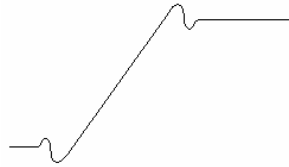


Fig.12-15 Errori dovuti all'interpolatore sinusoidale.

Nella Fig.12-16 sono rappresentate in modo sintetico le varie regioni in cui si presentano i due tipi di aliasing, in funzione della frequenza del segnale f_s e del tipo di visualizzazione adottato.

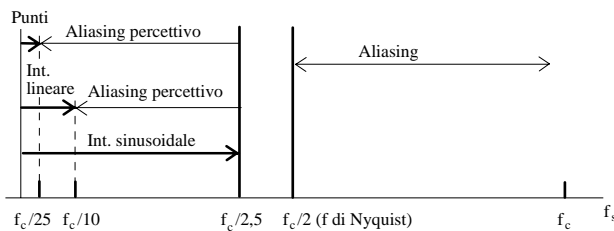


Fig.12-16 Localizzazione delle regioni di aliasing in funzione del tipo di visualizzazione adottato.

Esistono inoltre delle speciali modalità di visualizzazione quali ad esempio la modalità accumulo (accumulate o persistence) in cui, per più cicli in un certo intervallo di tempo, vengono visualizzati i singoli punti acquisiti sovrapponendoli a quelli acquisiti nei cicli precedenti.

12-5 Modalità di acquisizione.

Il DSO ha diverse modalità di acquisizioni, di cui alcune operanti su singole acquisizioni del segnale (campione, rilievo dei picchi, smoothing ed alta risoluzione) ed altre operanti su acquisizioni multiple (media ed involuppo).

- **Campione (sample).** È la modalità operativa standard e prevede la memorizzazione del campione acquisito in ogni intervallo d'acquisizione ³¹. Quando si vuole visualizzare l'andamento del segnale durante intervalli temporali abbastanza grandi, lo strumento deve operare con una frequenza di campionamento ridotta. In questo caso in un intervallo di acquisizione non sono prelevati tutti i punti, ottenibili con la massima frequenza di campionamento, ma ad esempio solamente il primo come in Fig.12-17.

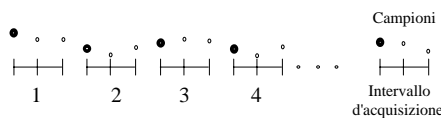


Fig.12-17 Modalità di acquisizione standard.

- **Rilievo dei picchi (peak detect).** Consiste nel far funzionare l'oscilloscopio alla massima frequenza di campionamento, con velocità di scansione ridotte, e nel rilevare parallelamente i cambiamenti subiti dal segnale, registrando il valore massimo in un intervallo d'acquisizione (es. 1 in Fig.12-18) ed il minimo in quello successivo (es. 2 in Fig.12-18)³².

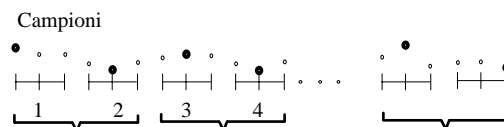


Fig.12-18 Modalità di acquisizione peak detect.

- **Inviluppo (Envelope).** È una estensione della modalità peak detect e consente di visualizzare due forme d'onda (involuppati) ottenute rilevando i massimi ed i minimi su più cicli d'acquisizione del segnale. Ad ogni acquisizione il DSO confronta il valore minimo o massimo corrente con quello memorizzato alle precedenti

³¹ L'intervallo d'acquisizione è pari al rapporto tra il tempo per divisione selezionato ed il numero di punti per divisione visualizzati.

³² Se nei DSO operanti in tempo equivalente, selezionando la modalità operativa peak detect il segnale appare come un involuppo, significa che il segnale affetto da aliasing e quindi è necessaria una frequenza di campionamento maggiore.

acquisizioni ed eventualmente lo aggiorna.

• **Media (Averaging).** Consiste nel visualizzare un segnale ottenuto mediando i campioni relativi a più forme d'onda acquisite nella modalità standard.

Ci sono tre tipi di media che possono essere utilizzati.

1. **Media semplice:** il DSO provvede all'acquisizione di M forme d'onda complete $V_1, V_2, .. V_M$, ne determina il valore medio mediante la relazione:

$$V_m = \frac{\sum_{i=1}^M V_i}{M} \quad (12-2)$$

e provvede quindi alla visualizzazione di V_m . Un inconveniente è dovuto tuttavia al fatto che bisogna aspettare M acquisizioni prima di vedere il segnale mediato.

Inoltre c'è da considerare il problema che alcuni segnali variano in ampiezza, frequenza e fase nel tempo e quindi quella ottenuta sarà una media tra segnali diversi e non una media del rumore.

2. **Media pesata.** È una variazione della media semplice in cui ad ogni acquisizione di una nuova forma d'onda si esegue la media e si aggiorna la visualizzazione. L'operazione di media si esegue confrontando punto per punto la nuova acquisizione con la precedente e sommando un fattore correttivo:

$$S_n = S_{n-1} + \frac{V_n - S_{n-1}}{2^p} \quad (12-3)$$

dove:

S_n : nuovo segnale visualizzato;

S_{n-1} : segnale visualizzato precedentemente;

V_n : segnale acquisito;

p: intero tale che 2^p sia la prima potenza di 2 maggiore o uguale del numero d'acquisizione corrente n:

| | | | | | | | | |
|-------|---|---|---|---|---|---|---|---|
| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| 2^p | 1 | 2 | 4 | 4 | 8 | 8 | 8 | 8 |

In questo caso si ha un aggiornamento continuo del segnale visualizzato, che diventa sempre meno rumoroso.

3. **Media esponenziale.** Prende questo nome per via del fatto che la media è pesata esponenzialmente nei confronti dei nuovi campioni. L'algoritmo è uguale al precedente eccetto che il divisore 2^p è sostituito con il numero totale M di medie effettuato. Mentre nel caso precedente all'aumentare di n il termine correttivo tende a zero (per l'aumento del valore di 2^p), ora ciò non accade essendo il divisore una costante.

• **Smoothing.** È un'altra tecnica per la riduzione del rumore sulle forme d'onda visualizzate, ma al contrario dell'averaging è applicato ad acquisizioni singole; quando si acquisisce in maniera ripetitiva, lo smoothing elabora ogni forma d'onda in maniera indipendente.

L'algoritmo utilizzato è il seguente:

$$Y_n = \frac{1}{N} \left[\sum_{i=1}^M Y_{n-i} + \sum_{i=0}^M X_{n+i} \right] \quad (12-4)$$

dove:

N: numero di punti elaborati;

M: numero di punti usati da ogni banda ($M=(N-1)/2$);

n : posizione orizzontale (punto del record);

Y_n : valore calcolato;

X_n : valore d'ingresso.

Consideriamo la Fig. 12-19 nella quale si è posto $N=5$.

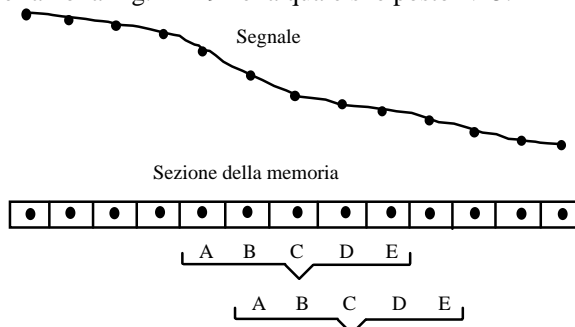


Fig. 12-19 Prelievo dei campioni durante lo smoothing.

L'algoritmo considera due punti (A, B) precedenti al punto (C) in cui si vuole eseguire lo smoothing e due punti (D, E) successivi. Si calcola la media di questi 5 punti ed il valore ottenuto lo si pone in C. L'operazione è ripetuta per i punti successivi.

Questa tecnica non è consigliabile se la frequenza di campionamento è troppo bassa, infatti come si vede da Fig.12-20 il risultato ottenuto può dar luogo a notevoli errori.

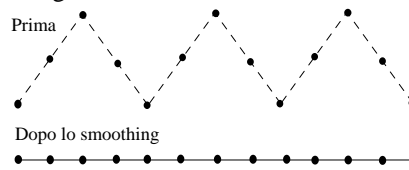


Fig.12-20 Errore introdotto dallo smoothing.

È sconsigliabile dunque usare questa tecnica nell'osservazione di rumore, massime escursioni picco-picco, ampiezza di spikes.

Come esempio in Fig.12-21 sono riportati: in (A) la forma d'onda acquisita con modalità sample, in (B) la forma d'onda acquisita con modalità peak detect ed in (C) la forma d'onda acquisita con modalità peak detect con smoothing del segnale. Si può notare come in (A) non vengono visualizzati i disturbi impulsivi (glitches) presenti sul segnale, che si ottengono con la modalità peak detect. Eseguendo lo smoothing si ottiene una rappresentazione più fedele del segnale.

12-6 Tecniche per l'incremento della risoluzione e del rapporto S/N.

Gli oscilloscopi, essendo strumenti a valore istantaneo, sono condizionati dal rumore presente sul segnale d'ingresso più di altri strumenti.

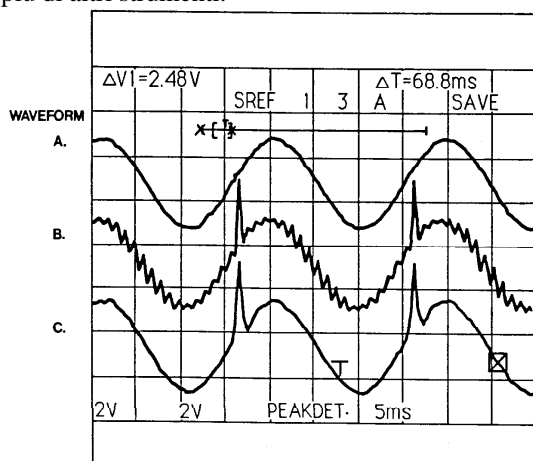


Fig.12-21 Diverse modalità di acquisizione.

Il segnale può essere pensato come formato da due parti ($V(t)=s(t)+n(t)$):

- una componente $s(t)$ d'ampiezza fissata dovuta al segnale;
- una componente $n(t)$ di tipo random dovuta al rumore.

Se il rumore $n(t)$ è a valor medio nullo, l'operazione di media consente di ridurre l'influenza, ottenendo un incremento del rapporto segnale/rumore (S/N). Le tecniche per l'incremento di S/N sono la media (segnali ripetitivi e lo smoothing (segnali non ripetitivi).

- *Media.* La media consente di ridurre la componente di rumore sovrapposto al segnale³³. L'errore RMS che si commette acquisendo N campioni ad intervalli T_c è pari a:

$$e_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N n^2(kT_c)} \approx \sigma. \quad (12-5)$$

I campioni acquisiti sono in relazione temporale rispetto al punto di trigger: i campioni di acquisizioni ripetute del segnale, corrispondenti allo stesso istante k, si riferiscono allo stesso punto del segnale $s(t)$. Da notare che il rumore non è in relazione temporale con il trigger e quindi può essere pensato come ottenuto sommando insieme più segnali tutti di frequenza diversa da quella del segnale d'ingresso. Tali segnali variano nel tempo rispetto al trigger con contributi d'ampiezza positivi e negativi uguali per ogni campione.

Eseguendo M acquisizioni e mediandole tra di loro (ogni campione k con il corrispondente) si ottiene una riduzione del rumore dato, che l'ampiezza media del rumore tende a zero. Il rumore all'istante kT_c relativo alla media di M cicli del segnale è pari a:

³³ La media riduce solo la componente random del rumore. Componenti di rumore che si presentano sistematicamente nella stessa posizione del segnale non possono essere eliminate.

$$\bar{n}(kT_c) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M n_i(kT_c), \text{ con} \quad (12-6)$$

$$\text{var}(\bar{n}(kT_c)) = \frac{\sigma^2}{M}. \quad (12-7)$$

L'errore RMS che si commette acquisendo M cicli di N campioni del segnale è pari a:

$$e_{\text{RMS},M} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \bar{n}^2(kT_c)} \approx \frac{\sigma}{\sqrt{M}} \quad (12-8)$$

cioè l'errore RMS si riduce del fattore $1/\sqrt{M}$.

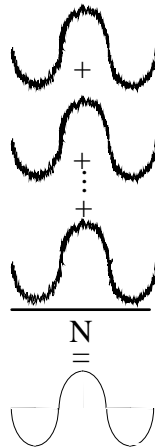


Fig.12-22 Effetto della media.

C'è da notare che le prestazioni raggiungibili in termini di S/N sono limitate da altre sorgenti di rumore che non sono random, ma sono legate al tipo di segnale. Un esempio è dato dalle armoniche di un segnale che sono situate oltre la larghezza di banda utile e che possono dare errori di aliasing con la fondamentale.

La media pesata produce un piccolo inconveniente, rispetto alla media semplice, dovuto ad un rapporto S/N minore che nel caso di media convenzionale.

L'aumento del rapporto S/N è legato anche alla lunghezza di parola utilizzata: quando acquisizioni successive sono mediate, il LSB deve essere arrotondato e la risoluzione è ridotta.

Affinché questa tecnica sia efficace è necessario che il segnale abbia un livello di rumore sufficiente. Se il sistema non ha rumore ogni campione mediato presenta sempre lo stesso valore e quindi non c'è aumento di risoluzione. È inoltre essenziale che il rumore sia di tipo random³⁴.

Nell'analisi che si è fatta non si è considerato il rumore di quantizzazione. I risultati rimangono comunque gli stessi se si somma anche questo rumore. Quando il rumore sovrapposto al segnale ha una piccola varianza rispetto al rumore di quantizzazione, l'esecuzione della media del segnale consente di ridurre l'ampiezza di tale rumore (aumenta S/N) il che corrisponde ad un aumento della risoluzione dell'ADC.

Ci sono due tecniche per l'incremento della risoluzione verticale in un DSO: la media (per segnali ripetitivi) ed il filtraggio (per segnali non ripetitivi).

• *Filtraggio (High Resolution)*. Consente di aumentare la risoluzione verticale nelle acquisizioni in tempo reale (single-shot), o nelle acquisizioni di segnali con basse velocità di ripetizione, quando cioè la media non può essere usata.

Quando in ingresso non è richiesta una banda elevata, in relazione alla massima frequenza di campionamento del DSO, è possibile effettuare un sovracampionamento del segnale che viene quindi filtrato in modo da incrementarne la risoluzione. Facendo lavorare il convertitore A/D alla massima velocità, ogni punto visualizzato è la media di più campioni presi in un dato intervallo. Ciò consente sia di incrementare la risoluzione oltre quella del convertitore A/D, che di filtrare il segnale.

È una modalità simile allo smoothing, solo che mentre quest'ultimo si basa su un filtro a media mobile, l'altro si basa su un filtro FIR³⁵ che consente di ottenere migliori risultati in termini di banda. L'incremento della

³⁴ In alcuni casi strumenti al segnale in esame viene sommato un particolare segnale di rumore (dither) prima della conversione A/D, allo scopo di avere un errore di quantizzazione con spettro bianco.

³⁵ A titolo di esempio si riportano le caratteristiche di un set di filtri utilizzati per l'alta risoluzione:

| Incremento della risoluzione [bit] | Coefficiente di riduzione di banda | Lunghezza filtro [campioni] |
|------------------------------------|------------------------------------|-----------------------------|
| 0,5 | 0,5 | 2 |
| 1 | 0,241 | 5 |

risoluzione in termini di bit Δb , è dato dalla seguente relazione:

$$\Delta b = \frac{1}{2} \log_2(m) \quad (12-9)$$

dove m rappresenta il numero di punti per ogni intervallo di decimazione:

$$m = \frac{\text{intervallo di acquisizione}}{\text{intervallo di campionamento}} = \frac{\text{Time / Div}}{T_c} = \frac{\text{Points / Div}}{T_c} \quad (12-10)$$

Esempio. Sia il numero di punti per divisione pari a 50 e l'intervallo di campionamento $T_c=4$ ns, per un oscilloscopio ad 8 bit, con le diverse velocità della base dei tempi il numero di bits risulta pari a:

| Velocità base dei tempi | Δb | bits |
|-------------------------|----------------|------|
| ≤ 400 ns | $\leq 0,5$ | 8 |
| $1 \div 2$ μ s | $1,2 \div 1,7$ | 9 |
| $5 \div 10$ μ s | $2,3 \div 2,8$ | 10 |
| $20 \div 50$ μ s | $3,3 \div 3,9$ | 11 |
| $100 \div 200$ μ s | $4,5 \div 4,9$ | 12 |
| 500 | 5,6 | 13 |
| $1 \div 2$ ms | $6,1 \div 6,6$ | 14 |
| ≥ 5 ms | $\geq 7,3$ | 15 |

Oltre all'incremento della risoluzione questa modalità di acquisizione consente inoltre di aumentare il rapporto S/N, poiché il filtraggio eseguito riduce la banda del segnale e quindi filtra alcune componenti del rumore. L'aumento di S/N dipende dalle caratteristiche del rumore sovrapposto al segnale.

12-7 Modalità di aggiornamento dell'immagine.

L'immagine sullo schermo viene aggiornata secondo diverse modalità:

- *normale*, in cui viene visualizzata la forma d'onda alla fine della fase di acquisizione;
- *scan*, consigliabile quando si adottano basse velocità di scansione (≥ 50 ms/div), consente di visualizzare in modo continuo i campioni, man mano che vengono acquisiti; ad ogni istante di campionamento il nuovo campione viene visualizzato, iniziando dalla sinistra, fino a giungere alla destra dello schermo;
- *roll*, modalità simile a quella scan, solo che la visualizzazione avviene ponendo il nuovo campione all'estrema destra dello schermo e spostando gli altri, già visualizzati nei cicli precedenti, di una posizione a sinistra, come avviene con i registratori a carta; l'acquisizione avviene in modo continuo, con il trigger disabilitato;
- *acquisizione InstaVu*: questa modalità è consigliabile quando si adottano alte velocità di scansione (sweep) e si vogliono visualizzare anomalie di funzionamento, come i glitches, che si presentano con una bassa velocità di ripetizione. Si basa su una memoria ad alta velocità e su un display a raster anch'esso ad alta velocità. Il display a raster³⁶ crea una immagine bitmap che a sua volta è ottenuta elaborando acquisizioni multiple del segnale d'ingresso.

Si ottengono elevate velocità di acquisizione perché il sistema si predispose (si riarma) per eseguire una nuova acquisizione non appena ha terminato la precedente, piuttosto che eseguire ad ogni acquisizione la visualizzazione del segnale. In questo modo l'acquisizione viene bloccata ogni 32 ms per permettere di copiare il raster che mostra l'andamento del segnale relativo a 12000 acquisizioni da 500 punti, con tempi morti tra due acquisizioni di soli 1,7 μ s. La visualizzazione avviene utilizzando gradazioni di colore diverse a seconda della frequenza con cui si ripetono certe componenti del segnale durante la fase di acquisizione.

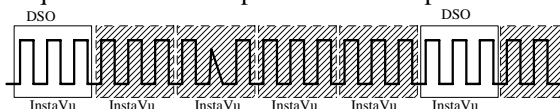


Fig.12-23 Acquisizione InstaVu

12-8 Risoluzione ed accuratezza.

Negli oscilloscopi numerici il segnale viene campionato e quantizzato dall'A/D, sotto il controllo della base tempi che fornisce la frequenza di campionamento. L'A/D può discriminare due valori in ingresso solamente al limite della

| | | |
|-----|-------|-----|
| 1,5 | 0,121 | 10 |
| 2 | 0,058 | 24 |
| 2,5 | 0,029 | 51 |
| 3 | 0,016 | 117 |

come si può notare ad un incremento di 0,5 bit corrisponde una riduzione di banda di un fattore 2.

³⁶ Il display è costituito da 500x256x1 pixels, organizzati con 500 linee verticali di 256 pixels. La forma d'onda da visualizzare viene memorizzata:

- per punti (dot mode): si visualizza un solo pixel per ogni linea verticale, rappresentante il valore di tale segnale;
- per vettori (vector mode): si visualizzano tutti i pixels tra il limite inferiore e quello superiore del segnale.

sua risoluzione e quindi ogni valore quantizzato in uscita è una approssimazione di un intervallo Q di possibili valori analogici in ingresso.

Tabella 12-1 Espressioni della risoluzione verticale.

| N | Percentuale | PPM | Num. livelli |
|----|-------------|---------|--------------|
| 1 | 50% | 500 000 | 2 |
| 2 | 25% | 250 000 | 4 |
| 3 | 12,5% | 125 000 | 8 |
| 4 | 6,25% | 62 500 | 16 |
| 5 | 3,125% | 31 250 | 32 |
| 6 | 1,563% | 15 625 | 64 |
| 7 | 0,781% | 7 812 | 128 |
| 8 | 0,391% | 3 906 | 256 |
| 9 | 0,195% | 1 953 | 512 |
| 10 | 0,098% | 977 | 1 024 |
| 11 | 0,049% | 488 | 2 048 |
| 12 | 0,024% | 244 | 4 096 |
| 13 | 0,012% | 122 | 8 192 |
| 14 | 0,006% | 61 | 16 384 |
| 15 | 0,003% | 31 | 32 768 |
| 16 | 0,0015% | 15 | 65 536 |
| 17 | 0,0008% | 7,6 | 131 072 |
| 18 | 0,0004% | 3,8 | 262 144 |
| 19 | 0,0002% | 1,9 | 524 288 |
| 20 | 0,0001% | 0,95 | 1 048 576 |

Esiste quindi sempre una incertezza di quantizzazione dovuta al fatto che, anche per Q molto piccolo, esiste sempre un intervallo finito di valori analogici che produce lo stesso valore numerico. Tale incertezza è espressa con $\pm 1/2$ LSB (Least Significant Bit). Le dimensioni di questo intervallo, detto passo di quantizzazione, costituiscono la *risoluzione verticale* del DSO e sono espresse dal numero N di bits usati per rappresentare l'ingresso analogico (1 parte su 2^N di risoluzione). La tabella 12-1 mostra il valore della risoluzione verticale in funzione del numero di bits. In Fig.12-24 è rappresentato un particolare dello stesso segnale misurato prima con uno strumento a 6 bit e poi con uno ad 8.

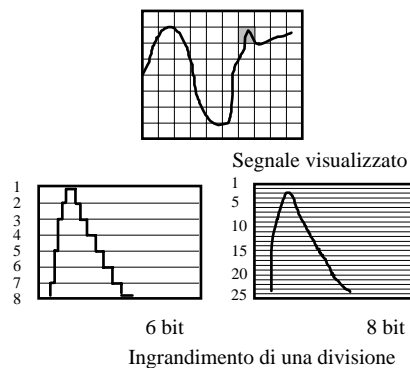


Fig.12-24 Confronto tra misure con strumenti a 6 e ad 8 bit.

La maggior parte degli oscilloscopi numerici ha convertitori ad 8 bit e quindi la risoluzione verticale, pari a $1/256$ risulta inferiore a quella di un oscilloscopio analogico che è almeno $1/400$.

Dispositivi con un numero di bit superiore (12) sono disponibili, anche se la frequenza di funzionamento è inferiore ed il costo maggiore.

È però possibile adottare opportune tecniche di elaborazione dei segnali che consentono sostanzialmente di incrementare la risoluzione, consentendo quindi un netto miglioramento delle prestazioni.

La *risoluzione orizzontale* negli oscilloscopi numerici dipende dal numero di campioni che può essere visualizzato: maggiore è il loro numero e migliore è la risoluzione. La massima risoluzione orizzontale del CRT, legata alle caratteristiche del DAC posto nella sezione orizzontale che è generalmente a 10 bit, è di $1/1024$.

Essendo possibile visualizzare solamente una parte del segnale acquisito, aumentando la dimensione della memoria è possibile aumentare la risoluzione orizzontale, che è quindi data dal rapporto (tempo d'acquisizione/numero di campioni), cioè dall'inverso della frequenza di campionamento. Infatti, a parità di tempo d'acquisizione, se la dimensione della memoria è limitata bisognerà ridurre la frequenza di campionamento. A tal proposito, la dimensione tipica del buffer di memoria è di 1Ksamples, ma ci sono anche strumenti con 4 o 8Ksamples. In alcuni casi è possibile inserire delle espansioni di memoria che possono arrivare fino ad alcuni Msamples.

È ovvio che uno strumento non può avere una accuratezza superiore alla sua risoluzione, ma a causa di problemi di non linearità, si può avere un errore di quantizzazione superiore a quello teorico.

Negli oscilloscopi numerici l'*accuratezza verticale*, oltre a dipendere dalle caratteristiche del convertitore, dipende anche dalla linearità ed accuratezza dell'amplificatore d'ingresso e da quello di uscita verso il CRT, analogamente a quanto avviene per gli oscilloscopi analogici.

Ne segue che essa è molto ridotta rispetto alla risoluzione, tuttavia aumenta quando si usano i cursori, che sono degli indicatori posizionabili sulla curva. Infatti mediante i cursori è possibile selezionare un punto ben preciso del segnale il cui corrispondente valore di ampiezza è registrato in memoria direttamente in forma numerica senza dover eseguire la lettura sul CRT del valore convertito in analogico ed eliminando gli errori dovuti alla non linearità del DAC, del CRT e degli amplificatori. L'*accuratezza orizzontale* è legata a quella della base dei tempi che è notevolmente migliore a quella degli strumenti analogici. Infatti nei DSO anziché utilizzare un circuito integratore, viene usato un oscillatore al quarzo che ha una accuratezza generalmente migliore dello 0,001%. Come per la sezione verticale, l'*accuratezza orizzontale* è limitata dal CRT, però l'uso dei cursori consente di superare questo problema.

12-9 Influenza della profondità di memoria.

Contrariamente a quanto avviene con gli oscilloscopi analogici, in cui lo schermo contiene tutto il segnale in esame e quindi ne limita la durata della finestra temporale di osservazione, negli oscilloscopi digitali le dimensioni del segnale acquisito sono limitate dalla profondità della memoria. Memorie estese consentono di acquisire segnali con elevata durata e di comprimerne la visualizzazione sullo schermo o di espanderne alcuni dettagli.

A parità di altre caratteristiche del DSO, l'estensione della memoria ne influenza significativamente le prestazioni.

- Una memoria estesa consente di mantenere una frequenza di campionamento elevata. La frequenza di campionamento infatti varia con la selezione della base dei tempi (sec/div), con la dimensione della memoria e con il numero di divisioni del CRT.

$$f_c = \frac{\text{dim. memoria}}{\left(\frac{\text{sec}}{\text{div}}\right) (\text{num. div. CRT})} \quad (12-15)$$

Ad esempio in un DSO con una memoria di 1000 campioni ed un CRT con 10 divisioni, nel caso di selezione di 50 µs/div la frequenza di campionamento risulta: 1000 / (10 div 50 µs/div) = 2Msample/s; nel caso di una memoria da 50000 campioni, nelle stesse condizioni, la frequenza di campionamento risulta di 100Msample/s.

Aumentando il numero di secondi per divisione il DSO deve ridurre la frequenza di campionamento in modo che il numero di campioni acquisiti copra tutto l'intervallo temporale da visualizzare, riducendo però la larghezza di banda.

- Consente di registrare segnali di durata maggiore, a parità di risoluzione temporale.
- Migliora l'accuratezza nella ricostruzione della forma d'onda.

12-10 Principali grandezze caratteristiche.

I principali parametri che influenzano le prestazioni, ed il costo, di un oscilloscopio digitale sono:

- #### la *frequenza di campionamento*: da essa dipende la larghezza di banda del segnale che può essere acquisito;
- #### la *risoluzione verticale*: maggiore è la risoluzione e maggiore è la sensibilità alle piccole variazioni di tensione; dipende dal numero di bit dell'A/D;
- #### l'*accuratezza verticale*: dipende dall'accuratezza dell'A/D e dal rumore digitale ed analogico; è influenzata dalla larghezza di banda e dalle non linearità dei circuiti elettronici;
- #### la *sensibilità verticale*: indica il livello di tensione più piccolo che può essere visualizzato; è espresso generalmente in mV/div;
- #### l'*accuratezza orizzontale*: indica l'accuratezza con cui vengono visualizzati gli intervalli di tempo relativi al segnale in esame; è influenzata dalla larghezza di banda e dalle non linearità dei circuiti elettronici;
- #### la *profondità di memoria*: maggiore è la profondità di memoria e più lungo è il tempo di registrazione; si possono adottare quindi elevate frequenze di campionamento anche quando la base dei tempi è impostata su tempi elevati;
- #### la *larghezza di banda*: è la frequenza alla quale il segnale viene attenuato di -3dB (70,7%) della sua ampiezza effettiva. La larghezza di banda o BW (Band-Width) e la frequenza di campionamento variano in funzione del tipo di DSO ed anche del costruttore. Occorre distinguere tra BW per segnali ripetitivi e BW per eventi singoli. La BW per segnali ripetitivi è quella che viene normalmente fornita dai costruttori. Tecniche di campionamento ripetitivo consentono di ottenere velocità di campionamento equivalente più elevate di quelle imposte dal teorema di Shannon, contrariamente a quanto avviene per la BW per eventi singoli ³⁷.

³⁷ A titolo di esempio si riportano alcune caratteristiche di oscilloscopi digitali.

| Costruttore | N bit | Freq. camp. Gsps | Banda per segnali ripetitivi GHz | Banda per segnali single-shot | Sensibilità verticale mV/div | Numero di campioni in mem. |
|-------------------|----------------|------------------|----------------------------------|-------------------------------|------------------------------|----------------------------|
| GOULD Datasys 840 | 8 12 Hi-res | 0,1 0,01 | 150 MHz | | | |
| HP54720 | 8 | 8 | 2,0 | 2,0 GHz | 80 | |

12-11 Elaborazione dei segnali.

I DSO possono eseguire alcune particolari elaborazioni sui segnali acquisiti, quali ad esempio:

- *Fast Fourier Transform* (FFT). Il segnale acquisito viene convertito nel dominio della frequenza, come avviene negli FFT analyzer, anche se con prestazioni inferiori, poiché nel DSO: il convertitore A/D ha risoluzione inferiore; la memoria ha generalmente lunghezza inferiore, peggiorando la risoluzione in frequenza.
- *Misura dei parametri di un impulso*. Vengono determinati in modo automatico i parametri più comunemente misurati su un segnale impulsivo, quali ³⁸: tempo di salita (rise time), tempo di discesa (fall time), durata di un impulso (pulse width), sovraelongazione (overshoot), sottoelongazione (undershoot), tensione di picco (peak voltage), tensione picco-picco (peak-to-peak voltage), valore massimo, valore minimo, valore rms, deviazione standard, frequenza e periodo.

12-12 Sonde.

La connessione dell'oscilloscopio al circuito in esame viene effettuata mediante un particolare dispositivo detto *sonda* o *probe*. Le funzioni della sonda sono quelle di:

- trasmettere in modo accurato il segnale all'oscilloscopio;
- impedire che l'oscilloscopio carichi eccessivamente la sorgente di segnale;
- attenuare o amplificare il segnale;
- convertire particolari segnali (correnti, segnali modulati, ...).

Ci sono diversi tipi di sonde, le quali possono essere classificate come:

- sonde passive di tensione;
- sonde attive di tensione;
- sonde speciali.

La sonda è costituita da tre parti:

- puntale, con il quale viene prelevato il segnale dal circuito;
- cavo d'interconnessione;
- terminazione, che impedisce che avvengano riflessioni del segnale.

Il puntale della sonda è costituito da un dispositivo per il prelievo del segnale da misurare (*probe tip*) e da un connettore (generalmente a coccodrillo) per il collegamento a massa (*ground lead*) ³⁹. Infatti il collegamento a massa deve essere il più breve possibile, per evitare che l'autoinduttanza del circuito di collegamento a massa produca alterazioni sul segnale.

12-12.1 Sonde passive.

Le *sonde passive* hanno rapporti d'attenuazione tipici di 1:1, 10:1, 50:1, 100:1 ⁴⁰. Alcuni oscilloscopi hanno un particolare dispositivo che consente l'individuazione in modo automatico del fattore d'attenuazione della sonda e la regolazione del guadagno dell'amplificatore, visualizzando il corretto valore di tensione.

Nella sonda 1X i segnali non subiscono nessuna attenuazione, per cui essa sembrerebbe utilizzabile in tutti quei casi di segnali di piccola ampiezza. Se il segnale è alternato bisogna però tener conto della capacità totale vista dalla sorgente di segnale che è pari alla somma di quella del cavo (C_c ### 100 pF) e di quella d'ingresso dell'oscilloscopio (C_{in} ### 20 pF).

L'importanza del basso valore di capacità della sonda è evidente soprattutto ad alta frequenza, perché la reattanza capacitiva risulta molto più piccola della resistenza d'ingresso. All'aumentare dell'impedenza interna della sorgente di segnale, è necessaria quindi una riduzione della capacità della sonda. Infatti ad 1 MHz l'impedenza $C_c + C_{in}$ è di circa 1,3 k Ω in parallelo alla R_{in} ### 1 M Ω , per cui la notevole riduzione dell'impedenza d'ingresso comporta che il sistema di prelevamento del segnale potrebbe alterare le condizioni operative del circuito in prova.

Nel caso in cui tale capacità sia di valore troppo elevato è possibile ridurre il carico sulla sorgente di segnale ricorrendo all'uso di sonde del tipo 10X (Fig.12-25), dove:

| | | | | | | |
|-----------------------|----------------------------|----------------------------------|--|---------|---|------------------------|
| HP54721 | 8 | 4 | 1,1 | 1,1 GHz | 1 | |
| LeCroy 9362 | 8 | 10 | 1,5 (modalità RIS) | 750 MHz | 2 | 25 000 |
| LeCroy 7262 | 10 | 100 | 4,0 (50÷200 mV/div) 3,0 (5÷20 mV/div) | 2,5 GHz | 5 | 20 000 |
| Tektronix TDS784A | 8 11 Aver. 13 Hi-res | 1 (4ch.) 2 (2ch.) 4 (1ch.) | 1 | 1 GHz | 1 | da 50 000 a 500 000 |
| Tektronix CSA 803A | 8 | 200 ksps | 3 ÷ 50 (a seconda della versione) | 1 GHz | 2 | 5 000 |

³⁸Queste misure sono eseguite seguendo lo standard IEEE 194, 1977.

³⁹ Il connettore di massa della sonda deve essere connesso con la massa del circuito dal quale si preleva il segnale. Bisogna tener presente che la maggior parte degli oscilloscopi hanno il circuito di massa connesso all'impianto di terra tramite il cavo di alimentazione per cui, collegando il connettore di massa della sonda al circuito, lo si collega automaticamente a terra.

⁴⁰Per convenzione al valore del fattore di attenuazione viene fatta seguire la lettera X: esempio 10X o 100X.

- R_{in} e C_{in} sono l'impedenza di terminazione del cavo (impedenza d'ingresso dell'oscilloscopio $1\text{ M}\Omega$, $10\div 30\text{ pF}$);
- C_c è la capacità del cavo;
- R e C sono tipicamente di $9\text{ M}\Omega$ e $10\div 15\text{ pF}$;
- C_s è una capacità parassita di $2\div 4\text{ pF}$ tra puntale e contenitore.

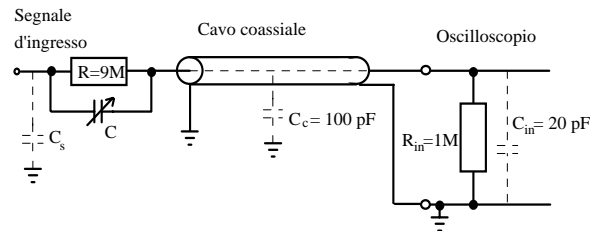


Fig.12-25 Sonda attenuata 10X del tipo compensato.

Variando C è possibile compensare la sonda in modo del tutto analogo a quanto si fa per l'attenuatore d'ingresso. La compensazione della sonda può essere realizzata sia sul puntale che alla fine del cavo (Fig.12-26).

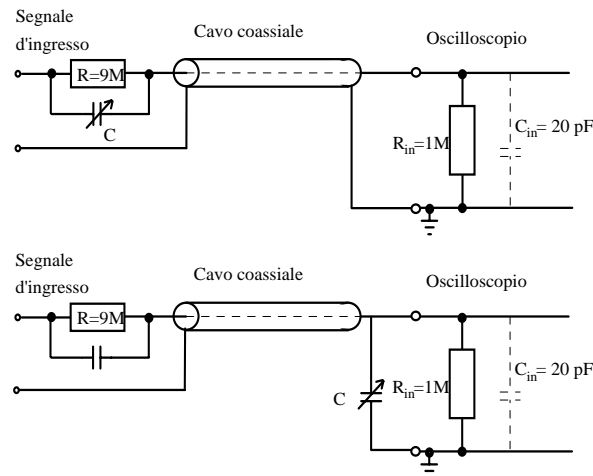


Fig.12-26 Compensazione della sonda.

Per sonde ad alta frequenza la rete di compensazione è più complessa perché oltre a variare C in modo da rendere l'attenuazione indipendente dalla frequenza, è necessario anche adattare l'impedenza della sonda a quella d'ingresso in modo da non avere riflessioni ed è difficile realizzare tale adattamento per tutte le frequenze.

Esempio. Si consideri un oscilloscopio con impedenza d'ingresso costituita da una resistenza $R_{in}=1\text{ M}\Omega$ in parallelo ad una capacità $C_{in}=50\text{ pF}$ e si voglia realizzare un puntale attenuatore allo scopo di aumentare la resistenza e ridurre la capacità che abbia un rapporto d'attenuazione di 10X. Il puntale è collegato all'oscilloscopio mediante un cavo avente capacità di 100 pF .

Con la formula del partitore di tensione si può determinare il valore di R :

$$\frac{1}{10} = \frac{R_{in}}{R + R_{in}} \quad (12-16)$$

da cui si ottiene:

$$R = 9 R_{in} = 9\text{ M}\Omega \quad (12-17)$$

Dovendo essere verificata la relazione $(C_{in}+C_c)R_{in}=CR$, si può calcolare il valore di C :

$$C = \frac{R_{in}}{R} (C_{in} + C_c) = 16,6\text{ pF} \quad (12-18)$$

La resistenza e la capacità totali viste dal puntale, considerando una C_s di 2 pF , risultano pertanto:

$$R_t = R + R_{in} = 10\text{ M}\Omega \quad (12-19)$$

$$C_t = C_s // (C + (C_c // C_{in})) = C_s + \frac{C(C_c + C_{in})}{C + C_c + C_{in}} \cong 17\text{ pF} \quad (12-20)$$

Il carico capacitivo è quindi minore, anche se il segnale è attenuato 10 volte e quindi risulta difficile prelevare segnali di ampiezza inferiori ai 10 mV , per i quali si dovrà ricorrere a sonde del tipo 1X.

Ulteriori riduzioni del valore della capacità sono possibili utilizzando sonde a maggiore attenuazione, quali quelle 100X che hanno come caratteristiche una capacità di soli 2 pF ed una impedenza di 10 MΩ. Con queste sonde è inoltre possibile misurare tensioni elevate dell'ordine dei kV.

Spesso i generatori di segnale hanno una impedenza interna di 50÷75 Ω e quindi la sonda può essere anche un cavo coassiale a 50 Ω, purché terminato con l'impedenza caratteristica. La terminazione, di tipo resistivo, può essere sia interna all'oscilloscopio che esterna ad esso (è un connettore BNC maschio-femmina) collegato tra sonda ed oscilloscopio).

12-12.2 Sonde attive.

Poiché un basso carico capacitivo può essere ottenuto solo con elevate attenuazioni, sono state realizzate sonde nelle quali il segnale subisce condizionamenti da parte di circuiti attivi (*sonde attive*). L'alimentazione di tali circuiti può essere prelevata dall'oscilloscopio, oppure da un alimentatore esterno. La Fig.12-27 mostra uno schema a blocchi di una sonda attiva.

Il circuito d'ingresso (input circuit) è essenzialmente costituito da un amplificatore a FET miniaturizzato, generalmente a guadagno unitario, inserito nel puntale della sonda allo scopo di eliminare i problemi dovuti alla capacità del cavo.

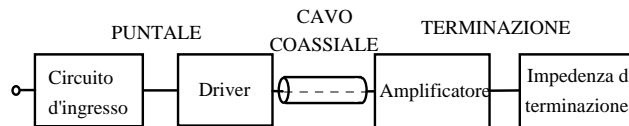


Fig.12-27 Schema a blocchi di una sonda attiva.

L'impedenza d'ingresso di questo amplificatore è di 10 MΩ con una capacità di soli 0,5 pF. La banda passante raggiunge i 4 GHz. Il driver è un circuito che consente la trasmissione di segnali su cavi molto lunghi. Alla fine del cavo sono presenti un amplificatore ed una impedenza di terminazione che può essere costituita anch'essa con circuiti attivi.

L'uso di queste sonde limita però il valore della tensione d'ingresso a quello del FET (0,5÷5V) non essendoci attenuatori in ingresso (l'inserimento dell'attenuatore darebbe luogo ad un aumento della capacità parassita). La terminazione è generalmente a 50 Ω, e quindi l'oscilloscopio dovrà avere una impedenza d'ingresso di 50 Ω.

Esistono anche sonde attive bipolari, anziché a FET, che presentano una minore capacità d'ingresso ed una maggiore tolleranza alle scariche elettrostatiche.

12-12.3 Sonde per la misura di tensioni differenziali.

La visualizzazione di segnali prelevati tra due nodi, nessuno dei quali connesso a terra, può dare dei problemi, poiché tramite la sonda di prelievo del segnale viene realizzato il collegamento a terra⁴¹. Esempi tipici sono:

- segnali prelevati da dispositivi elettronici di potenza negli alimentatori switching;
- segnali prelevati da sistemi per la trasmissione dati che operano in modo bilanciato (telefonia, apparati audio professionali, sistemi per la registrazione magnetica);
- segnali prelevati da alcuni trasduttori.

In questo caso possono essere utilizzate sonde differenziali⁴², sia attive che passive, le quali forniscono in uscita un segnale, riferito rispetto a terra, pari a:

$$V_o = G V_{DM} = G(V_{+in} - V_{-in}) \quad (12-21)$$

dove V_{DM} è la tensione di modo differenziale, ed ignorano la tensione V_{CM} di modo comune.

Esse sono caratterizzate dal CMRR:

$$CMRR = \frac{G_{DM}}{G_{CM}} \quad (12-22)$$

dove G_{DM} è il guadagno in modo differenziale e G_{CM} è il guadagno in modo comune.

Va precisato che in alcuni oscilloscopi esiste la possibilità di visualizzare il segnale ottenuto come differenza tra due canali (CH1-CH2)⁴³. Quando si vogliono eseguire misure differenziali, è possibile collegare i due punti del circuito

⁴¹La chassis dello strumento, cui è collegata la massa, è generalmente connesso a terra.

⁴²Alcuni operatori spesso adottano la tecnica di rendere lo strumento flottante, ad esempio rimuovendo il collegamento dello chassis all'impianto di terra. In questo modo la massa non è connessa a terra e può essere prelevata la tensione senza problemi. Questa modalità operativa tuttavia è da sconsigliare, perché molto pericolosa per la sicurezza dell'operatore stesso. Infatti: 1) in caso di guasto dello strumento le protezioni (interruttori magneto-elettrici) non intervengono per cui lo chassis potrebbe andare in tensione; 2) connettendo lo strumento al circuito di misura, lo chassis si troverebbe al potenziale relativo al puntale di massa della sonda, che potrebbe essere anche elevato rispetto alla terra. Ne consegue un serio pericolo per le persone. Dal punto di vista della misura, essa non è molto efficiente, soprattutto a frequenza elevata, perché lo strumento flottante è di fatto connesso a terra tramite la capacità parassita (anche >100 pF). Connettendo il puntale di massa della sonda al circuito, si collega quindi anche tale capacità che, con la sua carica, potrebbe sia alterare il valore della tensione del circuito in esame che danneggiarlo. Disconnettere il collegamento a terra dello strumento è, inoltre, vietato dalle norme CEI.

⁴³In alcuni si può fare solo la somma (ADD), ma è però possibile invertire uno dei segnali (INV).

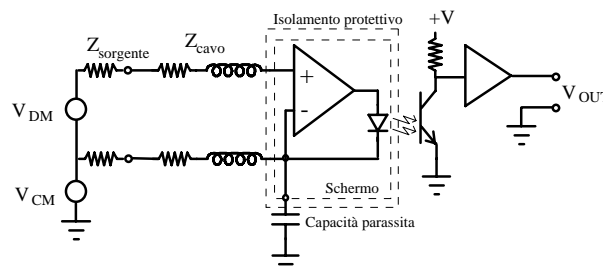
ai due ingressi dello strumento, visualizzandone quindi la differenza. Questa modalità presenta però delle limitazioni, come ad esempio il basso valore della tensione di modo comune.

Inoltre, poiché il guadagno dei due canali potrebbe essere leggermente differente, la tensione di modo comune potrebbe non essere completamente eliminata, riducendo quindi il valore del CMRR. A ciò si può ovviare utilizzando due sonde identiche, selezionando lo stesso fattore di scala verticale e calibrando i due canali⁴⁴. Nei DSO, la limitata risoluzione verticale spesso non consente di visualizzare correttamente la componente differenziale del segnale, se di piccola ampiezza.

Quindi, in generale la misura mediante due canali può essere utilizzata solo quando la componente di modo comune è dello stesso ordine di grandezza, o meglio se inferiore, della componente differenziale. Poiché lo scostamento tra le caratteristiche dei due canali aumenta con la frequenza, la componente di modo comune dovrà essere in DC o in AC a bassa frequenza.

Le sonde realizzate con amplificatore differenziale hanno un CMRR anche oltre 1 000 000/1. Esse spesso hanno un filtro passa-basso selezionabile, per eliminare le componenti di rumore su segnali a bassa frequenza ed una compensazione delle tensioni di offset. Alcune hanno banda passante fino a 100 MHz.

Ci sono sonde realizzate con un amplificatore d'isolamento che presentano il vantaggio di non avere connessione galvanica tra gli ingressi flottanti e l'uscita. Esse hanno però lo svantaggio che l'ingresso non è bilanciato: la capacità verso terra dell'ingresso (+) è diversa da quella dell'ingresso (-). L'effetto prodotto è che ad alta frequenza l'impedenza interna della sorgente forma un partitore di tensione con la capacità parassita e quindi la tensione all'ingresso (-) dell'amplificatore è diversa da quella (-) della sorgente.



12-26 - Amplificatore d'isolamento.

12-12.4 Sonde di corrente.

Le *sonde di corrente* si usano per misurare la corrente che scorre in un conduttore senza doverne interrompere la continuità. Esistono diversi tipi di sonde:

- per corrente alternata, costituite da un toroide apribile per l'inserimento del conduttore di corrente, realizzando così un trasformatore il cui primario, costituito da una sola spira, è rappresentato dal circuito in esame ed il secondario è collegato all'oscilloscopio;

per corrente continua, costituite da un toroide con due avvolgimenti eccitati con una corrente alternata e collegati come un amplificatore magnetico;

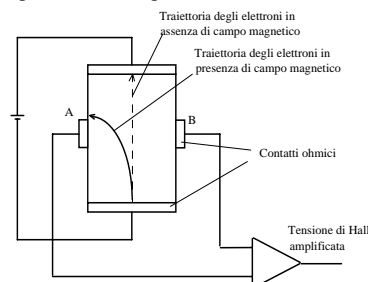
per correnti continue ed alternate, realizzate mediante dispositivi ad effetto Hall.

Questi ultimi sono quelli più utilizzati avendo un campo di frequenze utile che va dalla continua fino a 50 MHz e possono essere di due tipi.

- A *compensazione magnetica*, costituiti da un nucleo di materiale ferromagnetico, di forma generalmente toroidale, su cui è avvolto un avvolgimento secondario ed è inserito un sensore Hall (Fig.12-28)⁴⁵. Il nucleo del trasformatore è apribile per l'inserimento del conduttore su cui effettuare la misura.

⁴⁴Per quanto concerne la calibrazione si procede collegando ai due canali un segnale ad onda quadra bilanciato (es. ± 6 divisioni) ed agendo sul guadagno variabile di uno dei canali lo si regola in modo da eliminare il segnale differenza sullo schermo.

⁴⁵L'effetto Hall si presenta nei semiconduttori, come si vede in Fig.73. Se una giunzione viene polarizzata, nasce una corrente di elettroni (linea tratteggiata) che va dal terminale negativo a quello positivo, ed in questo caso la tensione tra i punti A e B è zero.



Quando la giunzione viene sottoposta ad un campo magnetico perpendicolare alla direzione della corrente (perpendicolare al piano della figura), nasce una forza sugli elettroni che li fa muovere in una direzione perpendicolare sia alla corrente che al campo magnetico (linea continua). A causa della disuniforme distribuzione degli elettroni, nasce una d.d.p. tra A e B detta tensione di Hall.

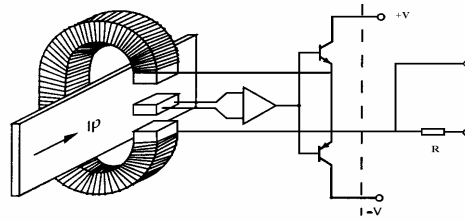


Fig.12-28 Sonda di corrente a compensazione magnetica.

Questo dispositivo si basa sul principio della compensazione magnetica (il campo magnetico nel nucleo è mantenuto costantemente a zero). Infatti il campo prodotto dalla corrente primaria I_P viene compensato dal campo prodotto dalla corrente circolante nell'avvolgimento secondario I_S , generata dall'amplificatore controllato dal segnale d'uscita del sensore (tensione di Hall), per cui:

$$N_P I_P = N_S I_S \quad (12-23)$$

dove il numero di spire primarie (N_P) è generalmente pari ad uno ed il numero di spire secondarie è pari ad N_S . La corrente I_S , circolando sulla resistenza R , dà luogo ad una caduta di tensione V_S (inviata all'oscilloscopio) proporzionale alla corrente primaria secondo la:

$$I_P = \frac{N_S}{N_P R} V_S \quad (12-24)$$

- *A misurazione di flusso*, che è simile al dispositivo precedente ma che non ha l'avvolgimento secondario. Il campo magnetico generato dalla corrente primaria viene misurato mediante un sensore Hall la cui uscita, opportunamente amplificata, risulta proporzionale alla corrente primaria (Fig.12-29).

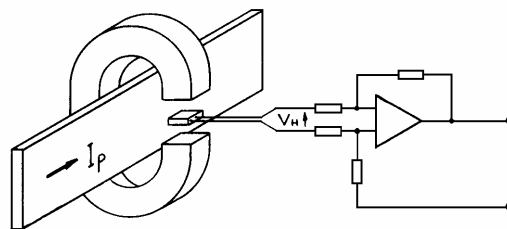


Fig.12-29 Sonda di corrente a misurazione di flusso.

12-12.5 Sonde speciali.

Si realizzano anche sonde per particolari applicazioni quali ad esempio le sonde demodulanti, utilizzate per convertire segnali a radio frequenza in tensioni continue proporzionali al valore di picco del segnale (Fig.12-30).

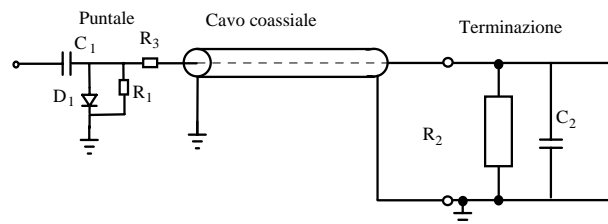


Fig.12-30 Sonda demodulante.

Come si è visto la sonda influenza la qualità della misura, nel senso che altera le condizioni di funzionamento del circuito in esame. In particolare essa rappresenta un carico R, L o C per il circuito, che non può essere eliminato. Bisogna invece scegliere opportunamente la sonda, al fine di ridurne gli effetti.

Carico resistivo. Quando la resistenza d'ingresso della sonda è dello stesso ordine di grandezza dell'impedenza interna della sorgente equivalente di segnale, la resistenza della sonda produce un effetto di carico sul circuito in esame. La corrente assorbita dalla sonda provoca infatti una caduta di tensione sull'impedenza interna, riducendo la tensione nel punto di misura. Inoltre, in alcuni dispositivi elettronici, una bassa resistenza di carico potrebbe comportare un assorbimento di corrente troppo grande per il dispositivo in esame.

Carico capacitivo. La capacità della sonda agisce sul segnale come un filtro passa-basso, tagliando le componenti ad alta frequenza. Essa inoltre riduce l'impedenza d'ingresso della sonda per le alte frequenze. Le misure di tempo (es. tempo di salita e di discesa, ..) sono influenzate dal carico capacitivo, in modo dipendente dalla frequenza, maggiormente che da quello resistivo.

Carico induttivo. Il carico induttivo produce una oscillazione (ringing) del segnale, distorcendone la forma d'onda. Ciò è generalmente dovuto al collegamento a massa del puntale, che deve essere il più corto possibile.

Dovendo connettere la sonda in un punto del circuito lontano da un punto di massa, se si allunga il cavetto di massa aumenta l'oscillazione, perché la L del cavetto e la C della sonda vanno in risonanza. Ciò si può risolvere collegando al nodo di massa una resistenza che impedisce nelle condizioni di risonanza che l'impedenza sia troppo piccola. Ne consegue un notevole effetto sia sul ringing che sull'overshoot del segnale. Il valore di R si ottiene calcolando il tempo di salita del puntale della sonda, considerando anche la resistenza aggiuntiva.