

## CAPITOLO 6

### L'OSCILLOSCOPIO NUMERICO

L'attuale disponibilità di microprocessori in grado di gestire e di elaborare dati numerici con prestazioni sempre più spinte rende molto vantaggioso effettuare, inizialmente, una conversione analogico digitale del segnale da analizzare e operare, successivamente, sui valori campionati per ricavare le informazioni di interesse. Questa metodologia operativa sta profondamente modificando non solo la struttura, ma anche la modalità di impiego della strumentazione elettronica più recente, la quale viene indicata genericamente con il nome di *strumentazione di misura numerica* per mettere in risalto che una parte sempre più consistente dell'intero strumento opera su valori numerici, e che il risultato è disponibile in forma numerica.

Negli strumenti elettronici numerici, la conversione in una collezione di valori numerici del segnale analogico da analizzare offre la possibilità di una opportuna elaborazione dei campioni, impiegando adeguati algoritmi numerici, per valutare il parametro di interesse.

I vantaggi offerti da questo modo di operare sono molteplici. Ad esempio, per ricavare un parametro diverso da quello inizialmente previsto è sufficiente modificare solo l'algoritmo di elaborazione. È possibile realizzare strumenti che sono in grado di fornire il valore di più grandezze contemporaneamente: non si deve cioè utilizzare uno strumento diverso per ogni specifica misurazione, come avviene nel caso di strumenti analogici. Ciò consente, in particolare, di evitare la duplicazione dei blocchi comuni a ogni strumento, come, ad esempio, il blocco di condizionamento di ingresso o quello di visualizzazione dei risultati ottenuti. Il costo di uno strumento numerico, pertanto, risulta spesso inferiore al costo globale degli strumenti analogici richiesti per determinare le varie grandezze incognite.

È spesso possibile, inoltre, migliorare l'accuratezza dei risultati, o la velocità di esecuzione delle misurazioni.

Poiché il risultato di ogni misurazione è espresso in forma numerica, è possibile eseguire su di esso ulteriori elaborazioni, sia utilizzando la capacità elaborativa dello strumento stesso sia mediante un host computer al quale lo strumento può essere collegato.

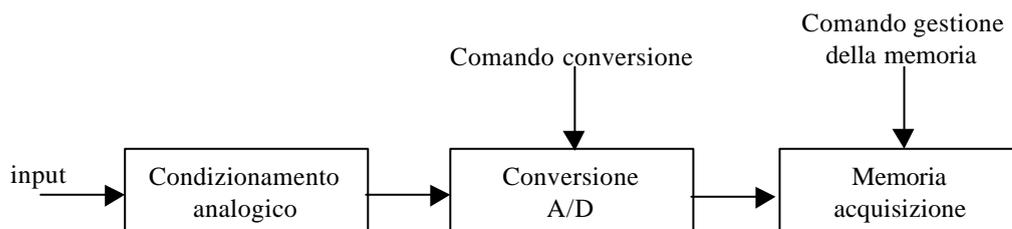
### Blocchi fondamentali di uno strumento numerico

Nella maggior parte degli attuali strumenti numerici, oltre ad altri blocchi dipendenti dal tipo di strumento considerato, o alla grandezza che si vuole valutare, è presente una struttura comune, schematizzata in figura 6.1.

Il blocco di conversione A/D trasforma il segnale analogico in ingresso in un segnale numerico. Per eseguire questa trasformazione sono adottabili diverse tecniche. La scelta più adatta dipende essenzialmente da due parametri: il numero massimo di bit richiesto per la codifica dei valori numerici e la massima velocità di conversione. Questi due parametri sono tra loro correlati in quanto all'aumentare dell'uno diminuisce l'altro.

La principale funzione del blocco di condizionamento consiste nell'amplificare o attenuare il segnale analogico di interesse in modo che il successivo blocco di conversione possa eseguire la trasformazione A/D nelle migliori condizioni possibili; in generale, questo blocco esegue anche un filtraggio passa-basso per evitare l'insorgere del fenomeno di aliasing nella successiva conversione.

I valori numerici forniti dal blocco A/D sono poi, almeno da un punto di vista di principio, conservati nella cosiddetta memoria di acquisizione, rappresentata in figura 6.1; tali valori possono essere prelevati per essere sottoposti a successive elaborazioni, le quali dipendono sia dallo strumento nel quale tali blocchi sono inseriti, sia dai parametri che si desidera valutare.



- figura 6.1 -

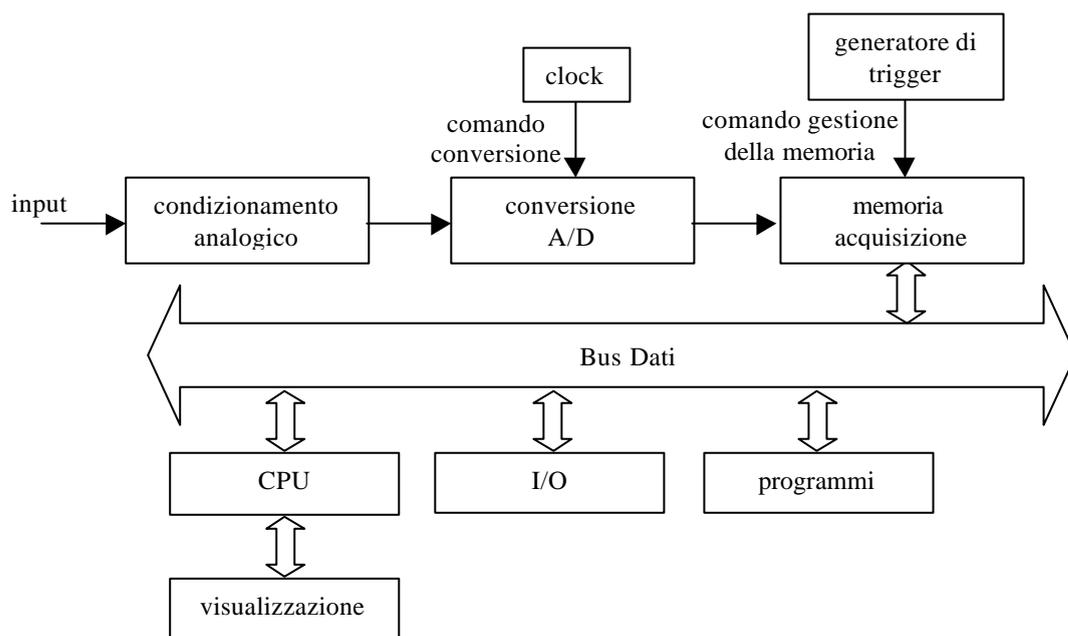
### Struttura generale di un oscilloscopio numerico

Lo strumento che permette di visualizzare un segnale nel dominio del tempo viene genericamente denominato **oscilloscopio**. Quando l'andamento temporale è ottenuto a partire da un numero finito di campioni memorizzati all'interno dello strumento, si parla più precisamente di *Digital Storage Oscilloscope (DSO)*. Nel seguito tale strumento sarà denominato semplicemente *oscilloscopio digitale*.

Poiché la capacità di memoria disponibile è comunque finita, lo strumento può memorizzare e quindi visualizzare solo porzioni di durata limitata di segnale. La scelta della porzione da memorizzare viene eseguita sulla base di un opportuno segnale di trigger. Le modalità con cui il trigger permette di eseguire tale scelta saranno illustrate successivamente.

Alcuni strumenti numerici sono costituiti solo dai tre blocchi funzionali rappresentati in figura 6.1 e sono spesso denominati *transient recorder* o *waveform recorder*. Per poter essere elaborati, o semplicemente visualizzati, i campioni memorizzati sono trasferiti su un altro dispositivo, come ad esempio un host computer.

L'oscilloscopio digitale, a cui nel seguito si farà implicitamente riferimento, contiene, invece, oltre ai tre blocchi di figura 6.1, sia una capacità elaborativa di prestazioni più o meno sofisticate, sia un blocco di visualizzazione. Si ha cioè una struttura completamente autonoma, che presenta tutti i blocchi funzionali necessari per analizzare l'andamento temporale di un segnale (figura 6.2).



-figura 6.2 -

La memoria di acquisizione può essere considerata come un elemento di separazione fra due diverse architetture. A monte di tale blocco si ha una architettura di tipo serie, e precisamente due blocchi funzionali fra loro in cascata; a valle della memoria di acquisizione viene invece adottata una architettura di tipo parallelo, o a bus, la cui gestione è affidata a un'unità centrale.

Nella struttura parallelo i legami fra le prestazioni dei blocchi presenti non sono così rigidi come nell'architettura di tipo serie. Ne consegue, ad esempio, che non esiste

un legame diretto tra la banda passante del blocco di condizionamento e quella del tubo a raggi catodici utilizzato per la visualizzazione; ciò consente l'impiego di tubi di prestazioni relativamente modeste, senza alcun degrado nelle prestazioni di banda dello strumento, con una conseguente riduzione del costo dell'apparecchiatura.

Si deve notare che il blocco di memoria, oltre a rendere relativamente indipendenti le prestazioni dei due tipi di architetture in cui lo strumento può essere suddiviso, permette anche di ottenere altre interessanti prestazioni, non ottenibili con una struttura analogica.

Con strutture digitali e con algoritmi elaborativi si possono ottenere delle prestazioni non raggiungibili con una usuale struttura analogica, ma il raggiungimento di queste prestazioni richiede che siano soddisfatte determinate condizioni; in caso contrario i risultati ottenuti possono essere del tutto privi di significato. Il fatto più grave di questa situazione è che in genere non si ha alcun indicazione esplicita che garantisca che le condizioni poste siano soddisfatte. Ad esempio, si supponga che il corretto funzionamento di uno strumento richieda la stazionarietà del segnale di ingresso; nel caso analogico, se tale condizione non è soddisfatta, il risultato fornito presenta in genere qualche anomalia, come ad esempio una fluttuazione della forma d'onda visualizzata che fa sorgere qualche dubbio sulla validità del risultato stesso. In un oscilloscopio digitale, invece, la mancata stazionarietà dei segnali di ingresso può portare a un risultato completamente errato, ma spesso non viene fornita alcuna indicazione che permetta di mettere in dubbio la significatività del risultato stesso.

Poiché generalmente lo strumento non è in grado di verificare se le condizioni richieste per un corretto funzionamento sono soddisfatte, la garanzia della correttezza del risultato fornito è di esclusiva competenza dell'operatore. Pertanto, anche se uno strumento digitale permette di ottenere prestazioni notevolmente superiori a quelle offerte dal corrispondente strumento analogico, per evitare errori grossolani è richiesta una profonda conoscenza delle sue modalità di funzionamento e di utilizzazione.

Nello schema a blocchi di figura 6.2 non va trascurata l'importanza del blocco di I/O, ormai sempre presente in un qualsiasi strumento numerico. Mediante tale blocco è infatti possibile un collegamento con altri dispositivi, o con un host computer. Il caso più tipico di utilizzazione del blocco di I/O si ha nel trasferimento a un host computer delle informazioni acquisite ed elaborate dallo strumento.

Altrettanto interessante è, inoltre, la possibilità di inviare allo strumento, mediante il blocco di I/O, opportuni comandi di predisposizione utilizzando un computer. Lo strumento può, cioè, essere considerato un componente di un più complesso

sistema di misurazione, il cui scopo è quello di acquisire e gestire delle informazioni in modo automatico, ad esempio per un collaudo di un prodotto finito, oppure per la verifica del corretto funzionamento di un processo di produzione.

Il blocco di I/O consente, inoltre, il collegamento dello strumento con una normale stampante; si può così ottenere una stampa su carta della traccia visualizzata sullo schermo. Con i primi oscilloscopi, ciò avveniva solo utilizzando registratori a carta, i quali presentano notevoli limiti soprattutto in termini di banda, oppure apparecchiature fotografiche, il cui uso non è però molto agevole.

In ogni oscilloscopio digitale, il blocco di conversione A/D riveste un ruolo di primaria importanza e parecchi sono gli sforzi fatti dai costruttori per incrementare le sue prestazioni, soprattutto nei riguardi della frequenza di campionamento. Questo blocco esegue due distinte attività: il campionamento del segnale analogico di ingresso e la quantizzazione dei campioni ottenuti; questa seconda attività è necessaria per rappresentare su un registro di memoria il valore numerico del campione acquisito con un numero finito di bit.

Come schematizzato in figura 6.2, il comando per il blocco di conversione viene fornito da un segnale periodico, denominato clock, la cui frequenza può essere anche molto elevata, dell'ordine di parecchie centinaia di MHz, o addirittura, nei più recenti modelli di strumenti, di decine di GHz.

I valori numerici così ottenuti vengono normalmente depositati nella memoria di acquisizione, la cui gestione generale è basata su un comando dipendente dalle modalità di funzionamento complessivo e usualmente ricavato dal segnale di ingresso. Nella situazione più semplice, questo comando, che prende il nome generico di **trigger**, può essere ottenuto dai segnali di ingresso con la stesse modalità utilizzate in un oscilloscopio analogico. Si può cioè fissare un livello e una pendenza; ogni volta che il segnale di ingresso assume il dato livello con la data pendenza, viene generato un impulso di trigger, che influenza il funzionamento del blocco di memorizzazione.

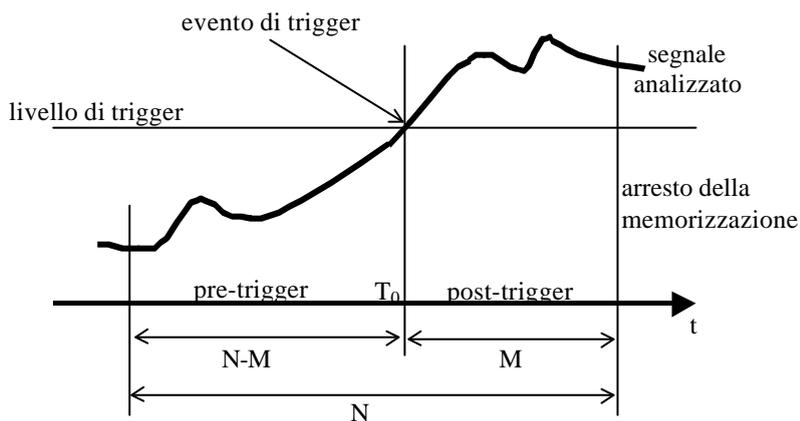
### **La memoria di acquisizione**

Per semplicità, si supponga per il momento che i valori numerici forniti dal blocco di conversione A/D su comando del segnale periodico di clock siano depositati in successione nella memoria di acquisizione. Poiché il periodo di campionamento è costante, è possibile risalire al legame temporale tra i campioni memorizzati a

partire dalla posizione che occupano nella memoria di acquisizione.

Da un punto di vista logico è possibile immaginare la memoria di acquisizione come costituita da un buffer circolare di capacità  $N$ . Pertanto, una volta riempita la memoria con  $N$  campioni, il nuovo campione acquisito, l' $(N+1)^{\text{mo}}$ , viene memorizzato nella posizione occupata dal primo, che viene così perso; analogo comportamento si ha per i campioni successivi. In altre parole, alla fine di ogni ciclo, nella memoria sono sempre conservati gli ultimi  $N$  campioni acquisiti.

Il segnale di trigger può influire sul funzionamento della memorizzazione con modalità che possono essere scelte dall'operatore in base all'indagine che si desidera effettuare. Per illustrare alcune di queste modalità si supponga che all'ingresso di un oscilloscopio sia applicato un segnale analogico avente l'andamento temporale illustrato in figura 6.3a; in tale figura sono anche indicati il livello e la pendenza scelti per ottenere l'evento di trigger.



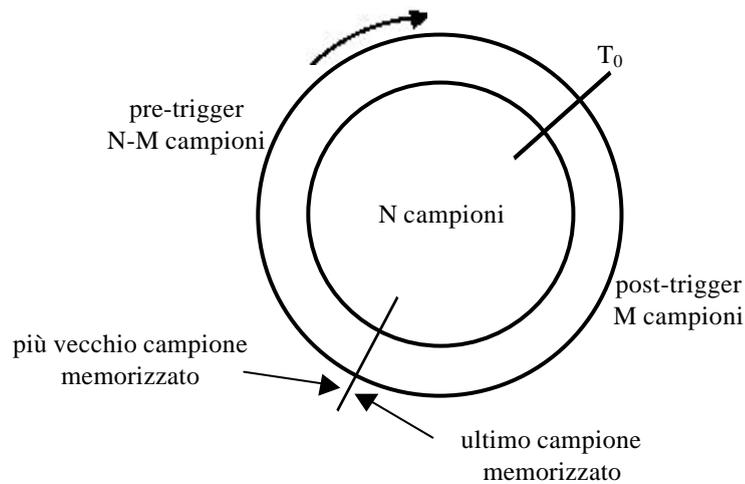
- figura 6.3 a)-

Si supponga che all'istante  $T_0$  nel quale si verifica un evento di trigger nella memoria siano già conservati gli ultimi  $N$  campioni acquisiti in precedenza, cioè che il transitorio iniziale sia già terminato.

Lo strumento può essere predisposto in modo che la memorizzazione si arresti dopo  $M$  campioni dall'istante in cui si è verificato il trigger; poiché il blocco di conversione rimane continuamente in funzione, i campioni successivi all' $M^{\text{mo}}$  andranno quindi persi. All'arresto della memorizzazione in memoria sono pertanto conservati  $N$  campioni allocati temporalmente rispetto all'istante di trigger in base al valore del parametro  $M$  con cui lo strumento è stato predisposto.

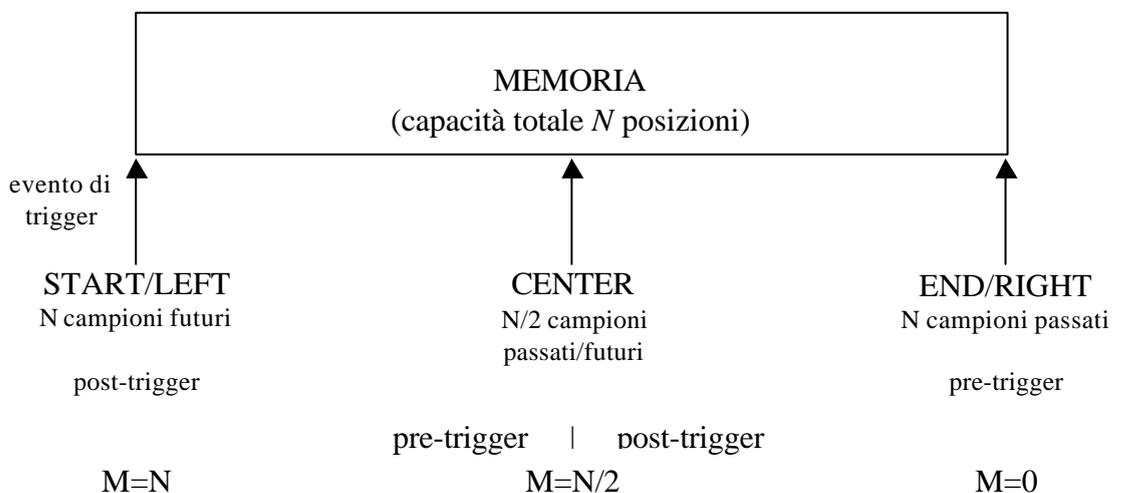
In figura 6.3 b) è illustrato il caso in cui il valore di  $M$  è compreso fra 0 e  $N$ . Quando la memorizzazione viene arrestata in memoria sono quindi conservati  $M$  campioni

acquisiti dopo l'evento di trigger e N-M campioni acquisiti prima. Possono cioè essere analizzate anche porzioni di segnale precedenti all'evento di trigger; è questa una prestazione molto interessante, non disponibile in un usuale oscilloscopio analogico. Da un punto di vista applicativo questa prestazione può essere molto utile, e in qualche caso addirittura indispensabile, come ad esempio quando interessa analizzare la causa di un guasto. Utilizzando la condizione di guasto stessa per generare l'impulso di trigger, si può infatti avere a disposizione anche l'andamento del segnale prima del guasto, facilitando in tal modo l'individuazione della causa che l'ha generato.



- figura 6.3 b) -

La durata temporale della porzione di segnale conservata in memoria rispetto all'evento di trigger dipende dalla frequenza di campionamento adottata, dalla capacità complessiva della memoria e dal valore del parametro M scelto con opportune modalità dall'operatore.



- figura 6.4 -

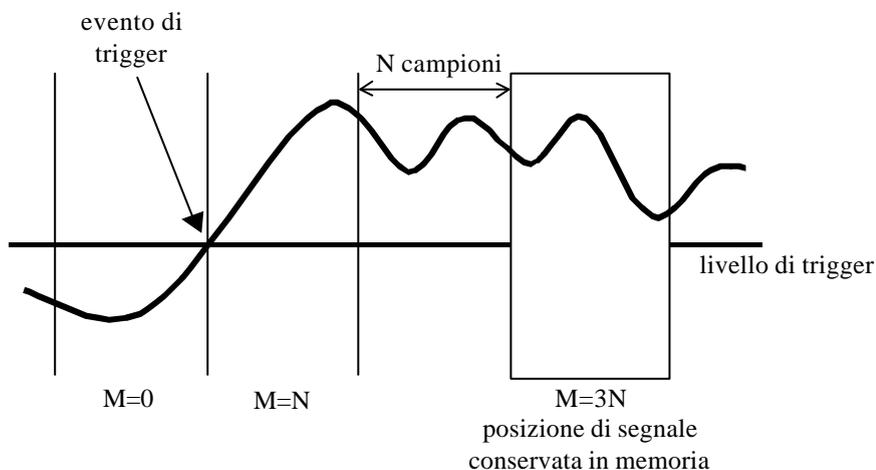
Se  $M=0$ , l'evento di trigger blocca la memorizzazione e gli  $N$  campioni presenti in memoria sono tutti relativi a una porzione di segnale che precede il trigger.

Se invece  $M=N$  tutti gli  $N$  campioni memorizzati sono successivi all'evento di trigger; concettualmente è come se tale evento abilitasse la conservazione dei campioni in memoria.

Con riferimento all'evento di trigger si può affermare che nel primo caso in memoria sono conservati solo campioni appartenenti al passato, mentre nel secondo caso i campioni appartengono al futuro.

Nella situazione illustrata in figura 6.3 appartiene al passato la porzione costituita da  $N-M$  campioni, mentre la restante porzione formata da  $M$  campioni appartiene al futuro: in letteratura queste due porzioni vengono dette rispettivamente di **pre-trigger** e di **post-trigger**.

Nei primi oscilloscopi digitali, e in quelli attuali con modeste prestazioni, la dimensione della porzione di post-trigger può essere 0,  $N/2$  o  $N$ ; le corrispondenti predisposizioni dello strumento sono denominate rispettivamente STOP, CENTER, START, o simili, come mostrato in figura 6.4.



- figura 6.5 -

Negli oscilloscopi più recenti si può assumere un numero elevato di valori interi, aumentando così la possibilità di scelta. Generalmente  $M$  può assumere un qualsiasi valore intero compreso tra 0 e un massimo anche maggiore di  $N$ ; in qualche caso, invece, la minima variazione possibile di  $M$  è maggiore di uno.

Ovviamente, poiché l'arresto della memorizzazione non può avvenire prima del verificarsi dell'evento di trigger non ha significato considerare valori negativi di  $M$ . È invece possibile fissare  $M>N$ ; in questo caso viene fissato il ritardo che deve

intercorrere tra l'evento di trigger e la porzione di segnale che si desidera analizzare. Questo ritardo può assumere anche valori piuttosto elevati.

In figura 6.5 è schematizzato il caso con  $M=3N$ : in memoria sono conservati  $N$  campioni relativi a una porzione di segnale che inizia dopo aver acquisito  $2N$  campioni successivi all'evento di trigger.

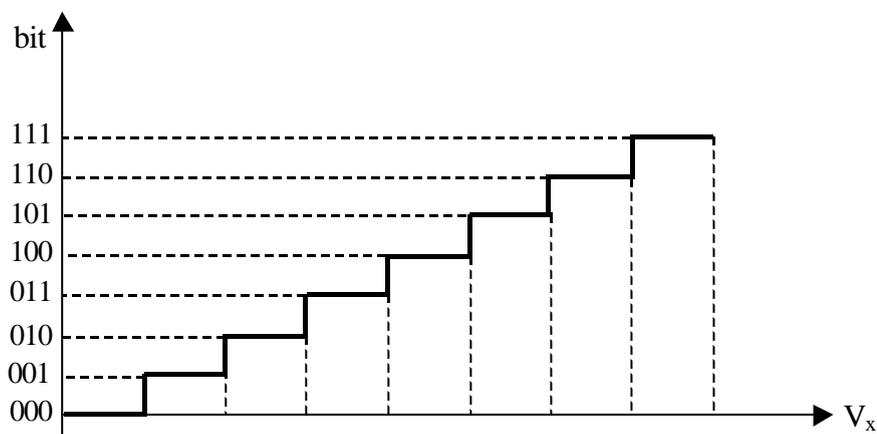
### Il blocco di conversione A/D

Le prestazioni di accuratezza e di banda di un oscilloscopio digitale dipendono in maniera significativa dal blocco di conversione A/D; questo è caratterizzato, principalmente, dal numero di bit e dal numero di campioni convertiti al secondo (Sample/second, S/s).

In un usuale oscilloscopio digitale la conversione viene normalmente eseguita con 8 bit ma per particolari esigenze di accuratezza sono disponibili anche strumenti con 10 o più bit di risoluzione, a fronte dei 7 o 6 bit dei primi strumenti di questo tipo.

La frequenza di campionamento massima può assumere valori in un campo molto esteso e parecchi sono gli sforzi fatti dai costruttori per elevare sempre di più il limite superiore di questo parametro. Attualmente, anche gli oscilloscopi più modesti eseguono un campionamento con velocità dell'ordine di alcune decine di MS/s; i più sofisticati strumenti disponibili arrivano invece fino a decine di GS/s.

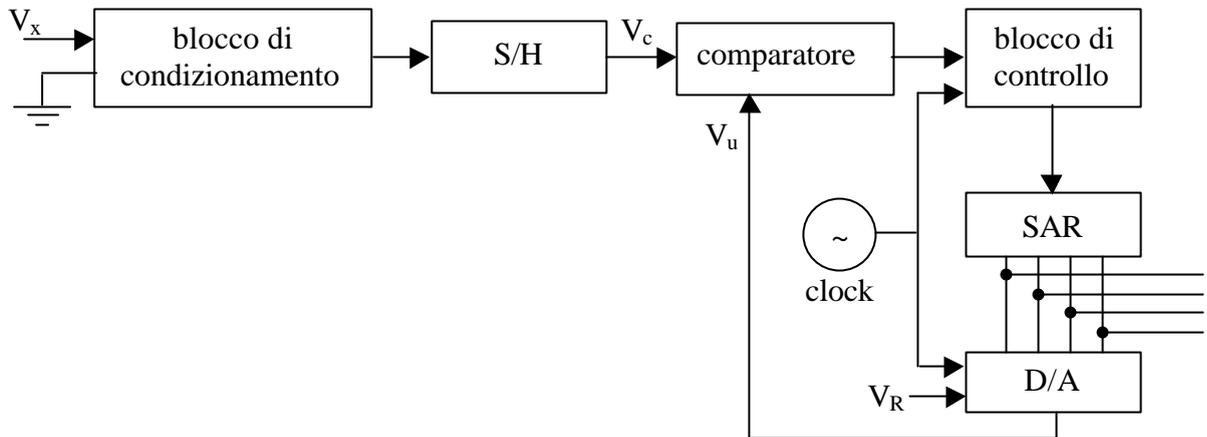
Vengono presentate adesso tre soluzioni circuitali ampiamente diffuse per la conversione del valore analogico di una grandezza in uno digitale, in cui ogni livello logico è contraddistinto da una opportuna sequenza di bit che ne codifica il valore, secondo una caratteristica quale, ad esempio, quello di figura 6.6. In particolare, la figura fa riferimento ad una caratteristica unipolare.



- figura 6.6 -

### Convertitore ad approssimazioni successive (SAR)

Si consideri lo schema a blocchi di figura 6.7.



- figura 6.7 -

Il convertitore ad approssimazioni successive è il più comune ADC avente risoluzione tra 8 e 16 bit e velocità di 1MS/s ed oltre. È un convertitore di basso costo e tipicamente gode di una buona linearità integrale, ossia la sua caratteristica manifesta una scarsa deviazione a causa di errori di offset e di guadagno da quella ideale.

Il convertitore SAR è costituito da un convertitore D/A ad n-bit e ad alta velocità e da un comparatore sul ciclo di feedback. Il registro ad approssimazioni successive rifornisce il convertitore D/A di una serie di n "richieste", che sono confrontate con la tensione di ingresso. Con l'avanzare della conversione il registro costruisce, all'uscita del comparatore, il risultato della conversione a n-bit. Alla fine della sequenza il registro conserverà il valore più prossimo alla tensione in ingresso.

La velocità di un convertitore A/D SAR è limitata dalla velocità del convertitore D/A presente nel ciclo di reazione.

La misura è affetta da un errore di quantizzazione. Questo errore è sempre più piccolo all'aumentare del numero dei bit ed è per questo che versioni tipiche di convertitori ad approssimazioni successive sono caratterizzate da un numero elevato di bit.

Aumentare il numero di bit migliora anche la risoluzione, definita come:

$$Q = \frac{FS}{2^n} \quad (6.1)$$

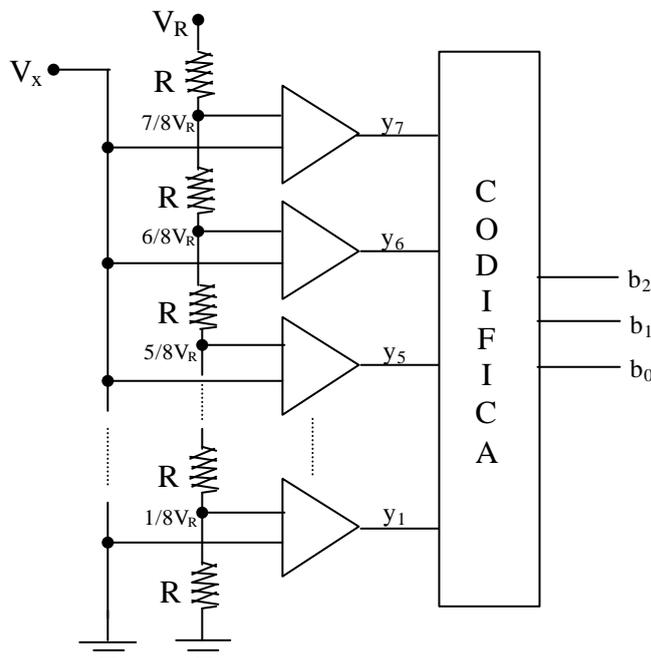
dove  $n$  è il numero di bit e  $FS$  è la tensione di fondo scala.

Tuttavia usare un numero maggiore di bit significa rallentare la conversione perché occorre modificare un numero maggiore di cifre.

Il circuito S/H (campiona e memorizza) serve per garantire che durante la conversione venga mantenuto costante il campione di ingresso ( $V_c$ ). Ciò è richiesto perché il comparatore deve poter lavorare con segnali continui. Il campione successivo, inoltre, si deve presentare in ingresso al comparatore solo quando è terminata la misura del campione precedente ed il blocco S/H temporizza questi eventi.

### Convertitore flash

I **flash converter** sono una classe di convertitori A/D caratterizzati da una elevata velocità di conversione, tanto da poter essere considerati quasi istantanei.



- figura 6.8 -

Lo schema di un convertitore Flash è costituito da  $2^n$  resistori uguali, posti in serie tra loro in modo da ripartire la tensione di riferimento in frazioni uguali, e da  $2^n - 1$  comparatori che confrontano la tensione incognita con una opportuna frazione della tensione di riferimento. Le uscite dei comparatori sono poste in ingresso ad una rete logica di codifica che fornisce una opportuna sequenza di bit in uscita.

Si consideri, ad esempio, lo schema di figura 6.8 di un flash converter a 3 bit. In questo caso specifico occorrono  $2^3=8$  resistori e  $2^3-1=7$  comparatori.

Questo schema è *unipolare*, cioè possono essere misurate solo tensioni a segno costante. La tensione di riferimento, inoltre, deve essere dello stesso segno di quella incognita.

Una volta applicata la tensione  $V_x$  in ingresso vengono eseguiti 7 confronti in parallelo mediante i comparatori, le cui uscite possono essere alte o basse a seconda del risultato del confronto:

se  $0 < V_x < V_R/8$  non commuta nessuno;

se  $V_R/8 < V_x < 2V_R/8$  il primo comparatore commuta e fornisce uscita alta;

se  $2V_R/8 < V_x < 3V_R/8$  i primi due comparatori commutano e forniscono uscita alta;

in generale, se  $jV_R/8 < V_x < (j+1)V_R/8$  i primi  $j$  comparatori commutano e forniscono uscita alta.

La rete di codifica, infine, implementa una tabella di verità mediante la quale la sequenza dei valori logici in uscita ai comparatori (i primi  $j$  forniscono 1, i restanti  $2^n-1-j$  danno 0) viene codificata con una sequenza di 3 bit.

uscite dei comparatori							bit di uscita		
$y_7$	$y_6$	$y_5$	$y_4$	$y_3$	$y_2$	$y_1$	$b_2$	$b_1$	$b_0$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	1	0	0	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1	0
0	0	0	0	1	1	1	0	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0
0	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

Con i flash converter si individuano  $2^n$  livelli di tensione ma non è possibile stabilire il valore esatto di  $V_x$ : si riscontra un errore di quantizzazione legato al numero di bit usati con uno scostamento massimo atteso di ampiezza  $V_R/2^n$ . Pertanto occorre operare con un numero significativo di bit in modo da rendere tale errore sufficientemente piccolo per l'applicazione in esame. D'altronde aumentare il

numero di bit significa aumentare la complessità, le dimensioni e la potenza dissipata dal circuito.

È importante ricordare che ogni errore nella realizzazione di una resistenza del partitore si traduce in uno scostamento di tutti i livelli.

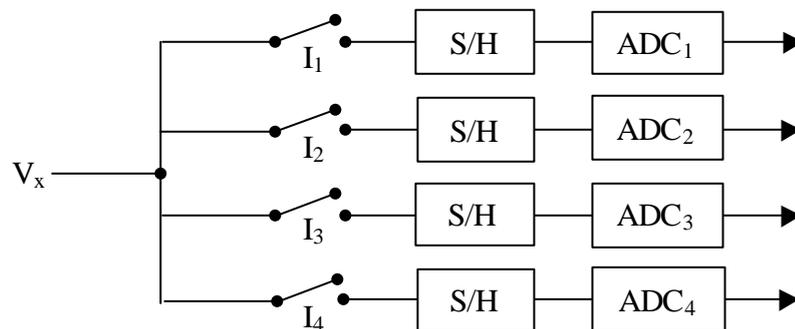
### Convertitori multiplexati

Per realizzare convertitori con un'elevata frequenza di campionamento occorre utilizzare una architettura di tipo parallelo.

In generale, fissato il periodo di conversione, la frequenza di campionamento non si può scegliere alta quanto si vuole perché prima di prelevare il campione successivo occorre aver terminato la conversione del campione precedente. Detto, allora,  $\tau_c$  il tempo di conversione di un singolo convertitore, se si dispone di  $N$  convertitori A/D uguali disposti in parallelo, e se si organizza la conversione in modo tale che mentre uno di essi esegue la conversione il successivo riceve in ingresso un altro campione ed inizia la sua conversione, si può ottenere un convertitore A/D complessivo con un periodo di campionamento pari a  $\tau_c/N$ .

I convertitori così realizzati prendono il nome di **convertitori multiplexati**, a divisione di tempo, nel senso che solo uno degli  $N$  convertitori è connesso in ogni istante all'ingresso.

Si consideri lo schema di figura 6.9 realizzato con 4 convertitori caratterizzati dall'aver lo stesso tempo di conversione  $\tau_c$ .



- figura 6.9 -

Inizialmente viene chiuso  $I_1$  mentre gli altri interruttori restano aperti; il circuito S/H campiona e mantiene costante il valore del segnale  $V_x$  durante la conversione operata da  $ADC_1$ . Dopo un intervallo di tempo di durata  $\tau_c/4$  viene chiuso  $I_2$  mentre gli altri interruttori sono aperti. Il relativo blocco S/H campiona e memorizza

cosicché parte la conversione di un secondo campione mediante  $ADC_2$ . Dopo un intervallo  $2\tau_c/4$  dall'istante iniziale, mentre  $ADC_1$  e  $ADC_2$  sono in conversione, viene chiuso  $I_3$  e gli altri interruttori sono aperti. Avvenuto un nuovo campionamento di  $V_x$  parte la conversione ad opera di  $ADC_3$ . Durante la conversione dei primi tre convertitori, che avviene con  $I_1$ ,  $I_2$  e  $I_3$  aperti, dopo  $3\tau_c/4$  dall'istante iniziale si chiude  $I_4$  ed ha luogo un nuovo campionamento della  $V_x$ . Il campione viene quindi convertito da  $ADC_4$ . Dopo un tempo pari a  $\tau_c$ ,  $ADC_1$  ha terminato la sua conversione e si riprende il ciclo.

In questo modo si riesce ad ottenere un campionamento a frequenza pari ad un quadruplo di quella del singolo convertitore, cioè il convertitore complessivo presenta un periodo di campionamento pari a  $1/4$  del tempo di conversione del singolo convertitore.

### Il campionamento in tempo reale

La conversione A/D può essere organizzata con diverse modalità; la scelta della modalità più adeguata a una data applicazione dipende dal tipo di segnale di ingresso e dal tipo di analisi che si desidera eseguire. Il modo più semplice e intuitivo per organizzare l'attività di conversione prende il nome di **one-shot**, oppure **single-shot** o **in tempo reale**. Utilizzando come comando per il blocco A/D un segnale di clock periodico di frequenza  $f_c$ , si procede al campionamento del segnale di ingresso, depositando in sequenza nel buffer circolare di acquisizione i campioni numerici ottenuti.

L'evento di trigger influisce sull'attività di memorizzazione con modalità diverse, che possono essere scelte dall'operatore. In ogni caso, quando la memorizzazione viene arrestata, in memoria sono conservati  $N$  campioni ottenuti in sequenza dal campionamento di una porzione del segnale di ingresso di durata pari a  $NT_c=N/f_c$ , localizzata temporalmente in una posizione dipendente dalla modalità di funzionamento scelta per il blocco di trigger.

Le frequenze di campionamento  $f_c$  ottenibili con gli attuali convertitori A/D rendono particolarmente complessa la realizzazione non solo del blocco di conversione, ma anche di quello di memorizzazione. Si deve infatti tenere presente che, ad esempio, con una frequenza di campionamento di 1GS/s si ha a disposizione, sia per la conversione sia per la memorizzazione di ogni dato, un solo nanosecondo. Le soluzioni circuitali adottate dalle case costruttrici nella realizzazione di questi blocchi sono raramente rese note, e, quando ciò si verifica, vengono fornite solo indicazioni di massima.

In genere, per raggiungere prestazioni di velocità così elevate vengono adottate

architetture di tipo parallelo: questa soluzione, pur permettendo di aumentare le prestazioni, richiede però strutture particolarmente complesse, e quindi costose. Ad esempio, ponendo in parallelo 4 convertitori funzionanti a 250MS/s, è possibile convertire il segnale con una frequenza di campionamento equivalente di 1GS/s. Ovviamente, per una corretta gestione dei 4 convertitori in parallelo, deve essere prevista una adeguata struttura di temporizzazione.

### I segnali ripetitivi

Esistono varie situazioni nelle quali il campionamento in tempo reale è l'unico possibile per analizzare una forma d'onda, come quando si vuole indagare sulle caratteristiche di un transitorio, o su un fenomeno che si verifica una sola volta. I transient recorder, ad esempio, prevedono spesso solamente questa modalità di campionamento.

Con questo modo di procedere, però, la frequenza di campionamento  $f_c$  impone un limite superiore alla frequenza massima  $f_s$  del segnale di ingresso; devono, infatti, essere rispettate le condizioni imposte dal teorema di Shannon, cioè  $f_c > 2f_s$ .

Pur disponendo di un convertitore funzionante con una certa frequenza, è possibile superare i limiti teorici imposti dal teorema di Shannon se si accettano restrizioni sul segnale di ingresso. La condizione che si impone è che il segnale da analizzare sia ripetitivo. Vale quindi la pena di richiamare il concetto di ripetitività di un segnale.

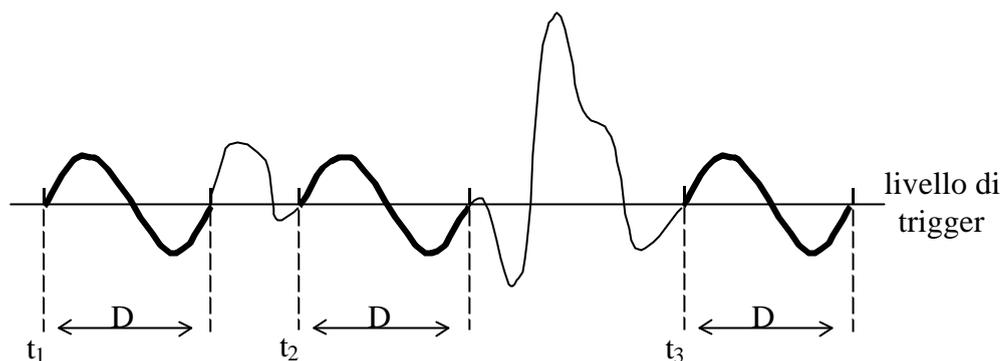
Come è noto, si definisce periodico un segnale che soddisfa la relazione:

$$x(t) = x(t + nT) \quad (6.2)$$

dove  $n$  è un numero intero e  $T$  il minimo valore che permette di soddisfare la precedente relazione.

La definizione richiede che la porzione di segnale di durata  $T$  si ripeta in modo identico su tutto l'asse temporale. Nessun segnale reale può però essere effettivamente periodico, in quanto ha senz'altro avuto un'origine e si presume che avrà una fine. Se però all'interno di un intervallo di tempo durante il quale viene osservato è possibile individuare una porzione di segnale che si ripresenta più volte, il segnale viene detto ripetitivo nei confronti della porzione individuata. Nessuna condizione viene invece posta sull'andamento del segnale esternamente alle porzioni che si ripetono all'interno dell'intervallo di osservazione.

Un semplice esempio di segnale ripetitivo è riportato in figura 6.10.



- figura 6.10 -

Come si può notare, solo le porzioni di durata  $D$  presentano lo stesso andamento temporale e l'andamento del segnale al di fuori delle porzioni di interesse può essere qualsiasi.

Imporre che un segnale sia ripetitivo all'interno di un dato intervallo è una condizione che, con accettabile approssimazione, può essere ritenuta spesso verificata in pratica. Implicitamente questa condizione è sempre stata accettata per poter analizzare l'andamento di un segnale utilizzando un oscilloscopio analogico senza memoria. Infatti, affinché sullo schermo di tale strumento sia osservabile una traccia stabile, è necessaria una sincronizzazione delle successive spazzolate così da ottenere un continuo rinfresco dei fosfori eccitati; ciò richiede che la porzione di segnale che si desidera visualizzare ripeta il suo andamento nel tempo.

Per non appesantire la trattazione, nel seguito non si adotterà in modo rigoroso la distinzione tra ripetitività e periodicità. In particolare, poiché concetti che saranno illustrati risultano spesso molto più intuitivi considerando segnali periodici, spesso si farà riferimento a questa situazione, anche se può essere sufficiente supporre soddisfatta la condizione di ripetitività.

### Il campionamento in tempo equivalente

L'uguaglianza delle diverse porzioni di un segnale ripetitivo può essere sfruttata per ricostruire l'andamento temporale delle porzioni utilizzando i campioni prelevati in ripetizioni successive. La scelta di eseguire un campionamento in tempo equivalente ha senso se, per un dato segnale, la massima frequenza di campionamento non verifica il criterio di Nyquist e se la banda passante dell'oscilloscopio è non inferiore alla massima frequenza contenuta dal segnale, in modo da non introdurre

deformazioni. È, inoltre, necessario essere in grado di selezionare le singole porzioni di segnale ed avere garanzie che esse siano effettivamente delle repliche. Per sfruttare al meglio la ripetitività sono state sviluppate due modalità di campionamento; la prima è utilizzata prevalentemente negli oscilloscopi analogici a campionamento, ed è spesso denominata **campionamento tempo equivalente sincro**; la seconda, propria degli oscilloscopi digitali, è meglio nota come **campionamento tempo equivalente asincro** (o *random*).

### Campionamento tempo equivalente sincro

Il principio di funzionamento del campionamento tempo equivalente sincro si basa sull'acquisizione di campioni di un segnale di periodo noto.

Il campionamento è detto sincro quando, dati  $N$ ,  $P$  e  $Q$  interi, con  $P < Q$ , è soddisfatta la relazione (6.3) che lega il periodo di campionamento  $T_c$  effettivo al periodo del segnale  $T$ :

$$T_c = \left( N + \frac{P}{Q} \right) T \quad (6.3)$$

Ad esempio, la scelta  $N=1$ ,  $P=1$  e  $Q=5$ , non verifica il criterio di Nyquist, poiché, essendo  $N \neq 0$ , risulta:

$$f_c = \frac{5}{6} f_s < f_{Nyquist} = 2f_s$$

In termini di tempo equivalente, invece, risulta:

$$f_{c_{eq}} = Q \cdot f_s = 5f_s$$

Poiché, in tal modo è ricostruita una porzione di segnale mediante  $Q$  campioni. Per  $N=1$ ,  $P=3$  e  $Q=5$ , la sequenza periodica è ancora 5, ma i campioni non sono nel giusto ordine; i periodi richiesti sono adesso 7 e dipendono, senza una relazione precisa, dal rapporto tra  $P$  e  $Q$ .

### Campionamento tempo equivalente asincro

Se  $T$  è non noto, si utilizza la modalità di campionamento asincro, dove si associa al campione acquisito il suo ritardo rispetto al precedente evento di trigger. Il ritardo si traduce in una diversa collocazione dei campioni nelle celle di memoria: la

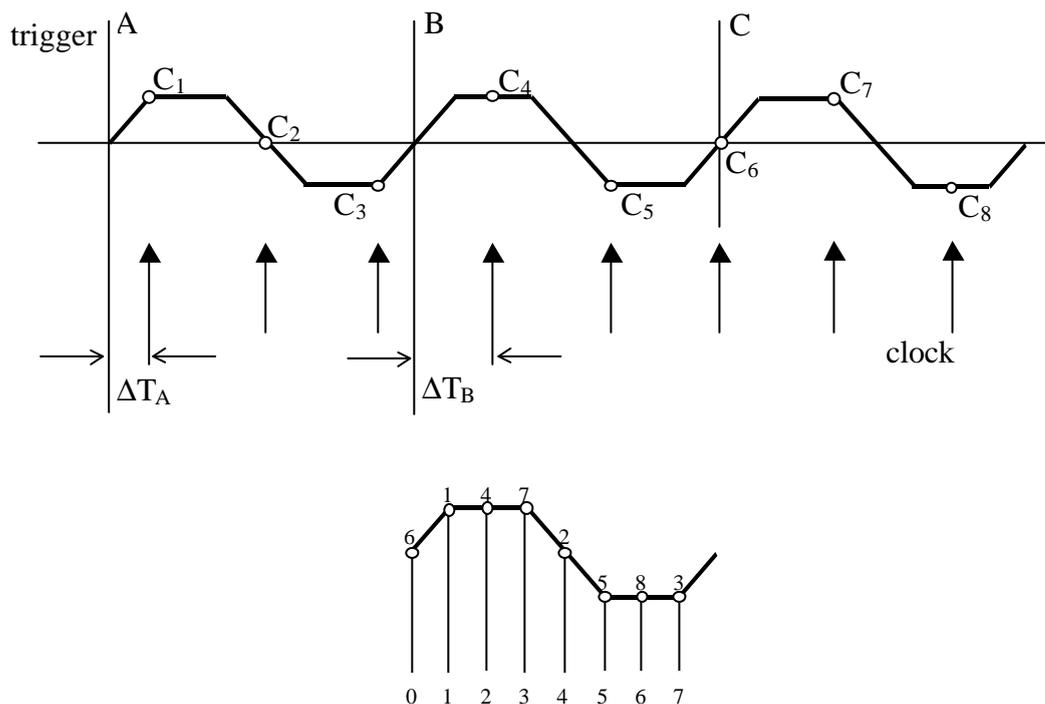
loro posizione è determinata dal ritardo rispetto al trigger.

Il segnale di ingresso è campionato con una frequenza costante  $f_c$ , indipendentemente dagli istanti di trigger; gli impulsi di trigger si verificano cioè in modo completamente asincrono rispetto agli istanti di campionamento, da cui il nome di asincrono, o casuale, dato a questa tecnica di campionamento.

Fra due successivi impulsi di trigger viene prelevato un numero molto limitato di campioni, non rigorosamente costante a causa della asincronicità, o in genere del tutto insufficiente per una adeguata ricostruzione della forma d'onda in esame; a tale scopo devono quindi essere utilizzati insieme di campioni ottenuti da periodi diversi del segnale.

Per ottenere una ricostruzione corretta è perciò necessario conoscere il legame temporale esistente fra ogni impulso di trigger e il corrispondente insieme di campioni acquisiti. Tutti gli eventi di trigger vengono inoltre fatti corrispondere allo stesso istante temporale.

In pratica, poiché il campionamento avviene con un periodo noto, per conoscere tale legame temporale è sufficiente misurare il ritardo esistente tra ogni impulso di trigger e il campione immediatamente successivo. La risoluzione temporale con cui è necessario determinare tale ritardo dipende anche dalla durata della porzione di segnale da analizzare e dal numero di campioni utilizzati per rappresentare tale porzione.



- figura 6.11 -

Per ricavare le principali relazioni che esistono tra i diversi parametri utilizzati nel campionamento asincrono si supponga di voler analizzare una porzione di segnale di durata  $T_0$  utilizzando  $N$  campioni.

Detta  $T_0$  la durata della porzione del segnale da analizzare, ed  $N$  il numero di campioni acquisiti, la frequenza di campionamento equivalente  $f_c'$  è data da:

$$f_c' = \frac{N}{T_0} \quad (6.4)$$

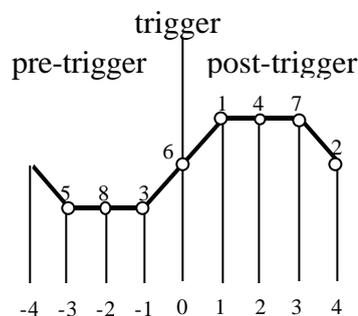
mentre la frequenza di campionamento effettiva  $f_c$  è pari a:

$$f_c = \frac{f_c'}{K} = \frac{N}{K \cdot T_0} \quad \text{con } K > 1 \quad (6.5)$$

Si ha perciò  $f_c < f_c'$ ; in pratica, il parametro  $K$  assume valori notevolmente elevati.

La figura 6.11 mostra una porzione ricostruita in condizioni di solo post-trigger.

È possibile richiedere che gli  $N=8$  campioni siano per metà antecedenti e per metà successivi all'evento di trigger, come mostrato in figura 6.12.



- figura 6.12 -

Le figure 6.11 e 6.12 sono state ricavate, per semplicità, da un segnale periodico; in generale, la procedura descritta è valida per segnali ripetitivi.

L'individuazione di ogni porzione di durata  $T$  avviene mediante dei segnali di trigger e ogni campione acquisito viene collocato rispetto a tale evento; se un campione acquisito non appartiene alla porzione di segnale (sia pre- che post-trigger) di interesse, viene perso.

## Visualizzazione

Per ricavare le informazioni di interesse i campioni depositati nella memoria di acquisizione devono essere opportunamente manipolati. Normalmente tali campioni vengono utilizzati per ricostruire la forma d'onda di una porzione di interesse del segnale d'ingresso; in tal caso l'insieme delle attività richieste viene svolta nel blocco di visualizzazione. Come già ricordato, questo blocco può far parte di uno strumento autonomo oppure costituire una risorsa comune inserita in un più complesso sistema elettronico e utilizzabile per tutte le esigenze di presentazione dei risultati ottenuti. Nel seguito si farà per semplicità riferimento al primo caso in quanto più diffuso. In un oscilloscopio digitale la visualizzazione viene di solito realizzata utilizzando tubo a raggi catodici il cui funzionamento può essere di tipo vettoriale oppure *raster*; la tendenza all'impiego è sempre più rivolta verso i tubi raster.

L'esempio più semplice di tubo vettoriale è costituito dal tubo a raggi catodici, presente in un normale oscilloscopio analogico; in esso la posizione del fascio elettronico è determinata dalle tensioni applicate a due coppie di placchette. L'impiego di questo tipo di tubi richiede ovviamente l'uso di due convertitori digitali-analogici per convertire i valori numerici che esprimono l'ampiezza e il ritardo associati a ogni campione da visualizzare in tensioni analogiche.

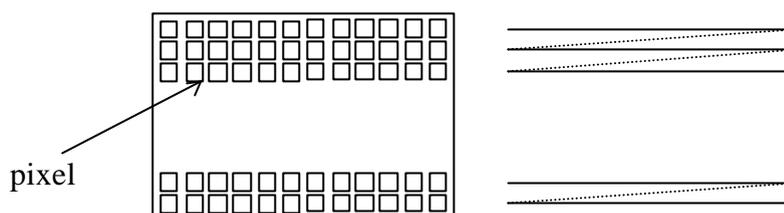
La presenza della memoria di acquisizione rende relativamente indipendenti le prestazioni in frequenza dai blocchi posti a monte e a valle di essa. Non è quindi necessario che il tubo vettoriale presenti una banda passante molto ampia.

Il funzionamento di un tubo raster è molto simile a quello di un tubo televisivo. Lo schermo viene considerato come una matrice composta da NxM areole elementari, dette *pixel*, ognuna delle quali emette luce quando viene eccitata da un fascio elettronico. Nel caso più semplice, il fascio elettronico scandisce con continuità tutti i pixel dello schermo, come mostrato in figura 6.13; ogni pixel viene eccitato o meno a seconda dell'intensità assunta dal fascio durante la scansione.

La visualizzazione di una traccia, oppure di un carattere alfanumerico, richiede l'eccitazione di un opportuno insieme di pixel. Si tratta quindi di modulare l'intensità del fascio in modo che durante la scansione, che avviene in modo indipendente dalla traccia da visualizzare, siano eccitati solo i pixel desiderati.

Lo schermo di un tubo raster è normalmente costituito da qualche centinaio di righe e di colonne. Il tubo di un oscilloscopio di prestazioni normali può presentare ad esempio 368 righe e 576 colonne. Per ottenere un'immagine di migliore qualità strumenti di prestazioni elevata sono invece dotati di schermi di maggiore

risoluzione; ad esempio, lo schermo di un oscilloscopio di un certo pregio è formato da 810 righe e 696 colonne.



- figura 6.13 -

Non tutto lo schermo viene utilizzato per la visualizzazione delle tracce; in genere due porzioni laterali, una verticale e una orizzontale sono infatti utilizzate per fornire informazioni alfanumeriche.

Il rinfresco dello schermo avviene con una frequenza di solito compresa fra 50 e 70 Hz. La gestione del pennello elettronico (sincronismo di riga, di quadro, ...) è ottenuta mediante circuiti integrati molto simili a quelli utilizzati in un normale tubo televisivo; essi rappresentano una parte della circuiteria necessaria al funzionamento del tubo stesso.

La qualità della traccia visualizzata in un tubo raster è inferiore a quella ottenibile con un tubo vettoriale di un oscilloscopio analogico; la risoluzione fornita da entrambe le soluzioni è invece paragonabile, nonostante il numero limitato di livelli rappresentabili in un tubo raster. Si deve infatti tener presente che la risoluzione ottenibile in un oscilloscopio analogico dipende dalla capacità dell'occhio umano di discriminare due diverse posizioni del pennello elettronico sullo schermo; supponendo di poter discriminare due posizioni che differiscono fra loro di 0,3-0,5 mm, un oscilloscopio analogico dotato di uno schermo di 100 mm permette pertanto di individuare 200-300 posizioni diverse. Un tubo raster con 256 righe presenta quindi una risoluzione paragonabile a quella di un oscilloscopio analogico. Aumentando il numero di righe del tubo raster è possibile ottenere una risoluzione superiore.

Si deve però notare che sullo schermo viene spesso presentata solo una parte dell'informazione disponibile nella memoria dello strumento, soprattutto per quello che riguarda l'asse temporale. Un opportuno uso dei cursori e l'impiego di successive espansioni della scala orizzontale permette di raggiungere risoluzioni temporali molto elevate, normalmente superiori a quelle disponibili in un oscilloscopio analogico.

## I parametri di un oscilloscopio digitale

Un oscilloscopio analogico viene caratterizzato fornendo un certo numero di parametri definiti in modo rigoroso e ormai universalmente accettati; si ricorda, ad esempio, la banda passante, la sensibilità massima, l'accuratezza, ecc.. La conoscenza di tali parametri permette quindi di determinare in modo immediato le prestazioni di uno specifico modello di strumento.

Nel caso degli oscilloscopi digitali, purtroppo, la situazione è notevolmente diversa. Non solo ogni costruttore riporta parametri diversi, spesso senza specificarne la definizione e rendendone così difficile una corretta interpretazione, ma in parecchi casi lo stesso nome viene addirittura usato per intendere parametri diversi. Un confronto fra le prestazioni di diversi modelli di oscilloscopi digitali risulta pertanto molto complesso.

Questa situazione alquanto confusa è in parte imputabile alla rapida evoluzione di questo tipo di strumenti; in questi ultimi anni, infatti, si è verificato un progressivo aumento delle prestazioni dell'oscilloscopio digitale e un conseguente allargamento delle sue possibilità di impiego, soprattutto nell'ambito dell'automazione delle misure e della elaborazione dei campioni acquisiti.

Teoricamente, ogni modalità operativa dello strumento dovrebbe essere caratterizzata in modo completo; in pratica, una determinata prestazione viene spesso caratterizzata solamente nelle migliori condizioni di impiego, e raramente vengono fornite indicazioni sulle prestazioni ottenibili dallo strumento in condizioni operative diverse da quelle considerate nella pratica. Ogni costruttore cerca infatti di esaltare le prestazioni del suo prodotto, evitando di metterne in risalto gli aspetti negativi.

- **Banda passante di un oscilloscopio digitale**

Come negli oscilloscopi analogici anche negli oscilloscopi digitali viene riportata la banda passante  $BW$  dello strumento. Spesso vengono indicate due bande passanti, una relativa al funzionamento tempo reale, e l'altra di funzionamento ripetitivo.

Si deve tenere presente che, poiché la frequenza di taglio inferiore di un qualsiasi oscilloscopio accoppiato in ingresso in AC è dell'ordine della decina di Hz, la banda passante dello strumento è quasi coincidente con la sua frequenza di taglio superiore  $f_T$ . Inoltre, nel fornire questo parametro, tutti i costruttori fanno sempre esplicito, o implicito, riferimento a una attenuazione pari a 3db.

Indicata con  $V_i$  la tensione presente in ingresso e con  $V_v$  quella visualizzata sullo schermo, alla frequenza di taglio superiore si può scrivere:

$$20\log_{10}\frac{V_v}{V_i} = -3db \quad (6.6)$$

da cui:

$$V_v = V_i \cdot 10^{-\frac{3}{20}} \cong 0,7V_i \quad (6.7)$$

La tensione visualizzata sullo schermo presenta una diminuzione di circa il 30% rispetto a quella di ingresso. Uno scostamento di questa entità non è generalmente accettabile in un sistema di misurazione. Da un punto di vista teorico è possibile apportare al valore dedotto dallo schermo delle opportune correzioni e risalire così al valore della tensione di ingresso. In pratica, però, quando il segnale di ingresso non è monofrequenziale, ma presenta una estensione frequenziale non trascurabile, tale correzione è molto complessa e di fatto non viene mai applicata.

La banda passante a  $-3dB$  di un oscilloscopio deve quindi essere intesa come un parametro di riferimento dal quale si può dedurre il campo di impiego dello strumento una volta fissato lo scostamento massimo accettabile.

- **Frequenza di campionamento di un oscilloscopio digitale**

L'attività di conversione può essere svolta utilizzando sia un campionamento in tempo reale, sia un campionamento ripetitivo. La frequenza di campionamento corrispondente alla traccia visualizzata può al massimo coincidere con quella utilizzata dal blocco di conversione nel caso di campionamento in tempo reale, mentre può essere superiore nel caso di funzionamento asincrono.

Nei data sheet di alcuni oscilloscopi vengono riportate in modo esplicito entrambe queste frequenze; in altri casi, mentre la frequenza di campionamento utilizzata nel blocco di conversione può essere dedotta da altre specifiche, non viene fornita alcuna indicazione diretta sul valore della frequenza equivalente ottenibile mediante campionamento ripetitivo.

L'interpolazione lineare è ormai prevista in qualsiasi modello di oscilloscopio digitale; sono pertanto sufficienti al più 10 campioni per periodo per poter adeguatamente ricostruire una forma d'onda. Nel fornire i valori di frequenza ammissibili da uno strumento, alcuni costruttori fanno riferimento esplicito, o implicito, a tale situazione.

- **Accuratezza verticale: risoluzione**

Nelle specifiche di alcuni modelli di oscilloscopi viene precisata anche la componente dell'incertezza verticale dovuta all'errore di quantizzazione introdotto dalla conversione A/D. Spesso questo parametro viene denominato *risoluzione* ed è funzione del numero di bit; esso può assumere valori diversi a seconda della modalità con cui lo strumento viene utilizzato, ma in generale è indicato come:

$$\Delta V = \frac{FS}{2^n - 1} \cdot 100\% \quad (6.8)$$

dove FS è la tensione di fondo scala e n è il numero di bit.

Se la risoluzione è espressa proprio in numero di bit, si può risalire al valore di tensione corrispondente a partire dal valore del fondo scala, o dalla costante di taratura verticale (V/div), con cui lo strumento è stato predisposto. Se la quantizzazione avviene su 8 bit, si hanno a disposizione 256 diversi livelli di tensione; se inoltre lo schermo è dotato di divisioni verticali, scegliendo una costante di taratura di 1V/div, la risoluzione offerta dallo strumento risulta  $\Delta V = 8/256 \cong 31\text{mV}$ . Poiché viene normalmente adottata una quantizzazione ad arrotondamento, ogni tensione misurata presenta quindi, indipendentemente da altre sorgenti di incertezza, una indeterminazione pari a  $\pm \Delta V/2 \cong 16\text{mV}$ .

Per minimizzare l'effetto relativo della quantizzazione sull'incertezza conviene quindi scegliere una costante di taratura verticale che permetta di eseguire la misurazione in prossimità del fondo scala. Ad esempio, se lo strumento è predisposto in modo da eseguire la misurazione a metà scala, pur rimanendo fissa la risoluzione  $\Delta V$ , si ha un raddoppio dell'incertezza relativa rispetto a quella ottenibile con una misurazione eseguita a fondo scala; in termini equivalenti è come se l'oscilloscopio fosse dotato di un convertitore A/D privo del bit più significativo.

- **Bit effettivi**

L'incertezza complessivamente introdotta dallo strumento viene spesso fornita in termini di numero di **bit effettivi**; nella definizione di tale parametro si suppone che tutte le diverse sorgenti di incertezza che si manifestano in una ben definita condizione operativa siano assimilabili all'errore di quantizzazione introdotto da un convertitore A/D ideale avente un numero di bit inferiore a quello effettivamente utilizzato dal blocco di conversione.

Il numero di bit effettivi è un parametro globale e deve essere, perciò, utilizzato con cautela; il peso assunto dalle varie sorgenti di incertezza dipende infatti da molteplici fattori come, ad esempio, le caratteristiche legate al segnale di ingresso.

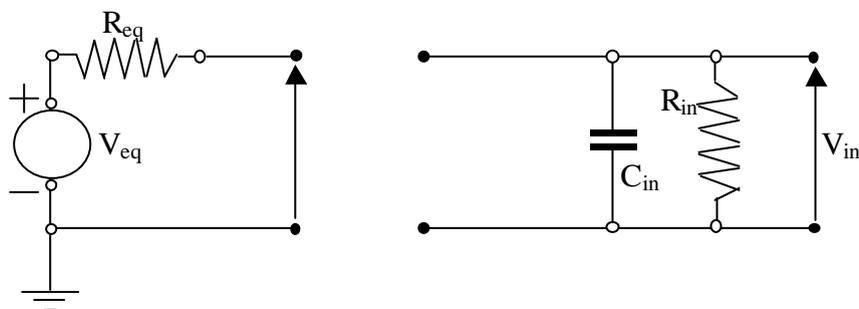
In pratica, il significato dei bit effettivi è quello di vedere l'oscilloscopio come un unico convertitore analogico digitale con un numero di bit tale che il suo passo di quantizzazione sia pari all'incertezza complessiva. Ad esempio, dire che un oscilloscopio a 8 bit nominali presenta un numero di bit effettivi pari a 7 significa dire che le sorgenti di incertezza influiscono sul campione convertito rendendolo equivalente ad un campione proveniente da un convertitore a 7 bit anziché a 8.

### Le sonde

L'impedenza di ingresso,  $Z_{in}$ , di un oscilloscopio è modellabile dal parallelo tra una resistenza  $R_{in}$  e una capacità  $C_{in}$ , i cui valori tipici sono rispettivamente  $1M\Omega$  e  $10\text{-}20\text{pF}$ . Il loro valore effettivo è fornito dal costruttore e può variare con la casa costruttrice e il modello. A causa dell'effetto capacitivo, l'impedenza complessiva  $Z_{in}$  dell'oscilloscopio decade al crescere della frequenza del segnale applicato, secondo la seguente relazione:

$$Z_{in} = \frac{R_{in} \frac{1}{j\omega C_{in}}}{R_{in} + \frac{1}{j\omega C_{in}}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega R_{in} C_{in}} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega \tau_{in}} \quad (6.9)$$

Dove  $\tau_{in}$  è la costante di tempo del circuito d'ingresso.



- figura 6.14 -

Assumendo, per esempio,  $C_{in}=20\text{pF}$ , l'impedenza corrispondente  $Z_{C_{in}}$  raggiunge il valore di  $1M\Omega$  alla frequenza di appena  $8\text{kHz}$ . Se si connettesse all'oscilloscopio una

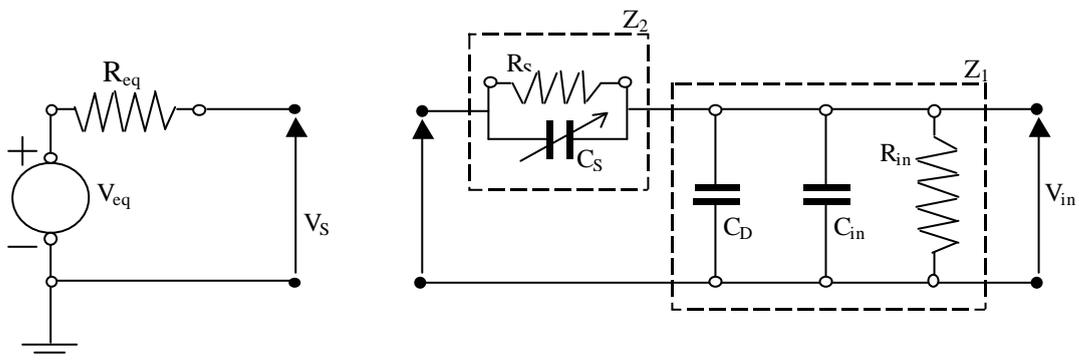
sorgente di segnale, come rappresentato nella figura 6.14 (generatore di segnale  $V_{eq}$  con la sua resistenza interna  $R_{eq}$ ), ne risulterebbe un effetto di carico crescente con la frequenza.

Molti oscilloscopi offrono la possibilità di selezionare un valore della resistenza d'ingresso  $R_{in}$  pari a  $50\Omega$ . Un valore relativamente basso della resistenza d'ingresso accresce la larghezza di banda dello strumento, infatti aumenta il valore delle frequenze a cui cominciano a diventare rilevanti gli effetti delle impedenze capacitive. Peraltro, determina effetti di carico sul segnale applicato che non sempre sono tollerabili.

Le **sonde** costituiscono un corredo indispensabile dell'oscilloscopio. Il segnale da visualizzare infatti viene, di norma, applicato allo strumento tramite le sonde, realizzate in cavo coassiale e terminale BNC.

Per ovviare agli inconvenienti dell'impedenza d'ingresso limitata, nella pratica si adoperano le sonde attenuatrici compensate, tipicamente 10X (si veda la figura 6.15). Normalmente esse sono costituite da una resistenza  $R_S$  di valore  $9M\Omega$ , la quale, in serie con la resistenza di ingresso  $R_{in}$  pari a  $1M\Omega$  dell'oscilloscopio, porta l'impedenza complessiva in DC vista dalla sorgente al valore di  $10M\Omega$  (oscilloscopio + sonda 10X).

Contemporaneamente però si raggiunge una attenuazione del segnale di 10 volte:  $V_{in}=V_S/10$ .



- figura 6.15 -

Per contrastare gli effetti della capacità equivalente in ingresso  $C_{in}$  dell'oscilloscopio, si dispone nella sonda attenuatrice anche una capacità di compensazione  $C_S$  regolabile.

Detta  $C_D$  la capacità indotta dai cavi di collegamento, se si rendono uguali le costanti di tempo  $R_S C_S = R_{in}(C_{in} + C_D)$  si realizza una perfetta compensazione del comportamento in frequenza. Infatti la funzione di trasferimento della sonda può essere scritta, in funzione delle impedenze, nella forma:

$$W = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (6.10)$$

dove:

$$Z_1 = \frac{R_{in}}{1 + j\omega R_{in} C_{eq}} \quad e \quad Z_2 = \frac{R_s}{1 + j\omega R_s C_s} \quad (6.11)$$

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

$$W_0 = \left. \frac{V_{in}}{V_s} \right|_{DC} = \frac{R_{in}}{R_s + R_{in}} \quad (6.12)$$

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

$$W(j\omega) = \frac{V_{in}}{V_s} = \frac{R_{in}}{1 + j\omega R_{in} C_{eq}} \cdot \frac{(1 + j\omega R_{in} C_{eq})(1 + j\omega R_s C_s)}{R_s (1 + j\omega R_{in} C_{eq}) + R_{in} (1 + j\omega R_s C_s)} \quad (6.13)$$

dove  $C_{eq} = C_D + C_{in}$ .

Da tale espressione si osserva che la condizione desiderata ( $W(j\omega) = W_0$ ), detta anche **compensazione**, viene raggiunta quando le due costanti di tempo risultano uguali:  $R_s C_s = R_{in} C_{eq}$ .

Raggiungere operativamente la compensazione significa variare la capacità  $C_s$  della sonda.

Oltre alla situazione di equilibrio sono però possibili due casi:

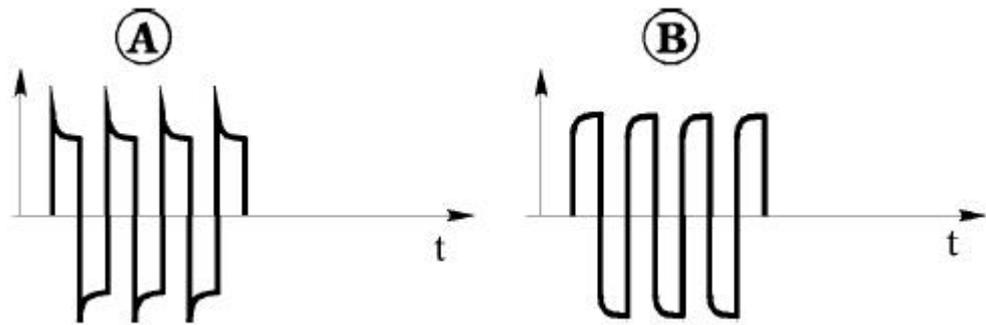
$$\text{caso A) } R_s C_s > R_{in} C_{eq}$$

$$\text{caso B) } R_s C_s < R_{in} C_{eq}$$

Il caso A), detto *sovracompensazione*, corrisponde ad un'accentuazione delle alte frequenze e ad un'azione anticipatrice sulla fase.

Il caso B), detto *sottocompensazione*, corrisponde invece ad un'attenuazione delle alte frequenze e ad un'azione ritardatrice sulla fase.

Il risultato di tali azioni su di una forma d'onda di tipo rettangolare, che l'oscilloscopio stesso è in grado di fornire per la calibrazione, è riportato in figura 6.16.



- figura 6.16 -

Si osserva, infine, che l'impedenza d'ingresso complessiva del sistema costituito dall'oscilloscopio e dalla sonda perfettamente compensata risulta pari a:

$$Z_{osc+sonda} = Z_1 + Z_2 = \frac{R_{in} + R_s}{1 + j\omega t} \quad (6.14)$$

con  $t = R_s C_s = R_{in} C_{eq}$ .

Ma l'effetto più interessante legato all'uso di sonde compensate 10X, riguarda l'incremento della banda passante.

L'insieme formato dal circuito di misura, cavo di connessione e dal circuito in ingresso dell'oscilloscopio, costituisce un filtro passa-basso, capace di ridurre l'ampiezza di banda del sistema di misura rispetto a quella del solo amplificatore verticale dell'oscilloscopio.

Se è vero che, in condizioni di perfetta compensazione, il trasferimento del segnale da  $V_S$  a  $V_{in}$  avviene con la semplice attenuazione di dieci volte per tutte le frequenze, è anche vero che, in realtà, si vorrebbe osservare la tensione  $V_{eq}$  del generatore di segnale, minimizzando la caduta sulla resistenza interna  $R_{eq}$ . Si potrebbe allora considerare la funzione  $W'$  che descrive il rapporto fra  $V_S$  e  $V_{eq}$ :

$$W' = \frac{V_S}{V_{eq}} = \frac{Z_{osc+sonda}}{R_{eq} + Z_{osc+sonda}} = \frac{\frac{R_{in} + R_s}{1 + j\omega t}}{R_{eq} + \frac{R_{in} + R_s}{1 + j\omega t}} = \frac{R_{in} + R_s}{R_{eq} + j\omega t R_{eq} + R_{in} + R_s} \quad (6.15)$$

Se la resistenza interna  $R_{eq}$  del generatore di segnale è molto più piccola della somma di  $R_{in}$  e  $R_s$  (pari a  $10M\Omega$ ), allora si ha, con buona approssimazione, che:

$$W' = \frac{V_S}{V_{eq}} \cong \frac{1}{1 + j\omega t \frac{R_{eq}}{R_{in} + R_s}} \quad (6.16)$$

In tal caso, la costante di tempo risulta:  $\tau \cdot \frac{R_{eq}}{R_1 + R_2}$ .

Viceversa, se non si fosse usata la sonda compensata 10X, l'impedenza d'ingresso vista dal generatore equivalente di segnale sarebbe stata solo  $Z_{in}=Z_{osc}=Z_1$  e la costante di tempo sarebbe stata, con la stessa approssimazione ( $R_{eq} \ll R_S$ ), pari a  $\tau \cdot R_{eq}/R_S$ , ossia circa dieci volte più grande.

Ricordando ancora che la frequenza di taglio risulta l'inverso della costante di tempo, si deduce che la sonda compensata 10X presenta una frequenza di taglio a 3dB circa dieci volte più grande rispetto al caso di accoppiamento diretto del segnale.

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