

7 I convertitori Analogico/Digitali.

7.1. Generalità

Un voltmetro numerico, come si evince dal nome, è uno strumento che effettua misure di tensione mediante una conversione analogico-digitale della grandezza in ingresso e che visualizza il risultato in forma numerica su un dispositivo di visualizzazione (display). Lo schema a blocchi di un voltmetro digitale è mostrato in fig. 7.1;

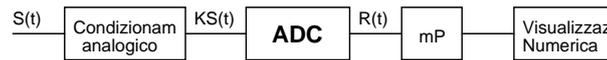


Fig. 7.1. Schema a blocchi di un generico voltmetro digitale

In tale schema sono presenti:

- una sezione di condizionamento del segnale in ingresso, costituita da stadi di amplificazione/attenuazione e filtraggio, con il compito di adattare la dinamica del segnale per i blocchi successivi
- un convertitore analogico-digitale (ADC)
- un blocco di elaborazione del segnale digitale, costituito da un microprocessore, il quale ha il compito di elaborare il risultato numerico fornito dal convertitore per mostrarlo nella forma più conveniente (ad es. in cifre decimali)
- un blocco di visualizzazione

La sezione di condizionamento è costituita da partitori resistivi, che hanno la funzione di ripartire la tensione in ingresso se il suo valore supera la portata massima dello strumento e da amplificatori a guadagno variabile, che adattano il valore della amplificazione alle singole portate.

Uno semplice schema di condizionamento è mostrato in fig. 1.2.

In ingresso vi è un divisore resistivo 100:1, che riduce di un fattore 100 il valore della tensione di ingresso, se questo è elevato; vi è poi un amplificatore operazionale in configurazione non invertente, il cui guadagno vale per basse e medie frequenze:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad 7.1$$

e può essere variato selezionando diversi valori delle resistenze poste in controreazione.

Ad esempio se la portata massima dello strumento è 10 V, una tensione di 1000 V sarà divisa per 100 e amplificata di un fattore 1 (scegliendo R2 pari a zero), una tensione di 100 V sarà divisa per 100 e amplificata per 10 (scegliendo un valore di R2 pari 9 volte R1) e così via.

Un parametro molto importante del blocco di condizionamento è la impedenza di ingresso, che coincide con quella dello strumento.

La resistenza di ingresso di un voltmetro influenza direttamente la precisione della misura, poiché può causare un assorbimento di potenza non nullo dello strumento e quindi una perturbazione del sistema ed un errore di misura, è necessario che essa sia più elevata possibile.

In genere una configurazione ad operazionale come quella di fig 7.2 presenta una impedenza di ingresso dell' ordine dei 10 MΩ per le alte portate, che può essere aumentata fino a 10¹⁰ Ω , per le basse portate, utilizzando configurazioni a FET.

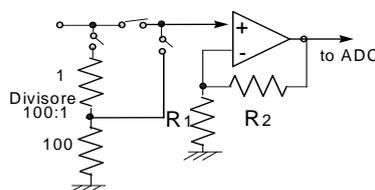


Fig. 7.2. Semplice configurazione di blocco di condizionamento

Il convertitore analogico-digitale è il cuore di tutti gli strumenti di tipo numerico; vi sono molti tipi di ADC in commercio con differenti caratteristiche e prestazioni, infatti il principio di funzionamento ne influenza in modo determinante sia la risoluzione che la velocità di conversione.

Una prima classificazione può essere fatta fra:

- 1) convertitori istantanei
- 2) convertitori ad integrazione.

I primi, generalmente più veloci, determinano il valore del segnale in determinati istanti, sono pertanto utilizzati in particolare quando si abbia un segnale variabile nel tempo unitamente a dispositivi di campionamento e di tenuta (sample&hold) in ingresso.

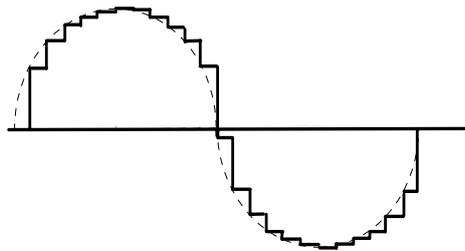


Fig. 1.3. Segnale approssimato con gradini.

In questo modo il segnale analogico è approssimato da una successione di gradini, ognuno dei quali di ampiezza pari al valore del segnale nell'istante precedente di campionamento (fig. 7.3).

Il voltmetro digitale allora provvede alla elaborazione dei campioni convertiti dall'ADC ed a determinare i parametri fondamentali come ad esempio il valor medio e quello efficace di un generico segnale alternato.

Se in uno o più periodi del segnale sono contenuti N campioni il valor medio e quello efficace sono dati rispettivamente da:

$$V_m = \frac{1}{NT} \sum_{n=0}^{N-1} T * V(nT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V(nT) \quad 7.2$$

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{NT} \sum_{n=0}^{N-1} T * V^2(nT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} V^2(nT) \quad 7.3$$

dove:

T (supposto costante) è pari al periodo di campionamento cioè alla distanza temporale fra due campioni successivi

V(nT) è il valore assunto dal segnale negli istanti di campionamento.

Dalle 1 e 2 è inoltre possibile determinare il valore efficace della sola componente alternata, mediante la relazione:

$$V_{ca}^2 = V_{eff}^2 - V_m^2 \quad 7.4$$

Queste relazioni permettono una determinazione esatta dei parametri del segnale solo se l'intervallo di tempo considerato contiene un numero intero di periodi del segnale, per questo molti strumenti di precisione determinano preventivamente il periodo del segnale da misurare, adattando di conseguenza la propria frequenza di campionamento.

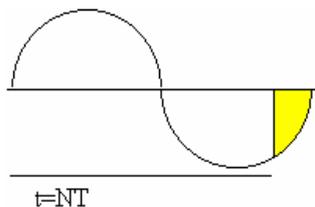


Fig. 7.4. Approssimazione per difetto.

A volte più semplicemente determinano un sottoinsieme dei campioni acquisiti contenuto in uno o più periodi del segnale, in questo modo però non c'è perfetta sincronizzazione con il clock che da il

comando di campionamento e nasce un errore dovuto al fatto che si rischia o di trascurare una porzione del periodo del segnale (fig. 7.4), oppure di considerarne una parte di troppo .

L' errore può comunque essere ridotto eseguendo una media di misure su più periodi, in questo modo si riduce il peso relativo dell' approssimazione, ma aumenta il numero di campioni richiesti e dunque il tempo di misura.

Supposto di poter ottenere una efficace sincronizzazione, bisogna annoverare l' errore introdotto dall' aver approssimato una forma d'onda continua con una costituita da un insieme discreto di punti, tuttavia questo errore si riduce drasticamente utilizzando un campionamento fitto con molti punti e osservando che, per segnali alternati con andamento regolare del tipo di fig. 7.5, si ha una compensazione dell' errore fra la salita (dove il segnale è approssimato per difetto) e la discesa (dove è approssimato per eccesso).

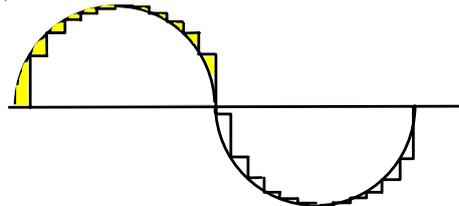


Fig. 7.5. Approssimazione per difetto in fase di salita, per eccesso in discesa.

Questi metodi di misura, basati sull'uso di espressioni numeriche, risultano particolarmente vantaggiosi (in termini di precisione) in particolare nel caso di trasformazioni non lineari, come la determinazione del vero valore efficace di una grandezza non sinusoidale, poiché permettono di evitare l'impiego di dispositivi non lineari di tipo analogico.

Le prestazioni, in termini di velocità e di precisione, dipendono dalle caratteristiche dei blocchi analogici di ingresso (banda passante, linearità) ma soprattutto dal convertitore ADC (frequenza di campionamento, numero di bit, idealità).

I convertitori ad integrazione vengono invece più diffusamente utilizzati per misure di tensioni continue, grazie alla loro elevata reiezione al rumore sovrapposto al segnale.

In particolare questi convertitori hanno largo impiego nei multimetri, dove ogni grandezza in ingresso è convertita in tensione continua, è possibile, mediante convertitori AC-DC, convertire una tensione alternata in ingresso, in un valore costante pari rispettivamente :

- al valor medio
- al valore di picco
- al valore efficace.

Lo schema a blocchi di un multimetro che misura tensioni continue (DC) ed alternata (AC) è mostrato nella fig. 7.6.

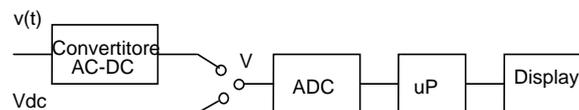


Fig. 7.6. Misura del valor medio di un segnale alternato mediante uno strumento numerico

In linea di principio, per misure su tensioni costanti, è possibile utilizzare anche i convertitori istantanei, prendendo i valori negli istanti di campionamento; tuttavia i voltmetri ad integrazione, poiché eseguono una media del segnale in un certo numero di periodi, eliminano il rumore di tipo gaussiano (che ha media nulla), pertanto essi permettono, senza eccessive complicazioni circuitali, di avere una risoluzione molto elevata, fino a 24 bit e più.

La presenza del rumore degrada invece la misura eseguita con uno strumento a valore istantaneo, se il convertitore ha un numero di bit elevati, le ultime cifre del risultato subirebbero comunque delle oscillazioni dovute alle fluttuazioni casuali sovrapposte al segnale, rendendo inutile una grande risoluzione del convertitore.

I convertitori ad integrazione invece potrebbero essere utilizzati, in via del tutto ipotetica, anche per misure di tensione alternata, ma essi richiedono un tempo di conversione elevato (dell'ordine delle decine di ms), in genere contenente uno o più periodi del segnale e dunque effettuando una integrazione essi danno un valore in uscita comunque nullo.

Se del resto si utilizzasse una tecnica di campionamento con tenuta, non avrebbe senso il loro impiego per due motivi:

- 1) il tempo di conversione dei dispositivi ad integrazione risulta comunque eccessivo
- 2) il segnale in uscita al S/H non ha rumore sovrapposto e dunque non è richiesto un convertitore con elevata reiezione al rumore.

Infatti il S/H provvede ad eliminare il rumore sovrapposto al segnale eseguendo un filtraggio di tipo passa basso, grazie all'elemento di memoria, che in genere è costituito da una capacità

I principali criteri di scelta di un convertitore si basano su considerazioni riguardanti:

- a) il tipo di segnale in ingresso
- b) il tempo di misura richiesto
- c) la precisione voluta
- d) la complessità tecnologica
- e) il costo
- f) l'evoluzione tecnologica di alcuni dispositivi

Poiché le caratteristiche e le prestazioni di un voltmetro numerico dipendono prevalentemente dal convertitore, nel seguito si esamineranno alcuni tipi di ADC oggi presenti sul mercato e si parlerà indifferentemente di voltmetri e convertitori.

7.2. Convertitore a rampa analogica.

- voltmetro di tipo istantaneo
- conversione tensione-tempo

Si basa sulla misura di un intervallo di tempo proporzionale al valore della tensione in ingresso.

Lo schema a blocchi è mostrato in fig. 7.7;

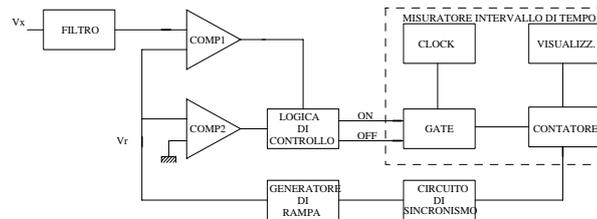


Fig. 7.7. Schema a blocchi di un voltmetro a rampa analogica.

sono presenti:

- un filtro in ingresso
- un generatore di una tensione a rampa (V_r)
- due comparatori analogici, in cui la tensione V_r è comparata sia con la tensione incognita V_x , sia con una tensione nota (in genere il valore zero)
- una logica di controllo
- un blocco di gate che si apre e chiude comandato in base all'uscita dei due comparatori
- un generatore di impulsi di clock
- un contatore numerico

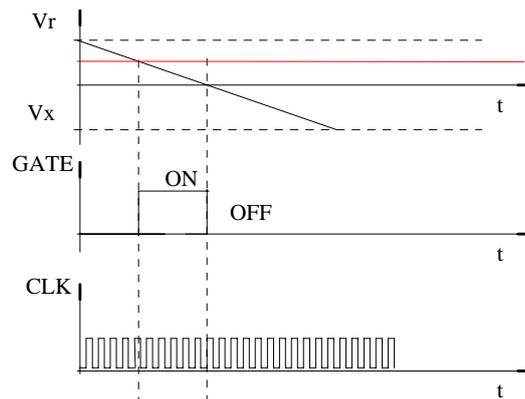


Fig. 7.8. Schema di principio del funzionamento del voltmetro a rampa analogica.

Il principio di funzionamento è illustrato in fig. 7.8: viene generata una tensione a rampa (che può avere indifferentemente pendenza positiva o negativa) e viene misurato l'intervallo di tempo fra l'istante di apertura e quello di chiusura del gate, comandato dai due comparatori.

Ad esempio nel caso di pendenza della rampa negativa e tensione incognita positiva, si ha apertura del gate quando V_r incontra V_x e chiusura quando la rampa interseca lo zero; il contatore conta il numero di impulsi del clock contenuti nella finestra temporale T_{on} in cui è rimasto aperto il gate.

Se la tensione incognita è negativa (fig. 7.9) quando V_r passa per zero viene aperta la porta e quando V_r interseca V_x viene chiusa; pertanto è compito del circuito di controllo determinare in quale dei due casi ci si trovi ed interpretare la commutazione di uno dei comparatori.

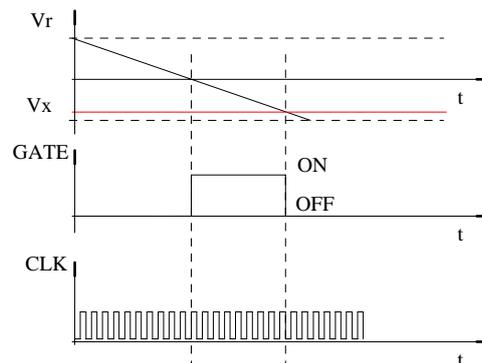


Fig. 7.9. Principio di funzionamento nel caso di tensione incognita negativa

La tensione incognita risulta proporzionale al tempo di apertura T_{on} , il quale può essere determinato semplicemente dal numero di impulsi di clock contati.

Infatti la tensione a rampa è definita da una relazione del tipo:

$$V_r = k \cdot t \quad 7.5$$

dove il coefficiente angolare k vale $\Delta V / T_{on}$ per cui la 1.1. diviene:

$$\Delta V = V_x - V_1 = k T_{on} \quad 7.6$$

se la tensione V_1 coincide con lo zero si ha:

$$V_x = k \cdot T_{on} = k \cdot (n T_{ck}) \quad 7.7$$

Pertanto, poiché la pendenza della rampa è imposta e la frequenza del clock è nota, è possibile determinare il valore della tensione incognita semplicemente dal numero n di impulsi contati.

Le Caratteristiche fondamentali di questo convertitore sono:

- semplicità di realizzazione;
- precisione dipendente da (i) linearità della rampa (ii) stabilità dell'oscillatore e (iii) comportamento dei comparatori che può modificare le soglie di scatto;

- velocità di conversione dipendente dalla pendenza della rampa;
- possibilità di cambiare il fs dello strumento semplicemente variando la pendenza della rampa, mantenendo il tempo di misura costante;
- reiezione al rumore bassa, rispetto ai normali voltmetri ad integrazione, pertanto del rumore sovrapposto al segnale potrebbe provocare commutazioni spurie dei comparatori ed il risultato della misura potrebbe essere affetto da errore.

7.3. Convertitore a rampa numerica.

La circuiteria interna di questo convertitore è abbastanza semplice, essendo essenzialmente costituita da un contatore digitale posto in ingresso ad un convertitore D/A. In Fig.7.10 è riportato lo schema a blocchi di questo convertitore.

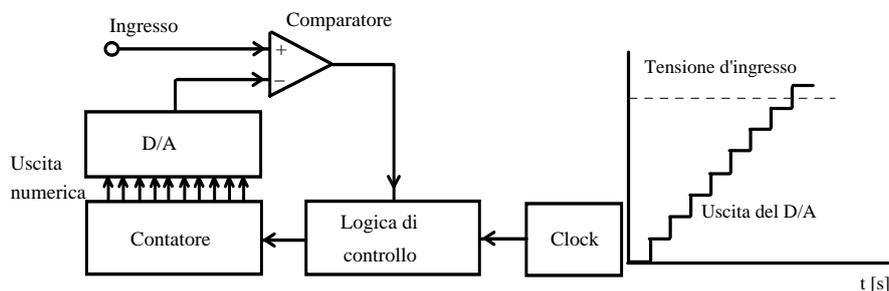


Fig.7.10 - Schema a blocchi di un convertitore A/D a rampa numerica.

L'uscita di un generatore di clock viene inviata, mediante alcuni circuiti logici di controllo, ad un contatore. Gli impulsi di clock fanno incrementare l'uscita digitale del contatore e, di conseguenza, anche l'uscita analogica del convertitore D/A di un LSB alla volta. Un comparatore analogico provvede a confrontare l'uscita del D/A con il segnale da misurare ed apre il collegamento tra il generatore di clock ed il contatore quando l'uscita del D/A supera la tensione di ingresso. L'uscita del contatore rappresenta il codice digitale corrispondente alla tensione di ingresso.

Questo convertitore è relativamente lento. Il tempo di conversione dipende anche dall'ampiezza del segnale in ingresso (se l'ingresso è prossimo allo zero la rampa numerica raggiunge rapidamente questo valore) ed è pari al massimo a 2^N volte il tempo necessario ad effettuare un ciclo di confronto. Se l'ingresso non è costante (es. c'è del rumore sovrapposto) l'uscita digitale non è stabile, cioè questo convertitore ha una piccola reiezione al rumore di modo serie.

La velocità di misura è legata a quella del D/A e del comparatore. L'errore dipende anche dalla stabilità ed accuratezza del D/A e del riferimento di tensione.

7.4 Convertitore ad inseguimento.

Un miglioramento delle prestazioni del convertitore a rampa numerica può essere ottenuto sostituendo il contatore con un contatore avanti/indietro (up/down). Il convertitore a rampa numerica infatti ad ogni ciclo di conversione viene "resettato" e fatto ripartire da zero. Questo convertitore invece, eseguita una conversione, invece di ripartire da zero parte dallo stato relativo all'ultima conversione. A seconda del confronto tra il valore della tensione d'ingresso e della tensione generata dal D/A, il generatore di clock provvederà all'avanzamento in avanti o indietro del contatore. In questo modo, ipotizzando che il segnale d'ingresso non abbia variazioni troppo rapide, il tempo per eseguire la conversione risulta notevolmente ridotto. Lo schema a blocchi di questo dispositivo è riportato in Fig.7.11.

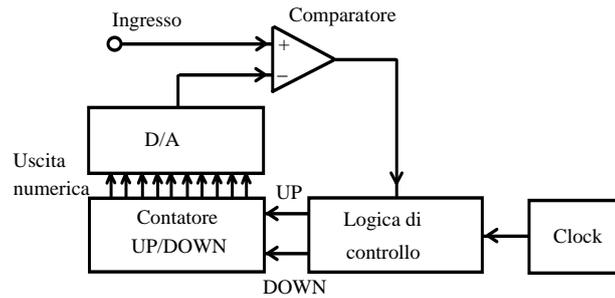


Fig.7.11 - Schema a blocchi di un convertitore A/D ad inseguimento.

7.5. Convertitore ad integrazione

Il convertitore ad integrazione è un convertitore tensione-frequenza (V/f), infatti, questo convertitore genera un treno di impulsi con frequenza proporzionale alla tensione da convertire. La misura di tale frequenza si esegue contando il numero di impulsi generati durante un intervallo di tempo di durata prefissata. Lo schema a blocchi di questo convertitore è riportato in Fig.7.12. Il segnale da misurare, che si ipotizza di ampiezza positiva, genera una corrente che attraverso la R1 va al circuito integratore e viene integrata dando luogo in uscita ad una rampa negativa. Ogni volta che tale rampa attraversa la soglia di scatto V_s , l'uscita del comparatore attiva un generatore di impulsi che genera un impulso di ampiezza $-V_{rif}$ costante e durata τ . Tale impulso viene inviato tramite la R2 all'ingresso dell'integratore. Se l'ampiezza dell'impulso è molto maggiore della tensione d'ingresso, si genererà una rampa positiva in uscita dall'integratore (si scarica la capacità, portando la rampa d'uscita a zero).

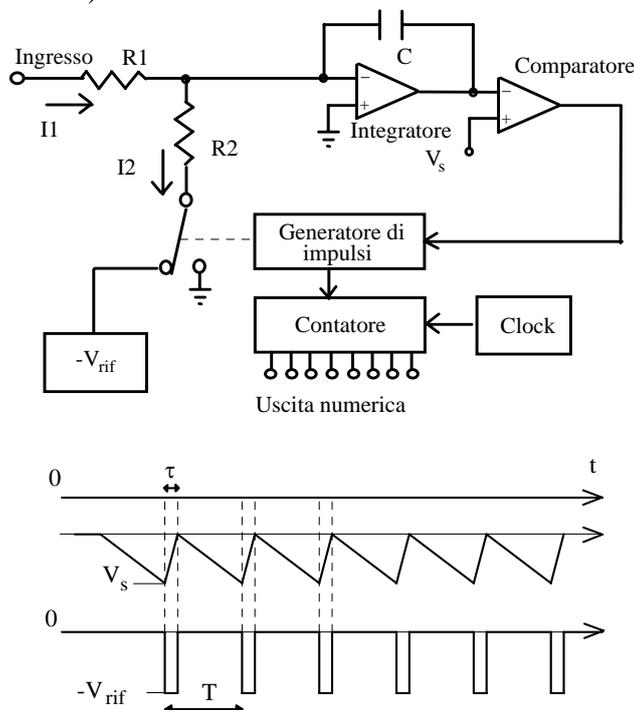


Fig. 7.12 - Schema a blocchi di un convertitore a conversione V/f.

A regime nel circuito sarà presente un treno di impulsi di corrente che bilancia la corrente d'ingresso secondo la relazione ¹:

¹ L'effetto della V_{in} sulla carica di C è continuo, cioè l'integratore integra la V_{in} per tutta la durata del ciclo di misura. Se si considera un tempo pari ad 1s, la carica Q1 dovuta alla V_{in} è data da:

$$IIT = I2 \tau \Rightarrow \frac{V_{in}}{R_1} T = \frac{V_{rif}}{R_2} \tau \Rightarrow V_{in} = V_{rif} \frac{R_1}{R_2} \tau f = k f \quad k = V_{rif} \frac{R_1}{R_2} \tau \quad 7.8$$

dove f è la frequenza degli impulsi. La tensione d'ingresso è quindi legata alla frequenza f secondo una costante di proporzionalità k che dipende dai valori di alcuni elementi del circuito. Se la tensione d'ingresso aumenta, la rampa in uscita dall'integratore decresce più rapidamente, producendo impulsi a frequenza maggiore. Poiché il conteggio avviene in un intervallo di tempo fissato, il convertitore in pratica esegue una integrazione dell'ingresso in questo intervallo di tempo e quindi il sistema ha una elevata reiezione al rumore di modo serie.

La precisione è legata alla stabilità del generatore di impulsi (carica trasferita alla capacità), alla linearità dell'integratore, alla linearità ed offset del comparatore, alla stabilità della tensione di riferimento, alla stabilità delle resistenze ed al valore dell'intervallo di tempo in cui si misura la frequenza.

Uno degli svantaggi di questo sistema è che se la tensione d'ingresso varia troppo rapidamente o presenta un elevato rumore sovrapposto al segnale, non si raggiunge mai la condizione di bilanciamento e quindi una lettura valida.

7.6. Convertitore a doppia rampa.

Lo schema a blocchi di questo convertitore è riportato in Fig. 7.13. È essenzialmente costituito da:

- un integratore;
- un comparatore di zero;
- un generatore di tensione di riferimento;
- un circuito per la misura dei tempi.

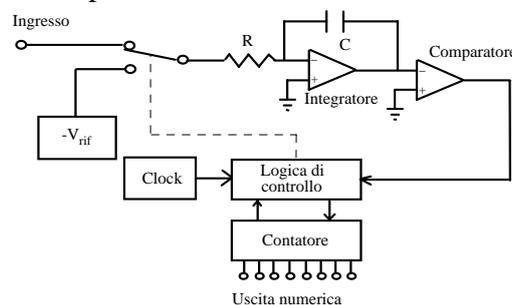


Fig. 7.13 - Schema a blocchi.

La misura avviene in due momenti distinti (fig. 7.14):

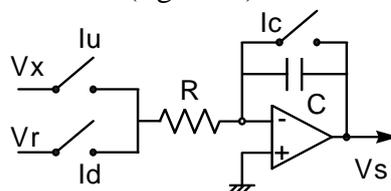


Fig. 7.14 - Fasi in cui avviene la misura

- 1) il segnale da misurare viene applicato all'ingresso del circuito ed ha inizio la fase di conversione; l'integratore provvede ad integrare la tensione d'ingresso per un intervallo di tempo costante (T_u);

$$Q1 = -\frac{1}{R1C} \int_0^{1s} V1 dt = -\frac{1}{R1C} V_{in} \cdot$$

L'effetto della V_{rif} sulla carica di C è relativo solo alla durata τ degli impulsi generati, cioè la carica dovuta alla $I2$ in $1s$ è pari a:

$$Q2 = -\frac{1}{R2C} \int_0^{1s} V2 dt = -\frac{1}{R2C} V_{rif} dt = -\frac{1}{R2C} V_{rif} \tau f$$

essendo τ la durata di un impulso ed f la frequenza degli impulsi.

Poiché a regime le due cariche si bilanciano si ottiene che $Q1=Q2$, da cui la (5-14).

la tensione all'uscita dell'integratore aumenta linearmente con velocità dipendente dall'ampiezza della tensione di ingresso; la misura dell'intervallo di tempo costante di integrazione avviene mediante un oscillatore (che genera un segnale a frequenza nota) ed un contatore che ne conta gli impulsi generati. Questa fase è detta di *run-up*.

- 2) dopo il tempo T_u , il circuito di controllo commuta l'ingresso dell'integratore verso una tensione di riferimento, di ampiezza nota e segno opposto a quello della tensione da misurare e riattiva il circuito per la misura dell'intervallo di tempo. Avviene quindi una seconda fase di integrazione durante la quale la tensione si riduce a zero. Quando essa raggiunge lo zero il comparatore segnala il passaggio per lo zero dell'uscita dell'integratore alla logica di controllo che interrompe il conteggio degli impulsi.

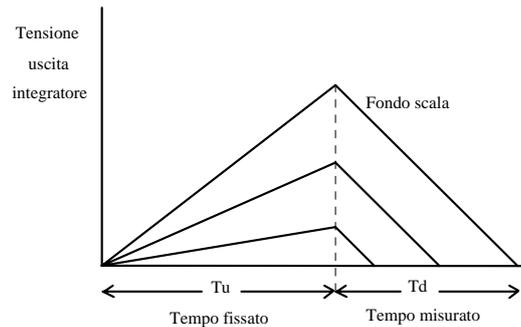


Fig. 7.15. Principio di misura.

La forma d'onda del segnale in uscita all'integratore è riportata in Fig. 7.15. In essa sono riportati i segnali nel caso di misura di tre diversi livelli di tensione in ingresso.

Gli intervalli di tempo T_u (fisso) e T_d , che dipende dalla tensione incognita, sono dati dalla relazione²:

$$\frac{T_u}{T_d} = \frac{V_{rif}}{V_x} \Rightarrow V_x = V_{rif} \frac{T_d}{T_u} \quad 7.9$$

essendo il tempo T_d dato da:

$T_d = N_d \cdot T_c$, dove N_d è il numero di impulsi contato durante il tempo T_d e T_c il periodo di oscillazione del clock.

Poiché V_{rif} , T_u e T_c sono noti si ottiene una relazione di proporzionalità fra la tensione incognita ed il numero di impulsi contati:

$$V_x = \frac{V_{rif}}{T_u} T_c N_d = V_{rif} \frac{N_d}{N_u} = k N_d \quad 7.10$$

I vantaggi di questo convertitore possono essere riassunti nelle seguenti affermazioni:

- la precisione risulta indipendente dalla stabilità a lungo termine del clock e del circuito integratore (infatti nella 7.10 non compaiono né R, né C né il periodo dell'oscillatore), ma dipende solo dal riferimento di tensione e dalla linearità dell'integratore.
- la misura risulta essere indipendente dal rumore periodico se esso ha periodo che è sottomultiplo di T_1 (reiezione al rumore di modo serie). Per questo motivo T_1 è multiplo del periodo della tensione di rete, essendo i disturbi prodotti da convertitori statici e da carichi tempo varianti i più

²Questa relazione deriva dal fatto che l'integratore alla fine del tempo T_1 avrà in uscita una tensione di:

$$-\frac{1}{RC} \int_0^{T_1} V_x dt = -\frac{1}{RC} V_x T_u$$

Durante la seconda fase d'integrazione si parte da questo valore di tensione e si arriva a zero per cui si può scrivere che:

$$V(T_u + T_d) = 0$$

da cui:

$$-\frac{1}{RC} V_x T_1 = -\frac{1}{RC} V_r T_2$$

difficili da eliminare. Il tempo di integrazione T_1 viene normalmente fissato a 100 o 200 ms. Nei voltmetri ad integrazione, che adottano questo tipo di convertitore, T_1 è comunque legato alla frequenza della tensione di alimentazione, tramite un apposito circuito temporizzatore.

Per questi motivi è possibile realizzare convertitori con elevato numero di bit (ad esempio 18 con conseguente risoluzione dello 0,0004%).

Pertanto questa tecnica si adotta diffusamente quando sono richieste precisioni elevate senza velocità spinte, si possono infatti ottenere risoluzioni dell'ordine del μV con tempi di conversione della decina di ms.

7.7. Convertitore ad approssimazioni successive.

In questo dispositivo (Fig. 7.24) esiste una opportuna catena di reazione che fa variare l'uscita di un convertitore D/A fin quando essa non uguaglia la tensione del segnale analogico che si vuole misurare. Il controllo del convertitore avviene mediante un registro ad approssimazioni successive (SAR).

Il SAR pone ad 1 il bit più significativo (Most Significant Bit), che corrisponde a metà valore della portata dell'A/D. Il comparatore confronta l'uscita del D/A con l'ingresso analogico ed in base all'esito di questo confronto decide se lasciare questo bit ad 1 (uscita D/A < ingresso) o se porlo a 0 (uscita D/A > ingresso). Il confronto prosegue con il bit successivo, con la stessa tecnica. Dopo N confronti il SAR conterrà il valore numerico corrispondente all'ingresso analogico.

Le limitazioni di precisione sono legate al rumore dell'amplificatore d'ingresso e del comparatore, oltre che alla stabilità del riferimento di tensione ed all'errore del D/A.

Le caratteristiche principali di questo convertitore sono del tutto simili a quelle dell'A/D a rampa numerica, escluso che la velocità è molto maggiore ed è costante, poiché tutti i bit devono essere valutati per eseguire la conversione.

Questo tipo di convertitore ha una elevata risoluzione: da 8 a 18 bit (risoluzioni da 0.4% a 0.0004%), e basso consumo di potenza (versioni CMOS). La velocità di conversione non è particolarmente elevate (da 1 μs a 50 μs) e ne limita, quindi, il funzionamento a velocità di campionamento inferiori ad 1 MSample/s.

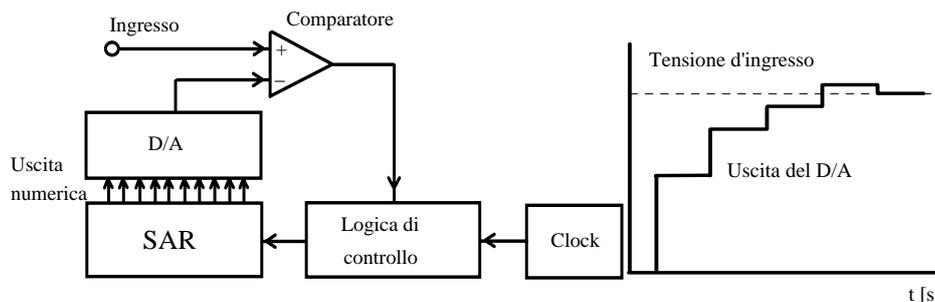


Fig. 7.24 - Schema a blocchi di un convertitore ad approssimazioni successive.

7.8. Convertitore di tipo parallelo (flash).

Questo tipo di convertitore è il più veloce tra quelli esistenti sul mercato. Lo schema a blocchi di questo dispositivo è riportato in Fig.7.25. Esso è essenzialmente costituito da 2^N-1 comparatori analogici che confrontano il segnale d'ingresso con 2^N-1 valori diversi di tensioni di riferimento. Tali valori sono spazati tra loro di un intervallo di tensione corrispondente ad 1 LSB e vengono ottenuti tramite una catena di resistori ed un generatore di tensione di riferimento. Quando si esegue la conversione, i comparatori, la cui tensione di riferimento è inferiore a quella d'ingresso, presentano una uscita a livello logico alto mentre gli altri presenteranno una uscita a livello basso (codifica termometrica). Poiché la logica dei comparatori non è di tipo binario, è necessario inserire

un circuito di codifica per realizzare la codifica in binario.

Il vantaggio maggiore è dovuto al fatto che tutti i comparatori eseguono il confronto nello stesso istante (in modo parallelo), riducendo il processo di quantizzazione ad un solo passo.

Diverse sono le sorgenti d'errore. Errori statici sono introdotti dai comparatori sia come tensioni di offset, che come correnti di offset e di bias (tali correnti producono delle cadute di tensione nelle resistenze del partitore, che si sommano alle tensioni di offset); altri errori sono dovuti alla rete resistiva. Errori dinamici sono dovuti ai comparatori (jitter di apertura), ai diversi ritardi dei latch (delay mismatch), alla capacità non lineare d'ingresso (parallelo delle impedenze dei comparatori).

Lo svantaggio è dovuto alla crescita del numero dei comparatori all'aumentare del numero di bit del convertitore (255 per 8 bit, 1023 per 10 bit, 4095 per 12 bit, 65535 per 16 bit). I convertitori flash hanno da 4 ad 8 bit, con frequenze di conversione generalmente inferiori ai 500 MHz.

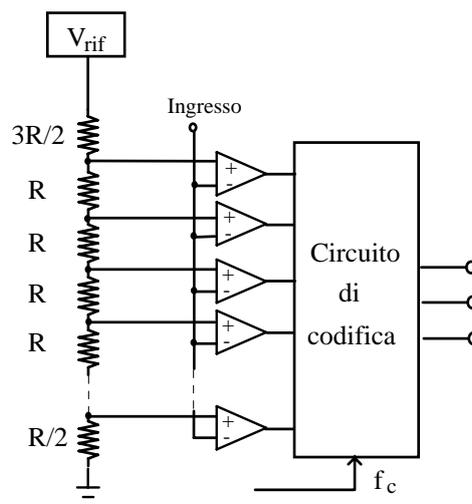


Fig.7.25 - Schema a blocchi di un convertitore A/D di tipo parallelo.

Un modo per ridurre il numero dei componenti consiste nell'eseguire la conversione in due stadi, come riportato in Fig.7.26 per un dispositivo ad 8 bit.

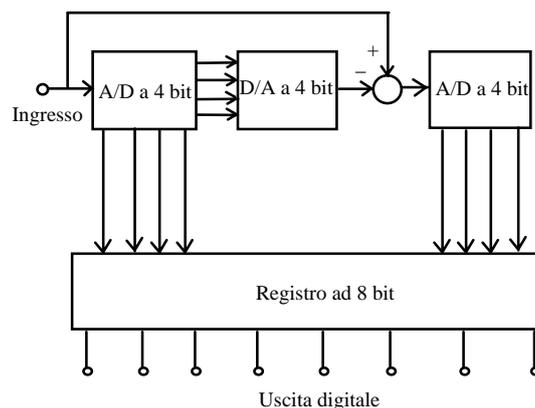


Fig.7.26 - Convertitore A/D di tipo parallelo a due stadi.

Il segnale d'ingresso, convertito mediante il primo stadio, viene inviato ad un convertitore D/A e sottratto dal segnale d'ingresso. La differenza tra questi segnali viene nuovamente convertita dal secondo stadio; può essere previsto un blocco di amplificazione del segnale differenza prima del secondo convertitore (se i due A/D sono perfettamente uguali dovrà essere eseguita una amplificazione per 16). Le uscite dei due convertitori rappresentano rispettivamente i 4 bit più e meno significativi.

Inserendo un blocco per ritardare l'uscita digitale del primo A/D, è possibile far eseguire al

primo stadio la conversione di un nuovo campione mentre il secondo A/D termina la conversione del primo (funzionamento in pipeline). Naturalmente ciò che si guadagna dal punto di vista della complessità circuitale lo si perde in termini di velocità e di un maggior numero di imperfezioni circuitali. Infatti con stadi di conversione a 4 bit e frequenza di funzionamento di $50 \div 100$ MSample/s si ottengono convertitori ad 8 bit a 20 MHz. Questi convertitori hanno in genere dagli 8 ai 12 bit, con frequenze di conversione inferiori agli 80 MSample/s.

7.9. Convertitori A/D multiplexati.

Una tecnica per aumentare la frequenza di campionamento consiste nel porre in parallelo dei convertitori A/D facendoli lavorare in modo multiplexato. In Fig.7.27 è riportato lo schema a blocchi di questo convertitore. In questa figura sono riportati quattro convertitori ai cui ingressi sono posti quattro blocchi di S/H, tutti collegati ad un unico ingresso analogico.

Il campionamento ed il mantenimento del dato avvengono nei S/H su comando di quattro diversi segnali di controllo, generati da un apposito circuito. In particolare i quattro segnali di controllo hanno frequenza pari ad $1/4$ della frequenza complessiva di campionamento del segnale di ingresso $x(t)$.

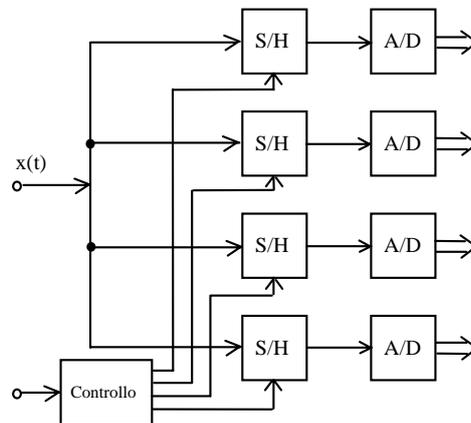


Fig.7.27 Schema a blocchi di un convertitore A/D di tipo multiplexato.

Se ad esempio i convertitori hanno una frequenza massima di funzionamento di 250 MSample/s, con lo schema di Fig.7.27 si ottiene una frequenza di campionamento di 1 Gsample/s.