



## LEZIONE # 11

Gli *strumenti numerici* si differenziano dagli strumenti fin qui studiati per la modalità di presentazione dei dati in uscita: in *forma numerica* appunto !



Uno strumento numerico permette direttamente la lettura del dato della misura su di un visualizzatore in forma di “numero decimale”. In questo modo, sono automaticamente eliminati gli *errori di lettura*, e in molti casi anche gli *errori di mobilità*, di *isteresi* e di *taratura* della scala graduata. Non c'è più un *equipaggio mobile* (un indice meccanico, un fascetto luminoso o elettronico) che indica la misura su di un quadrante. Da anni ormai, a parità di prestazioni, gli indicatori numerici sono decisamente più economici dei corrispondenti indicatori analogici.

I primi visualizzatori numerici che lo sviluppo tecnologico ha reso disponibili in commercio per gli strumenti numerici furono quelli con i *sette segmenti* del visualizzatore costituiti da **LED** (*Light Emitting Diode*). I LED sono dei **diodi emettitori di luce** ovvero, sono costituiti da una *giunzione PN* di materiale semiconduttore che emette luce quando viene polarizzata direttamente. La luce prodotta è in genere monocromatica (rossa, verde o gialla).

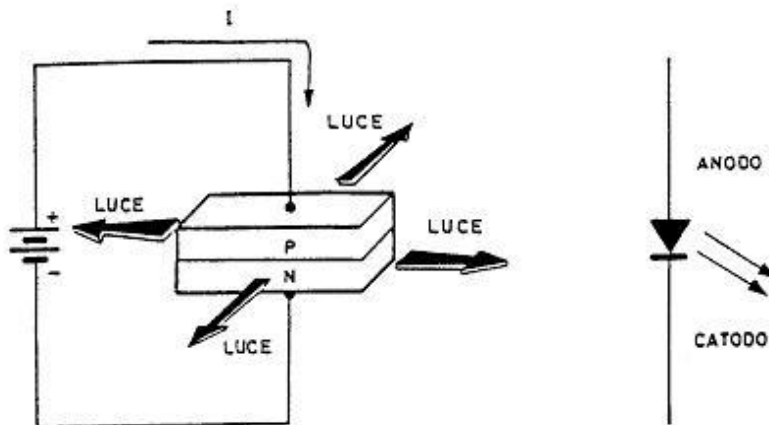


Figura 11.1

Il Silicio e il Germanio non sono i semiconduttori adatti per la costruzione dei LED: essi hanno un'efficienza troppo bassa nell'emettere luce. I LED sono costruiti con *arseniuro di gallio* (GaAs) e *fosforo di gallio* (GaP) come schematizzato nella figura 11.1. Le barrette di LED vengono disposte nel classico schema a *sette segmenti* che consente la ricostruzione “stilizzata” di ogni singola cifra decimale, come indicato sotto nella figura 11.2. Naturalmente, ogni visualizzatore della cifra decimale a sette segmenti è dotato di un appropriato decodificatore per la ricostruzione intelligibile dell'immagine del numero.

A causa del consumo intrinseco di corrente, non sempre trascurabile, per molti anni i LED sono stati impiegati sempre meno per la realizzazione dei visualizzatori numerici. Inoltre, nel caso dei



LED di una certa dimensione, il consumo di corrente provoca un riscaldamento indesiderato del visualizzatore che rende poco confortevole l'utilizzo prolungato di tali strumenti. Per i motivi ora accennati, tutt'oggi i visualizzatori a LED non sono impiegati per gli strumenti portatili alimentati a batteria e le dimensioni dei visualizzatori a LED sono sempre piuttosto contenute.

Nella figura 11.2 (a) di sotto è riportata la visione frontale d'insieme del *package* per un visualizzatore di una singola cifra decimale, nella figura (b) è schematizzata la *piedinatura* e nella figura (c) è riportato un esempio completo di accensione dei segmenti durante l'indicazione delle cifre decimali da 0 a 9.

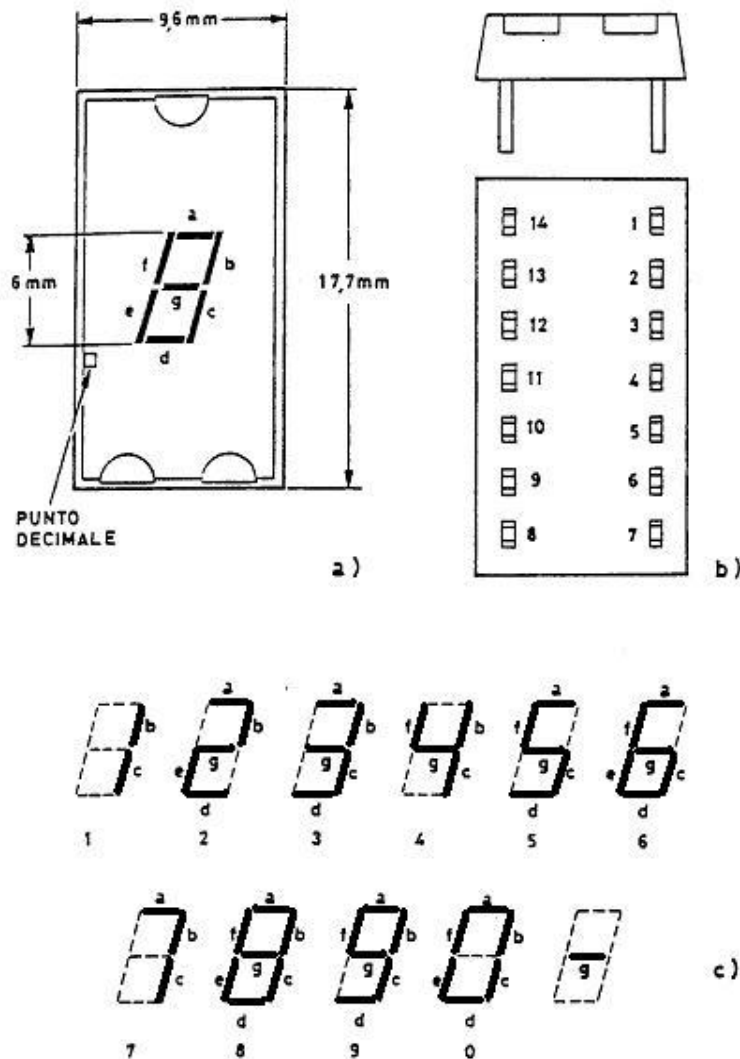


Figura 11.2

Decisamente più efficienti dal punto di vista del consumo di corrente elettrica, sono i **visualizzatori LCD** (*Liquid Crystal Display*) a *cristalli nematici*. Questi dispositivi, per circa 20 anni, sostituirono quasi del tutto i visualizzatori a LED, soprattutto negli strumenti alimentati a batterie.

Gli LCD non sono generatori di luce e, a differenza dei LED, per essere letti necessitano di una fonte di illuminazione esterna. Le proprietà ottiche dipendono dalla *disposizione delle molecole* in seno al liquido. Come mostrato sotto, nella figura 11.3, il *liquido nematico ad effetto rotazionale* è interposto tra due lastre di vetro ricoperte internamente da uno strato di ossido metallico trasparente; una è ricoperta interamente e l'altra ad *isole elettricamente separate* così da formare i

segmenti dell'indicatore numerico. Il liquido nematico *scarico* si dispone con tutte le molecole parallele alle lastrine di vetro. Quando al liquido viene applicato un campo elettrico, le sue molecole "ruotano" di  $90^\circ$  e si dispongono *concordemente* con la polarizzazione dei filtri. La luce *polarizzata dai filtri* passa attraverso i segmenti cui è applicato il campo elettrico. Volendo riassumere il funzionamento degli LCD in due concetti, si potrebbe dire: (1) i filtri polarizzano la luce esterna e (2) il liquido nematico fa le funzioni di interruttore.

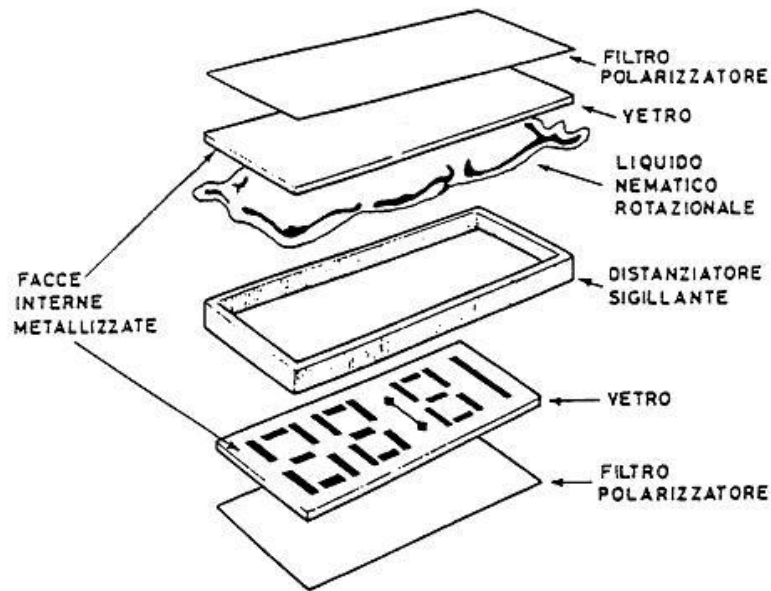


Figura 11.3

Per quanto riguarda l'illuminazione del visore, in condizioni di buona illuminazione ambientale, è possibile leggere le cifre formate dai segmenti semplicemente facendo riflettere sul fondo specchiato del visore la luce ambientale. In caso contrario, si hanno i visori LCD *retro-illuminati* che consentono il passaggio della luce generata posteriormente da appositi illuminatori attraverso i segmenti aperti, ovvero quelli con le molecole del cristallo ruotate.

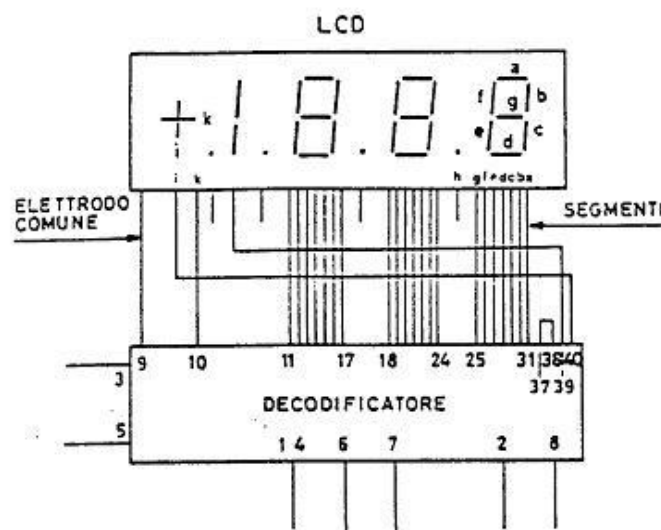


Figura 11.4



La necessità di prevedere comunque degli illuminatori dietro a ciascun visualizzatore LCD e l'avanzamento tecnologico relativo alla tecnologia dei LED (miniaturizzazione e assorbimento minimale) ha riportato negli ultimi anni prepotentemente alla ribalta l'impiego dei LED. Nella figura 11.4 è riportato uno schema di un visualizzatore LCD a 7 segmenti, corredato con il proprio decodificatore.

Il principio di funzionamento degli "strumenti numerici" è fondato sul *conteggio numerico su base non decadica* !

Quando un segnale analogico, "continuo" nel tempo, viene trasformato in un *codice numerico*, l'operazione di conversione richiede un certo tempo. Per quanto piccolo possa essere progettato questo *tempo di conversione*, la rappresentazione del fenomeno fisico che ne consegue è necessariamente "discreta" nel tempo. Da quanto appena affermato, emerge il sospetto che gli strumenti numerici abbiano una differenza dagli strumenti analogici ben più sostanziale che non la semplice modalità di presentazione dei dati in uscita. Ci si trova comunque di fronte ad una operazione di *conversione Analogico-Digitale (A/D)* dei dati.

esempio: si consideri il numero  $N = 8725,4$  espresso in *base decadica*  
$$N = k_n x^n + k_{n-1} x^{n-1} + \dots + k_1 x^1 + k_0 x^0 + k_{-1} x^{-1} + \dots \quad \underline{x = \text{base} = 10}$$
$$8725,4 = 8 \cdot 10^3 + 7 \cdot 10^2 + 2 \cdot 10^1 + 5 \cdot 10^0 + 4 \cdot 10^{-1}$$

Si rifletta sulla circostanza che se i microprocessori avessero dovuto contare in base decadica, avrebbero avuto bisogno di almeno 10 livelli di tensione ben distinti:  $k_i = 0; 1; 2; \dots 9$ .

Considerata l'enorme mole di calcoli che eseguono i moderni calcolatori, questa soluzione sarebbe stata tecnologicamente molto complicata e poco affidabile. Gli studi teorici e la pratica sperimentale con i primi computer, consigliarono di limitare a 2 i livelli di tensione impiegati, ad esempio 0 e 5 Volt, sinteticamente espressi con  $k_i = 0$  ed 1.

esempio: esprimiamo il numero  $N = 19$  in *base binaria*  
$$19 = 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0 \quad \underline{x = \text{base} = 2}$$
  
in forma sintetica: 1 0 0 1 1

Al dispositivo numerico servono cinque celle elementari di memoria, ovvero **5 bit**, per esprimere il numero 19 in *codice binario*. La base due si sottintende ed è la "posizione" interna alla stringa della cifra binaria ad informare sul valore dell'esponente della base, ovvero sul "peso relativo" della cifra stessa dentro al numero. In realtà, questa particolare tecnica si adotta esattamente allo stesso modo anche per le cifre decimali, quando le scriviamo così come siamo abituati a fare normalmente.

esempio: se ora volessimo esprimere in forma binaria il numero  $N = 147$   
$$147 = 1 \cdot 2^7 + 0 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 1 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$$
  
1 0 0 1 0 0 1 1      servono già **8 bit** !

Dall'esempio precedente si riconosce che i bit necessari per esprimere in binario numeri grandi aumentano rapidamente. La regola generale dice che con  $n$  bit si possono rappresentare al massimo  $2^n - 1$  numeri. Il codice binario è ideale per i microprocessori, e i dispositivi digitali in genere, perché si basa solamente su due livelli di tensione e semplifica di molto i circuiti: ad es. 0  $\rightarrow$  basso = 0 Volt; 1  $\rightarrow$  alto = 5 Volt (in logica positiva).

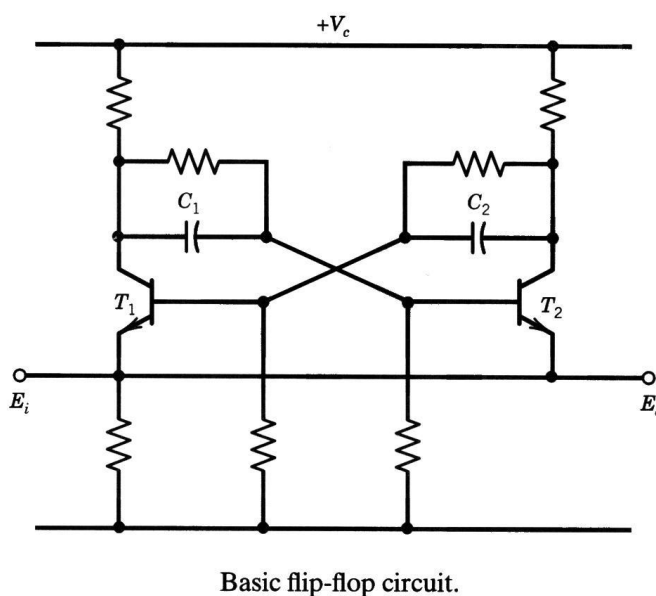
Il codice binario puro è solamente uno dei codici binari impiegati nei dispositivi digitali. Per la strumentazione di misura elettronica si usa più spesso il *codice BCD (Binary Coded Decimal)* che



converte in binario le singole cifre numeriche: *i digit*. Il codice BCD è un codice binario puro che esprime i numeri da 0 a 9 con 4 bit. Ma, essendo  $2^4 - 1 = 15$ , alle combinazioni binarie relative gli ultimi sei numeri (da 10 a 15) viene assegnato *valore illegale*, come mostrato nella tabella seguente:

Decimal Digit	Four-Bit Binary Equivalent	Binary-Coded Decimal Equivalent
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0010
3	0011	0011
4	0100	0100
5	0101	0101
6	0110	0110
7	0111	0111
8	1000	1000
9	1001	1001
10	1010	Illegal
11	1011	Illegal
12	1100	Illegal
13	1101	Illegal
14	1110	Illegal
15	1111	Illegal

L'elemento circuitale fondamentale per il conteggio digitale è il *multivibratore bistabile* o *flip-flop*. Questo piccolo circuito elettronico rappresenta una pietra miliare nella storia dell'evoluzione dei dispositivi digitali, ed in particolare dei calcolatori elettronici. Lo studio approfondito del principio di funzionamento del flip-flop non rientra nei limiti di un corso di misure di base; uno schema elettrico elementare è riportato solo a titolo d'esempio qui sotto nella figura 11.5.



Basic flip-flop circuit.

Quello che occorre conoscere del multivibratore bistabile è solamente il tipo di operazione che svolge, ovvero: il flip-flop è un dispositivo digitale, capace di assumere solo due livelli di tensione (*stato alto o stato basso*), e che *cambia di stato* ogni volta che riceve in ingresso un impulso elettrico (*trigger*). La caratteristica fondamentale è che esso mantiene inalterato il nuovo stato ai morsetti di uscita fino a che all'ingresso non arriva un nuovo trigger.

La situazione elettrica dell'ingresso (I) e dell'uscita (U) di un flip-flop (FF) è rappresentata in funzione del tempo nel grafico della figura 11.6.

Figura 11.5

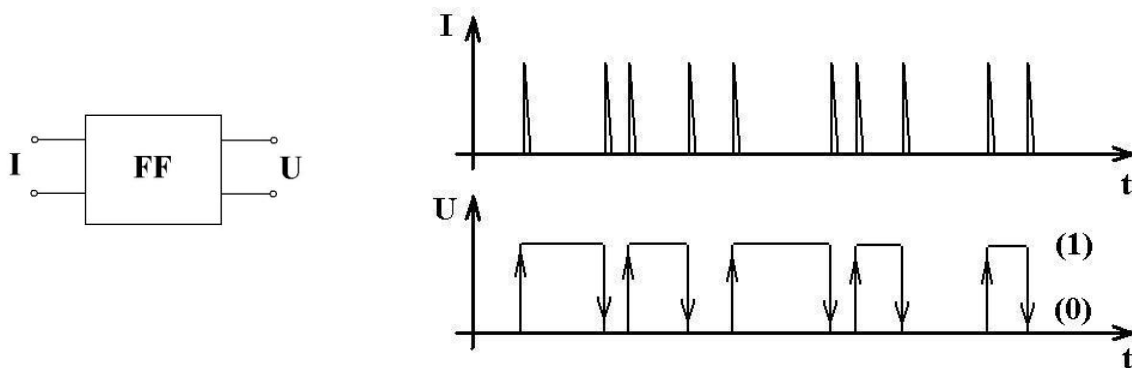


Figura 11.6

Si osservi che una catena di elementi costituita da un flip-flop, seguito in cascata da un filtro derivatore CR e da un diodo D, realizza un dispositivo elettronico che *divide per due* gli impulsi in ingresso ovvero, per ogni due *trigger* inviati all'ingresso del dispositivo, se ne ottiene uno in uscita.

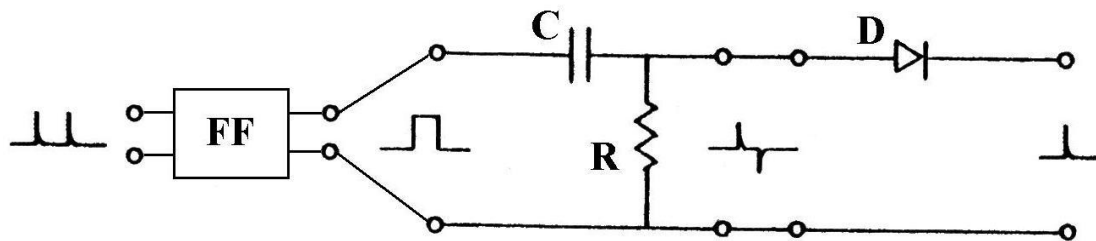


Figura 11.7

L'unione di un "flip-flop + derivatore + diodo", rappresentati schematicamente nella figura 11.7, costituisce la *cella elementare* del **contatore BCD**. Con quattro di queste celle elementari a flip-flop, collegate in cascata, si ottiene un contatore BCD capace di rappresentare un *digit* ovvero, la cifra decimale così come siamo abituati a leggerla e a scriverla normalmente. Uno schema del collegamento in cascata di 4 celle FF è riportato sotto nella figura 11.8, dove ogni blocco contiene al suo interno gli elementi rappresentati nella figura 11.7 precedente.

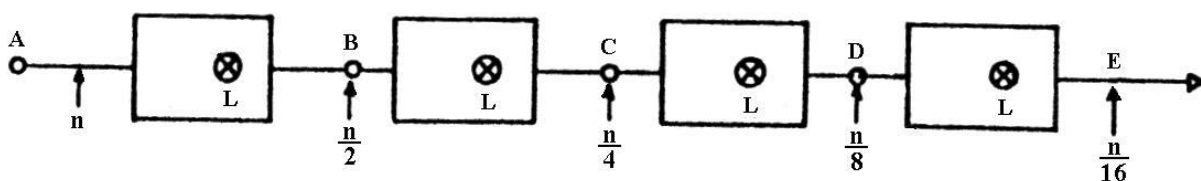


Figura 11.8

Si osservi che per ottenere un trigger in uscita dalla quaterna di celle flip-flop al morsetto E, ne occorrono ben 16 in ingresso al morsetto A. Gli indicatori L stanno solamente a rappresentare lo stato logico della cella: X = alto (1); O = basso (0). Un esempio che raffigura in sequenza tutti gli stati logici assunti dalle 4 celle, ogni volta che al morsetto A si presenta un trigger, è riportato nello schema della figura 11.9. Si noti che ogni singola cella emette un trigger solo nella transizione da





un trigger ogni 10 trigger in ingresso, e non ogni 16. Per ottenere questo risultato, si *accelerano i tempi* di emissione di un trigger dal morsetto *E* di uscita. Questa operazione tecnicamente richiede che un certo numero di trigger, quando disponibili, vengano prelevati dai collegamenti interni al quartetto e vengano rimandati all'ingresso in controreazione, come indicato sotto nella figura 11.10.

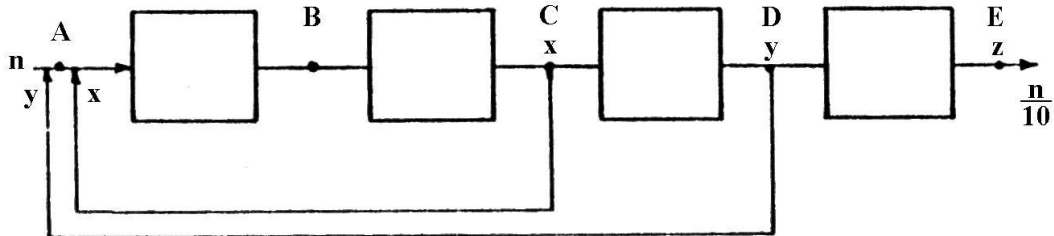


Figura 11.10

Con riferimento allo schema controreazionato, poiché in *A* entrano  $n+x+y$  impulsi, sul collegamento *C* non passano più  $n/4$  trigger ma  $x$ , e su *D* non passano più  $n/8$  impulsi ma  $y$ .

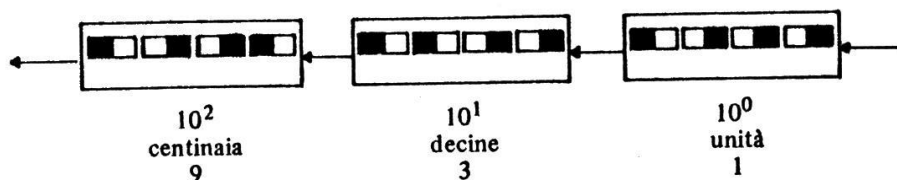
Seguendo il flusso degli impulsi da sinistra verso destra, in *B* si avranno  $\frac{n+x+y}{2}$  impulsi, in *C*

invece vale la relazione  $\frac{n+x+y}{4} = x$  ma è anche  $y = \frac{x}{2}$  e  $z = \frac{y}{2}$  quindi:  $\frac{n+2y+y}{4} = 2y$ ,

$$n+3y = 8y, \quad n = 5y, \quad y = \frac{n}{5} \quad \text{ovvero:} \quad z = \frac{n}{10}.$$

In questo modo si ottiene all'uscita (*E*) un impulso ogni dieci impulsi che si presentano all'ingresso (*A*). Si osservi però che, con questa tecnica, gli stati interni dei singoli flip-flop in figura 11.10 non rappresentano più direttamente il codice binario con il quale vengono contati gli impulsi. Esso viene ricostruito mediante dei circuiti elettronici di decodifica non rappresentati in figura.

I contatori BCD controreazionati possono essere collegati in serie di modo che ogni quartetto di celle possa rappresentare *un digit*. Per rispettare l'ordine con il quale si scrivono e si leggono i numeri decimali, i collegamenti elettrici sono fatti *rovesciati*, in modo da fare entrare gli impulsi dalla destra, come mostrato nella sotto figura 11.11.



Unità di conteggio decimale

Figura 11.11

I *contatori elettronici* fanno lo stesso identico lavoro dei *contatori meccanici a rotelle* ma, non essendovi parti o elementi meccanici in movimento, sono rapidissimi. Anche le correnti in gioco, dato l'elevato grado di sviluppo delle tecniche di integrazione microelettronica, sono irrisionarie.





Se si collega in modo opportuno un contatore elettronico BCD con un *oscillatore* (per esempio, a quarzo piezoelettrico) è possibile utilizzare il dispositivo per la *misura della frequenza o del tempo*.

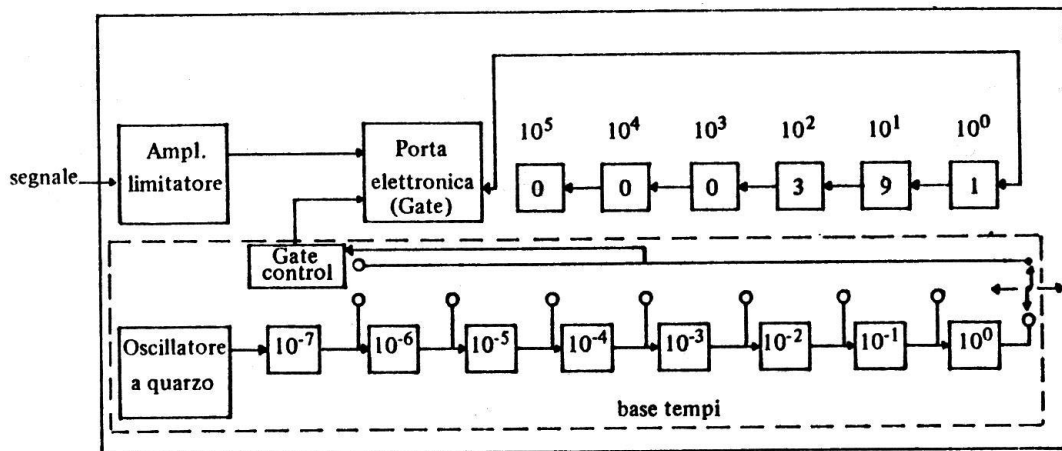


Figura 11.12

L'oscillatore al quarzo costituisce la *base dei tempi (clock)*. Esso viene fatto funzionare in "condizioni di risonanza" ed emette impulsi di continuo, a frequenza molto elevata e stabile (ad es. 100MHz). La *porta elettronica* viene comandata da un segnale esterno. Attraverso l'amplificatore limitatore, essa riceve un segnale impulsivo (*trigger*) che apre o chiude agli impulsi del clock la possibilità di accedere al contatore elettronico. In questo modo è possibile mettere in relazione il numero degli impulsi contati (a frequenza nota) con l'intervallo di tempo definito da due segnali di comando (inizio e fine), prodotti a loro volta da un evento esterno. La situazione appena spiegata è illustrata meglio dall'esempio della figura 11.13, dove si vuole misurare il tempo che impiega un segnale a ripresentarsi in certe condizioni prefissate.

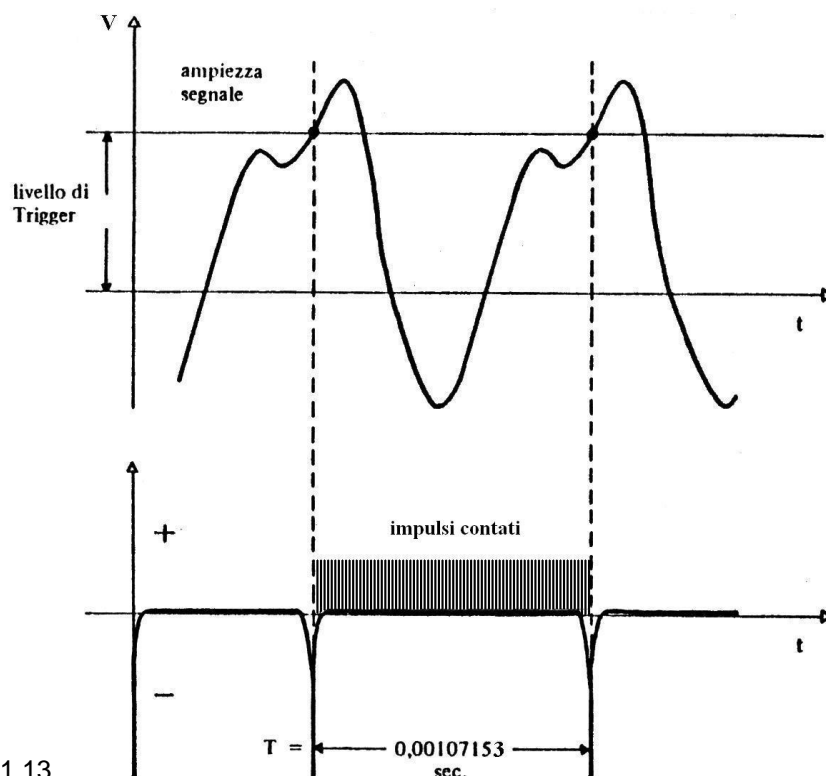


Figura 11.13



Il segnale in ingresso al dispositivo è il livello di tensione variabile riportato nella figura 11.13. Quando il livello raggiunge il valore impostato per l'emissione di un trigger, il *gate control* emette il trigger che apre la porta logica (*Gate*) e consente il passaggio degli impulsi di clock verso il contatore. Inizia il conteggio degli eventi della base dei tempi. Quando il livello del segnale torna nuovamente al valore preimpostato, il Gate Control emette un nuovo trigger che chiude la porta logica interrompendo il passaggio degli impulsi del clock. Il conteggio dei trigger della base tempi ha termine.

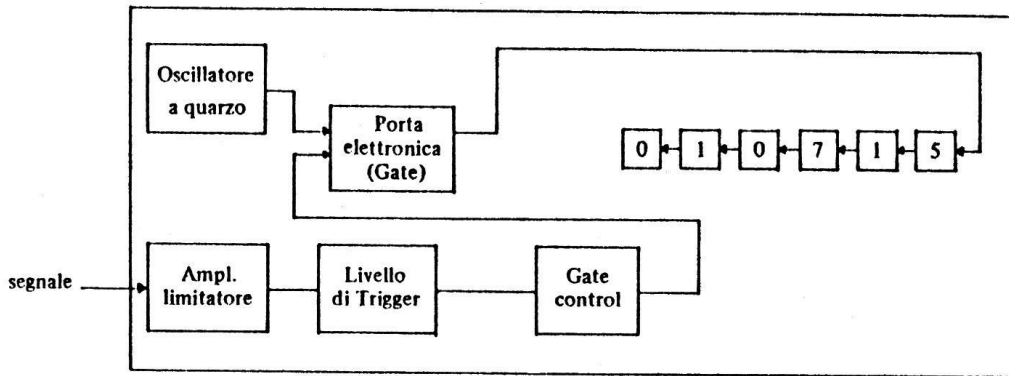


Figura 11.14

La misura dell'intervallo di tempo intercorso è immediata. Se, per esempio, sono stati contati 107153 impulsi, e la frequenza del clock è di 100MHz, si ha che il tempo intercorso tra i due eventi è pari a:  $t = \frac{n}{f_{CLK}} = \frac{107153}{10^8 \text{ Hz}} = 0.00107153 \text{ s}$ . Si osservi l'elevato numero di cifre decimali significative con il quale è possibile misurare il tempo per mezzo di un dispositivo concettualmente elementare. Lo strumento appena descritto è un ***cronometro elettronico***.

I contatori elettronici sono dispositivi utili anche nell'ambito più generale del *campionamento di un segnale analogico*. Si è già detto che la stragrande maggioranza delle misure in ambito industriale e non, è oggi condotta per mezzo di strumenti digitali.

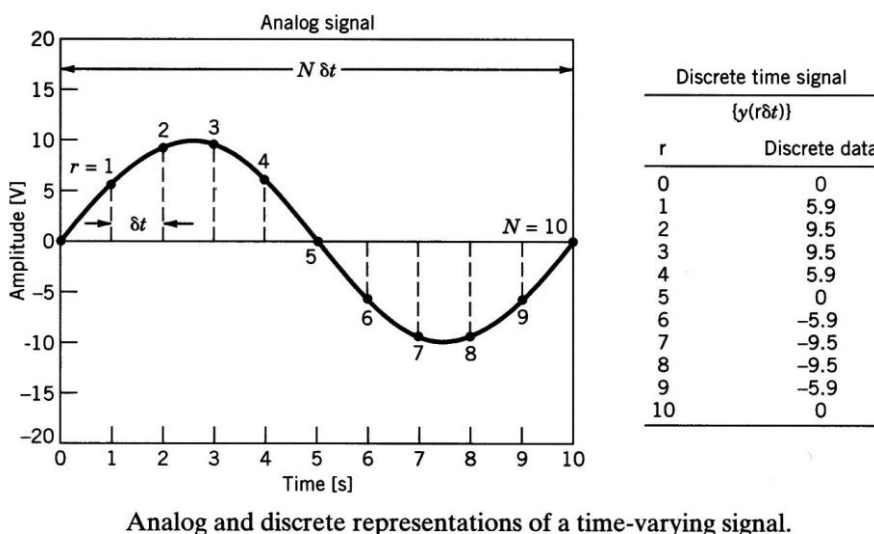


Figura 12.15

Con riferimento alla figura 12.15, *campionare* un segnale analogico, significa "estrarre" dal segnale analogico in tensione, continuo nel tempo, un certo numero di *campioni*, ovvero di "rappresentanti" discreti, intervallati l'uno dall'altro di un tempo  $T_c$ , il *periodo di campionamento*. Se la *frequenza di campionamento*  $f_c = 1/T_c$  non è scelta in maniera corretta, si rischia di "perdere una parte della informazione" contenuta nel segnale misurato.



La gamma della strumentazione digitale in commercio è enorme, e va dal semplice oscilloscopio digitale fino ai più complessi sistemi integrati per la misura e il controllo dei processi industriali. In questa sede ci si limiterà a fornire alcuni cenni sui principi di base della **conversione analogico-digitale (A/D)**. Si illustreranno nel seguito tre modalità con le quali un segnale in tensione, continuo nel tempo, viene *tradotto in un codice numerico* (binario), cioè viene digitalizzato.

I dispositivi che eseguono il campionamento del segnale e la sua conversione in un codice numerico binario possono essere considerati concettualmente *strumenti terminali elettrici* e sono i **voltmetri digitali** o **convertitori analogico-digitale (A/D)**. Si tenga presente che, nel caso dei grandi sistemi digitali di acquisizione dati, la conversione del segnale analogico in un codice numerico è fatta in genere subito a valle dei trasduttori, al limite dopo una pre-amplificazione. Questa circostanza invalida parzialmente la classificazione dei convertitori A/D come strumenti terminali.



Un primo esempio di convertitore A/D, che utilizza al suo interno il contatore elettronico, è il **convertitore ad integrazione** o **convertitore tensione-tempo** il cui schema è rappresentato sotto nella figura 12.16.

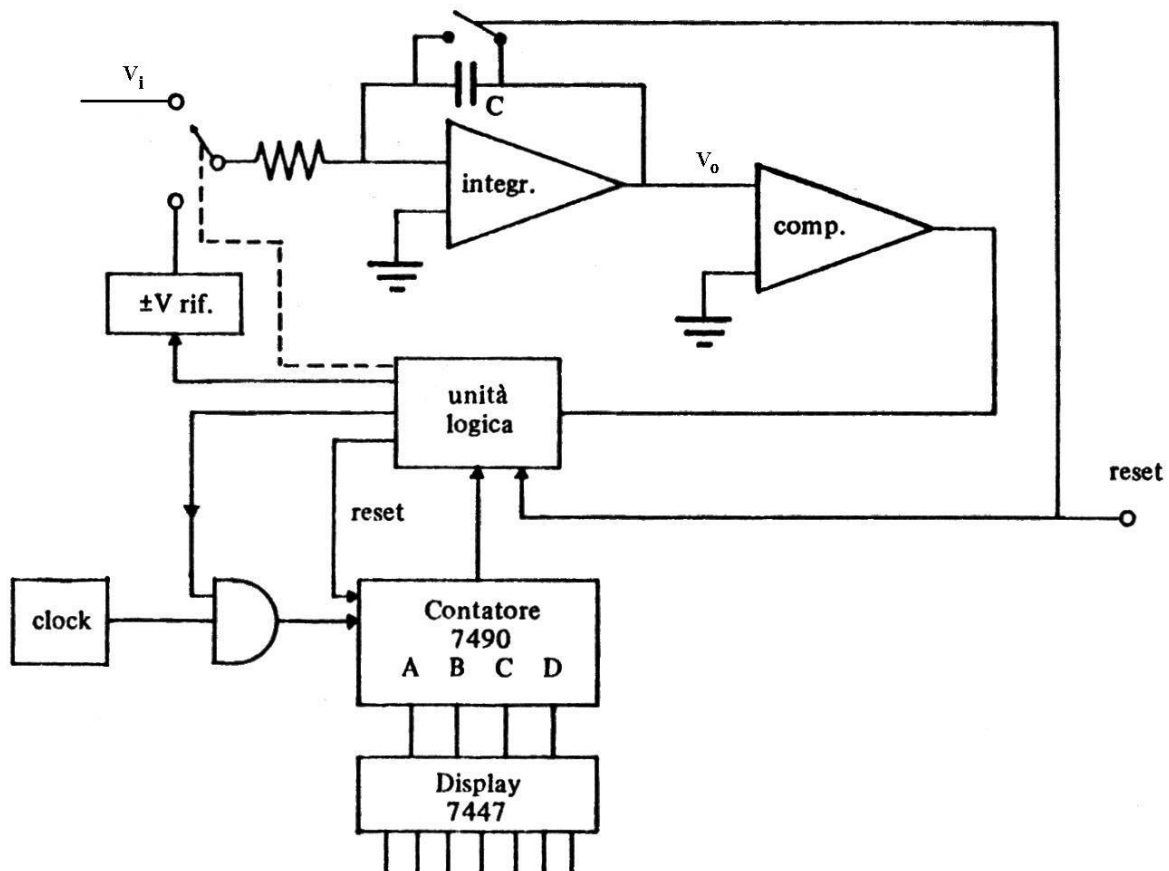
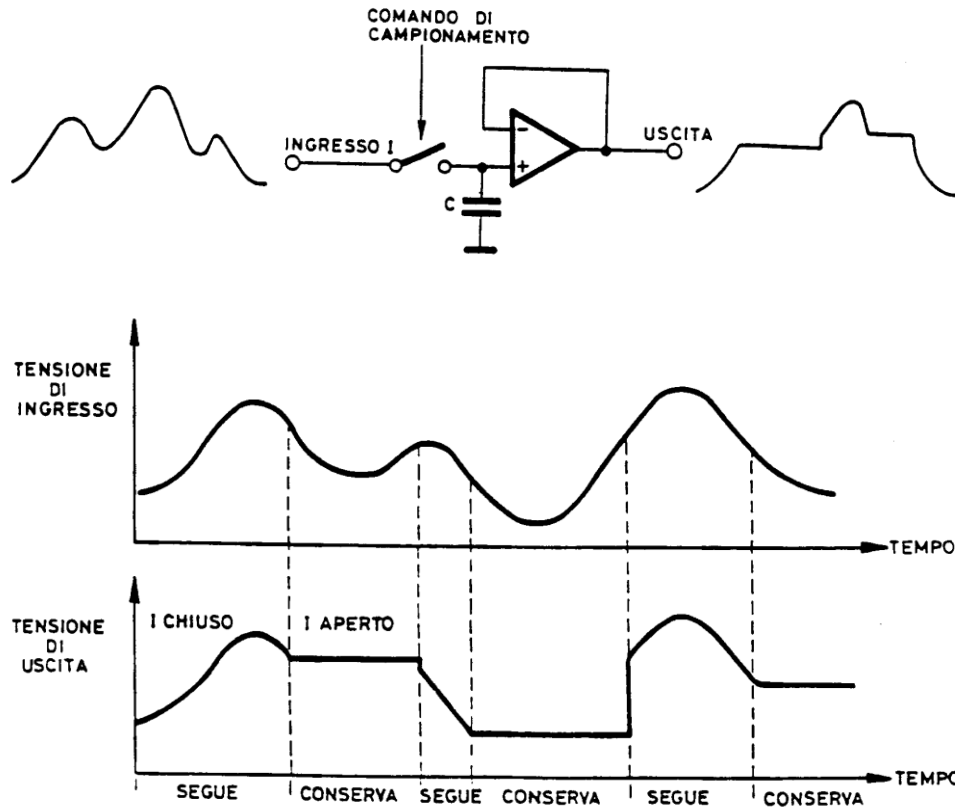


Figura 12.16



Durante il tempo necessario alla operazione di conversione A/D, il segnale in ingresso  $V_i$  viene *mantenuto costante* da un apposito circuito, chiamato *sample and hold*, il cui funzionamento è indicato schematicamente nella figura sottostante.

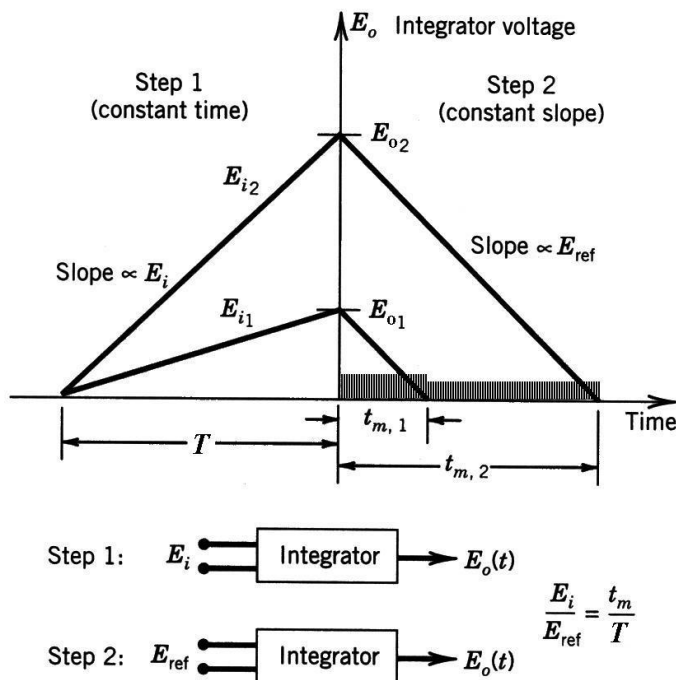


L'unità logica, agendo sull'interruttore, connette la  $V_i$  mantenuta costante all'integratore per un tempo  $T$  prefissato ("conserva" in figura sopra). Durante questo tempo la tensione costante  $V_i$  viene integrata. L'integrale di una tensione costante (positiva) è una rampa crescente la cui pendenza è proporzionale a  $V_i$  :

$$V_o = -\frac{1}{CR} \int_0^T V_i dt = -\frac{V_i}{CR} \int_0^T dt = -\frac{V_i \cdot T}{CR} = -\frac{T}{CR} \cdot V_i$$

Trascorso il tempo prefissato  $T$ , l'unità logica commuta l'interruttore sul riferimento interno  $-V_r$ . L'integratore parte dal livello in uscita  $V_o$ , raggiunto nel tempo  $T$ , e integra il segnale di riferimento interno  $-V_r$  che, per gli stessi motivi appena discussi relativamente al segnale  $V_i$ , ora produce in uscita una rampa decrescente con pendenza proporzionale a  $V_r$ . Nello stesso istante in cui l'unità logica commuta dal segnale d'ingresso al segnale di riferimento interno, essa apre il *gate* del contatore e dà inizio al conteggio degli impulsi di *clock*. L'unità logica non sa quando dovrà interrompere il conteggio; è il comparatore che segnala all'unità logica quando la tensione  $V_o$  della rampa discendente ha raggiunto il valore di massa (zero). A quel punto l'unità logica richiude il *gate* e interrompe il conteggio degli impulsi provenienti dalla base dei tempi.

Si osservi che il livello raggiunto da  $V_o$  al momento della commutazione su  $-V_r$  rappresenta fisicamente la carica raggiunta dal condensatore  $C$ , che è anche la stessa carica che il condensatore rilascia durante la rampa discendente:  $Q = V_i \cdot T = -V_r \cdot t$  vale quindi:  $V_i = -\frac{V_r}{T} \cdot t$  che rappresenta la **curva caratteristica** del convertitore A/D tensione-tempo.



**Dual-ramp analog voltage to digital conversion.**

Figura 12.17

quindi la *frequenza di campionamento* del dispositivo. In ogni caso, si cerca, di ottenere un tempo massimo di conversione < 20ms in modo da rigettare il rumore di rete (50Hz).

Un secondo tipo di voltmetro digitale, particolarmente utilizzato nei sistemi automatici di acquisizione dati, è il **convertitore A/D ad approssimazioni successive**. Lo schema di un convertitore a 4 bit è riportato sotto nella figura 12.18. Su questo esempio verrà impostato lo studio del dispositivo. La parte fondamentale del convertitore ai fini del principio di funzionamento è il *sommatore* con gli interruttori  $b_i$   $i = 1 \dots 4$ . La relazione di base è quindi quella del sommatore di tensioni:

$$V_o = R \left( \frac{b_1}{R} + \frac{b_2}{2R} + \frac{b_3}{4R} + \frac{b_4}{8R} \right) \cdot V_r = V_r \left( b_1 + \frac{b_2}{2} + \frac{b_3}{4} + \frac{b_4}{8} \right) \frac{R}{R} = V_r \left( b_1 + \frac{b_2}{2} + \frac{b_3}{2^2} + \frac{b_4}{2^3} \right)$$

dove i termini  $b_i$  possono assumere solamente i valori **1** (interruttore chiuso) o **0** (interruttore aperto).

Nella figura 12.17 a lato è riportata una immagine di quello che accade nel tempo di conversione, e vi sono rappresentate due operazioni di conversione distinte, per le tensioni in ingresso  $V_{i1}$  e  $V_{i2}$ . Si osservi che la pendenza delle rampe  $V_i$  *varia*, mentre quella delle  $V_r$  rimane *costante*.

Il contatore conta i tempi  $t$  con la risoluzione della frequenza del clock. Alla tensione  $V_i$  si fa corrispondere il codice digitale del tempo  $t$ . Si è visto prima che il contatore è in grado di eseguire misure di tempo con un elevato numero di cifre decimali significative, ovvero la risoluzione può essere molto spinta. Il convertitore tensione-tempo eredita in pieno questa *risoluzione spinta* che, in termini di qualità metrologiche, significa che il convertitore tensione-tempo ha una *elevata sensibilità*. Il tempo di una singola conversione A/D è almeno  $T + t$  ed è variabile, questa circostanza può limitare la velocità di conversione,

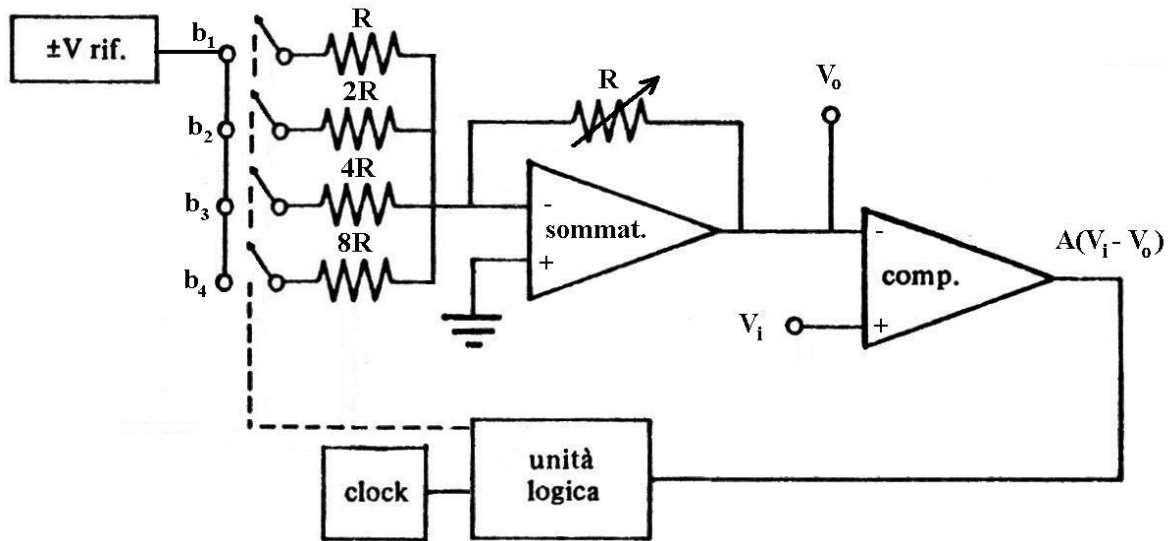


Figura 12.18

Il funzionamento del dispositivo è il seguente: l'unità logica *prova* a chiudere gli interruttori, uno alla volta, a cominciare da  $b_1$ , ed il comparatore valuta il segno di  $(V_i - V_o)$ ; se risulta  $V_i < V_o$  l'unità logica riapre l'interruttore e prova a chiudere il successivo, se risulta  $V_i > V_o$  l'unità logica mantiene chiuso l'interruttore e prova a chiudere anche il successivo, ed il test sul segno di  $(V_i - V_o)$  ricomincia. Si osservi con attenzione che, mano a mano che l'unità logica chiude gli interruttori, si somma alla  $V_o$  una tensione che è sempre "la metà" di quella precedente, ovvero sempre più piccola. Per comprendere a pieno il meccanismo dell'approssimazione successiva, si segua passo passo l'esempio di conversione A/D della tensione incognita  $V_i$  schematizzata sull'ascissa orientata rappresentata nella figura 12.19:

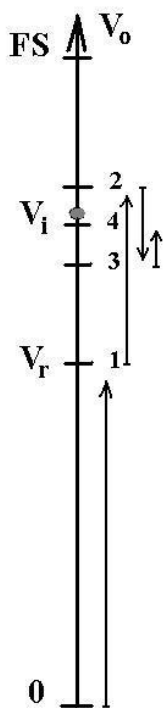


Figura 12.19

all'inizio della conversione A/D tutti gli interruttori  $b_i$  sono aperti

relazione di base: 
$$V_o = V_r \left( b_1 + \frac{b_2}{2} + \frac{b_3}{2^2} + \frac{b_4}{2^3} \right)$$

- |   |  |
|---|--|
| l'UL chiude $b_1$ : risulta $V_i > V_1$ | l'interruttore resta <i>chiuso</i> : $b_1 = 1$   |
| l'UL chiude $b_2$ : risulta $V_i < V_2$ | l'interruttore viene <i>riaperto</i> : $b_2 = 0$ |
| l'UL chiude $b_3$ : risulta $V_i > V_3$ | l'interruttore resta <i>chiuso</i> : $b_3 = 1$   |
| l'UL chiude $b_4$ : risulta $V_i > V_4$ | l'interruttore resta <i>chiuso</i> : $b_4 = 1$   |

avendo indicato con  $V_j$   $j=1...4$  la tensione  $V_o$  ad ogni passo successivo.

Quando l'operazione di conversione si arresta, risulta:

$$V_o = V_4 = V_r \left( 1 + \frac{0}{2} + \frac{1}{2^2} + \frac{1}{2^3} \right) = \frac{11}{8} V_r$$

Alla tensione incognita  $V_i$  viene assegnato direttamente il codice binario "1 0 1 1" corrispondente alla tensione  $V_o$ , che poi sono gli *stati* degli interruttori risultanti dalle approssimazioni successive effettuate dall'UL.



Si osservi attentamente, anche nella figura 12.19, che  $V_o \neq V_i$  ovvero, il codice binario individuato non “corrisponde esattamente” alla tensione incognita ma è quella combinazione di cifre binarie che meglio la rappresenta. Vi è un **errore di discretizzazione**  $\varepsilon_d = V_i - V_n$  dovuto al fatto che il convertitore appena studiato dispone di un numero limitato di interruttori (**bit**). La risoluzione infatti è pari all'LSB ( $V_{FS}/2^4 = 2V_r/16$ ) e può essere aumentata solamente aggiungendo altri **bit**, cosa che consente al dispositivo di approssimare la tensione in ingresso  $V_i$  sempre meglio. I moderni convertitori A/D ad approssimazioni successive arrivano fino a **16bit** ( $2^{16} - 1 = 65536$  livelli di discretizzazione).

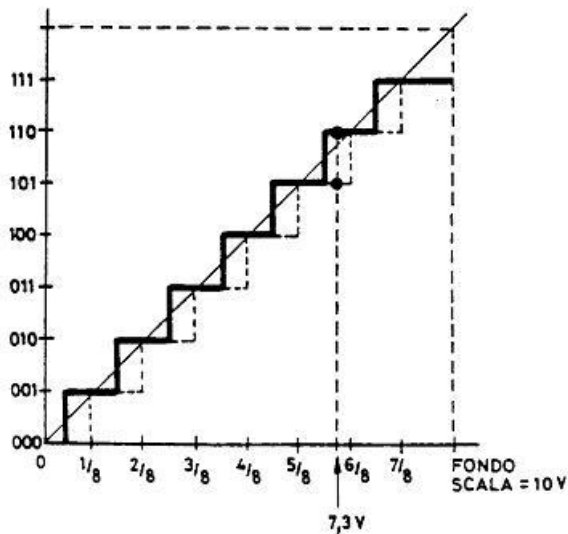


Figura 12.20

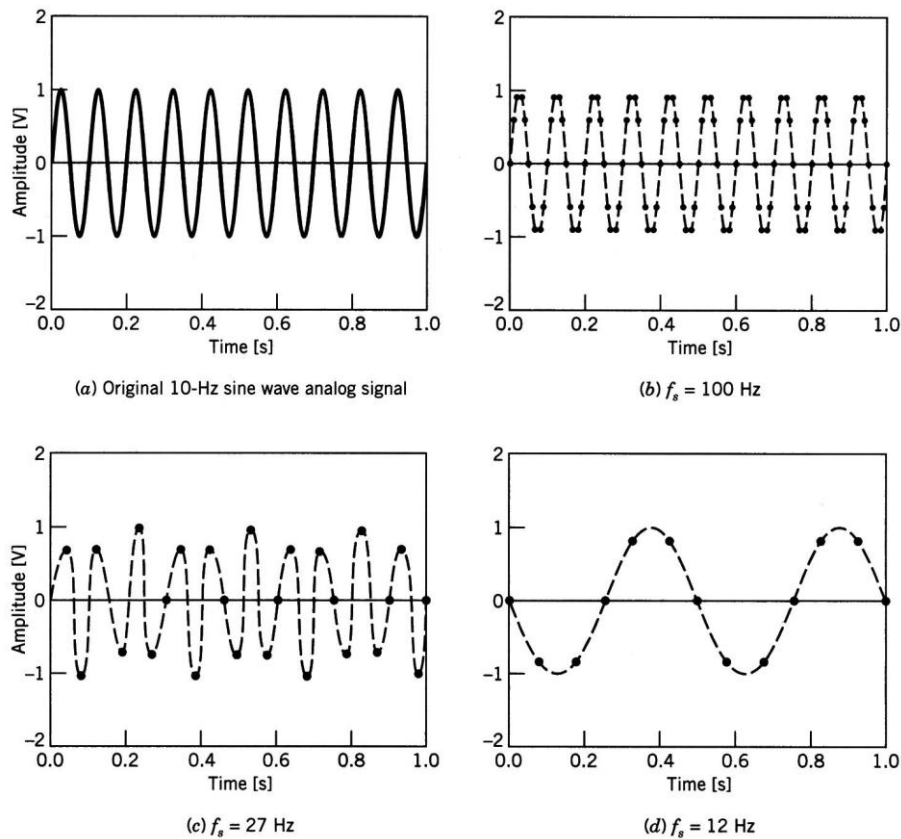
Si osservi inoltre che il meccanismo di conversione appena visto produce un codice digitale per un valore di tensione che è sempre in “difetto” rispetto alla  $V_i$ . Questo inconveniente viene corretto facilmente **tarando** opportunamente il convertitore, ovvero spostando la **curva caratteristica** del dispositivo di  $1/2$ LSB verso sinistra, come indicato a fianco nella figura 12.20.

Dalla figura si vede anche che i convertitori A/D presentano un **errore di saturazione**, ovvero non sono in grado di convertire tensioni maggiori dei  $7/8 V_{FS}$ . A questo problema si può porre rimedio solamente aumentando il **fondo scala** o **range**  $V_{FS} = 2V_r$  del convertitore.

Per quanto attiene la **rapidità** di questi dispositivi si può dire che essi impiegano un

**tempo fisso** per eseguire l'operazione di conversione dell'ordine di **alcuni microsecondi**. Infatti la conversione A/D richiede sempre lo stesso numero di approssimazioni successive, che dipende solamente dal numero di bit (interruttori) a disposizione.

Si tenga sempre ben presente che dalla **rapidità di conversione A/D** dipende la **massima frequenza di campionamento**  $f_c$  del dispositivo digitale che, per il **teorema di Nyquist** deve essere **almeno il doppio** della frequenza massima  $f_{Max}$  contenuta nel segnale che si sta campionando:  $f_c \geq 2f_{Max}$  in caso contrario si produce **aliasing** sul segnale digitale. Un esempio di campionamento con aliasing è riportato nella figura 12.21. Dalle forme d'onda in figura 12.21 (a) e (c) si riconosce che la condizione sulla frequenza di campionamento espressa dal teorema di Nyquist è una **condizione minima**, che garantisce solamente l'acquisizione della **frequenza del segnale** ma non la corretta ricostruzione della **forma dell'onda**. Per ottenere una forma dell'onda campionata abbastanza simile a quella dell'onda originale analogica, occorre campionare con frequenza di campionamento  $f_c$  almeno di un ordine di grandezza superiore a quella massima del segnale:  $f_c \geq 10f_{Max}$



The effect of sample rate on signal frequency and amplitude interpretation.

Figura 12.21

Si desidera concludere questa breve rassegna di base sui convertitori A/D accennando al dispositivo più rapido tra quelli oggi in commercio: il **convertitore parallelo o FLASH**.

Nella figura 12.22 è riportato lo schema di un convertitore FLASH a 3 bit. Esso è formato da una *serie di comparatori* in parallelo, tanti quanti sono i “livelli di quantizzazione” previsti; per 3 bit essi risultano  $2^3 - 1 = 7$ . Il *partitore di tensione* produce la quantizzazione sulla base della tensione di riferimento  $V_R$  che, in questo caso, rappresenta anche il valore di *fondo scala*. I comparatori confrontano simultaneamente il segnale analogico in ingresso  $V_i$  con la tensione di riferimento ripartita sulle resistenze e forniscono ciascuno la propria risposta, ovvero :

**0** (*livello basso*) se la  $V_i$  è minore della tensione ripartita

**1** (*livello alto*) se la  $V_i$  è maggiore della tensione ripartita

es. se  $V_i = 0,45V_R$  allora  $V_i > 1/16, 3/16, 5/16, 7/16$  di  $V_R$  ma  $V_i < 9/16 V_R$

i primi quattro comparatori forniscono in uscita il bit **1** !

l'uscita dei comparatori **0001111** è già digitale ma richiede una rete per la decodifica binaria ponderata (3 bit) mostrata solo a titolo di esempio in figura 12.22

I convertitori FLASH in genere hanno risoluzione limitata; infatti, quelli a 8 bit richiedono l'assemblaggio integrato di ben  $2^8 - 1 = 255$  comparatori, con notevoli complicazioni circuitali. Per il fatto di effettuare la conversione in parallelo, in *una sola* elaborazione della  $V_i$ , sono però





velocissimi ( $f_c$  anche di 100 MHz) e sono impiegati su gli strumenti per i quali la *rapidità* è la qualità metrologica più importante, come ad esempio gli *oscilloscopi digitali*.

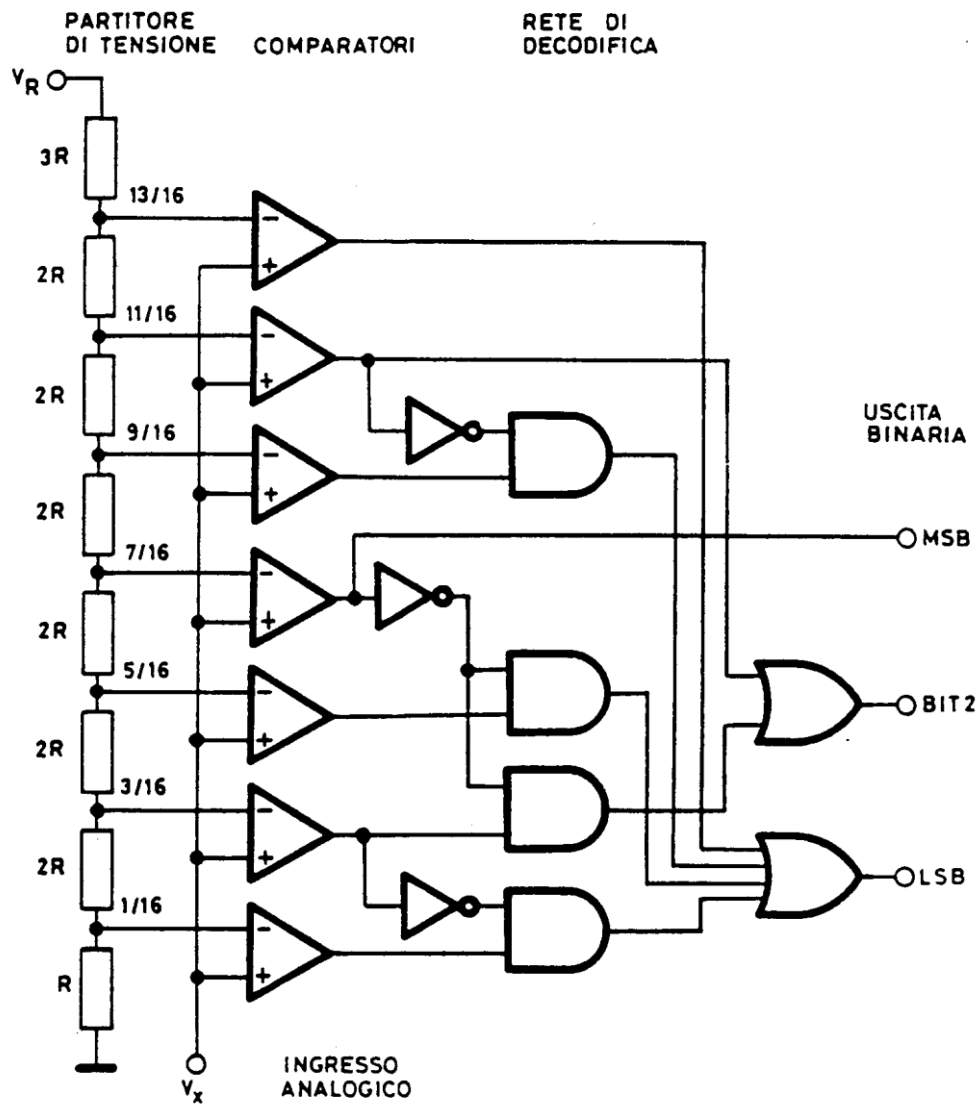


Figura 12.22

In conclusione, a solo scopo informativo, nella figura 12.23 è riportato uno schema costitutivo di un moderno *sistema di acquisizione dati digitale* impiegato nell'industria, con in evidenza le *interfacce* e le *periferiche* del sistema. Si riconosce come l'*elettronica* e l'*informatica* siano profondamente penetrate nel settore delle misure industriali moderne, lasciando alle conoscenze e alle competenze misuristiche classiche solamente la parte dedicata ai sensori e ai trasduttori, ovvero quella parte iniziale dei sistemi di misura in intimo contatto con la grandezza fisica da misurare: il *misurando*.

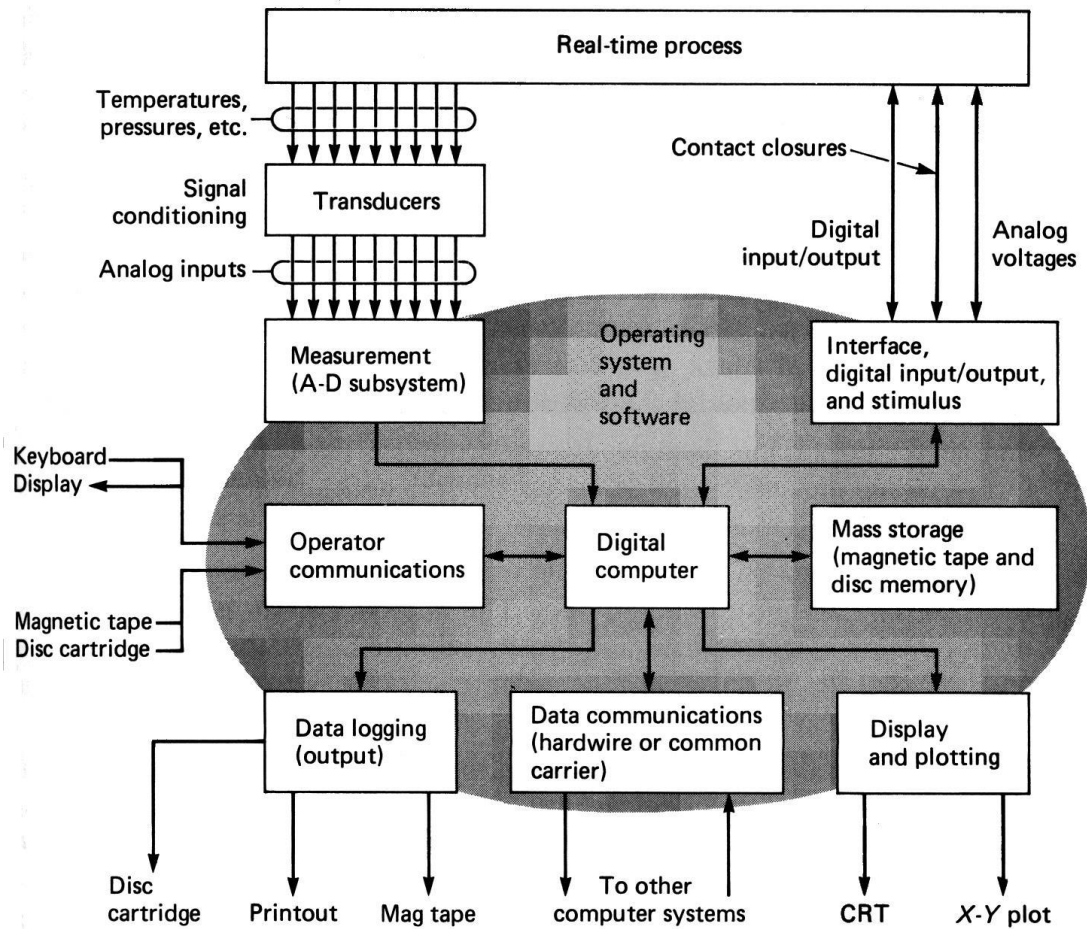


Figura 12.23

Note:

Figure: 12.7, 12.8, 12.9, 12.10, 12.11, 12.12, 12.13, 12.14, 12.16 courtesy of:  
Branca Francesco Paolo – *Misure Meccaniche* – ed. ESA 1989

Figure 12.5, 12.17 courtesy of:  
Doebelin Ernest O. – *Measurement systems, application and design* – McGraw Hill

Figure 12.23 courtesy of:  
Bechwith, Marangoni, Lienhard – *Mechanical Measurements* – Addison & Wesley Publishing Company

Figure 12.15, 12.21 courtesy of:  
Figliola, Beasley – *Theory and Design for Mechanical Measurement* – John Wiley & Sons, Inc.