

## CAP. 8

### 8. TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO CON SEGNALI ANALOGICI

Acquisizione di segnali analogici  
catena di misura

Innanzitutto ricordiamo che i segnali analogici sono utilizzati nella stragrande maggioranza dei casi per rappresentare i **valori numerici di grandezze** relative a fenomeni fisici da osservare ed eventualmente controllare. Si tratta cioè quasi sempre di "misure" di grandezze fisiche.

L'acquisizione di informazioni di stato rappresentate da segnali analogici pone al progettista una serie di problemi (ma offre anche una serie di opportunità) che vanno ben oltre alla, pur necessaria, pura e semplice conversione in forma digitale (A/D).

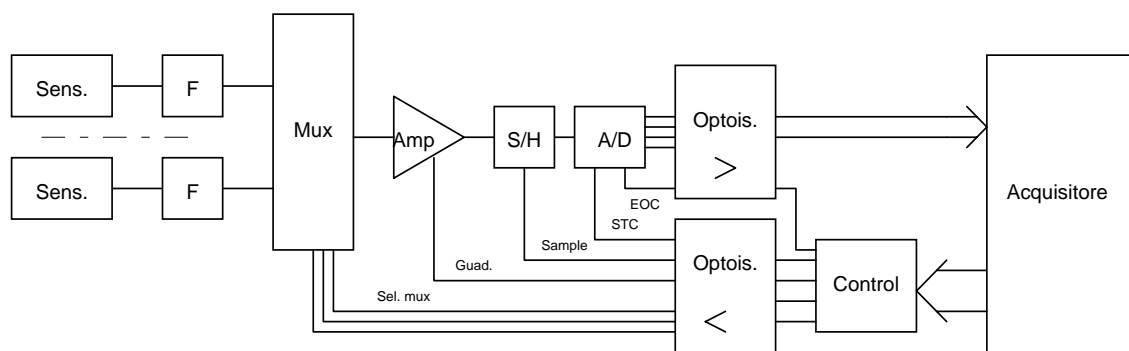
Un approfondimento della problematica generale, molto articolata e attinente a diverse discipline, va oltre gli scopi di questa presentazione. Sembra tuttavia opportuno, pur senza particolari pretese di approfondimento, mantenere una visione complessiva dei problemi perchè il ruolo dell'informatica può estendersi utilmente anche a funzionalità tipicamente attribuite a discipline come "Elettronica", "Misure" e "Strumentazione".

In particolare è interessante notare che l'impiego di elaboratori digitali programmabili (cioè i calcolatori) rende possibili e significativi anche approcci che sarebbero decisamente impraticabili con le classiche tecniche a "funzionalità intrinseca" (HW). Si è giunti così alla cosiddetta "strumentazione intelligente"; termine improprio ma che rende l'idea di una complessità di elaborazioni che riescono ad utilizzare al meglio i dispositivi fisici utilizzabili e di una capacità dei dispositivi di acquisizione dati di comunicare mediante protocolli di alto livello con calcolatori di supervisione.

In quest'ottica ci proponiamo di considerare nel suo complesso la cosiddetta "catena di misura", cioè quella serie di dispositivi HW e funzionalità SW che parte dal **sensore** per arrivare ai valori numerici che costituiscono le informazioni da acquisire, cioè appunto le **misure**.

## 8.1 COMPONENTI DI UNA TIPICA CATENA DI MISURA

- SENSORE
- FILTRO
- MULTIPLEXER
- AMPLIFICATORE
- SAMPLE-HOLD
- CONVERTITORE A/D
- DISACCOPIATORI GALVANICI
- LOGICA DI CONTROLLO
- ACQUISITORE



### 8.1.1 SENSORE

Costituisce l'elemento fondamentale della misura di una grandezza fisica.

La sua proprietà essenziale consiste nello sfruttare opportuni fenomeni che trasformano la grandezza primaria da misurare in una grandezza elettrica, generalmente tensione o corrente, ad essa correlata.

Caratteristiche dei sensori sono

- grandezza a cui sono sensibili
- campo di valori della grandezza gestibili correttamente e accettabili senza danni
- principio fisico su cui si basano
- attivi o passivi (assorbono energia dal fenomeno)
- perturbazioni indotte sul fenomeno da misurare
- costo proprio e degli accessori
- linearità
- comportamento dinamico (tempo di risposta)
- stabilità nel tempo
- sensibilità
- insensibilità a grandezze e fenomeni estranei
- robustezza
- livello di segnale fornito

I sensori lineari forniscono una grandezza elettrica proporzionale alla grandezza da misurare, mentre i sensori non lineari richiedono tecniche di elaborazione più complesse per risalire dal valore del segnale a quello della grandezza da misurare.

Il dispositivo più adatto ad effettuare operazioni di interpolazione, oltre ad altre elaborazioni, è naturalmente il calcolatore di acquisizione che può agevolmente venire programmato per ottenere le funzioni volute.

Esempi di sensori sono:

- - termocoppie per misure di temperature: forniscono differenze di potenziale dell'ordine di millivolt
- - termoresistenze per misure di temperature tramite variazioni di resistenza elettrica rilevabili con circuito a ponte
- - celle di carico per misure di forze e pressioni con generazione di una tensione elettrica
- - estensimetri per misure di deformazione con variazioni di resistenza elettrica rilevabili con circuito a ponte
- - dinamo tachimetriche per misure di velocità angolare fornendo una tensione proporzionale alla velocità di rotazione
- - potenziometri per rilevare posizioni angolari mediante variazioni di resistenza elettrica

E' interessante notare che la flessibilità e rapidità di elaborazione consentita dai microcalcolatori estende notevolmente i principi fisici utilizzabili per realizzare sensori da cui si possano ricavare economicamente buone misure.

In particolare il calcolatore può essere programmato per svolgere le seguenti funzioni.

- Eseguire periodiche operazioni di taratura automatica, in modo da compensare le derive dovute a poca stabilità del sensore o alla sua sensibilità a grandezze fisiche ambientali (temperatura, umidità, pressione, ecc.).
- Utilizzare misure delle grandezze perturbanti, ma di cui sia nota la legge di influenza sulla misura voluta, per correggerne gli effetti (ad es. compensazione di giunto freddo delle termocoppie).
- Calcolare delle misure in modo indiretto, a partire da altre, ad esse legate, più facilmente acquisibili (ad es. calcolo di una potenza rilevando forza e velocità).
- Effettuare diagnosi sulla funzionalità dei sensori e verifiche di accettabilità dei valori misurati e del loro andamento temporale per validare le misure.

### 8.1.2 FILTRO

Generalmente si tratta di un filtro passa-basso che ha lo scopo di eliminare il rumore a frequenze superiori a quelle utili e di limitare la banda di segnale a frequenze minori della metà di quella di campionamento, per rispettare i requisiti del teorema di Shannon ed evitare l'**aliasing**.

Uno specifico filtraggio per sopprimere i disturbi di rete a 50 Hz (60 Hz negli USA) viene invece solitamente affidato al sistema acquisitore.

Nei casi più semplici e con segnali costituiti da una tensione, si utilizza come filtro un semplice circuito R-C.

Caratteristiche qualificanti dei filtri sono:

- - impedenza di ingresso
- - banda passante di frequenza
- - attenuazione in funzione della frequenza

### 8.1.3 MULTIPLEXER

Viene impiegato un circuito moltiplicatore quando si voglia utilizzare uno stesso convertitore Analogico/Digitale per un certo numero di segnali in ingresso, in genere per motivi di riduzione dei costi, accettando le limitazioni connesse alla sequenzializzazione dei campionamenti delle varie misure, e cioè **non contemporaneità** dei campioni e **minor frequenza** di campionamento delle singole misure.

Si utilizzano spesso multiplexer basati su **speciali** relè che consentono anche una separazione galvanica tra i diversi segnali in ingresso. Pur adottando relè appositamente studiati, il progettista dovrà tener conto dei **tempi di commutazione** piuttosto lunghi, che possono arrivare anche a qualche ms e che spesso costituiscono l'elemento dominante per il limite della velocità di scansione, e della **vita** dei relè limitata a qualche milione di commutazioni.

Con la connessione detta "*fly capacitor*", il cui schema di principio è riportato in fig. 8.1, si utilizzano relè a scambio (*open before make* = apre un contatto prima di chiudere l'altro) e si ottiene anche la separazione galvanica tra i segnali e il sistema di conversione e non occorre utilizzare il circuito *sample and hold*. Si noti l'importanza di una elevata impedenza di ingresso dell'amplificatore per mantenere entro valori accettabili la scarica del condensatore durante il tempo di conversione.

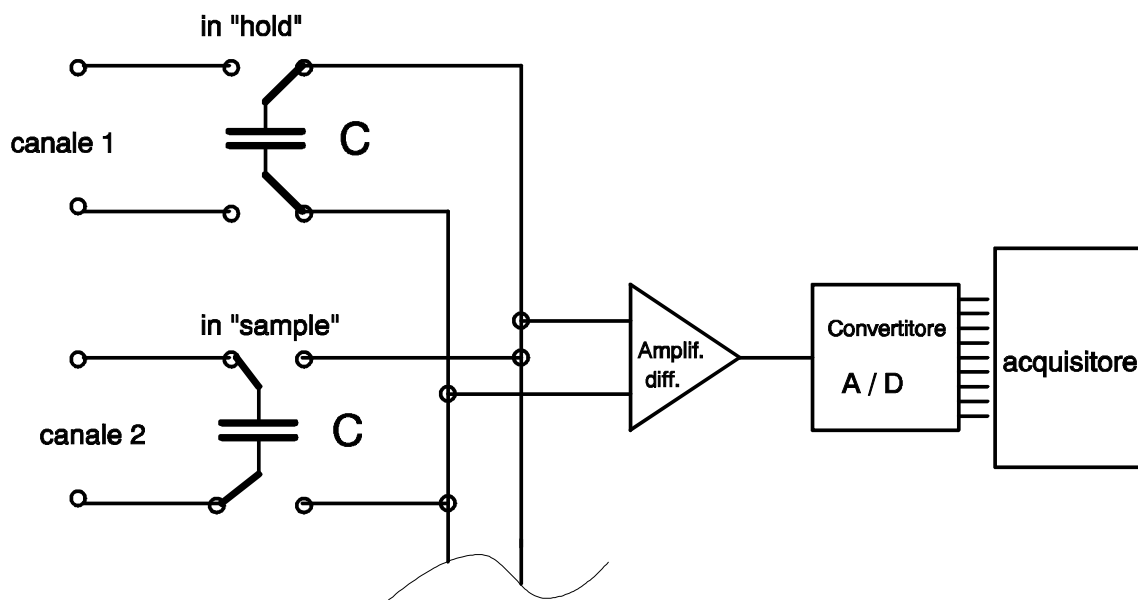


Fig. 8.1 - Multiplexer a 2 ingressi con la tecnica *fly-capacitor*.

I multiplexer a "stato solido", basati su circuiti a semiconduttori, non forniscono isolamento galvanico e presentano una "resistenza ON" relativamente elevata (anche parecchie decine di ohm), ma in compenso sono molto più veloci (tempi dell'ordine di centinaia di ns), economici, compatti e di lunga vita.

Caratteristiche dei multiplexer sono

- - numero dei canali
- - velocità di commutazione
- - numero di commutazioni (vita) dei relè
- - caratteristiche elettriche dei contatti (per es. a bagno di mercurio per basse tensioni) e valori di R-ON (resistenza a circuito chiuso) e R-OFF (resistenza a circuito aperto).

Naturalmente i multiplexer necessitano di circuiti di controllo che comandano le chiusure e aperture dei diversi canali con ben precisi **vincoli temporali** derivanti dal comportamento dei multiplexer stessi (ad es. apertura di un canale prima di chiudere il successivo) e dalle necessità di sincronizzazione con gli altri elementi della catena di misura (S/H e convertitore A/D).

### 8.1.4 AMPLIFICATORE

Ha lo scopo di amplificare il livello del segnale per portarlo a valori standard (spesso 0...5 V) richiesti dai convertitori A/D per sfruttarne completamente la scala di valori, presentando in ingresso un'impedenza elevata (per influire il meno possibile sul segnale a monte) ed una relativamente bassa in uscita (per fornire un segnale poco influenzabile a valle).

Caratteristiche degli amplificatori sono:

- ingresso differenziale o singolo
- impedenza di ingresso e di uscita
- guadagno eventualmente programmabile
- banda passante o *slew-rate*
- tempo di assestamento (*settling time*)
- stabilità e precisione
- possibilità di compensare l'errore di offset

### 8.1.5 SAMPLE & HOLD

E' un circuito, generalmente realizzato come singolo componente a circuito integrato, che con un apposito ingresso di comando a livello logico può essere condizionato a seguire (*sample*) con la tensione di uscita l'andamento nel tempo del segnale in ingresso oppure a mantenere stabile (*hold*) l'ultimo valore assunto in uscita. Si noti che tale mantenimento, basato sulla carica di un condensatore in un circuito ad alta impedenza (quindi basse correnti di scarica) non permane indefinitamente, ma evolve con una certa (relativamente lunga = diversi secondi) costante di tempo.

Lo scopo del *sample and hold* (alla lettera significa "campiona e mantieni") è quello di mantenere stabile il segnale da applicare al convertitore A/D per tutto il tempo della conversione, per quelle applicazioni che lo richiedono, cioè quando si vuole acquisire il

valore “fotografato” in un ben preciso istante temporale, indipendentemente dalle successive variazioni del segnale.

Si invita il lettore a riflettere criticamente sulla necessità di usare dispositivi S/H.

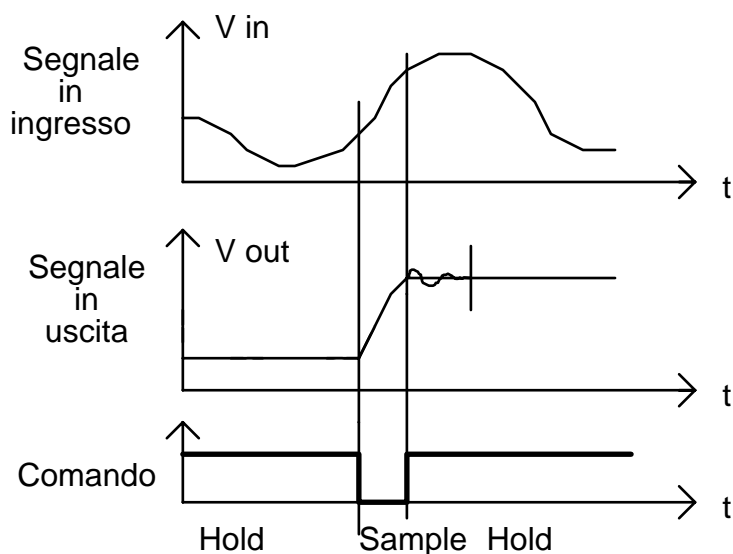


Fig. 8.1 - Forma d'onda su S/H

Caratteristiche dei S/H sono

- - impedenza di ingresso
- - rapidità di adattamento (*slew-rate*) dell'uscita in fase di *sample*
- - tempo di assestamento (*settling time*) dell'uscita dopo *hold*
- - costante di tempo di mantenimento della tensione in uscita

## 8.2 CONVERTITORE Analogico/Digitale

Costituisce uno degli elementi più importanti della catena di acquisizione delle misure, ed ha lo scopo di fornire la codifica in forma binaria del valore assunto dalla grandezza analogica presente al suo ingresso.

Generalmente la codifica fornita in uscita dai normali convertitori A/D è del tipo **complemento a 2** (*integer*) ed utilizza da 8 a 16 bit a seconda della risoluzione richiesta.

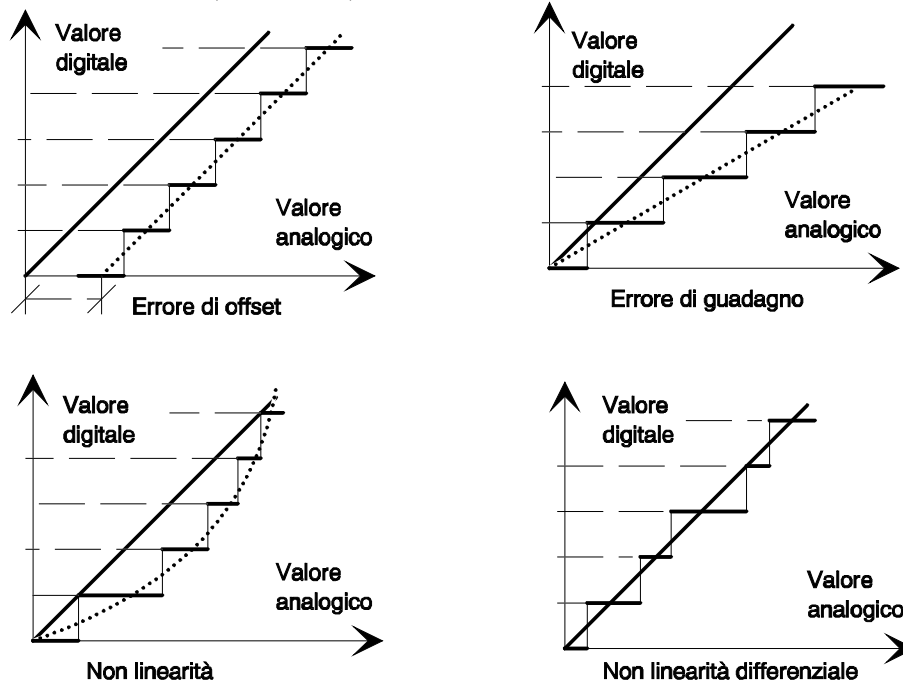
In particolare la **risoluzione** che si ottiene con un convertitore ad N bit è  $2^{-N}$ , e quindi con 10 bit vale circa un millesimo del fondo scala, cioè 0.1 %.

Gli **errori di quantizzazione** introdotti dalle normali tecniche di conversione che producono valori interi, sono **costanti in valore assoluto**. E' quindi molto importante sfruttare bene soprattutto la scala del convertitore per ridurre il peso percentuale di tali errori che è molto elevato all'inizio scala (v. par. 2.1).

I convertitori A/D introducono poi **altri errori**, additivi rispetto a quelli di quantizzazione, che possono essere i seguenti.

- Errore di offset
- Errore di guadagno
- Errore di non linearità
- Errore di non linearità differenziale

Generalmente i costruttori di convertitori fanno in modo da contenere questi errori entro il valore dell'errore di quantizzazione. Ciò va comunque verificato da un'attenta analisi dei dati tecnici (*data sheet*).



### Errori introdotti da convertitori A/D non ideali

Le caratteristiche principali di un convertitore A/D sono:

- tecnica di conversione
- costo
- velocità di conversione
- risoluzione (generalmente espressa in n. di bit)
- errori di conversione
- ripetibilità
- integrazione o meno della misura
- semplicità dei circuiti di servizio
- semplicità di interfacciamento con microcalcolatori

### 8.2.1 TECNICHE DI CONVERSIONE A/D

Esistono diverse tecniche "classiche" per la conversione Analogico / Digitale, e molte altre possono essere inventate con un po' di fantasia e competenza. Poiché ogni tecnica privilegia alcune caratteristiche (semplicità, velocità, risoluzione, ecc.) rispetto ad altre, un buon progettista tende ad avere una ricca collezione di soluzioni ben meditate e pronte per le diverse situazioni applicative.

La maggior parte delle tecniche di conversione sono delle varianti di alcune tecniche di base che riportiamo brevemente.

**Tecniche di confronto ad anello chiuso.**

Sono basate sull'uso di un convertitore D/A, facilmente realizzabile in modo che sia veloce ed economico. A tale convertitore si fornisce un valore digitale di tentativo e si confronta il valore analogico da esso prodotto con il valore analogico da convertire. In base all'esito di tale confronto si decide come modificare il valore digitale. Il procedimento continua fino a quando lo scarto tra i valori analogici proposto e da convertire, diventa minore della risoluzione corrispondente al numero di bit adottati per la rappresentazione digitale.

Es. - Convertitori ad approssimazioni successive, convertitori ad inseguimento.

### **Tecniche basate su misure temporali.**

Queste tecniche utilizzano le relazioni integro-differenziali tra tensione e corrente su componenti come i condensatori, per generare fenomeni di durata proporzionale (o inversamente proporzionale) all'ampiezza del segnale analogico da convertire.

a) - Ad esempio la carica di un condensatore a corrente costante presenta una **durata** proporzionale al valore di tensione che si deve raggiungere.

b) - Viceversa il tempo necessario perchè un condensatore raggiunga una tensione prefissata di riferimento è inversamente proporzionale all'intensità della corrente di carica, e quindi rendendo ripetitivo il processo di carica e scarica si ottiene un fenomeno di **frequenza** proporzionale al valore analogico che governa la corrente di carica e scarica.

Nel caso a) si potrà utilizzare un *timer* per misurare in forma digitale la durata del fenomeno, mentre nel caso b) per ottenere il valore digitale si adotterà un conteggio a tempo prefissato.

Queste tecniche, per loro natura, non soffrono di errori di non linearità differenziale.

Es. - Convertitori a rampe singole o multiple e convertitori tensione / frequenza.

### **Tecniche a confronto diretto.**

Il segnale analogico viene direttamente e contemporaneamente confrontato con tanti valori di riferimento quanti sono i valori digitali tra cui si vuole discriminare.

Es. - Convertitori flash.

#### **8.2.1.1 CONVERTITORI AD APPROSSIMAZIONI SUCCESSIVE**

Sono probabilmente i più diffusi per il loro interessante compromesso tra risoluzione (8..16 bit), costi ragionevoli ed elevata velocità di conversione (1..50  $\mu$ s).

La tecnica di conversione è basata su una successione di passi:

- proposta di un valore digitale
- conversione in segnale analogico
- confronto di tale segnale con quello da convertire
- decisione del prossimo valore digitale da proporre.

Si parte dal bit più significativo proposto di valore "1" e ad ogni passo si produce un nuovo bit confermando 1 o forzando 0 a seconda che il confronto dia valore inferiore o superiore rispetto all'ingresso analogico da convertire. Alcuni convertitori prevedono la trasmissione seriale dei vari bit, dal MSB al LSB, man mano che essi sono prodotti. Si realizzano così *chip* con numero di *pin* estremamente limitato (ad es. 8) e con l'ulteriore vantaggio di ridurre notevolmente il numero di segnali digitali da disaccoppiare



galvanicamente. La controparte è data dal maggior carico di funzionalità del sistema acquisitore, che deve ricomporre (serie-parallelo) la configurazione binaria. Generalmente (ma non necessariamente) si impiega a monte del convertitore un circuito di mantenimento (S/H) e l'elevata velocità di conversione di questo tipo di convertitori rende conveniente l'adozione di un multiplexer anche a molti canali, soprattutto se i segnali da convertire variano lentamente.

### 8.2.1.2 CONVERTITORI TENSIONE/FREQUENZA

Sono basati su un oscillatore VCO (*Voltage Controlled Oscillator*) la cui frequenza di oscillazione presenta un legame che nel campo di valori utili è con buona approssimazione lineare rispetto alla tensione di ingresso:

$$F(v) = F_0 + k * V$$

Il segnale fornito dall'oscillatore viene squadrato, eventualmente disaccoppiato galvanicamente e contato durante ben precisi e opportunamente predeterminati intervalli temporali.

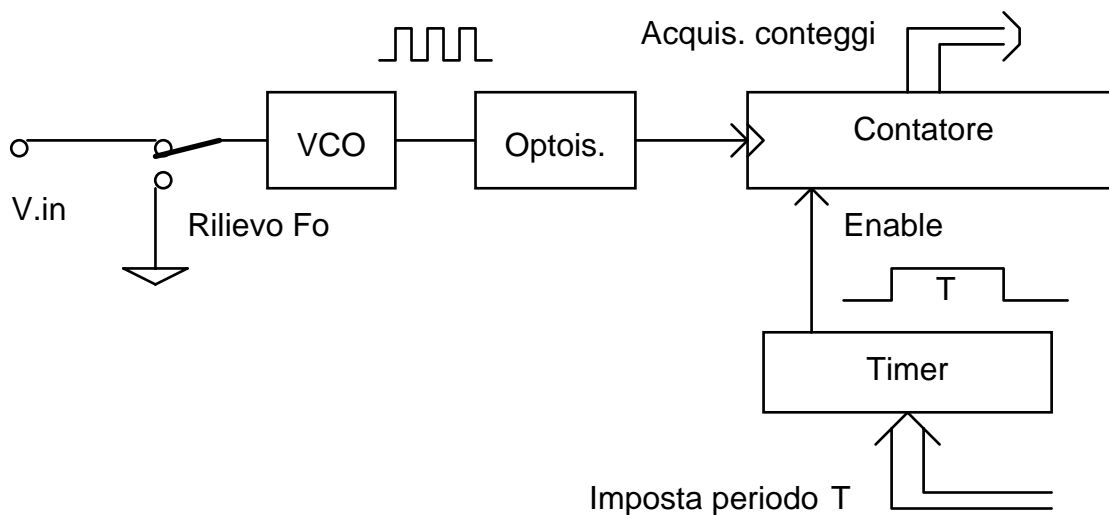


Fig. 8.3 - Schema di acquisizione con conversione A/D mediante rilievo di frequenza.

Al valore di conteggio va sottratto il conteggio corrispondente alla frequenza  $F_0$ , ricavato effettuando il conteggio con un apposito ingresso a tensione nulla, per ottenere un valore proporzionale alla tensione del segnale da misurare in ingresso.

Il conteggio effettua una **integrazione** implicita nell'intervallo di tempo di conteggio, riducendo molto l'effetto del rumore a valor medio nullo e rendendo spesso inutile il Sample-Hold.

Un interessante pregio di questa tecnica è dato dal fatto che è possibile scegliere dinamicamente se privilegiare una maggior risoluzione prolungando il tempo di conversione, o effettuare conversioni più rapide a risoluzione ridotta.

I normali VCO arrivano a circa 1 MHz a fondo scala, consentendo la risoluzione equivalente a 10 bit con un intervallo di conteggio di 1 ms.

Generalmente si adotta un intervallo di conteggio di 20 ms che ottimizza la reiezione ai disturbi di rete a 50 Hz e consente l'ottima risoluzione equivalente a 14 bit.

Si noti che il problema della misura della frequenza fornita dal VCO è simile a quello discusso nel cap. 7, salvo il fatto, drasticamente importante, che qui le frequenze sono molto più elevate di quelle generalmente fornite dai sensori digitali.

### 8.2.1.3 CONVERTITORI AD INTEGRAZIONE

Questi convertitori integrano (carica di un condensatore) successivamente e con segno opposto il segnale da convertire e segnali di riferimento costanti generati internamente. Il valore digitale è ottenuto misurando, tramite un contatore con clock quarzato, gli intervalli di tempo necessari perchè gli integrali si compensino reciprocamente.

Sono detti anche convertitori a rampe multiple, per l'andamento della tensione sul condensatore di integrazione.

Il vantaggio delle rampe multiple è dato dal fatto che i **rapporti** tra gli intervalli temporali risultano indipendenti dai valori effettivi dei componenti circuitali che possono essere anche relativamente imprecisi ed instabili, quindi economici.

Questi convertitori forniscono ottime risoluzioni (14..16 bit), ottima linearità ed economicità ma con tempi di conversione piuttosto lunghi (50..200 ms).

### 8.2.1.4 CONVERTITORI AD INSEGUIMENTO (TRACKING)

Sono convertitori che sfruttano, come quelli ad approssimazioni successive citati precedentemente, la tecnica del confronto di un valore proposto con quello del segnale in ingresso, ma qui il valore proposto è continuamente aggiornato mediante incremento o decremento (su un contatore *up-down*) del valore corrente, in modo da inseguire le variazioni del segnale in ingresso. Tali variazioni ovviamente non devono superare una certa derivata massima corrispondente alla rapidità di inseguimento che dipende dalla frequenza del *clock* e dalla risoluzione. Si rifletta su questo punto.

Il valore binario del contatore *up/down* può essere **letto in ogni istante**, come immagine digitale dello stato (fig. 8.4).

Questo tipo di convertitore per sua natura non si presta all'uso con multiplexer. Infatti i bruschi salti di valore del segnale in corrispondenza delle commutazioni del multiplexer da un canale ad un altro richiederebbero un (relativamente) lungo transitorio di inseguimento, per di più di durata non nota, prima che il valore digitale sia significativo.

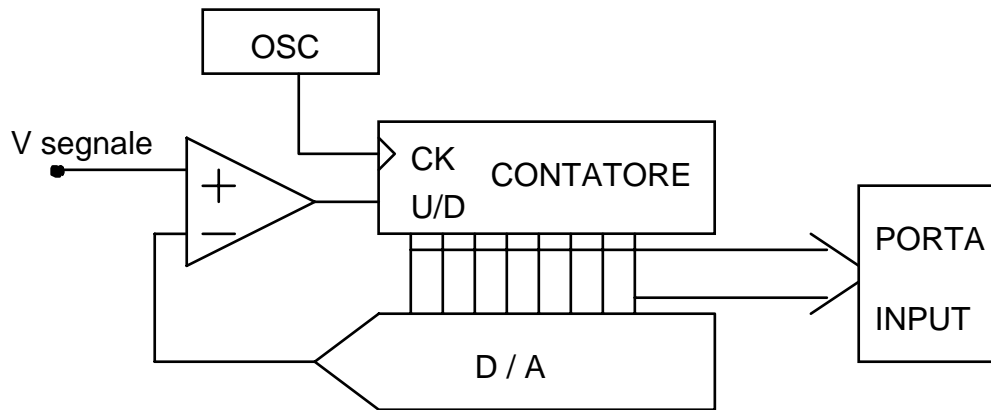


Fig. 8.4 - Schema di principio di convertitore tracking.

### 8.2.1.5 CONVERTITORI PARALLELO (FLASH)

Questi convertitori generano, mediante partitori resistivi, tanti livelli di tensione di riferimento quanti sono quelli della risoluzione voluta. Con altrettanti comparatori si confronta la tensione del segnale in ingresso con tutti questi livelli e dall'esito delle comparazioni, mediante una rete logica combinatoria (*priority encoder*) si produce la codifica binaria.

I convertitori flash sono molto veloci (anche pochi ns) ma le risoluzioni praticamente ottenibili sono ridotte (4..10 bit) a causa della crescita esponenziale della complessità circuitale. Sono tipicamente usati per digitalizzare immagini da telecamera, ed in genere quando la velocità è prioritaria rispetto alla precisione.

## 8.3 CIRCUITI AUSILIARI

### 8.3.1 DISACCOUPLIATORI GALVANICI

E' necessario un disaccoppiamento galvanico in tutti i casi in cui i generatori dei segnali da acquisire siano ancorati ad un riferimento di massa diverso da quello del calcolatore acquisitore.

I dispositivi di isolamento galvanico possono quindi non essere necessari, ma in ogni caso migliorano la reiezione ai disturbi, separando i riferimenti di massa dei segnali da quello del sistema digitale di acquisizione e proteggono quest'ultimo da eventuali sovratensioni accidentali.

Le caratteristiche principali dei circuiti di isolamento sono:

- tensione di isolamento (normalmente 1 . . 2 kV)
- ritardo di propagazione (20 . . 200  $\mu$ s quelli lenti, 100 ns quelli veloci)
- guadagno in corrente (*transfer rate*)
- tensione di saturazione del transistor d'uscita in conduzione (0.2 V . . 1 V)

Esistono anche, relativamente costosi, disaccoppiatori ottici per segnali analogici, ma sono di gran lunga più usati quelli per segnali digitali.

### 8.3.2 LOGICA DI CONTROLLO

Si tratta dei circuiti di comando dei vari elementi della catena di misura che lo richiedano, e di acquisizione dello stato.

#### USCITE

- N bit di selezione del canale per multiplexer dotati di  $2^N$  canali
- K bit di selezione del guadagno per amplificatori a guadagno programmabile con  $2^K$  diversi guadagni
- 1 bit di comando del Sample and Hold
- 1 bit di comando (start conversione) del convertitore

#### INGRESSI

- 1 bit di stato (pronto / occupato) del convertitore, di cui in genere è rilevato l'evento "fine conversione" (EOC)

Le funzioni della logica di controllo nelle catene di misura interfacciate con microprocessori sono vantaggiosamente realizzate in buona parte a livello SW, gestite mediante porte digitali di ingresso ed uscita con le temporizzazioni impostate dal **processore di acquisizione**.

### 8.3.3 CONSIDERAZIONI TEMPORALI

Nella scelta dei componenti di una catena di misura e nella gestione delle funzioni di acquisizione è importante tener presente il comportamento temporale dei vari elementi. In particolare va posta attenzione ai tempi di assestamento dei segnali forniti da ogni componente prima di considerarli significativi in ingresso al componente successivo, soprattutto se si vogliono ottenere buone precisioni, corrispondenti a risoluzioni di 10 o più bit. Si tratta per lo più di considerazioni abbastanza intuitive, su cui è però opportuno riflettere, ricordando quali sono gli andamenti delle grandezze prodotte da fenomeni descrivibili con equazioni differenziali del secondo ordine (sovrasmorzati, smorzamento limite, oscillazioni smorzate).

- Con l'uso di multiplexer la frequenza di conversione A/D è pari alla somma delle frequenze di campionamento dei singoli canali.
- Con la soluzione, piuttosto frequente, di abbinamento di un multiplexer a relè e un convertitore ad approssimazioni successive, i tempi dominanti nel limitare la frequenza di campionamento sono quelli di commutazione del multiplexer (qualche ms).
- Con l'uso di un circuito Sample/Hold è possibile commutare il multiplexer già durante il periodo di conversione, sovrapponendo parzialmente i tempi di commutazione e quelli di conversione A/D.
- Nei sistemi ad elevate frequenze di campionamento, con convertitori veloci e multiplexer a stato solido o a singolo canale, tendono a diventare dominanti i tempi (*settling time*) di assestamento dei valori dei segnali in uscita dall'amplificatore. In particolare si noti che gli amplificatori possono impiegare anche centinaia di microsecondi per uscire dallo stato di saturazione in cui eventualmente fossero portati (situazioni da evitare) da ingressi "aperti" o con valori fuori *range*.
- Quando si utilizzano convertitori a rampe multiple, il tempo dominante è quello di conversione (decine di ms). Con questi convertitori si utilizzano i multiplexer solo se si accettano frequenze di campionamento molto basse.

## 8.4 ACQUISITORE

Il calcolatore di acquisizione è corredato di programmi per la gestione delle interfacce e dei relativi circuiti di controllo per comandare i vari elementi della catena di misura, oltre naturalmente ai programmi di elaborazione vera e propria dei valori ottenuti.

Possiamo suddividere in tre **livelli gerarchici** le varie funzionalità affidate al calcolatore di acquisizione.

- - Livello **acquisizione**
- - Livello **misura**
- - Livello **elaborazione**

### 8.4.1 LIVELLO ACQUISIZIONE

Scopo del livello acquisizione è di acquisire con la cadenza voluta e passare al livello superiore i cosiddetti "valori grezzi" (*raw data*), costituiti generalmente da numeri binari interi, senza segno o in complemento a 2, codificati generalmente su 16 bit, di cui eventualmente solo un sottoinsieme è significativo.

Attenzione: se si usano convertitori con meno di 16 bit in complemento a 2 occorre **propagare il segno**, cioè per i valori negativo occorre completare con bit a "1" i bit più significativi, mentre per i valori positivi tali bit saranno posti a "0".

Alternativamente, e spesso è la soluzione migliore, si può collegare i bit del convertitore A/D in modo da allineare i bit più significativi (MSB). In tal modo, qualunque sia il numero di bit del convertitore, si normalizza il valore di fondo scala. Si rifletta su questo punto.

Alcune delle funzioni a questo livello possono essere affidate a dispositivi HW, ma sempre più spesso si adotta la soluzione completamente SW, eventualmente adottando processori economici dedicati.

A livello acquisizione si pongono diversi problemi di **temporizzazione**, generalmente risolti mediante l'uso, almeno concettualmente, di diversi temporizzatori (timer):

- Temporizzatore a **ciclo continuo** che fornisce la cadenza di attivazione delle acquisizioni da cui dipende la frequenza di campionamento. Potendo contare su un supporto "*run time*" costituito da un sistema operativo real-time con opportune primitive, il ruolo di generatore di cadenza può essere indirettamente affidato al *Real Time Clock*, semprechè la sua granularità temporale sia sufficientemente fine da consentire la frequenza di campionamento richiesta.

Il periodo di RTC è in genere di 1..10 ms, adeguato per convertitori lenti (ad es. a rampe multiple con  $T_{conv} = 10..100$  ms) ma limitativo per convertitori veloci (ad es. ad approssimazioni successive con  $T_{conv} = 2..50$  µs).

- Temporizzatore a **ritardo** programmabile, per effettuare correttamente le attese di **assestamento** delle varie fasi di comando richieste per una corretta acquisizione. La granularità di questo temporizzatore deve essere dell'ordine dei 10..100 µs e quindi non è possibile (o conveniente) basarsi sul RTC del sistema operativo. Per catene di misura con componenti veloci, i brevi ritardi possono essere convenientemente realizzati con

**cicli di attesa SW**, dato che in genere è solo richiesto di superare valori di ritardo **minimi** senza vincoli stringenti sui valori massimi.

- **Time-stamping**. In alcuni casi è necessario associare al valore acquisito anche un valore temporale dell'istante di campionamento. Ciò può essere ottenuto leggendo il valore di un temporizzatore "*free-running*" di opportuna risoluzione temporale (1..50  $\mu$ s) e di periodo di ciclo decisamente superiore al periodo di campionamento.

## ESEMPIO DI CICLO DI ACQUISIZIONE

L'esempio è scritto in pseudo\_C, sotto forma di **processo** autonomo, supponendo che siano disponibili le **primitive**:

- **wait (periodo)** che attiva il processo quando scade l'intervallo di tempo "periodo", cioè è il momento di effettuare il prossimo ciclo di acquisizioni.
- **delay (tempo)** che riattiva il processo dopo il "tempo" precisato come parametro.
- **wait (EOC)** che attiva il processo quando è giunto l'interrupt di fine conversione (soluzione adottabile per convertitori con Tconv maggiore di circa 100  $\mu$ s) oppure esegue un test ciclico (*busy wait*) in attesa che lo stato del convertitore diventi "libero" (soluzione preferibile con convertitori veloci).

Si noti che l'esempio trascura problemi di sincronizzazione con i processi dei livelli superiori, che sono ovviamente importanti ma che possono assumere forme anche molto diverse al variare dei vari tempi (di campionamento, di attese, di elaborazione, ecc.) in gioco.

Si noti anche che si suppone di voler campionare tutti i canali con la stessa frequenza. In tal modo il SW è più semplice ma si ha un minor sfruttamento delle risorse, dato che si adotta la frequenza di campionamento (massima) del canale più esigente anche per quei canali che, dovendo convertire segnali molto lenti, accetterebbero anche frequenze di campionamento molto minori.

```
/* Processo semplificato di acquisizione di misure analogiche su N
canali, tramite multiplexer */

processo acqui_analog;
{
  inizializza interfacce;
  inizializza variabili;
  do
    /* ciclo forever */
    {
      wait (periodo);          /* attesa scadenza periodo */
      for (i=0; i<N; i++) /* ciclo scansione N canali */
      {
        out_SH (sample);          /* apre S&H */
        out_amp (guadagno [i]);    /* imposta guadagno i-esimo*/
        out_mux (i);              /* seleziona canale i-esimo*/
        delay (T_mux);            /* attesa commutazione */
        out_SH (hold);            /* congela S&H */
        t_stamp[i] = read_timer(); /* eventuale time-stamping */
        delay (T_set_SH);         /* settling time S&H */
        out_conv (start);         /* lancia la conversione */
        out_conv (riposo);        /* finisce impulso start */
        wait (EOC);              /* attesa fine conversione */
        val_grezzo [i] = leggi_conv(); /* legge val. bin. */
      }
    }
}
```

```

}while (acquire);
}

```

### AUTORANGE

In qualche caso si hanno grandezze con esteso campo di valori (*range*) e si devono rispettare requisiti di piccolo (percentualmente) errore di quantizzazione anche per piccoli valori dei corrispondenti segnali analogici.

Una possibilità concettuale, ma di non facile realizzazione pratica, è costituita dall'uso di amplificatori con caratteristica statica logaritmica, che consentono di ottenere errori di quantizzazione **relativi** costanti anche con una rappresentazione numerica *integer*. Una tecnica molto usata consiste invece nell'adottare un amplificatore a guadagno variabile ed effettuare un adattamento dinamico del guadagno al valore del segnale. Questa tecnica si presta per segnali **relativamente lenti** rispetto alla frequenza di campionamento, e si svolge con le seguenti modalità.

Si adottano tanti campi di misura quanti sono i guadagni previsti dall'amplificatore che sono scelti generalmente con progressione geometrica (ad es. 1, 10, 100 oppure 1, 2, 5, 10, 20, ecc.)

Per ogni campo di valori, corrispondente ad un particolare guadagno dell'amplificatore, si stabiliscono tre fasce: basso, normale e alto, con il criterio che i valori di soglia "alto" di ogni campo cadano oltre il valore di soglia "basso" del campo seguente, e viceversa per i valori di soglia "basso". Questa scelta determina **un'isteresi** che in prossimità delle soglie evita una continua commutazione di guadagno non desiderabile.

Naturalmente per il guadagno più alto (piccoli valori del segnale) la soglia inferiore sarà = 0, mentre per il guadagno più basso (valori elevati del segnale) la soglia superiore sarà pari al fondo scala.

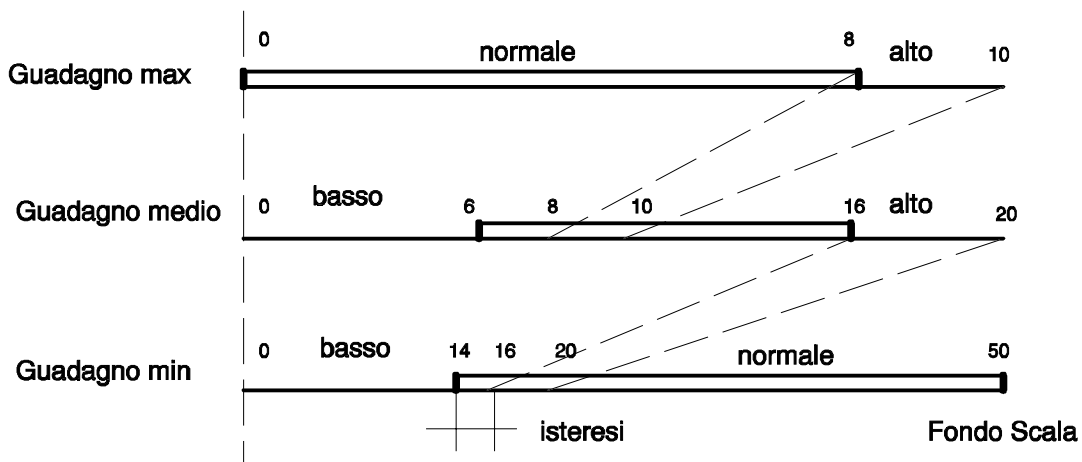


Fig. 8.5 - Soglie di cambio range per diversi guadagni di amplificazione.

Ad ogni acquisizione si adotta il seguente algoritmo:

```

acquisizione misura
se misura < soglia_inferiore
    imposta sull'amplificatore il guadagno immediatamente superiore
altrimenti se misura > soglia_superiore
    imposta sull'amplificatore il guadagno immediatamente inferiore

```

altrimenti lascia immutato il guadagno.

Naturalmente il programma dovrà tenere nota del guadagno correntemente impostato e adottare la corrispondente curva di conversione in unità ingegneristiche, come discusso nel paragrafo seguente.

### 8.4.2 LIVELLO MISURA

Questo livello funzionale riceve i valori grezzi acquisiti ed il suo scopo è di produrre i valori delle misure, che verranno utilizzati dalle varie funzioni del livello superiore.

Le misure sono convenientemente rappresentate in formato "float" (in genere sono più che sufficienti 32 bit che consentono una risoluzione relativa di circa 1 su un milione) e nelle **unità ingegneristiche** adottate come unità di misura standard nell'applicazione.

Talora, per velocità di calcolo si usa una rappresentazione frazionaria (*fixed point*).

Le funzioni svolte a questo livello dipendono dal tipo di sensori usati, dai disturbi prevedibili e dalla precisione richiesta. In generale si potranno avere le seguenti funzioni:

- - Linearizzazione e conversione in unità ingegneristiche
- - Rilievo della curva di taratura.
- - Eventuale calcolo di misure derivate
- - Filtraggio numerico (generalizzato)



### 8.4.2.1 LINEARIZZAZIONE E CONVERSIONE IN UNITA' INGEGNERISTICHE

La corrispondenza tra valore binario grezzo acquisito  $L$  e valore della misura in unità ingegneristiche  $M$  può essere **rappresentata da una curva** (a rigore una successione di punti) sul piano cartesiano  $L$ - $M$ .

Si noti che questa curva (detta **caratteristica statica**) descrive il comportamento (statico) **globale** di tutti gli elementi della catena di misura.

La variabile  $L$  (valori letti) può assumere solo valori interi nell'intervallo  $0..2^N - 1$  con conversione unipolare, oppure  $-2^{N-1}..2^{N-1}-1$  con conversione bipolare.

La variabile  $M$  (misure ottenute) può assumere valori reali (*float* o *fixed point*) nell'intervallo corrispondente alla **scala di misura**, cioè da un valore di inizio scala ad uno di fondo scala.

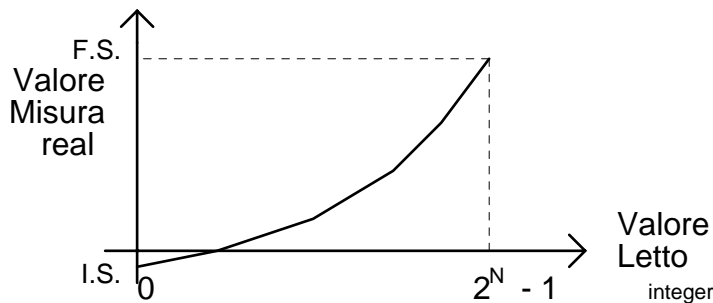


Fig. 8.6 - Curva Valore Misura - Valore Letto

Queste curve (monotone nel campo utile e quasi sempre crescenti) possono presentare uno dei seguenti casi:

#### 1) - Segmento di retta passante per l'origine.

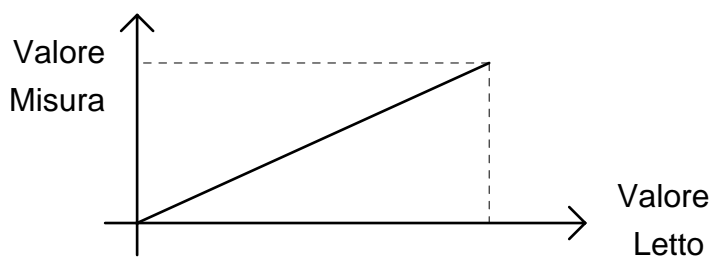


Fig. 8.7 - Retta per l'origine

Questo è il caso di catena di misura lineare e priva di errore di "offset".

La retta può essere **descritta** da un valore " $K_m$ " di tipo *float* che può essere considerato come l'inverso del guadagno globale della catena di misura.

Il **calcolo** della misura si può ridurre alla semplice moltiplicazione del valore letto per  $K_m$ .

$$M = K_m \cdot L$$

## 2) - Segmento di retta non passante per l'origine.

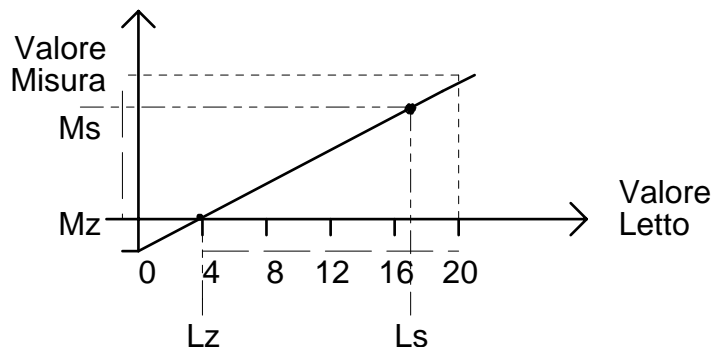


Fig. 8.8 - Retta con intercetta negativa (ad esempio con segnale di 4..20 mA)

In questo caso la catena di misura è lineare, ma si ha un "offset".

La retta può essere **descritta** mediante due punti (due coppie di coordinate) in genere scelti con il seguente criterio:

- punto di *zero*  $L_z, M_z$  con  $M_z = 0$  (o prossimo all'inizio scala).
- punto di *span*  $L_s, M_s$  con  $M_s$  a circa 3/4 della scala.

Il **calcolo** della misura consiste nell'applicazione della formula di interpolazione lineare.

$$M = M_z + (L - L_z) \cdot \frac{M_s - M_z}{L_s - L_z}$$

## 3) - Segmento di curva generica.

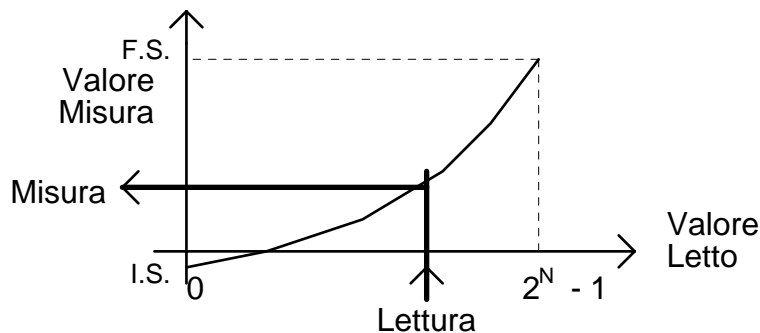


Fig. 8.9 - Catena di misura con caratteristica non lineare.

E' il caso di catene di misura che presentano più o meno accentuate non-linearità di cui si debba tener conto per ottenere la precisione di misura richiesta.

Nel sistema di elaborazione la curva può essere **rappresentata** in diversi modi.

- a) **Rappresentazione** mediante un **array di coppie di coordinate** ed il **calcolo** di  $M$  consiste nell'interpolazione lineare a tratti.

La generalità di questo approccio, che comprende i precedenti come casi particolari, e la buona velocità di calcolo suggeriscono questa scelta in tutti i casi in cui sia accettabile una linearizzazione a tratti con un numero limitato di tratti.

b) **Rappresentazione** mediante una **funzione analitica**  $M = f(L)$  (spesso un polinomio) che rispecchi il comportamento fisico del sensore o che comunque ben "interpreti" la successione di punti.

Il **calcolo** di  $M$  consiste nella valutazione dell'espressione della funzione.

Ad esempio se si è adottata la funzione polinomiale quadratica

$$M = A * L * L + B * L + C$$

Nell'acquisizione queste funzioni sono descritte tramite i valori delle variabili (parametri semifissi di tipo `float`)  $A$ ,  $B$  e  $C$  che rappresentano i coefficienti del polinomio.

#### 8.4.2.2 RILIEVO DELLA CURVA DI TARATURA

Nella sezione precedente sono stati citati i modi tipici di descrivere le curve di corrispondenza misura-valore grezzo. I valori dei parametri descrittivi di tali curve possono in alcuni casi essere dei valori "nominali" calcolati a priori sulla base di considerazioni di comportamento fisico degli elementi della catena di misura.

In genere però, per tutta una serie di motivi, tali valori non possono essere noti a priori con sufficiente precisione e/o le "derivate" nel tempo di parametri critici dei componenti della catena di misura portano, nel breve o nel lungo periodo, a spostamenti della curva di corrispondenza  $M-L$ .

Vengono detti **taratura** o **calibrazione** quegli interventi destinati a portare (o riportare) uno strumento di misura il più possibile vicino al suo funzionamento corretto.

Nell'acquisizione di misure gestita da calcolatore possiamo evidenziare due diversi tipi di interventi.

- 1) - La **taratura fisica**, che chiameremo **calibrazione**, dei componenti della catena di misura a ciò predisposti. Si agisce su appositi potenziometri (*trimmer*) o altri elementi di calibrazione, per portare singolarmente ogni componente al suo comportamento nominale. Solitamente sono tarabili separatamente offset e guadagno di sensori, amplificatori e convertitori A/D.

Al termine di queste operazioni, come è logico attendersi, la caratteristica statica assumerà la sua configurazione nominale (o prossima ad essa).

- 2) - La **taratura "software"** che consiste nell'acquisire i parametri descrittivi della curva di corrispondenza "reale", quindi anche sensibilmente diversa da quella nominale, in modo che le misure ottenute sulla base di tale curva siano di fatto il più possibile **accurate**.

Questa taratura va eseguita in sede di "messa in esercizio" del sistema e ripetuta periodicamente, con cadenza dipendente dalla rapidità di deriva dei parametri, in momenti in cui non è necessario acquisire misure.

La taratura richiede la disponibilità di due o più grandezze "**campione**" note con buona precisione. Ogni campione determina un "punto di taratura" le cui coordinate  $M_i$ ,  $L_i$  sono acquisite dal calcolatore nel modo seguente:

- -  $Li$  è il valore **letto in ingresso** quando il sensore sia sottoposto al campione  $i$ -esimo. E' importante che il valore venga rilevato con il sistema ben a regime ed eventualmente reso più probabile con operazioni di media di più letture.
- -  $Mi$  è il valore **noto della grandezza campione**  $i$ -esima ed è recepito dal calcolatore in uno dei modi seguenti:
  - Nel caso di taratura **automatica** è lo stesso calcolatore che, tramite opportuni comandi su dispositivi di interfaccia, "attiva", cioè sottopone al sensore, il campione  $i$ -esimo e trova nella  $i$ -esima posizione di un opportuno array di riferimento il valore  $Mi$  della misura corrispondente.
  - Nel caso di taratura **semiautomatica** è l'operatore che predispone i vari campioni e, di volta in volta, ne dà *conferma* al calcolatore e ne *introduce* i corrispondenti valori  $Mi$ .

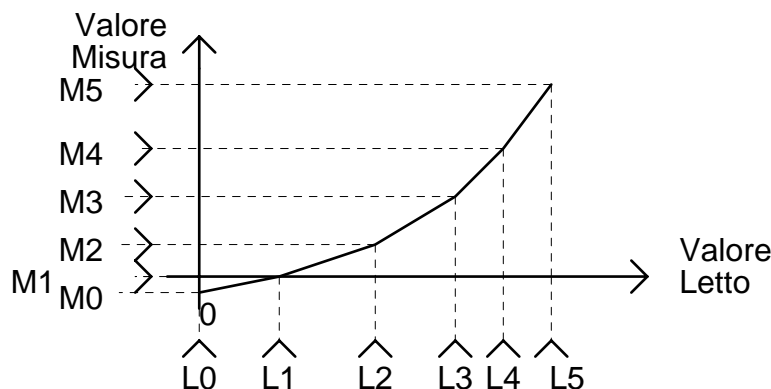


Fig. 8.10 - Rilievo della curva di taratura.  $Mi$  sono i valori dei campioni.  $Li$  sono le letture.

L'importanza e la criticità (guasti dei dispositivi o errori dell'operatore) dell'operazione di taratura consigliano di prevedere ad ogni taratura:

- il **mantenimento** dei punti di taratura precedenti fino alla convalida definitiva dei nuovi;
- la verifica di **accettabilità** dei nuovi punti (curva monotona, limitato scostamento dai punti delle tarature precedenti, mancata segnalazione di anomalie, ecc.);
- l'eventuale **convalida** da parte dell'operatore.

E' molto importante osservare che ogni calibrazione fisica, modificando la caratteristica statica della catena di misura, DEVE essere seguita da una taratura software.

Poichè, d'altra parte, la taratura software compensa **globalmente** gli errori della catena di misura si ricorrerà anche alla calibrazione fisica molto raramente e solo in occasione di sostituzione di parti o di scostamento dal comportamento nominale così accentuato da impedire la copertura della scala di misura richiesta dall'applicazione.

Si rifletta sul fatto che ognuno degli elementi come sensore, amplificatore e convertitore A/D si comporta correttamente solo in un intervallo del campo di valori: l'intera catena trasferirà correttamente solo valori appartenenti all'**intersezione** di questi intervalli.

Al termine della taratura, se la curva è descritta in forma analitica si procederà al calcolo dei coefficienti mediante un algoritmo di "*best fitting*", mentre se si adotta la caratteristica a spezzata l'array dei valori ( $Mi$ ,  $Li$ ) costituirà il nuovo riferimento.

In ogni caso la descrizione delle curve di taratura (una per ogni canale) dovrà essere conservata in una **memoria non volatile**.

#### 8.4.2.3 EVENTUALE CALCOLO DELLE MISURE DERIVATE

Non tutte le misure possono essere convenientemente rilevate in modo diretto per cui è piuttosto frequente il caso di misure secondarie che devono essere derivate, mediante opportuni calcoli, da quelle primarie rilevabili direttamente.

Un esempio è il rilievo di portate:

- nel caso di fluidi la portata è in genere calcolata da due misure di pressione a monte e a valle di una strozzatura;
- nel caso di solidi su nastro trasportatore la portata può essere calcolata dal peso per unità di lunghezza e dalla velocità del nastro.

Un caso particolare di misura derivata è costituita dal rilievo della temperatura mediante termocoppia. La necessaria compensazione del giunto freddo richiede infatti che venga effettuata anche la misura di temperatura di tale giunto che contribuisce al calcolo globale.

Quanto più rapidamente le grandezze variano nel tempo tanto più è importante che le misure che partecipano ad un calcolo siano state campionate in istanti vicini tra loro.

E' inoltre importante un'accurata analisi degli errori sulle misure derivate. In particolare le misure ottenute per differenza potranno presentare errori di quantizzazione percentualmente elevati. Si deve poi tener conto del fatto che spesso non è possibile ridurre gli errori mediante operazioni di taratura come abbiamo visto per le misure primarie.

Per le misure calcolate mediante **integrazione** (come ad es. spazio ricavato da velocità, massa ricavata da portata, ecc.) occorre far attenzione alla costante additiva iniziale e al possibile "accumulo" di errori sistematici di misure e tempi, mentre sono generalmente trascurabili disturbi locali e *jitter*.

Per le misure ottenute mediante **derivazione** (come ad es. accelerazione ricavata da velocità, portata ricavata da livello, ecc.) invece possono determinare un notevole impatto negativo sulla precisione del risultato proprio gli errori casuali sui singoli campioni (disturbi, quantizzazione, ecc.) e sui tempi di campionamento (*jitter*).

#### 8.4.2.4 FILTRAGGIO NUMERICO (GENERALIZZATO)

Scopo del filtraggio a questo livello è quello di sostituire ai valori acquisiti, affetti da vari tipi di errori casuali (rumore, quantizzazione, disturbi, ecc.), dei valori più probabili sulla base di opportuni criteri. La scelta del criterio più adatto dipende da numerose considerazioni su:

- modello fisico del fenomeno in misura
- modello di comportamento della catena di misura
- modello di rumore indotto nel sistema
- modello di comportamento dell'utente della misura (es. comprensibilità visiva)
- frequenza di campionamento adottata  $F_c$
- frequenza di campionamento necessaria  $F_n$  (talvolta  $F_c \gg F_n$ )

Quando le considerazioni di cui si è fatto cenno portano a ritenere critico un buon filtraggio si ricorre ad elaborazioni con solido fondamento matematico (filtri numerici sofisticati, tecniche predittive, ecc.) per cui rimandiamo a testi specifici.

E' importante ricordare che un filtraggio analogico (HW) è sempre necessario per evitare il fenomeno dell'aliasing. Si tratta di filtri passa-basso con frequenze di taglio dipendenti dalle frequenze di campionamento adottate che nella maggior parte dei casi vanno da qualche decimo a qualche centinaio di Hz, richiedendo componenti passivi (Resistori e Condensatori) di valore relativamente contenuto.

Il filtraggio numerico, spesso realizzato a SW, è generalmente adottato per le sue interessanti caratteristiche.

- Consente buoni e **stabili** filtri anche con bassissime frequenze di taglio.
- E' molto flessibile e consente **facili** aggiustamenti (*tuning*) dei parametri.
- Produce valori con **risoluzione** più fine di quella del convertitore A/D usato.

#### 8.4.2.4.1 Espressione generale di filtro ARMA

Siano:

$I(k)$     valore del k-esimo campione in ingresso al filtro (campione corrente)

$U(k)$     valore dell'uscita filtrata al k-esimo istante

$$U(k) = -a_1 * U(k-1) - \dots - a_n * U(k-n) + \\ b_0 * I(k) + \dots + b_m * I(k-m)$$

Nel caso particolare che sia

$\forall i \ a_i = 0$  si ha un filtro **MA** (Moving Average) con risposta all'impulso finita, mentre se

$\exists i \ a_i \neq 0$  il filtro è **AR** (AutoRegressive) che ha risposta all'impulso infinita.

- I filtri **causali** (rispettano il rapporto causa-effetto) utilizzano per il calcolo dell'uscita k-esima solo valori del passato (k-i, come nell'espressione generale sopra riportata), e sono quindi fisicamente realizzabili per il filtraggio **on-line**, cioè man mano che vengono effettuati i campionamenti, ma producono un effetto di ritardo (*lag*) dell'uscita rispetto all'ingresso.
- I filtri **non causali** utilizzano valori precedenti e seguenti, non introducono ritardi, ma sono realizzabili solo per analisi **off-line** di campioni precedentemente acquisiti. In particolare sono utilizzati per il **filtraggio spaziale di immagini** statiche.

Spesso la potenza di calcolo disponibile è piuttosto ridotta e non si ha a che fare con situazioni particolarmente critiche e quindi risultano efficaci anche le semplici tecniche elencate nel seguito.

#### 8.4.2.4.2 Filtri passa-basso

##### FILTRI A MEDIA

- Media su periodi multipli del campionamento (tipicamente multipli anche del periodo della frequenza di rete, cioè  $P = K * 20\text{ms}$ )

Tecnica adottabile quando la frequenza di campionamento è un multiplo di quella richiesta dal teorema di Shannon o dagli algoritmi di controllo del livello superiore. Opera una **riduzione del numero di campioni** sostituendo agli ultimi  $N$  campioni acquisiti un unico campione che assume il loro valor medio.

E' interessante l'opportunità di effettuare una buona riduzione delle componenti a 50 Hz (60 Hz negli USA) che costituiscono un tipico rumore indotto dalla rete di potenza elettrica. Spesso quindi si adottano frequenze di campionamento multiple pari di 50 Hz e si calcola la media su periodi di 20 ms (o un suo multiplo). Quest'ultima tecnica spesso viene adottata a monte e concomitantemente con altre tecniche.

Si ricordi che l'operazione di media riduce la varianza degli errori accidentali (v. cap.2).

##### FILTRI A MEDIA MOBILE

Sono ottenuti dall'espressione generale di filtro ARMA vista sopra, con

$$a_i = 0$$

$$b_i = 1/m$$

Questa tecnica non riduce il numero di campioni, ma sostituisce al valore di ogni campione la media degli ultimi  $m$  valori.

La risposta all'impulso di questo filtro torna a zero dopo il tempo  $t = m * T$  se  $T$  è il periodo di campionamento

Gli aspetti (marginalmente) negativi di questa tecnica sono soprattutto i seguenti:

- un effetto di "ritardo" pari a  $T * (1 + m/2)$
- la necessità di mantenere in memoria per ogni misura i valori degli ultimi  $m$  campioni.

Con un elevato valore di  $m$  ( $m > 10$ ) un approccio efficiente dal punto di vista del tempo di calcolo consiste nel mantenere un buffer circolare di  $m$  elementi e ad ogni nuovo campione acquisito sottrarre dalla sommatoria il più vecchio e sommare il nuovo, come riportato nell'esempio seguente.

Si noti che nell'esempio la sommatoria viene periodicamente ricalcolata, per rendere più robusto l'algoritmo. Infatti senza questo accorgimento un errore qualsiasi che falsi il valore della variabile VAL manterrebbe indefinitamente il suo effetto.

```

/* CALCOLO DI MEDIA TRASCINATA SU NC CAMPIONI */

#define    NC    8                /* n. campioni per la media */

/* variabili globali statiche */
float      VAL;                  /* valore corrente media trascinata */
float      CAMP [NC];            /* array per buffer circolare */
int        I;                   /* indice corrente buffer circolare */

/*****
Funzione da chiamare ad ogni nuovo campione per aggiornare il valore
della media trascinata VAL
*****/

void media_trascinata (float campione);
{
    int      cnt;
    float     somma;

    if (I >= NC) I = 0;    /* per robustezza !! */
    if (I != 0)
    {
        VAL = VAL + (campione - CAMP [I]) / NC;
        CAMP [I] = campione;
    }
    else                /* quando I == 0 ricalcola la sommatoria */
    {
        CAMP [I] = campione;
        somma = 0.;
        for (cnt = 0; cnt < NC; cnt++)
            somma += CAMP[cnt];
        VAL = somma / NC;
    }
    I = (I >= NC-1) ? 0 : I++;    /* incremento o ricircolo */
}

```

### FILTRO ESPONENZIALE

E' un filtro ARMA del primo ordine con

$$a1 = cf \text{ e } b0 = (1 - cf) \text{ dove } 0 \leq cf < 1$$

per cui l'espressione diventa

$$U(k) = cf * U(k-1) + (1 - cf) * I(k)$$

Si noti che per  $cf = 0$  non si ha filtraggio e l'uscita coincide con l'ingresso, mentre con  $cf$  tendente ad 1 si ha un filtraggio sempre più "pesante"

La **costante di tempo** CT del filtro, con periodo di campionamento T e valori di  $cf$  prossimi ad 1 vale

$$CT = T / (1 - cf)$$

Ad esempio con  $cf = 0.95$  si ha  $CT = 20 * T$



## IMPLEMENTAZIONE SW DI FILTRO DEL PRIMO ORDINE

Riscriviamo l'espressione precedente nella forma

$$U(k) = I(k) + cf*(U(k-1) - I(k))$$

Un sottoprogramma in assembler 80x86 da chiamare ad ogni nuovo campionamento per ottenere il valore filtrato può essere quello riportato nel seguito.

```
;*****
;Routine di filtraggio del primo ordine
;Lavora su interi (word) per velocità di calcolo
;UF è il valore filtrato, aggiornato ad ogni chiamata
;IR è il valore del campione grezzo (raw)
;CF è il coefficiente di filtraggio < 1
;  N.B.!! CF è espresso in forma frazionaria di 2**16
;  ad es. cf=0.5 corrisponde a CF = 32768 = 8000H
;  CF e' in forma fixed-point
;RESTO è una word di deposito delle parti frazionarie da
;  riportare alla chiamata successiva
FILTRA:
    MOV  AX, [UF]
    SUB  AX, [IR]          ;in AX  U(k-1)-I(k)
    MOV  BX, [CF]
    MUL  BX                ;risultato in DX,AX
                          ;(DX piu' signif.)
    ADD  AX, [RESTO]       ;tiene conto del resto precedente
    ADC  DX, [IR]          ;somma il campione e propaga
                          ;eventuale riporto
    MOV  [UF], DX          ;aggiorna valore filtrato
    MOV  [RESTO], AX       ;salva il nuovo resto
    RET
```

### NOTE

Il “trucco” di adottare la forma frazionaria per *cf* consente l'uso di aritmetica degli interi che, soprattutto nei microprocessori di controllo, è molto più veloce di quella in virgola mobile. D'altra parte i campioni in ingresso sono generalmente di tipo intero, essendo forniti da un convertitore A/D.

Si noti che l'istruzione MUL tra due registri di 16 bit produce un risultato di 32 bit, di cui i 16 MSBit nel registro DX e i 16 LSBit in AX. Poichè il moltiplicatore, il CF, è in realtà pari a  $CF = cf * 2^{16}$ , la parte intera del risultato sarà in DX, mentre AX conterrà la parte frazionaria che viene rimandata come RESTO al ciclo successivo.

E' importante infatti notare che se si trascurasse completamente la parte frazionaria del risultato (cioè del valore UF) che, lo ricordiamo, dovrà essere usato per il calcolo al campionamento successivo, si avrebbe un errore su UF a transitorio esaurito. L'uso dell'Assembler consente questa flessibilità nelle operazioni aritmetiche non facilmente ottenibile con linguaggi ad alto livello.

### ALTRE TECNICHE

- Scarto dei valori troppo “fuori”.

Alcuni disturbi impulsivi (tipicamente prodotti da carichi induttivi, come motori, relè, ecc.) o errori casuali, possono occasionalmente produrre valori dei campioni anche molto discosti dai valori corretti.

La motivazione per questo tipo di "filtraggio" deriva dal desiderio di evitare l'effetto negativo di campioni palesemente affetti da disturbi **occasionalmente ma macroscopici**. Per ottenere ciò è talora opportuno "scartare" questi valori, sostituendoli con valori più "innocui". Spesso come valori sostitutivi si assumono quelli del campione precedente (mantenimento di ordine zero) o valori che mantengono la derivata (mantenimento del primo ordine).

Questa tecnica può assumere forme più o meno raffinate nel riconoscimento dei valori da scartare (differenza rispetto al valore precedente, rispetto al valore probabile, ecc.) e nella scelta del valore da sostituire (valore precedente, valore atteso, ecc.).

Questa tecnica è spesso usata a monte ed in concomitanza con le altre citate (filtraggi, medie, ecc.).

### 8.4.3 LIVELLO ELABORAZIONE

Scopo delle elaborazioni a questo livello più alto è solitamente una o più delle seguenti funzioni:

- - gestione di anelli di regolazione
- - visualizzazione di misure
- - stampa o memorizzazione storica
- - rilievo del superamento di soglie e relativa gestione di allarmi
- - trasmissione delle misure ad altri calcolatori

## 8.5 EMISSIONE DI SEGNALI ANALOGICI

La generazione di segnali analogici in uscita pone generalmente meno problemi rispetto all'acquisizione, consistendo in genere nell'emissione, tramite porte digitali, di una configurazione di bit rappresentante il valore da convertire. Il valore binario di **tipo intero** viene presentato in ingresso a circuiti convertitori D/A che sono generalmente corredati a valle da opportuni amplificatori operazionali in modo da generare un segnale in tensione (ad es. 0..10 V) o in corrente (0..20 mA).

Oltre alla corretta scelta della cadenza di emissione, che deve rispettare almeno il solito teorema del campionamento, occorre fare attenzione al problema dei "*glitch*", cioè quegli impulsi spurii che possono essere generati se i bit non vengono presentati tutti simultaneamente al convertitore D/A. Questi impulsi devono venire filtrati con un passa-basso, se i dispositivi a valle sono veloci.

In alcuni casi si producono **informazioni analogiche** mediante **segnali binari**, adottando come parametri variabili *idealmente con continuità* la **durata** (PWM = Pulse Width Modulation) o la **frequenza** (PFM = Pulse Frequency Modulation) di impulsi. La conversione in una vera e propria grandezza analogica può essere poi ottenuta con opportuni circuiti, come ad esempio un integratore per il caso PWM, oppure tale conversione può avvenire per il comportamento intrinseco del dispositivo pilotato, come esemplificato dai due casi seguenti:

- la velocità di un motore in CC ad eccitazione costante è proporzionale al valor medio della tensione di armatura corrispondente ad un segnale PWM;
- la velocità di un motore a passo correttamente pilotato è proporzionale alla frequenza degli impulsi (PFM).

Le tecniche PWM e PFM sono state trattate nel precedente cap.7.

## 8.6 Esercizi

- Sia data una catena di misura basata su un multiplexer a relè di tipo fly capacitor. Calcolare, in funzione dei parametri dei componenti, supposti noti, i limiti inferiore e superiore dell'intervallo di tempo che deve intercorrere tra l'istante in cui viene fornito al multiplexer il codice di selezione del canale e l'istante in cui si può attivare il segnale di start conversione.
- Nell'ipotesi di adottare un convertitore Tensione / Frequenza, discutere le differenze tra acquisizioni singole effettuate con periodo di conteggio  $DT = 20 \text{ ms}$ , ed acquisizioni effettuate con  $DT = 1 \text{ ms}$  e media ogni 20 campioni.
- Dato un convertitore A/D di tipo "tracking", trovare la relazione tra  $F_{ck}$  (frequenza del clock),  $N_b$  (numero dei bit del contatore) e massima derivata del segnale analogico che non provochi errori di inseguimento.
- Nell'ipotesi di utilizzare una tecnica di "autoranging", calcolare le massime derivate del segnale da convertire, nei diversi campi di guadagno, che non portano a valori fuori range (saturazione dell'amplificatore). Discutere l'eventuale diversità di comportamento tra derivate positive e negative.
- Dato un array di punti di taratura (coppie Li-Mi), scrivere un sottoprogramma che da una lettura  $L$  calcola la corrispondente misura  $M$ .
- In fase di rilievo (taratura SW) di ogni punto di taratura, spiegare perchè è opportuno che il valore  $Li$  sia ottenuto come media di  $N$  (anche elevato) letture (cioè campionamenti) consecutivi. Discutere quali provvedimenti occorre adottare se il sensore è a dinamica particolarmente lenta.
- Discutere con quale criterio è opportuno scegliere il numero e la spaziatura di valori dei campioni da adottare per una taratura SW per un caso non lineare.
- Discutere l'effetto di errori di quantizzazione su misure calcolate per differenza tra acquisizioni di due grandezze. Confrontare la soluzione SW con quella HW che prevede il calcolo della differenza ottenuto a livello analogico.
- Motivare l'affermazione secondo cui nel calcolo dell'integrale di una grandezza domina l'effetto degli errori sistematici, mentre nel calcolo di derivate prevalgono gli effetti degli errori casuali.

## 8.7 ALTRE LETTURE

De Silva  
CONTROL SENSORS AND ACTUATORS  
Prentice-Hall ?

Harry L. Trietley  
TRANSDUCERS IN MECHANICAL AND ELECTRONIC DESIGN  
Marcel Dekker 1986

Daniel H. Sheingold  
ANALOG-DIGITAL CONVERSION HANDBOOK  
Analog Devices ?

Daniel H. Sheingold  
TRANSDUCER INTERFACING HANDBOOK  
Analog Devices ?

Gustaf Olsson, Gianguido Piani  
COMPUTER SYSTEMS FOR AUTOMATION AND CONTROL  
Prentice Hall 1992

John Billingsley  
CONTROLLING WITH COMPUTERS  
Control theory and practical digital systems  
McGraw-Hill 1989

Karl J. Astrom, Bjorn Wittenmark  
COMPUTER CONTROLLED SYSTEMS  
Theory and design  
Prentice-Hall 1984

Gianantonio Magnani  
TECNOLOGIE DEI SISTEMI DI CONTROLLO  
CLUP 1992

<b>8. TECNICHE DI INTERFACCIAMENTO CON SEGNALI ANALOGICI .....</b>	<b>8-1</b>
8.1 COMPONENTI DI UNA TIPICA CATENA DI MISURA .....	8-2
8.1.1 <i>SENSORE</i> .....	8-2
8.1.2 <i>FILTRO</i> .....	8-3
8.1.3 <i>MULTIPLEXER</i> .....	8-4
8.1.4 <i>AMPLIFICATORE</i> .....	8-5
8.1.5 <i>SAMPLE &amp; HOLD</i> .....	8-5
8.2 CONVERTITORE ANALOGICO/DIGITALE .....	8-6
8.2.1 <i>TECNICHE DI CONVERSIONE A/D</i> .....	8-7
8.2.1.1 CONVERTITORI AD APPROSSIMAZIONI SUCCESSIVE .....	8-8
8.2.1.2 CONVERTITORI TENSIONE/FREQUENZA .....	8-9
8.2.1.3 CONVERTITORI AD INTEGRAZIONE .....	8-10
8.2.1.4 CONVERTITORI AD INSEGUIMENTO (TRACKING) .....	8-10
8.2.1.5 CONVERTITORI PARALLELO (FLASH) .....	8-11
8.3 CIRCUITI AUSILIARI .....	8-11
8.3.1 <i>DISACCOPIATORI GALVANICI</i> .....	8-11
8.3.2 <i>LOGICA DI CONTROLLO</i> .....	8-12
8.3.3 <i>CONSIDERAZIONI TEMPORALI</i> .....	8-12
8.4 ACQUISITORE .....	8-13
8.4.1 <i>LIVELLO ACQUISIZIONE</i> .....	8-13
8.4.2 <i>LIVELLO MISURA</i> .....	8-16
8.4.2.1 LINEARIZZAZIONE E CONVERSIONE IN UNITA' INGEGNERISTICHE .....	8-17
8.4.2.2 RILIEVO DELLA CURVA DI TARATURA .....	8-19
8.4.2.3 EVENTUALE CALCOLO DELLE MISURE DERIVATE .....	8-21
8.4.2.4 FILTRAGGIO NUMERICO (GENERALIZZATO) .....	8-21
8.4.3 <i>LIVELLO ELABORAZIONE</i> .....	8-26
8.5 EMISSIONE DI SEGNALI ANALOGICI .....	8-26
8.6 ESERCIZI .....	8-28
8.7 ALTRE LETTURE .....	8-29