

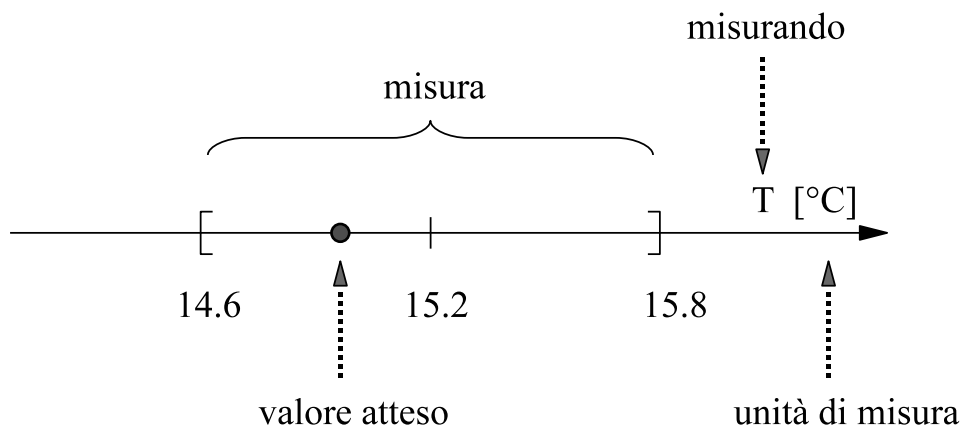
# Capitolo 1

## Nozioni di base

### 1.1 Definizioni iniziali

La **misurazione** è l'attività svolta per assegnare ad una determinata proprietà fisica  $X$ , nota come *misurando*, un intervallo di valori detto *risultato della misurazione* o più semplicemente *misura*. Nell'intervallo di valori ottenuto, detto anche *intervallo di incertezza*, si dichiara la presenza, con una certa probabilità, del *valore atteso* o “*valore vero*” della misurazione, cioè del valore, incognito, assunto da  $X$  nell'istante di osservazione  $t$  di interesse [1].

In Fig. 1.1 è riportata una possibile rappresentazione del risultato di una misurazione, nel caso di una misurazione di temperatura e di un intervallo di incertezza compreso tra 14.6 e 15.8 °C. In tale intervallo, la presenza del va-



**Figura 1.1** Esempio di rappresentazione di una misura

lore atteso è assicurata con un livello di probabilità noto (Cap. 12). Rimane incognita invece la sua posizione esatta, in figura indicata mediante un pallino a circa 15 °C. Tale incertezza è dovuta alle tipiche non idealità della procedura

di misurazione adottata e della strumentazione utilizzata.

Il risultato di un misurazione  $\hat{X}$  è in definitiva l'insieme delle seguenti tre componenti:

- 1. valore numerico;
- 2. unità di misura;
- 3. incertezza di misura,

da riportare secondo la seguente sintassi:

$$\hat{X} = \bar{X} \pm U_x \quad [\phi], \tag{1.1}$$

dove  $\bar{X}$  è il valore numerico o valore centrale,  $U_x$  è l'incertezza di misura (nella forma estesa o incertezza estesa) e  $\phi$  l'unità di misura<sup>1</sup>. A tali componenti, va aggiunta infine l'informazione relativa al livello di probabilità con il quale si stima che il valore atteso ricada nell'intervallo  $(\bar{X} - U_x, \bar{X} + U_x)$ .

Delle tre componenti, l'incertezza è quella che definisce il grado di qualità della misurazione o *accuratezza di misura*. Infatti, minore è  $U_x$ , più stretto è l'intervallo di valori  $(\bar{X} - U_x, \bar{X} + U_x)$  in cui il valore atteso di  $X$  può ricadere. Uno strumento di misurazione accurato è quindi uno strumento in grado di fornire stime di  $X$  caratterizzate da intervalli di incertezza ragionevolmente piccoli.

Riguardo alle unità di misura, si ricorda solamente che oggi giorno gli standard di misura accettati ufficialmente nel mondo sono diversi. Per ognuno di essi, appositi organismi internazionali si occupano di custodire i campioni di riferimento delle unità di misura e di mantenere aggiornate le loro definizioni. Il sistema di misura ad oggi più ampiamente diffuso è il *Sistema internazionale di unità di misura* (SI), il quale si basa sulla definizione delle sette grandezze fisiche elementari, o *unità di misura fondamentali*, riportate in Tab. 1.1.

| Grandezza fisica          | Nome unità SI | Simbolo unità SI |
|---------------------------|---------------|------------------|
| lunghezza                 | metro         | m                |
| massa                     | kilogrammo    | kg               |
| tempo                     | secondo       | s                |
| corrente elettrica        | ampere        | A                |
| temperatura termodinamica | kelvin        | K                |
| quantità di sostanza      | mole          | mol              |
| intensità luminosa        | candela       | cd               |

**Tabella 1.1** Le sette unità di misura fondamentali SI

<sup>1</sup>Per la definizione di incertezza estesa si rimanda al paragrafo 12.1.4.

| Grandezza fisica               | Nome unità SI | Simbolo unità SI   |
|--------------------------------|---------------|--------------------|
| frequenza                      | hertz         | Hz                 |
| forza                          | newton        | N                  |
| pressione                      | pascal        | P                  |
| energia, lavoro, quant. calore | joule         | J                  |
| potenza, flusso energetico     | watt          | W                  |
| carica elettrica               | coulomb       | C                  |
| potenziale elettrico           | volt          | V                  |
| resistenza (elettrica)         | ohm           | $\Omega$           |
| conduttanza (elettrica)        | siemens       | S                  |
| capacità (elettrica)           | farad         | F                  |
| flusso magnetico               | weber         | Wb                 |
| induttanza                     | henry         | H                  |
| temperatura Celsius            | grado Celsius | $^{\circ}\text{C}$ |

Tabella 1.2 Esempi di unità di misura derivate SI

A partire dalle unità di misura fondamentali, è possibile derivare tramite semplici procedure altre unità di misura, dette *unità di misura derivate*. A titolo di esempio, la Tab. 1.2 riporta alcune unità di misura derivate. Si nota che mentre alcune unità di misura derivate si ottengono a partire da unità fondamentali, come ad esempio hertz per la frequenza, altre invece derivano da unità a loro volta derivate, come ad esempio ohm per la resistenza elettrica.

## 1.2 Le misurazioni e l’uomo

La misurazione è un’attività comune nella vita dell’uomo. Mediante i sensi, e in particolare la vista, l’udito, il tatto, il gusto e l’olfatto, l’essere umano è in grado di misurare le grandezze fisiche che lo circondano e raccogliere da esse informazioni utili sulle quali basare successive attività intellettuali o di interazione con l’ambiente esterno. Analoghe considerazioni valgono per tutti gli organismi viventi in genere, i quali effettuano misurazioni più o meno complesse innumerevoli volte nell’arco di una giornata e della propria vita.

Nella storia, il concetto di misurazione è andato via via sviluppandosi e affinandosi nelle varie epoche ed è divenuto oggi giorno perno fondamentale in molteplici attività sociali e professionali, come ad esempio nello scambio di beni e servizi, o nella realizzazione ed utilizzo di oggetti e opere. Si pensi ad esempio ad un qualsiasi processo industriale, nel quale le misurazioni consentono di replicare la produzione di beni e controllarne le caratteristiche tecniche, quindi la qualità. Nell’insegnamento scolastico, si ricorre a misurazioni per replicare esperienze attraverso unità misurabili e comprensibili. Ancora, nelle attività

sportive, la disponibilità di strumenti di misurazione accurati è essenziale per poter misurare le prestazioni di un atleta. Si pensi infine alle infinite applicazioni nel campo della medicina, dei trasporti, della geologia, della geografia e dell'agricoltura.

Per quanto riguarda l'individuazione e la definizione di nuove metodologie di misurazione, l'uomo nella storia ha sempre di fatto seguito il seguente metodo in cinque fasi:

### Metodo

1. osservazione di un fenomeno fisico;
2. descrizione qualitativa del fenomeno;
3. prime valutazioni qualitative o misurazioni grossolane;
4. miglioramento delle tecniche di misurazione ed adozione di procedure standard condivise;
5. stesura di processi e procedure applicative basate sulle tecniche di misurazione sviluppate.

Da questa sequenza, sono emerse nel tempo tecniche di misurazione raffinate, oggi diffuse ed ampiamente utilizzate in numerosi campi di applicazione.

## 1.3 A chi interessano le misure e perché?

Quando si effettua una misurazione, tra i molti aspetti da tenere in considerazione, due in particolare richiedono attenzione e chiarezza fin dalle prime fasi dell'attività [2]. Un primo aspetto riguarda la **finalità della misurazione**. In altre parole, chi decide di effettuare (o far effettuare) la misurazione deve avere ben chiaro perché si misura e cosa dalla misurazione si vuole ottenere. Tra le possibili motivazioni che spingono alla necessità di effettuare una misurazione si ricordano le seguenti tre:

1. per rilevare ed interpretare fenomeni;
2. per quantificare l'entità di un fenomeno;
3. per controllare un processo.

Un secondo aspetto riguarda il **soggetto interessato alla misura**. In questo caso è necessario avere ben chiaro a chi è rivolta la misurazione e quindi chi è interessato ai risultati che si otterranno. Tra le categorie possibili di soggetti interessati ai risultati della misurazione si ricordano le seguenti [3]:

1. utilizzatori;

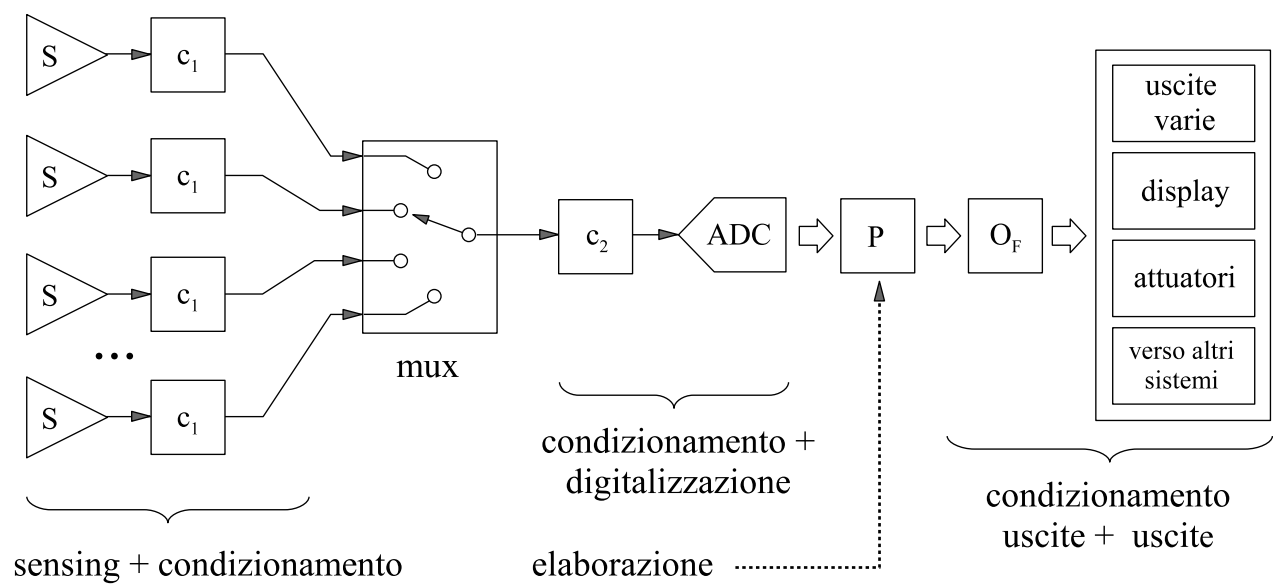
2. coloro che generano la necessità di misurare;
3. proprietari della strumentazione di misura;
4. progettisti di sistemi ed apparecchiature.

Gli utilizzatori sono coloro che utilizzano strumentazione di misura ed effettuano misurazioni in laboratorio o direttamente sul campo. Applicano inoltre prime elaborazioni delle informazioni dedotte dalle misure. Tra i possibili esempi di utilizzatori si ricordano: i ricercatori in esperimenti di laboratorio, gli ingegneri in attività di test e collaudo, i tecnici in una raffineria di petrolio, i manutentori nella lettura di indicatori di allarme. In tutti i casi, sono da ritenersi utilizzatori finali (end users) dell'informazione acquisita tramite misurazione. Coloro che generano la necessità di misurare sono a volte gli stessi utilizzatori, ma spesso sono figure dirigenziali come manager o responsabili di produzione o di settore. I proprietari della strumentazione sono coloro che investono nell'acquisto di strumenti e al fine di assicurarsi il massimo ritorno dell'investimento si preoccupano che lo strumento si mantenga nelle migliori condizioni, in condizioni di taratura, e mettendo gli utilizzatori nelle condizioni più idonee affinché lo strumento rimanga performante nel tempo. I progettisti di sistemi e apparecchiature sono coloro che effettuano misurazioni per verificare e quantificare le prestazioni dei sistemi e delle apparecchiature da essi progettati.

## 1.4 Architettura di un sistema di acquisizione dati digitale

Un sistema di acquisizione dati è un insieme di elementi circuitali avente come scopo l'acquisizione o la misurazione di informazioni riguardanti una o più grandezze fisiche di un sistema o di un ambiente. In un sistema di acquisizione dati digitale, le informazioni acquisite sono trasformate in formato digitale, più adatto per possibili attività di post-elaborazione, memorizzazione, comunicazione e visualizzazione.

L'architettura di un generico sistema di acquisizione dati può essere rappresentata come in Fig. 1.2 [3]. Nello schema, ogni elemento sensibile, indicato con  $S$ , fornisce in uscita un segnale elettrico legato all'evoluzione della grandezza fisica rilevata. Il segnale elettrico così ottenuto, in genere una tensione, è condizionato da opportuni stadi analogici, che lo rendono più adatto ad essere efficacemente utilizzato nei successivi blocchi circuitali. Alcune tipiche operazioni di condizionamento sono ad esempio il filtraggio, l'amplificazione/attenuazione, la traslazione di livello, l'adattamento di impedenza. Nel caso di strumentazione di misura, l'elemento di condizionamento può anche svolgere operazioni di manipolazione analogica del segnale con una certa complessità, come ad esempio una traslazione in frequenza o l'estrazione di un valore efficace. Il condizionamento



**Figura 1.2** Architettura di un sistema di acquisizione dati digitale

può avvenire sia in prossimità dell'uscita dell'elemento sensore (blocco  $c_1$ ), sia in prossimità dell'ingresso del successivo blocco indicato con ADC (blocco  $c_2$ ). Spesso, infatti, sensori e ADC sono posti a distanze tra di loro ragguardevoli (anche centinaia o migliaia di metri); ne consegue la necessità di disporre di opportuni blocchi  $c_1$  e  $c_2$  in grado di compensare e mitigare eventuali effetti di perturbazione e distorsione dovuti all'impiego di collegamenti lunghi tra sensori e ADC.

Il blocco di multiplexing ( $mux$ ) ha come scopo fondamentale quello di far convergere molte linee di ingresso su un'unica linea di uscita, e quindi su un unico apparato di acquisizione dati. Si pensi ad esempio ad un sistema di monitoraggio industriale, nel quale le grandezze fisiche da monitorare siano dell'ordine di alcune decine o centinaia. In casi come questi, le alternative sono due: o predisporre un sistema di acquisizione dati per ciascuna linea di ingresso, o, più convenientemente, ricorrere ad una o più strutture a multiplexer del tipo schematizzato in figura. La commutazione del multiplexer da un ingresso ad un altro può avvenire in diversi modi, ad esempio seguendo una scansione ordinata degli ingressi, oppure commutando di volta in volta solamente sulle linee che ne richiedono l'accesso.

Il successivo blocco ADC (analog to digital converter) effettua la conversione analogico digitale (AD) del segnale di tensione presente all'uscita di  $c_2$ . Tale operazione include le seguenti azioni fondamentali: (i) campionamento, (ii) tenuta, (iii) quantizzazione. Le tre operazioni consentono di passare da un segnale di ingresso analogico nel tempo e nelle ampiezze ad un segnale digitale, discretizzato sia nel tempo sia nelle ampiezze. All'uscita, il dispositivo restituisce una sequenza di campioni del segnale di ingresso in formato digitale.

La sequenza è inviata al successivo blocco di elaborazione dati (processing,  $P$ ). Quest'ultimo applica alla sequenza di dati acquisita opportune operazioni di elaborazione dei segnali (signal processing). Tale attività consente al sistema di espandere le proprie potenzialità di analisi dei segnali acquisiti e di migliorare notevolmente le proprie prestazioni anche in termini di accuratezza di misura.

Il blocco  $O_F$  (output formatting) effettua la conversione dei dati in segnali in grado di pilotare uscite, attuatori e display. Esempi di circuiti  $O_F$  sono il laser utilizzato per scrivere su compact disc, il controllo automatico di un braccio elettronico, il circuito modulatore di un trasmettitore wireless. Il blocco  $O_F$  può essere pensato anche come generatore del segnale di feedback nella catena di retroazione di un loop di controllo.

I dispositivi di uscita (output) rappresentano l'elemento terminale con il quale il sistema di acquisizione si interfaccia con l'utenza finale. Tra i tanti possibili dispositivi di uscita, si ricordano ad esempio i display, le stampanti, gli attuatori, i trasmettitori radio o via cavo, ecc. Vale la pena infine osservare che gli strumenti di misurazione elettronici non sono altro che sistemi di acquisizione evoluti, nei quali l'uscita è in genere un display o un insieme di dati digitali trasferiti ad un personal computer attraverso opportune interfacce di comunicazione.

## 1.5 Proprietà di un sistema di acquisizione dati

Le caratteristiche di un sistema di acquisizione dati o di misurazione possono essere quantificate mediante l'utilizzo di parametri misurabili, come ad esempio: la larghezza di banda, il tempo di acquisizione, la risoluzione e l'accuratezza. Oltre a questi, esistono proprietà più generali e meno facilmente esprimibili in termini quantitativi ma che comunque ricoprono un ruolo essenziale nella descrizione del sistema. La conoscenza di tali proprietà diviene fondamentale soprattutto in fase di progettazione di un sistema di acquisizione o misurazione, e nella scelta o comparazione tra diversi sistemi disponibili sul mercato. Nel seguito se ne ricordano alcune interessanti:

1. visibilità;
2. semplicità e chiarezza;
3. complessità nascosta;
4. adattamento all'utilizzatore finale;
5. riferibilità.

La **visibilità** è la capacità del sistema di rendere visibili all'esterno alcuni parametri di interesse interni ad un sistema/struttura ospitante. Si pensi ad

esempio all'indicatore di temperatura posto sul pannello strumenti di un'automobile, il quale dà visibilità al conducente della temperatura interna del motore. Da tale indicazione, il conducente può accorgersi della presenza di malfunzionamenti e agire di conseguenza onde evitare che il malfunzionamento produca conseguenze indesiderate. Ad esempio, può ridurre la velocità del veicolo, il numero di giri del motore e come caso estremo portare il veicolo in riparazione. Egli stesso diviene parte del sistema di misurazione e di controllo. In questo caso, il sistema di misurazione si compone di un sensore di temperatura, un condizionamento del segnale ed un'elaborazione dati minima. Sempre a titolo di esempio, si pensi all'operazione di salvataggio dati in un personal computer. Durante tale operazione, il calcolatore riporta sul display una barra di riempimento indicante in tempo reale la percentuale di memorizzazione effettuata. Anche in questo caso, l'indicazione fornita ha il compito di dare visibilità ad una certa variabile interna, di interesse per l'utilizzatore. A tale scopo, il sistema di misurazione provvede alla trasformazione di una quantità in bit in una indicazione visiva mediante conteggio di bit, condizionamento del segnale ed elaborazione dati.

La **semplicità** e la **complessità nascosta** esprimono la capacità del sistema di apparire all'utilizzatore finale in modo semplice e intuitivo, nascondendo ogni eventuale complessità. Si pensi di nuovo alla misurazione di temperatura in un motore di automobile; pur essendo un'attività estremamente semplice, si trovano coinvolti numerosi fenomeni e processi come ad esempio: la combustione del carburante, il trasferimento di calore tramite il radiatore, il pompaggio di refrigerante. Analogamente, nell'esempio del salvataggio dati la barra indicatrice nasconde la complessità del processo e riassume attraverso una indicazione grafica tutte le operazioni effettuate nella pratica, come ad esempio: l'indirizzamento del bus dati, lo spostamento dei dati dalla memoria al disco fisso, le codifiche dei bit, il controllo degli errori.

La quarta proprietà, indicata con **adattamento all'utilizzatore finale**, richiede che il processo di misurazione sia compatibile il più possibile con le caratteristiche dell'utilizzatore finale, a cui è rivolta la misurazione. Tra queste si ricordano le sue esigenze, il grado di esperienza, le capacità, le conoscenze pregresse e l'attività da lui svolta nel corso della misurazione. Si consideri ad esempio il caso di un'apparecchiatura per ecografie: in tale circostanza non va dimenticato che il medico nell'utilizzare l'ecografo avrà entrambe le mani occupate, una nel posizionare la sonda e l'altra nel comandare le misurazioni tramite tastiera o mouse. Si dovrà quindi fare il possibile per semplificare l'apparecchio in modo da agevolare tali operazioni, compresa la lettura dei risultati sul display. Si consideri inoltre il caso di un conducente d'auto, il quale desidera conoscere la temperatura del motore per decidere, nel caso si superi un livello massimo accettabile, di fermare l'auto ed eventualmente di portarla in riparazione. In tale situazione la tipologia di indicazione deve essere tale da non distrarre eccessivamente l'attività principale del conducente che in questo



caso è la guida del veicolo. Più che l'accuratezza di misura, ha quindi interesse la presentazione dei risultati, i quali devono apparire ben visibili e facilmente interpretabili. Diverso è invece il caso di un ingegnere di laboratorio impegnato nella messa a punto di un motore; in questo caso più che la tipologia di visualizzazione dei risultati ha interesse l'accuratezza di misura.

La **riferibilità** è la proprietà di un sistema di misurazione di fornire risultati rapportabili con valori noti a campioni appropriati, attraverso una catena ininterrotta di confronti. Questa proprietà deriva dal concetto stesso di misurazione e di unità di misura e senza di essa sarebbe teoricamente impossibile assegnare ad un valore misurato un'unità di misura riconosciuta. Verrebbe a mancare infatti un collegamento certo ai campioni che la rappresentano.

### 1.5.1 Taratura o calibrazione

Nell'utilizzo di strumentazione di misura, non è raro imbattersi nei termini di taratura e calibrazione, i quali esprimono concetti molto simili tra loro. Secondo alcuni autori, la **taratura** è un'attività metrologica che ha come scopo la definizione delle caratteristiche di uno strumento di misurazione, tra le quali l'accuratezza. Avviene tramite un confronto di misure con uno strumento di riferimento o un fenomeno fisico ben noto, definito campione. La **calibrazione** è invece l'operazione mediante la quale uno strumento di misurazione è regolato in modo tale da migliorare la sua accuratezza; anche tale attività è svolta tramite un confronto con uno strumento di riferimento o un fenomeno fisico ben noto, equivalentemente definito campione. Altri autori, e tra questi quelli del presente testo, preferiscono confondere i due termini e parlare genericamente di taratura (o calibrazione) adottando la definizione sopra riportata [4].

Nel caso di un sensore o di un sistema di misurazione non tarato o fuori taratura, le informazioni da questi fornite sono da considerarsi non significative perché non legate ad alcun riferimento noto. In [3] si racconta che un team di scienziati e ingegneri impegnati in un esperimento scientifico a bordo di un sottomarino misurarono la temperatura attorno allo scafo mediante una termocoppia di precisione e un convertitore AD ad elevata risoluzione (16 bit). Purtroppo nessuno pensò di tarare l'intero sistema; si ottennero pertanto misure ad alta risoluzione ma prive di significato.

# Capitolo 2

## Sensori

I sensori sono elementi fondamentali di un qualsiasi sistema di acquisizione dati o di misurazione. Dalla loro progettazione o scelta possono dipendere le caratteristiche e le prestazioni dell'intero sistema [5, 6, 7, 8]. I sensori oggi sono conosciuti e disponibili in commercio sono numerosi e diffusissimi. Tra i principali settori e campi di impiego nei quali sono più utilizzati si ricorda l'automazione industriale e degli edifici, il monitoraggio di grandezze fisiche ambientali, il controllo di grandezze in sistemi complessi come automobili, velivoli e satelliti e le misurazioni in ambito medicale. Nel caso di un'automobile, ad esempio, i sensori impiegati sono numerosissimi: tra i tanti si ricordano quelli per la misurazione di grandezze come la pressione al collettore, la presenza di ossigeno nei gas esausti, la temperatura, l'accelerazione, o per il controllo di dispositivi di sicurezza come l'*airbag*. Nei moderni bolidi di formula uno il numero di sensori è addirittura dell'ordine di qualche centinaio, i quali comunicano via wireless al team di supporto, con ritmi di campionamento dati superiori a mille volte al secondo, per un totale di diversi megabyte di informazione per giro di pista.

### 2.1 Definizioni e concetti iniziali

Il termine sensore è spesso confuso con quello di trasduttore. Entrambi infatti identificano attività molto simili tra loro e spesso sono da ritenersi del tutto equivalenti. La letteratura riporta a sua volta definizioni diverse di sensore e trasduttore, talora contrastanti. Un riferimento importante in tal senso è costituito dal *Vocabolario internazionale della metrologia* [9], meglio discusso nel riferimento bibliografico [4]. Nel seguito si farà inizialmente riferimento invece alla definizione semplificata data in [5], e tuttavia si parlerà poi genericamente di sensore confondendo i due termini.

Da un punto di vista misuristico, il **trasduttore** è il dispositivo che effettua una trasformazione da una forma di energia ad un'altra. Il **sensore** è invece

il dispositivo che fornisce in uscita un segnale elettrico legato alla grandezza in ingresso ma non necessariamente alla sua energia. I sensori sono quindi da ritenersi un sottoinsieme dei trasduttori, come rappresentato nel disegno di Fig. 2.1.

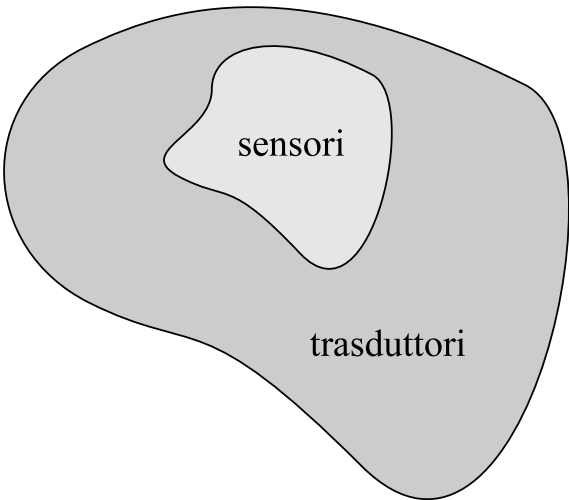


Figura 2.1 Sensori come sottoinsieme dei trasduttori

Come esempio di trasduttore, si ricorda la bobina di uno speaker audio, attraverso la quale l’energia elettrica è convertita in sollecitazione meccanica. Oppure il termometro a mercurio, il quale trasforma l’energia termica in espansione del metallo liquido. Come esempio di sensore, si ricorda invece l’elemento piezoelettrico presente in alcuni tipi di accelerometri, il quale converte la forza meccanica applicata in un’uscita elettrica. Oppure il termometro elettronico timpanico per bambini, il quale utilizza una termocoppia e circuiteria di condizionamento per convertire l’energia termica in un segnale elettrico legato alla temperatura rilevata.

Un qualsiasi sensore, indipendentemente dalle sue caratteristiche e funzionalità, può essere rappresentato come in Fig. 2.2, vale a dire come una scatola nera, o black box, della quale non si conosce nulla fuorché il legame tra l’ingresso  $x$  e l’uscita  $y$ . In un sensore,  $x$  è una qualsiasi grandezza fisica (misurando)

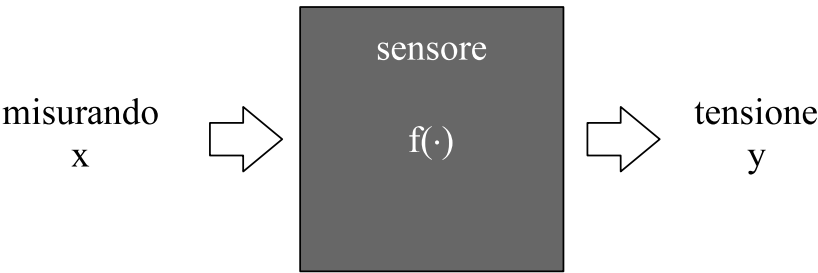


Figura 2.2 Sensore come black box

che il sensore rileva e trasforma in una tensione elettrica  $y$  in uscita, normal-

mente disponibile sotto forma di differenza di potenziale tra due conduttori (ad esempio una coppia di fili intrecciata o un cavo coassiale). Il legame ingresso-uscita è descritto dalla funzione **transcaratteristica**, che associa a ciascun valore di  $x$  (misurando) nell'intervallo  $(x_{min}, x_{max})$  un corrispondente valore di  $y$  (tensione) nell'intervallo  $(y_{min}, y_{max})$ . In Fig. 2.3 è riportato un esempio di transcaratteristica ideale e reale, dove  $x$  appare sull'asse delle ascisse ed  $y$  sull'asse delle ordinate.

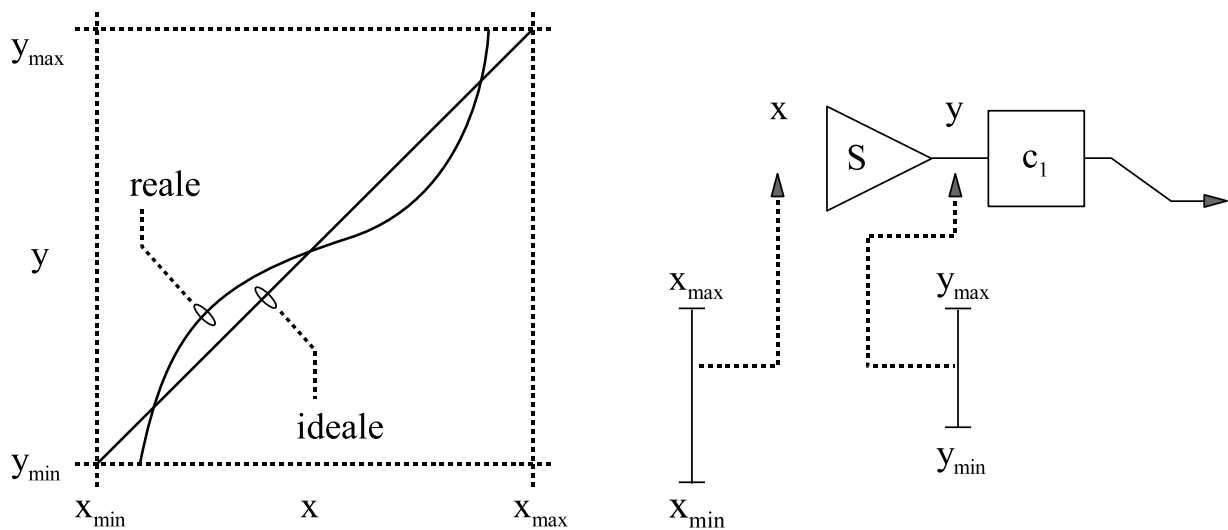


Figura 2.3 Transcaratteristica ideale e reale

Nella forma ideale, il legame tra le due grandezze è perfettamente lineare e coinvolge tutti i valori dei due intervalli  $(x_{min}, x_{max})$  e  $(y_{min}, y_{max})$ . Nella forma reale, invece, tale legame può apparire affetto da non linearità e ad alcuni valori di  $(x_{min}, x_{max})$  può non corrispondere alcun valore di  $y$  nell'intervallo  $(y_{min}, y_{max})$ . Tali scostamenti dall'idealità possono essere quantificati mediante opportuni parametri sintetici, alcuni dei quali saranno descritti nel seguito. Nella parte destra di Fig. 2.3 è riportato un dettaglio dello schema di Fig. 1.2, che mette in evidenza gli intervalli di variazione di  $x$  e  $y$  in corrispondenza dell'ingresso e dell'uscita del blocco sensore.

In un sistema di acquisizione dati o di misurazione, la conoscenza accurata della transcaratteristica del sensore è fondamentale per poter risalire dalle misure  $\hat{y}$  di  $y$  al valore  $\hat{x}$  del misurando  $x$ . Dalla conoscenza di  $f(\cdot)$  è possibile infatti determinare la corrispondente funzione inversa  $f^{-1}(\cdot)$ , e quindi applicare ai valori  $\hat{y}$  ottenuti la seguente correzione:  $\hat{x} = f^{-1}(\hat{y})$ . Tale operazione può avvenire a livello analogico, mediante i blocchi di condizionamento  $c_1$  e  $c_2$ , o a livello numerico mediante elaborazione dei campioni digitali acquisiti. È richiesta ovviamente l'invertibilità di  $f(\cdot)$  su tutto l'intervallo  $(x_{min}, x_{max})$ .

## 2.2 Scelta di un sensore

La scelta di un sensore di misura o per acquisizione dati non è un'attività semplice e immediata. Richiede la conoscenza dettagliata di numerose informazioni riguardanti la grandezza di interesse (misurando), i sensori disponibili sul mercato, le caratteristiche del sistema di acquisizione nel quale il sensore sarà installato e quelle dell'ambiente in cui l'intero sistema sarà ospitato. Nel caso ad esempio di un sensore a bordo di un satellite, le condizioni al contorno da considerare sono molte, riguardanti sia l'ambiente di impiego sia il fatto che per tali sistemi non è possibile una normale attività di manutenzione. È necessaria quindi un'attenzione particolare ad aspetti come le derivate termiche, l'invecchiamento dei componenti, la loro immunità a particolari sollecitazioni elettriche, elettromagnetiche o meccaniche.

Nella scelta di un sensore, può essere conveniente fare riferimento alla seguente procedura in quattro passi:

### Procedura

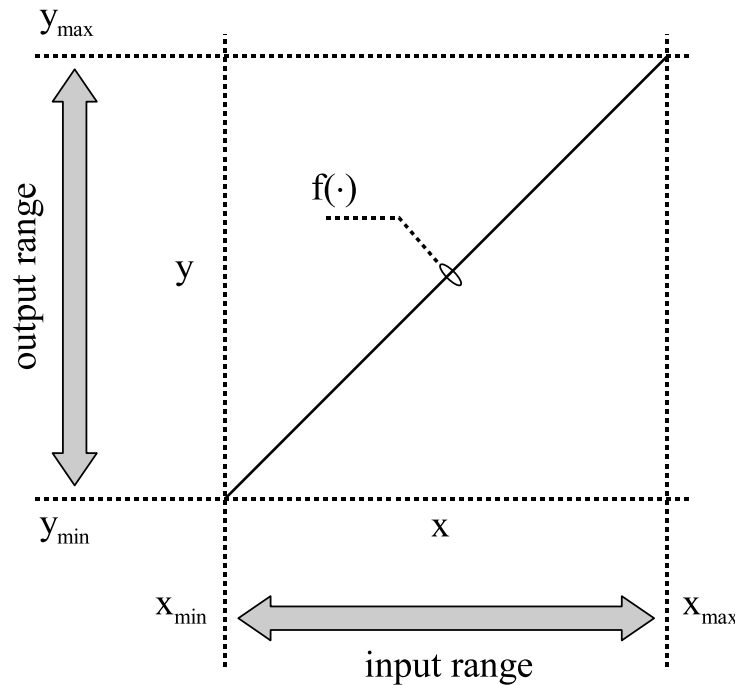
1. Conoscere le caratteristiche del misurando, quindi sapere che grandezza rappresenta, in che campo di valori varia, con che velocità, con che frequenza, ecc.
2. Conoscere lo scopo del sensore, vale a dire chiedersi a cosa servirà il sensore nel contesto in cui verrà inserito.
3. Conoscere le famiglie di sensori disponibili. In particolare, approfondire la conoscenza delle famiglie di sensori esistenti utili allo scopo e comunemente utilizzate nella medesima area di applicazione. Non ha senso re-inventare sensori quando già a disposizione. Si tenga inoltre presente che oggigiorno è molto probabile che tale situazione si verifichi, vale a dire che il sensore per l'applicazione di interesse esista già. Si consiglia pertanto di non trascurare tale attività.
4. Scegliere il sensore, tra quelli considerati, più adatto all'applicazione di interesse.

## 2.3 Parametri di un sensore

La scelta e l'utilizzo ottimale del sensore più adatto all'applicazione di interesse richiede la conoscenza accurata del significato e del valore assunto dai suoi principali parametri. Nel seguito se ne ricordano alcuni tra i più significativi in ambito elettronico e mecatronico.

### 2.3.1 Campo di valori di ingresso

Il **campo di valori di ingresso**, anche noto come *input range* o *span*, è l'intervallo di valori  $(x_{min}, x_{max})$  della grandezza di ingresso  $x$  ragionevolmente atteso per una certa applicazione. In Fig. 2.4, il campo di valori di ingresso è rappresentato dalla freccia orizzontale tra  $x_{min}$  e  $x_{max}$ .



**Figura 2.4** Campo di valori di ingresso e di uscita in un sensore

L'ampiezza del campo di valori di ingresso  $IR$  può essere specificata sia come differenza:

$$IR = x_{max} - x_{min}, \quad (2.1)$$

sia come rapporto:

$$IR = \frac{x_{max}}{x_{min}}. \quad (2.2)$$

Nel secondo caso, si parla di *range dinamico di ingresso* inteso come rapporto tra il più grande e il più piccolo livello del segnale di ingresso atteso.  $IR$  può essere espresso anche nella rappresentazione in decibel:  $IR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} IR$ .

Nella scelta di un sensore, il campo di valori di ingresso è uno dei parametri principali da tenere in considerazione. È necessario in particolare verificare che l'intervallo di valori che il sensore può accettare in ingresso sia sufficientemente ampio da comprendere  $IR$ . Una procedura utile a tale riguardo è la seguente:

1. determinare il campo di valori che il misurando può assumere per l'applicazione di interesse (input range);
2. determinare il campo di valori che il sensore può accettare;

3. verificare che il secondo di questi intervalli comprenda il primo.

A titolo di esempio, si consideri il caso di un sensore di pressione sanguigna installato in corrispondenza di un catetere per prelievo di sangue o somministrazione di farmaci. Durante la fase di prelievo, il personale medico effettua il prelievo mediante siringa, la quale esercita un livello di vuoto nella cavità del catetere. Tale vuoto comporta per il sensore collegato un livello di pressione negativo, la quale, se non tenuta opportunamente in considerazione in fase di scelta del sensore, può portare ad un danneggiamento del sensore stesso. L'input range del sensore sarà quindi del tipo  $(-50, 450)$  mmHg, dove -50 e 450 mmHg sono i valori massimi di vuoto e pressione sanguigna attesi, rispettivamente. L'unità di misura è in questo caso *millimetro di mercurio*, definita come la pressione esercitata alla base di una colonna di fluido alta 1 mm, con densità di fluido di  $13.5951 \text{ g/cm}^3$  e in un sito in cui l'accelerazione gravitazionale è  $9.80665 \text{ m/s}^2$ .

### 2.3.2 Campo di valori di uscita

Il **campo di valori di uscita**, anche noto come *output range* o *full scale output*, è l'intervallo  $(y_{min}, y_{max})$  dei valori assunti dalla grandezza di uscita  $y$  del sensore. In Fig. 2.4, il campo di valori di uscita è rappresentato dalla freccia verticale tra  $y_{min}$  e  $y_{max}$ . L'ampiezza dell'output range  $OR$  può essere specificata sia come differenza:

$$OR = y_{max} - y_{min}, \quad (2.3)$$

sia come rapporto:

$$OR = \frac{y_{max}}{y_{min}}. \quad (2.4)$$

Nel secondo caso, si parla di *range dinamico di uscita* inteso come rapporto tra il più grande e il più piccolo livello che il segnale di uscita può assumere.  $OR$  può essere espresso anche nella rappresentazione in decibel:  $OR_{dB} = 20 \cdot \log_{10} OR$ .

La conoscenza del campo di valori di uscita diviene fondamentale in fase di dimensionamento dei successivi blocchi circuitali del sistema di acquisizione dati, ed in particolare di  $c_1$ ,  $c_2$  e l'ADC. Tra i compiti del blocco di condizionamento vi è infatti quello di adattare il campo di valori di uscita del sensore al campo di valori di ingresso del circuito ADC.

### 2.3.3 Accuratezza

L'**accuratezza** di un sensore è un parametro strettamente legato alla sua caratteristica  $f(\cdot)$  ed in particolare al grado di accuratezza con cui  $f(\cdot)$  è nota

e alla sua stabilità (definita nel seguito). Nel caso in cui  $f(\cdot)$  sia perfettamente nota nell'intero intervallo  $(x_{min}, x_{max})$  e nel caso il suo andamento non cambi con il passare del tempo o per altri motivi, il sensore può dirsi ideale dal punto di vista dell'accuratezza. In tale circostanza, per ogni valore stimato  $\hat{y}$  dell'uscita  $y$ , è sempre possibile risalire alla corrispondente stima  $\hat{x}$  di  $x$ , mediante la relazione:  $\hat{x} = f^{-1}(\hat{y})$ , dove  $f^{-1}(\cdot)$  è la funzione inversa di  $f(\cdot)$ . Tutto questo, ovviamente, non avviene nella realtà: (i) perché la transcaratteristica non è mai perfettamente nota, (ii) perché la transcaratteristica può cambiare nel tempo. Ne consegue che in corrispondenza di un valore stimato  $\hat{y}$  dell'uscita  $y$ , sia sempre possibile risalire alla stima  $\hat{x}$  a meno di un contributo di incertezza  $U_x$  aggiuntivo introdotto dal sensore stesso.

La circostanza appena descritta può essere rappresentata come in Fig. 2.5, dove della transcaratteristica del sensore è nota solamente la sua appartenenza all'interno della fascia di incertezza visualizzata<sup>1</sup>. Come si nota, a partire da un valore  $\hat{y}$  stimato all'uscita del sensore non è possibile risalire ad un valore unico di  $\hat{x}$ . Di  $\hat{x}$  è possibile dedurre solamente l'intervallo di valori  $\hat{x} = \bar{x} \pm U_x$ , dove  $U_x$  è il contributo di incertezza estesa introdotto dal sensore. Tale  $U_x$  è il parametro utilizzato dal costruttore per esprimere in termini quantitativi l'accuratezza del proprio sensore.

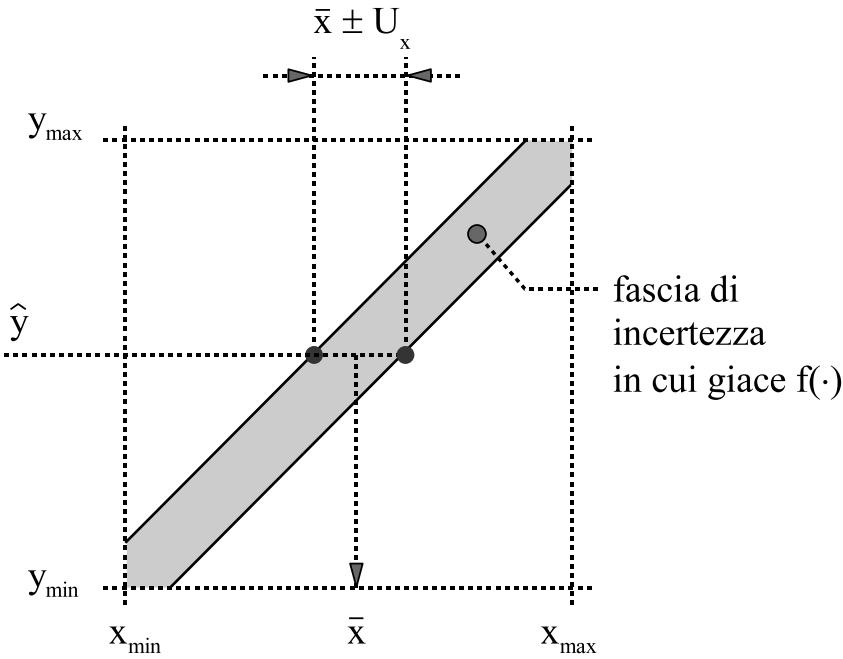


Figura 2.5 Fascia di incertezza in cui giace la transcaratteristica

In Tab. 2.1 è riportata la dichiarazione di incertezza di un sensore di tipo termocoppia a metallo comune e nobile. Come si nota, l'incertezza estesa di-

<sup>1</sup>La determinazione della fascia di incertezza attorno alla transcaratteristica del sensore corrisponde all'operazione di taratura del sensore.

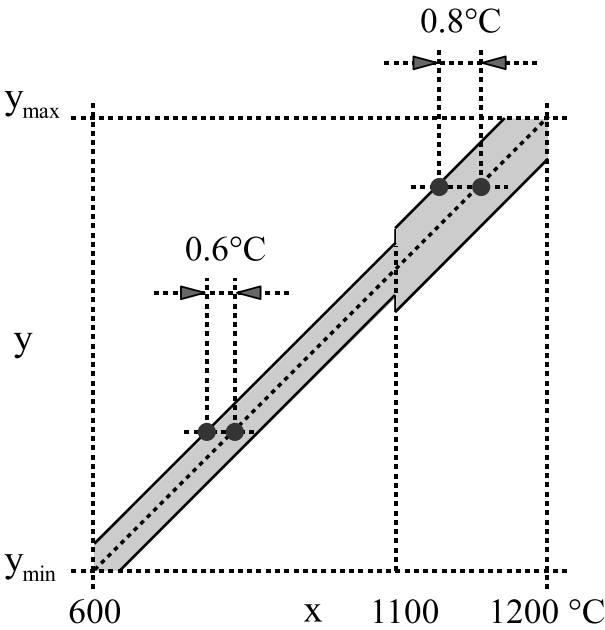


chiarata  $U_x$  varia a seconda del sotto intervallo del campo di valori di ingresso  $(-80, 1550)^{\circ}\text{C}$  in cui cade il misurando  $x$  (temperatura).

| Temperatura                       | $U_x$ term. comune      | $U_x$ term. nobile      |
|-----------------------------------|-------------------------|-------------------------|
| da -80 a 0 $^{\circ}\text{C}$     | 0.2 $^{\circ}\text{C}$  | 0.15 $^{\circ}\text{C}$ |
| da 0 a 250 $^{\circ}\text{C}$     | 0.2 $^{\circ}\text{C}$  | 0.1 $^{\circ}\text{C}$  |
| da 250 a 600 $^{\circ}\text{C}$   | 0.25 $^{\circ}\text{C}$ | 0.1 $^{\circ}\text{C}$  |
| da 600 a 1100 $^{\circ}\text{C}$  | 0.6 $^{\circ}\text{C}$  | 0.3 $^{\circ}\text{C}$  |
| da 1100 a 1200 $^{\circ}\text{C}$ | 0.8 $^{\circ}\text{C}$  | 0.3 $^{\circ}\text{C}$  |
| da 1200 a 1550 $^{\circ}\text{C}$ | 1.2 $^{\circ}\text{C}$  | 0.4 $^{\circ}\text{C}$  |

**Tabella 2.1** Incertezza estesa  $U_x$  di termocoppie

Dai valori di tabella è possibile individuare rapidamente la fascia di incertezza nel piano  $x - y$  all'interno della quale è presente la transcaratteristica del sensore. Nel caso della termocoppia realizzata con metallo comune, ad esempio, nella fascia di valori di temperatura  $(600, 1200)^{\circ}\text{C}$  si ottiene il risultato riportato in forma semplificata in Fig. 2.6. In figura, le semi ampiezze degli intervalli di incertezza riportati coincidono con i valori di  $U_x$  dichiarati in tabella.



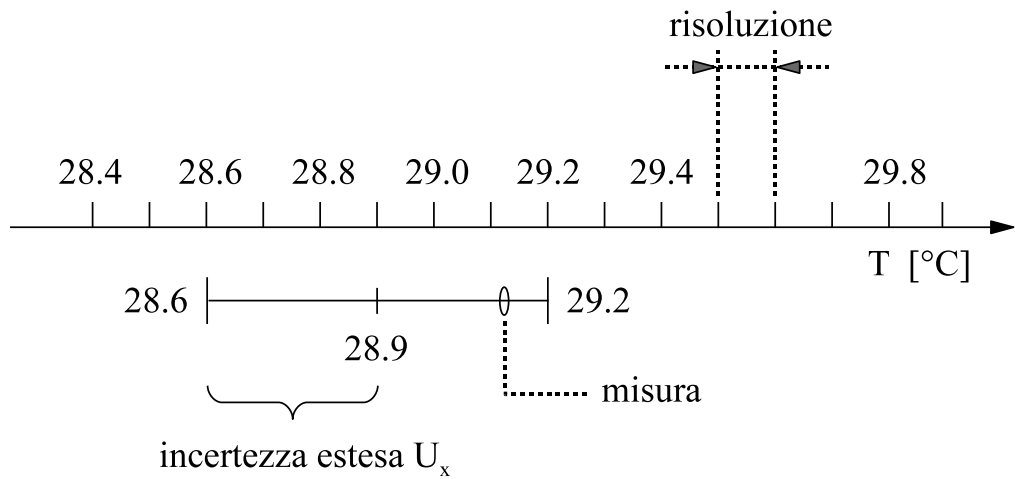
**Figura 2.6** Esempio di fascia di incertezza di una termocoppia a metallo comune

2.3.4 Risoluzione

La **risoluzione** è un parametro chiave nella definizione delle caratteristiche di un sensore, spesso erroneamente confuso con il concetto di sensibilità o di accuratezza. È definito come il più piccolo incremento dello stimolo di ingresso

(misurando) rilevabile dal sensore mediante variazione apprezzabile della grandezza di uscita. È quindi un parametro dimensionale, avente le stesse dimensioni (unità di misura) del misurando.

Per sottolineare la differenza tra accuratezza e risoluzione, si pensi al caso di un termometro elettronico avente come formato di uscita dei numeri decimali ad una sola cifra dopo la virgola ed incertezza estesa  $U_x$  pari a 0.3 °C. Come si nota dalla rappresentazione di Fig. 2.7, la risoluzione è la separazione tra una indicazione e quella immediatamente più vicina, cioè 0.1 °C, mentre l'incertezza di misura è la semi ampiezza dell'intervallo di misura ottenuto (misura).



**Figura 2.7** Esempio di termometro con risoluzione 0.1 °C ed incertezza 0.3 °C

Quanto detto è ovviamente vero nel caso che lo strumento, nonostante la scala di valori in uscita, sia effettivamente in grado di accorgersi di variazioni del misurando di 0.1 °C. Può accadere infatti che per motivi legati alla sua realizzazione o all'incidenza di fattori come ad esempio il rumore sovrapposto, il termometro non riesca a discriminare variazioni di temperatura così piccole. La risoluzione è quindi un parametro che dipende sia dalla rappresentazione dei dati in uscita, e quindi del numero di cifre decimali a disposizione, ma anche dalla capacità stessa del sensore nel discriminare variazioni piccole del segnale di ingresso. Su tali aspetti legati alla risoluzione, alle cifre decimali e alla presenza di rumore si ritornerà a parlare con maggiore dettaglio nella sezione dedicata alla risoluzione dei dispositivi ADC.

2.3.5 Linearità

La **linearità**, o *grado di linearità*, esprime lo scostamento tra la transcaratteristica  $f(\cdot)$  reale del sensore e quella lineare attesa. Nel caso di  $f(\cdot)$  lineare e tale che  $f(0) = 0$ , la conversione tra misure della grandezza elettrica in uscita

$\hat{y}$  e stime del misurando  $\hat{x}$  è immediata:

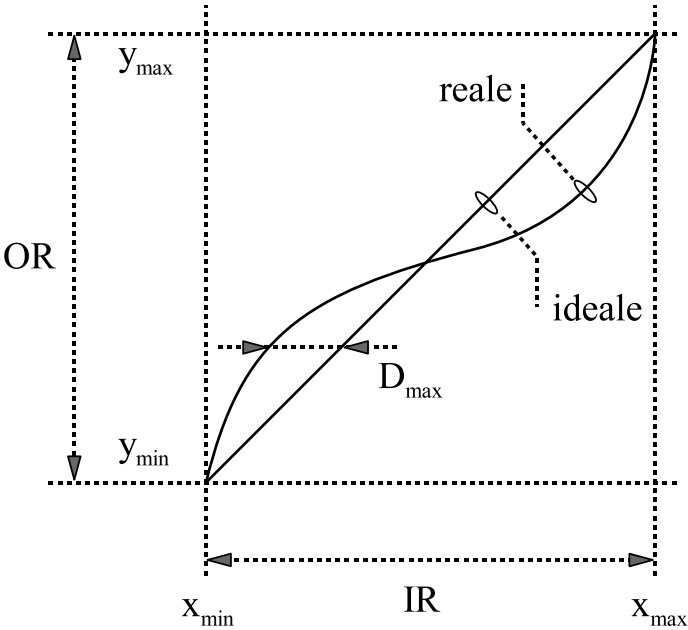
$$\hat{x} = \frac{IR}{OR} \cdot \hat{y}. \tag{2.5}$$

Nel caso in cui  $f(\cdot)$  risenta di non linearità, il calcolo di  $\hat{x}$  a partire dalle misure di  $y$  diviene più complesso. Un modo efficace di operare consiste nel linearizzare la caratteristica attraverso opportuni blocchi circuitali analogici. Un altro modo è di operare a livello numerico, sui campioni ottenuti, applicando alle stime ottenute  $\hat{y}$  la seguente correzione:  $\hat{x} = f^{-1}(\hat{y})$ , dove  $f^{-1}(\cdot)$  è la funzione inversa di  $f(\cdot)$ . Un terzo modo è di restringere il campo di impiego del sensore su tratti della caratteristica a maggiore linearità.

La linearità di un sensore può essere quantificata mediante parametri sintetici. Di tali parametri ne esistono diversi, con definizioni più o meno articolate, che spesso variano a seconda del tipo di sensore in esame. Tra questi si ricorda la *percentuale di non linearità (NL)*, definita come:

$$NL(\%) = \frac{D_{max}}{IR} \cdot 100, \tag{2.6}$$

dove  $D_{max}$ , rappresentato in Fig. 2.8, è il massimo scostamento lungo l'asse del misurando esistente tra la transcaratteristica reale e la *retta di migliore approssimazione*.



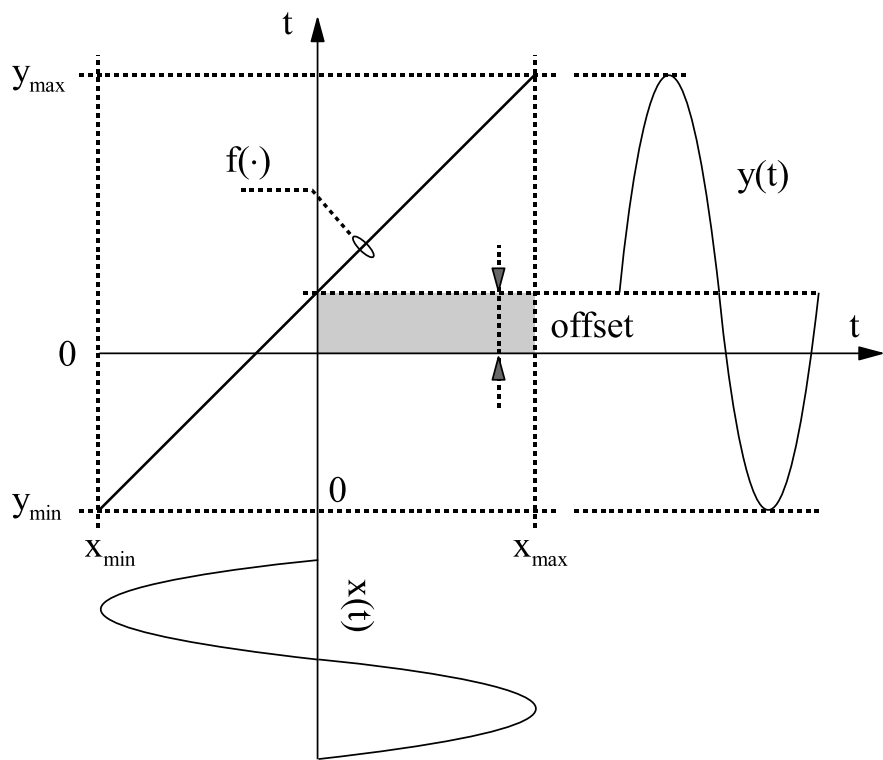
**Figura 2.8** Linearità e non linearità nella transcaratteristica di un sensore

La *retta di migliore approssimazione* può essere scelta come la retta che passa per i punti di coordinate  $(x_{min}, y_{min})$  e  $(x_{max}, y_{max})$  (criterio degli estremi o endpoint criterion), oppure come la retta che minimizza la differenza quadratica media tra  $f(\cdot)$  reale e retta stessa (criterio dei minimi quadrati o least square

criterion)<sup>2</sup>.

2.3.6 Offset

L’**offset**, anche noto come *offset error*, è il valore non nullo di  $y$  che si ottiene all’uscita del sensore in presenza di misurando nullo ( $x = 0$ ). Nello schema di Fig. 2.9, si nota che la presenza o meno di offset è legata al passaggio o meno della transcaratteristica per l’origine: se  $f(\cdot)$  passa per l’origine l’offset è nullo e viceversa.



**Figura 2.9** La presenza di offset è causa di una componente continua sovrapposta in uscita

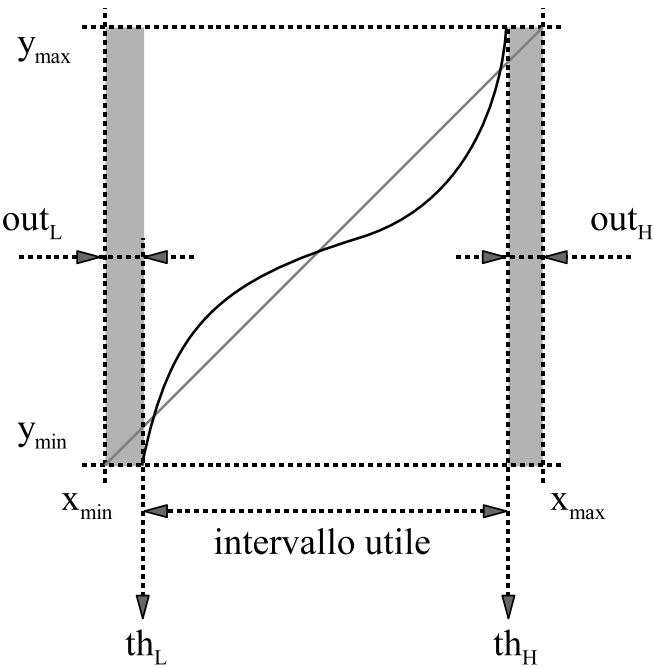
Sempre in figura si nota che in corrispondenza di un segnale in ingresso a media nulla  $x(t)$ , ad esempio una sinusoide, la presenza di offset nel sensore comporta la generazione di una componente continua (DC) aggiuntiva in uscita, sovrapposta al segnale di tensione utile. In molti casi, tale componente continua può essere di ostacolo per un impiego ottimale del successivo blocco ADC. In tali circostanze, si rende necessario l’eliminazione della componente DC mediante appositi filtri passa alto da applicare a livello dei blocchi di condizionamento  $c_1$  o  $c_2$ .

<sup>2</sup>Per approfondimenti sul concetto di retta di migliore approssimazione si rimanda al successivo paragrafo 5.4.

### 2.3.7 Livelli di soglia

I **livelli di soglia**, anche noti come *thresholds*, sono valori del segnale di ingresso (misurando) al di fuori dei quali il comportamento del sensore non è conosciuto. In tali campi di utilizzo, il sensore è di fatto inutilizzabile.

Nell'esempio di Fig. 2.10, il sensore si presenta in una situazione non conforme alla procedura in tre fasi definita nella sezione 2.3.1. Il campo di valori



**Figura 2.10** Livelli di soglia: al di fuori di questi il sensore è inutilizzabile

di ingresso che il sensore può accettare, intervallo utile, compreso tra i due livelli di soglia  $th_L$  e  $th_H$ , non comprende infatti l'intero campo di valori della grandezza di ingresso, anzi è addirittura più piccolo. Ne consegue la presenza di due intervalli,  $out_L$  e  $out_H$ , appartenenti all'input range ma all'interno dei quali il sensore non fornisce risultati attendibili.

### 2.3.8 Isteresi

L'**isteresi** è un fenomeno ampiamente noto in diversi ambiti della fisica dei materiali e dell'elettronica. Nel caso dei sensori, è un fenomeno legato alla presenza di due diverse transcaratteristiche, una per valori crescenti del misurando e una per valori decrescenti. Nello schema di Fig. 2.11 sono riportate le due possibili traiettorie assieme ad un terza che congiunge l'origine del diagramma all'estremo in alto a destra di coordinate  $(0, 0)$  e  $(x_{max}, y_{max})$ , rispettivamente. Quest'ultima traiettoria ricorda la curva di prima magnetizzazione nei materiali elettromagnetici; rappresenta infatti l'insieme di valori ingresso e uscita che si ottengono in corrispondenza del primo impiego del sensore o alla sua messa in

funzione, a seconda dei casi.

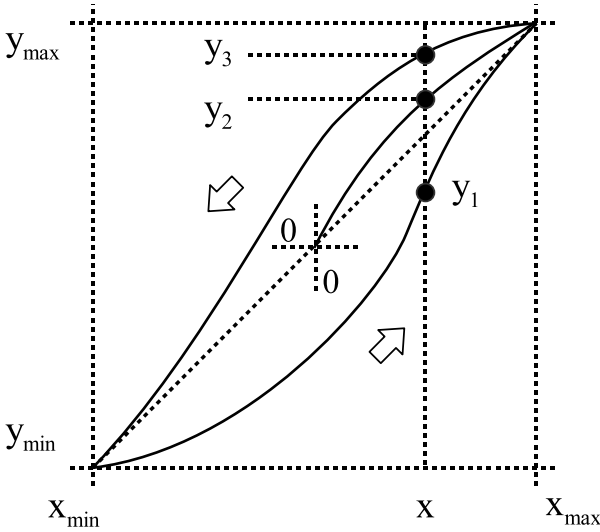


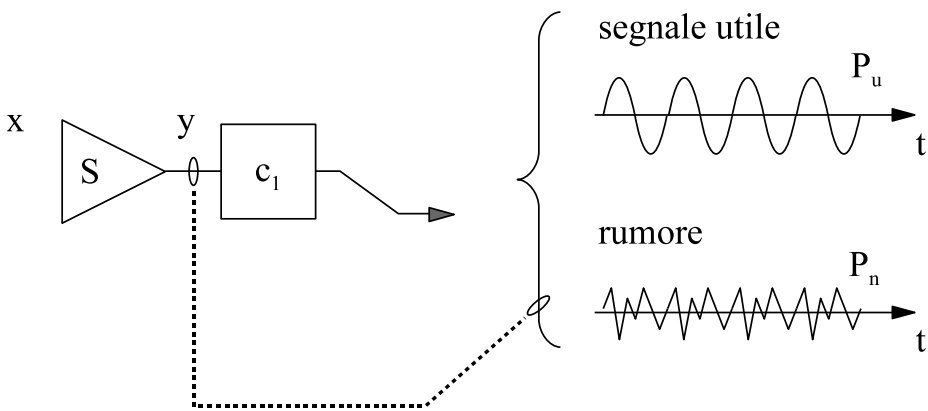
Figura 2.11 Fenomeno dell'isteresi nei sensori

Si nota che in corrispondenza di un generico ingresso  $x$ , le uscite possibili sono tre:  $y_1$ ,  $y_2$  e  $y_3$  a seconda della traiettoria di appartenenza. Pertanto, a parità di  $x$ , a seconda che il misurando sia passato da  $x - \Delta x$  a  $x$  o da  $x + \Delta x$  a  $x$ , con  $\Delta x$  sufficientemente piccolo da evitare che  $x \pm \Delta x$  esca dal campo di valori di ingresso, la tensione all'uscita del sensore può risultare molto diversa.

2.3.9 Rumore

Il **rumore** di un sensore è un segnale indesiderato che il sensore stesso genera al suo interno e che si sovrappone al segnale utile d'uscita  $y$ , disturbandone l'acquisizione o la misurazione. Nello schema di Fig. 2.12, l'uscita del sensore è rappresentata dalla sovrapposizione di due segnali: uno utile, sinusoidale, di potenza  $P_u$ , un altro rumoroso, generato all'interno del sensore, di potenza  $P_n$ .

Tra le possibili cause di rumore interno si ricordano ad esempio il *rumore termico* ed il *rumore flicker*. Il primo di questi è dovuto al moto di agitazione termica casuale degli elettroni in un conduttore al di sopra dello zero assoluto (0 K, -273 °C). Il secondo è dovuto invece al funzionamento di dispositivi a semiconduttore. Ad influire sul livello del rumore finale in uscita  $P_n$  vi sono inoltre fattori come l'utilizzo di particolari componenti elettronici più o meno rumorosi, la larghezza di banda del dispositivo, la presenza di stadi di amplificazione interni.



**Figura 2.12** All'uscita del sensore, il rumore si sovrappone al segnale utile

Si ricorda infine che il rumore degrada il *rapporto segnale rumore* o *signal to noise ratio* ( $SNR$ ) all'uscita del sensore, definito come:

$$SNR = \frac{P_u}{P_n}, \tag{2.7}$$

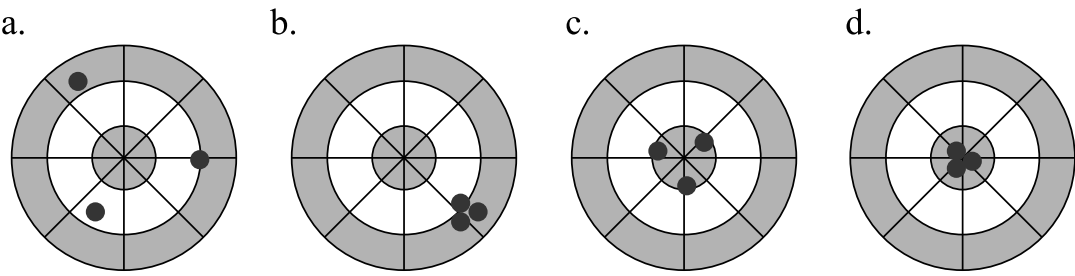
o nell'espressione in decibel:

$$SNR_{dB} = 10 \cdot \log_{10} \frac{P_u}{P_n}. \tag{2.8}$$

**2.3.10 Precisione**

La **precisione**, o *ripetibilità*, di un sensore è una proprietà spesso erroneamente confusa con il concetto di accuratezza. Indica la capacità del sensore di fornire in uscita valori il più possibilmente vicini tra loro, a parità di misurando e di ogni altra condizione di misura. In altre parole, è la capacità del sensore di fornire indicazioni ripetibili del misurando.

Per distinguere bene il concetto di precisione da quello di accuratezza, può essere utile fare riferimento allo schema di Fig. 2.13, nel quale i pallini neri rappresentano alcune osservazioni ripetute del misurando, mentre il centro del bersaglio rappresenta il valore atteso della misurazione. Nel caso (a), le tre osservazioni sono sparse tra di loro e distanti dal centro; il sensore o la misura sono in questo caso a bassa precisione e a bassa accuratezza. Nel caso (b), le tre osservazioni sono vicine tra di loro e distanti dal centro; il sensore o la misura sono in questo caso ad elevata precisione ma a bassa accuratezza. Nel caso (c), le tre osservazioni sono di nuovo sparse tra di loro ma vicine al centro; il sensore o la misura sono in questo caso a bassa precisione ma ad elevata accuratezza. Nel caso (d), le tre osservazioni sono vicine tra di loro e vicine al centro; è



**Figura 2.13** Differenza tra precisione (ripetibilità) e accuratezza

questa la situazione ottimale in cui il sensore o la misura sono sia ad elevata precisione sia ad elevata accuratezza.

Il concetto di precisione ha a che fare con la dispersione delle misure attorno al valore medio, e quindi, in definitiva, con il concetto di valutazione delle incertezze di categoria A, descritto nel paragrafo 12.1.1.

2.3.11 Sensibilità

La **sensibilità** di un sensore è definita come il rapporto tra la variazione della risposta  $\Delta y$  del sensore e la corrispondente variazione  $\Delta x$  del segnale di ingresso:

$$s(x) = \frac{\Delta y}{\Delta x}. \tag{2.9}$$

Può essere vista quindi come il guadagno del sensore o la pendenza della sua transcaratteristica nell'intervallo  $(x_{min}, x_{max})$ , la quale è costante su tutto l'intervallo nel caso di un sensore lineare e variabile nel caso di un sensore non lineare. Nell'esempio di Fig. 2.14, le due transcaratteristiche si riferiscono a due sensori lineari, A e B, aventi sensibilità diverse. Il più sensibile dei due è ovviamente B, che in presenza di una escursione  $x_{max} - x_{min}$  minore consente la medesima variazione del segnale d'uscita  $y_{max} - y_{min}$ . Analogamente, in presenza di una medesima escursione di ingresso  $\Delta x$ , risponde con una escursione in uscita  $\Delta y_B$  maggiore:  $\Delta y_B > \Delta y_A$ .

L'unità di misura della sensibilità è in genere un rapporto tra unità di misura, con a numeratore volt o ampere. Nel caso ad esempio di un sensore di pressione sanguigna, la sensibilità è espressa in mV/V/mmHg, cioè in termini di millivolt di uscita per ogni volt di eccitazione e per ogni mmHg di pressione applicata.



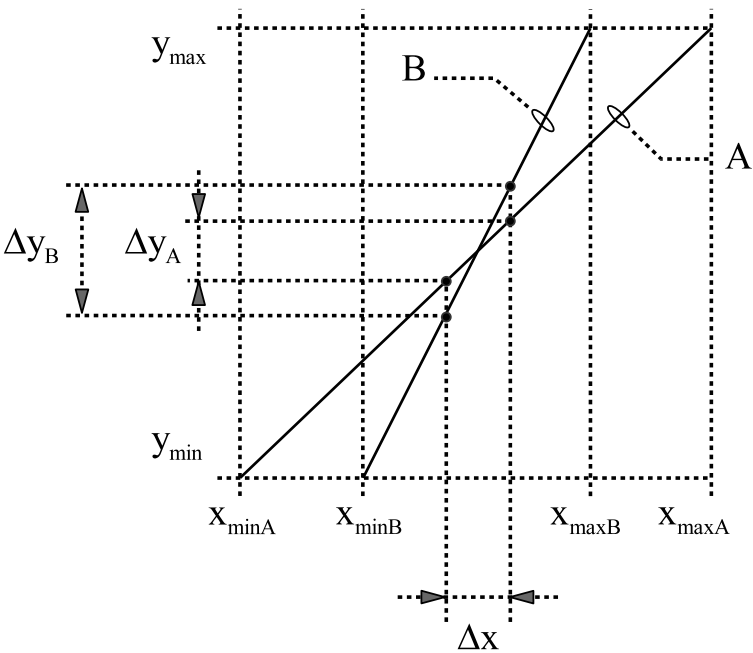


Figura 2.14 Confronto tra sensibilità: B è più sensibile di A

2.3.12 Selettività

La **selettività** (*specificity*) è la capacità del sensore di fornire un’uscita sensibile al solo misurando di interesse e non ad altre grandezze di influenza. Si pensi ad esempio alla temperatura di impiego di un sensore e ai suoi effetti, spesso rilevanti, sul funzionamento del sensore stesso. Per un sensore di pressione, ad esempio, la selettività è generalmente intesa come sua immunità agli effetti delle variazioni di temperatura. Nel caso di un telefono cellulare, la risposta in frequenza dell’antenna (sensore) è di per sé selettiva nei confronti delle onde radio appartenenti alla banda di frequenze di interesse, ad esempio GSM o UMTS. Al di fuori di tale banda, la sensibilità dell’antenna diminuisce più o meno rapidamente a seconda del tipo di antenna. Per aumentarne la selettività, l’antenna è seguita in cascata da un opportuno stadio di condizionamento, con filtri di tipo passa banda, che consentono al sistema di selezionare ed isolare il singolo segnale proveniente della sorgente di interesse.

2.3.13 Stabilità

La **stabilità** è un indice di comportamento a lungo termine del sensore, il quale varia nel tempo discostandosi da quello atteso in modo più o meno accentuato a seconda del tipo di sensore e dei componenti in esso contenuti. Nella scelta o nel progetto di un sensore, non si dovrebbe mai dimenticare di rispondere alle seguenti domande: (i) il comportamento del sensore a lungo termine è adeguato all’applicazione di interesse?, (ii) se il sensore viene installato oggi, darà prestazioni accettabili il prossimo anno o almeno fino alla prossima taratura

programmata?.

Esistono diverse modalità con cui un costruttore può specificare la stabilità di un sensore. La più comune è un’indicazione riguardante il periodo di tempo dalla data di ultima taratura entro cui le specifiche del sensore sono da ritenersi ancora valide, specialmente quelle riguardanti l’accuratezza. Il problema della stabilità diviene particolarmente importante nelle applicazioni in cui non vi sia la possibilità di effettuare attività regolari di manutenzione, taratura o calibrazione. È il caso ad esempio dei dispositivi a bordo di satelliti, il cui funzionamento secondo specifiche deve essere garantito per periodi di tempo prolungati, in alcuni casi pari all’intero ciclo di vita previsto per il sistema ospitante.

2.3.14 Tempo di risposta

Il **tempo di risposta** di un sensore  $T_r$  è il tempo che l’uscita del sensore  $y$  impiega per passare da uno stato ad un altro, ed in particolare per passare in modo stabile all’interno di un intervallo di tolleranza  $\Delta y$  attorno allo stato finale. Tale definizione è rappresentata in Fig. 2.15 mediante un ipotetico andamento di  $y$  da uno stato iniziale ad uno finale.

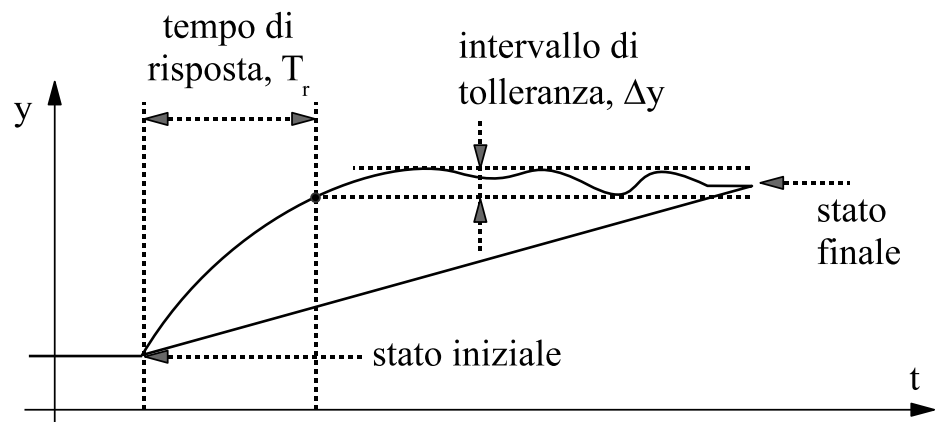
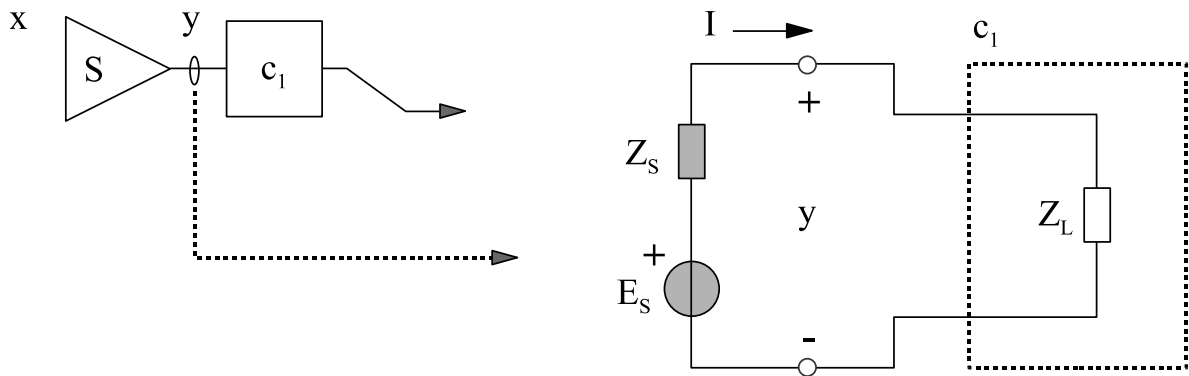


Figura 2.15 Definizione di tempo di risposta di un sensore

Nella progettazione di un sistema di acquisizione dati, la conoscenza del tempo di risposta dei sensori è necessaria per poter comandare in modo corretto l’acquisizione dei segnali all’uscita dei sensori da parte del successivo blocco ADC. A tale riguardo, si consideri lo schema di Fig. 2.16 e i due intervalli di tempo  $T_{att}$  e  $T_{acq}$ .  $T_{att}$  è l’intervallo di tempo che l’ADC deve attendere prima di effettuare la lettura di  $y$ , mentre  $T_{acq}$  è l’intervallo di tempo dedicato all’acquisizione del livello assunto da  $y$ , e nel quale si presuppone che  $y$  sia più o meno stabile all’interno di un intervallo di tolleranza prestabilito.  $T_{att}$  e  $T_{acq}$  vanno scelti opportunamente tenendo conto sia dell’accuratezza di misura





**Figura 2.17** Circuito equivalente elettrico di un sensore

relazione  $y = f(x)$ .  $y$  dipende da  $E_S$  secondo la relazione:

$$y = E_S - Z_S \cdot I = E_S \cdot \frac{Z_L}{Z_S + Z_L}, \quad (2.10)$$

dove  $I$  è la corrente che scorre dal sensore al blocco  $c_1$ . Dall'equazione (2.10), si nota che  $y$  dipende notevolmente dai due parametri  $Z_S$  e  $Z_L$ , i quali vanno impostati opportunamente al fine di ottimizzare il trasferimento del segnale  $y$  dal sensore al blocco  $c_1$ . Tale attività di ottimizzazione, meglio conosciuta come *adattamento di impedenza*, è tipicamente svolta dal blocco di condizionamento  $c_1$ , la cui progettazione e dimensionamento richiede la conoscenza a priori di  $Z_S$ . L'impedenza di uscita del sensore è quindi un parametro la cui conoscenza accurata è essenziale nella progettazione di un sistema di acquisizione, soprattutto nei casi in cui l'adattamento di impedenza sia causa di criticità. Maggiori dettagli su tali criticità e sull'adattamento di impedenza saranno forniti nel paragrafo 3.3.3.

### 2.3.16 Robustezza

La **robustezza** del sensore (*survivability*) è la capacità del sensore di tollerare sollecitazioni di tipo meccanico, elettrico ed elettromagnetico provenienti dall'ambiente esterno. È una proprietà che coinvolge non solo l'elemento sensibile del sensore, ma anche l'eventuale elettronica di supporto (circuito di alimentazione, di preconditionamento, interfacce di ingresso e uscita, ecc.), l'involucro, i connettori e i collegamenti interni e verso l'esterno. Pur non essendo un aspetto strettamente legato alla catena di acquisizione o di misurazione, è ovviamente di primaria importanza e non trascurabile.

### 2.3.17 Sicurezza

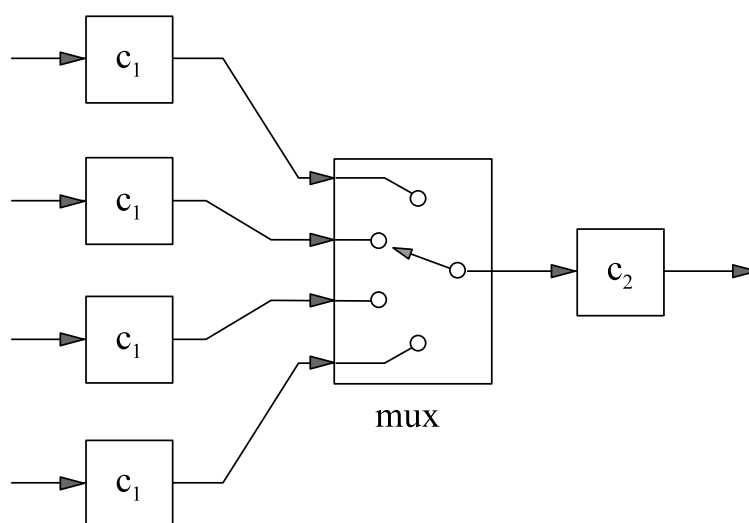
La **sicurezza** del sensore (*safety*) è la conoscenza che l'evoluzione del sensore non produrrà stati indesiderati di pericolo per le persone e l'ambiente di utilizzo

in generale. A tale riguardo esistono numerose raccomandazioni internazionali e direttive comunitarie che fissano, mediante opportuni standard, requisiti di sicurezza sia generici che specifici di prodotto. Il soddisfacimento di tali requisiti e più in generale la conformità a tali direttive è tipicamente attestato e reso visibile attraverso opportuni simboli (marcature). Tra le più comuni marcature si ricorda: il marchio **CE** in Europa (Conformité Européenne), il marchio **FCC** negli Stati Uniti d'America (Federal Communications Commission), il marchio **VCCI** in Giappone (Voluntary Control Council for Interference) per quel che riguarda le interferenze elettromagnetiche [10].

## Capitolo 3

# Condizionamento del segnale

In un qualsiasi sistema di acquisizione dati o di misurazione, il condizionamento di segnale è l'operazione svolta da opportuni circuiti elettronici al fine di adattare le caratteristiche del segnale proveniente dai sensori a quelle richieste dal successivo blocco di conversione ADC [1, 11, 12]. I circuiti elettronici preposti a tale finalità sono i blocchi  $c_1$  e  $c_2$  schematizzati in Fig. 1.2, e riportati per comodità nel dettaglio di Fig. 3.1.



**Figura 3.1** Sezione di condizionamento del segnale

La progettazione accurata di tali elementi è importante e può avere notevoli ripercussioni sulle caratteristiche e le prestazioni dell'intero sistema di misurazione o acquisizione, ed in particolare su alcuni suoi parametri come la linearità, l'accuratezza e la reiezione al rumore. Molte delle più comuni problematiche di tali sistemi hanno origine infatti da errori effettuati nella progettazione o nel setup di  $c_1$  e/o  $c_2$ .

### 3.1 Alcuni parametri fondamentali

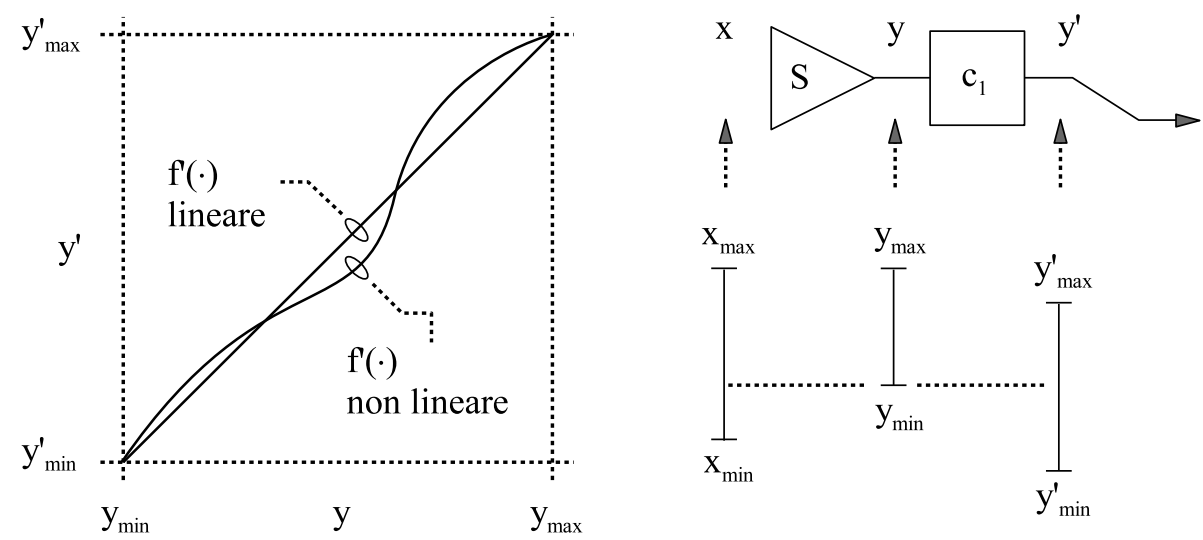
Il blocco di condizionamento di segnale può essere descritto efficacemente mediante un insieme di parametri fondamentali, tra i quali vale la pena soffermarsi sui seguenti:

- 1. transcaratteristica;
- 2. funzione di trasferimento;
- 3. larghezza di banda;
- 4. tempo di salita;
- 5. impedenza di ingresso e uscita.

#### 3.1.1 Transcaratteristica

In un circuito di condizionamento, la **transcaratteristica** è la funzione  $f'(\cdot)$  che associa a ciascun valore del segnale di ingresso  $y$ , in un certo intervallo  $(y_{min}, y_{max})$ , un corrispondente valore del segnale di uscita  $y'$ , nel corrispondente intervallo di variazione  $(y'_{min}, y'_{max})$ .

In Fig. 3.2, sono riportati due esempi di transcaratteristica: una lineare e una non lineare. Sono inoltre riportati per semplicità degli esempi di intervalli



**Figura 3.2** Transcaratteristica lineare e reale di un circuito di condizionamento

di variazione  $(x_{min}, x_{max})$ ,  $(y_{min}, y_{max})$  e  $(y'_{min}, y'_{max})$  delle grandezze  $x$ ,  $y$  e  $y'$ , rispettivamente. Tali esempi mettono in evidenza che gli intervalli di variazione delle tre grandezze finora introdotte possono essere completamente diversi tra

loro.

Nella progettazione di un sistema di acquisizione dati, la conoscenza accurata della transcaratteristica  $f'(\cdot)$  è essenziale. Consente infatti, a partire dalle stime  $\hat{y}'$  di  $y'$  ottenute dai successivi circuiti di misura, di risalire al corrispondente valore di  $y$  e successivamente al valore della grandezza incognita  $x$  rilevata dal sensore. Infatti, nell'ipotesi che entrambe le transcaratteristiche  $f(\cdot)$  e  $f'(\cdot)$ , del sensore e del circuito di condizionamento, siano funzioni invertibili, si ottiene:

$$\hat{x} = f^{-1}(f'^{-1}(\hat{y}')), \quad (3.1)$$

dove  $\hat{x}$  è la stima finale di  $x$ , cioè il risultato della misurazione. La (3.1) mette in evidenza che l'incertezza finale da associare alla stima  $\hat{x}$  di  $x$  dipende da tre fattori: (i) dal grado di accuratezza con cui si stima  $y'$ , (ii) dal grado di accuratezza con cui si conosce  $f(\cdot)$ , (iii) dal grado di accuratezza con cui si conosce  $f'(\cdot)$ .

### 3.1.2 Funzione di trasferimento

In un circuito di condizionamento avente transcaratteristica lineare, la **funzione di trasferimento**  $T(s)$  è definita come il rapporto:

$$T(s) = \frac{Y'(s)}{Y(s)}, \quad (3.2)$$

dove  $Y(s)$  e  $Y'(s)$  sono rispettivamente le trasformate di Laplace del segnale di ingresso  $y$  e di uscita  $y'$ . La variabile  $s$  è invece la *frequenza complessa*, definita come:

$$s = \sigma + j\omega, \quad (3.3)$$

dove  $j$  è l'unità immaginaria<sup>1</sup>,  $\sigma$  è il *coefficiente di smorzamento* (o *decay rate*) ed  $\omega$  è la frequenza angolare dell'oscillazione del segnale legata alla frequenza  $f$  dal noto legame  $\omega = 2\pi f$ .

Nel caso di un generico segnale di ingresso  $y(t)$  sinusoidale di ampiezza  $A_0$ , frequenza complessa  $s_0 = \sigma_0 + j2\pi f_0$  e fase iniziale  $\varphi_0$ :

$$y(t) = A_0 \cdot e^{\sigma_0 t} \cdot [\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + j \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0)], \quad (3.4)$$

e nell'ipotesi di transcaratteristica lineare, il circuito di condizionamento risponde nel modo illustrato in Fig. 3.3, vale a dire con un segnale  $y'(t)$  all'uscita

---

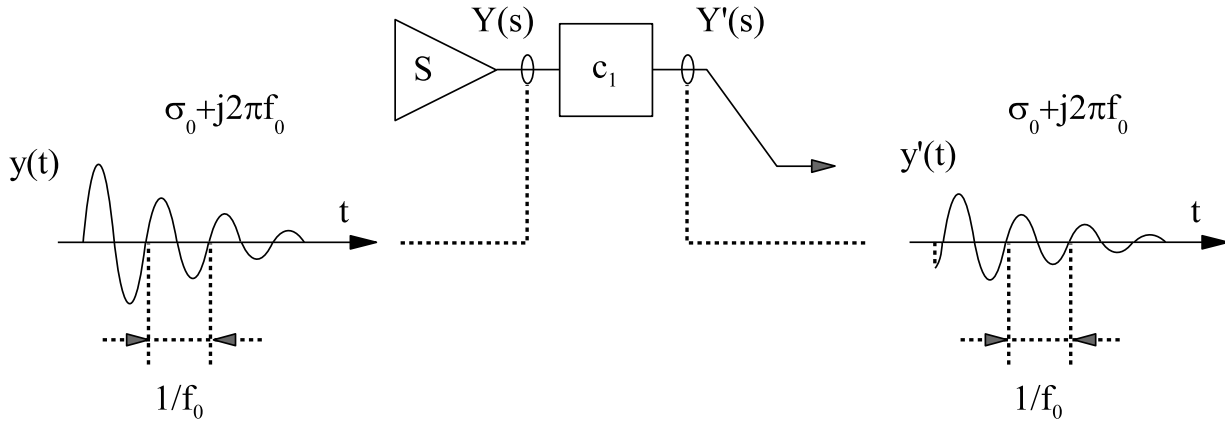
<sup>1</sup>Si ricorda che  $j = \sqrt{-1}$ .



del blocco  $c_1$  ancora sinusoidale e variabile alla frequenza complessa  $s_0 = \sigma_0 + j2\pi f_0$ , ma con ampiezza e fase modificate in accordo alla seguente espressione:

$$y'(t) = \underbrace{A_0 \cdot |T(s_0)|}_{\text{ampiezza}} \cdot e^{\sigma_0 t} \cdot \underbrace{[\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \angle T(s_0)) + j \sin(2\pi f_0 t + \varphi_0 + \angle T(s_0))]}_{\text{fase}}, \quad (3.5)$$

dove  $|T(s_0)|$  e  $\angle T(s_0)$  sono rispettivamente il modulo e la fase di  $T(s)$  valutate nel punto del piano complesso  $s_0$ . Dalla (3.5) si osserva quindi che



**Figura 3.3** Effetto del blocco  $c_1$  su un segnale di ingresso sinusoidale  $y(t)$  variabile alla frequenza complessa  $s_0 = \sigma_0 + j2\pi f_0$

$T(s)$  è la funzione che descrive la variazione in modulo e fase che il circuito di condizionamento introduce sul segnale in esso transitante per ogni frequenza complessa  $s$  nel campo di valori complesso di interesse.

Nel caso di regime sinusoidale semplice, la variabilità di  $s$  si restringe ai soli valori dell'asse immaginario:  $s = j2\pi f$ . La funzione di trasferimento  $T(s)$  diviene di conseguenza funzione di  $f$ ,  $T(f)$ , secondo il rapporto:

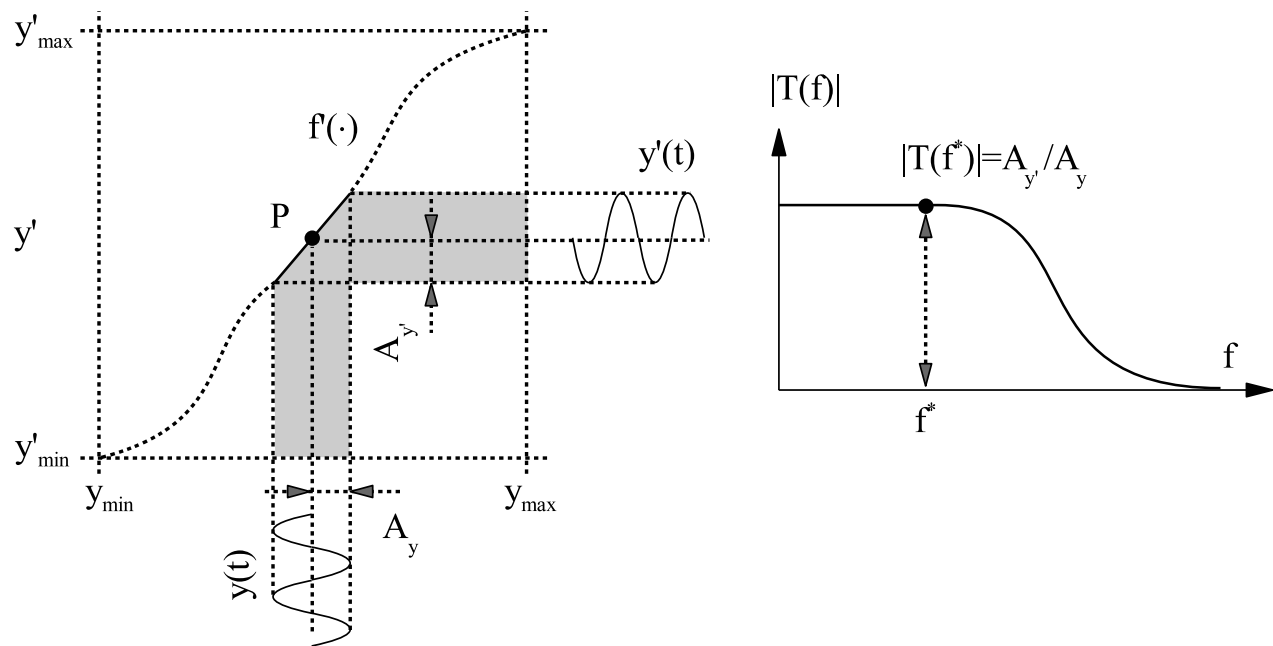
$$T(f) = \frac{Y'(f)}{Y(f)}, \quad (3.6)$$

dove  $Y(f)$  e  $Y'(f)$  sono rispettivamente le trasformate di Fourier del segnale di ingresso  $y$  e di uscita  $y'$ . In questo caso,  $T(f)$  assume il significato di funzione che descrive la variazione in modulo e fase introdotta dal circuito di condizionamento sul segnale in esso transitante per ogni  $f$  nel campo di frequenze di interesse.

## Circuiti con transcaratteristica non lineare

Nel caso di circuiti di condizionamento aventi transcaratteristica non lineare, le definizioni date di  $T(s)$  o  $T(f)$  valgono ancora ma solamente per intervalli di variazione di  $y$  e  $y'$  sufficientemente stretti. Come evidenziato nell'esempio

di Fig. 3.4, è necessario che le variazioni di  $y$  e  $y'$  avvengano all'interno di intervalli in cui  $f'(\cdot)$  è lineare. Nell'esempio di figura, il circuito di condiziona-



**Figura 3.4** Determinazione della funzione di trasferimento ed in particolare del suo modulo  $|T(f)|$  su un punto della transcaratteristica  $f'(\cdot)$  lineare

mento è utilizzato in corrispondenza di un punto  $P$  della sua transcaratteristica, nell'intorno del quale  $f'(\cdot)$  è approssimabile ad una funzione lineare. In situazioni come queste,  $T(f)$  può essere determinato, frequenza per frequenza: (i) sollecitando il circuito con un segnale sinusoidale di ampiezza  $A_y$ , frequenza  $f$  e fase  $\varphi_y$  note, e con  $A_y$  sufficientemente piccolo da non uscire dall'intervallo di linearità individuato; (ii) misurando l'ampiezza  $A_{y'}$  e la fase  $\varphi_{y'}$  del segnale sinusoidale  $y'$  all'uscita del circuito; (iii) utilizzando le seguenti espressioni:

$$|T(f)| = \frac{A_{y'}}{A_y}, \tag{3.7}$$

$$\angle T(f) = \varphi_{y'} - \varphi_y. \tag{3.8}$$

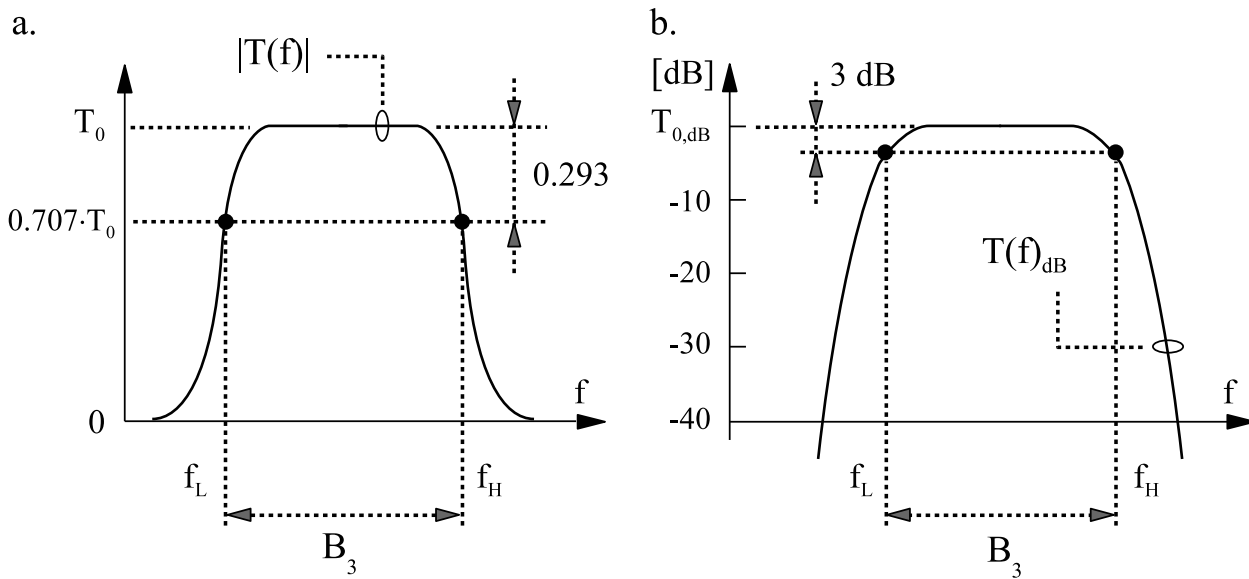
Nell'esempio di figura, il rapporto tra le due ampiezze è rappresentato nel diagramma in frequenza a destra per una generica frequenza  $f^*$ . La procedura descritta corrisponde a quella tipicamente utilizzata nella caratterizzazione sperimentale di un qualsiasi circuito di condizionamento. In tali attività, la valutazione di  $|T(f)|$  e  $\angle T(f)$  non avviene per ogni frequenza, ma solamente per un insieme predefinito di valori  $f^*$ , opportunamente distribuiti (in genere uniformemente) sull'intero intervallo di interesse.

### 3.1.3 Larghezza di banda

In un circuito di condizionamento, la **banda passante** è l'intervallo di frequenze entro il quale il segnale di ingresso può transitare per il circuito senza subire distorsioni in ampiezza e fase. Tale condizione, nota come *condizione di non distorsione*, si verifica quando nel dominio della frequenza: (i) il modulo  $|T(f)|$  di  $T(f)$  è costante in frequenza e (ii) la sua fase  $\angle T(f)$  è proporzionale a  $f$ . La **larghezza di banda** è di conseguenza definita come l'ampiezza della banda passante del circuito.

### Circuiti passa banda

Si consideri un generico circuito di condizionamento avente funzione di trasferimento  $T(f)$  passa banda, con un andamento in frequenza del modulo simile a quello schematizzato in Fig. 3.5. In figura, il modulo di  $T(f)$  è rappresentato



**Figura 3.5** Larghezza di banda a 3 dB: (a) scala lineare, (b) scala logaritmica

sia in scala lineare (a) sia in scala logaritmica (b). In entrambe le rappresentazioni, la larghezza di banda  $B_3$ , anche nota come larghezza di banda a 3 dB, è definita come:

$$B_3 = f_H - f_L, \quad (3.9)$$

dove  $f_H$  e  $f_L$  sono le frequenze alle quali:

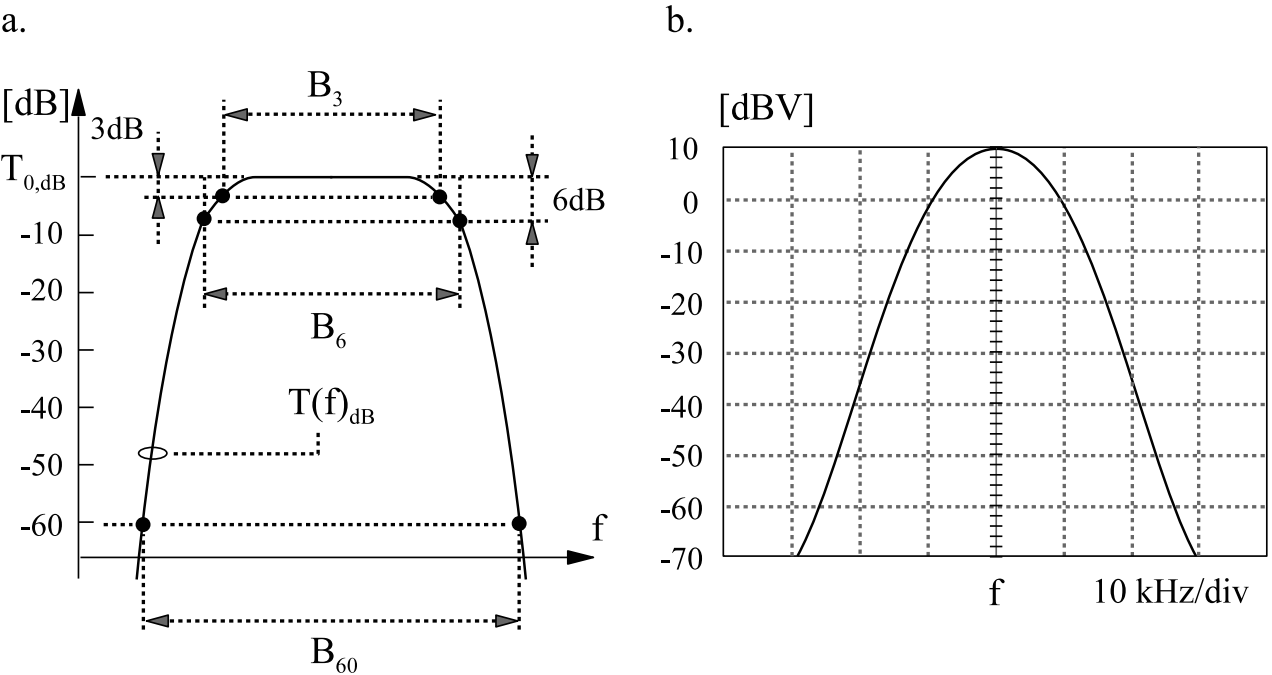
$$|T(f_L)| = |T(f_H)| = \frac{T_0}{\sqrt{2}} \cong 0.707 \cdot T_0, \quad (3.10)$$

o equivalentemente in scala logaritmica:

$$T(f_L)_{dB} = T(f_H)_{dB} \cong T_{0,dB} - 3 \text{ dB}. \tag{3.11}$$

Nelle equazioni (3.10) e (3.11),  $T_0$  è il valore assunto da  $|T(f)|$  a centro banda, mentre  $T(f)_{dB}$  e  $T_{0,dB}$  sono le espressioni in decibel di  $|T(f)|$  e  $T_0$  rispettivamente:  $T(f)_{dB} = 20 \cdot \log_{10}|T(f)|$  e  $T_{0,dB} = 20 \cdot \log_{10}T_0$ .

La definizione data di larghezza di banda (a 3 dB) è di norma la più utilizzata nel campo dell’elettronica e della strumentazione elettronica. Oltre ad essa si ricordano la larghezza di banda a 6 dB,  $B_6$ , e la larghezza di banda a 60 dB,  $B_{60}$ . La prima è utilizzata ad esempio nella compatibilità elettromagnetica per la definizione della larghezza di banda del filtro selettivo con cui effettuare la scansione dello spettro di un disturbo [10]. La seconda è utilizzata invece nel calcolo del parametro *selettività*  $S_E$  di un filtro bassa banda, definito come:  $S_E = B_{60}/B_3$ . Le definizioni di  $B_3$ ,  $B_6$  e  $B_{60}$  sono sintetizzate graficamente in Fig. 3.6a. Quando non specificato diversamente, la larghezza di banda di un



**Figura 3.6** Circuito di condizionamento passa banda: larghezza di banda a 3, 6, e 60 dB

circuito di condizionamento è sempre da intendersi come larghezza di banda a 3 dB.

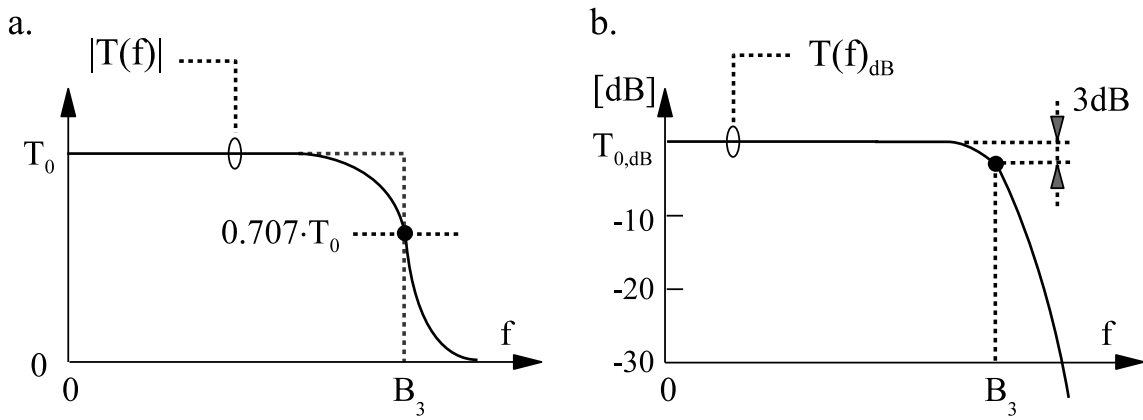
**Esercizio** Si determinino i valori di  $B_3$  ed  $S_E$  di un filtro passa banda avente una funzione di trasferimento come quella illustrata in Fig. 3.6b. Si consideri una suddivisione lineare dell’asse delle ascisse e in decibel dell’asse delle ordinate.

**Soluzione** Dal diagramma di figura e dai valori riportati sui due assi, si ottiene:  $B_3 \cong 10 \text{ kHz}$ ,  $B_6 \cong 15 \text{ kHz}$ ,  $B_{60} \cong 47 \text{ kHz}$  e  $S_E \cong 4.7$ .

Le definizioni e le espressioni considerate per i circuiti di condizionamento passa banda sono valide anche per i segnali  $x(t)$  di tipo passa banda. In questo caso, nelle espressioni riportate, è necessario considerare la trasformata di Fourier  $X(f)$  di  $x(t)$  al posto di  $T(f)$ .

## Circuiti passa basso

Si consideri un generico circuito di condizionamento avente funzione di trasferimento  $T(f)$  passa basso, con un andamento in frequenza del modulo simile a quello schematizzato in Fig. 3.7.



**Figura 3.7** Larghezza di banda di un circuito o segnale passa basso: (a) scala lineare, (b) scala logaritmica

In figura, il modulo di  $T(f)$  è rappresentato sia in scala lineare (a) sia in scala logaritmica (b). In entrambe le rappresentazioni, la larghezza di banda  $B_3$  è definita come l'ampiezza dell'intervallo di frequenze  $(0, f_H)$ :

$$B_3 = f_H, \quad (3.12)$$

dove  $f_H$  è la frequenza alla quale:

$$|T(f_H)| = \frac{T_0}{\sqrt{2}} \cong 0.707 \cdot T_0, \quad (3.13)$$

o equivalentemente in scala logaritmica:

$$T(f_H)_{dB} \cong T_{0,dB} - 3 \text{ dB}. \quad (3.14)$$

Le definizioni e le espressioni considerate per i circuiti di condizionamento passa basso sono valide anche per i segnali  $x(t)$  di tipo passa basso. In questo caso, nelle espressioni riportate, è necessario considerare  $X(f)$  al posto di  $T(f)$ .

## Comportamento del circuito in prossimità di $f_L$ ed $f_H$

La definizione data di larghezza di banda ha come inconveniente il fatto che in prossimità di  $f_L$  ed  $f_H$ , per un circuito passa banda, o di  $f_H$ , per un circuito passa basso, il decadimento della funzione di trasferimento non è netto, ma graduale e con effetti non trascurabili anche all'interno della banda passante del circuito. Ne consegue la possibilità di forti distorsioni del segnale transitante per il circuito e di errori di misura non trascurabili, tanto più elevati quanti più le componenti spettrali del segnale d'ingresso sono prossime a  $f_L$  o ad  $f_H$ .

**Esercizio** Si consideri un'onda sinusoidale di tensione 1 V picco-picco a 100 MHz in ingresso ad un blocco circuitale passa basso avente larghezza di banda  $B_3 = 100$  MHz e guadagno a centro banda  $T_0$  unitario. Determinare l'ampiezza picco-picco del segnale d'uscita e l'attenuazione percentuale subita a causa del decadimento della funzione di trasferimento.

**Soluzione** Il segnale di ingresso si presenta al circuito di condizionamento con un'ampiezza di picco  $A_0 = 0.5$  V. Alla frequenza del segnale  $f_0$ , il modulo della funzione di trasferimento è pari a  $|T(f_0)| = 0.707 \cdot T_0$ . Ne consegue un'ampiezza finale picco-picco della sinusoide d'uscita pari a:  $2 \cdot A_0 \cdot 0.707 = 0.707$  V, ed un'attenuazione percentuale subita pari a:  $[|0.707 - 1|/1]\% = 29.3 \%$ .

L'esercizio proposto mette in evidenza che un segnale sinusoidale a 100 MHz, pur entrando in un blocco con larghezza di banda  $B_3 = 100$  MHz, subisce un'attenuazione di circa il 30 %. In un sistema di acquisizione dati o di misurazione, un tale inconveniente sul segnale di uscita  $y'$  condizionato si riflette inevitabilmente sull'accuratezza dell'intero processo di acquisizione o misurazione, con errori finali  $e_r$  nelle stime di ampiezza tutt'altro che trascurabili. Per un segnale sinusoidale di ampiezza  $A_0$  e frequenza  $f_0$ , e per un circuito avente guadagno a centro banda  $T_0$ ,  $e_r$  può essere espresso come:

$$e_r = \frac{|A_{y'} - A_0 \cdot T_0|}{A_0 \cdot T_0}, \quad (3.15)$$

dove  $A_0 \cdot T_0$  è il valore ideale atteso, nel caso di funzione di trasferimento sempre costante e pari a  $T_0$  nella banda passante, mentre  $A_{y'}$  è l'ampiezza della sinusoide in uscita effettivamente presente. Sostituendo  $A_{y'}$  con  $A_0 \cdot |T(f_0)|$ , si ottiene:

$$e_r = \frac{||T(f_0)| - T_0|}{T_0} = 1 - \frac{|T(f_0)|}{T_0}, \quad (3.16)$$

dove per semplicità si suppone  $|T(f_0)| \leq T_0$ . Nel caso di un circuito con risposta  $T(f)$  passa basso del primo ordine e banda  $B_3$ :

$$T(f) = \frac{T_0}{1 + j \frac{f}{B_3}}, \quad (3.17)$$

si ottiene:

$$e_r = \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_0}{B_3}\right)^2}}\right]. \tag{3.18}$$

In Tab. 3.1 sono riportati alcuni valori di  $e_r$  al variare di  $f_0$  nell'intervallo  $(0.1B_3, B_3)$ . Come si nota, per ottenere valori ragionevolmente piccoli di  $e_r$ , ad esempio inferiori a 0.5 %, è necessario che  $f_0$  sia minore o uguale a  $0.1B_3$ .

| $f_0$           | $e_r$ | $f_0$           | $e_r$  |
|-----------------|-------|-----------------|--------|
| $B_3$           | 29.3% | $0.5 \cdot B_3$ | 10.6 % |
| $0.9 \cdot B_3$ | 25.7% | $0.4 \cdot B_3$ | 7.2 %  |
| $0.8 \cdot B_3$ | 21.9% | $0.3 \cdot B_3$ | 4.2 %  |
| $0.7 \cdot B_3$ | 18.1% | $0.2 \cdot B_3$ | 1.9 %  |
| $0.6 \cdot B_3$ | 14.2% | $0.1 \cdot B_3$ | 0.5 %  |

**Tabella 3.1** Errore relativo  $e_r$  al variare della frequenza  $f_0$  per un circuito con risposta passa basso del primo ordine

Tali risultati possono essere estesi: (i) al caso dei circuiti passa banda del primo ordine, (ii) ad ogni circuito di condizionamento avente funzione di trasferimento di ordine superiore al primo. Nel primo caso, gli errori sono da ritenersi piccoli, cioè uguali o inferiori a 0.5 %, per frequenze nell'intervallo:  $10f_L \leq f \leq 0.1f_H$ . Nel secondo caso, i valori di tabella sono da ritenersi stime in eccesso di  $e_r$ . Si ricorda infatti che le funzioni di trasferimento di ordine superiore al primo decadono più velocemente a zero rispetto a quelle di ordine uno. Ne consegue un errore  $e_r$  tipicamente più basso rispetto ai valori di tabella per ogni frequenza  $f_0$ .

**Esercizio** Si consideri un segnale di ingresso di ampiezza efficace 3 V e frequenza 75 MHz in ingresso ad un circuito con risposta in frequenza di tipo passa basso del primo ordine e larghezza di banda  $B_3 = 150$  MHz. Determinare l'errore che si commette nella misurazione della sua ampiezza picco-picco  $e_{pp}$ .

**Soluzione** Il segnale di ingresso si presenta al circuito di condizionamento con un'ampiezza di picco  $A_0 = 3 \cdot \sqrt{2}$  V. Alla frequenza  $f_0 = 75$  MHz, la sinusoide si trova nella condizione  $f_0 = 0.5 \cdot B_3$ , e quindi dalla (3.18) o più semplicemente dalla Tab. 3.1,  $e_r = 10.6$  %. Pertanto:  $e_{pp} = 2 \cdot e_r \cdot A_0 = 2 \cdot 0.106 \cdot A_0 = 2 \cdot 0.106 \cdot 3 \sqrt{2} \cong 0.9$  V.

Le considerazioni e gli esempi proposti mettono in risalto l'importanza di una scelta opportuna della larghezza di banda del circuito di condizionamento nella progettazione di in un sistema di acquisizione dati o di misurazione. É

richiesto in particolare che il campo di frequenze del segnale in esame sia ben compreso all'interno della banda passante del circuito di condizionamento, cioè tale per cui in corrispondenza delle frequenze più prossime a  $B_3$ , nel caso di circuito passa basso, o di  $f_L$  e  $f_H$  nel caso di circuito passa alto, l'errore  $e_r$  sia al di sotto del livello di incertezza massimo tollerato.

In molte applicazioni, per un circuito di tipo passa basso, si è soliti adottare il seguente criterio per la scelta della larghezza di banda  $B_3$ :

$$3 \cdot B_y \leq B_3 \leq 5 \cdot B_y, \quad (3.19)$$

dove  $B_y$  è la larghezza di banda del segnale di ingresso  $y$ . Tale soluzione è in molti casi un buon compromesso tra la larghezza di banda  $B_3$  (che si vorrebbe stretta per filtrare meglio il rumore sovrapposto) e l'accuratezza di misura (che si vorrebbe elevata). Per i valori specificati nella (3.19), l'errore  $e_r$  risulta compreso tra 1.9 e 4.2 % circa.

### 3.1.4 Tempo di salita

Il **tempo di salita** (*rise time*) è un parametro utilizzato sia per i segnali sia per i circuiti. Per un segnale, è il tempo che esso impiega nel passare da uno stato ad un altro, ed in particolare dal 10 al 90 % della sua escursione complessiva. Per un circuito, è il tempo che il segnale di uscita impiega per passare dal 10 al 90 % della sua escursione complessiva, in seguito ad una sollecitazione a gradino di ingresso.

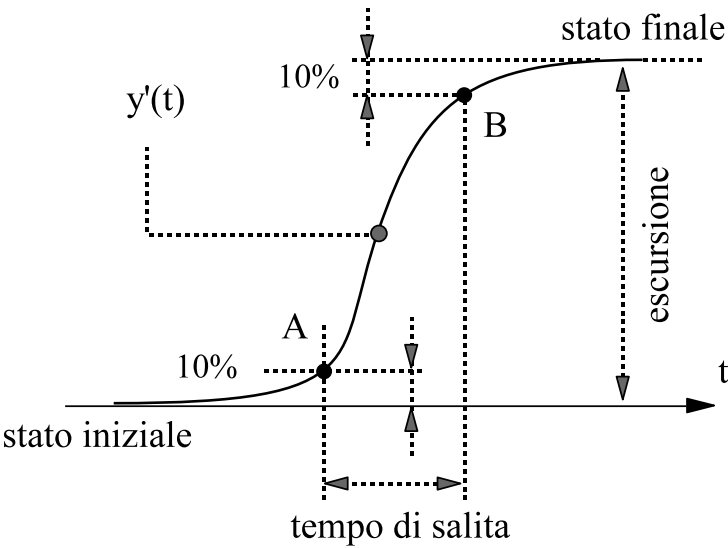
Nello schema di Fig. 3.8, il segnale all'uscita del blocco di condizionamento  $y'$  commuta da uno stato iniziale ad uno finale secondo un andamento graduale. La gradualità di tale cambiamento, soprattutto in prossimità dello stato iniziale e di quello finale, rende difficile l'individuazione accurata degli istanti in cui  $y'$  si stacca dal primo e raggiunge definitivamente il secondo. La definizione data di tempo di salita risolve questo problema, consentendo l'individuazione semplice ed accurata dei punti A e B, di intersezione tra la curva di risposta e le linee orizzontali posizionate al 10 e 90 % dell'escursione massima.

Nei sistemi lineari di tipo passa basso, il tempo di salita  $t_r$  e la larghezza di banda  $B_3$  sono grandezze inversamente proporzionali tra loro, secondo la relazione:

$$t_r = k_r \cdot \frac{1}{B_3}, \quad (3.20)$$

dove  $k_r$  è una costante legata alla struttura analitica della funzione di trasferimento, e quindi alla topologia del circuito. La relazione (3.20) spiega perché per ottenere tempi di risposta brevi sia di norma necessario disporre di circuiti





**Figura 3.8** Tempo di salita di un circuito di condizionamento

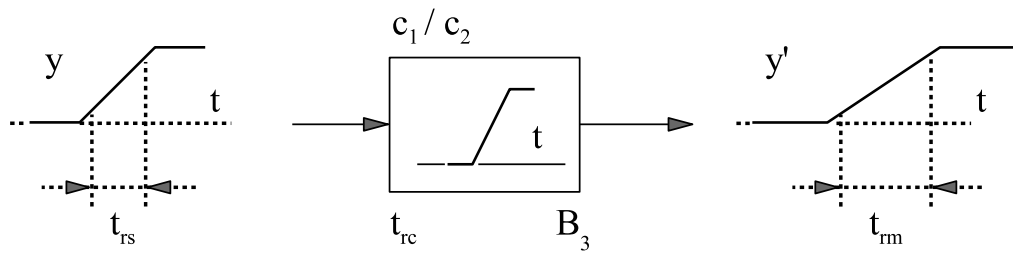
aventi larghezza di banda ampia. Oppure perchè per ottenere larghezze di banda ampie sia necessario disporre di circuiti capaci di reagire a sollecitazioni di ingresso rapidamente.

Nei sistemi di acquisizione dati, il tempo di salita è il parametro che più interessa durante la fase di commutazione del multiplexer da una linea di ingresso ad un'altra (Fig. 3.1). In tale circostanza, infatti, all'uscita del mux il segnale  $y'$  commuta velocemente da un livello di tensione ad un altro. Tale commutazione si presenta al successivo blocco circuitale  $c_2$  come un gradino di tensione. È quindi fondamentale che il tempo di salita di  $c_2$  sia sufficientemente breve in modo che, prima che l'ADC effettui l'acquisizione,  $y'$  sia giunto allo stato finale.

Il tempo di salita del blocco di condizionamento è inoltre fondamentale nelle misurazioni di eventi transitori, caratterizzati da tempi di salita brevi. Si supponga ad esempio che all'ingresso del blocco di condizionamento giunga un segnale  $y$  che commuta da uno stato ad un altro con un tempo di salita  $t_{rs}$  incognito, e di voler misurare  $t_{rs}$  una volta che il segnale all'uscita del blocco  $c_2$  sia stato campionato, convertito in digitale e visualizzato. A tale riguardo, sia  $t_{rm}$  il tempo misurato a partire dai campioni del segnale visualizzati e secondo la definizione data. In presenza di un blocco di condizionamento ideale, avente tempo di salita  $t_{rc}$  nullo, il tempo di salita misurato coincide esattamente con quello di ingresso:  $t_{rm} = t_{rs}$ . In presenza di un blocco reale, invece, con  $t_{rc}$  non nullo, si ha sempre:  $t_{rm} > t_{rs}$ . Una relazione pratica, valida con buona approssimazione per sistemi di tipo passa basso e che dà conto di tale effetto, è la seguente:

$$t_{rm} = \sqrt{t_{rs}^2 + t_{rc}^2}, \tag{3.21}$$

che evidenzia un legame quadratico tra le tre grandezze. La Fig. 3.9 descrive graficamente tale fenomeno. Il disegno sottolinea che l'inerzia con cui il



**Figura 3.9** Effetto del tempo di risposta del circuito di condizionamento,  $t_{rc}$ , sul tempo di risposta misurato,  $t_{rm}$

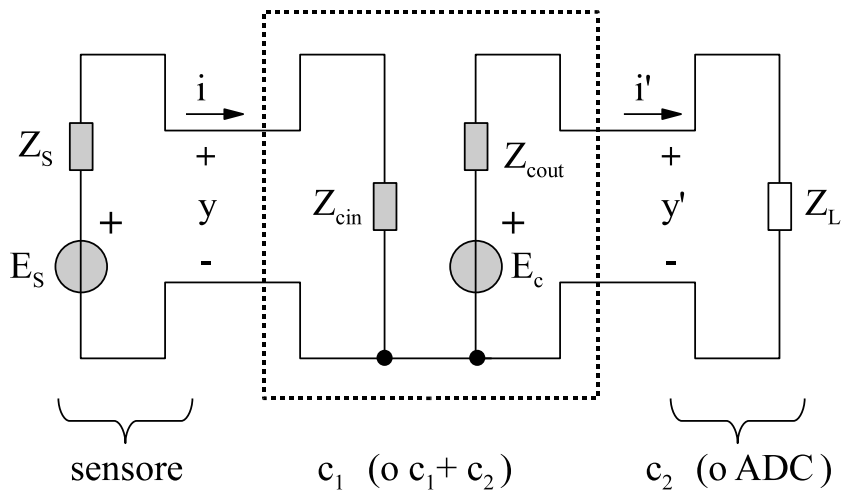
circuito di condizionamento risponde alla sollecitazione di ingresso può degradare la misurazione di  $t_{rs}$  e quindi l'accuratezza di misura. Per tali attività di misurazione, si rende quindi necessario l'impiego di blocchi di condizionamento sufficientemente veloci, cioè con tempi di salita brevi, e quindi larghezze di banda ampie.

**Esercizio** Si consideri un segnale di ingresso e un circuito con rise time di 15 e 3.5 ns rispettivamente. Si determini l'errore assoluto commesso nella misurazione di  $t_{rs}$ .

**Soluzione** Il tempo di salita misurato risulta:  $t_{rm} = [15^2 + 3.5^2]^{1/2} = 15.4$  ns. L'errore assoluto commesso,  $e$ , è quindi pari a:  $e = t_{rm} - t_{rs} = 0.4$  ns.

3.1.5 Impedenza di ingresso e d'uscita

Il blocco di condizionamento di segnale,  $c_1$ ,  $c_2$  o la cascata dei due, può essere rappresentato dal punto di vista elettrico nel modo di Fig. 3.10.



**Figura 3.10** Circuito elettrico equivalente di un qualsiasi circuito di condizionamento

Nello schema, il sensore appare come un generatore equivalente di tensione  $E_S$  con impedenza di uscita  $Z_S$ . Il circuito di condizionamento presenta invece uno stadio di ingresso passivo ed uno stadio di uscita attivo. L'ingresso è caratterizzato da un'impedenza di ingresso  $Z_{cin}$ , mentre l'uscita dalla serie di un generatore dipendente  $E_c$  e l'impedenza d'uscita  $Z_{cout}$ .  $E_c$  dà conto del legame ingresso-uscita,  $y-y'$ , secondo le relazioni:

$$y' = E_c - Z_{cout} \cdot i' = E_c \cdot \frac{Z_L}{Z_{cout} + Z_L}, \quad (3.22)$$

$$E_c = \frac{Z_{cout} + Z_L}{Z_L} \cdot f'(y), \quad (3.23)$$

dove  $f'(\cdot)$  è la transcaratteristica del circuito e  $Z_L$  l'impedenza di ingresso del successivo dispositivo (blocco  $c_2$  o ADC).

## 3.2 Funzioni di trasferimento di base

La funzione di trasferimento di un circuito di condizionamento può assumere forme più o meno complesse a seconda della finalità per la quale il circuito è stato progettato. Esistono diverse tipologie e classificazioni di funzioni di trasferimento; tra le principali e più semplici, si ricordano le seguenti:

1. funzione di trasferimento di ordine zero;
2. funzione di trasferimento del primo ordine;
3. funzione di trasferimento del secondo ordine.

**Le funzioni di trasferimento di ordine zero** hanno espressione analitica:

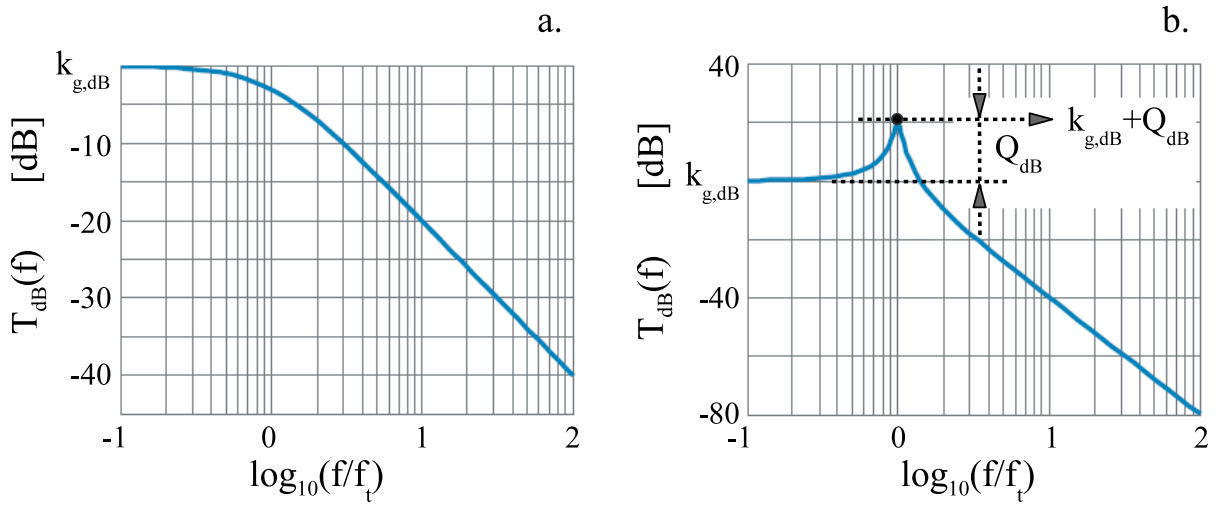
$$T(s) = k_g, \quad (3.24)$$

cioè costante e pari a  $k_g$  per tutte le frequenze complesse del campo di interesse. Sono in genere difficili da realizzare per ampi intervalli di frequenza a causa dell'effetto di fenomeni parassiti, capacitivi e/o induttivi, alle alte frequenze [10].

**Le funzioni di trasferimento del primo ordine** sono caratterizzate da un andamento del tipo:

$$T(f) = k_g \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_t}}, \quad (3.25)$$

e si presentano su un diagramma di Bode *modulo-frequenza* come in Fig. 3.11a. Nella (3.25),  $k_g$  è un fattore di scala e  $f_t$  è la frequenza di taglio del circuito. In figura, sia il modulo di  $T(f)$  sia la frequenza sono espressi in forma



**Figura 3.11** Funzioni di trasferimento: (a) del primo ordine, (b) del secondo ordine

logaritmica:  $T_{dB}(f) = 20 \cdot \log_{10}|T(f)|$  sull'asse delle ordinate e  $\log_{10} f/f_t$  sull'asse delle ascisse. Si nota in particolare che: (i) per  $f < f_t$ ,  $T_{dB}(f)$  è costante e pari a  $k_{g,dB} = 20 \cdot \log_{10} k_g$ , (ii) per  $f = f_t$ ,  $T_{dB}(f_t) \cong k_{g,dB} - 3 \text{ dB}$ , (iii) per  $f > f_t$ ,  $T_{dB}(f)$  è decrescente con pendenza di  $-20 \text{ dB/dec}$ .

Le **funzioni di trasferimento del secondo ordine** sono caratterizzate da un'espressione del tipo:

$$T(f) = k_g \cdot \frac{1}{1 - (\frac{f}{f_t})^2 + j \frac{1}{Q} \frac{f}{f_t}}, \quad (3.26)$$

e si presentano su un diagramma di Bode *modulo-frequenza* come in Fig. 3.11b. Nella (3.26),  $k_g$  è un fattore di scala,  $f_t$  è la frequenza di taglio o *frequenza dell'oscillazione non smorzata* e  $Q$  è un fattore di qualità che descrive il comportamento della funzione di trasferimento attorno a  $f_t$ . In particolare, per  $f = f_t$ , si ha:  $|T(f_t)| = k_g \cdot Q$  e  $T_{dB}(f_t) = k_{g,dB} + Q_{dB}$ , con  $k_{g,dB} = 20 \cdot \log_{10} k_g$  e  $Q_{dB} = 20 \cdot \log_{10} Q$ .

Dal diagramma di figura si osserva che: (i) per  $f < f_t$ ,  $T_{dB}(f)$  è costante e pari a  $k_{g,dB}$  ( $|T(f)| = k_g$ ), (ii) per  $f = f_t$ ,  $T_{dB}(f_t) = k_{g,dB} + 20 \text{ dB}$ , e quindi  $Q = 10$  nel caso specifico di figura, (iii) per  $f > f_t$ ,  $T_{dB}(f)$  è decrescente con pendenza doppia ( $-40 \text{ dB/dec}$ ) rispetto al caso delle funzioni di trasferimento del primo ordine.

### 3.3 Funzioni fondamentali

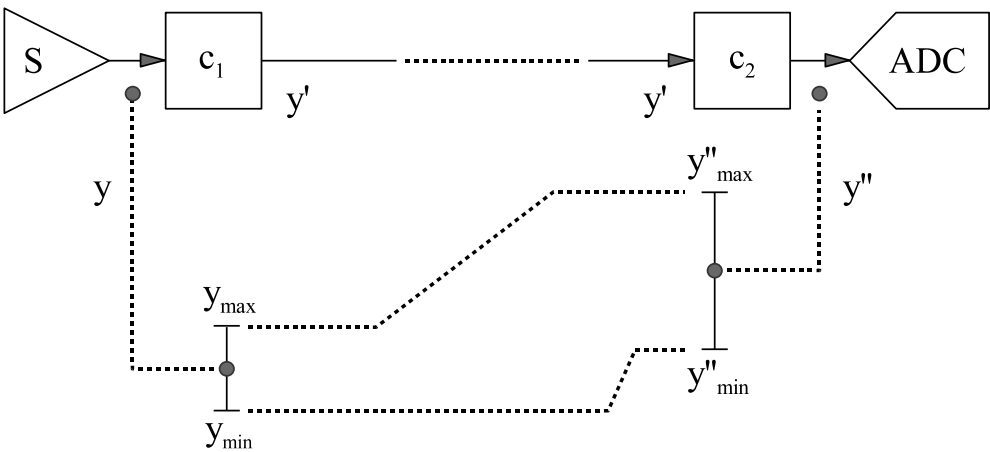
In un sistema di misurazione, ed in particolare di acquisizione dati, il blocco di condizionamento può assolvere contemporaneamente molteplici funzioni. Tra

le principali si ricordano le seguenti:

- 1. adattamento di scala;
- 2. linearizzazione;
- 3. adattamento di impedenza;
- 4. riduzione del rumore;
- 5. identificazione di segnali;
- 6. eccitazione dei sensori;
- 7. protezione.

3.3.1 Adattamento di scala

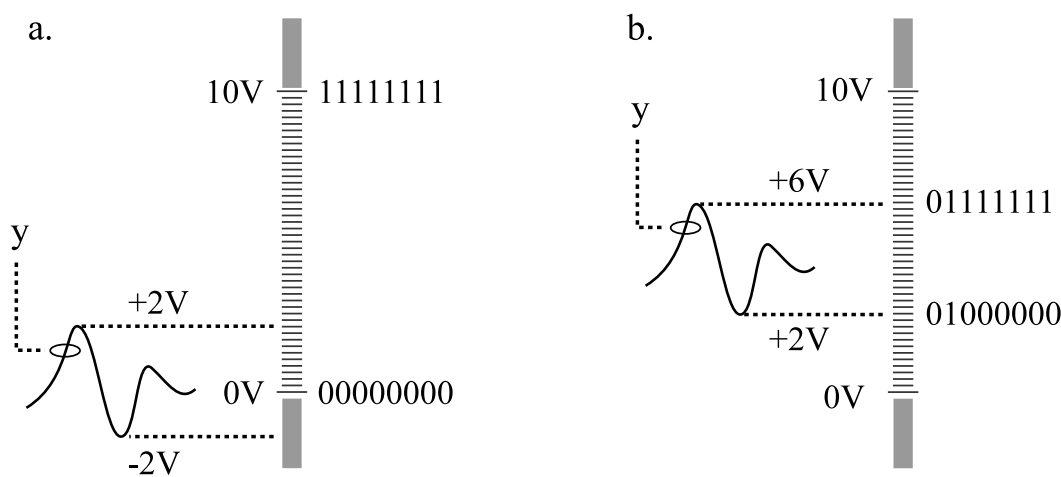
L'**adattamento di scala** (*range matching*) è la funzione che il blocco di condizionamento effettua al fine di adattare il campo di valori di uscita del sensore ( $y_{min}, y_{max}$ ) al campo di valori di ingresso ( $y''_{min}, y''_{max}$ ) del successivo stadio ADC. Tale funzione è schematizzata in Fig. 3.12, per due generici intervalli di  $y$  e  $y''$ .



**Figura 3.12** L'insieme dei blocchi  $c_1$  e  $c_2$  consente di adattare il campo di valori di uscita del sensore ( $y_{min}, y_{max}$ ) al campo di valori di ingresso dell'ADC ( $y''_{min}, y''_{max}$ )

L'adattamento di scala nasce dalla necessità di evitare due problemi frequenti nella progettazione e setup di un sistema di acquisizione dati.

Un **primo problema**, rappresentato in Fig. 3.13a, si ha quando il campo di valori di  $y$  fuoriesce dal campo di valori di ingresso dell'ADC. In casi come questi, l'ADC associa ad ogni valore di tensione esterno al suo campo il codice più basso (ad esempio 00000000) o più alto (ad esempio 11111111)

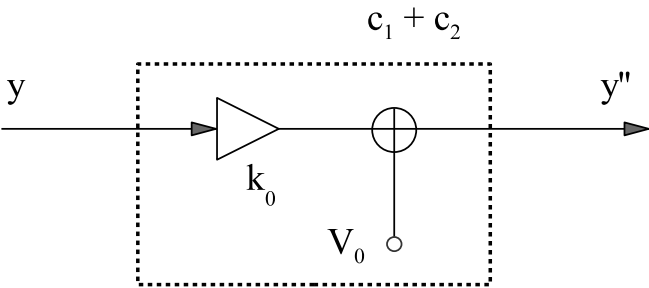


**Figura 3.13** Due tipici problemi: (a) l'intervallo  $(y_{min}, y_{max})$  non è completamente contenuto nell'intervallo  $(y''_{min}, y''_{max})$ , (b) l'intervallo  $(y_{min}, y_{max})$  non copre interamente l'intervallo  $(y''_{min}, y''_{max})$

a seconda se  $y < y''_{min}$  o  $y > y''_{max}$  rispettivamente. Nell'esempio di figura, il segnale  $y$  varia in un intervallo  $(-2, 2)V$  solo parzialmente contenuto nel campo di valori  $(0, 10)V$  dell'ADC. Negli istanti in cui  $y$  assume valori nell'intervallo  $(-2, 0)V$ , l'ADC riporta in uscita una sequenza di codici tutti uguali (00000000). Ne consegue un segnale digitalizzato in uscita fortemente distorto, troncato in ampiezza a 0 V (*clipping*) in tutto l'intervallo in cui  $y \leq 0$  V.

Un **secondo problema**, rappresentato in Fig. 3.13b, si ha quando il campo di valori di  $y$  non è sufficientemente ampio da coprire per intero il campo di valori dell'ADC. In casi come questi, è possibile che uno o più bit dell'ADC non partecipi alla conversione e rimanga di fatto inutilizzato. Nell'esempio di figura, il segnale  $y$  varia in un intervallo  $(2, 6)V$  ristretto rispetto al campo di valori  $(0, 10)V$  dell'ADC. I codici in uscita variano di conseguenza in un insieme limitato delle combinazioni possibili, in particolare da 01000000 (in corrispondenza di  $y = 2$  V) a 01111111 (in corrispondenza di  $y = 6$  V). Degli otto bit a disposizione, solo i sei meno significativi partecipano alla conversione; gli altri rimangono fissi alla combinazione 01. In casi come questi l'ADC, pur avendo a disposizione otto bit, è utilizzato come un convertitore a sei bit, con conseguente degrado delle prestazioni in termini di risoluzione e accuratezza.

L'adattamento di scala può essere effettuato mediante un circuito analogico di condizionamento del tipo quello schematizzato in Fig. 3.14. Il circuito consiste nella serie di un amplificatore di guadagno  $k_0$  e di un blocco sommatore



**Figura 3.14** Schema a blocchi di un circuito di condizionamento per adattamento di scala

di tensione  $V_0$ . All’uscita, il segnale  $y''$  si presenta nella seguente forma:

$$y'' = f'(y) = k_0 \cdot y + V_0, \tag{3.27}$$

dove  $f'(\cdot)$  è come sempre la funzione di trasferimento del circuito di condizionamento. Dalla scelta opportuna di  $k_0$  e  $V_0$  è possibile effettuare l’adattamento di scala tra due qualsiasi intervalli di valori  $(y_{min}, y_{max})$  e  $(y''_{min}, y''_{max})$ .

**Esercizio** Si consideri un sensore con output range  $(-2, 2)V$  e un ADC con input range  $(0, 10)V$ . Si determinino i valori di  $k_0$  e  $V_0$  necessari per effettuare l’adattamento di scala.

**Soluzione** Nel diagramma  $y - y''$  di Fig. 3.15 è riportata la funzione di trasferimento  $f'(\cdot)$  del blocco di condizionamento necessaria per effettuare l’adattamento dei due intervalli riportati sugli assi  $y$  e  $y''$ .  $f'(\cdot)$  si presenta come una retta passante per i punti A e B di coordinate  $(-2, 0)V$  e  $(2, 10)V$ , di coefficiente angolare  $k_0$  e costante  $V_0$  pari a:

$$k_0 = \frac{y''_{max} - y''_{min}}{y_{max} - y_{min}} = \frac{10}{4} = 2.5,$$

e

$$V_0 = y'' - k_0 \cdot y = 0 - 2.5 \cdot (-2) = 5 \text{ V}.$$

Dai diagrammi di Fig. 3.15, si osserva che il segnale  $y$ , inizialmente variabile nell’intervallo  $(-2, 2)V$ , appare al termine del condizionamento perfettamente adattato al campo di valori di ingresso  $(0, 10)V$  dell’ADC. Sono risolte in questo modo entrambe le problematiche precedentemente accennate e rappresentate in Fig. 3.13.

L’adattamento di scala mediante amplificazione e traslazione di livello è un’operazione comune nell’utilizzo di ogni strumento elettronico di misurazione. Nel caso di un oscilloscopio digitale, ad esempio, i parametri  $k_0$  e  $V_0$  rappresentano i valori di amplificazione/attenuazione e offset comunemente scelti dall’utilizzatore nella fase di taratura dell’asse delle ampiezze.

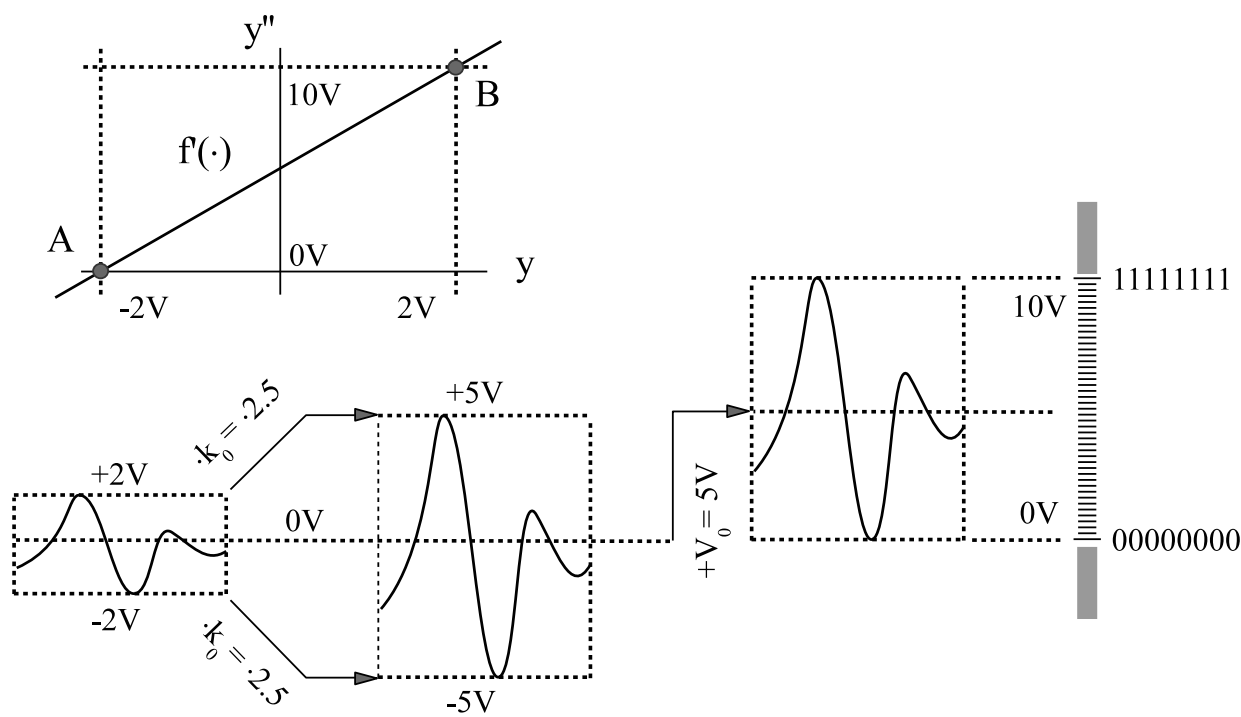


Figura 3.15 Esempio di adattamento di scala

3.3.2 Linearizzazione

La **linearizzazione** (*linearization*) è una operazione necessaria nei casi in cui la transcaratteristica  $f(\cdot)$  del sensore sia affetta da non linearità di entità non trascurabile. Consiste nell’aggiustare i livelli del segnale  $y$  all’uscita del sensore in modo tale che la transcaratteristica complessiva, del sensore in cascata con il circuito di condizionamento, risulti lineare. All’uscita del blocco di condizionamento, la transcaratteristica complessiva desiderata è del tipo:

$$y'' = f'(f(x)) = k_l \cdot x, \tag{3.28}$$

dove  $f'(\cdot)$  è la transcaratteristica del blocco di condizionamento,  $f(\cdot)$  quella del sensore e  $k_l$  una costante.

Tale operazione richiede un blocco di condizionamento con transcaratteristica  $f'(\cdot)$  pari a:  $f'(\cdot) = k_l \cdot f^{-1}(\cdot)$ , cioè proporzionale alla funzione inversa di  $f(\cdot)$ . Tutto questo è in genere di non semplice realizzazione, soprattutto perché: (i)  $f(\cdot)$  non è sempre esprimibile come funzione analitica, (ii)  $f(\cdot)$  non è sempre facilmente invertibile mediante strutture elettroniche.

La linearizzazione della transcaratteristica di un sensore può avvenire in due modalità:

- 1. mediante condizionamento analogico;
- 2. mediante elaborazione dati.



Nella prima modalità, la linearizzazione avviene a livello del blocco  $c_1$ , come evidenziato in Fig. 3.16, sul segnale analogico e mediante circuiti elettronici analogici. Oltre alla già citata possibilità di invertire la funzione  $f(\cdot)$ , quasi sempre inattuabile per i motivi suddetti, esistono tecniche più semplici ed efficaci basate sull'impiego di un semplice resistore da porre in serie o in parallelo al sensore non lineare. Il loro impiego è però sempre più raro e limitato a soluzioni a basso costo e accuratezza modesta. Si preferisce infatti sempre più spesso ricorrere alla seconda modalità, sfruttando le potenzialità dell'elaborazione numerica e dei moderni dispositivi elettronici digitali a disposizione per tali scopi. La linearizzazione mediante elaborazione numerica avviene infatti a livello del blocco di elaborazione P, come evidenziato in Fig. 3.16. In particolare, il segnale  $y$  all'uscita del sensore è convertito in digitale senza alcuna compensazione di possibili non linearità a livello del sensore. La compensazione secondo l'espressione (3.28) avviene a livello numerico, elaborando opportunamente i campioni nel tempo di  $y''$  acquisiti dal blocco ADC. I vantaggi di tale tecnica sono sia in termini di flessibilità sia di accuratezza di misura. È più semplice e flessibile infatti operare su numeri a livello software anziché su circuiti analogici a livello hardware. È inoltre più semplice ed accurato effettuare l'inversione della funzione  $f(\cdot)$  per via numerica ed applicare la corrispondente compensazione per ogni valore  $x$  della grandezza di ingresso rilevata.

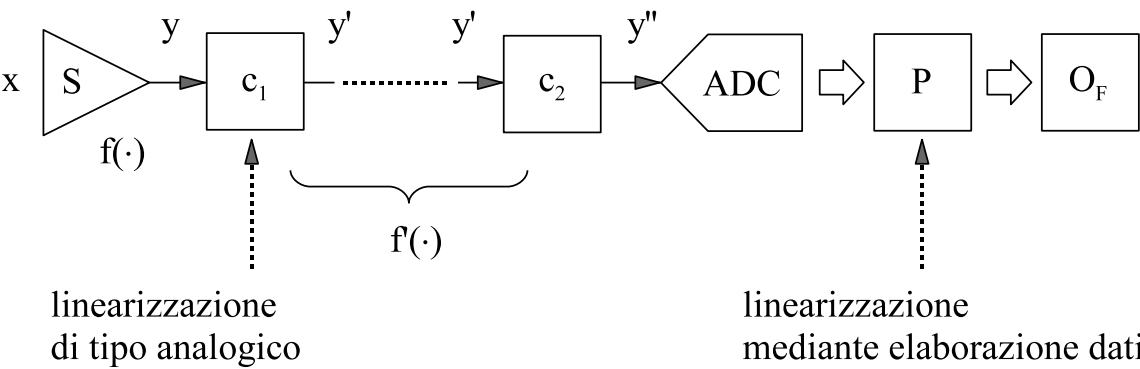


Figura 3.16 Linearizzazione di tipo analogico e mediante elaborazione numerica

3.3.3 Adattamento di impedenza

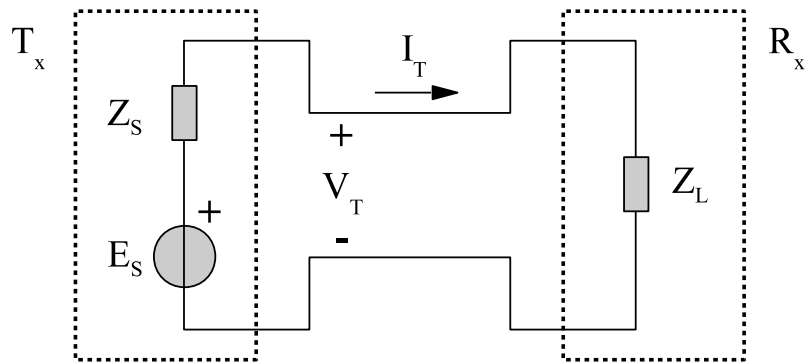
L'adattamento di impedenza (*impedance matching*) è una operazione che il blocco di condizionamento effettua al fine di ottimizzare il trasferimento di potenza dal sensore verso l'ADC. In corrispondenza di segnali ad elevata frequenza o con fronti di commutazione veloci, consente inoltre di evitare fenomeni di riflessione sulla linea di collegamento sensore-ADC e di distorsione sul segnale trasferito.

Il problema dell'adattamento di impedenza tra il sensore e l'ADC si ha nei casi in cui l'impedenza di uscita  $Z_S$  del primo e l'impedenza di ingresso  $Z_{ADCin}$  del secondo siano diverse tra loro. In tali condizioni di disadattamento (*mismatch*), il trasferimento di segnale può risentire più o meno pesantemente dei seguenti due inconvenienti:

- A. trasferimento di potenza non ottimale dal sensore all'ADC;
- B. presenza di riflessioni sulla linea, e conseguente distorsione sui segnali inviati dal sensore all'ADC.

### A. Trasferimento di potenza

Si consideri un generico circuito trasmettitore-ricevitore ( $T_x - R_x$ ), del tipo schematizzato in Fig. 3.17. La potenza  $P_T$  che giunge al carico  $Z_L$  dalla



**Figura 3.17** Trasferimento di potenza da un circuito trasmettitore  $T_x$  ad un circuito ricevitore  $R_x$

sorgente di segnale avente forza elettromotrice  $E_S$  e impedenza d'uscita  $Z_S$  è pari a:

$$P_T = V_T \cdot I_T = E_S^2 \cdot \frac{Z_L}{(Z_L + Z_S)^2}, \quad (3.29)$$

dove  $V_T$  è la tensione ai capi del collegamento e  $I_T$  la corrente nel circuito. Derivando l'espressione di  $P_T$  ottenuta per  $Z_L$  ed uguagliando a zero il risultato dell'operazione, si ottiene la *condizione di massimo trasferimento di potenza*  $P_T$  al carico  $Z_L$ :

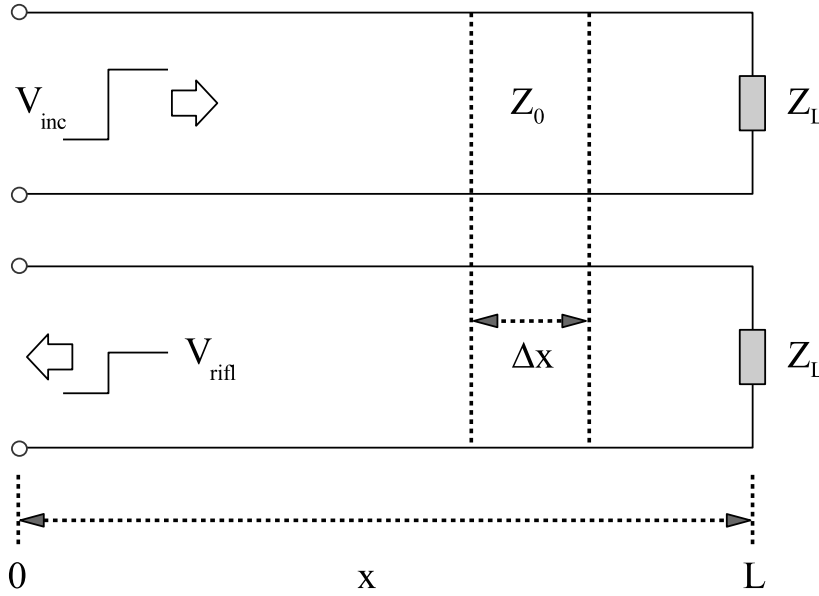
$$\frac{dP_T}{dZ_L} = E_S^2 \cdot \frac{Z_S - Z_L}{(Z_S + Z_L)^3} = 0, \quad (3.30)$$

che si verifica per:  $Z_L = Z_S$ . Tale condizione comporta una potenza  $P_T$  al carico massima pari a:

$$P_T = \frac{1}{4} \frac{E_S^2}{Z_L}. \quad (3.31)$$

## B. Riflessioni sulla linea

Si consideri una generica linea bifilare di lunghezza  $L$ , avente impedenza caratteristica  $Z_0$  e carico  $Z_L$  come rappresentato in Fig. 3.18<sup>2</sup>. Si supponga



**Figura 3.18** L'onda incidente  $V_{inc}$  giunta al carico  $Z_L$  ritorna indietro in parte sotto forma di onda riflessa  $V_{refl}$

di sollecitare la linea, in corrispondenza del punto iniziale ( $x = 0$ ), con una tensione  $V_{inc}$  (tensione incidente) variabile a gradino. Sia infine  $t_0$  l'istante in cui  $V_{inc}$  commuta da uno stato iniziale nullo ad uno stato finale  $V_0$ .

Come è noto, la tensione a gradino  $V_{inc}$  si propaga lungo la linea ad una velocità  $c$  pari a:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\mu \cdot \epsilon}}, \quad (3.33)$$

detta *velocità di propagazione*, dove  $\mu$  è la permeabilità magnetica ed  $\epsilon$  è la costante dielettrica della linea. Ne consegue una tensione in corrispondenza del carico ( $x = L$ ) ancora a gradino, ma con fronte di commutazione non più a  $t_0$  ma all'istante  $t_1$  con  $t_1 = t_0 + \Delta t$ , dove  $\Delta t = L/c$  è il tempo impiegato da  $V_{inc}$  per percorrere la linea. In tale istante, una parte di  $V_{inc}$  è assorbita dal carico,

<sup>2</sup>Si ricorda che l'impedenza caratteristica  $Z_0$  di una linea dipende dal tipo di conduttori utilizzati, dalle loro dimensioni e posizione e dal materiale dielettrico tra i collegamenti. Può essere determinata nel seguente modo:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{r_l + j\omega l_l}{g_l + j\omega c_l}}, \quad (3.32)$$

dove  $r_l$ ,  $l_l$ ,  $g_l$  e  $c_l$  sono rispettivamente la resistenza elettrica, l'induttanza, la conduttanza e la capacità differenziali della linea, valutate su un suo tratto infinitesimo  $\Delta x$ .

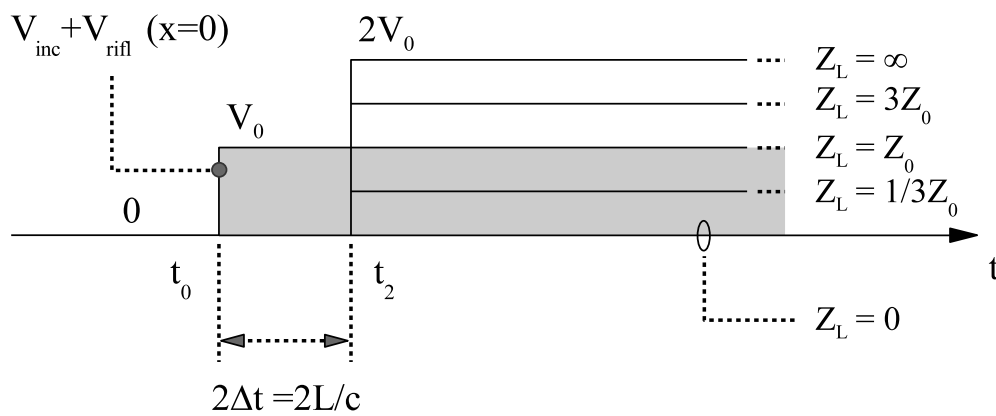
un'altra è invece trasformata in tensione riflessa  $V_{rifl}$ , avente forma d'onda a gradino e direzione opposta rispetto a  $V_{inc}$ . L'intensità di  $V_{rifl}$  dipende dal rapporto tra  $Z_L$  e  $Z_0$  secondo la seguente relazione:

$$V_{rifl} = \rho \cdot V_{inc}, \quad (3.34)$$

dove  $\rho$  è il *coefficiente di riflessione* al carico definito come:

$$\rho = \frac{\frac{Z_L}{Z_0} - 1}{\frac{Z_L}{Z_0} + 1}. \quad (3.35)$$

Nella (3.35),  $\rho$  si annulla solamente in condizioni di adattamento della linea, cioè quando  $Z_L = Z_0$ . In tale circostanza, tutto il segnale  $V_{inc}$  è assorbito dal carico senza alcun ritorno sotto forma di onda riflessa. In Fig. 3.19 è riportato l'andamento temporale del segnale di tensione complessivo  $V_{inc} + V_{rifl}$  in corrispondenza di  $x = 0$ .



**Figura 3.19** Segnale di tensione complessivo  $V_{inc} + V_{rifl}$  nel punto di coordinata  $x = 0$  in corrispondenza di un fronte d'onda di tensione a gradino

La linea evidenziata dall'area in grigio rappresenta l'andamento del segnale in presenza di adattamento ( $Z_L = Z_0$ ): la tensione commuta all'istante  $t_0$  dal valore iniziale (0 V) a quello finale atteso ( $V_0$ ). Le altre linee rappresentano invece l'andamento di  $V_{inc} + V_{rifl}$  in presenza di disadattamento. Nel caso in cui  $Z_L = 3Z_0$ , l'andamento è identico a quello ottenuto con  $Z_L = Z_0$  fino all'istante  $t_2$ , con  $t_2 = t_0 + 2\Delta t$ . In tale istante, il gradino di tensione riflesso giunge al punto  $x = 0$  sommandosi alla tensione già presente e portando la tensione complessiva ad un livello costante pari a:  $V_0 + V_0 \cdot \rho = V_0 \cdot (1 + 0.5) = 1.5V_0$ . Ne consegue in definitiva un segnale finale nel punto  $x = 0$  distorto rispetto a quello atteso sia nella forma d'onda (non più a gradino ideale) sia nel livello di tensione finale ( $1.5V_0$ ). Per altri valori di  $x$  sulla linea, i risultati sono i medesimi ad eccezione della durata  $2\Delta t$ , che diminuisce all'avvicinarsi di  $x$  al carico  $Z_L$ .

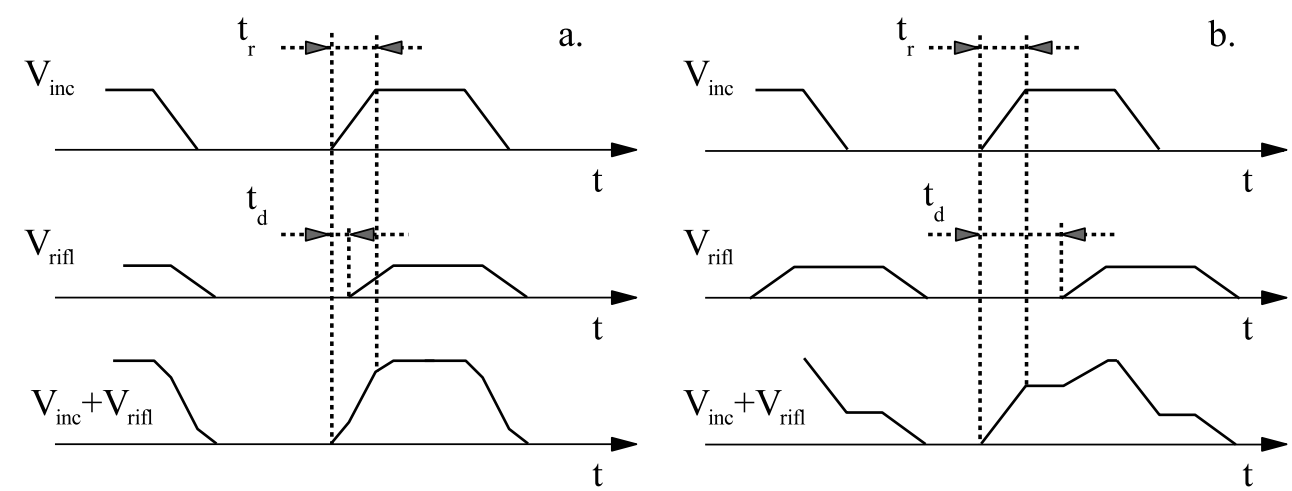
In un modo analogo a quanto appena descritto, il fenomeno della riflessione coinvolge anche il circuito trasmettitore. L'onda riflessa  $V_{rifl}$ , infatti, nel tornare verso il generatore è sottoposta ad una seconda riflessione, di entità più o meno elevata a seconda del valore assunto da  $Z_S$ . Anche in questo caso è possibile evitare il fenomeno facendo in modo che  $Z_S$  uguagli l'impedenza caratteristica della linea  $Z_0$ . In tale condizione, tutta la potenza di  $V_{rifl}$  è assorbita dall'impedenza  $Z_S$  della sorgente. In presenza invece di disadattamento, una nuova tensione riflessa si sovrappone a  $V_{inc} + V_{rifl}$  propagandosi verso  $Z_L$  e dando luogo ad una ulteriore variazione di livello del segnale di linea<sup>3</sup>.

La condizione di adattamento di un circuito trasmettitore-ricevitore coinvolge pertanto sia l'impedenza di uscita del generatore sia l'impedenza di ingresso del ricevitore, le quali devono rispettare la seguente uguaglianza:

$$Z_S = Z_L = Z_0. \tag{3.36}$$

È compito del circuito di condizionamento, schematizzato nella rappresentazione equivalente di Fig. 3.10, fare in modo che tra il sensore e  $c_1$ , tra  $c_1$  e  $c_2$ , e tra  $c_2$  e l'ADC si verifichi sempre tale condizione di adattamento.

La forma d'onda del segnale di tensione finale in un punto qualsiasi della linea dipende prima di tutto, come si è visto, dalla condizione di adattamento. Sono inoltre importanti i seguenti parametri: **tempo di ritardo**  $t_d$  e **tempo di salita**  $t_r$ . L'effetto di tali parametri è schematizzato in Fig. 3.20, mediante alcuni diagrammi nel tempo semplificati.



**Figura 3.20** Riflessioni nel caso di disadattamento: (a)  $t_d < t_r$ , effetto trascurabile; (b)  $t_d > t_r$ , effetto rilevante

<sup>3</sup>Il fenomeno descritto è conosciuto in ambito audio e delle telecomunicazioni come *eco* o *echoing*.

In figura,  $t_d$  è il tempo di propagazione o ritardo (delay) che il segnale o fronte d'onda impiega nel percorrere l'intero tragitto trasmettitore ( $x = 0$ ) - ricevitore ( $x = L$ ) più ritorno. Corrisponde in pratica alla durata  $2\Delta t = 2L/c$  definita precedentemente, ed è proporzionale quindi alla lunghezza del collegamento  $L$ .  $t_r$  è invece il tempo di salita che il segnale impiega nel passare dal 10 al 90 % della sua escursione massima. Il segnale è supposto per semplicità di tipo trapezoidale variabile su due livelli, iniziale e finale. Sono inoltre considerate le due seguenti situazioni limite:

- a.  $t_d < t_r$  (**riflessioni trascurabili**) Si verifica quando la lunghezza del collegamento è sufficientemente piccola o quando il segnale trasmesso, per ipotesi digitale, commuta in tempi sufficientemente grandi. Come riportato in Fig. 3.20a, la somma ad una estremità della linea di  $V_{inc}$  con  $V_{rifl}$  è un segnale che pur distorto in parte mantiene la forma originale, variabile su due livelli, e di conseguenza riconoscibile nei due stati di informazione trasportati. Al decrescere del rapporto  $t_d/t_r$ , la distorsione scompare via via ed il segnale finale si avvicina alla forma trapezoidale di partenza. In questi casi, la presenza di disadattamento di linea non provoca problemi al sistema di acquisizione e può essere quindi tranquillamente trascurata.
- b.  $t_d > t_r$  (**riflessioni non trascurabili**) Si verifica in presenza di collegamenti lunghi o di segnali trasmessi caratterizzati da fronti di commutazione molto ripidi. Come riportato in Fig. 3.20b, la somma ad una estremità della linea di  $V_{inc}$  con  $V_{rifl}$  è un segnale fortemente distorto difficilmente riconoscibile nei due stati di informazione trasportati. Tale distorsione cresce ancor di più al crescere del rapporto  $t_d/t_r$ . In questi casi, il disadattamento di linea non può essere trascurato ma deve essere ridotto attraverso una progettazione opportuna degli stadi  $c_1$  e  $c_2$ .

### 3.3.4 Riduzione del rumore

La riduzione del rumore è una delle attività più classiche affidate al circuito di condizionamento. Consiste nel filtrare in frequenza il segnale proveniente dal sensore con l'obiettivo di limitare il più possibile il contenuto spettrale del rumore ad esso sovrapposto. Tale operazione consente di ottenere all'ingresso dell'ADC un segnale  $y''$  caratterizzato da un rapporto segnale rumore  $SNR$  più elevato<sup>4</sup>. L'attività di riduzione del rumore può essere affidata sia a  $c_1$ , a ridosso del sensore, sia a  $c_2$ , in prossimità della sezione di acquisizione dati.

Nell'analisi degli effetti del rumore in un generico sistema di acquisizione dati o di misurazione, è consuetudine partire dal più comune dei segnali di rumore presenti nell'elettronica, vale a dire il *rumore termico*. Tale rumore è prodotto in ogni sistema reale dissipativo che si trovi a temperatura diversa dallo zero

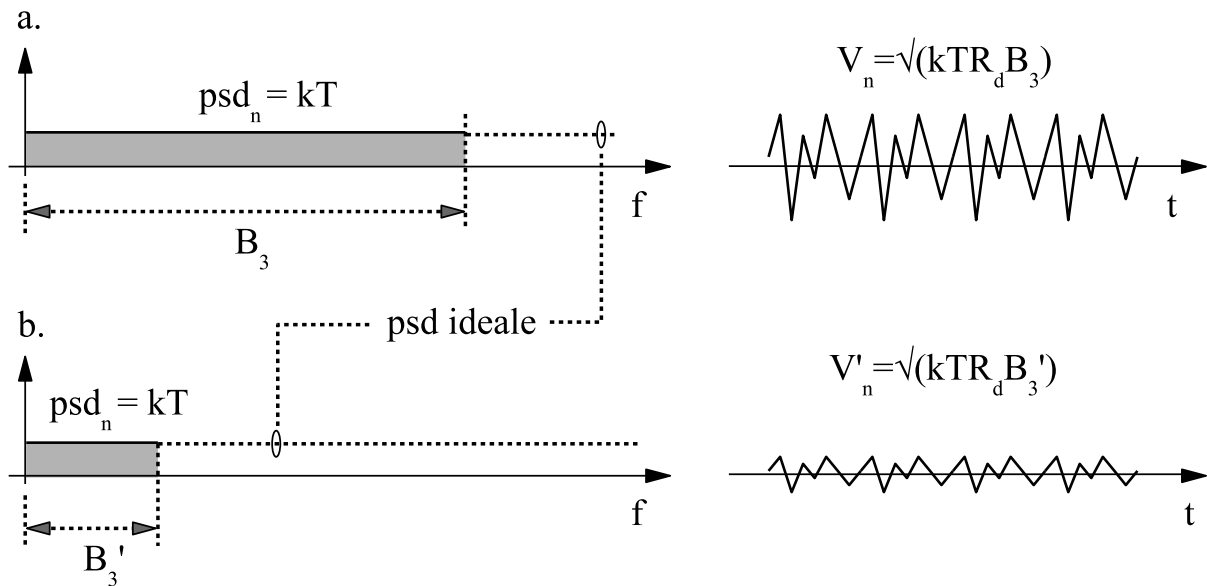
<sup>4</sup>Si ricorda che  $SNR = P_u/P_n$ , dove  $P_u$  è la potenza del segnale utile e  $P_n$  la potenza del rumore.

assoluto per la fluttuazione dei portatori di carica entro un elemento conduttore. All'uscita di un qualsiasi circuito elettronico, esso si presenta idealmente come un rumore bianco, cioè caratterizzato da una *densità spettrale di potenza* (*power spectral density, psd*) costante su tutto l'asse delle frequenze e pari a:

$$psd_n = kT, \quad (3.37)$$

dove  $psd_n$  ha unità di misura W/Hz,  $k$  è la costante di Boltzmann ( $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K) e  $T$  la temperatura in Kelvin. A temperatura ambiente ( $T = 290$  K = 17 °C) si ha:  $psd_n \cong 4 \cdot 10^{-21}$  W/Hz e  $psd_{n,dB} = 10 \cdot \log_{10} psd_n / 1 \text{mW} \cong -174$  dBm/Hz.

Tale rumore, nel transitare per un generico circuito di condizionamento elettronico a guadagno unitario e larghezza di banda  $B_3$  limitata, subisce una alterazione in frequenza come quella rappresentata in Fig. 3.21a. All'uscita del



**Figura 3.21** Spettro e andamento nel tempo del rumore termico: (a) con larghezza di banda  $B_3$ , (b) con larghezza di banda  $B'_3 < B_3$

circuito, il segnale è ancora rumoroso e con  $psd_n = kT$ , ma con larghezza di banda limitata. La conoscenza di  $B_3$  permette di determinare sia la potenza  $P_n$  sia la tensione efficace  $V_n$  del rumore all'uscita del circuito. Valgono infatti le seguenti relazioni:

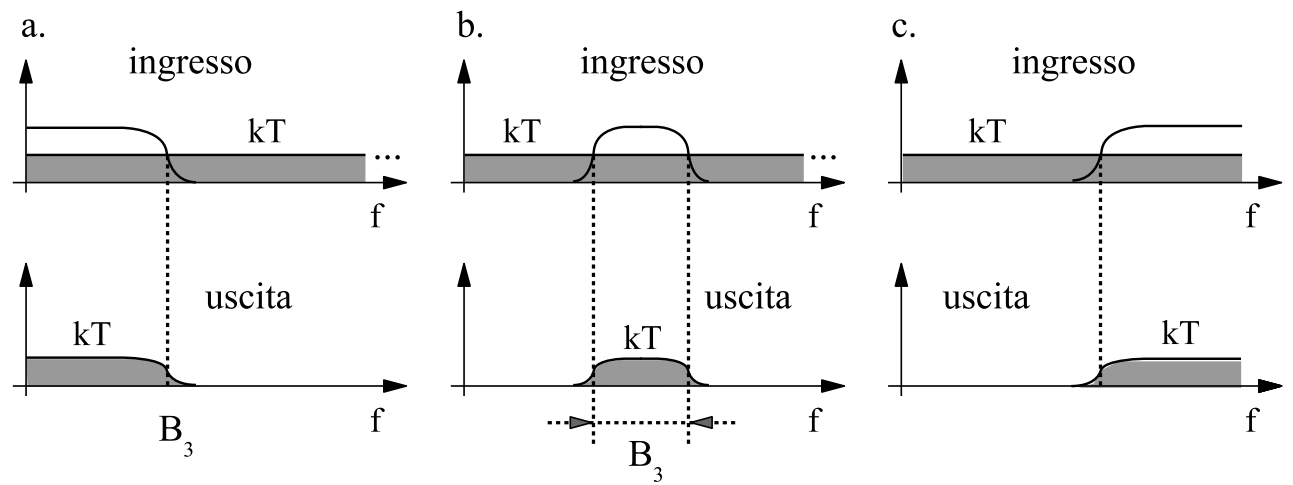
$$P_n = kT \cdot B_3 \quad [W], \quad (3.38)$$

$$V_n = \sqrt{kT \cdot B_3 \cdot R_d} \quad [V], \quad (3.39)$$

dove  $R_d$  è la resistenza sulla quale  $P_n$  è dissipata.

Le (3.38) e (3.39) mettono in risalto che  $P_n$  e  $V_n$  sono proporzionali rispettivamente a  $B_3$  e a  $\sqrt{B_3}$ . Ne consegue che per ridurre l'entità del rumore, un modo possibile ed efficace consiste nel limitarne lo spettro e quindi nel ridurne la larghezza di banda. Nel caso di Fig. 3.21b, ad esempio, il passaggio da  $B_3$  a  $B'_3$ , con  $B'_3 < B_3$ , comporta una riduzione di  $P_n$  e  $V_n$  di un fattore  $B_3/B'_3$  e  $\sqrt{B_3/B'_3}$  rispettivamente.

L'operazione di riduzione della banda del rumore è un'attività tipicamente affidata ai *filtri in frequenza*, i quali possono essere di tipo **passa basso** (*low pass*), **passa banda** (*band pass*) o **passa alto** (*high pass*), come schematizzato in Fig. 3.22.



**Figura 3.22** Tipologie di filtri: (a) passa basso, (b) passa banda, (c) passa alto

Nella progettazione di un filtro è sempre opportuno fare attenzione a non coinvolgere nell'operazione di filtraggio anche il segnale utile, il quale deve poter transitare per il circuito senza subire un'alterazione apprezzabile del suo contenuto spettrale in modulo e fase. Il filtro va quindi progettato di ordine elevato oppure di larghezza di banda sufficientemente più grande della larghezza banda del segnale utile. A tale riguardo, per approfondimenti, si rimanda ai numerosi riferimenti in letteratura, ad esempio [13]. Si ricorda inoltre che per ridurre il rumore o i suoi effetti in un qualsiasi sistema di acquisizione dati o di misurazione, sono possibili ulteriori approcci, tra i quali si ricordano i seguenti.

- A.** Mediante tecniche digitali di post-processing. Si agisce a livello del blocco P di Fig. 1.2 sui campioni del segnale di ingresso, una volta condizionato, campionato e discretizzato. Si parla in questi casi di filtri numerici di tipo passa basso, passa banda o passa alto [14].
- B.** Riducendo il più possibile il valore di eventuali resistenze presenti nel blocco  $c_1$ . Si ricorda infatti che la tensione di rumore  $V_n$  è proporzionale alla radice quadrata della resistenza e che il rumore termico generato in



questo punto, trovandosi a monte dell'intera catena di condizionamento, subisce l'intera amplificazione di segnale prevista per il segnale utile. È quindi sottoposto ad una più grande amplificazione rispetto ad un qualsiasi segnale di rumore generato in un qualsiasi altro punto del sistema di acquisizione dati o di misurazione.

- C. Fare in modo che i segnali di disturbo esterni al sistema non trovino la possibilità di accoppiarsi con il sistema di acquisizione dati o di misurazione. A tale riguardo vale la pena ricordare che il punto più vulnerabile nei confronti di tali disturbi è tipicamente il cavo di collegamento tra il sensore e la sezione di acquisizione, la cui lunghezza può essere in alcuni casi anche di decine o centinaia di metri<sup>5</sup>.
- D. Utilizzare amplificatori a basso rumore negli stadi di ingresso del blocco  $c_1$  e/o  $c_2$ .

## Cifra di rumore

Il circuito di condizionamento ha tipicamente un effetto positivo nei confronti del rumore. Il segnale  $y$  all'uscita del sensore entra nel circuito di condizionamento con un certo  $SNR$ ,  $SNR_{in}$ , e tipicamente esce con un  $SNR$ ,  $SNR_{out}$ , maggiore:  $SNR_{out} > SNR_{in}$ . L'effetto finale è quindi di riduzione del rumore come rappresentato Fig. 3.23a, in cui il segnale utile all'uscita di  $c_1$  appare depurato del rumore presente in ingresso.

Questa analisi ha il difetto però di non tenere conto del fatto che ogni circuito elettronico può generare a sua volta rumore al suo interno, contribuendo a peggiorare l' $SNR$  in uscita, anziché migliorarlo, come rappresentato in Fig. 3.23b. L'entità di tale peggioramento introdotto è un parametro del circuito di condizionamento conosciuto con il nome di **cifra di rumore**<sup>6</sup>. La cifra di rumore  $NF$ , o  $NF_{dB}$ , di un circuito elettronico è definita come il grado di peggioramento del rapporto segnale rumore introdotto dal circuito:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}, \quad (3.40)$$

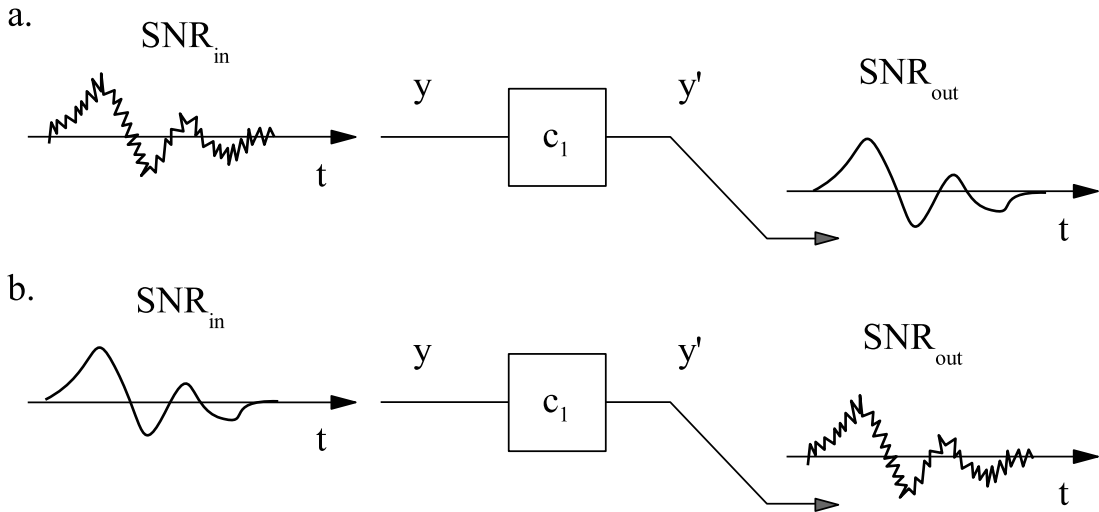
o nell'espressione in decibel:

$$NF_{dB} = 10 \cdot \log_{10} NF = SNR_{in,dB} - SNR_{out,dB}, \quad (3.41)$$

---

<sup>5</sup>Nella compatibilità elettromagnetica (electromagnetic compatibility, EMC), sono studiate e proposte tecniche di misurazione, diagnostica e mitigazione di fenomeni legati alla generazione e l'accoppiamento dei disturbi. Tra le più comuni tecniche EMC si ricordano: l'ottimizzazione del sistema di massa (*grounding techniques*), l'uso di schermi e cavi schermati (*shielding techniques*), l'uso di filtri analogici e numerici (*filtering techniques*), il posizionamento opportuno di fili, tracce su circuito stampato e componenti (*routing and placement techniques*) [15].

<sup>6</sup>Anche nota come *figura di rumore* o *noise figure*.



**Figura 3.23** Effetto del blocco di condizionamento: (a) diminuzione del rumore in uscita, (b) aumento del rumore in uscita

dove  $SNR_{in,dB} = 10 \cdot \log_{10} SNR_{in}$  e  $SNR_{out,dB} = 10 \cdot \log_{10} SNR_{out}$ .

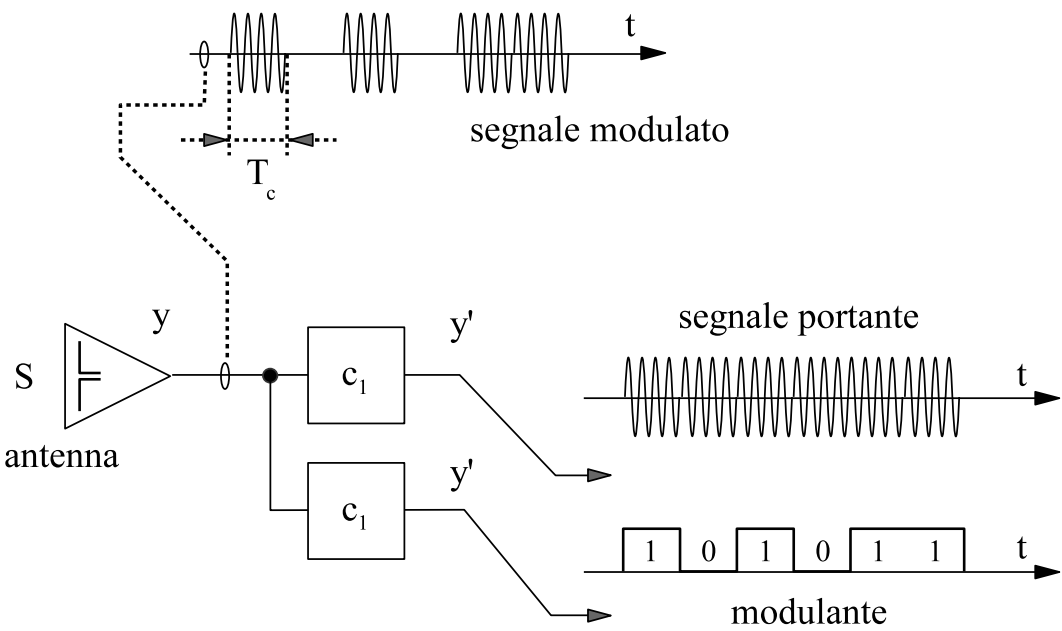
**Esercizio** Si consideri un circuito  $c_1$  caratterizzato da una cifra di rumore pari a 24 dB, una resistenza di ingresso  $R_{in} = 50 \Omega$ , una larghezza di banda  $B_3 = 100$  kHz e un'amplificazione a centro banda  $k_{g,dB} = 20$  dB. Il segnale di ingresso  $y$  sia sinusoidale a frequenza 10 kHz ed ampiezza 6 V picco. Si determini il rapporto segnale rumore  $SNR_{out}$  all'uscita di  $c_1$ .

**Soluzione** Il segnale  $y$  è presente all'ingresso di  $c_1$ : (i) ad una frequenza appartenente alla banda passante del circuito ( $0.1B_3$ ), (ii) con un valore efficace  $V_y = 6/\sqrt{2} \cong 4.24$  V, (iii) una potenza  $P_y = V_y^2/R_{in} \cong 360$  mW, in decibel  $P_{y,dBm} = 10 \cdot \log_{10} P_y/1mW \cong 25.6$  dBm, (iv) una densità di rumore in ingresso  $psd_{n,in,dBm} \cong -174$  dBm/Hz. All'uscita di  $c_1$  si ha quindi: (i) potenza utile  $P_{y',dBm} = P_{y,dBm} + k_{g,dB} = 25.6$  dBm + 20 dB = 45.6 dBm, (ii) potenza di rumore  $P_{n,out,dBm} = psd_{n,in,dBm} + 10 \cdot \log_{10} B_3/1Hz + NF_{dB} = -174$  dBm/Hz + 50 dB + 24 dB = -100 dBm, (iii)  $SNR_{out,dB} = P_{y',dBm} - P_{n,out,dBm} = 45.6 - (-100)$  dBm = 145.6 dB.

### 3.3.5 Identificazione di segnali

L'**identificazione di segnali** (*signal detection*) è l'operazione che il blocco di condizionamento effettua al fine di rilevare la presenza di un certo segnale in ingresso o di estrarre da esso alcune sue parti o informazioni. Tra le applicazioni più diffuse di signal detection si ricorda ad esempio il recupero di portante in un segnale delle telecomunicazioni.

In Fig. 3.24 è riportato un esempio di tale applicazione per il caso di un segnale modulato OOK (on-off keying) all’uscita di un’antenna ricevente. Dei



**Figura 3.24** Recupero di portante in un segnale digitale di tipo OOK

segnali modulati in digitale del tipo illustrato in figura, le parti estratte sono tipicamente due: il segnale modulante, che contiene l’informazione binaria trasmessa, e il segnale portante che ne fissa la posizione dello spettro sull’asse delle frequenze. Nel caso specifico OOK, l’informazione è 1 in presenza di senoide nell’intervallo di durata  $T_c$ , e 0 in assenza di essa. Il segnale sinusoidale portante è invece estratto mediante l’impiego di opportuni circuiti per il recupero di portante. La disponibilità della portante a livello di ricevitore è utile soprattutto nei casi in cui sia necessario sincronizzare il ricevitore con il trasmettitore. Nei ricevitori in uso nelle telecomunicazioni, tale operazione può essere svolta sia a livello analogico sia a livello numerico, sui campioni del segnale di ingresso acquisiti [16].

3.3.6 Eccitazione dei sensori

L’**eccitazione dei sensori** (*sensor excitation*) è l’operazione che il blocco di condizionamento effettua al fine di fornire al sensore un segnale di eccitazione. Il segnale di eccitazione può essere un riferimento di tensione, un riferimento di frequenza o l’alimentazione stessa del sensore.

Si consideri ad esempio un sensore a ponte fatto di quattro elementi resistivi variabili e sensibili ad una certa grandezza di ingresso  $x$ . Come riportato in Fig. 3.25, al sensore giungono quattro fili, di cui due per alimentare il ponte alla tensione  $V_E$  e due per il prelievo del segnale differenziale  $V_O = V_+ - V_-$ .

Nell'ipotesi di impedenza vista dal sensore nei punti A e B molto maggiore di  $R$ , dove  $R$  è il valore a riposo delle quattro resistenze,  $V_O$  appare in uscita nella forma:

$$V_O = \frac{\Delta R}{R} V_E, \tag{3.42}$$

dove  $\Delta R$  è la variazione subita dalle quattro resistenze al variare di  $x$ .

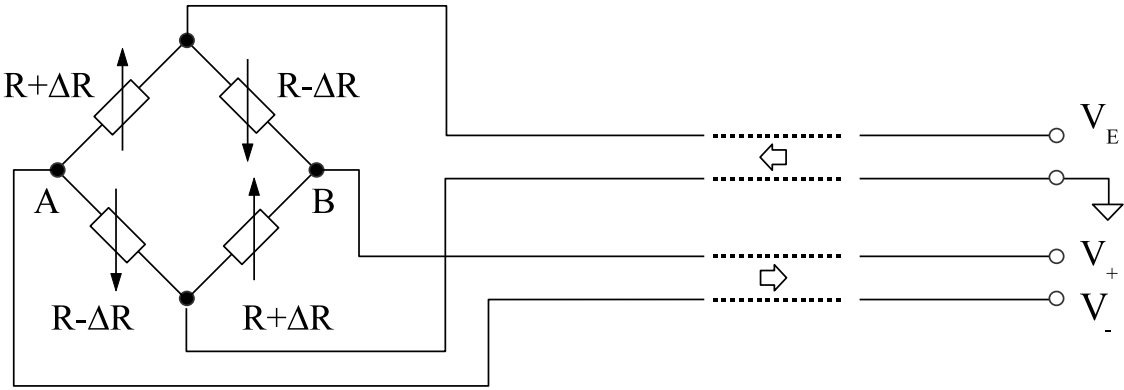


Figura 3.25 Eccitazione di un sensore a ponte fatto di elementi resistivi sensibili

Nella (3.42) si nota che la tensione di uscita  $V_O$  è proporzionale alla variazione relativa subita da  $R$ ,  $\Delta R/R$ , secondo un coefficiente di proporzionalità pari alla tensione di eccitazione  $V_E$ . Ne consegue che al crescere di  $V_E$  aumentano i livelli di tensione in uscita  $V_O$  e di conseguenza la sensibilità del sensore. È comunque opportuno che  $V_E$  non superi determinati livelli al fine di evitare possibili riscaldamento localizzati nel sensore ed effetti di saturazione nello stadio di condizionamento  $c_1$  dovuti ai livelli più elevati di  $V_O$  disponibili in uscita. È inoltre fondamentale tenere sotto controllo le possibili variazioni (derivate) di  $V_E$ , le quali si riflettono direttamente sulle misure finali ed in particolare sull'accuratezza di misura dell'intero sistema di acquisizione.

3.3.7 Protezione

La **protezione** (*protection*) è l'operazione che il blocco di condizionamento effettua al fine di proteggere l'intero sistema di acquisizione da possibili sovratensioni e sovracorrenti, entranti per via condotta (cavi) o per via irradiata (campi elettromagnetici).

Esistono molteplici tipologie di sovratensioni o sovracorrenti, diverse l'una dall'altra a seconda del loro andamento nel tempo e della loro natura. Tra le principali, si ricordano le seguenti:

**Burst** Treni di impulsi ad elevata frequenza tipicamente generati all'apertura di interruttori posti su carichi induttivi.

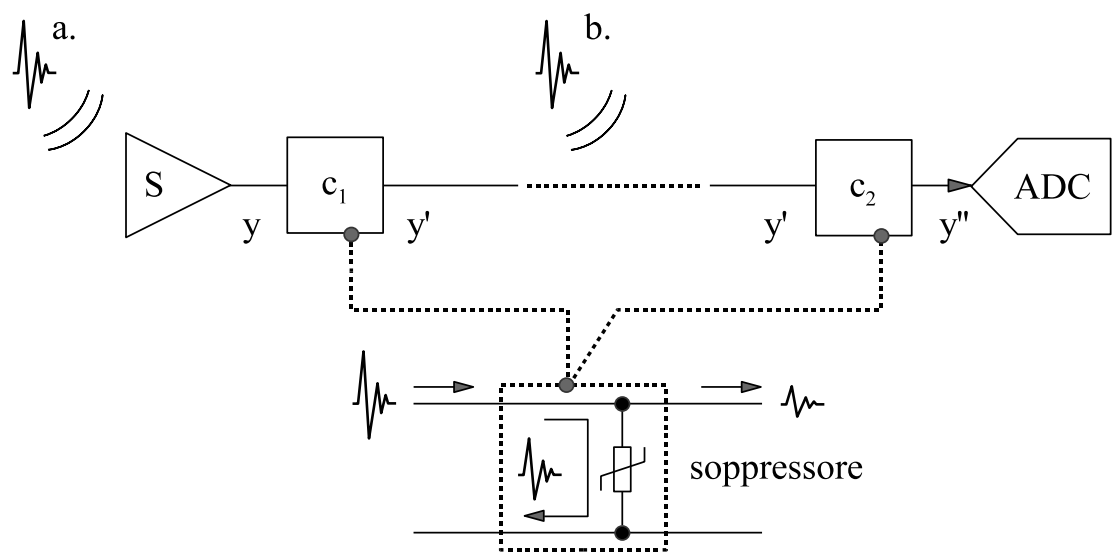
**Surge** Impulsi ad elevata frequenza ed energia tipicamente generati da fulmini, che si propagano sulla rete elettrica anche per decine o centinaia di chilometri.

**ESD** Scariche elettrostatiche (electrostatic discharge) ad elevata energia quasi sempre generate dall'uomo nel contatto o in prossimità con una struttura conduttiva e dovute alle cariche elettriche accumulate dal corpo umano per strofinio.

**EMP** Impulso elettromagnetico (electromagnetic pulse) generato da esplosione nucleare.

A tali tipologie di sollecitazioni corrispondono normative di prodotto ben precise a livello nazionale e comunitario, che ne fissano i limiti di prova e le modalità di misurazione [10]. Tali normative si differenziano a seconda del tipo di sistema sotto test e dell'ambito di impiego. Ad esempio, le norme EMP trovano impiego soprattutto a livello militare ed aerospaziale, in applicazioni dove è richiesta funzionalità anche all'occorrenza di eventualità del tipo un'esplosione nucleare.

Esistono in commercio dispositivi in grado di sopprimere o ridurre l'incidenza di sovratensioni o sovracorrenti. Si tratta di circuiti soppressori, da applicare nello stadio di condizionamento a livello del blocco  $c_1$  e/o di  $c_2$ . Si consideri a riguardo lo schema di Fig. 3.26, che evidenzia due modalità possibili mediante le quali una sovratensione o sovracorrente si accoppia al sistema di acquisizione dati per via irradiata. Nella prima modalità, l'accoppiamento avviene a livello del sensore (a), nella seconda, invece, attraverso il collegamento che unisce il sensore alla sezione di acquisizione (b).



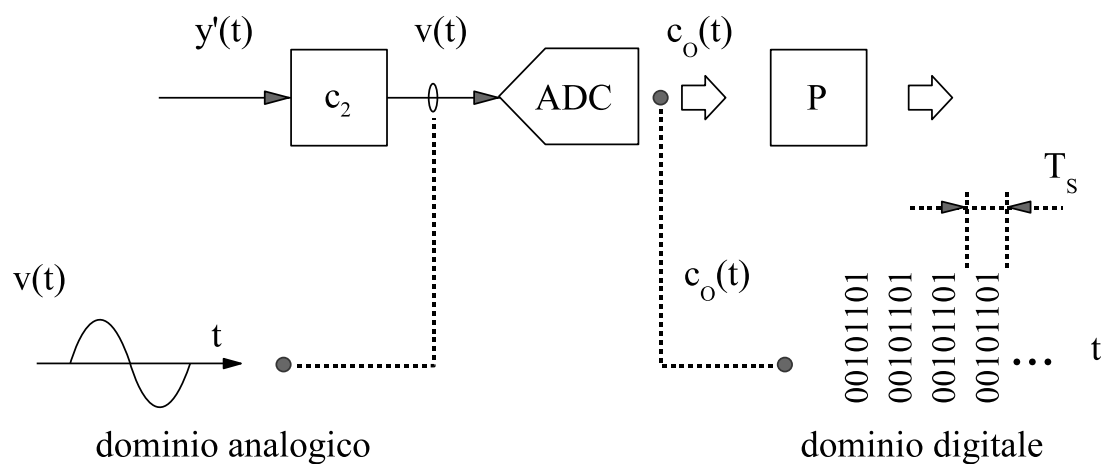
**Figura 3.26** Protezione: (a) a ridosso del sensore, (b) al termine del collegamento sensore-ADC

Un caso tipico di accoppiamento per via irradiata si ha nell'impiego di antenne o sensori all'esterno di velivoli, automobili, o edifici, i quali sono sempre potenzialmente a rischio di sollecitazioni esterne come le scariche atmosferiche. In tali situazioni, la sovratensione o sovracorrente può generarsi nel sistema per accoppiamento nel punto (a), in corrispondenza del sensore, o nel punto (b) in prossimità del cavo. Nel primo caso, è compito di  $c_1$  intervenire nella soppressione del segnale onde evitare che essa si inoltri all'interno del sistema (ad esempio il velivolo, l'automobile, o l'edificio) dando luogo a possibili fenomeni di re-irraggiamento nei circuiti interni. Nel secondo caso, invece, è  $c_2$  che deve intervenire al fine di evitare che il disturbo penetrato per accoppiamento sul cavo prosegua la sua corsa verso il successivo blocco ADC. Tale accoppiamento si verifica soprattutto nei casi di collegamenti lunghi (decine o centinaia di metri), i quali, interessando diverse parti del sistema, hanno maggiori possibilità di avvicinarsi a cavi o strutture più sottoposte al passaggio di sovratensioni o sovracorrenti. Si ricorda infine che la soppressione di una sovracorrente o di una sovratensione avviene tipicamente come deviazione della corrente su altre parti del circuito, meno suscettibili al fenomeno, secondo lo schema equivalente riportato in figura, dove il dispositivo soppressore è indicato con il suo simbolo standard.

# Capitolo 4

## La conversione analogico digitale

La **conversione analogico digitale**, o *analog to digital conversion*, è l'attività svolta da un ADC<sup>1</sup> per convertire il segnale di ingresso, analogico nel tempo e nelle ampiezze, in una sequenza temporale di suoi campioni, opportunamente discretizzati nelle ampiezze [17, 18, 19]. In Fig. 4.1 è riportata una porzione dello schema di Fig. 1.2 relativo ad un sistema di acquisizione dati generale. Nello schema,  $v(t)$  è il segnale analogico nel tempo e nelle ampiezze<sup>2</sup> uscente



**Figura 4.1** Sezione di conversione del segnale da analogico a digitale

dal blocco di condizionamento  $c_2$ , e  $c_o(t)$  la versione campionata nel tempo e discretizzata nelle ampiezze di  $v(t)$ .  $c_o(t)$  appare in uscita come una sequenza di codici a  $B$  bit, uno per ogni campione di  $v(t)$ . I codici  $c_o(t)$  sono inviati al

<sup>1</sup>Si ricorda che ADC è l'acronimo di *analog to digital converter*. Gli ADC sono anche conosciuti con i nomi di: *convertitori analogico digitali*, *convertitori AD* o *digitizer*.

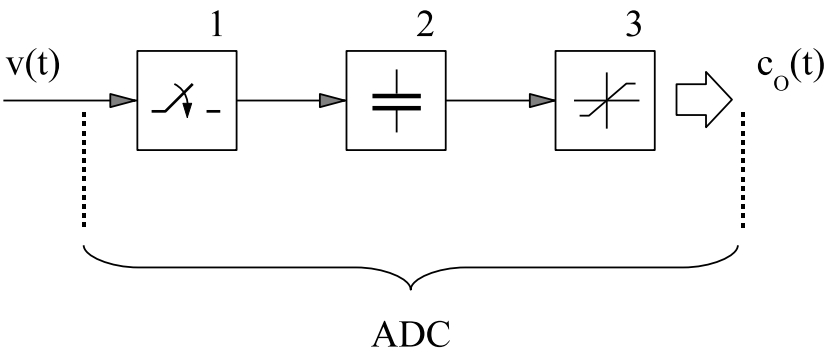
<sup>2</sup> $v(t)$  è il medesimo segnale indicato nel Cap. 3 con  $y''(t)$ .

successivo blocco di elaborazione P ad un ritmo di  $1/T_S$  codici al secondo, dove  $T_S$  è la distanza temporale tra un campione e il suo successivo.

Per convertire  $v(t)$  nella sequenza  $c_o(t)$ , l'ADC effettua le seguenti azioni fondamentali:

- 1. **campionamento** (*sampling*);
- 2. **tenuta** (*hold*);
- 3. **quantizzazione** nel dominio delle ampiezze (*quantization*).

Ognuna di queste è affidata ad un blocco circuitale specifico, come rappresentato in Fig. 4.2. Il primo di questi è il circuito *campionatore*, o *sampler*, il quale preleva dal segnale di ingresso una sequenza di campioni di tensione separati nel tempo da  $T_S$ . Il secondo è il *circuito di tenuta*, o *hold circuit*, la cui funzione è di memorizzare temporaneamente il livello dei campioni in uscita dal sampler. Il terzo è invece il circuito *quantizzatore*, il quale effettua la discretizzazione in ampiezza dei livelli di tensione dei campioni in ingresso.



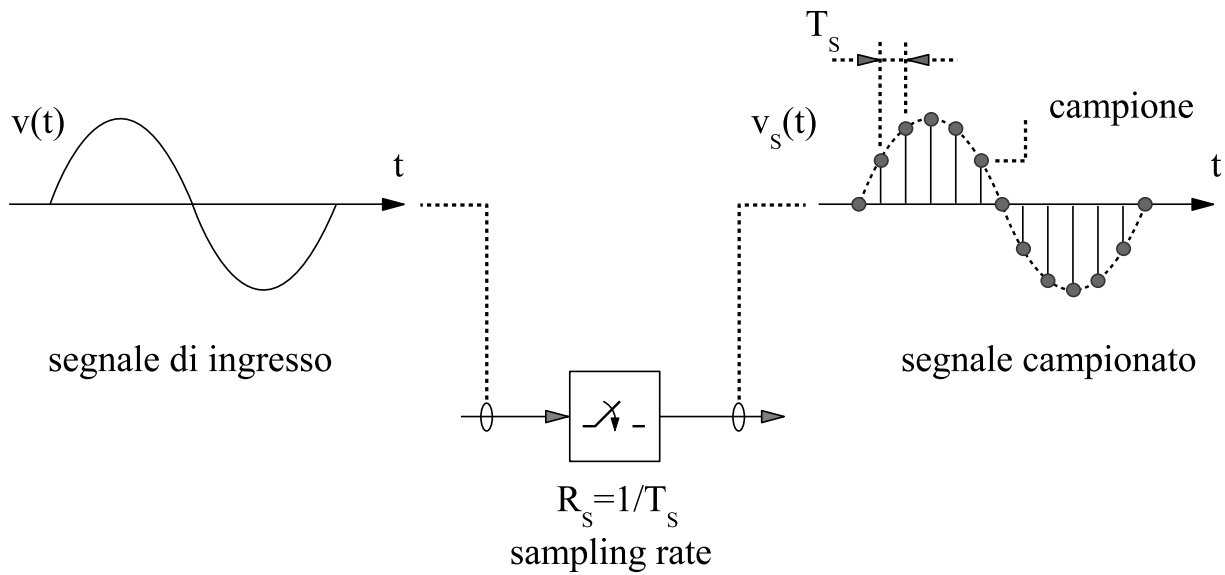
**Figura 4.2** Circuito ADC: (1) campionatore, (2) circuito di tenuta, (3) quantizzatore

### 4.1 Campionamento

Il **campionamento** (*sampling*) è l'operazione che consiste nell'acquisire dal segnale di ingresso una sequenza di campioni. La regola più comunemente utilizzata per la scelta dei campioni è quella del *campionamento uniforme*, illustrata per semplicità in Fig. 4.3, nel caso di un segnale di ingresso sinusoidale  $v(t)$ .

All'uscita del campionatore, il segnale campionato  $v_S(t)$  è una sequenza di impulsi di tensione (campioni) distanziati nel tempo di un intervallo costante  $T_S$  noto come **tempo di campionamento**, o *periodo di campionamento*, o





**Figura 4.3** Campionamento uniforme con tempo di campionamento  $T_S$  e velocità di campionamento  $R_S$

*sampling time*. L’ampiezza dei campioni dipende dal segnale di ingresso  $v(t)$  secondo la relazione:  $v_S(t_k) = v(t_k)$ , dove  $t_k$  è il generico *istante di campionamento*. Il ritmo con cui tali campioni sono riportati in uscita è detto **velocità di campionamento**, o *frequenza di campionamento*, o *sampling rate*,  $R_S$ . La velocità di campionamento è legata al tempo di campionamento dalla ben nota relazione:

$$R_S = \frac{1}{T_S}, \tag{4.1}$$

e comunemente riferita con unità di misura: *sample/s*, *S/s* o *sps*<sup>3</sup>.

Il circuito di campionamento può essere pensato come un interruttore elettronico  $I$  posto in serie alla linea di ingresso, pilotato da un circuito oscillatore al quarzo (clock) come illustrato in Fig. 4.4. La chiusura di  $I$  avviene in corrispondenza del fronte di salita del segnale di clock e per un brevissimo intervallo di tempo. Dell’intero segnale di ingresso  $v(t)$ , solo la porzione corrispondente agli istanti di campionamento passa per  $I$  e prosegue lungo la catena di acquisizione. Tutto il resto è bloccato dallo stesso  $I$ , non prosegue lungo la catena di acquisizione e non partecipa alle successive fasi di conversione in digitale, elaborazione e visualizzazione dei risultati.

Il sampling rate è il parametro più importante di un processo di conversione analogico digitale. Da  $R_S$  dipende infatti la possibilità o meno di poter ricostruire il segnale originale  $v(t)$  a partire dai suoi campioni  $v_S(t)$ . In un ADC,

<sup>3</sup>L’unità di misura “sample” è in realtà adimensionale. La frequenza di campionamento da un punto di vista strettamente metrologico, in quanto frequenza, ha le dimensioni di  $Hz$  o  $s^{-1}$ .

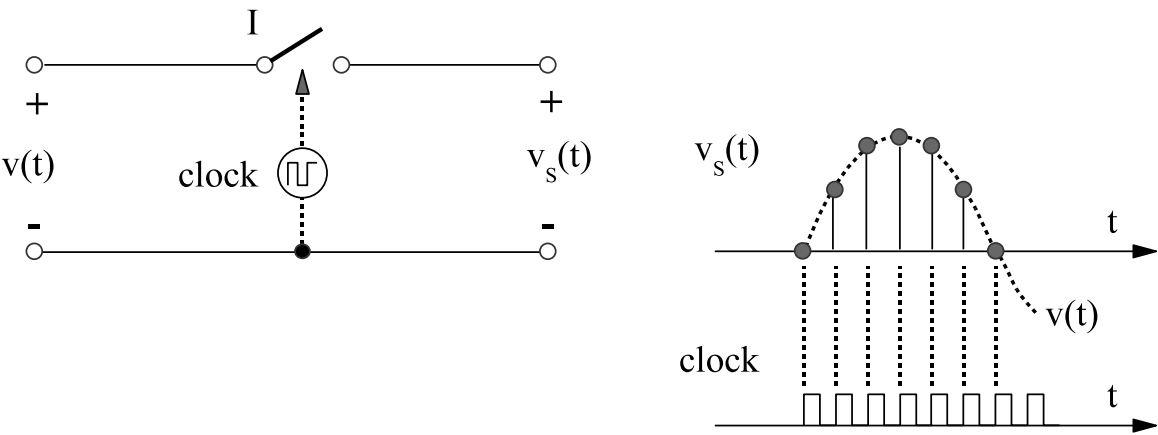


Figura 4.4 Circuito di campionamento come interruttore elettronico serie

$R_S$  può essere variato agendo sulla frequenza del clock, la quale a sua volta è regolabile attraverso opportuni circuiti divisori di frequenza e a partire da un certo valore massimo. Il campo di variazione di  $R_S$  è tipicamente variabile da un minimo di frazioni di campione al secondo ad un massimo che dipende dall'architettura del dispositivo utilizzato e dai componenti elettronici in esso contenuti.

La possibilità o meno di poter ricostruire il segnale originale  $v(t)$  a partire dai suoi campioni  $v_s(t)$  dipende dal legame esistente tra  $R_S$  e la frequenza massima  $f_{max}$  del segnale di ingresso  $v(t)$ , secondo il ben noto *Teorema di Nyquist*<sup>4</sup>, qui richiamato sommariamente nel caso di un segnale di tipo passa basso.

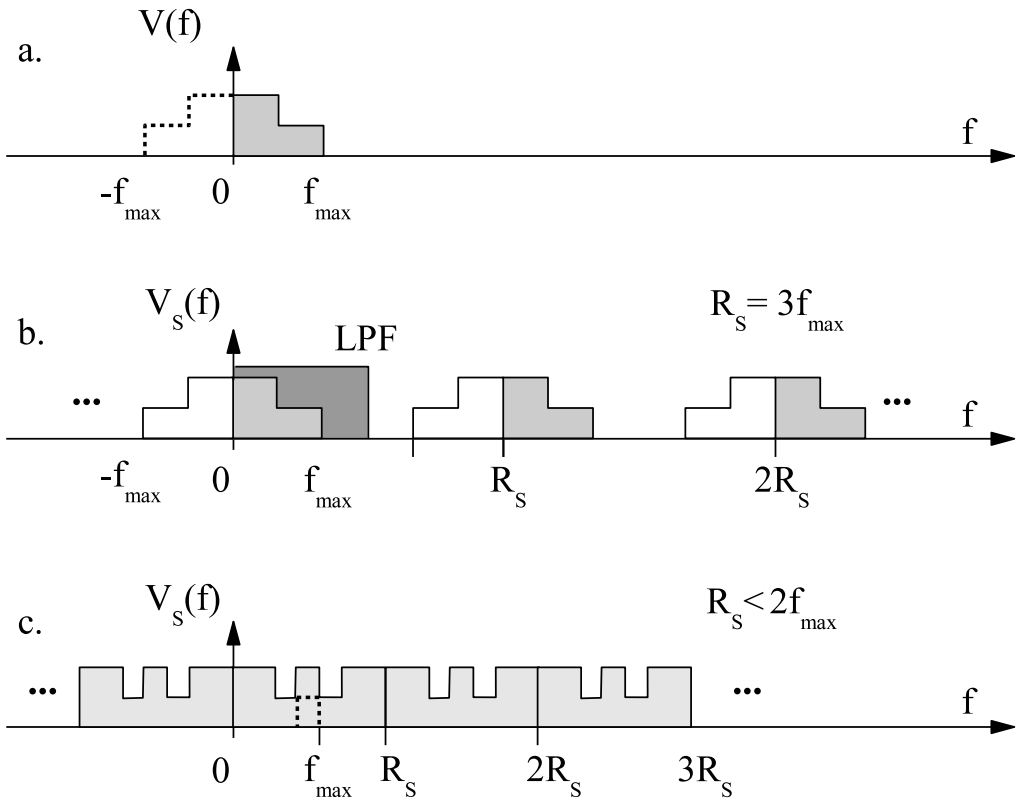
**Teorema di Nyquist** La ricostruzione senza ambiguità del segnale originale  $v(t)$  a partire da una sua versione campionata  $v_s(t)$  è possibile solamente nel caso di frequenza di campionamento  $R_S$  superiore a due volte la più alta frequenza ( $f_{max}$ ) del segnale di interesse:

$$R_S > 2 \cdot f_{max}. \tag{4.2}$$

In Fig. 4.5 è riportato un esempio che mette in evidenza l'effetto causato da un campionamento in conformità o meno al teorema di Nyquist. Il segnale di ingresso  $v(t)$  è pensato per semplicità con una trasformata di Fourier in modulo  $|V(f)|$ , o più semplicemente  $V(f)$ , a banda limitata  $(0, f_{max})$ . Nel diagramma di Fig. 4.5a, la curva in tratteggio rappresenta l'immagine a frequenze negative di  $V(f)$ <sup>5</sup>.

<sup>4</sup>Conosciuto anche come *Teorema del campionamento* o *Teorema di Shannon*.

<sup>5</sup>L'andamento di  $V(f)$  è da ritenersi del tutto immaginario.



**Figura 4.5** Effetto del campionamento: (a) trasformata di Fourier in modulo  $V(f)$  del segnale di ingresso  $v(t)$ , (b) trasformata di Fourier in modulo  $V_S(f)$  del segnale campionato  $v_S(t)$  nel caso  $R_S > 2f_{max}$ , (c)  $V_S(f)$  nel caso  $R_S < 2f_{max}$

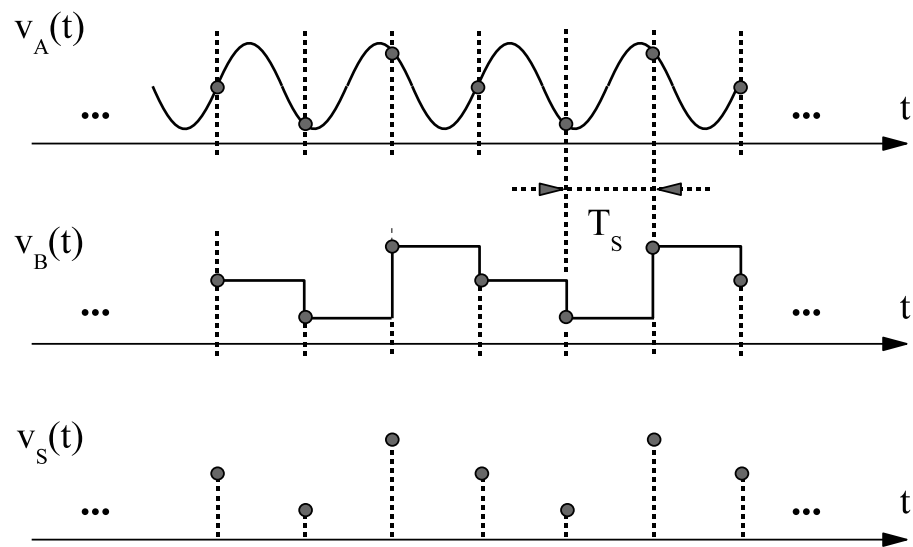
In Fig. 4.5b è considerato il caso di un campionamento con velocità  $R_S$  pari a tre volte  $f_{max}$ , e quindi conforme ai requisiti del teorema di Nyquist. La trasformata di Fourier in modulo del segnale campionato  $|V_S(f)|$ , o più semplicemente  $V_S(f)$ , appare come una ripetizione in frequenza, a multipli di  $R_S$ , di  $V(f)$ . Si ricorda infatti che il campionamento di un segnale  $v(t)$  nel dominio del tempo ha come effetto, nel dominio della frequenza, la ripetizione periodica della sua trasformata di Fourier  $V(f)$  a multipli di  $R_S$ . Poichè  $R_S = 3 \cdot f_{max}$ , tali ripetizioni non si sovrappongono l'una con l'altra e appaiono ben distinte sull'asse delle frequenze. Ne consegue la possibilità di risalire a  $V(f)$ , e quindi a  $v(t)$ , semplicemente attraverso un filtraggio passa basso (LPF) nel modo indicato in figura. Il filtro ripulisce  $V_S(f)$  da ogni ripetizione periodica e riporta in uscita il segnale di ingresso originale  $v(t)$ .

In Fig. 4.5c è considerato il caso di un campionamento con velocità  $R_S < 2 \cdot f_{max}$ , e quindi tale da non soddisfare il teorema di Nyquist. In questo caso, le ripetizioni periodiche di  $V(f)$  si sovrappongono l'una con l'altra e lo spettro finale  $V_S(f)$  appare in una forma confusa, dalla quale risulta impossibile risalire a  $V(f)$  mediante filtraggio. In casi come questo, si parla di segnale campionato  $v_S(t)$  affetto da *aliasing*.

4.1.1 Aliasing

L’**aliasing** è un fenomeno di distorsione della trasformata di Fourier di un segnale dovuto ad un campionamento effettuato ad una frequenza  $R_S$  inferiore a quella minima richiesta dal teorema di Nyquist ( $R_S < 2 \cdot f_{max}$ ). Un tipico effetto dell’aliasing è la possibilità che due o più segnali analogici diversi possano apparire indistinguibili una volta campionati.

In Fig. 4.6 è riportato un esempio di aliasing, riguardante due segnali  $v_A(t)$  e  $v_B(t)$  molto diversi tra loro e campionati ad una medesima frequenza  $R_S$ . In



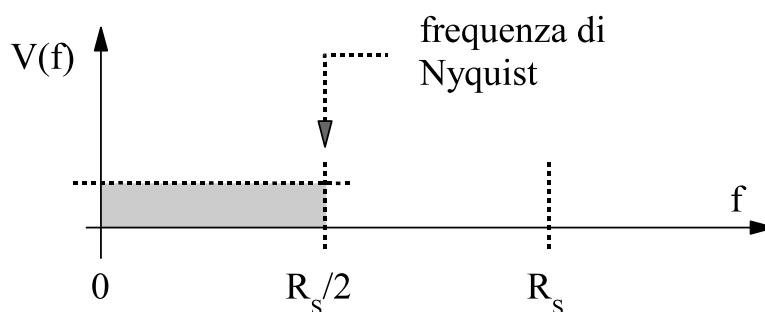
**Figura 4.6** Esempio di aliasing: i due segnali  $v_A(t)$  e  $v_B(t)$  appaiono indistinguibili una volta campionati

figura, sovrapposti agli andamenti di  $v_A(t)$  e  $v_B(t)$ , sono riportati i valori ottenuti dal campionamento. Come si nota, i campioni sono gli stessi nei due casi. Ne consegue un medesimo segnale  $v_s(t)$  all’uscita del campionatore e un’ambiguità (aliasing) nell’attribuzione dei campioni  $v_s(t)$  ad uno specifico segnale di ingresso. Diviene di conseguenza impossibile risalire senza ambiguità a  $v_A(t)$  o a  $v_B(t)$ .

Sempre a riguardo del fenomeno dell’aliasing, si ricordano poi le seguenti definizioni:

**Frequenza di Nyquist** È la massima frequenza del segnale di ingresso che può essere accettata all’ingresso dall’ADC per un certo  $R_S$  senza incorrere nel fenomeno dell’aliasing.

Secondo tale definizione e in accordo al teorema di Nyquist, la frequenza di Nyquist equivale a metà sampling rate, cioè  $R_S/2$ , come riportato nello schema di Fig. 4.7.



**Figura 4.7** Definizione di frequenza di Nyquist

**Frequenza di alias** È la frequenza associata ad una componente spettrale di alias, pari alla differenza tra la frequenza della corrispondente componente spettrale del segnale di ingresso ed un multiplo intero del sampling rate.

Le componenti spettrali di alias si presentano all'uscita del campionatore a causa di un campionamento effettuato a frequenza minore del limite previsto dal teorema di Nyquist ( $R_S/2$ ). Si consideri ad esempio un segnale di ingresso  $v(t)$  formato da quattro componenti spettrali aventi la medesima ampiezza ma una frequenza diversa: 25, 70, 160 e 510 Hz. Si supponga inoltre di campionare  $v(t)$  con un sampling rate  $R_S$  di 100 Hz, a cui corrisponde una frequenza di Nyquist pari a  $R_S/2 = 50$  Hz. In Fig. 4.8 il segnale è riportato sia nel tempo sia nel dominio della frequenza.

Come si nota, delle quattro linee spettrali in ingresso solo una rispetta il requisito imposto dal teorema di Nyquist ( $f_1 < R_S/2$ ). Le altre non soddisfanno a tale requisito e pertanto sono esposte al fenomeno dell'aliasing. L'effetto dell'aliasing è visibile in Fig. 4.9, dove è riportato il contenuto spettrale del segnale campionato  $v_S(t)$  nella sola banda utile ( $0, R_S/2 = 50$  Hz), cioè nella banda in cui il teorema di Nyquist è verificato. Dal diagramma, si osserva che lo spettro del segnale campionato,  $V_S(f)$ , non è quello atteso, cioè  $V(f)$ ; compaiono infatti componenti spettrali che nel segnale di ingresso e nella sua trasformata di Fourier non erano presenti. Tali righe spettrali sono appunto le componenti di alias generate da quelle frequenze di ingresso che non rispettano il teorema di Nyquist. La componente a frequenza  $f_2 = 70$  Hz, ad esempio, genera un alias in uscita alla frequenza risultante dalla differenza tra 70 Hz e un multiplo di  $R_S$ , cioè:  $1 \times 100 - 70 = 30$  Hz, quindi all'interno della banda utile. Analogamente, la componente a frequenza  $f_3 = 160$  Hz comporta un alias nella banda ( $0, 50$  Hz) alla frequenza  $2 \times 100 - 160 = 40$  Hz; quella a frequenza  $f_4$  avrà infine alias alla frequenza:  $510 - 5 \times 100 = 10$  Hz.

Da questo esempio si deduce che nel campionamento di un segnale  $v(t)$  non è sufficiente che le sole componenti spettrali o porzioni dello spettro di interesse nella banda utile soddisfino il teorema di Nyquist. È necessario che l'intero

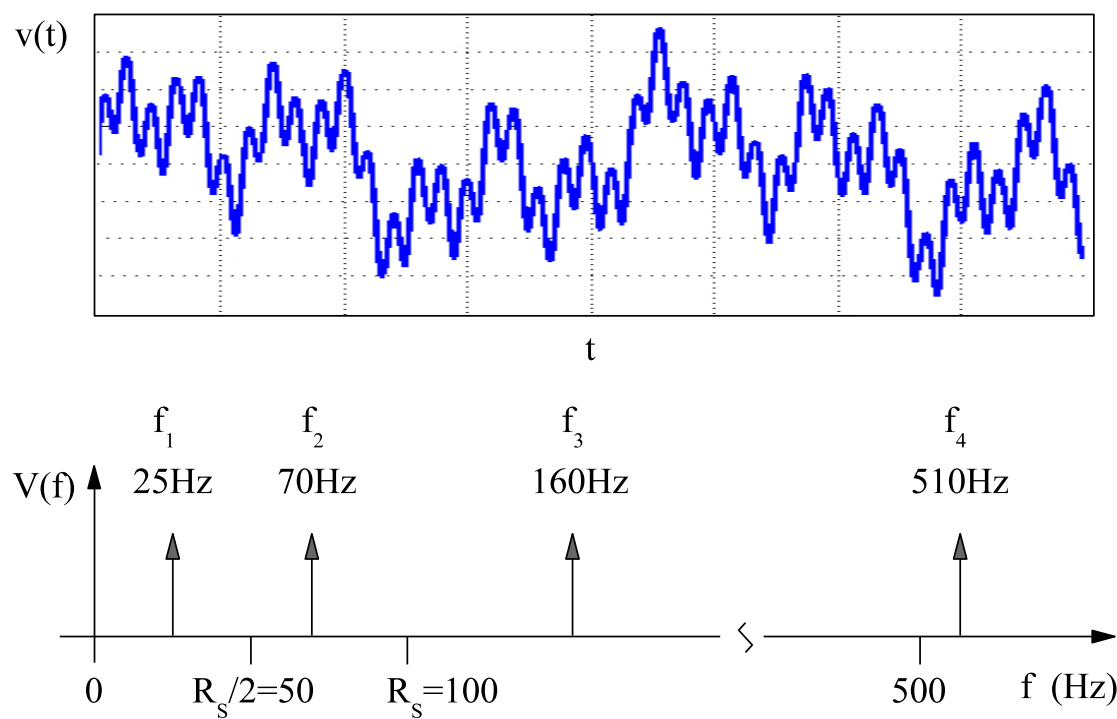


Figura 4.8 Componenti spettrali di alias: segnale multitono di partenza

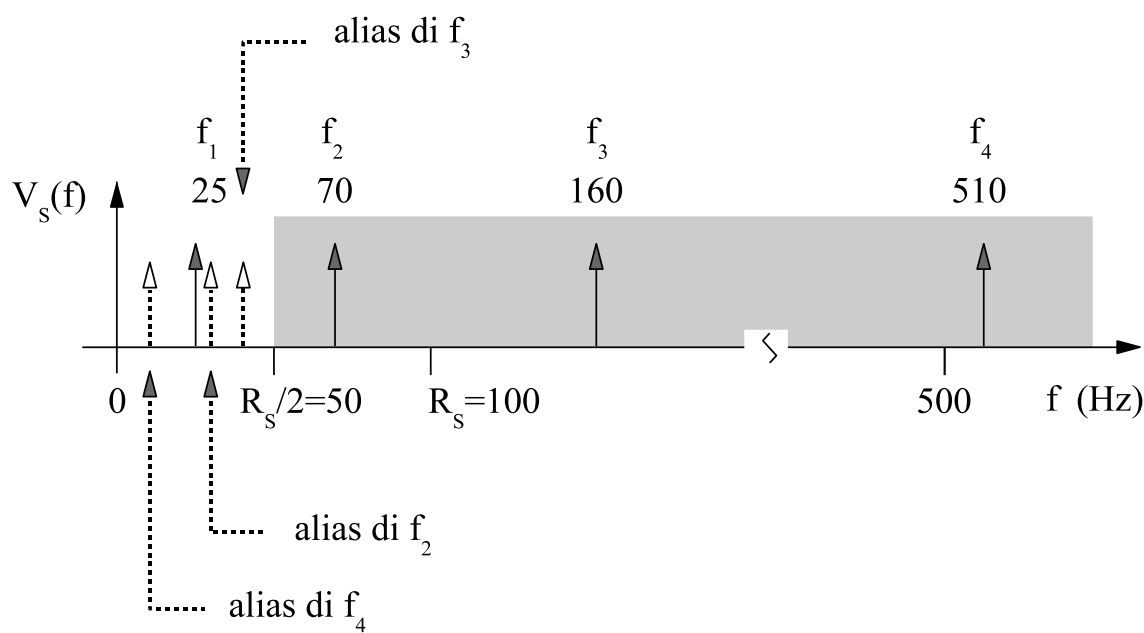


Figura 4.9 Componenti spettrali di alias: la componente  $f_1$  non ha alias nella banda  $(0, R_s/2)$

contenuto spettrale di  $v(t)$  appartenga alla banda  $(0, R_s/2)$ ; in caso contrario, le componenti e le parti spettrali a frequenza superiore a  $R_s/2$  risulteranno traslate all'interno della banda utile al termine del campionamento, provocando distorsione e precludendo la possibilità di ricostruire l'andamento originale di  $v(t)$  nella banda  $(0, R_s/2)$ .

Tale aspetto è particolarmente importante nella progettazione di sistemi di acquisizione dati da utilizzarsi in situazioni e ambienti in cui  $v(t)$  non è del tutto conosciuto o prevedibile, a causa ad esempio della presenza di rumore o interferenza sovrapposta con contenuto spettrale a frequenze superiori a  $R_S/2$ . In casi come questi, è essenziale ricorrere sempre e comunque ad un **filtro anti aliasing** (o di protezione anti aliasing) in grado di limitare il contenuto spettrale di  $v(t)$  a  $R_S/2$ . Come evidenziato in Fig. 4.10, il filtro è di tipo passa basso (LPF) e va posizionato all'ingresso del blocco ADC, nella sezione analogica di condizionamento  $c_2$ .

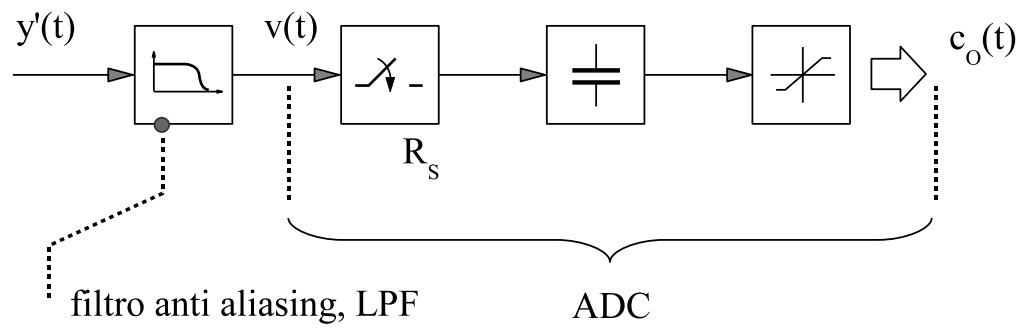
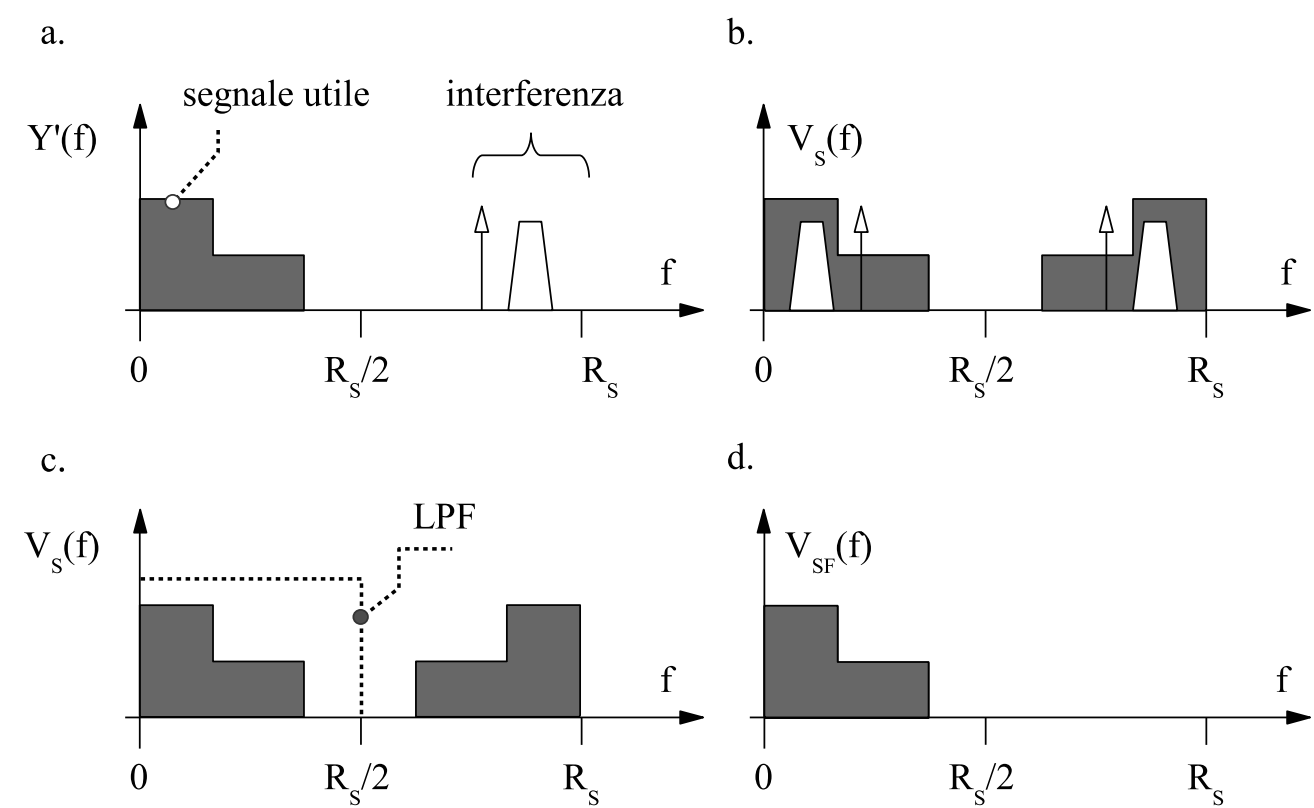


Figura 4.10 Filtro passa basso come protezione anti aliasing

In Fig. 4.11 è riportato un esempio di campionamento effettuato su un segnale di ingresso  $y'(t)$  caratterizzato dalla presenza di interferenza fuori banda, cioè a frequenze superiori a  $R_S/2$ . Nel diagramma (a),  $Y'(f)$  è la trasformata di Fourier di  $y'(t)$ , che comprende una parte utile nella banda  $(0, R_S/2)$  e una parte interferente fuori banda, in  $(R_S/2, R_S)$ . Nel diagramma (b),  $V_S(f)$  è lo spettro del segnale  $v_S(t)$  che si ottiene campionando  $y'(t)$  alla frequenza di campionamento  $R_S$  e in assenza di filtro anti aliasing.  $V_S(f)$  appare in una forma piuttosto confusa, con sovrapposizione in banda del segnale utile con la parte interferente. Nel diagramma (c),  $V_S(f)$  è il medesimo visto in (b) ma nel caso di filtro anti aliasing attivo. L'eliminazione a monte dell'interferenza operata dal filtro anti aliasing permette di evitare la sovrapposizione indesiderata del segnale utile con le componenti di alias. Nel diagramma (d),  $V_{SF}(f)$  è lo spettro del segnale all'uscita di un eventuale filtro passa basso posto a valle dell'ADC e avente lo scopo di ricostruire il segnale di ingresso  $y'(t)$  a partire dai campioni acquisiti di  $v(t)$ .  $V_{SF}(f)$  coincide con la parte utile dello spettro  $Y'(f)$  del segnale di partenza  $y'(t)$ .

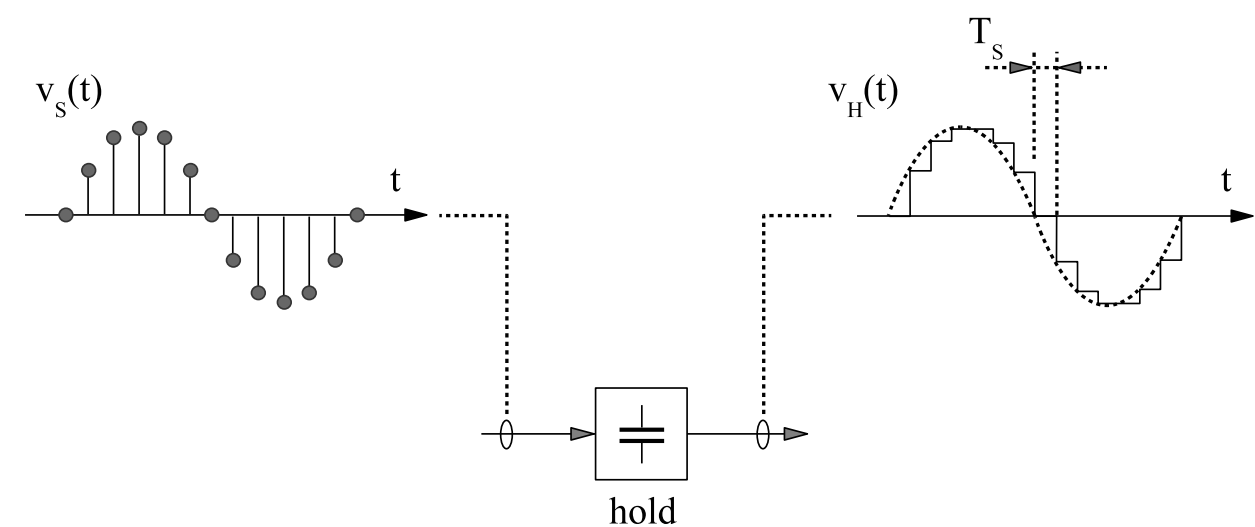
## 4.2 Tenuta

La **tenuta** (*hold*) è l'operazione che consiste nel mantenere i livelli di tensione  $v_S(t)$  dei campioni acquisiti per un intervallo di tempo pari al sampling time



**Figura 4.11** Effetto del filtro anti aliasing: (a) spettro del segnale di partenza  $y'(t)$ , (b) spettro del segnale campionato  $V_S(f)$  in assenza di filtro anti aliasing, (c)  $V_S(f)$  in presenza di filtro anti aliasing, (d) spettro del segnale campionato in presenza di filtro anti aliasing e ricostruito mediante filtraggio dei campioni

$T_S$  cioè fino all'arrivo del campione successivo. Ciò che esce dal blocco di hold è un segnale costante a tratti  $v_H(t)$  del tipo illustrato in Fig. 4.12. In ogni in-



**Figura 4.12** Fase di hold: il livello di ogni campione è mantenuto per tutto l'intervallo di tempo  $T_S$



tervallo  $T_S$ , la tensione  $v_H(t)$  è costante e la successiva conversione AD avviene su livelli costanti di tensione.

Il circuito di tenuta è costituito essenzialmente da un resistore  $R_H$  in serie e da un condensatore  $C_H$  in parallelo rispettivamente a monte e a valle dell'interruttore elettronico  $I$  di Fig. 4.4, come riportato in Fig. 4.13. Il circuito di figura, meglio conosciuto come **circuito track and hold (T/H)**, consente entrambe le funzioni finora descritte: campionamento e tenuta.

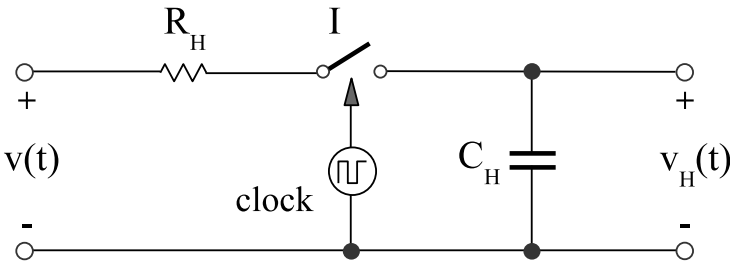


Figura 4.13 Circuito equivalente track and hold

In Fig. 4.14 è riportato un esempio di possibile realizzazione di circuito track and hold. Nello schema, i due amplificatori operazionali di ingresso e uscita sono posti nella configurazione ad *inseguitore di tensione*. Di tale configurazione si ricordano le tre proprietà di base: (i) alta impedenza in ingresso (indicativamente dell'ordine dei megaohm in continua), (ii) tensione di uscita uguale alla tensione di ingresso (l'uscita insegue l'ingresso), (iii) bassa impedenza di uscita. Ne consegue un valore elevato di impedenza di ingresso dell'intero circuito track and hold ed un assorbimento completo della corrente all'uscita dell'interruttore  $I$  da parte di  $C_H$ . In figura, l'interruttore elettronico è realizzato per mezzo di

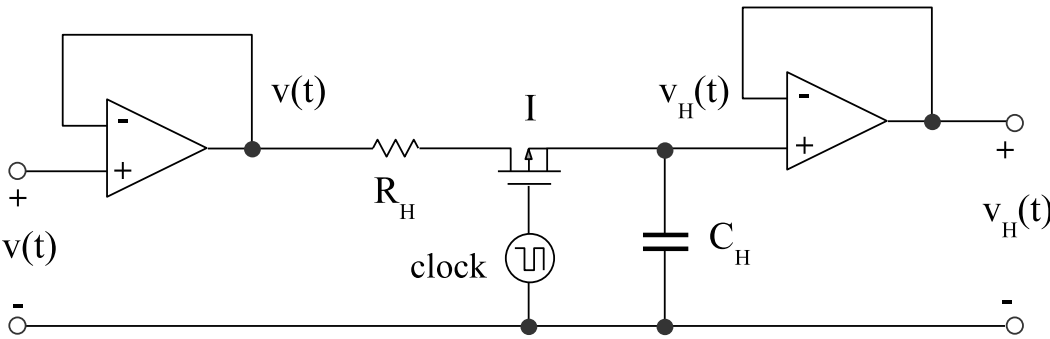


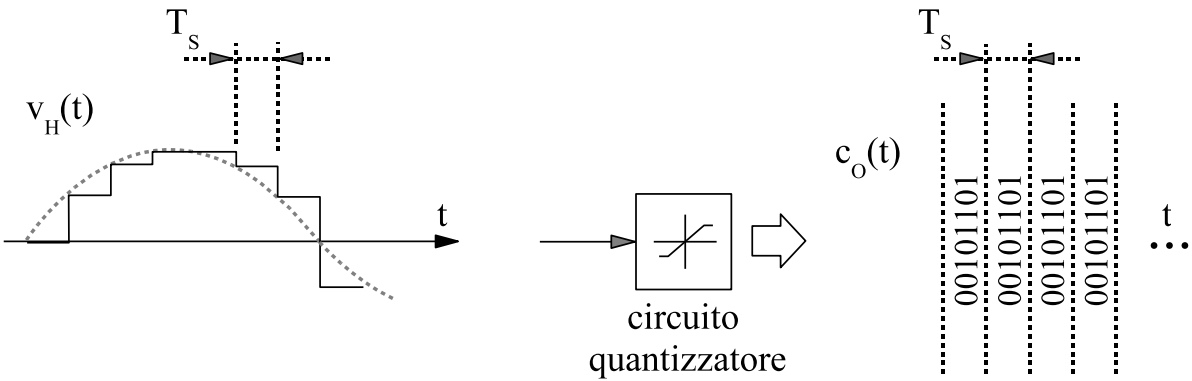
Figura 4.14 Possibile realizzazione di un circuito track and hold

un transistor ad elevata velocità di commutazione, nella configurazione a gate comune.

Il funzionamento del circuito track and hold avviene in due fasi:

### 4.3 Quantizzazione

La **quantizzazione** nel dominio delle ampiezze<sup>6</sup> è l'operazione attraverso la quale il segnale campionato  $v_H(t)$  presente all'uscita del circuito track and hold è trasformato in una sequenza di livelli di tensione quantizzati  $v_O(t)$  o di codici  $c_O(t)$ , uno per ogni campione. In Fig. 4.19 è riportato un esempio di quantizzazione nel dominio delle ampiezze: il segnale di uscita è in questo caso una sequenza di codici binari a otto bit.



**Figura 4.19** Fase di quantizzazione delle ampiezze: la conversione avviene con un ritmo di un codice/campione per periodo  $T_S$

L'operazione di quantizzazione del segnale di ingresso  $v_H(t)$  avviene campione per campione nel modo illustrato in Fig. 4.20. In ogni intervallo di durata  $T_S$ , il dispositivo approssima il livello di tensione  $v_H$  assunto da  $v_H(t)$  ad uno dei possibili livelli di uscita  $v_O$ , in genere a quello più vicino. I livelli di  $v_O$  sono ottenuti suddividendo il campo di valori di ingresso del dispositivo, di ampiezza  $R$ , in  $N$  intervalli di ampiezza  $Q$ :

$$Q = \frac{R}{N} = \frac{R}{2^B}, \tag{4.7}$$

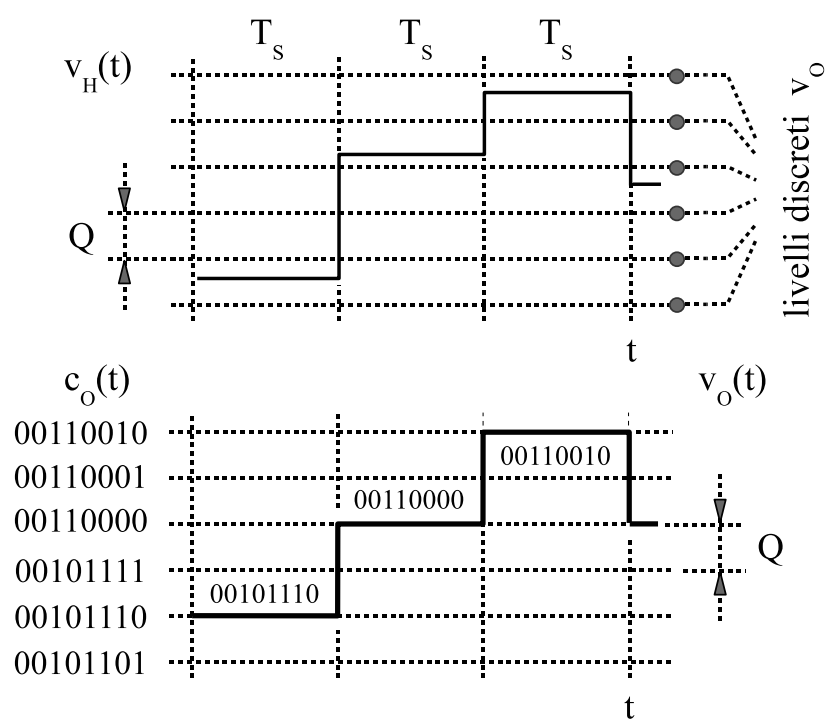
dove  $Q$  è detto **passo di quantizzazione**<sup>7</sup>,  $N = 2^B$  e  $B$  è il numero di bit del dispositivo.

La caratteristica più importante di un circuito di quantizzazione è la sua transcaratteristica, la quale ne determina le prestazioni e le eventuali inefficienze. Di tale caratteristica, se ne ricorda una possibile definizione:

**Transcaratteristica** Funzione che associa ad ogni livello di tensione  $v$  assunto dal segnale  $v(t)$  in ingresso all'ADC, in un certo istante di campionamen-

<sup>6</sup>L'operazione di quantizzazione è conosciuta anche con i nomi di *discretizzazione* e *digitalizzazione*.

<sup>7</sup> $Q$  è anche conosciuto come *intervallo di quantizzazione*, *quantization step* o *quantization interval*.



**Figura 4.20** Andamento delle tensioni di ingresso e uscita  $v_H(t)$  e  $v_O(t)$  e dei codici  $c_O(t)$ : il livello di ciascun campione  $v_H$  è approssimato al livello di tensione discreto  $v_O$  più vicino

to (o equivalentemente ad ogni livello  $v_H$  assunto dalla tensione  $v_H(t)$  in un certo intervallo di tenuta  $\Delta T_h$ ), un opportuno codice  $c_O$  in uscita, o equivalentemente una opportuna tensione  $v_O$  appartenente ad un insieme finito di valori.

La transcaratteristica di un circuito quantizzatore si presenta come una curva costante a tratti, su un diagramma  $v_O - v$  o  $c_O - v$ . In ascissa, la funzione è definita per ogni valore  $v$  del campo di valori di ingresso dell'ADC, il quale può essere unipolare  $(0, R)$  o bipolare simmetrico  $(-R/2, R/2)$ . In Fig. 4.21 è riportato un esempio di transcaratteristica unipolare  $(0, R)$ , con  $R = 8 \text{ V}$  e  $B = 3 \text{ bit}$ . In questo caso, l'ampiezza dei gradini  $Q$ , con  $Q = 8/2^3 = 1 \text{ V}$ , è uniforme su tutto il campo di valori di ingresso ad eccezione del primo e dell'ultimo gradino, di ampiezza  $Q/2$  e  $3/2Q$  rispettivamente. In figura è inoltre riportata la retta  $v_O = v$ , che consente di proiettare sull'asse delle ordinate  $v_O$  i valori di ingresso  $v$ , e di misurare i corrispondenti scostamenti tra  $v$  e  $v_O$ .

Il circuito quantizzatore considerato nell'esempio, nonostante disponga di un numero di bit ridotto, è comunque da ritenersi ideale. La sua transcaratteristica, infatti, non presenta nessuna delle tipiche non idealità presenti nei dispositivi reali come ad esempio l'errore di offset e l'errore di gain. L'unico difetto riscontrabile è il numero ridotto di bit, che a causa del processo di quantizzazione comporta un errore di quantizzazione non trascurabile.

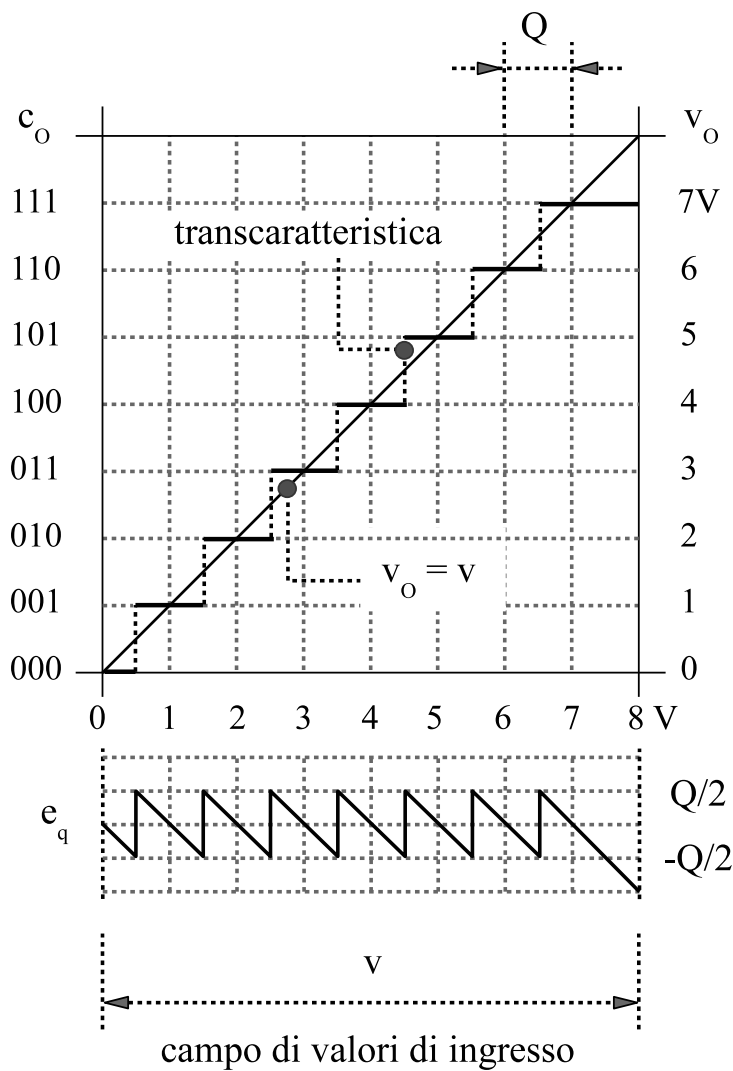


Figura 4.21 Esempio di transcaratteristica di un convertitore AD a tre bit

L'errore di quantizzazione in un ADC rappresenta l'errore commesso dal dispositivo nella conversione della tensione  $v$  a causa dell'operazione di quantizzazione stessa. È definito come differenza tra  $v_O$  e  $v$ :

$$e_q = v_O - v, \tag{4.8}$$

dove  $e_q$  è l'errore di quantizzazione.  $e_q$  dipende strettamente dalla posizione assunta da  $v$  nel campo di valori di ingresso. In Fig. 4.21, si nota che  $e_q$  è sempre compreso nell'intervallo  $(-Q/2, Q/2)$ , ad eccezione dell'ultimo intervallo di quantizzazione, per il quale il modulo di  $e_q$  può risultare anche superiore a  $Q/2$  fino ad un massimo pari a  $Q$ . In particolare,  $e_q = 0$  V per valori di tensione di ingresso  $v$  esattamente pari al valore centrale di un qualsiasi gradino della transcaratteristica (ad eccezione dei due più esterni), ad esempio: 1, 2,..., 7 V. L'errore è invece massimo,  $e_q = e_{q,max} = \pm Q/2$ , per valori di  $v$  in corrispondenza dei livelli di transizione tra gradini, ad esempio: 0.5, 1.5,..., 6.5 V.

Un modo molto diffuso di esprimere l'ampiezza del passo di quantizzazione e l'entità di un contributo d'errore, come ad esempio  $e_q$ , è attraverso l'unità di misura **LSB**. L'acronimo significa least significant bit (bit meno significativo), e nel contesto degli ADC va inteso come l'ampiezza del gradino ideale, cioè:  $1 \text{ LSB} = Q$ . Alla variazione del bit meno significativo di un qualsiasi codice di uscita  $c_O$  corrisponde infatti una variazione del livello di tensione  $v_O$  pari a  $Q$ . Nell'esempio di figura:  $Q = 1 \text{ LSB}$  e  $e_{q,max} = \pm 0.5 \text{ LSB}$ .

**Esercizio** Determinare il passo di quantizzazione e l'errore di quantizzazione massimo nei seguenti tre casi: (a)  $B = 3$  bit, input range:  $(-4, 4)\text{V}$ ; (b)  $B = 8$  bit, input range:  $(0, 8)\text{V}$ ; (c)  $B = 12$  bit, input range:  $(-10, 10)\text{V}$ .

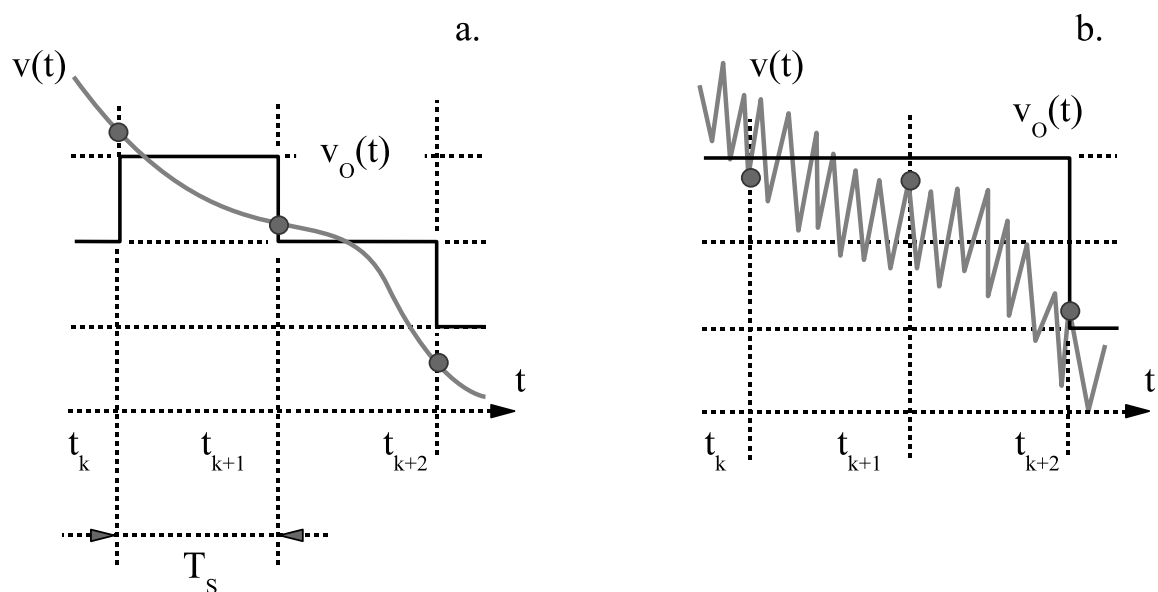
**Soluzione** (a)  $R = 8 \text{ V}$ ,  $Q = 8\text{V}/2^3 = 1 \text{ V}$ ,  $e_{q,max} = Q/2 = 0.5 \text{ V}$ ; (b)  $R = 8 \text{ V}$ ,  $Q = 8\text{V}/2^8 \cong 31.2 \text{ mV}$ ,  $e_{q,max} = Q/2 = 15.6 \text{ mV}$ ; (c)  $R = 20 \text{ V}$ ,  $Q = 20\text{V}/2^{12} \cong 4.9 \text{ mV}$ ,  $e_{q,max} = Q/2 = 2.45 \text{ mV}$ .

## 4.4 Dithering

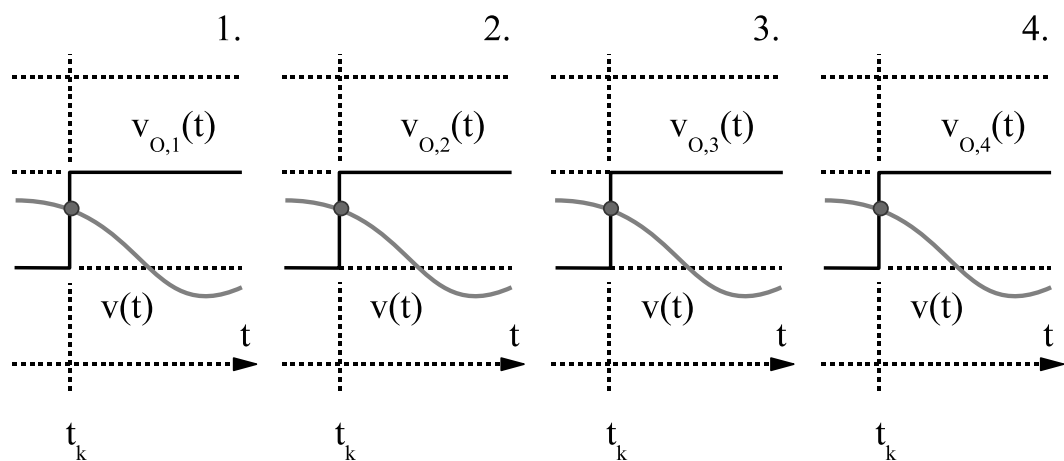
Il **dithering** è una modalità di campionamento che consente di ridurre il deterioramento dell'informazione introdotto dall'operazione di discretizzazione nel dominio delle ampiezze, e quindi di migliorare la qualità della conversione AD. Consiste nell'aggiungere deliberatamente al segnale di ingresso un segnale rumoroso a media nulla e nell'effettuare un'operazione di media su acquisizioni ripetute dei medesimi campioni.

Si consideri a titolo di esempio il segnale  $v(t)$  di Fig. 4.22 nella versione in assenza (a) e in presenza (b) di un rumore a media nulla sovrapposto. Oltre a  $v(t)$ , è riportato l'andamento del segnale di uscita quantizzato  $v_O(t)$ , in corrispondenza degli istanti di campionamento  $t_k$ ,  $t_{k+1}$ , e  $t_{k+2}$ . Come si nota, l'aggiunta di rumore al segnale di ingresso comporta in uscita un segnale quantizzato  $v_O(t)$  piuttosto diverso da quello che si ottiene in assenza di rumore, e complessivamente meno somigliante a quello originale  $v(t)$ . L'aggiunta del solo rumore, senza nessun'altra operazione, appare quindi un'operazione inutile o addirittura controproducente ai fini di migliorare la qualità della conversione.

Si consideri ora di affiancare all'operazione di sovrapposizione del rumore un'attività di media su acquisizioni ripetute  $v_{O,i}(t)$ , con  $i = 1, \dots, N_T$  ed  $N_T$  numero di acquisizioni, del medesimo segnale di ingresso. In Fig. 4.23 e 4.24,  $N_T = 4$  ed il segnale in uscita  $v_O(t)$  è analizzato all'istante  $t_k$  sia in presenza sia in assenza di rumore sovrapposto all'ingresso  $v(t)$ . Come si nota, le singole tracce quantizzate  $v_{O,i}(t)$  risultano uguali nel caso di assenza di rumore, e variabili nel caso di presenza di rumore sovrapposto. Il risultato che si ottiene mediando le quattro tracce ottenute è di conseguenza diverso, come

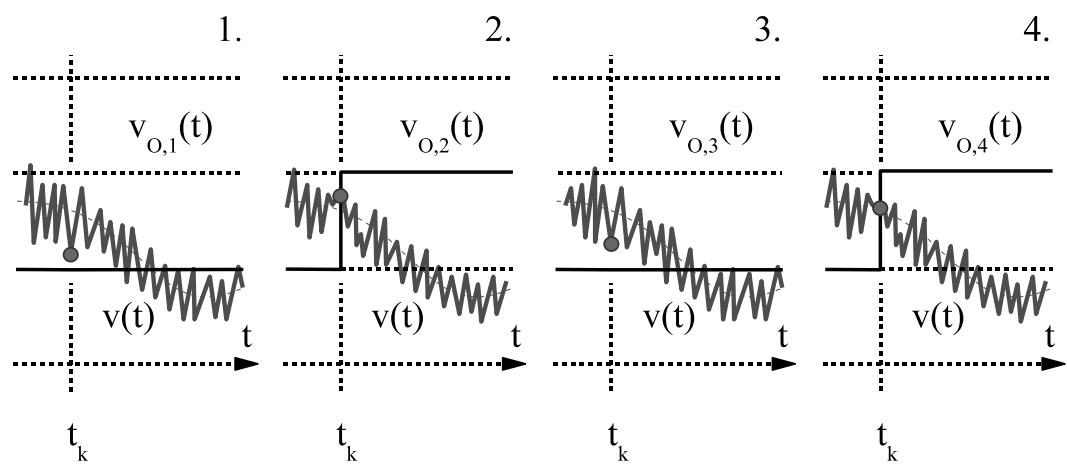


**Figura 4.22** Campionamento con segnale di ingresso  $v(t)$ : (a) in assenza, (b) in presenza di un rumore sovrapposto

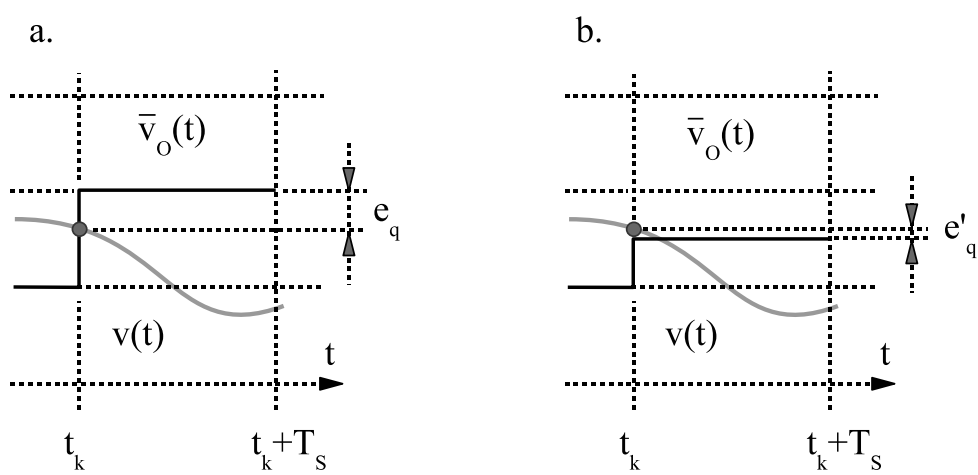


**Figura 4.23** Acquisizione di quattro tracce consecutive  $v_{O,i}(t)$  con  $i = 1, \dots, 4$ , in assenza di rumore sovrapposto

evidenziato in Fig. 4.25, dove  $\bar{v}_O(t)$  è la traccia media ottenuta nel seguente modo:  $\bar{v}_O(t) = 1/4 \cdot \sum_{i=1}^4 v_{O,i}(t)$ . Si nota che in assenza di rumore, l'errore di quantizzazione finale  $e_q$ , visto come differenza tra il valore di tensione della traccia media  $\bar{v}_O(t)$  nell'intervallo  $(t_k, t_k + T_s)$  ed il valore di  $v(t)$  all'istante  $t_k$ , è esattamente lo stesso errore di quantizzazione di cui è affetta la singola traccia  $v_{O,i}(t)$ . In presenza di rumore, invece, la traccia media  $\bar{v}_O(t)$  assume un livello intermedio tra le due tensioni quantizzate vicine. Lo scostamento tra tale livello e il valore ideale atteso  $v(t_k)$ , cioè l'errore indicato in figura con  $e'_q$ , è quindi minore:  $e'_q < e_q$ .



**Figura 4.24** Acquisizione di quattro tracce consecutive  $v_{O,i}(t)$  con  $i = 1, \dots, 4$ , in presenza di rumore sovrapposto

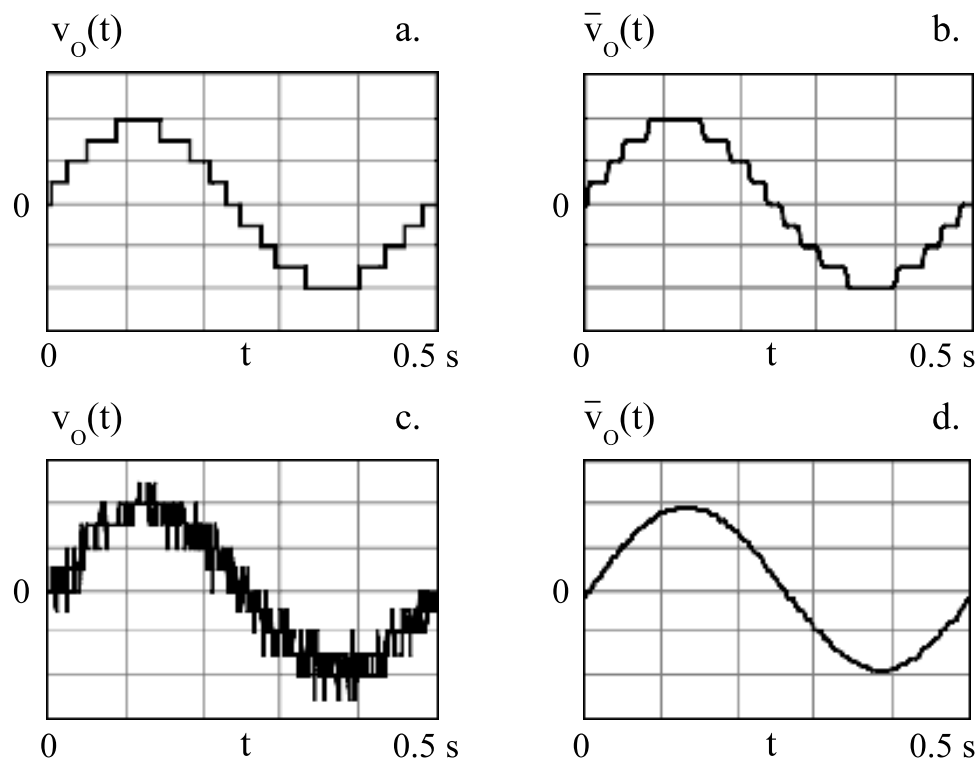


**Figura 4.25** Media  $\bar{v}_O(t)$  delle tracce  $v_{O,i}(t)$ : (a) in assenza, (b) in presenza di rumore sovrapposto

Dagli esempi visti emergono le seguenti considerazioni generali:

1. l'aggiunta di rumore al segnale di ingresso senza operazione di media è dannosa dal punto di vista della qualità del campionamento;
2. l'operazione di media senza aggiunta di rumore non è di alcun effetto in termini di errore di quantizzazione;
3. l'aggiunta di rumore assieme all'operazione di media sulle tracce finali (funzione di dithering) è efficace e comporta una diminuzione di  $e_q$ .

Tali considerazioni trovano riscontro nell'esempio di Fig. 4.26, dove sono riportati i risultati ottenuti dal campionamento a  $B = 3$  bit di un segnale sinusoidale di periodo 0.5 s. L'effetto finale congiunto del rumore sovrapposto



**Figura 4.26** Traccia digitalizzata: (a) senza rumore e senza media, (b) senza rumore e con media su  $N_T = 100$  tracce consecutive, (c) con rumore e senza media, (d) dithering, con rumore e media su  $N_T = 100$  tracce consecutive

e della media delle tracce è visibile in un netto miglioramento (caso *d*) della traccia finale rispetto agli altri casi (da *a* a *c*), la quale si avvicina maggiormente all’andamento sinusoidale del segnale di partenza  $v(t)$ .

L’esempio di Fig. 4.26 mette in evidenza l’utilità dell’operazione di dithering nel processo di ricostruzione del segnale di ingresso  $v(t)$ . L’operazione può essere paragonata a quella effettuata nel dominio del tempo attraverso il filtro passa basso analogico di Fig. 4.5b sul segnale campionato  $v_S(t)$ . In questo caso la quantizzazione di  $v(t)$  avviene nel tempo e la sua ricostruzione mediante un filtraggio in frequenza passa basso analogico. Nel caso del dithering, la quantizzazione di  $v(t)$  avviene invece nelle ampiezze e la sua ricostruzione mediante un filtraggio dei campioni digitale (operazione di dithering).

## 4.5 Transcaratteristica bipolare

Negli schemi ed esempi finora considerati, si è fatto riferimento unicamente ai convertitori AD di tipo *unipolare*, cioè in grado di convertire tensioni comprese in intervalli del tipo  $(0, R)$ . Rispetto a questi, i convertitori AD di tipo *bipolare* presentano un campo di valori di ingresso bipolare attorno a 0 V, del tipo



# Capitolo 6

## Parametri di un ADC

Nei moderni sistemi elettronici, delle telecomunicazioni e dell'automazione industriale, molte delle attività di misurazione, calcolo e controllo avvengono nel dominio digitale, a partire da segnali analogici provenienti dal mondo esterno e convertiti in digitale mediante uno o più ADC. In moltissimi casi, le prestazioni dell'intero sistema dipendono fortemente da quelle dell'ADC utilizzato, ed in particolare da suoi parametri come ad esempio la velocità di campionamento, la risoluzione e l'accuratezza di misura. Idealmente, si vorrebbe disporre di un ADC con velocità di campionamento, accuratezza e risoluzione infinite. Nella realtà, invece, le prestazioni degli ADC conosciuti e utilizzati sono spesso elevate per certi parametri e modeste per altri. Le applicazioni in cui gli ADC sono utilizzati sono inoltre diverse: in alcune l'interesse principale è soprattutto nella velocità di acquisizione, per riuscire a catturare e visualizzare segnali variabili velocemente nel tempo, come ad esempio negli oscilloscopi digitali. In altre, invece, l'interesse principale è soprattutto nell'accuratezza e risoluzione di misura, come ad esempio negli analizzatori di spettro digitali.

Nella scelta ed impiego di un ADC è fondamentale tenere conto del contesto in cui il dispositivo è destinato ad operare. È inoltre essenziale conoscere a fondo il significato dei parametri più di interesse nella caratterizzazione delle prestazioni di un ADC. Tra questi, si ricordano i seguenti [18, 19];

1. risoluzione;
2. sensibilità;
3. accuratezza;
4. velocità di campionamento;
5. larghezza di banda;
6. tempo di salita,

dei quali i primi tre relativi al comportamento statico e i secondi tre al comportamento dinamico dell'ADC<sup>1</sup>. Tali parametri variano a seconda del tipo di architettura utilizzata nella realizzazione del dispositivo, della componentistica elettronica al suo interno e dei materiali impiegati.

## 6.1 Risoluzione

In un ADC, o più generalmente in un sistema di acquisizione dati o di misurazione digitale, la **risoluzione** (*resolution*) è la più piccola variazione del segnale di ingresso  $v$  che il dispositivo o il sistema è in grado di rilevare in modo affidabile. Dipende da tre fattori ben distinti: (i) il numero di bit  $B$  a disposizione dell'ADC per la quantizzazione delle ampiezze, (ii) il numero di cifre decimali sul display a disposizione per la visualizzazione dei codici in uscita in formato digitale, (iii) il rumore generato internamente dall'ADC o dal sistema digitale ospitante l'ADC<sup>2</sup>.

La risoluzione in un ADC o in un sistema digitale può essere espressa mediante uno dei seguenti parametri:

- *risoluzione dimensionale*  $\Delta$ ;
- *risoluzione adimensionale*  $\delta$ ,

e quantificata in termini percentuali (ad esempio 0.5 %), oppure nella forma “x parti di y”, o più convenientemente come digit (cifre), ad esempio: 4 digit e 1/2 o 4 cifre e 1/2. Si ricordano inoltre i parametri:

- *numero di bit effettivi*;
- *range dinamico*,

anch'essi legati alla risoluzione dell'ADC o del sistema digitale ospitante l'ADC.

---

<sup>1</sup>Per comportamento statico di un dispositivo si intende il suo modo di operare in presenza di segnali di ingresso costanti o lentamente variabili; per comportamento dinamico si intende il suo modo di operare in presenza di segnali di ingresso variabili nel tempo.

<sup>2</sup>Oltre a tali fattori, si ricorda il problema dell'adattamento di scala, introdotto nel paragrafo 3.3.1. Un errato adattamento di scala può comportare infatti uno spreco di bit, e di conseguenza una degradazione della risoluzione finale della conversione. Tale problema non riguarda però l'ADC, o lo strumento, ma il modo con cui esso è utilizzato. Per approfondimenti a riguardo si rimanda all'apposita appendice A.

6.1.1 Risoluzione dimensionale

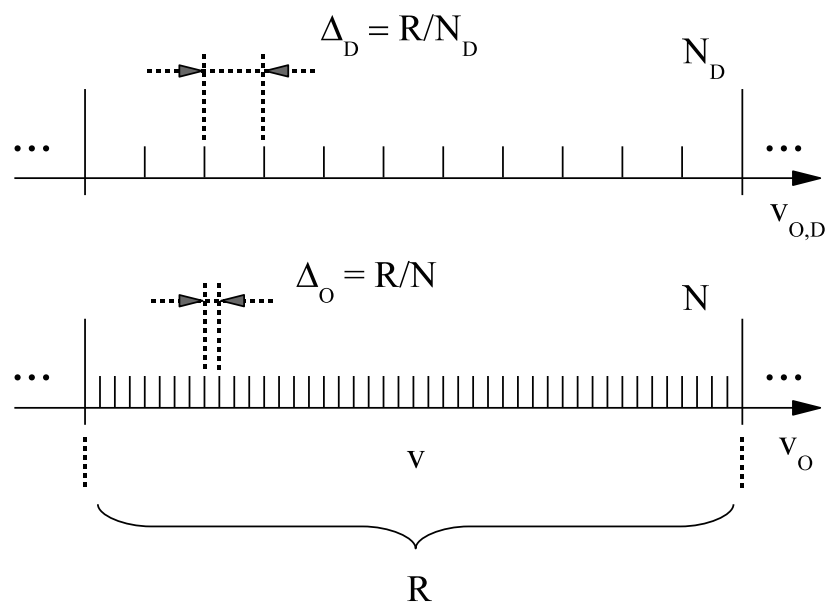
La **risoluzione dimensionale**  $\Delta$  è il parametro più adeguato per esprimere la risoluzione di un ADC, o più generalmente di un sistema di acquisizione dati o di misurazione digitale. Rappresenta infatti la minima variazione della grandezza di ingresso  $v$  che il dispositivo o il sistema è in grado di rilevare. Nel caso di un sistema digitale con ADC a  $N$  livelli di quantizzazione e ampiezza del campo di valori di ingresso  $R$ ,  $\Delta$  soddisfa la seguente relazione:

$$\Delta \geq \frac{R}{N} = Q,$$

(6.1)

dove  $N = 2^B$  e  $B$  è il numero di bit dell'ADC. La disuguaglianza mette in evidenza il fatto che la risoluzione dimensionale di un sistema digitale non dipende solo da  $R$  e da  $B$  dell'ADC utilizzato.  $\Delta$  è infatti solitamente più grande del rapporto  $R/N$ , di una quantità che dipende sia dall'eventuale display utilizzato dal sistema per l'indicazione dei livelli di tensione dei campioni acquisiti, sia dalla presenza del rumore generato internamente all'ADC o al sistema ospitante l'ADC.

In Fig. 6.1 è rappresentato l'effetto di una scarsa risoluzione del display sulla risoluzione di un sistema digitale. Sono riportate in particolare due scale graduate di possibili valori delle grandezze  $v_O$  e  $v_{O,D}$ .  $v_O$  è la tensione di



**Figura 6.1** Effetto di una scarsa risoluzione del display sulla risoluzione di un sistema di misurazione

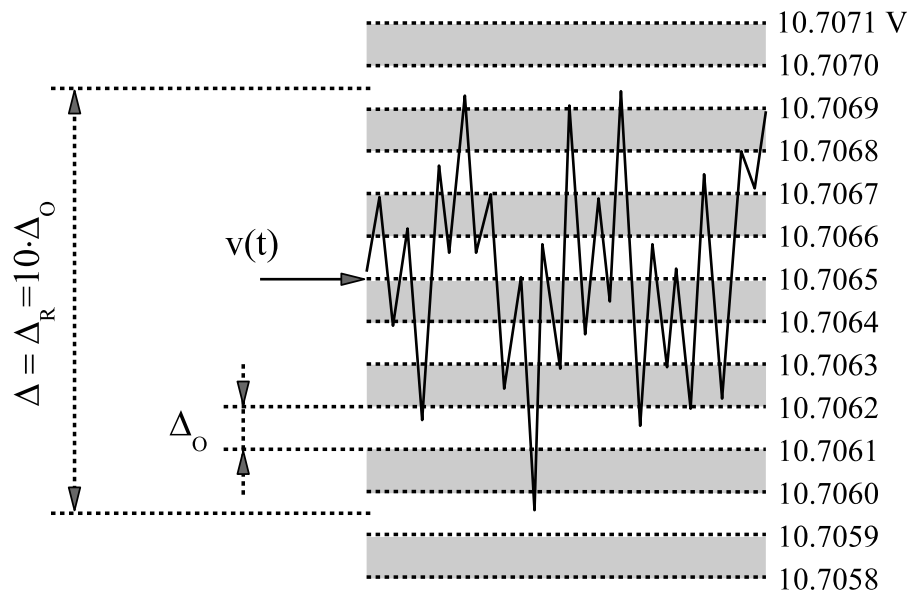
uscita dell'ADC, la quale al variare della tensione di ingresso  $v$  assume uno degli  $N$  livelli di quantizzazione in figura secondo una risoluzione  $\Delta_O = R/N$ .  $v_{O,D}$  è invece la tensione riportata sul display del sistema, la quale al variare di  $v$  assume uno degli  $N_D$  livelli schematizzati in figura secondo una risoluzione

$\Delta_D = R/N_D$ . Come si nota, nel caso ipotizzato la risoluzione del display è peggiore di quella dell'ADC ( $N_D < N$  e quindi  $\Delta_D > \Delta_O$ ). Ne consegue una risoluzione dimensionale finale pari a:

$$\Delta = \Delta_D = R/N_D > R/N, \tag{6.2}$$

e quindi deteriorata dalla presenza di un display a bassa risoluzione. Tale inconveniente può essere ovviato utilizzando un display con risoluzione migliore di quella dell'ADC, cioè con  $N_D > N$ . In questo caso, la disuguaglianza (6.1) diventa un'uguaglianza:  $\Delta = R/N$ . Si ricorda infine che non sempre  $N_D$  coincide con il numero massimo potenzialmente rappresentabile sul display in quanto: (a) non tutte le cifre disponibili sul display sono utilizzabili, (b) qualcuna di esse può assumere solo un numero limitato di valori, (c) il rumore generato dallo strumento può deteriorare parte dell'informazione acquisita.

In Fig. 6.2 è rappresentato l'effetto del rumore interno sulla risoluzione di un sistema di acquisizione dati o di misurazione digitale. Nell'esempio,



**Figura 6.2** Il rumore interno comporta una riduzione del livello di risoluzione dimensionale finale

un segnale a tensione costante  $v(t) = 10.7065 \text{ V}$  è posto all'ingresso di un sistema digitale avente risoluzione dimensionale, in assenza di rumore, pari a  $\Delta = \Delta_O = 0.0001 \text{ V}$ . Nell'ipotesi che il rumore interno generato dal sistema si sovrapponga a  $v(t)$  trasformandolo nel segnale rumoroso di figura, di valore medio  $10.7065 \text{ V}$  e intensità picco-picco dieci volte la risoluzione  $\Delta_O$ , cioè  $0.001 \text{ V}$ , il risultato della misurazione cambia, passando dal valore costante  $10.7065 \text{ V}$  ai valori  $10.706x \text{ V}$  con  $x$  variabile da 0 a 9. Ne consegue la perdita del digit meno significativo, il quale essendo fortemente legato al valore assunto dal rumore nell'istante di misurazione risulta di fatto inutilizzabile. La risoluzione dell'in-

tero sistema passa di conseguenza dal valore iniziale  $\Delta_O = 0.0001 \text{ V}$  a quello finale  $\Delta = \Delta_R = 0.001 \text{ V}$ . Tale inconveniente può essere ovviato utilizzando componenti e dispositivi interni con rumore interno complessivo di ampiezza picco-picco inferiore alla più piccola variazione di  $v$  rilevabile dall'ADC. In questo caso, la disuguaglianza (6.1) diventa un'uguaglianza:  $\Delta = R/N$ .

### 6.1.2 Risoluzione adimensionale

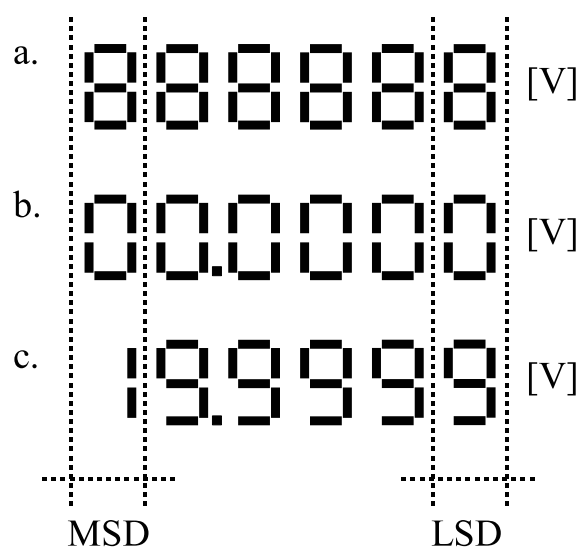
La **risoluzione adimensionale**  $\delta$  è un parametro utilizzato per esprimere la risoluzione di un sistema di misurazione digitale, in una forma diversa e più sintetica rispetto a  $\Delta$ . Nel caso di un sistema in grado di visualizzare in uscita su un display  $N_D$  combinazioni della tensione misurata,  $\delta$  è definito come:

$$\delta = \log_b N_D, \quad (6.3)$$

dove  $b$  è la base numerica utilizzata (tipicamente  $b = 10$ ). Dalla (6.3), si nota che  $\delta$  è un numero intero solo nel caso in cui  $N_D = b^{M_D}$ , dove  $M_D$  è il numero di cifre del display in base  $b$  (in questo caso  $\delta = M_D$ ). Nel caso tale condizione non sia verificata, il risultato utilizzato per esprimere la risoluzione dimensionale è approssimato per convenzione alla mezza unità. Ad esempio nel caso in cui  $\delta = 5.2$ , la risoluzione adimensionale del sistema è riconosciuta pari a 5 cifre e 1/2, o 5 digit e 1/2.

**Esercizio** Si consideri il caso di un multimetro digitale (digital multimeter, DMM) in assenza di rumore interno, con input range  $R = 20 \text{ V}$  e risoluzione adimensionale:  $\delta = 5 \text{ digit e } 1/2$ . Determinare la risoluzione dimensionale  $\Delta$ .

**Soluzione** La specifica data in termini di risoluzione adimensionale sottintende che il multimetro abbia a disposizione sei cifre decimali, come rappresentato in Fig. 6.3a dai sei display a sette segmenti riportati. Di questi però, cinque possono assumere tutti i valori compresi tra 0 e 9, mentre uno, quello più significativo o most significant digit (MSD), può assumere solo un numero limitato di valori. Nel caso in esame, l'input range è posto pari a 20 V; ne consegue che il DMM posizionerà il punto decimale a metà tra il secondo e terzo digit più significativo, come riportato in Fig. 6.3b e c. Si ha quindi che il numero in uscita avrà come indicazione possibile minima la tensione 0.0000 V (schema b), e come indicazione possibile massima la tensione 19.9999 V (schema c). L'MSD può quindi assumere solamente il valore 0 o 1. Dai disegni di figura è immediato risalire poi alla risoluzione dimensionale. In assenza di rumore interno rappresenta infatti la più piccola variazione che il display può visualizzare; coincide quindi con il peso del digit meno significativo o least significant digit (LSD), pari a  $\Delta = 0.1 \text{ mV}$ .



**Figura 6.3** Risultato della misurazione su un display a 5 digit e 1/2: (a) i sei display a sette segmenti, (b) indicazione minima, (c) indicazione massima

L’esercizio proposto mette in evidenza che la conoscenza della risoluzione adimensionale  $\delta$  è di per sé insufficiente per risalire alla risoluzione dimensionale  $\Delta$ . La determinazione di  $\Delta$  richiede infatti la conoscenza anche di un parametro dimensionale del sistema di acquisizione o misurazione, come ad esempio  $R$ . Un modo più razionale per calcolare  $\Delta$ , a partire dall’informazione più sintetica  $\delta$ , consiste nel ricorrere alla seguente formula:

$$\Delta = \frac{\text{peso}\{MSD\}}{b^{int\{\delta\}}}, \tag{6.4}$$

dove  $\text{peso}\{MSD\}$  è il peso dimensionale associato alla cifra più significativa visualizzata e  $int\{\delta\}$  è la parte intera di  $\delta$ .

**Esercizio** Si consideri il medesimo DMM visto in precedenza con 5 digit e 1/2 e  $R = 20\text{ V}$  e si determini  $\Delta$  utilizzando l’espressione (6.4).

**Soluzione** Nel caso in esame, considerando la posizione del punto decimale in Fig. 6.3, si ha:  $\text{peso}\{MSD\} = 10\text{ V}$  e  $int\{\delta\} = 5$ . Ne consegue una risoluzione dimensionale pari a:

$$\Delta = \frac{\text{peso}\{MSD\}}{b^{int\{\delta\}}} = \frac{10\text{ V}}{10^5} = 0.1\text{ mV},$$

che coincide con il risultato ottenuto nell’esercizio precedente.