

Misure di frequenza e di tempo

1 - Contatori universali

Schemi e circuiti di riferimento

Per la misura di frequenza e di intervalli di tempo vengono diffusamente impiegati dispositivi che si basano sul conteggio di impulsi. Essenzialmente sono costituiti da una porta controllata (*gate*) che lascia passare gli impulsi per un certo tempo, durante il quale questi vengono contati da un contatore (*counter*).

In tali sistemi è presente anche una base dei tempi (*time base*), con funzione di orologio.

Nella pratica si adottano due configurazioni classiche (Fig.1.1 e Fig.1.2), che presentano un comportamento duale e differiscono nella modalità di controllo della porta.

- *Schema per la misura di frequenza*

Con riferimento allo schema di Fig.1.1, i circuiti di ingresso al sistema provvedono a produrre una opportuna sequenza di impulsi con frequenza f . Questa può corrispondere direttamente alla frequenza del segnale in ingresso oppure può essere associata, tramite appositi circuiti convertitori, a un particolare parametro del segnale (per esempio l'ampiezza, oppure il valore efficace), al quale la frequenza f del treno di impulsi è stata resa proporzionale.

La base dei tempi abilita il passaggio degli impulsi attraverso la porta per un tempo predefinito T_0 , l'inizio e la fine del quale (*start* e *stop*) determinano rispettivamente l'apertura e la chiusura della porta.

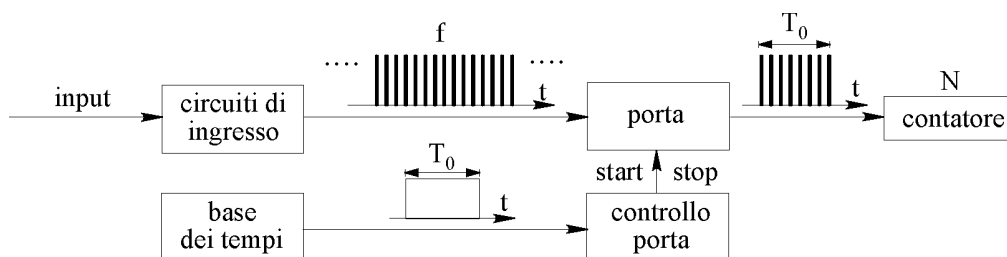


Fig.1.1 - Schema per la misura di una frequenza f .

Il numero N degli impulsi contati dal contatore in tale intervallo di tempo T_0 risulta proporzionale alla frequenza f degli impulsi in arrivo.

Infatti, se indichiamo con $T=1/f$ il periodo del treno di impulsi, si ha:

$$N = \frac{T_0}{T} = T_0 \cdot f \quad (1.1)$$

In particolare, se il tempo T_0 è pari a un secondo, il numero N rappresenta direttamente la frequenza in hertz.

• *Schema per la misura di tempo*

Con riferimento allo schema di Fig.1.2, viceversa, il controllo porta non è ottenuto dalla base dei tempi, ma dalla finestra temporale di durata ΔT prodotta dai circuiti in ingresso. Durante tale intervallo l'orologio (*clock*) della base dei tempi invia al contatore una serie di impulsi a frequenza fissa f_c , nota e stabile, cui corrisponde il periodo $T_c = 1/f_c$, detto tempo di clock.

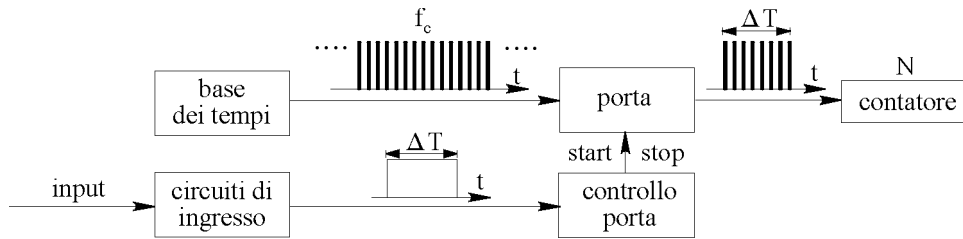


Fig.1.2 - Schema per la misura di un intervallo di tempo ΔT .

Il numero N degli impulsi contati risulta quindi proporzionale alla durata ΔT :

$$N = \frac{\Delta T}{T_c} = f_c \cdot \Delta T \tag{2.1}$$

In particolare, se gli impulsi di clock avessero periodo T_c di un microsecondo, l'intervallo di tempo fra *start* e *stop* risulterebbe di N microsecondi.

Il divisore di frequenza

Nello schema per la misura diretta di frequenza (Fig.1.1) è presente una base dei tempi, ossia un orologio (*clock*), con frequenza di lavoro tipicamente dell'ordine dei megahertz.

Da esso viene tratta la finestra di conteggio di durata T_0 per divisione della frequenza di clock. Per esempio (vedi Fig.1.3), se la frequenza dell'oscillatore è pari a 1 MHz e si desidera impostare un tempo di conteggio T_0 di un secondo, la frequenza f_c degli impulsi di clock viene divisa per 10^6 , ottenendo un treno di impulsi a 1 Hz, con periodo T_0 di un secondo. Si può utilizzare il fronte di salita di uno di questi impulsi per aprire la porta, avviando il conteggio (*start*), e il fronte di salita del successivo per chiudere la porta, fermando il conteggio (*stop*).

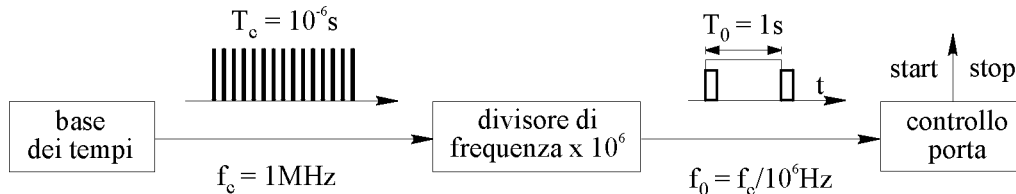


Fig.1.3 - Schema per il divisore di frequenza.

In pratica, la divisione della frequenza di clock può essere impostata scegliendo fra potenze di 10, ottenendo per esempio i tempi $T_0 = (10, 10^2, 10^3, 10^4, 10^5, 10^6, 10^7) T_c$.

Un divisore di frequenza può essere utilmente impiegato, come si vedrà più avanti, anche per migliorare la risoluzione nelle misure dirette di periodo.

Circuiti di ingresso

Negli schemi proposti nelle Figure 1.1 e 1.2 è presente un blocco che costituisce il circuito di ingresso.

I circuiti di ingresso possono avere diverse configurazioni a seconda dell'applicazione.

Se il segnale di cui si vuole misurare la frequenza è un segnale periodico, questo circuito d'ingresso opera trasformandolo in un'onda quadra, tramite un comparatore che scatta, cioè cambia di stato, ai passaggi per un determinato livello di trigger, per esempio lo zero. In tal modo (vedi Fig.1.4), dal segnale v_i si ottiene il segnale v_o che presenta i fronti ripidi in grado di far avanzare il contatore, nel caso della misura di frequenza (Fig. 1.1), o di comandare l'apertura e la chiusura della porta nella misura diretta di intervalli di tempo (Fig. 1.2).

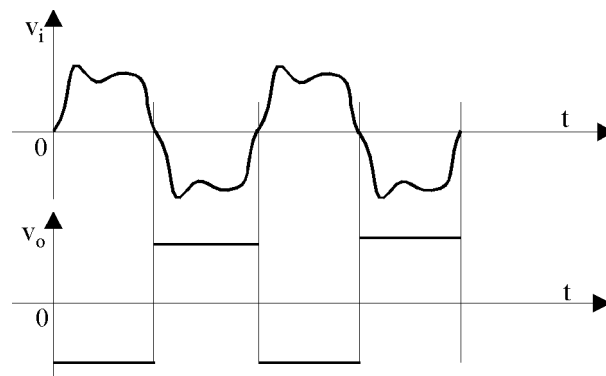


Fig.1.4 - Segnale in ingresso e uscita dal comparatore.

Nella pratica, i metodi basati sul conteggio di impulsi vengono impiegati oltre che per la misura diretta di frequenze e di intervalli di tempo, anche in altre applicazioni, come la misura di tensioni continue.

In questi casi si hanno specifici circuiti di condizionamento del segnale di tensione applicato in ingresso, che provvedono alla conversione della tensione continua incognita in una frequenza f ovvero in un intervallo di tempo ΔT . Un esempio di tali dispositivi è costituito dal voltmetro a doppia rampa, che viene esaminato nel capitolo dedicato ai convertitori AD e DA.

2 – Cause di incertezza

Le misure che impiegano contatori elettronici sono affette da diverse cause di incertezza.

Una prima causa è legata al cosiddetto errore di conteggio (*count error*), dovuto al fatto che la finestra temporale, durante la quale si contano gli impulsi, non risulta necessariamente un multiplo intero del periodo degli impulsi contati.

Pertanto la stessa finestra può racchiudere N impulsi oppure $N+1$, come evidenziato in Fig.2.5, determinando quindi un errore massimo di ± 1 nel numero degli impulsi contati.

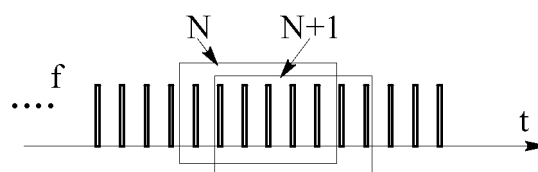


Fig.2.5 - Errore di conteggio.

L'errore relativo sul conteggio risulta quindi $1/N$, che rappresenta anche la risoluzione relativa del dispositivo. Per ridurre l'incidenza percentuale dell'errore di conteggio bisogna che il numero di impulsi N complessivamente contati durante la finestra temporale di osservazione sia elevato.

Nella misura diretta del periodo di un segnale (che utilizza lo schema di Fig. 1.2) la risoluzione relativa può essere migliorata inserendo tra il circuito di ingresso e il controllo della porta un divisore di frequenza che divida la frequenza del segnale di ingresso per un coefficiente M (p. es. 10, 100, 1000). In questo modo l'intervallo ΔT è pari a M volte il periodo del segnale e quindi il numero di impulsi contati è M volte maggiore. Naturalmente nella visualizzazione del risultato si deve tener conto della presenza del divisore per fornire il valore corretto della misura.

Un'altra causa di incertezza è dovuta al *time-base error*, cioè all'instabilità dell'oscillatore di *clock* per effetto di derive termiche, invecchiamento e variazioni della tensione di alimentazione.

Infine, un'ulteriore causa di incertezza è rappresentata dal *gating error* (o *trigger error*) dovuto ai disturbi sovrapposti al segnale di ingresso, che possono far scattare intempestivamente il controllo della porta. L'errore così determinato, che ha effetti apprezzabili principalmente nelle misure di intervalli di tempo, cresce all'aumentare del livello di rumore e diminuisce all'aumentare della pendenza del segnale negli istanti di trigger.

Per limitare questa causa di incertezza è utile dotare il comparatore di una certa isteresi. Il comparatore con isteresi è un dispositivo dotato di due soglie di scatto differenti: V_L per valori in discesa del segnale v_i applicato e V_H per valori in salita del segnale d'ingresso. Nella Fig.2.6 (A) è rappresentato l'effetto sulla commutazione di un comparatore semplice dovuto a un disturbo sovrapposto al segnale applicato v_i . Nella Fig.2.6 (B) è mostrato l'effetto benefico dell'isteresi: sono evitate le commutazioni ravvicinate e indesiderate. La fascia di isteresi deve tuttavia essere coordinata con l'ampiezza del disturbo affinché non si perda la correlazione con la soglia di scatto nominale.

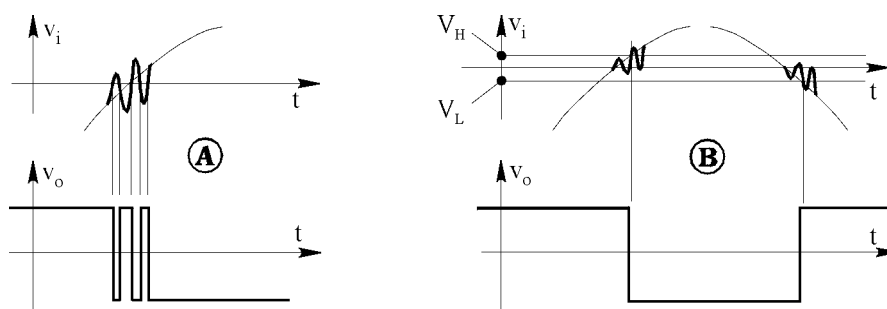


Fig.2.6 - Effetto dell'isteresi sulla commutazione in presenza di disturbi.

Gli effetti di tutte le cause esaminate possono essere estremamente limitati, rendendo possibile la misura di frequenze e/o intervalli di tempo con ottima accuratezza: anche in dispositivi commerciali non particolarmente sofisticati si possono avere errori relativi di poche parti per milione.

Scelta della modalità di funzionamento

Spesso le due modalità di funzionamento, che consentono la misura di frequenze e di intervalli temporali, si trovano riunite nella stessa apparecchiatura, denominata contatore universale, al fine di conseguire una maggiore flessibilità.

In particolare, con riferimento ai segnali periodici, risulta possibile scegliere la modalità di misura più idonea (*frequency* o *period*). Tale scelta deve essere basata su considerazioni che riguardano l'incertezza complessiva con cui è possibile eseguire la misura e quindi, in primo luogo, la risoluzione della stessa. Nel seguito verranno forniti alcuni esempi numerici per evidenziare in quali situazioni sia da preferire l'una o l'altra modalità.

- *Misura di una bassa frequenza*

Si consideri la misura diretta di una frequenza f particolarmente bassa, per esempio pari a 20 Hz. In questo caso per contare un numero sufficiente di impulsi occorre utilizzare un tempo di osservazione T_0 piuttosto lungo.

Infatti, se volessimo misurare la frequenza f con una risoluzione pari a 1%, dovremmo contare almeno 100 impulsi e pertanto il tempo di conteggio T_0 dovrebbe essere almeno di 5 s ($T_0 = 100 \cdot T = 100/f$). In pratica, con i valori normalmente disponibili nei dispositivi commerciali, il divisore di frequenza dovrebbe essere impostato per avere la durata $T_0 = 10$ s.

Se volessimo una risoluzione dell'uno per mille, il tempo necessario salirebbe a ben 50 s, diventando eccessivo e poco pratico.

In questi casi è più opportuno effettuare la misura dell'intervallo di tempo ΔT che corrisponde al periodo T del segnale d'ingresso (nell'esempio considerato, il periodo è $T = 50$ ms).

Tale periodo verrà quindi utilizzato come finestra di osservazione (intervallo tra i comandi di *start* e di *stop*) della sequenza di impulsi di clock.

In particolare, se il clock del sistema lavora a 1 MHz, nel periodo di tempo di 50 ms vengono contati $N = 0,05/10^{-6} = 50000$ impulsi, con risoluzione assoluta di un microsecondo. La risoluzione relativa è $1/N = 1/50000 = 2 \times 10^{-5}$.

La frequenza desiderata si ottiene infine facendo il reciproco della lettura.

Nell'esempio è risultato più opportuno operare in modalità *period* (piuttosto che in modalità diretta *frequency*), ottenendo una risoluzione migliore e un tempo di misura più breve.

- *Misura di un breve periodo di tempo*

Considerazioni duali valgono nel caso in cui si vogliano misurare intervalli di tempo molto brevi, per esempio il periodo T di un'onda in alta frequenza.

In questi casi conviene operare in modalità *frequency* piuttosto che *period*.

Per esempio, supponiamo di voler misurare il periodo T di un segnale sinusoidale a 100 kHz, che risulta quindi pari a 10 μ s. Supponiamo ancora che il clock abbia frequenza propria f_c di 1 MHz ($T_c = 1 \mu$ s).

Con la misura diretta di periodo verrebbero contati 10 impulsi di clock nel tempo di apertura della porta, con una risoluzione relativa di 1/10, inaccettabilmente bassa.

Viceversa, operando in modalità *frequency* e impiegando una durata T_0 di apertura della porta pari a un secondo, si contano gli $N = 10^5$ impulsi passati attraverso il *gate*. Tale numero fornisce la frequenza in hertz del segnale di ingresso, mentre il suo reciproco è il periodo T in secondi. La durata della misura è ragionevole (un secondo) e la risoluzione relativa è di $1/10^5$.