

CAPITOLO 11

11.1 Generalità sulle misure di tempo e di frequenza

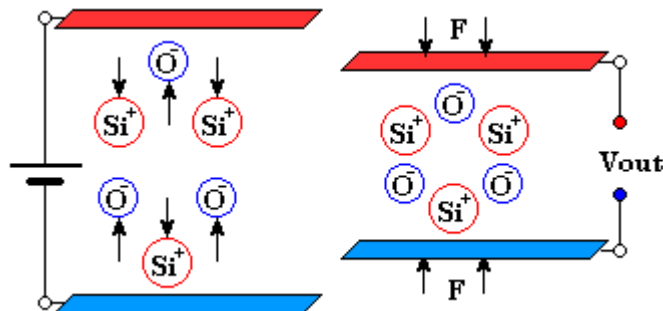
Campioni idonei ad essere inseriti in uno strumento elettronico

Normalmente gli strumenti elettronici usano dei campioni di tempo realizzati tramite degli oscillatori stabili la cui frequenza di oscillazione viene determinata da un cristallo piezoelettrico (quarzo) oppure da una rete RC.

Effetto piezoelettrico

L'effetto piezoelettrico ha luogo in alcuni materiali (cristalli di quarzo (SiO_2), tormaline, sali di Rochelle, ceramiche PZT, ecc.) e si manifesta con una deformazione della cella cristallina provocata da un campo elettrico esterno o, dualmente, con l'instaurarsi di una d.d.p. fra le facce opposte di un cristallo sottoposto a deformazione per effetto di una forza applicata dall'esterno.

Se il cristallo di quarzo viene tagliato secondo particolari piani cristallografici si evidenziano celle esagonali i cui vertici sono occupati da un uguale numero di ioni silicio ed ossigeno (per semplicità grafica, nella figura sotto riportata non si sono indicate le effettive cariche degli ioni, ma solamente i loro segni elettrici).

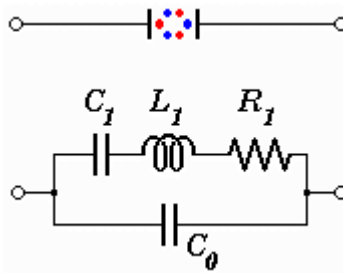


Se si applica un campo elettrico esterno tale da provocare una deformazione del cristallo con conseguente aumento della lunghezza assiale della cella e poi lo si annulla bruscamente lasciando libero il cristallo di ritornare nella condizione originale, per effetto dei particolari valori della elasticità e del coefficiente di smorzamento meccanico che sono tipici del cristallo di quarzo, esso reagisce alla sollecitazione come un sistema del secondo ordine sottosmorzato. La lunghezza assiale della cella presenta un rilevante overshoot che provoca la nascita di un campo elettrico di polarità inversa a quello che aveva prodotto la prima deformazione: per la bassa dissipazione propria del dispositivo si susseguono quindi molte altre oscillazioni con alternanza dei campi elettrici prodotti dalle deformazioni. La frequenza di queste oscillazioni (frequenza propria delle oscillazioni meccaniche) dipende principalmente dalla massa del cristallo (aumentando al diminuire di questa) ed in modo molto meno marcato dalla temperatura.

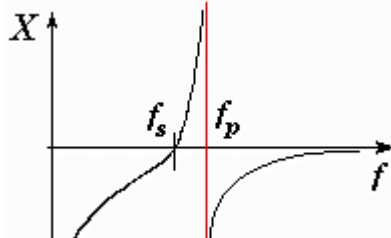
L'effetto piezoelettrico può essere utilizzato per pilotare un circuito elettrico in grado di portare e mantenere in oscillazione il quarzo reintegrando ad ogni oscillazione l'energia dissipata nella deformazione elastica.

Circuito equivalente del cristallo piezoelettrico

Il comportamento elettrico di un cristallo piezoelettrico su cui sono state realizzate due armature simili a quelle dei condensatori a facce piane può essere rappresentato da un circuito eq. a parametri concentrati: la reattanza equivalente del dispositivo si annulla in corrispondenza di due frequenze f_s e f_p a cui hanno luogo, rispettivamente, la risonanza serie e la (anti)risonanza parallelo.



La reattanza equivalente del circuito ha l'andamento riportato nel diagramma seguente:



pertanto:

- a frequenza inferiore a f_s , il quarzo può essere rappresentato come una serie "resistenza+capacità",
- fra f_s e f_p , lo stesso quarzo può essere rappresentato come una serie "resistenza+induttanza",
- a frequenza superiore a f_p , può essere rappresentato come una serie "resistenza+capacità"

La temperatura ha un modesto effetto sui valori della frequenza di risonanza e di antirisonanza e, con una adeguata scelta del piano di taglio del cristallo, si può limitare la variazione relativa di tali valori a ± 3 ppm (parti per milione) in tutto il campo di temperatura compreso fra 0 e 50 °C.

Oscillatore quarzato

Rinviando al corso di Elettronica 1 per una trattazione rigorosa degli oscillatori, ci si limita a ricordare che un oscillatore quarzato può essere realizzato modificando lo schema dell'oscillatore Colpitts sostituendo un cristallo di quarzo alla bobina. La frequenza di oscillazione resta compresa fra f_s ed f_p in quanto il quarzo deve comunque presentare reattanza induttiva.

Incerteza della frequenza di un oscillatore quarzato

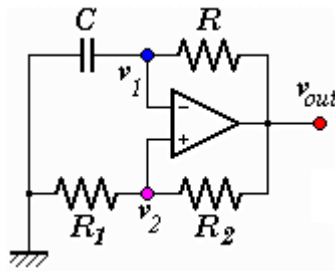
Il valore della frequenza di un oscillatore quarzato varia principalmente per effetto delle fluttuazioni di temperatura e per l'invecchiamento dei componenti. A titolo di esempio si riportano i dati desunti dalle caratteristiche di uno strumento commerciale:

fluttuazioni della temperatura: con riferimento alla frequenza corrispondente alla temperatura di 25 °C gli scostamenti evidenziati in tutto il campo che va da 0 °C a 50 °C si mantengono entro le ± 5 ppm.

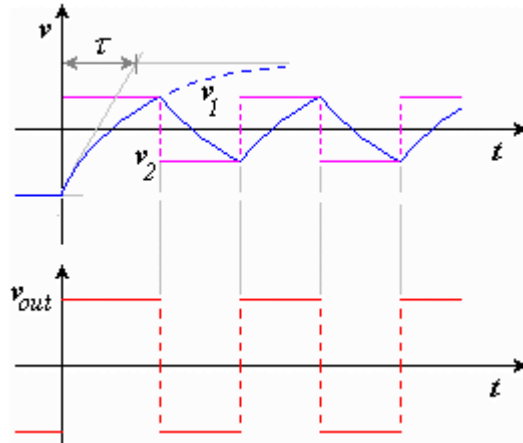
invecchiamento dei componenti: le variazioni della frequenza prodotte dall'invecchiamento si mantengono entro le $\pm 0,3$ ppm per mese: ciò significa che dopo un anno dalla taratura ci si può attendere una alterazione della frequenza non superiore a ± 4 ppm.

Combinando i due valori forniti si può affermare che, entro un anno dalla taratura (effettuata alla temperatura di 25°C), gli scostamenti della frequenza prodotta dall'oscillatore che si trovi ad operare ad una temperatura compresa nel campo 0÷50°C rispetto al valore originale non raggiungono le ± 10 ppm.

Oscillatore con rete RC



Per realizzare un semplice oscillatore a rete RC si può usare un comparatore in un circuito astabile a trigger di Schmitt invertente. Per comprendere il principio di funzionamento di tale circuito, se ne analizzi il seguente diagramma temporale:



Si supponga che inizialmente, prima dell'istante $t=0$, la tensione di uscita v_{out} risulti sia uguale al valore minimo negativo v_{min} e che sia possibile imporre, all'istante $t=0$, un valore positivo v_{max} alla tensione di uscita.

All'istante $t=0$, ha quindi inizio un transitorio della tensione v_1 che, con legge:

$$v_1 = v_{min} + (v_{max} - v_{min})(1 - \exp[-t/RC])$$

tende asintoticamente al valore v_{max} . Nello stesso istante $t=0$, il segnale v_2 assume il valore positivo $v_{max}R_1/(R_1+R_2)$. Si indichi con t_1 l'istante in cui la tensione v_1 supera il valore assunto da v_2 . In tale istante, il commutatore commuta e, pertanto, la tensione di uscita v_{out} passa al valore v_{min} . Ha quindi inizio un nuovo transitorio della tensione v_1 che, con legge:

$$v_1 = [v_{max}R_1/(R_1+R_2)] + [v_{min} - v_{max}R_1/(R_1+R_2)](1 - \exp[-(t-t_1)/RC])$$

tende asintoticamente al valore v_{min} . Nello stesso istante, il segnale v_2 assume il valore $v_{min}R_1/(R_1+R_2)$. All'istante $t=t_2$, v_1 supera (in modulo) v_2 e la tensione di uscita del comparatore v_{out} passa nuovamente al valore v_{max} .

Ha quindi inizio un nuovo transitorio della tensione v_1 che, con legge:

$$v_1 = [v_{min}R_1/(R_1+R_2)] + [v_{max} - v_{min}R_1/(R_1+R_2)](1 - \exp[-(t-t_2)/RC])$$

tende asintoticamente al valore v_{max} .

Il circuito presenta quindi un andamento oscillatorio della tensione di uscita che si ripete con una cadenza legata al valore della costante di tempo $\tau=RC$. La temperatura influisce in modo sensibile sui valori di R e di C (almeno 15 ppm/ $^{\circ}C$ per R ed almeno 50 ppm/ $^{\circ}C$ per C), per cui la stabilità a lungo tempo della frequenza fornita dal dispositivo è modesta.

11.2 Misuratore numerico di intervalli di tempo

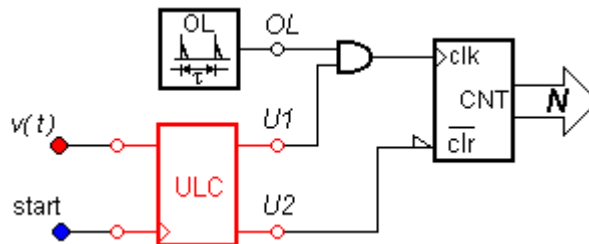
Il misuratore numerico di intervalli di tempo è uno strumento capace di misurare il tempo per cui un segnale digitale si mantiene al livello logico 1. Nel gergo *anglo-elettronico* questo intervallo viene indicato come "T-on" (pronuncia: tì on). La misura di tale intervallo viene espressa dallo strumento

come multiplo intero del periodo di un oscillatore locale (O.L.) usualmente quarzato in quanto ad esso è richiesta stabilità a lungo termine.

Schema e principio di funzionamento

I blocchi fondamentali del misuratore numerico di intervalli di tempo sono:

- un *oscillatore locale* (OL);
- un circuito *porta*, ad esempio una porta AND;
- un *contatore* (CNT);
- ed una *unità di controllo* (ULC) che ha il compito di supervisionare l'esecuzione della misurazione.

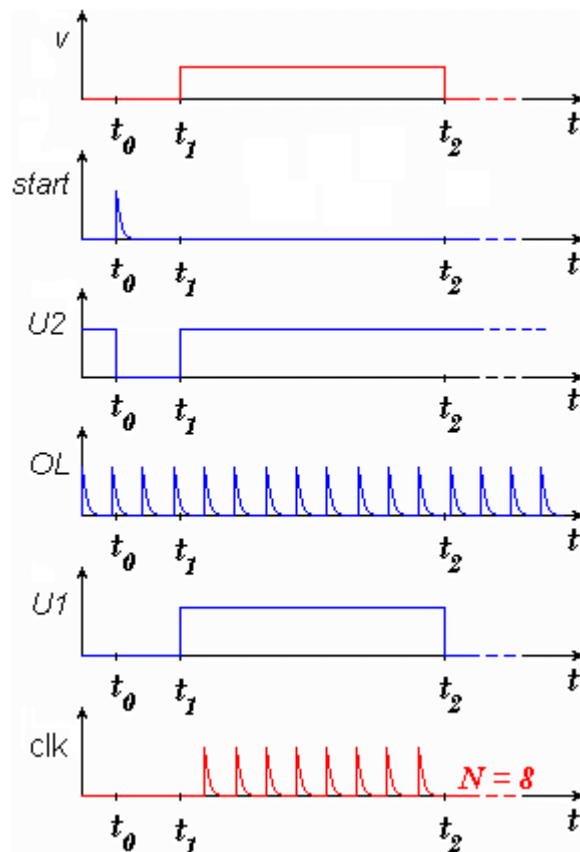


nota bene: il simbolo triangolare disegnato in corrispondenza dell'ingresso di un componente logico significa che tale ingresso è di tipo *positive-edge-triggered* (sensibile alla transizione 0-1 del segnale logico e non al suo livello). L'intervallo di cui si vuole determinare la durata è quello in cui il segnale $v(t)$ assume il livello logico 1.

Lo strumento funziona secondo il seguente principio:

- l'unità di controllo (ULC) attende che venga richiesta (all'istante t_0) l'esecuzione di una misurazione attraverso la transizione 0-1 della linea di start;
- quando tale richiesta viene rilevata la ULC azzerà l'uscita del contatore (CNT) agendo sull'ingresso clear di quest'ultimo attraverso la linea U2;
- dall'istante t_1 in cui ha inizio l'intervallo sotto misurazione e fino all'istante t_2 in cui questo ha termine, la ULC mantiene la linea U1 al livello 1. Tale segnale viene applicato ad uno degli ingressi della porta logica AND rendendola di fatto trasparente al segnale OL;
- la presenza di tale segnale 1 permette quindi agli impulsi generati dall'oscillatore locale durante l'intervallo sotto misurazione di attraversare la porta AND giungendo all'ingresso di clock del contatore il quale li totalizza;
- al termine dell'intervallo sotto misurazione la ULC, rendendo 0 il livello del segnale che applica alla porta AND, arresta il conteggio del contatore.

E' possibile fare riferimento al seguente diagramma temporale che rappresenta l'andamento dei segnali di interesse:



Per quanto detto, nel registro di uscita del contatore è registrato il numero di impulsi che l'oscillatore locale ha generato durante l'intervallo sotto misurazione. conoscendo il periodo dell'oscillatore locale, cioè la distanza temporale fra due successivi impulsi generati dall'oscillatore, è quindi possibile ricavare il valore della durata dell'intervallo sotto misurazione.

Se nell'intervallo $[t_1, t_2]$ si sono presentati N fronti di salita del segnale generato dall'oscillatore locale, si può, in prima approssimazione, ritenere che la durata dell'intervallo sia N volte il periodo di tale segnale:

$$t_2 - t_1 = N \tau$$

Risoluzione

Dato che il numero N fornito dal contatore è un numero naturale, la risoluzione della misura coincide con il valore del periodo del segnale OL generato dall'oscillatore locale. Si può allora affermare che la risoluzione della misura coincide con il reciproco della frequenza f_{OL} del segnale emesso dall'oscillatore locale:

- se fosse $f_{OL} = 1 \text{ Hz}$ la risoluzione della misura sarebbe uguale ad 1s,
- se fosse $f_{OL} = 1 \text{ kHz}$ la risoluzione della misura sarebbe uguale ad 1ms,
- se fosse $f_{OL} = 1 \text{ MHz}$ la risoluzione della misura sarebbe uguale ad 1 μ s.

Tale osservazione comporta che, anche se il numero N fornito dal contatore è un numero naturale, è possibile ottenere valori della misura con cifre decimali! (e.g. $f_{OL}=10 \text{ kHz}$ fornisce una risoluzione della misura pari ad 0,1ms, $f_{OL}=100 \text{ Hz}$ porta ad una risoluzione pari a 0,01ms).

L'operatore, cioè la persona che sta utilizzando lo strumento, può interagire con lo strumento stesso selezionando il valore desiderato della risoluzione: la frequenza f_{OL} necessaria per soddisfare la richiesta viene ottenuta introducendo una idonea divisione di frequenza su di un segnale emesso da un oscillatore quarzato che oscilla ad una frequenza f_Q molto alta (fissa).

Disponendo, per esempio, di un oscillatore quarzato con frequenza f_Q di 100MHz si può ottenere direttamente la massima risoluzione che risulta di 10ns;

con l'interposizione di un divisore di frequenza che renda $f_{OL}=f_Q/100$ si ottiene una risoluzione di $1\mu s$ mentre se il divisore rende $f_{OL}=f_Q/100.000$ si ottiene una risoluzione di $1ms$.

Campo di misurazione (portata)

Il massimo valore misurabile della durata dell'intervallo dipende ovviamente dal massimo valore N_{max} che il contatore è in grado di totalizzare e dal valore del periodo del segnale OL prodotto dall'oscillatore locale:

- Il primo è fissato, nel caso dei contatori binari, dal numero n "di bit" utilizzati e vale $N_{max}=2^n-1$. Un contatore a 16 bit presenta quindi un $N_{max}=65.535$, mentre per un contatore a 24 bit si ha $N_{max}=16.777.215$.
- Il secondo, come già visto, è legato al valore della risoluzione della misura che si vuole ottenere. Disponendo, per esempio, di un contatore a 16 bit e volendo ottenere una risoluzione pari a $1\mu s$ si possono misurare intervalli di durata non superiore a circa $65,5 ms$.

Incertezza

Individuato il valore della misura della durata dell'intervallo si deve individuare la incertezza. Dalla espressione già scritta:

$$t_2 - t_1 = N \tau$$

si parte per valutare la incertezza della misura attraverso considerazioni che coinvolgono sia la qualità del campione utilizzato, sia il principio di funzionamento del circuito.

In base alle usuali regole di propagazione della incertezza nei prodotti si può scrivere:

$$t_2 - t_1 = N \tau$$

$$\Delta(t_2 - t_1) \% = \Delta N \% + \Delta \tau \%$$

$$\Delta N \% = \pm 100 / N$$

per quantizzazione e mancanza di
sincronia fra i segnali

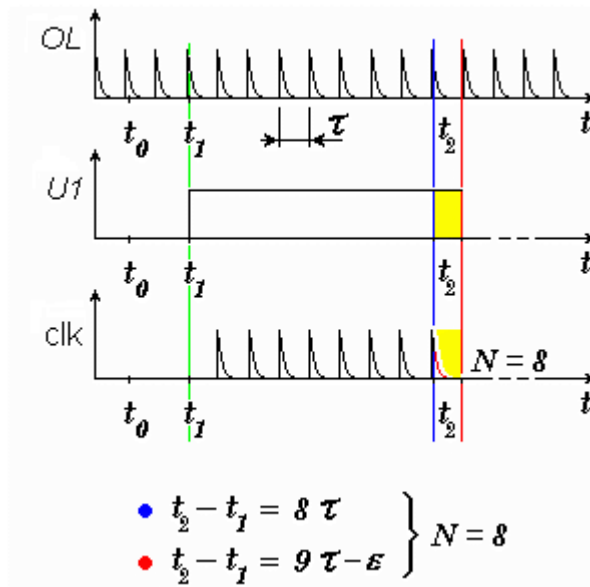
$$\Delta \tau \%$$

dipende dalle caratteristiche
dell'oscillatore

Quantizzazione

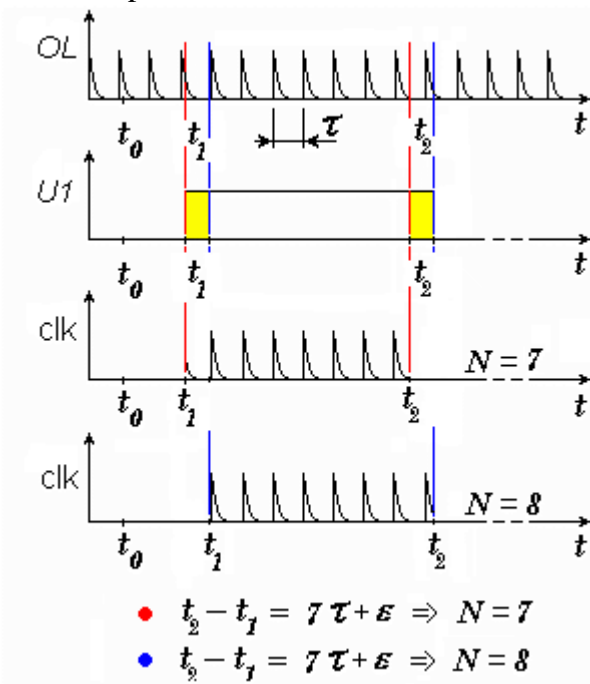
La prima causa di incertezza è la "quantizzazione" provocata dall'uso di un contatore, cioè un dispositivo numerico in grado di fornire in uscita solamente valori N appartenenti ad un insieme discreto (numeri naturali) per descrivere un misurando definito su di un insieme continuo. Per mostrare graficamente il fenomeno della quantizzazione si supponga che l'istante t_1 si presenti immediatamente dopo un fronte di salita del segnale dell'oscillatore locale OL e si osservi la figura sotto riportata: come è facile vedere il numero N totalizzato dal contatore non si modifica se l'istante t_2 varia fra le due posizioni estreme rispettivamente rappresentate:

- dall'istante immediatamente seguente ad un fronte di salita di OL,
- dall'istante immediatamente precedente il successivo fronte di salita di OL.



Mancanza di sincronia

Le transizioni dei segnali $v(t)$ ed OL non sono sincronizzate e l'istante t_1 può non avere luogo immediatamente dopo un fronte di salita di OL dando origine ad una ulteriore causa di incertezza. Per effetto della mancanza di sincronia fra l'intervallo sotto misurazione e gli impulsi prodotti dall'oscillatore locale può accadere che intervalli di uguale durata diano luogo a valori diversi di N così come mostrato dal grafico sotto riportato.

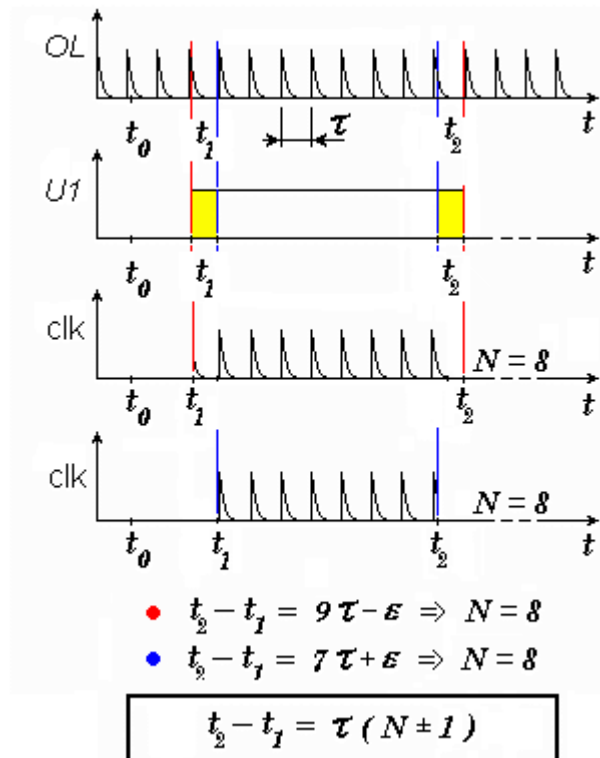


Effetto combinato della mancanza di sincronia e della quantizzazione

Non è possibile trattare separatamente i fenomeni della quantizzazione e della mancanza di sincronia per poi applicare la sovrapposizione degli effetti in quanto esistono fenomeni di sinergia che rendono l'effetto della mancanza di sincronia NON INDIPENDENTE dalla quantizzazione.

Come si può vedere dalla figura sottostante, in cui si usa come esempio il valore $N = 8$, lo stesso valore di N si ottiene per tutto il campo di valori della durata dell'intervallo $[t_1, t_2]$ corrispondente alle due situazioni limite in cui:

- t_1 si presenta immediatamente dopo un fronte di salita di OL e t_2 immediatamente prima del fronte di salita del nono impulso seguente,
- t_1 si presenta immediatamente prima di un fronte di salita di OL e t_2 immediatamente dopo il fronte di salita del settimo impulso seguente.



La incertezza assoluta introdotta dal sistema "gate/contatore" risulta quindi di valore costante e pari a ± 1 .

Risulta evidente che, per ridurre il valore della incertezza percentuale, è necessario che nell'intervallo da misurare si presentino al contatore un numero elevato di fronti di salita del segnale OL pertanto risulta indispensabile adottare un oscillatore quarzato dotato di un periodo molto inferiore alla durata dell'intervallo $[t_2 - t_1]$.

Incetezza dell'oscillatore

Ricordiamo che gli oscillatori quarzati, in un intervallo di un anno dalla taratura ed entro il campo di temperatura compreso fra 0 e 50°C, hanno variazioni della frequenza inferiori a ± 10 ppm (parti per milione).

Usando un quarzo con tali prestazioni solamente quando il numero N assume valori estremamente elevati (superiori a 10^5) la incertezza sul valore del periodo di OL diviene significativa. Con l'uso di contatori numerici a 16 bit ($N_{\max} = 65\,535$) l'incertezza dell'oscillatore quarzato può quindi essere trascurata.

11.3 Misuratore numerico di periodo

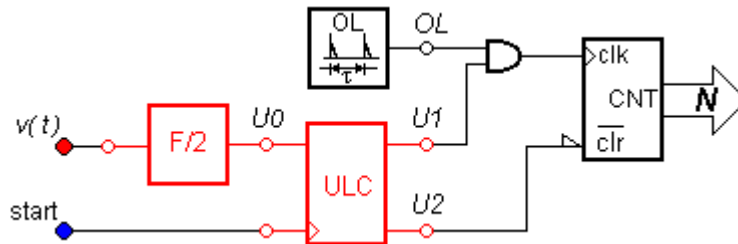
La circuiteria che compone lo strumento di misura è di tipo numerico. Risulta, pertanto, necessario trattare opportunamente il segnale di cui si desidera misurare il periodo, per consentire un corretto funzionamento della circuiteria dello strumento anche in presenza di segnali non numerici. Il pretrattamento necessario viene attuato da un blocco funzionale (indicato nello schema sottostante come F/2) che restituisce in uscita un segnale numerico avente frequenza uguale alla metà di quella del segnale $v(t)$ e *duty-cycle* del 50%.

Misurando la durata di tale T-on con il misuratore di intervalli di tempo illustrato nei precedenti paragrafi, si ottiene la misura del periodo incognito, espressa dallo strumento come multiplo del

periodo di un oscillatore locale (OL), usualmente quarzato. I blocchi fondamentali dello strumento sono pertanto:

- un blocco di pretrattamento del segnale (F/2).
- un oscillatore locale (OL),
- un dispositivo a porta, per esempio un AND-gate,
- un contatore (CNT),
- una "unità logica di controllo" (ULC) che ha il compito di supervisionare l'esecuzione della misurazione

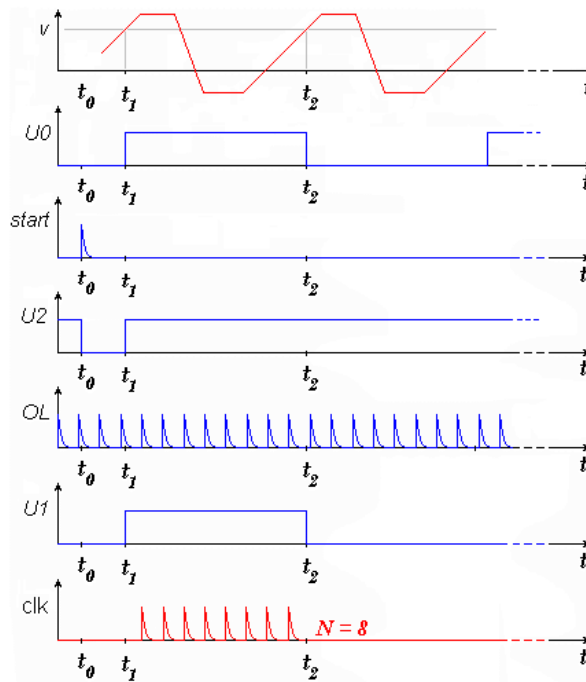
Schema e principio di funzionamento di funzionamento



Lo strumento, per misurare il periodo del segnale analogico $v(t)$, costruisce un segnale di servizio U_0 il cui "T-on" è uguale al periodo incognito. L'intervallo in cui U_0 assume il livello logico 1 viene quindi misurato mediante il misuratore di intervalli di tempo già descritto. Lo strumento funziona secondo il seguente principio:

- mediante il blocco F/2, che agisce da divisore di frequenza, si ottiene un segnale binario avente una frequenza pari alla metà di quella del segnale sotto misurazione $v(t)$ che, avendo duty-cycle del 50%, presenta un T-on uguale al periodo di $v(t)$;
- la unità logica di controllo (ULC) attende che venga richiesta la esecuzione di una misurazione attraverso la transizione 0-1 della linea di start;
- quando tale richiesta viene rilevata la ULC "azzerà" il contatore (CNT) agendo sull'ingresso clear di quest'ultimo attraverso la linea U2 che assume il livello 0 fino all'istante t_1 in cui il segnale di servizio U_0 assume il livello 1;
- dall'istante t_1 in cui ha inizio l'intervallo sotto misurazione e fino all'istante t_2 in cui questo ha termine la ULC mantiene la linea U1 al livello 1. Tale segnale viene applicato ad uno degli ingressi della porta logica AND rendendola di fatto trasparente al segnale OL;
- la presenza di tale segnale permette quindi agli impulsi generati dall'oscillatore locale durante l'intervallo sotto misurazione di attraversare la porta AND giungendo all'ingresso di clock del contatore il quale li totalizza;
- al termine dell'intervallo sotto misurazione la ULC, rendendo 0 il livello del segnale che applica alla porta AND, arresta il conteggio del contatore;
- moltiplicando il numero N totalizzato dal contatore per il periodo del segnale OL generato dall'oscillatore locale si ottiene il valore del periodo del segnale $v(t)$.

E' possibile fare riferimento al seguente diagramma temporale che rappresenta l'andamento dei segnali di interesse:



Risoluzione e campo di misurazione

Sono valide le stesse considerazioni fatte per il misuratore di intervalli di tempo numerico pertanto si rimanda a quella trattazione.

Incertezza del periodometro numerico

Le usuali regole di propagazione dell'incertezza ci mostrano che l'incertezza percentuale della misura fatta con il misuratore di periodo è data dalla somma delle incertezze percentuali proprie del sistema gate-contatore e dell'oscillatore locale. Anche in questo caso, in maniera analoga al misuratore di intervalli di tempo, la quantizzazione e la mancanza di sincronismo fra il segnale di cui si vuole determinare il periodo ed il segnale dell'oscillatore locale, portano ad una incertezza assoluta nel valore di $N=\pm 1$.

$$T = N \tau$$

$$\Delta T \% = \Delta N \% + \Delta \tau \%$$

$$\Delta N \% = \pm 100 / N$$

per quantizzazione e mancanza di
sincronia fra i segnali

$$\Delta \tau \%$$

dipende dalle caratteristiche
dell'oscillatore

Vi sono però altre cause di incertezza che non appaiono direttamente dalla formula che esprime il risultato della misurazione. Le principali sono:

- la ripetibilità non ideale del funzionamento del comparatore inserito nel blocco F/2;
- la presenza di disturbi su $v(t)$.

Ripetibilità del comparatore

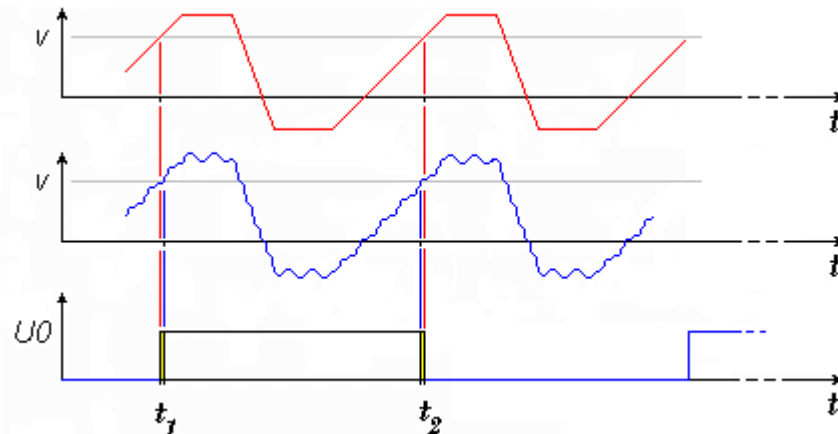
Il comparatore usato all'interno del blocco divisore di frequenza presenta solo idealmente la capacità di rilevare l'annullarsi "matematico" della tensione differenziale in ingresso. In realtà la

commutazione dell'uscita avviene, in maniera più o meno aleatoria, quando la tensione differenziale si trova contenuta in un intorno dello zero. Non è pertanto possibile escludere che gli istanti t_1 e t_2 vengano individuati in corrispondenza di due valori leggermente diversi di $v(t)$ determinando così una errata valutazione del periodo T sotto misurazione.

Presenza di disturbi su $v(t)$

La presenza di un rumore sovrapposto al segnale utile $v(t)$ di cui si vuole determinare il periodo è un'ulteriore fonte di incertezza. L'istante t_1 di inizio della misurazione e l'istante t_2 possono essere infatti alterati in maniera diversa con una conseguente variazione dell'intervallo in cui il segnale di servizio U_0 assume il livello H .

Nell'esempio sotto riportato il rumore determina un lieve ritardo nella allocazione temporale di t_1 ed un altrettanto lieve anticipo nella allocazione di t_2 con conseguente diminuzione della durata del T_{on} di U_0 nei confronti dell'effettiva durata del periodo sotto misurazione.



Ripetendo la misurazione, le alterazioni introdotte dal rumore possono variare determinando quindi una variabilità del valore rilevato per il periodo.

Per migliorare le prestazioni nella misurazione del periodo gli strumenti più sofisticati operano la misurazione della durata di più periodi in modo tale che gli effetti sopra descritti possano essere ridotti nella valutazione della incognita. Se, infatti, la misura della durata di 100 periodi è affetta da una incertezza assoluta pari a $\pm T$, la misura del singolo periodo medio risulta affetta da una incertezza assoluta di $\pm T/100$.

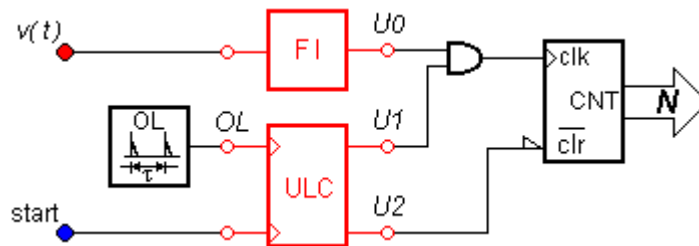
11.4 Frequenzimetro numerico

La frequenza di un evento rappresenta il rapporto fra il numero di volte in cui l'evento considerato ha luogo durante un dato intervallo temporale e la durata di tale intervallo. È, quindi, evidente che la frequenza rappresenta una grandezza "mediata" sull'intervallo e si potrà avere lo stesso valore di frequenza sia nel caso di eventi rigorosamente equispaziati nel tempo, sia nel caso di eventi che non si ripetono in modo regolare.

Il frequenzimetro numerico, strumento per la misurazione della frequenza di un segnale elettrico, è basato sull'uso di:

- un contatore che ha il compito di contare gli eventi elettrici che si verificano;
- un oscillatore locale (quartzato) per stabilire la durata dell'intervallo entro cui vengono considerati gli eventi;
- un dispositivo a porta, per esempio un AND-gate.
- un formatore di impulsi che attua un condizionamento del segnale di ingresso generando un segnale impulsivo che conserva la stessa frequenza di $v(t)$;
- la unità di controllo (ULC) che ha il compito di supervisionare il funzionamento dello strumento.

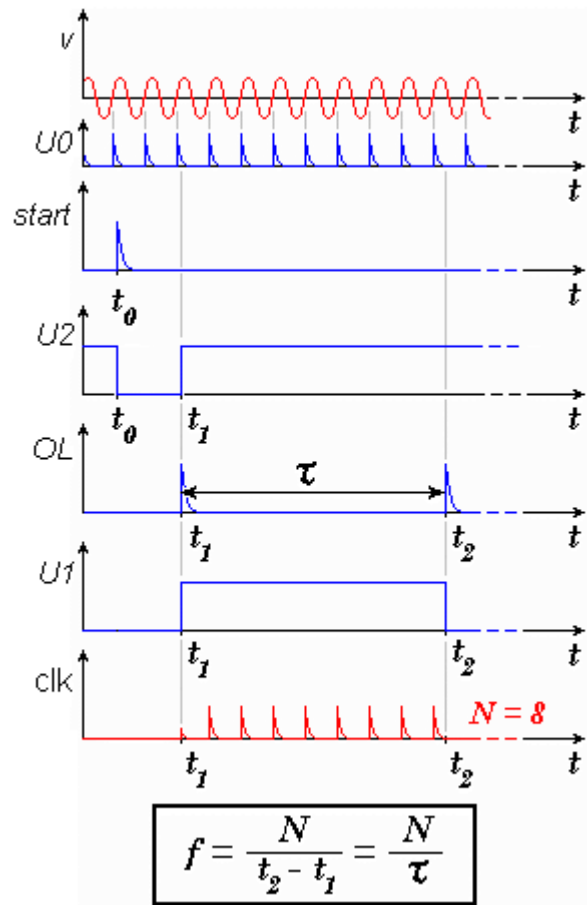
Schema e principio di funzionamento del frequenzimetro



Lo strumento genera due segnali binari di servizio, U_0 e U_1 , che vengono applicati agli ingressi della porta AND. U_0 presenta un impulso di breve durata per ciascun periodo del segnale di cui si vuole misurare la frequenza mentre U_1 assume il livello 1 per un tempo che rappresenta l'intervallo di misurazione. Nell'intervallo di durata T -on (in cui U_1 assume il livello 1) gli impulsi del FI raggiungono l'ingresso di clock del contatore CNT. Il valore della frequenza si ottiene dividendo il numero N conteggiato dal contatore per la durata (nota) del tempo T -on. Il principio di funzionamento dello strumento è il seguente:

- mediante il blocco FI viene generato un segnale di servizio U_0 che, per ogni ciclo del segnale sotto misurazione $v(t)$, presenta un brevissimo intervallo in cui assume il livello logico 1;
- la unità logica di controllo (ULC) attende che venga richiesta la esecuzione di una misurazione attraverso la transizione 0-1 della linea di start;
- quando tale richiesta viene rilevata la ULC azzerava il contatore (CNT) agendo sull'ingresso clear di quest'ultimo attraverso la linea U_2 che assume il livello 0 fino all'istante t_1 in cui il segnale OL, generato dall'oscillatore locale, presenta la prima transizione dal livello 0 al livello 1 successiva alla transizione della linea di start;
- dall'istante t_1 all'istante t_2 la ULC mantiene il segnale U_1 al livello 1. Tale segnale viene applicato ad uno degli ingressi della porta logica AND rendendola di fatto trasparente al segnale U_0 ;
- la presenza di tale segnale permette quindi agli impulsi generati dal formatore di impulsi FI durante l'intervallo di misurazione di attraversare la porta AND giungendo all'ingresso di clock del contatore il quale li totalizza;
- quando il segnale OL dell'oscillatore locale presenta la seconda transizione dal livello '0 al livello 1, ha termine l'intervallo di misurazione e la ULC, portando a 0 il livello del segnale che applica alla porta AND, arresta il conteggio del contatore;
- dividendo il numero N totalizzato dal contatore per il periodo del segnale OL generato dall'oscillatore locale si ottiene il valore della frequenza del segnale $v(t)$.

E' possibile fare riferimento al sotto riportato diagramma che mostra gli andamenti dei segnali più significativi:



Campo di misurazione (portata)

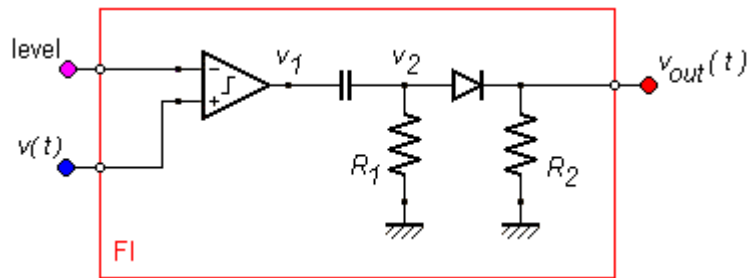
Dall'analisi del principio di funzionamento, si deduce che:

- se l'oscillatore locale generasse un segnale OL con T-on di 1s allora N rappresenterebbe il valore della frequenza espressa in hertz (simbolo: Hz);
- se il T-on di OL fosse uguale ad 1ms allora N rappresenterebbe il valore della frequenza espressa in kilohertz (kHz)
- se il T-on di OL fosse di 1μs allora N rappresenterebbe il valore della frequenza espressa in megahertz (MHz).

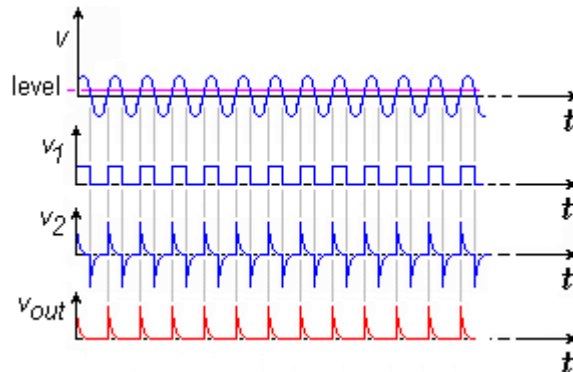
Pertanto, scegliendo opportunamente il tempo di T-on, si può evitare l'operazione di divisione ed ottenere direttamente il valore della frequenza in Hz, kHz, MHz, etc..

Circuito di condizionamento del segnale (formatore di impulsi)

Il formatore di impulsi è incaricato di trasformare il segnale di ingresso in una successione di impulsi di breve durata da applicare al contatore attraverso il circuito porta. Esso deve generare uno (ed un solo) impulso per ogni ciclo del segnale sotto misurazione $v(t)$. Una prima soluzione (di principio) può essere quella sotto rappresentata in cui l'uscita di un comparatore analogico viene applicata prima ad uno stadio derivatore passivo a rete CR, poi ad uno stadio raddrizzatore costituito da un diodo e da una resistenza .



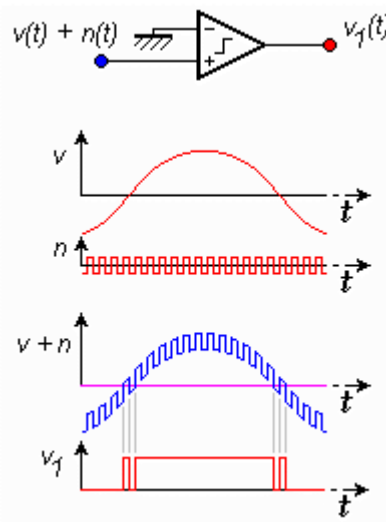
Supponendo che il segnale in ingresso $v(t)$ sia costituito da un'onda sinusoidale l'esame dei grafici sottostanti permette di comprendere il funzionamento del formatore di impulsi.



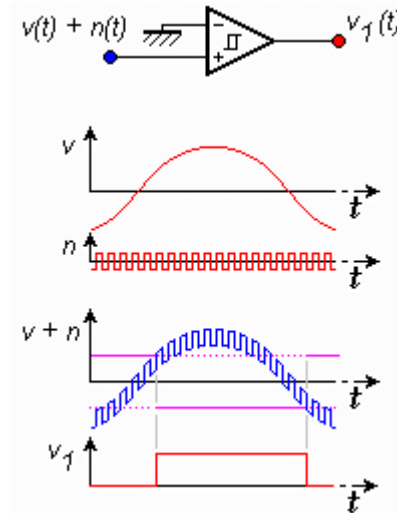
Il segnale in ingresso $v(t)$ viene confrontato con il segnale di level dal comparatore che, quando risulta $v(t) > \text{level}$, porta la sua uscita (v_1) al livello 1. Il segnale v_1 viene quindi applicato ad una rete derivatrice costituita dalla capacità C e dalla resistenza R_1 che produce il segnale v_2 .

Il successivo diodo provvede, assieme alla resistenza R_2 , a bloccare gli impulsi negativi in modo tale che il segnale di uscita $v_{out}(t)$ sia costituito dai soli impulsi positivi i quali risultano sincroni ai cicli compiuti dal segnale di ingresso $v(t)$.

Nel caso in cui al segnale di ingresso $v(t)$ si sovrapponga un disturbo (noise) ad alta frequenza il circuito formatore di impulsi descritto può presentare un malfunzionamento che, se non corretto, diviene fonte di elevata incertezza. Facendo riferimento allo schema sotto riportato in cui, per semplicità, si è posto il level a potenziale di massa e si è indicato il disturbo ad alta frequenza (qui rappresentato come un'onda quadra) come $n(t)$, si può vedere che l'uscita del comparatore può presentare più di una transizione 0-1 per ciascun periodo del segnale sotto misurazione. La causa di tale comportamento è ovviamente da imputare al fatto che l'effettivo segnale in ingresso al comparatore risulta essere la somma di $v(t)$ e di $n(t)$. Questo segnale, rappresentato in blu, presenta molteplici attraversamenti della tensione del level per ciascun ciclo del segnale utile $v(t)$ ed il comparatore, ovviamente, origina altrettante transizioni del segnale in uscita.



Per superare questo problema si usa sostituire il comparatore con un "comparatore con isteresi" il quale opera il confronto del segnale in ingresso con due distinti valori della tensione di riferimento. Facendo per semplicità l'ipotesi che tali valori siano simmetrici rispetto al valore del segnale di level, anche in questo caso a potenziale di massa, il funzionamento del circuito diviene quello sotto riportato:



Come si può vedere, immediatamente dopo la transizione 0-1 dell'uscita del comparatore il livello di confronto viene portato ad una tensione negativa: le oscillazioni determinate dalla componente di rumore sovrapposta al segnale di ingresso non riescono più a determinare commutazioni inopportune del comparatore ed il segnale $v_1(t)$, anche se modificato nel suo T-on, presenta solamente una transizione 0-1 per ogni ciclo del segnale utile $v(t)$.

Cause di incertezza

Le usuali regole di propagazione dell'incertezza ci mostrano che l'incertezza percentuale della misura fatta con il frequenzimetro è data dalla somma delle incertezze percentuali proprie del sistema gate-contatore e dell'oscillatore locale. Anche in questo caso, in maniera analoga al misuratore di intervalli di tempo e di periodo, la quantizzazione e la mancanza di sincronismo fra il segnale di cui si vuole determinare la frequenza ed il segnale dell'oscillatore locale portano ad una incertezza assoluta nel valore di $N=\pm 1$.

$$f = N/\tau$$

$$\Delta f \% = \Delta N \% + \Delta \tau \%$$

$$\Delta N \% = \pm 100 / N$$

per quantizzazione e mancanza di
sincronia fra i segnali

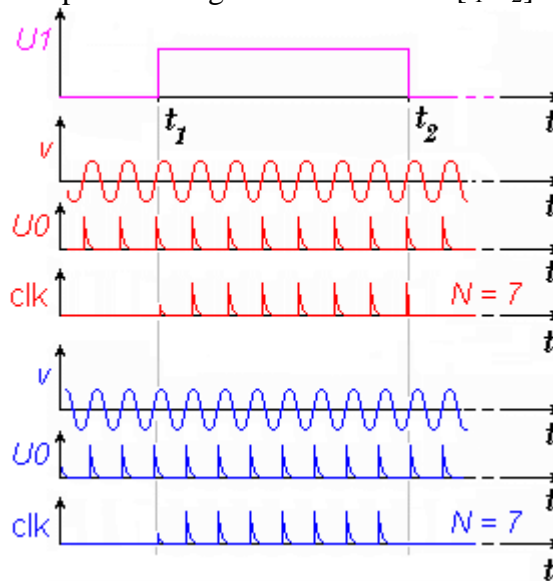
$$\Delta \tau \%$$

dipende dalle caratteristiche
dell'oscillatore

Quantizzazione

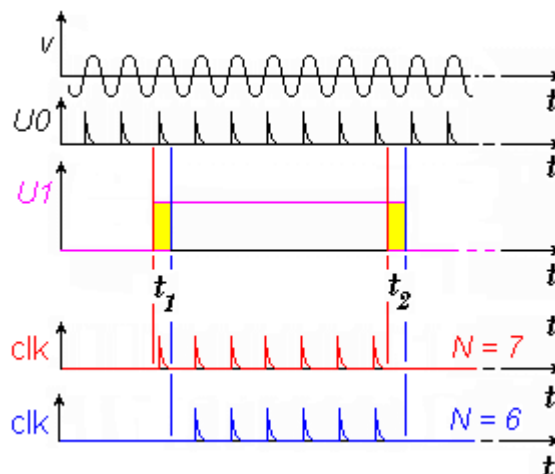
In modo analogo a quanto già discusso per il misuratore di intervalli di tempo, la prima causa di incertezza è la quantizzazione provocata dall'uso di un contatore, cioè di un dispositivo numerico in grado di fornire in uscita solamente valori N appartenenti ad un insieme discreto (numeri naturali) per descrivere un misurando definito su di un insieme continuo. Per mostrare graficamente il fenomeno della quantizzazione si supponga che l'istante t_1 di "apertura del gate" in cui il segnale U_1

assume il livello 1 si presenti immediatamente dopo un fronte di salita del segnale fornito dal formatore di impulsi FI e si osservi la figura sotto riportata: come è facile vedere il numero N totalizzato dal contatore non si modifica se la frequenza del segnale aumenta fino al punto in cui l'istante t_2 si trova immediatamente prima dell'ingresso nell'intervallo $[t_1 \div t_2]$ di un ulteriore impulso.



Mancanza di sincronia

La indipendenza fra il segnale sotto misurazione ed il segnale fornito dall'oscillatore locale è fonte di un'ulteriore causa di incertezza per la mancanza di sincronia fra i due segnali di servizio U_0 ed U_1 . Come si può facilmente vedere dal diagramma sotto riportato lo stesso segnale può determinare due valori diversi per N a seconda della allocazione temporale dell'intervallo di apertura del gate che precede il contatore.



Effetto combinato della quantizzazione e della mancanza di sincronia

In maniera analoga a quanto già visto non è possibile scindere i due fenomeni a causa della sinergia presente nel loro effetto combinato. Pertanto l'incertezza assoluta nella determinazione di N risulta essere $N=\pm 1$.

Ripetibilità del comparatore

A differenza del misuratore di periodo, il frequenzimetro non risente della ripetibilità non ideale del comparatore inserito nel blocco FI dato che non è la precisa allocazione temporale degli impulsi emessi da questo circuito a dover essere determinata, ma solamente il loro numero.

11.5 Conclusioni

Abbiamo visto come realizzare strumenti per la misura di tempi (durata di intervalli oppure periodo di segnali elettrici ripetitivi) e frequenze.

Questi strumenti richiedono un circuito per la generazione di un segnale "campione" di tempo, cioè un segnale di cui sia noto il valore del periodo, con il quale viene confrontato il segnale sotto misurazione. La temperatura agisce come variabile di influenza e può modificare il valore del periodo del campione determinando una causa di incertezza (in modo maggiore per l'oscillatore RC). Gli schemi mostrati sono simili, e così pure le cause di incertezza, pertanto, negli strumenti reali, è frequente che le varie funzioni coesistano nello stesso strumento.

Dato che l'incertezza diminuisce all'aumentare del numero N totalizzato dal contatore si preferisce misurare la frequenza nel caso di segnali ad alta frequenza ed il periodo nel caso di segnali a bassa frequenza: dato che il valore del periodo è il reciproco di quello della frequenza, la misura derivata ha la stessa incertezza di quella effettivamente determinata.

Esistono contatori numerici che, dall'analisi dell'incertezza, riescono a valutare se, in funzione del segnale di misura, è preferibile eseguire misure di periodo o di frequenza. Tali strumenti si chiamano contatori reciproci in quanto essi eseguono la misura in funzione della minore incertezza conseguibile e forniscono in uscita il valore richiesto (di periodo o di frequenza) eventualmente eseguendo il reciproco della misura eseguita.

Fra le misure di grandezze elettriche, quelle relative alla determinazione dei valori di frequenza e di periodo sono quelle affette dalla minore incertezza.