

ALMA MASTER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA

CAMPUS CESENA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA,

INFORMATICA E TELECOMUNICAZIONI

# **TIME TO DIGITAL CONVERTER**

Tesi di Laurea in

**COMPLEMENTI DI ELETTRONICA**

Relatore:

**Prof. Marco Tartagni**

Presentata da:

**Elia Gasperini**

SESSIONE I

ANNO ACCADEMICO 2014/2015

# **Indice**

|   |           |
|---|-----------|
| <b>INTRODUZIONE</b>   | <b>3</b>  |
| <b>CAPITOLO I</b>   |           |
| <b>INTRODUZIONE AGLI STRUMENTI<br/>DI MISURA DI INTERVALLI DI TEMPO</b> | <b>5</b>  |
| 1.1 Misure di tempo ad alta risoluzione                                 | 5         |
| 1.2 Mems strain oscillator  | 7         |
| 1.3 Primo approccio   | 10        |
| <b>CAPITOLO II</b>  |           |
| <b>FOM</b>  | <b>12</b> |
| 2.1 Figures of merit  | 12        |
| <b>CAPITOLO III</b>   |           |
| <b>ARCHITETTURE TDC</b>   | <b>19</b> |
| 3.1 Metodi utilizzati per realizzare TDC con elevata risoluzione        | 19        |
| 3.2 Metodo Vernier con due oscillatori                                  | 22        |
| 3.3 Stretching temporale  | 25        |
| 3.4 Tapped Delay Line   | 29        |
| 3.5 Metodo Vernier Differenziale  | 33        |
| <b>CAPITOLO IV</b>  |           |
| <b>TDC A INTERPOLAZIONE</b>   | <b>36</b> |
| 4.1 Tecnica dell'interpolazione   | 36        |
| 4.2 Interpolazione di Nutt  | 37        |
| <b>CAPITOLO V</b>   |           |
| <b>RISCONTRI E RAFFRONTI FINALI</b>                                     | <b>38</b> |
| 5.1 Conclusioni   | 38        |
| 5.2 Sviluppi Futuri   | 43        |
| <b>BIBLIOGRAFIA</b>   | <b>44</b> |
| <b>RINGRAZIAMENTI</b>   | <b>46</b> |

## Introduzione

I dispositivi che permettono di interfacciare il mondo fisico con un sistema di misura sono detti Sensori. La loro funzione è quella di estrarre l'informazione d'interesse dalla grandezza fisica (misurando) a cui è collegato e trasferirla a un parametro del segnale di uscita (generalmente un segnale elettrico).

La relazione tra il misurando e il parametro del segnale di uscita deve essere nota con sufficiente accuratezza e viene determinata attraverso un'operazione di taratura, così l'informazione di misura risulta associata a un parametro del segnale di uscita e può essere acquisita mediante dispositivi elettronici.

In questa tesi è analizzato il caso di sensori con uscita in frequenza e periodo, si traduce in ultima analisi nella capacità di misurare con precisione un intervallo temporale.

La rivelazione del tempo risulta essere lo stadio fondamentale da cui deriva la risoluzione dell'intero sistema di misura.

Nella realtà, la questione della simultaneità cioè individuare con assoluta precisione due eventi che si verificano contemporaneamente, in un determinato istante  $t$ , è un problema piuttosto complesso: le difficoltà sono correlate soprattutto alle limitazioni fisiche intrinseche degli strumenti di misura.

E' utile allora fornire un'analisi sui principi e le tecniche alla base della misura di intervalli temporali, detta Time Interval Measurement (TIM) [1].

Queste misure si riferiscono all' intervallo di tempo che si verifica tra due eventi: un evento di START, che dà inizio al conteggio, e un evento di STOP, che ne stabilisce l'esito finale. La misura temporale in esame viene convertita in una word binaria, ed è per questo motivo che viene utilizzato il nome di time-to-digital conversion (TDC). Questi dispositivi permettono di ottenere una conversione della grandezza fisica tempo direttamente in digitale, a differenza dei dispositivi ADC in cui

l'informazione è contenuta nell'ampiezza del segnale analogico.

Lo scopo della tesi è studiare i vari metodi per realizzare TDC lineari digitali, facendo un'analisi critica e ed evidenziando pro e contro che i vari approcci presentano, attingendo e analizzando criticamente informazioni dalle varie fonti riportate in bibliografia.

Nel primo capitolo vengono inizialmente riportati una serie di esempi di applicazione che richiedono un'elevata risoluzione nella misura del tempo. Successivamente viene preso in esame l'esempio di applicazione MemS Strain Oscillator, un sensore che quando è sottoposto ad uno sforzo (strain), genera un'oscillazione meccanica dei suoi due bracci che iniziano perciò a vibrare, generando un segnale che ha frequenza di oscillazione linearmente proporzionale alla forza applicata. Viene così evidenziata l'esigenza di riuscire a distinguere eventi temporali che distano tra loro meno di 1 picosecondo.

Si mostra quindi che il metodo del semplice Contatore appare una soluzione impraticabile e inadeguata per soddisfare le risoluzioni richieste.

Nel capitolo 2 vengono analizzate le varie specifiche e gli errori associati all'utilizzo del TDC per la misura di intervalli di tempo.

Passando al capitolo successivo vengono presentate in dettaglio le architetture di base (senza interpolazione) che impiegano TDC con un range di misura relativamente breve e con una precisione molto superiore rispetto al metodo del contatore semplice.

Nel penultimo capitolo si passa a considerare TDC che sfruttano la tecnica a interpolazione riuscendo a combinare elevata risoluzione con intervalli temporali estesi.

Infine nel capitolo 5 sono messi a confronto le diverse architetture studiate evidenziando vantaggi e svantaggi di ognuna di esse, per poi trarre la conclusione che l'interpolazione di Nutt risulta la più adeguata nel soddisfare le esigenze richieste. Sono inoltre suggeriti dei possibili progetti di ricerca futuri in particolare lo sviluppo dei Loop-TDC che richiedono un'area inferiore ai TDC lineari per misure di tempo elevate.

## Capitolo 1

### *Introduzione agli strumenti di misura di intervalli temporali*

#### **1.1 Misure di tempo ad alta risoluzione**

I dispositivi di misurazione del tempo ad elevata risoluzione sono utilizzati in diverse applicazioni, tra le quali c'è la spettroscopia ottica, disciplina che studia l'analisi della radiazione emessa da una sorgente ed è finalizzata a dedurre le specifiche proprietà e componenti di quest'ultima. A tale scopo è indispensabile una stima del tempo di occorrenza dell'evento associato al processo di interazione tra la radiazione e la materia per consentire così una identificazione più puntuale. Un semplice esempio di apparato di misura può essere quello formato da uno scintillatore e un fotorivelatore, il quale effettua vari tipi di indagini spettroscopiche su diversi materiali e sostanze. Esistono molti sistemi che attraverso l'utilizzo di Single Photon Avalanche Diode (SPAD)[2] fanno ricorso alla tecnica del Time Correlated Single Photon Counting (TCSPC) [3]: questa tecnica è basata sulla rilevazione di singoli fotoni correlati a un segnale luminoso ripetitivo e sulla misurazione del loro delay rispetto all'istante di emissione, consentendo la ricostruzione della forma d'onda del segnale originale. In questo ambito è pertanto fondamentale la presenza di un dispositivo che permetta di misurare il tempo di ritardo con una risoluzione via via crescente.

Una differente possibile applicazione è la spettrometria di massa, il cui sistema di misurazione prevede la ionizzazione di molecole di superficie dell'oggetto studiato. Per mezzo di un'accelerazione dovuta a una differenza di potenziale, le molecole raggiungono velocità differenti in funzione della loro massa, il cui rapporto con la carica della molecola risulta essere proporzionale al tempo di volo della stessa molecola ionizzata fino al detector.

Inoltre un'altra applicazione è il LIDAR ( Light Detection and Ranging ) (figura 1). Esso permette di inviare un impulso di luce verso un obiettivo (segnale di START) e di leggere la luce riflessa per mezzo di un detector (segnale di STOP).

L'intervallo di tempo misurato risulta essere proporzionale alla distanza dell'obiettivo che riflette l'impulso di luce; la misura viene effettuata su più impulsi per ridurre l'errore statistico.

Oltre che essere utilizzabile per la misurazione della distanza di un oggetto, il LIDAR consente anche di determinare la concentrazione di particolari molecole presenti in atmosfera ad una data altezza.

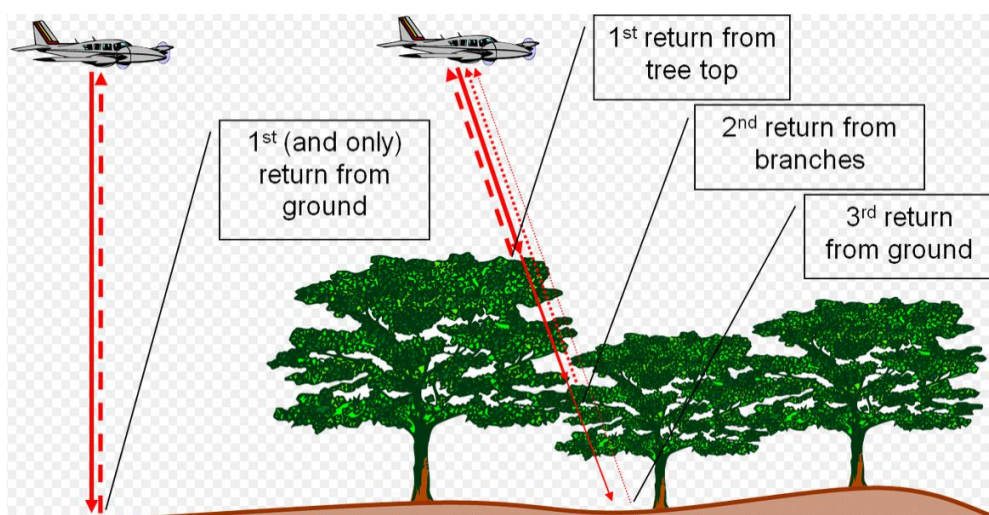


Figura 1: Applicazione LIDAR( sito FRA Nepal Project)

Esiste un numero elevato di settori applicativi che richiedono misure temporali di altissima precisione e accuratezza, tra i quali:

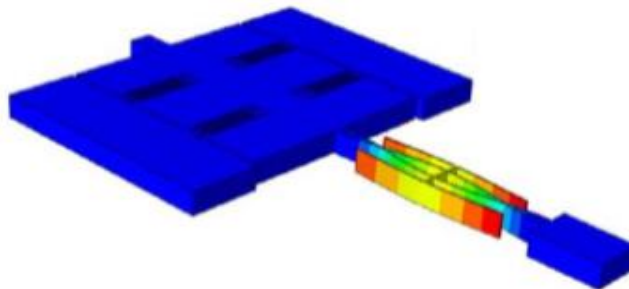
- Determinazione della posizione tramite GPS;
- Misura del tempo di propagazione e della lunghezza di cavi e fibre ottiche;
- Nella caratterizzazione dei tempi di propagazione di un segnale all'interno di circuiti integrati, e del relativo jitter temporale [4];
- Nella telemetria laser o radar [5];
- Nella acquisizione di immagini in tre dimensioni [6];

Inoltre nel campo della ricerca scientifica la misura di intervalli di tempo ad altissima precisione è fondamentale per testare teorie, come per esempio:

- La misura del tempo di volo di neutroni e particelle accelerate;
- La misura del tempo di decadimento di particelle elementari da livelli eccitati in esperimenti di fisica dello stato solido, fisica atomica e nucleare, chimica[7]
- Misure di auto e cross correlazione in esperimenti di radiazione statistica.

## 1.2 Mems strain oscillator

Al fine di contestualizzare le analisi teoriche oggetto di questa tesi, esaminiamo il caso pratico di utilizzo del Mems strain oscillator: sensore di forza adibito alla misurazione di deformazioni fisiche.



*Figura 2: Figura 2: Sensore Mems strain oscillator.[8]*

Quando il sensore è sottoposto ad uno sforzo (strain), si genera un'oscillazione meccanica dei suoi bracci che iniziano a vibrare a particolari frequenze linearmente proporzionali alla forza applicata.

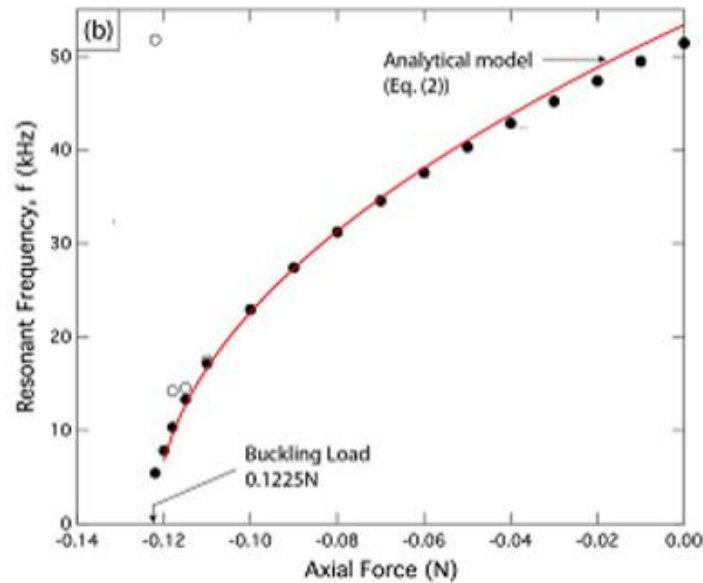


Figura 3: Grafico Forza-Frequenza Mems[8]

Il sensore è modellabile come un risonatore RLC, quindi viene chiuso ad anello per generare un oscillatore. Quando poi il sensore viene sottoposto a deformazione a causa di uno sforzo, tutti i suoi parametri RLC cambiano e di conseguenza cambia anche la frequenza di risonanza dell'oscillatore.

Tale oscillazione modifica la distanza tra due piatti di un condensatore, andandone a modificare così in particolare la sua capacità. La variazione della distanza tra le due armature del condensatore provoca una variazione di carica su di essi e questo si traduce in una variazione di corrente in uscita dal sensore.

$$I(t) = \frac{d}{dt} Q_{res}(t) = \frac{d}{dt} C(x, t)(V_{DC} + v_{ac}(t))$$

Figura 4: Variazione corrente Mems [8]

Successivamente è possibile ridefinire la corrente in uscita dal sensore in funzione dello spostamento  $x$  inteso come la deflessione dell'elettrodo grazie all'introduzione del coefficiente di accoppiamento elettromeccanico  $\eta$ .



$$I(t) = \eta \frac{dx(t)}{dt}$$

Figura 5: Corrente in funzione del coefficiente di accoppiamento elettromeccanico [8]

Utilizzando le analogie tra il modello matematico che caratterizza l'oscillazione meccanica del sensore con il modello matematico che caratterizza l'oscillazione di un risonatore elettrico RLC è possibile determinare:

$$L_m = \frac{m}{\eta^2}, R_m = \frac{\sqrt{k_o m}}{\eta^2 Q}, C_{mo} = \frac{\eta^2}{k_o}$$

Figura 6: Parametri risonatore RLC [8]

Dove  $m$  è la massa puntuale e  $k_o$  è la costante elastica. I tre elementi così ottenuti vengono detti motional parameter dove la capacità risulta inferiore ad 1 fF.

Il sensore è elettrostaticamente polarizzato da una tensione di bias continua  $V_{dc}$  e da una tensione di eccitazione alternata  $V_{ac}$ . Tale tensione risulta quella prodotta dal sensore stesso, essendo la struttura chiusa ad anello.

Il sensore di forza in tecnologia MEMS che è stato brevemente descritto è stato sviluppato e realizzato dal CNR (per maggiori informazioni sul dispositivo si faccia riferimento a "Fabrication and testing of a high resolution extensometer based on resonant MEMS strain sensors").

Si evidenzia il fatto che Mems strain oscillator lavora ad una frequenza nominale pari a 328 KHz e la minima variazione di frequenza del Mems è  $\Delta f_{min} = 0,2$  Hz, quindi si richiede la misura di intervalli temporali con risoluzione dell'ordine del pico-secondo.

$$f_0 = 328000 \text{ Hz} \quad \longrightarrow \quad T_0 = 3048780 \text{ ps}$$

$$f_1 = 328000,2 \text{ Hz} \quad \longrightarrow \quad T_1 = 3048779 \text{ ps}$$

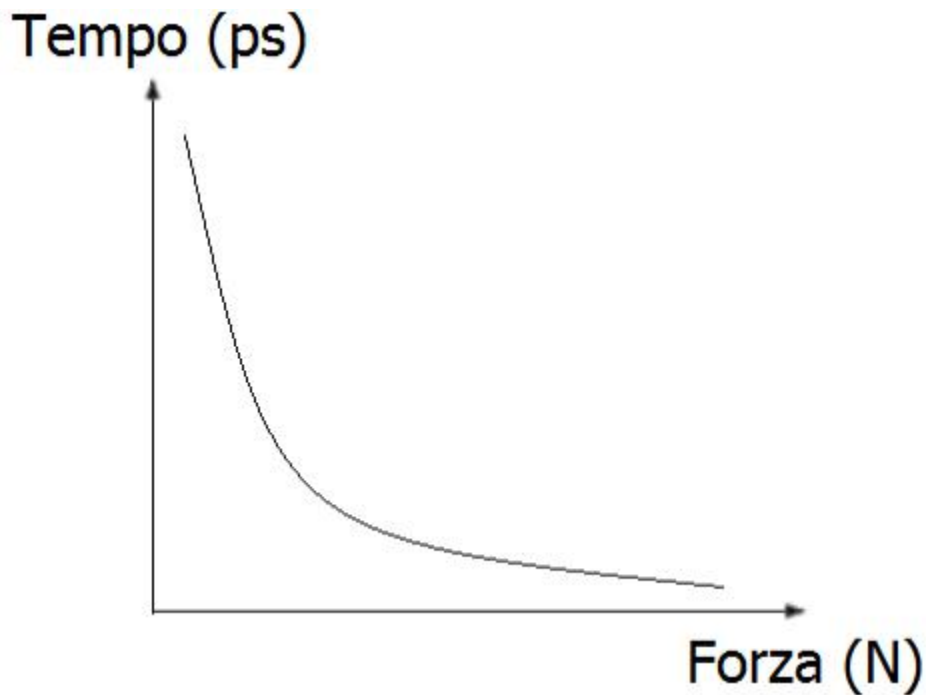


Figura 7: Grafico Forza-Tempo Mems

### 1.3 Primo approccio

Nei dispositivi impiegati per le applicazioni elencate in precedenza la rilevazione del tempo risulta essere lo stadio fondamentale da cui dipende la risoluzione dell'intero sistema di misura. Assume così particolare importanza l'approfondimento delle principali architetture che sono state sviluppate sino ad oggi.

Un primo approccio per misurare un intervallo temporale può essere l'utilizzo di semplice contatore digitale che sfrutta un clock di riferimento a una precisa frequenza  $f_0$  (periodo  $T_0 = 1/f_0$ ).

Il periodo del clock utilizzato dal contatore costituisce la risoluzione dell'intero sistema LSB (*least significant bit*). Dopo un iniziale reset, l'impulso di START attiva il contatore per la durata  $T$  stabilita dall'arrivo dello STOP, ottenendo la misura  $T = n \cdot T_0$ , dove  $n$  indica il numero decimale di cicli di clock risultanti dal conteggio.

Quando si utilizza il metodo del contatore si assume che gli intervalli di

tempo misurati  $T$  siano asincroni e dunque, né inizio né fine dell'intervallo siano correlati nel tempo con gli impulsi di clock. Quindi, vi sarà un errore di misura descritto da una distribuzione di probabilità uniforme dell'intervallo temporale che intercorre tra il fronte attivo dell'impulso di clock e l'inizio (e la fine) del conteggio.

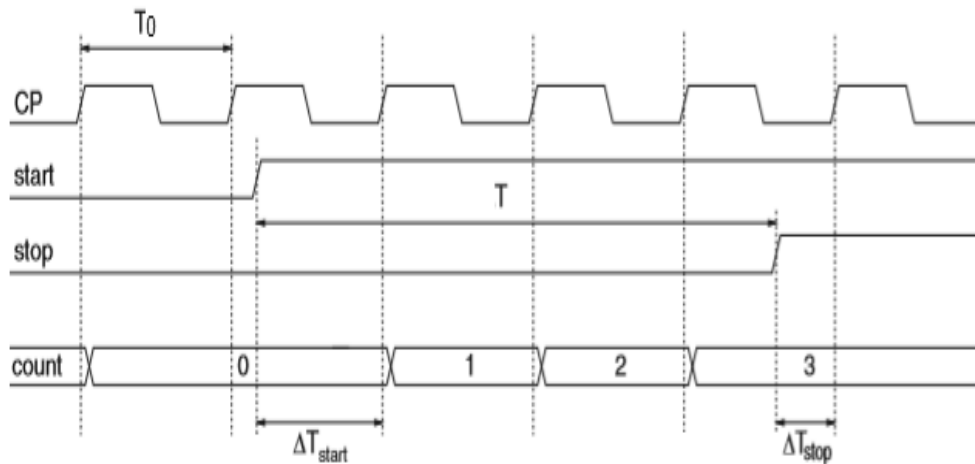


Figura 8: Funzionamento Contatore [9]

$$\begin{aligned}
 T &= N * T_0 + (T_0 - \Delta T_{STOP}) - (T_0 - \Delta T_{START}) \\
 &= N * T_0 - \Delta T_{STOP} + \Delta T_{START} \\
 &= N * T_0 + \varepsilon \\
 \Delta T_{START} &\in [0; T_0] \\
 \Delta T_{STOP} &\in [0; T_0] \\
 \varepsilon &= \Delta T_{START} - \Delta T_{STOP} \in [-T_0; T_0]
 \end{aligned}$$

Figura 9: Misura intervallo temporale e relativo errore di quantizzazione [9]

Come dimostrato in figura, il fatto che l'intervallo temporale  $T$  non sia correlato con il clock di riferimento provoca un errore di quantizzazione iniziale  $\Delta T_{start}$  e finale  $\Delta T_{stop}$  dell'impulso in esame.

$\Delta T_{START}$  e  $\Delta T_{STOP}$  sono rispettivamente gli intervalli di tempo tra il segnale di start e il fronte di salita successivo del segnale di clock ed il

segnale di stop e il fronte di salita successivo del segnale di clock.

In questo caso il massimo errore di quantizzazione di una singola misura si avvicina a  $\pm T_0$ , cioè è limitata a due volte il periodo del segnale di clock, a seconda di  $T$  e della posizione dell'intervallo rispetto al riferimento del clock.

La risoluzione della misura può essere aumentata da una frequenza di clock superiore, però questo comporta ad un più alto consumo di potenza per la generazione e il funzionamento del clock, in quanto legati dalla relazione:  $P=C*f*V_{dd}^2$ .

Inoltre un altro limite sulla frequenza massima è dato dai limiti temporali del contatore e del circuito di controllo.

Per esempio se volessimo attraverso il metodo del Contatore trattare eventi separati tra loro meno di 1 picosecondo sarebbe necessario un dispositivo che lavori a frequenze di clock superiori ad 1 Terahertz; soluzione impraticabile per circuiti digitali di normale utilizzo.

Un'altra soluzione per ottenere la stessa risoluzione mantenendo fissa la frequenza nominale è quella di utilizzare un intervallo di tempo più grande.

Considerato il caso pratico di utilizzo del MemS Strain Oscillator per ottenere una risoluzione del picosecondo occorre prendere in esame un intervallo temporale  $T$  compreso tra i 4 e 5 secondi ma ciò comporta implementare un contatore sui milioni di conteggi che risulta davvero poco efficiente.

$$4 < T < 5 \quad \longrightarrow \quad 1500000 \text{ conteggi}$$

$$\frac{1}{1500000} = 6,666666 * 10^{-7} = 666666,6 \text{ p s}$$

$$\frac{1}{1500001} = 6,666662 * 10^{-7} = 666666,2 \text{ p s}$$

Quindi il conteggio successivo, nel dominio del tempo, costituisce una variazione minore del ps.

Per questo si è portato a sviluppare sistemi non limitati dalla frequenza del clock, come i Time to Digital Converter (TDC), che si basano su una conversione digitale diretta, a differenza dei Time to Amplitude Converter (TAC) che ricorrono ad un doppio stadio di conversione dell'intervallo temporale: inizialmente forniscono un valore di tensione analogico che poi viene digitalizzato mediante ADC.

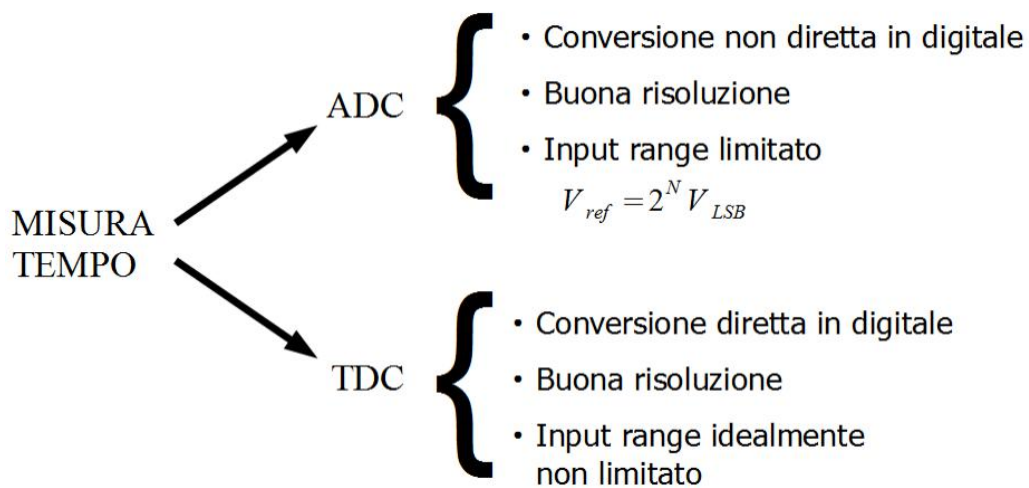


Figura 10: Confronto ADC-TDC

## Capitolo 2

### FOM

#### 2.1 Figures of merit

Il comportamento input-output statico di un TDC consiste nell'associare agli intervalli di tempo continui in ingresso valori di output discreti, di conseguenza vi sarà un range di tempo che viene mappato con lo stesso valore di uscita[9]. Nel caso ideale la larghezza di questo intervallo di tempo è la risoluzione  $T_{\text{LSB}}$  e l'incremento di output corrispondente è chiamato LSB.

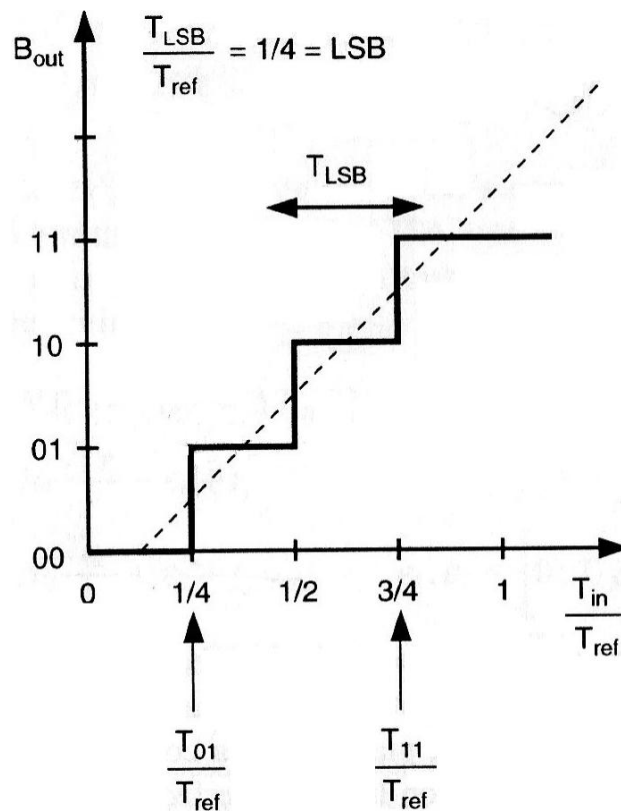


Figura 11: Caratteristica input-output TDC [9]

La conversione di un segnale temporale (continuo) in una word binaria (discreta), comporta un errore di quantizzazione  $\varepsilon$ .

A differenza degli ADC (e del contatore) nei quali l'errore di quantizzazione è simmetrico attorno allo zero nella caratteristica input-

output cioè  $-\frac{1}{2}V_{LSB} \leq \varepsilon \leq \frac{1}{2}V_{LSB}$ .

L'errore di quantizzazione di un TDC è a media non nulla, in quanto il fronte attivo dell'impulso di ingresso è generalmente correlato nel tempo con gli impulsi di clock.

$$T_{in} = B_{out} T_{LSB} + \varepsilon \quad 0 \leq \varepsilon \leq T_{LSB}$$

L'errore di quantizzazione equamente distribuito ha valore medio:

$$\langle \varepsilon \rangle = \frac{1}{T_{LSB}} \int_0^{T_{LSB}} \varepsilon d\varepsilon = \frac{1}{2} T_{LSB}$$

Figura 12: Valore medio errore di quantizzazione [9]

e potenza di rumore di quantizzazione:

$$\langle \varepsilon^2 \rangle = \frac{1}{T_{LSB}} \int_0^{T_{LSB}} \varepsilon^2 d\varepsilon = \frac{1}{3} T_{LSB}^2$$

Figura 13: Potenza di rumore di quantizzazione [9]

Inoltre  $\varepsilon$  può essere separato in una componente costante e in una componente variabile secondo la seguente formula:

$$\varepsilon = \langle \varepsilon \rangle + \eta$$

$$\langle \varepsilon^2 \rangle = \langle \varepsilon \rangle^2 + \langle \eta^2 \rangle$$

con

$$\langle \varepsilon \rangle^2 = \frac{1}{4} T_{LSB}^2$$

$$\langle \eta \rangle^2 = \langle \varepsilon^2 \rangle - \langle \varepsilon \rangle^2 = \frac{1}{12} T_{LSB}^2$$

Nel dominio della frequenza la componente costante produce una linea DC spettrale invece la componente variabile è presente nello spettro di potenza per frequenze maggiori di zero. Questa componente dell'errore di quantizzazione è spesso assunta come rumore bianco (sotto la condizione di segnali non periodici che variano in modo sufficientemente veloce), cioè la sua densità spettrale di potenza è piatta e può essere descritta da

$$psd(\epsilon) = \frac{1}{4} T_{LSB}^2 \delta(f) + \frac{T_{LSB}^2}{12f_s} \left[ \sigma\left(f + \frac{f_s}{2}\right) - \sigma\left(f - \frac{f_s}{2}\right) \right]$$

Figura 14: Spettro di potenza errore di quantizzazione [9]

Quando si esegue una misura di intervalli temporali mediante TDC, alcune specifiche vanno prese in considerazione:

- **Risoluzione incrementale (r):** detta anche passo di quantizzazione (q) o least significant bit (LBS), è la variazione minima di ampiezza temporale per cui cambia di un bit il risultato della parola binaria di misura;
- **Dead time minimo (DT):** è il tempo necessario affinché il contatore sia in grado di ricevere un nuovo impulso di START dopo l'arrivo dello STOP della misura precedente. fornisce la massima frequenza di ripetizione di un segnale che il sistema è in grado di sostenere;
- **Range di misura (MR):** rappresenta il più lungo intervallo temporale misurabile;
- **Velocità di lettura in uscita:** fornisce informazioni su quanto velocemente lo strumento può fornire un risultato; questo parametro ha particolare importanza quando vengono realizzate misure in modo continuo a un elevato rate e con lettura "al volo";



- **Errore di offset:** è la differenza costante (valutata orizzontalmente) esistente tra la caratteristica d'uscita reale del convertitore e quella ideale.

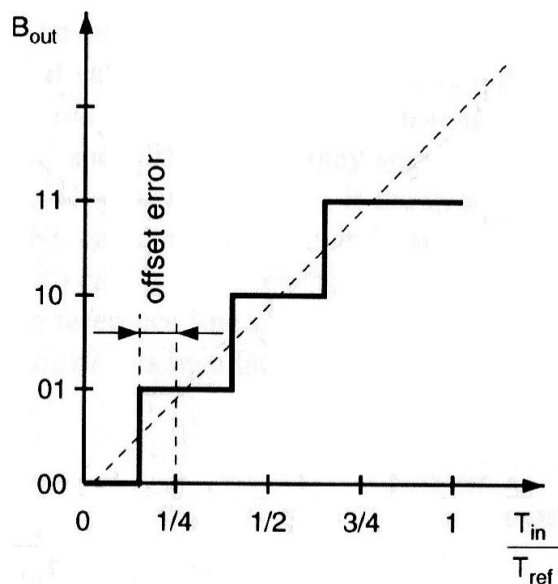


Figura 15: Errore di offset su caratteristica I/O TDC [9]

- **Errore di guadagno:** indica lo scarto verticale esistente tra l'ultimo step dal suo valore ideale in termini di LSB dopo che l'errore di offset è stato rimosso.

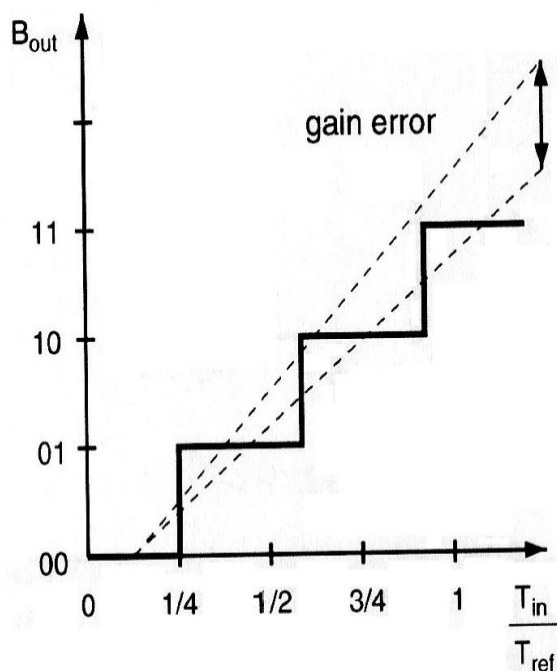


Figura 16: Errore di guadagno su caratteristica I/O TDC [9]

- **Errore di linearità integrale (INL):** stima la deviazione di pendenza della caratteristica di trasferimento del dispositivo rispetto ad una linea retta presa come riferimento. Questa linea retta può essere quella che interpola nel modo migliore i valori d'uscita (in questo caso si indica come best-fit) oppure quella passante per il punto iniziale e per quello finale (endpoint). Questo errore si valuta togliendo preliminarmente gli errori di offset e di guadagno ed è indicato in frazioni di LSB;
- **Errore di linearità differenziale:** in ogni transizione si dovrebbe avere un gradino verticale di un LSB; quando ciò non avviene si verifica questo errore che definisce la differenza tra l'ampiezza effettiva del gradino e un LSB;
- **Stabilità:** raramente menzionata, indica quanto il dispositivo in questione sia sensibile a fattori esterni; quali temperatura, tensione di alimentazione, età ecc..;
- **Larghezza minima di impulso (PW):** descrive la durata del più breve impulso che il contatore può accettare sia per lo START sia per lo STOP;
- **Numero effettivi di bit (ENOB):** è un parametro usato per misurare la qualità di un segnale digitalizzato ed è sempre minore di N (numero ideale di bit) in quanto rappresenta il numero di bit realmente utili considerando gli effetti del rumore; infatti in un qualunque caso pratico un segnale elettrico comprende una certa quantità di rumore. Se il convertitore ha un LSB minore del livello di rumore del segnale, la sua precisione è inutilmente elevata: gli ultimi bit prodotti (o acquisiti) sono infatti

completamente casuali, poiché dipendono totalmente dal rumore.

Normalmente l'ENOB viene definito dalla seguente relazione:

$$ENOB = \frac{\max(SNR) - 1.76 \text{ dB}}{6.02 \text{ dB}}$$

in cui tutti i valori sono dati in dB, ottenendo direttamente il numero di bit.

- **Dinamic Range (DR):** è una grandezza numerica che mette in relazione il valore di fondo scala cioè la massima variazione del parametro di ingresso che può essere rilevata dallo strumento di misura rispetto alla risoluzione.

DR esprime quanto il sistema è abile nel misurare intervalli estesi con una risoluzione elevata.

È formalmente espresso dalla relazione:

$$DR = 10 \text{ dB} \log \left( \frac{F_{ONDO\ SCALA}}{R_{ISOLUZIONE}} \right)^2$$

Ogni sistema che deve trasferire ed elaborare informazioni è infatti affetto da rumore.

In questa tesi non viene considerato il rumore termico, che è un fattore del tutto indesiderato quando si considera il caso ideale, infatti degrada il segnale utile al quale si sovrappone in maniera additiva ma verrà considerato soltanto il rumore di quantizzazione.

Si evidenzia così che il DR è un parametro che esprime la qualità del sistema perciò si tende a massimizzare e preservare il più possibile.

Infine per ottenere il DR richiesto dalla nostra specifica ( Mems Strain Oscillator )

$$DR = 20 \text{ dB} \log\left(\frac{3 \mu\text{s}}{1 \text{ p s}}\right) \approx 120 \text{ dB}$$

che corrisponde ad un ENOB pari a 20 bit.

- **Banda:** è l'intervallo di frequenze che un dato segnale contiene o che un dato apparecchio è in grado di trattare, cioè la massima frequenza possibile per il segnale di ingresso, dove la frequenza la posso vedere come inverso del tempo che intercorre tra due comandi di start successivi.

## Capitolo 3

### *Architetture TDC*

#### **3.1 Metodi utilizzati per realizzare TDC con elevata risoluzione**

In questo capitolo vengono presentati le architetture di base (senza interpolazione) che impiegano TDC con un range di misura relativamente breve e con una precisione molto superiore rispetto al metodo del contatore semplice.

La precisione di questi dispositivi deriva soprattutto dalla non linearità (integrale e differenziale) della conversione in digitale, così come succede negli ADC (Analog-to-Digital Converter).

Come regola di base, tali sistemi sono realizzati in modo da soddisfare la seguente relazione:

$$INL_{\max} < LSB$$

Ripetendo varie volte la misura di un intervallo di tempo  $T$  costante, l'errore casuale  $S$  osservato risulta causato principalmente dal jitter intrinseco al circuito elettronico adoperato, cioè dalla fluttuazione temporale dei fronti di clock che non si trovano a intervalli perfettamente uguali.

Il valore di  $S$  assume tipicamente valori minori di 10 ps, oppure può identificarsi nel caso peggiore, con  $S_{\max}$  contenuto nel range di misura del TDC.

Il jitter essendo una espressione del rumore termico esula dagli scopi di questa tesi per cui non verrà ulteriormente considerato come detto in precedenza.

Nel corso di questa tesi verranno analizzati e studiati le seguenti architetture TDC (senza interpolazione), utilizzate per effettuare misure di tempo:

- Il metodo di Vernier con due oscillatori (D)
- Stretching temporale (A) seguito dal metodo del contatore (D)
- Conversione tempo-digitale utilizzando delle linee di ritardo (D)
- Il metodo di Vernier con una linea di ritardo differenziale che comprende due linee di ritardo (D)

Infine verranno prese in esame anche tipologie di TDC che ricorrono all'interpolazione permettendo la misura di un intervallo esteso che sia allo stesso tempo molto precisa.

Un particolare caso è rappresentato dal metodo di Vernier, nel quale si fa uso di contatori in grado di garantire entrambe le proprietà sopra descritte.

### **3.2 Metodo Vernier con due oscillatori**

Il primo metodo di conversione tempo/digitale fu realizzato dall'ingegnere francese Pierre Vernier (da cui prese il nome) nei primi anni del diciassettesimo che ufficializzò per primo questa tecnica di misura di intervalli di tempo. Questo metodo nella sua configurazione base consta di due oscillatori avviabili (SG1 e SG2), un circuito delle coincidenze (CC), due contatori (CTR1 e CTR2) e due flip-flop di tipo D, come illustrato in figura.

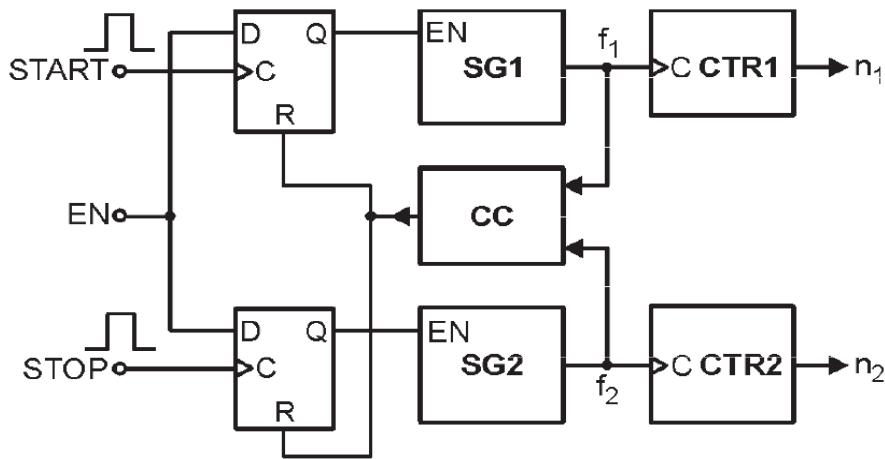


Figura 17: Architettura Vernier con 2 oscillatori [1]

I due oscillatori avviabili producono segnali a frequenze, rispettivamente,  $f_1 = 1/T_1$  e  $f_2 = 1/T_2$  che differiscono solo leggermente l'una dall'altra circa l'1%. La risoluzione incrementale del sistema dipende proprio da tali frequenze, dal momento che vale la relazione:

$$r = T_1 - T_2$$

L'inizio della forma d'onda prodotta da ciascun oscillatore è allineato con il fronte attivo del relativo impulso di ingresso (START e STOP).

La conversione risulta terminata quando la coincidenza dei fronti attivi dei segnali prodotti dai generatori è rilevata dal circuito delle coincidenze e i due contatori associati hanno assimilato i numeri  $n_1$  e  $n_2$

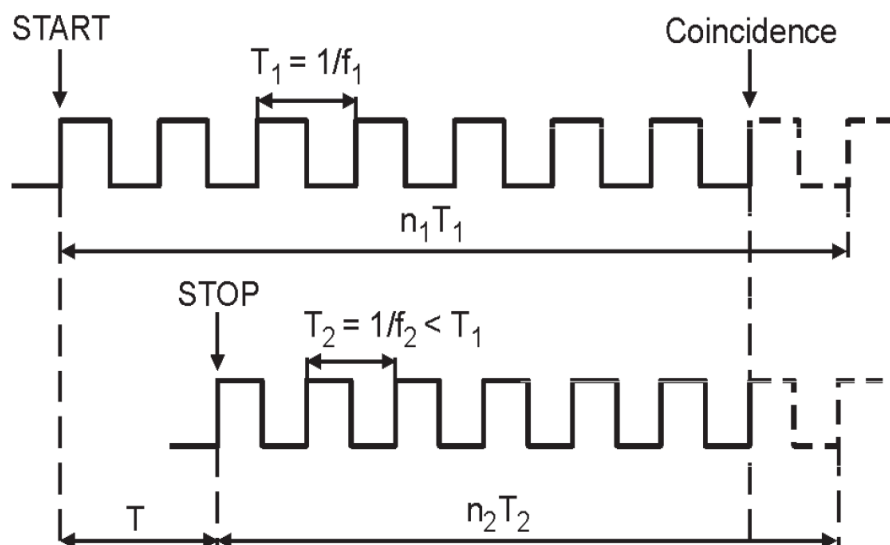


Figura 18: Temporizzazioni Vernier con 2 oscillatori [1]

Trascurando l'errore di quantizzazione, il risultato della misura è dato dalla relazione:

$$T = (n_1 - 1)T_1 - (n_2 - 1)T_2 = (n_1 - n_2)T_1 + (n_2 - 1)r$$

Quindi il concetto è quello di individuare l'istante in cui cadono entrambi i fronti attivi delle forme d'onda prodotte dai due oscillatori avviabili e, noti i periodi di oscillazione e i risultati dei contatori, determinare il valore dell'intervallo temporale dato dalla differenza tra gli intervalli di tempo compresi tra i segnali di ingresso e il segnale prodotto dal circuito delle coincidenze.

Quando  $T \leq T_1$  allora  $n_1 = n_2$  e  $T = (n_2 - 1)r$ . L'uso di un solo contatore, CTR2, è in questo caso sufficiente.

Il più lungo tempo di conversione risulta pari a  $n_{2\max} * T_2 = (T_1 T_2) / r$ .

E' cruciale per ottenere misure di buona qualità attraverso questa tecnica un'elevata stabilità e precisione degli oscillatori che spesso non è facile raggiungere, in particolare quando si vogliono determinare intervalli di tempo di ampia durata.

Il metodo Vernier con due oscillatori permette di ottenere risoluzioni inferiori a 100 ps, e, con particolari modifiche nel design, tale valore può essere decisamente abbassato fino a meno di 1 ps.

In conclusione è calcolato il numero di conteggi necessari per ottenere il  $DR \approx 120\text{dB}$  richiesto dalla applicazione presa in esame, che corrisponde ad un  $ENOB = 20$  bit

$$120 \text{ dB} = 20 \text{ dB} \log(1,01 * n_{MAX})$$

$$6 \text{ dB} = \log(1,01) + \log(n_{MAX})$$

$$n_{MAX} = \frac{10^{6 - \log(1,01)}}{2} = 995$$



Con l'architettura di Vernier occorre utilizzare dei contatori che sfruttano una frequenza di riferimento di circa 1 KHz, che appare una soluzione praticabile ma sempre nel contesto di una difficile calibrazione degli oscillatori.

### 3.3 Stretching temporale

Il metodo di time-stretching consiste nell'utilizzo di un integratore RC che si attiva all'arrivo del impulso di START, andando a caricare un condensatore C con un generatore di corrente costante per un tempo pari all'intervallo che vogliamo misurare (definito sempre dai segnali di START e STOP), ottenendo così una tensione proporzionale all'impulso in esame. All'arrivo del segnale di STOP un secondo integratore viene attivato ma con una costante di integrazione ridotta  $1/p$ .

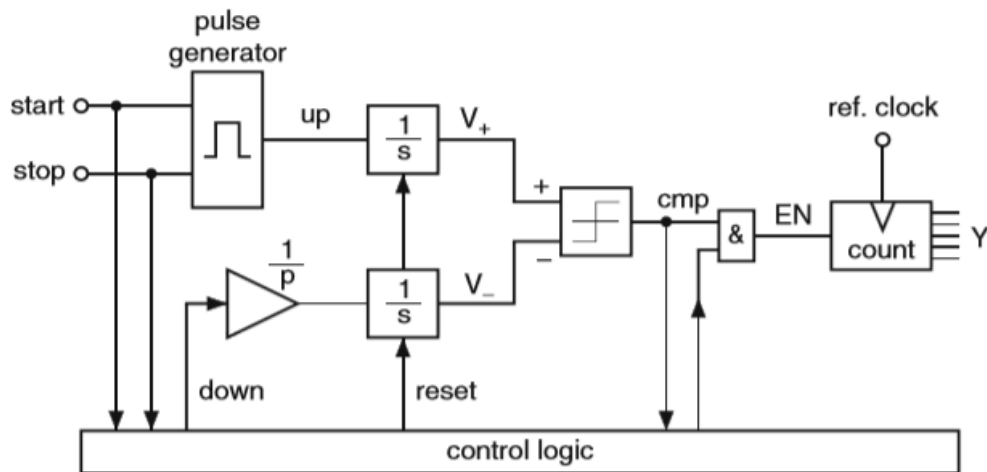


Figura 19: Architettura Time Stretching [9]

Successivamente un comparatore rivela quando l'uscita del secondo integratore è uguale al primo. Questo accade  $(1+p) \cdot \Delta T$  secondi dopo l'evento di start, in questo modo l'intervallo di tempo iniziale  $\Delta T$  è amplificato per il fattore  $(1+p)$ .

Se  $p$  è grande abbastanza l'intervallo di tempo allargato può essere quantizzato tramite un semplice contatore digitale.

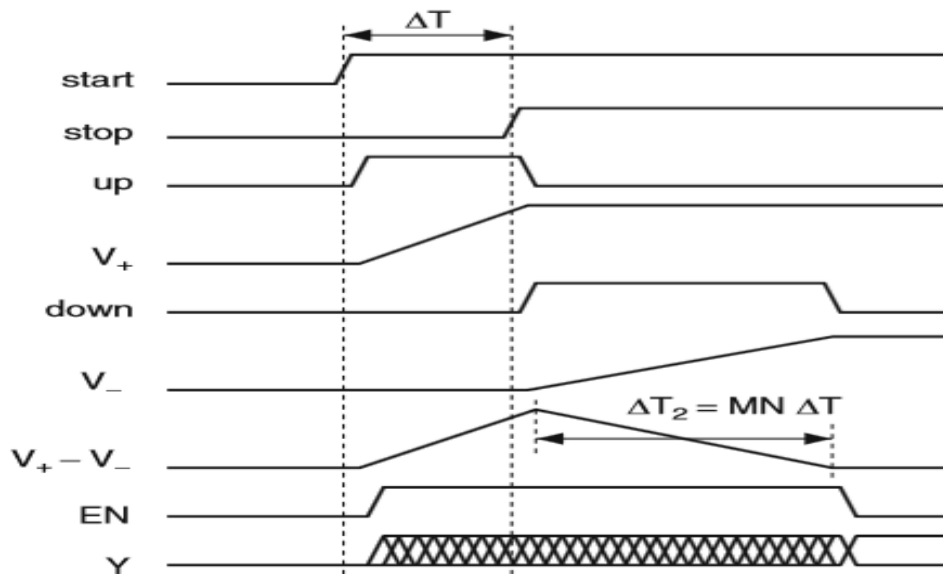


Figura 20: Temporizzazioni Stretching Temporale [9]

Per dimostrare quanto detto consideriamo l'implementazione in figura:

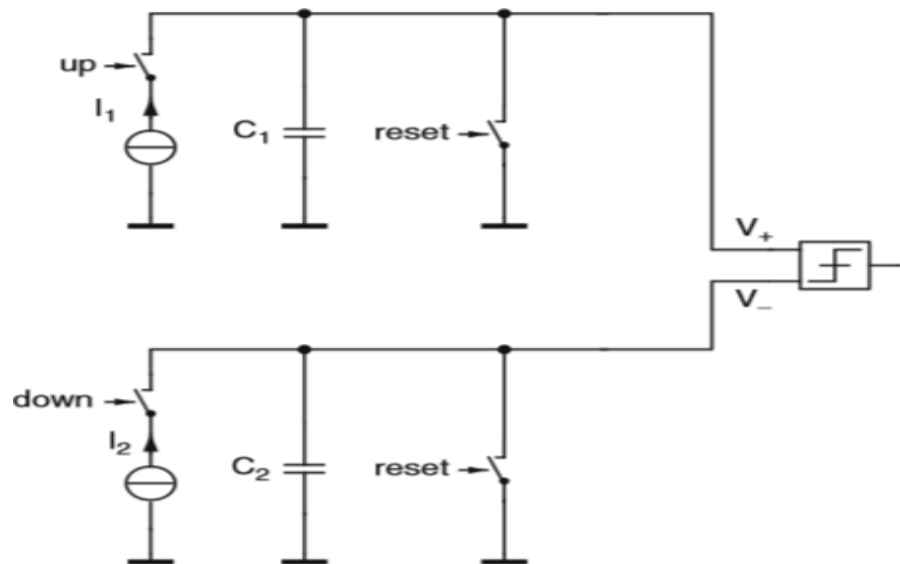


Figura 21: Implementazione integratori RC [9]

Inizialmente le due capacità  $C_1$  e  $C_2$  sono scaricate dall'interruttore di reset. All'arrivo del fronte di salita dello START il primo condensatore viene collegato ad una generatore di corrente costante  $I_1$  (assunto ideale)

e durante l'intervallo di tempo  $\Delta T$  la tensione  $V_+$  aumenta linearmente raggiungendo un valore finale  $V_+ = (I_1/C_1) \Delta T$ .

All'arrivo del segnale di STOP  $C_1$  passa in uno stato di floating, invece il condensatore  $C_2$ , attivandosi l'interruttore di down, viene connesso ad un secondo generatore di corrente costante  $I_2$ .

La tensione  $V_-$  ai capi di  $C_2$  è data dalla relazione  $V_- = (I_2/C_2) \Delta T_2$  dove  $\Delta T_2$  è il tempo trascorso da quando si è verificato l'evento di stop.

Il comparatore collegato ad entrambe le capacità rileva quando le due tensioni  $V_+$  e  $V_-$  sono uguali e ciò accade dopo all'evento di stop per un intervallo di tempo pari a  $\Delta T_2$ :

$$V_+ = V_-$$

$$\left(\frac{I_1}{C_1}\right) \Delta T = \left(\frac{I_2}{C_2}\right) \Delta T_2$$

$$\Delta T_2 = \left(\frac{I_1}{I_2}\right) \left(\frac{C_2}{C_1}\right) \Delta T$$

Ora posso ricavare il tempo totale trascorso dall'evento di start che riusciamo a quantizzare con un semplice contatore:

$$\Delta T + \Delta T_2 = \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \frac{I_1}{I_2}\right) \Delta T$$

$$n T_0 = (1 + M N) \Delta T$$

Definendo il rapporto tra le capacità  $M := C_2/C_1$  e il rapporto tra correnti  $N := I_1/I_2$ , l'intervallo di tempo iniziale è stato allungato di un fattore  $(1+MN)$ .

Essendo entrambi i fattori  $M$  e  $N$  rapporti di grandezze fisiche i loro valori assoluti non sono rilevanti, questo rende il metodo Time

Stretching molto robusto verso le variazioni di processo e consente una integrazione senza calibrazione iniziale.

Inoltre il fatto che entrambi i rapporti si moltiplicano è vantaggioso per l'integrazione, in quanto possono essere realizzati in questo modo grandi fattori di allungamento del tempo senza dover utilizzare grandi capacità e correnti.

Infine ricaviamo l'intervallo di misura in esame:

$$\Delta T = \frac{n T_0}{1 + M N}$$

ottenendo una risoluzione pari a:

$$r = \frac{T_0}{1 + M N}$$

Per realizzare lo Stretching temporale occorrono due stadi di lavoro, che aumentano in modo considerevole il tempo di conversione in quanto inizialmente entrano in gioco i processi di carica e scarica dei condensatori presenti nell'integratore per realizzare la dilatazione temporale, poi il contatore deve andare a rilevare l'intervallo di tempo amplificato.

Infine per ottenere il DR  $\approx 120$  dB richiesto dal caso pratico di utilizzo è necessario un contatore sul milione di conteggi che lavora quindi ad una frequenza intorno a 1MHz

$$120 \text{ dB} = 20 \log(n_{MAX})$$

$$n_{MAX} = 10^6$$

Quindi soluzione non efficiente e impraticabile per la nostra applicazione in quanto si riduce la banda di lavoro.

### 3.4 Tapped Delay Line

Un altro metodo concettualmente semplice per la misura di intervalli di tempo si basa sull'impiego di tapped delay line.

Esso consiste nell'utilizzo di una linea formata da un certo numero di celle di ritardo, ognuna delle quali introduce idealmente lo stesso ritardo di propagazione  $\tau$ .

La misura temporale si ottiene campionando lo stato della linea durante la propagazione di un segnale di START; tante più uscite della linea verranno rilevate attive tanto maggiore sarà l'ampiezza dell'intervallo sotto test.

L'evoluzione della tecnologia dei semiconduttori ha permesso lo sviluppo di sistemi basati su linee di ritardo molto avanzati, già a partire dai primi anni '80. I nuovi TDC integrati utilizzano le catene di ritardo unitamente a phase-locked loop (PLL) o delay-locked loop per ottenere elevata stabilità e calibrazione. [1]

I TDC che utilizzano delle linee di ritardo possono essere realizzati in varie configurazioni, la scelta più semplice prevede che la linea di ritardo venga creata con una catena composta da N celle contenenti latch in modalità iniziale "trasparente" (STOP a livello logico alto) e con START a '0'.

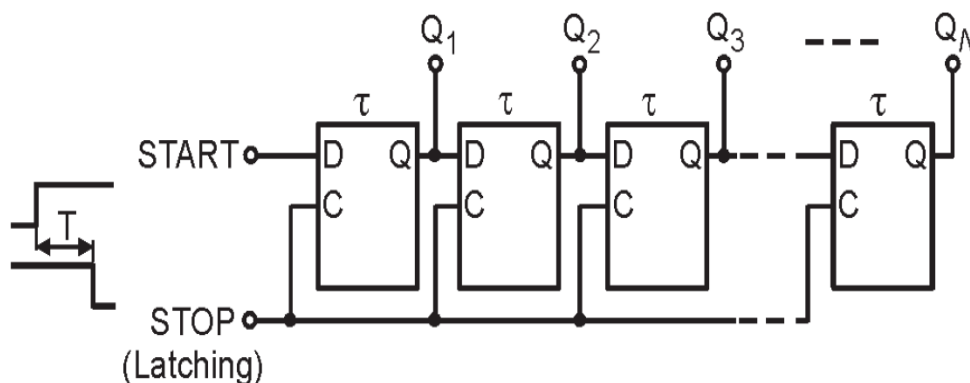


Figura 22: Architettura Tapped Delay Line con latch [1]

Il fronte di salita dell'impulso di START si propaga attraverso la serie di latch consecutivi finchè non si verifica il fronte di discesa dell'impulso

di STOP, il quale fissa lo stato di tutti gli elementi di memoria campionando lo stato corrente della linea e interrompendo la propagazione.

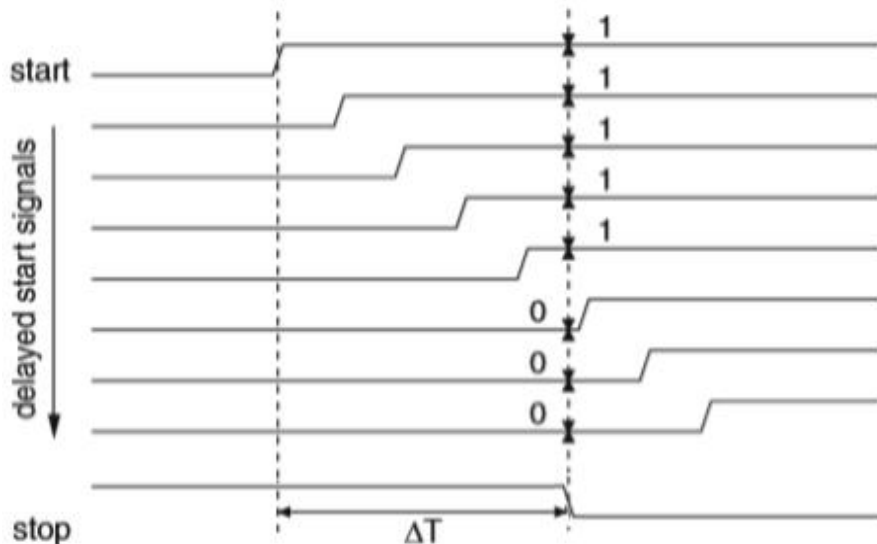


Figura 23: Temporizzazioni configurazione con latch [1]

La misura dell'intervallo temporale è data dalla somma dei ritardi introdotti da tutti i flip-flop che hanno immagazzinato il livello logico alto, ovvero è pari a  $T = k\tau$ , dove  $k$  è il latch più avanzato nella linea di ritardo ad aver immagazzinato lo stato logico HIGH.

I dati ottenuti sono descritti da un codice termometrico e, dunque, è necessaria una conversione a codice naturale o binario BCD.

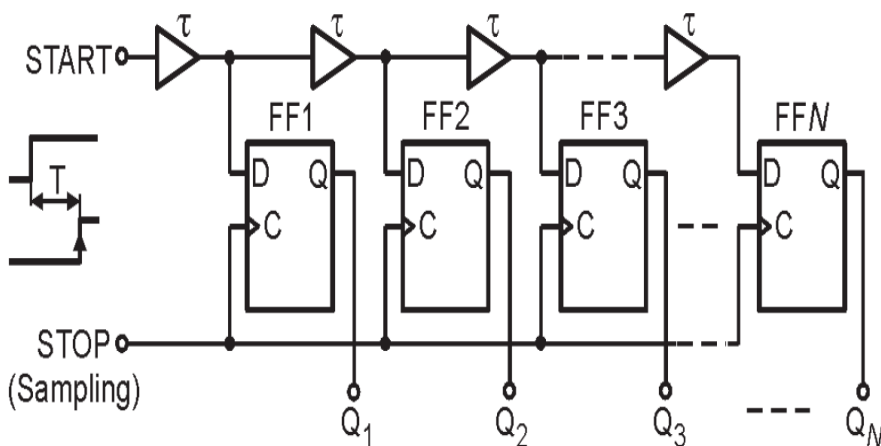


Figura 24: Architettura Tapped Delay Line con flip-flop e buffer [1]

Un' altra configurazione può essere ottenuta realizzando la linea di ritardo ponendo in cascata una serie di buffer, caratterizzati, come nel caso precedente, da ritardo costante  $\tau$ .

Come si può notare in figura, lo stato della linea viene campionato in corrispondenza del fronte di salita dell'impulso di STOP e mantenuto nei flip-flop di tipo D edge triggered.

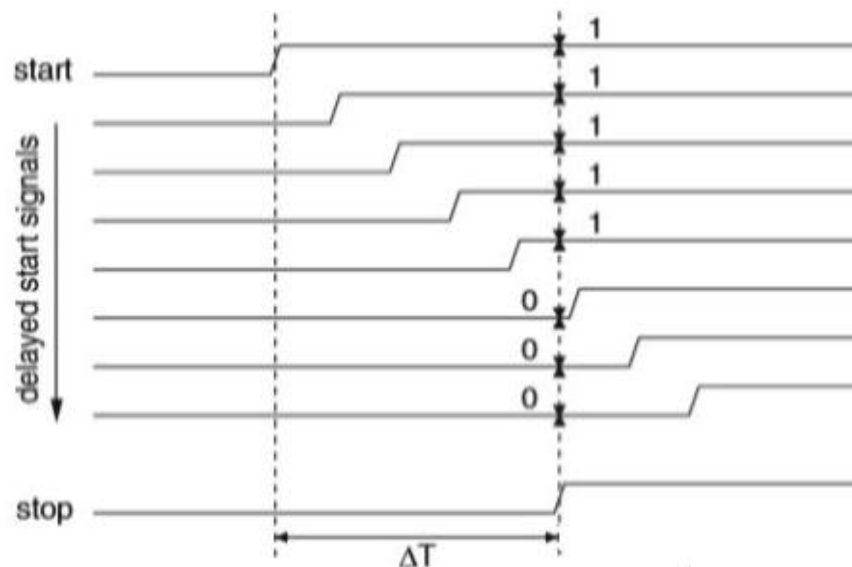


Figura 25: Temporizzazioni configurazione con flip-flop e buffer [1]

Il risultato della misura è ancora determinato dalla posizione più alta del flip-flop contenente uno stato logico alto, e non può prescindere dal fatto che i buffer che compongono la catena devono introdurre tutti lo stesso ritardo temporale. Se nella configurazione appena descritta gli ingressi del clock (C) e dei dati (D) dei flip-flop vengono scambiati tra loro, si ottiene il circuito mostrato in figura

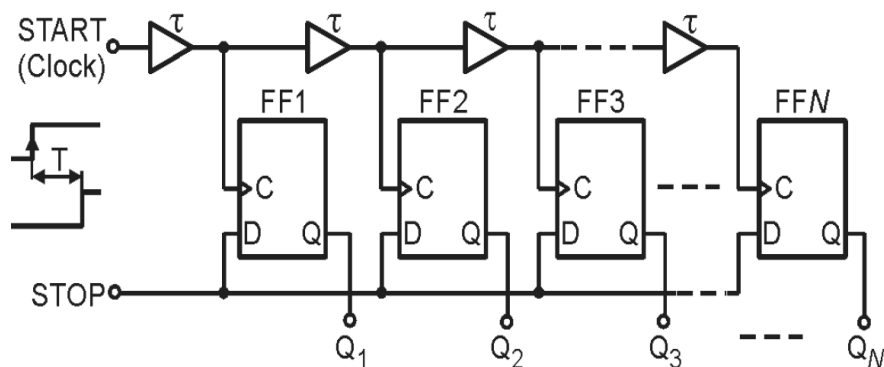


Figura 26: Architettura Tapped Delay Line flip-flop e buffer con ingressi invertiti [1]

La linea, con questa ultima modifica, lavora come un clock multifase campionando lo stato dell'ingresso STOP. Quando si verifica un impulso di STOP, il primo fronte di clock successivo porta l'uscita del flip-flop allo stato HIGH e, finchè non si disattiva, viene innescato tramite logica addizionale anche il flip-flop successivo, portando anche la sua uscita a livello alto dopo un ritardo  $\tau$ , e così via.

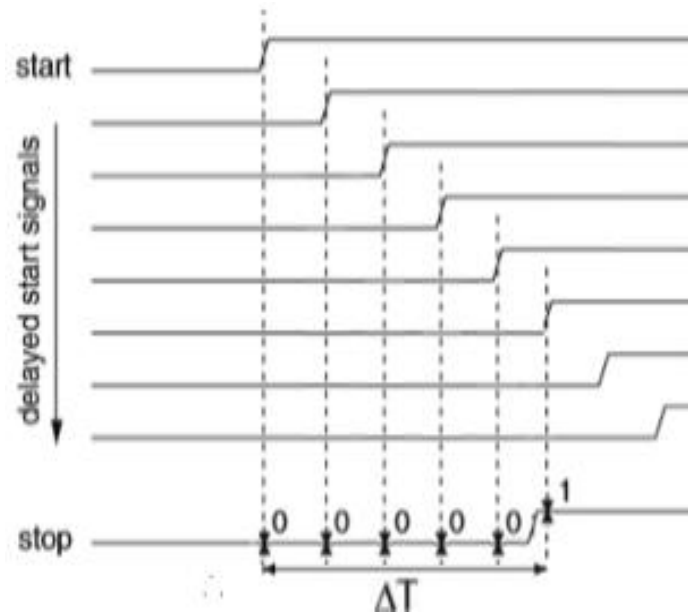


Figura 27: Temporizzazioni Tapped Delay Line flip-flop e buffer con ingressi invertiti [1]

In questa configurazione è la posizione più bassa della catena di flip-flop che ha immagazzinato un '1' logico a determinare il risultato della misura. Le tecniche di "delay line" appena citate rappresentano una conversione tempo/digitale diretta, ovvero non hanno bisogno di uno stadio di lavoro intermedio. Il campionamento è eseguito in un tempo di conversione trascurabile e, per questo motivo, questi convertitori vengono definiti Flash TDC. Ignorando il tempo di lettura dell'uscita, il dead time della prima configurazione è uguale al tempo necessario per resettare tutti i latch della linea. Quando la linea è resettata in modo seriale (impostando a livello logico basso il segnale di START), il dead time è  $N \cdot \tau$ , ma quando si utilizza un reset parallelo cioè agendo separatamente sul reset di ciascun latch, il dead time diventa trascurabile. Applicando gli ingressi di reset separati dei flip-flop anche



per le altre due configurazioni il dead time risulta trascurabile. Si può precisare che l'uso di tapped delay line per la misura di intervalli temporali sia equivalente all'uso di veloci contatori pilotati da un clock stabile. Per esempio, la linea formata da latch che introducono un ritardo  $\tau = 2 \text{ ns}$  è equivalente a un semplice contatore che sfrutta un clock di riferimento pari a 500 Mhz. Questa architettura non è adatta ad affrontare range di misura ampi perché il ritardo introdotto da ciascuna cella, che rappresenta la risoluzione, è di circa 2ns quindi comporta un numero eccessivo di flip-flop o latch. Inoltre un altro svantaggio è il problema di non linearità dovuto ai mismatch tra i ritardi di ogni cella. Per il  $DR \approx 120 \text{ dB}$  che vogliamo ottenere per il sensore MEMS con l'architettura tapped delay line è necessaria una linea di ritardo composta almeno da 1 milione di celle di ritardo fisicamente non realizzabile.

$$120 \text{ dB} = 20 \log(N)$$

$$6 \text{ dB} = \log(N)$$

$$N = 10^6$$

### 3.5 Metodo Vernier Differenziale

Una buona risoluzione del TDC è ottenuta utilizzando due linee di celle aventi ritardo leggermente diverso, cioè una linea di ritardo differenziale.

Il circuito che assume il ruolo di codificatore temporale (illustrato in figura) risulta formato da due linee di ritardo da N celle e da un decoder in uscita.

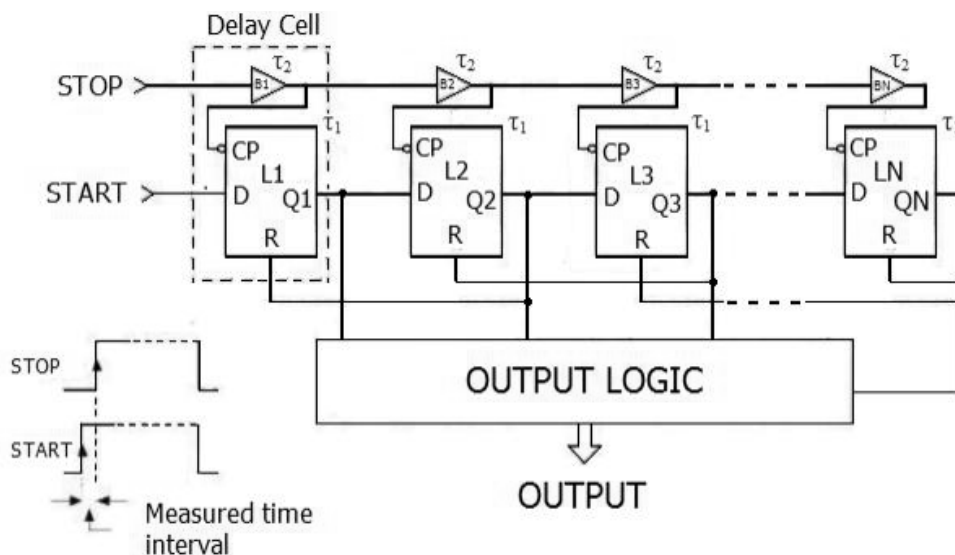


Figura 28: Architettura Vernier Differenziale [1]

Ciascuna cella di ritardo include nella prima catena un latch L, che introduce un ritardo  $\tau_1$ , mentre nella seconda un buffer non invertente B, avente intervallo  $\tau_2 < \tau_1$ .

L'intervallo di tempo da misurare anche in questo caso è definito dal fronte di salita del segnale di START al fronte di salita del segnale di STOP, ed è codificato nella prima linea di ritardo impostando a livello logico alto l'uscita Q dell'ultima cella in cui il cambiamento dell'ingresso C (L  $\rightarrow$  H) è davanti a un uguale transizione dell'ingresso D.

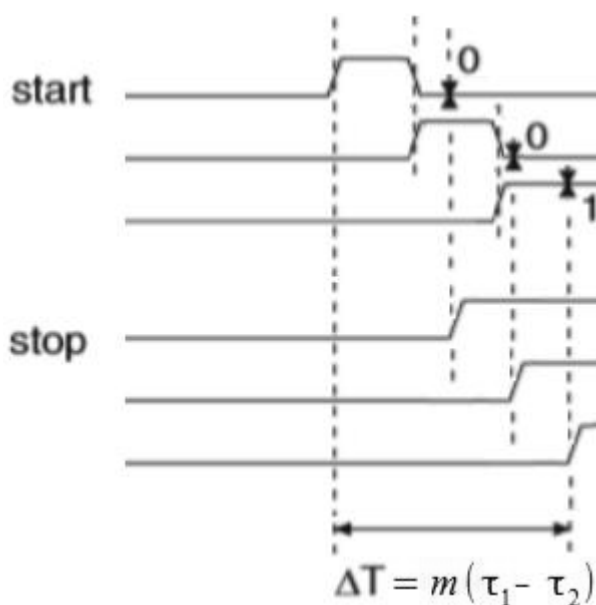


Figura 29: Temporizzazioni Vernier Differenziale

Il tempo di conversione massimo con il Metodo di Vernier Differenziale è pari a  $N\tau_1$ . Affinchè sia effettivamente solo l'ultima cella che ha subito una transazione a livello HIGH a dare l'informazione sul risultato della misura, ciascuna cella il cui ingresso C commuta stato passando a '1' genera un segnale di reset collegato all'input della cella precedente all'interno di un anello di feedback locale. In questo modo, tutte le celle prima dell'ultima vengono "pulite" e l'uscita della linea è fornita come codice "1-out-of-N". Non occorre un ingresso di reset separato perchè nello stato iniziale la linea, essendo costituita da latch aperti (STOP a livello logico basso), risulta trasparente all'ingresso START = LOW. Si evidenzia che la configurazione appena descritta appare molto simile al metodo di Vernier con due generatori avviabili considerando come periodi di oscillazione  $T_1$  e  $T_2$  i ritardi  $\tau_1$  e  $\tau_2$  delle due linee. Per tale motivo la linea differenziale è anche chiamata Vernier delay line. Anche in questo caso come per l'architettura precedente per raggiungere un  $DR \approx 120$  dB occorre implementare una linea differenziale costituita da almeno 1 milione di celle di ritardo.

$$120 \text{ dB} = 20 \log(N)$$

$$N = 10^6$$

## Capitolo 4

### *TDC a interpolazione*

#### **4.1 Tecnica dell'interpolazione**

I metodi a interpolazione vengono utilizzati quando si ha l'esigenza di misurare ampi intervalli temporali con una risoluzione elevata. Per tale scopo è necessario introdurre il concetto di misura “fine” e di misura “grezza”, proprietà che solitamente sono difficili da ottenere allo stesso tempo.

La misura finale è data dalla combinazione di queste due caratteristiche: per ottenere un lungo intervallo di misura si utilizza un coarse counter che sfrutta un clock di riferimento ( $LSB = T_0$ ) mentre l'alta risoluzione è garantita da interpolatori molto precisi.

L'interpolazione è una tecnica che permette di determinare un valore approssimato di una funzione all'interno di un range limitato da due valori della funzione stessa.

“Quando un evento temporale  $T_x$  avviene tra due stati successivi, genericamente  $n$  e  $n + 1$ , di un coarse counter, allora  $T_x/T_0 = n_x + c_x$ , dove il "contenuto" del coarse counter  $n_x = \text{Int}(T_x/T_0)$  non è altro che la parte intera del rapporto  $T_x/T_0$  e  $c_x = \text{Frc}(T_x/T_0)$  rappresenta la rispettiva parte frazionaria, misurata attraverso l'interpolatore”. [1]

In questo modo l'intervallo  $T$  in esame viene suddiviso in tre intervalli con l'uso del metodo a interpolazione:

- un intervallo esteso è rilevato dal coarse counter
- gli altri due range, molto più brevi, sono situati all'inizio e alla fine dell'intervallo  $T$  determinati con precisione, dall'arrivo dei segnali di START e di STOP e vengono misurati da uno o due interpolatori.

Ciascun interpolatore racchiude un sincronizzatore il quale produce un breve intervallo misurato da un TDC fine con breve range di misura.

Il TDC adotta una delle architetture di conversione descritte in

precedenza, garantendo un'elevata risoluzione ( $LSB = T_0/K$ , dove  $K$  varia tra 10 e  $10^4$ ). Se viene utilizzato un oscillatore avviabile per il coarse counter, l'interpolazione riguardante il segnale di START non è necessaria in quanto il fronte attivo del segnale di START è allineato con il clock di riferimento ( $c_{START} = 0$ ). Invece se l'interpolazione è presente sia all'inizio che alla fine dell'intervallo temporale  $T$ , allora siamo di fronte ad una doppia interpolazione. Se viene impiegato un singolo interpolatore sia per il segnale di START che per il segnale di STOP allora si parla di interpolazione a due stadi. L'interpolazione a due stadi si può effettuare tramite due circuiti posti in cascata (interpolazione seriale) o in maniera simultanea utilizzando due circuiti in parallelo (interpolazione parallela). Il ricorso al metodo a interpolazione doppia fu introdotto in un primo tempo con l'utilizzo dei metodi Vernier e del digital time stretching.

## 4.2 Interpolazione di Nutt

Il metodo di Nutt, che è possibile implementare con buona semplicità mantenendo comunque bassi i costi di progettazione e senza compromettere la qualità della misura, attualmente è diventato una delle tecniche ad interpolazione più popolari.

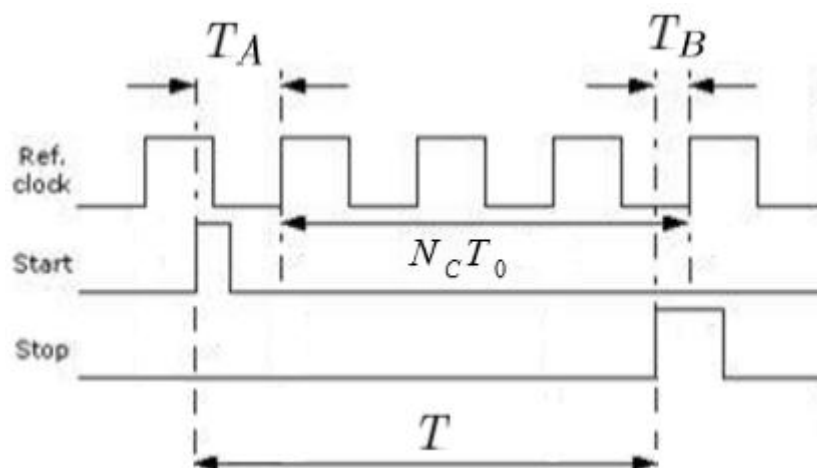


Figura 30: Temporizzazioni Metodo di Nutt

L'intervallo temporale  $T$  viene scomposto in tre parti:

$$T = n_C T_0 + T_A - T_B$$

Dove  $n_C$  è il conteggio del coarse counter cioè identifica la misura "grezza" dell'intervallo temporale più esteso.

Gli intervalli temporali  $T_A$  e  $T_B$  sono misurati tra il fronte attivo dell'impulso in ingresso e l'impulso di clock immediatamente successivo.

I segnali interni ST e SP servono a produrre il segnale di abilitazione al conteggio "grezzo".

Nel momento in cui si utilizza il time stretching, gli intervalli  $T_A$  e  $T_B$  vengono per così dire "allungati" di un numero totale di step di ritardo dato, rispettivamente, dai parametri  $K_A$  e  $K_B$ , e quindi contati per ottenere il numero effettivo di passi  $n_A$  e  $n_B$  percorsi dai segnali.

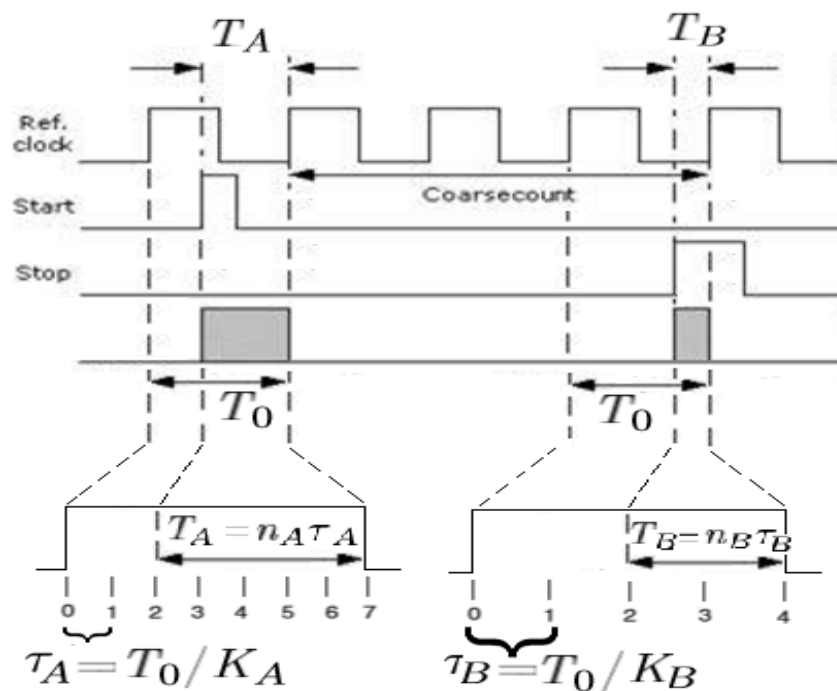


Figura 31: Temporizzazioni Metodo Nutt con Time Stretching

Definendo le risoluzioni associate ai due stretching temporali come  $\tau_A = T_0/K_A$  e  $\tau_B = T_0/K_B$ , otteniamo:

$$T_A = n_A \tau_A \quad T_B = n_B \tau_B$$

Quindi avremo

$$T = N_C T_0 + n_A \tau_A - n_B \tau_B$$

Per la misura dei due range temporali brevi ad alta risoluzione, oltre al time stretching, si può adottare uno dei metodi di conversione precedentemente descritti, ciò porta ad avere diverse risoluzioni in base all'architettura utilizzata.

## Capitolo 5

### *Riscontri e raffronti finali*

#### 5.1 Conclusioni

Dall'analisi dei metodi presentati nel corso di questa tesi emerge che il Metodo del Contatore appare del tutto inadeguato per soddisfare le risoluzioni richieste dai dispositivi in esame: il ricorso alle architetture TDC risulta necessario nel momento in cui occorre spingersi fino al picosecondo.

Invece il metodo che sfrutta l'Interpolazione di Nutt appare il migliore rispetto alle altre architetture esaminate, in quanto permette la valutazione di un intervallo temporale esteso con una risoluzione elevata che sono le caratteristiche fondamentali richieste al dispositivo.

Per di più questo metodo si distingue anche per la facilità di implementazione e bassi costi di realizzazione.

Nella seguente tabella sono evidenziati vantaggi e svantaggi di ogni architettura TDC analizzata, mettendo in particolar modo in evidenza i tempi di conversione, la risoluzione, la capacità di misurare intervalli temporali estesi, dead time, la facilità di implementazione e infine i costi di realizzazione.

Vengono considerati anche la linearità nella risposta e gli errori correlati ad ognuno di essi.



| <b>TDC</b>                              | <b>Benefits</b>  | <b>Defects</b>  |
|---|--|---|
| <b>Stretching temporale</b>             | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Bassi costi di realizzazione</li> <li>• Risoluzione elevata</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tempi di conversione lunghi</li> <li>• Dead time elevato</li> </ul>  |
| <b>Metodo Vernier con 2 oscillatori</b> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Risoluzione inferiore a 1ps</li> <li>• Intervallo misura esteso</li> </ul>  | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Stabilità e precisione oscillatori</li> <li>• Tempi conversione elevati</li> </ul>   |
| <b>Flash TDC</b>                        | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tempo di conversione trascurabile</li> <li>• Facilità di implementazione</li> <li>• Dead time trascurabile</li> </ul>                       | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Non adatto a range di misura elevati (se r elevata comporta lunga linea di ritardo)</li> <li>• Problemi di non linearità (mismatch tra i ritardi)</li> </ul> |
| <b>Vernier Differenziale</b>            | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Buona risoluzione</li> <li>• Dead time piccolo</li> </ul>   | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Tempi di conversione elevati</li> <li>• Ampio n. di celle per tempi elevati (n. celle inv. prop. alla risoluzione.)</li> </ul>                               |
| <b>Interpolazione di Nutt</b>           | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Intervallo di misura esteso con buona risoluzione</li> <li>• Bassi costi di realizzazione</li> <li>• Facilità di implementazione</li> </ul> | <ul style="list-style-type: none"> <li>• Non linearità interpolatori</li> <li>• Errore di quantizzazione è presente anche se piccolo</li> </ul>   |

Una Conferma pratica può essere il TDC7200 della Texas Instruments

v

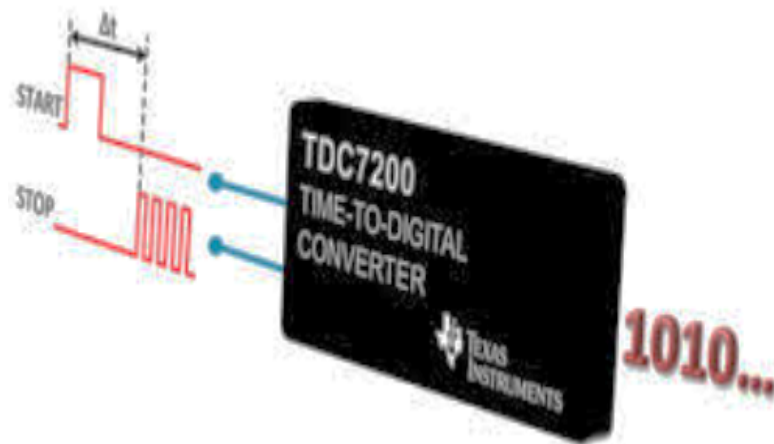


Figura 32: Rappresentazione grafica del TDC 7200 [10]

Un integrato che implementa il Metodo ad Interpolazione di Nutt come descritto nel suo Datasheet.

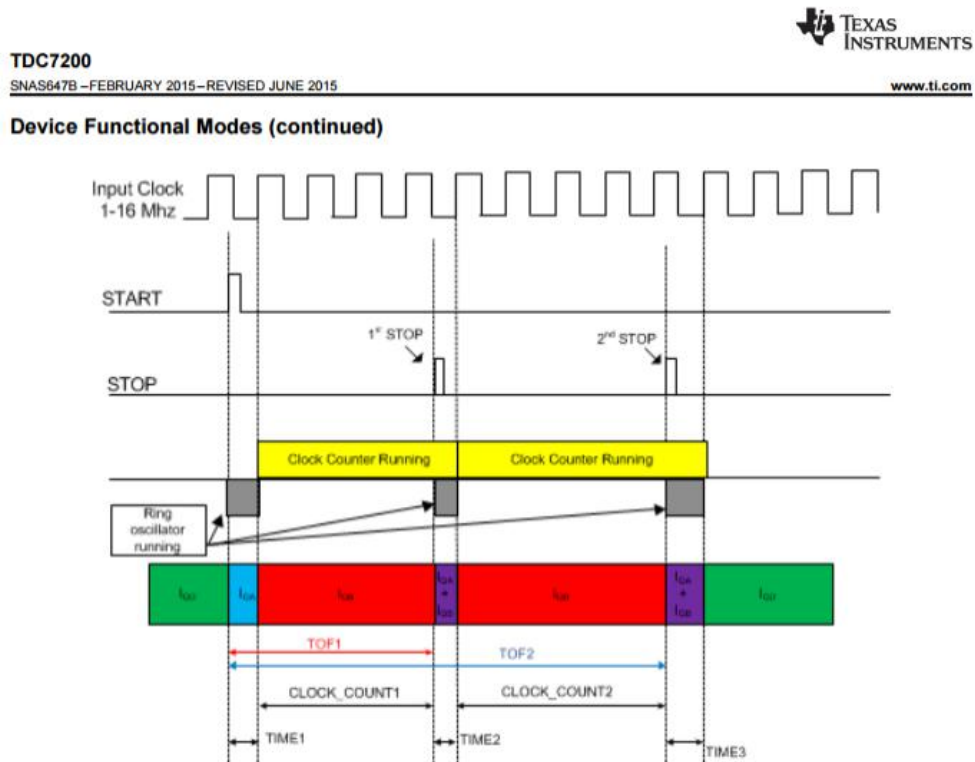


Figura 33: Funzionamento TDC 7200 [10]

## **5.2 Sviluppi Futuri**

Dallo studio dei TDC emerge che una possibile linea di sviluppo futura è testare l'applicazione dell'Interpolazione di Nutt sul sensore MemS Strain Oscillator e più in generale su tutti quelle categorie di sensori che richiedono elevate risoluzioni.

Inoltre le prospettive della presente indagine portano ad ampliare lo studio e l'utilizzo dei Loop-TDC.

Per misure di tempo elevate tali dispositivi richiedono un'area inferiore ai TDC lineari, in quanto sono formati da una corta linea di ritardo piegata ad anello e attraversata varie volte dal segnale di start con un contatore che rileva quante volte la delay-line è stata attraversata dall'evento di start prima che il TDC sia fermato dall'evento di stop, portando un vantaggio evidente in termini di layout.

## Bibliografia

- [1] E. Ballarin, “Elettronica integrata per la comunicazione quantistica”, in Tesi di Laurea pp., 2011.
  
- [2] S. Cova, A. Lacaita, M. Ghioni, G. Ripamonti, “20-ps timing resolution with Single-Photon Avalanche Photodiodes”, in Rev. Sci. Instrum. pp. 1104-1110, 1989
  
- [3] D. V. O'Connor, D. Phillips, “Time Correlated Single Photon Counting”, in Academic Press, London, 1984.
  
- [4] A. H. Chan and G. W. Roberts, “A Jitter Characterization System Using a Component-Invariant Vernier Delay Line”, in IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, Vol. 12, No. 1, pp. 79-95, 2004.
  
- [5] Nissinen, A. Mäntyniemi and J. Kostamovaara, “A CMOS Time-to-Digital Converter based on a Ring Oscillator for a Laser Radar” ,in Solid state Circuits conference, pp. 469-472
  
- [6] K. Määttä and J. Kostamovaara, “A High-Precision Time-to-Digital Converter for Pulsed Time-of-Flight Laser Radar Applications”, in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 47, No. 2, pp. 521-536, 1998.
  
- [7] M. Umasuthan, A. M. Wallace, J. S. Massa, G. S. Buller and A. C. Walker, “Processing time-correlated single photon counting data to acquire range image”, in IEE Proc.-Vis. Image Signal Process., Vol. 145, No. 4, 1998.

[8] K. E. Wojciechowski, B. E. Boser, A. P. Pisano, "A MEMS RESONANT STRAIN SENSOR OPERATED IN AIR", in IEEE International Conference on. (MEMS) , pp. 841-845, 2004.

[9] S. Henzler, " Time-to-Digital Converters ", in Springer, Munchen, 2010.

[10] "TDC7200 Time-to-Digital Converter for Water and Gas Flow Sensing, Magnetostrictive Position Sensing, and LIDAR Metering Applications", Texas Instruments, June 2015.

## **Ringraziamenti**

Voglio ringraziare mio padre che mi ha permesso di realizzare questo progetto investendo sulla mia istruzione.

Mia madre che amorevolmente mi ha sostenuto nei miei giorni “difficili”.

La nonna e il nonno che mi hanno dato il loro amore incondizionato, e che ad ogni esame erano in trepidazione per me.

I miei amici che hanno condiviso con me questa esperienza.

E per ultimo ma non in ordine di importanza, voglio ringraziare la mia morosa per il semplice motivo di esserci stata, in questo percorso così importante della mia vita, credendo sempre in me.