

**ALMA MATER STUDIORUM  
UNIVERSITA' DI BOLOGNA**

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA  
-Sede di Forlì-

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA AEROSPAZIALE  
Classe L-9

ELABORATO FINALE DI LAUREA in

PROPULSIONE AEROSPAZIALE:

**Analisi di fattibilità di un sensore di portata ad ultrasuoni**

Candidato:

ALBERTO BERTUZZI

Relatore:

Prof. FABRIZIO PONTI

Correlatore:

Ing. DOMENICO FEDELE

Anno Accademico 2013-2014

Sessione I

<b>Introduzione</b> .....	<b>6</b>
<b>1 Teoria delle onde</b> .....	<b>7</b>
1.1 Significato di un onda in fisica .....	7
1.2 Il fenomeno sonoro .....	7
1.3 Proprietà del mezzo.....	8
1.4 Proprietà dell'onda.....	9
1.5 Effetti.....	10
1.6 Velocità del suono .....	10
1.7 Descrizione di un onda .....	12
1.8 Onde Periodiche .....	14
1.9 Moto armonico.....	16
<b>2 Flussimetri</b> .....	<b>18</b>
2.1 Strumenti utilizzabili per il calcolo della portata e della velocità di un flusso.....	20
2.2 Il tubo di Pitot .....	18
2.3 L'anemometro a filo(film) caldo .....	20
2.4 L'anemometro laser Doppler .....	21
2.5 Dispositivi a strozzamento (area costante, $\Delta p$ variabile) .....	23
2.6 Rotametro (area variabile, $\Delta p$ costante) .....	25
2.7 Misuratore a turbina .....	26
2.8 Misuratore elettromagnetico .....	27
2.9 Misuratore a vortice .....	29
2.10 Misuratore a effetto Coriolis .....	29
2.11 Misuratore a ultrasuoni .....	30
<b>3 Acquisizione dati</b> .....	<b>34</b>
3.1 Generalità sulla conversione analogico digitale .....	34
3.2 Elaborazione .....	35
3.3 Le operazioni di conversione analogico digitale.....	35
3.4 Campionamento .....	36
3.5 Tenuta.....	38
3.6 Quantizzazione .....	38

<b>4 Strumenti di acquisizione dati</b> .....	<b>40</b>
4.1 Architettura CompactRIO .....	41
4.2 Strumenti NI utilizzati .....	41
4.3 Sensori utilizzati .....	43
4.4 Software .....	45
<b>5 Teoria del filtraggio</b> .....	<b>47</b>
5.1 Funzione di trasferimento di un filtro .....	47
5.2 Filtro di ordine N .....	47
5.3 Caratteristiche ideali .....	48
5.4 Caratteristiche reali .....	49
5.5 Differenza fra filtri analogici e digitali .....	49
5.6 Tecniche di approssimazione .....	50
5.6.1 Filtro di Butterworth .....	50
5.6.2 Filtro di Chebyshev .....	51
5.6.3 Filtro di Bessel .....	53
5.7 Ritardo del filtro .....	54
<b>6 Elaborazione dati</b> .....	<b>55</b>
6.1 Sensibilità del modello ai parametri .....	59
6.2 LabVIEW Real-Time e FPGA .....	60
6.3 Metodi per il calcolo del $\Delta T$ .....	66
6.4 Generazione trigger con CompactRIO .....	67
<b>7 Conclusioni e sviluppi futuri</b> .....	<b>74</b>
<b>Bibliografia</b> .....	<b>75</b>

---

## Elenco delle figure

---

1	Condotto per la dimostrazione della velocità del suono .....	11
1.1	Traslazione onda.....	14
1.2	Periodo onda .....	15
1.3	Propagazione perturbazione .....	15
1.4	Variazione nel tempo dello spostamento di un punto .....	16
1.5	Onda armonica .....	17
2	Tubo di Pitot .....	19
2.1	Anemometro a filo(film) caldo .....	20
2.2	Anemometro a laser Doppler .....	21
2.3	Frange di interferenza per interazione fra fasci laser.....	22
2.4	Tubo di venturi, boccaglio, diaframma.....	23
2.5	Tubo di flusso di Dall .....	25
2.6	Rotometro .....	26
2.7	Misuratore a turbina .....	27
2.8	Misuratore elettromagnetico .....	28
2.9	Misuratore a vortice .....	29
2.10	Misuratore a effetto Coriolis .....	30
2.11	Misuratore a ultrasuoni con effetto Doppler .....	31
2.12	Configurazione sensori per misuratore a ultrasuoni .....	31
2.13	Altre possibili configurazioni dei sensori .....	32
3	Conversione analogico digitale.....	35
3.1	Esempio di conversione di una funzione .....	36
3.2	Aliasing .....	37
3.3	Schema del circuito elettrico di tenuta .....	38
3.4	Quantizzazione .....	39
4	Rappresentazione del determinismo .....	40
4.1	Schema architettura CompactRIO .....	41
4.2	NI cRIO 9082 RT .....	42
4.3	Modulo NI 9264.....	43
4.4	Modulo NI 9223 .....	43
4.5	Sensori e caratteristiche .....	44
4.6	Drift segnale .....	45
5	Caratteristiche ideali filtro .....	48
5.1	Caratteristiche reali filtro .....	49
5.2	Grafico filtro Butterworth.....	51

5.3 Grafico filtro Chebyshev .....	52
5.4 Grafici filtro Bessel.....	53
6 Condotto in PVC .....	56
6.1 Condotto con sensori .....	57
6.2 Pannello frontale del VI di simulazione .....	58
6.3 Grafico del $\Delta t$ in funzione della temperatura T .....	59
6.4 Grafico del $\Delta t$ in funzione della lunghezza L.....	59
6.5 Grafico del $\Delta t$ in funzione dell'angolo $\theta$ .....	60
6.6 Diagramma a blocchi della parte RT per la generazione del trigger.....	61
6.7 Diagramma a blocchi della parte RT per la FIFO.....	62
6.8 Diagramma a blocchi della parte RT per il salvataggio .....	62
6.9 Pannello frontale della parte RT.....	63
6.10 Diagramma a blocchi per acquisizione FPGA .....	63
6.11 Diagramma a blocchi impostazione trigger FPGA .....	64
6.12 Segnale acquisito puro .....	64
6.13 Segnale acquisito filtrato .....	65
6.14 Ingrandimento sul segnale acquisito .....	65
6.15 Involuppo .....	67
6.16 Programma di elaborazione .....	68
6.17 Ingrandimento sulle acquisizioni col generatore d'onda .....	68
6.18 Ingrandimento sulle acquisizioni col cRIO .....	69
6.19 Sfasamenti onde a 10, 20, 30, 40 cm.....	69
6.20 Involuppi delle onde a distanze diverse .....	70
6.21 Sovrapposizione onde .....	71
6.22 Grafico distanze calcolate in campioni .....	71
6.23 Grafico distanze calcolare in cm .....	72
6.24 Grafico della standard deviation del cRIO .....	73
6.25 Grafico della standard deviation del generatore d'onda .....	73

L'elaborato di tesi presenta come oggetto l'analisi di possibile utilizzo di sensori ad ultrasuoni per il calcolo della portata massica.

Tramite ricerche bibliografiche si è potuto osservare come sia stato possibile applicare tale strumento anche per il calcolo della velocità del vento in stazioni meteorologiche come anche per il calcolo della portata in condotti in cui scorrono liquidi o gas.

Lo studio è stato realizzato in quanto la misura di portata interessa molti campi da quello aeronautico/automobilistico a quello industriale, un applicazione aerospaziale per esempio può essere quella di calcolare la portata in ingresso ad una motorizzazione necessaria per quantificare le dosi di combustibile da iniettare in camera di combustione.

Le onde costituiscono un importante fenomeno naturale sia per l'eleganza e l'ingegnosità dei metodi matematici e sperimentali che sono stati sviluppati dall'uomo nel corso dei secoli per descriverle, sia perché le onde permeano moltissimi aspetti della nostra vita attraverso le più diverse applicazioni tecnologiche.

### 1.1 Significato di onda in fisica

L'onda è una perturbazione che si propaga nello spazio e che può trasportare energia da un punto all'altro. Tale perturbazione è costituita dalla variazione di qualunque grandezza fisica (es. variazione di pressione, temperatura, intensità del campo elettrico, posizione, ecc..).

Molti fenomeni naturali sono descritti in termini di onde: nell'acqua, nella luce, elettromagnetiche, meccaniche e sonore.

In particolare queste ultime verranno approfondite meglio, per comprendere alcuni concetti che verranno successivamente discussi.

### 1.2 Il fenomeno sonoro

Siccome verranno utilizzati sensori ad ultrasuoni è bene spiegare la definizione di onda sonora. Le onde sonore sono un particolare tipo di onda in cui la perturbazione è la variazione di pressione indotta dal corpo vibrante nel mezzo circostante (di solito l'aria). Tale variazione di pressione è in grado di propagarsi nel mezzo come una successione di rarefazioni e condensazioni (cioè di variazioni di densità).

È possibile evidenziare quattro fasi di cui pensiamo esse siano sempre costituite:

1. **produzione** di onde meccaniche ad opera di una sorgente che vibra detta sorgente sonora. Qualunque fenomeno che provoca uno "spostamento d'aria" avente caratteristiche fisiche opportune (non ogni spostamento d'aria viene poi da noi "sentito" come evento sonoro.

2. **propagazione** delle onde attraverso un mezzo elastico (di solito l'aria); tale propagazione è il fenomeno ondulatorio vero e proprio e verrà d'ora in poi chiamato onda sonora;
3. **ricezione e percezione** dell'onda sonora da parte di un opportuno apparato in grado di trasformare (ed eventualmente elaborare) l'energia sonora in energia di altra forma.
4. **elaborazione** del segnale trasformato.

Se analizzassimo microscopicamente le particelle d'aria vedremmo abbastanza chiaramente zone di rarefazione e di addensamento delle molecole, noteremo oltretutto che ciò che "avanza" è il fronte d'onda, cioè la compressione del mezzo, e non le molecole d'aria che subiscono solo piccoli spostamenti attorno a punti di equilibrio fissi.

Se vogliamo analizzare quantitativamente l'onda sonora dobbiamo determinare le caratteristiche misurabili del fenomeno.

## 1.3 Proprietà del mezzo

Se ci concentriamo sul mezzo possiamo, punto per punto nello spazio, e istante per istante nel tempo, misurare:

- la **differenza di pressione** dell'aria rispetto alla normale pressione atmosferica. Questa differenza è detta pressione acustica. L'insieme delle pressioni acustiche locali in tutto lo spazio formerà un "campo di pressione". È il caso di sottolineare fin dall'inizio che la pressione acustica rappresenta una piccola "increspatura" rispetto al valore standard di pressione atmosferica: anche nel caso di suoni estremamente intensi, il suo valore è di circa mille volte inferiore a quello della pressione atmosferica.
- la **differenza di densità** dell'aria rispetto alla densità dell'aria in quiete.
- lo **spostamento** delle molecole d'aria dalla loro posizione di equilibrio, e la loro **velocità**. Avremo in tal caso "un campo di spostamenti" e "un campo di velocità".

## 1.4 Proprietà dell'onda

Tuttavia, se focalizziamo la nostra attenzione sull'onda, anziché sul mezzo in cui essa si propaga, potremo misurare, ad esempio

- il **periodo**  $T$  della perturbazione, che è il tempo che intercorre tra l'istante in cui, in un punto prefissato, si verifica la massima pressione e l'istante in cui questa situazione si verifica nuovamente nello stesso punto; più semplicemente, nel caso di una molecola di riferimento, è il tempo che essa impiega a compiere un'oscillazione completa attorno alla sua posizione di equilibrio.
- la **frequenza**  $f$  rappresenta il numero di vibrazioni complete che avvengono in un secondo. La relazione fra periodo e frequenza è la seguente: L'unità di misura della frequenza rappresentata da un'oscillazione al secondo, si chiama hertz (Hz). Nel caso della molecola è il numero di volte in cui avviene una sua oscillazione, nell'unità di tempo;
- la **lunghezza** d'onda  $\lambda$ : è la distanza percorsa dall'onda in un periodo o la distanza che intercorre, in un certo istante, tra due zone consecutive di maggior addensamento, zone nelle quali la pressione acustica è massima;
- l'**ampiezza** dell'oscillazione, cioè lo spostamento massimo delle molecole rispetto alla loro condizione di riposo; è strettamente legata al massimo valore che può raggiungere la pressione acustica;
- la **velocità** con cui la perturbazione avanza nel mezzo, come rapporto tra  $\lambda$  e  $T$ . Si noti che questa velocità non coincide affatto con la velocità con cui si muovono le singole molecole. Essa è sempre diretta nel senso della propagazione dei fronti di pressione, mentre quella delle molecole cambia verso ad ogni tempo periodo.

## 1.5 Effetti

Tutte le onde hanno un comportamento comune in situazioni standard e possono subire i seguenti effetti o fenomeni:

- **Attenuazione** dell'ampiezza durante la propagazione nel mezzo.
- **Riflessione**, il cambio di direzione di propagazione a causa di uno scontro con un materiale riflettente.
- **Rifrazione**, il cambio di direzione di un'onda causata dal cambio del mezzo di propagazione (ad esempio di densità diversa).
- **Diffrazione**, la diffusione delle onde, per esempio quando passano attraverso una fessura stretta.
- **Dispersione**, la divisione di un'onda in sotto onde in dipendenza della loro frequenza.
- **Interferenza**, la somma vettoriale (possono annullarsi) di due onde che entrano in contatto tra loro.
- **Effetto Doppler**, lo spostamento di frequenza di un'onda periodica viaggiante rispetto alla direzione di osservazione.

## 1.6 Velocità del suono

Un ulteriore concetto da integrare per la miglior comprensione di questa tesi è la velocità di propagazione del suono. La possibilità di propagarsi, cioè di spostarsi nello spazio-tempo è una caratteristica generale di tutte le onde, tanto che essa fa parte, come visto, della definizione di onda, indipendentemente dalla sua natura. Le onde sonore si propagano con velocità differenti al variare del mezzo di propagazione (ad esempio, il suono si propaga più velocemente nell'acqua che non nell'aria), e varia anche al variare delle proprietà del mezzo, specialmente con la sua temperatura. In un fluido gli atomi o le molecole sono liberi di scorrere, e quindi le onde trasversali non possono manifestarsi; il suono si propaga solo per mezzo di onde di pressione longitudinali. Ricaviamo ora l'equazione utile per il calcolo della velocità del suono. Considerando un tubo cilindrico orizzontale, rigido, di sezione  $S$  (Fig 1), contenente un fluido comprimibile in cui si propaga una piccola perturbazione, assimilabile ad una superficie (fronte d'onda) attraverso cui son

discontinue le caratteristiche fisiche del fluido; scegliamo ora una sistema di riferimento parallelo all'asse del tubo e solidale con la superficie di discontinuità; ipotizziamo inoltre che il fenomeno sia stazionario (tutte le grandezze sono indipendenti dal tempo).

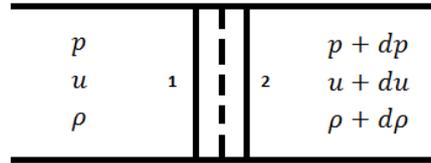


Figura 1

Chiamiamo  $\rho$ ,  $u$  e  $p$  i valori di densità, velocità e pressione prima del fronte d'onda (sezione 1) e  $\rho + d\rho$ ,  $u + du$  e  $p + dp$  quelli dopo (sezione 2); eguagliamo la portata in massa attraverso la sezione 1 a quella attraverso la sezione 2: difatti se le portate fossero diverse cambierebbe la massa contenuta tra 1 e 2 in disaccordo con l'ipotesi fatta.

$$\rho u S = S(\rho + d\rho)(u + du) \quad (1)$$

Cioè:

$$\rho u = \rho u + u d\rho + \rho du + d\rho du \quad (1.1)$$

Trascurando gli infinitesimi di ordine superiore al primo resta:

$$u d\rho + \rho du = 0 \quad (1.2)$$

Applichiamo la legge di Newton  $\vec{F} = m\vec{a}$ , nella direzione orizzontale, alla massa  $m$  compresa fra le due sezioni 1 e 2 distanti  $dx$ . La forza (data dal prodotto dell'area per la pressione) applicata in sezione 2 ha segno opposto a quella in sezione 1 da cui

$$F = Sp - S(p + dp) = -Sdp \quad (1.3)$$

La massa a meno di infinitesimi di ordine superiore vale  $m = \rho S dx$ ; l'accelerazione si può esprimere come  $a = \frac{du}{dt}$ ; avremo quindi

$$-Sdp = \rho S dx \frac{du}{dt} \quad (1.4)$$

Semplificando  $S$  e notando che  $u = \frac{dx}{dt}$

$$-dp = \rho u du \quad (1.5)$$

Ma per la 1.2  $\rho du = -u d\rho$  quindi:

$$dp = u^2 d\rho \quad (1.6)$$

Si ottiene così:

$$\frac{dp}{d\rho} = u^2 \quad (1.7)$$

U è dunque la velocità con cui si sposta il fluido rispetto al suono e quindi anche la velocità con cui si sposta la perturbazione rispetto al fluido; indicheremo con  $a$  (celerità) tale velocità, avremo

$$a = \sqrt{\frac{dp}{d\rho}} \quad (1.8)$$

Introducendo il modulo di elasticità di un fluido  $\varepsilon = \rho \frac{dp}{d\rho}$

$$a = \sqrt{\frac{\varepsilon}{\rho}} \quad (1.9)$$

Riferendoci a un gas, la trasformazione in questo tipo di fenomeni può essere considerata adiabatica per cui  $\varepsilon = \gamma p$  (dove  $\gamma$  è il coefficiente di dilatazione adiabatica del mezzo di trasporto) introducendo l'equazione di stato dei gas perfetti

$$p = \rho RT \quad (1.10)$$

Dove con R si è indicata la costante universale dei gas per unità di massa (per l'aria è 287 J/(kg·K)) e con T la temperatura assoluta (K).

Possiamo ricavare:

$$a = \sqrt{\frac{\gamma p}{\rho}} = \sqrt{\gamma RT} \quad (1.11)$$

## 1.7 Descrizione di un'onda

Un'onda progressiva è sostanzialmente una serie di impulsi che, generati da una sorgente, siano liberi di viaggiare indefinitamente nel mezzo con una certa velocità costante  $v$  senza deformarsi.

Come esempio di tali onde progressive, immaginiamo di avere una corda in cui il punto di sinistra (che chiameremo  $S$  come sorgente) sia forzato a muoversi in direzione  $y$  perpendicolare alla corda secondo una certa legge oraria  $\psi(0,t)$ . Si osservi che la prima coordinata indica il fatto che la sorgente si trova nel punto con  $x=0$ . Ci chiediamo quale sarà la legge oraria con cui si spostano i punti della corda posti a distanza  $x$  dalla sorgente.

Indicheremo tale legge oraria con  $\psi(x,t)$ . Ipotizziamo, come detto, che la perturbazione indotta sulla sorgente  $S$  si propaghi verso destra con velocità  $v$  (vedi Fig 1) e che, trascurando fenomeni dissipativi, ciascun punto della corda riproduca esattamente il moto della sorgente con un certo tempo di ritardo che dipenderà sia dalla velocità dell'onda che dalla posizione  $x$  del punto. È facile intuire che tale tempo di ritardo sarà dato da  $t_{rit} = \frac{x}{v}$  e che la funzione  $\psi(x,t)$  sarà data da:

$$\psi(x,t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t < t_{rit} \\ \psi(0; t - t_{rit}) & t \geq t_{rit} \end{cases} \quad (1.12)$$

- la prima legge indica il fatto che per tempi inferiori al tempo di ritardo la perturbazione non è ancora arrivata al punto di ascissa  $x$ ;
- la seconda legge evidenzia il fatto che il moto della sorgente viene riprodotto, nel punto di ascissa  $x$ , con un certo tempo di ritardo dipendente dalla distanza del punto in questione dalla sorgente  $S$ .

Possiamo affrontare la stessa situazione fisica del paragrafo precedente ragionando così:

Al tempo  $t=0$  possiamo scattare una fotografia dell'onda: avremo la funzione  $\psi(x,0)$  (Fig 1.1 a).

Aspettiamo un tempo  $\Delta t$ , e scattiamo un'altra fotografia. Avremo la funzione  $\psi(x,\Delta t)$  (Fig 1.1 b).

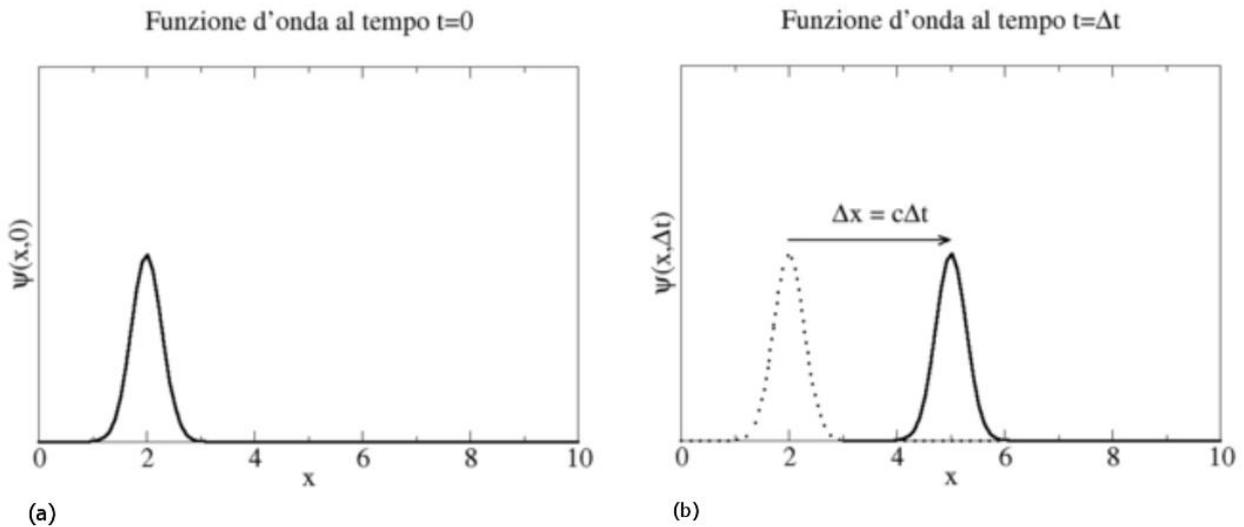


Figura 1.1

Ora, se la seconda fotografia altro non è che una traslazione della prima, cioè uno spostamento lungo l'asse  $x$  senza che la forma della funzione sia cambiata, dovrà essere  $\psi(x, \Delta t) = \psi(x - \Delta x, 0)$  La funzione  $\psi$  è rimasta la stessa, ma il suo profilo è spostato a sinistra lungo l'asse  $x$  di un tratto  $\Delta x$ .

## 1.8 Onde periodiche

Un caso particolarmente interessante si presenta se la funzione d'onda della sorgente  $\psi(0;t)$ , anziché sotto forma di un unico impulso, ha un andamento periodico. Si parla allora di onda periodica. Ovviamente essendo valida la relazione:

$$\psi(x, t) = \psi(x - vt, 0) \quad (1.13)$$

ci aspettiamo che la funzione d'onda  $\psi(x,t)$  sia anch'essa una funzione periodica, cioè tale che:

$$\psi(x, t) = \psi(x, t + k \cdot T) \quad \text{con } k \in Z \quad (1.14)$$

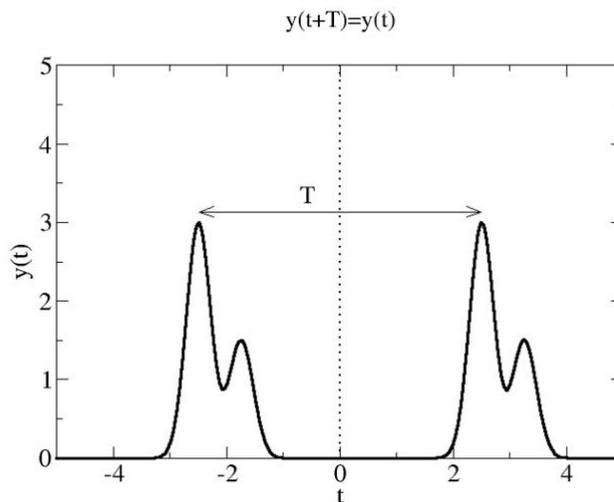


Figura 1.2

Dalla Fig 1.2 si può comprendere meglio il significato fisico della grandezza  $T$ (periodo) prima descritta. Strettamente correlato al concetto di periodo è il concetto di frequenza  $f$  che esprime il numero di oscillazioni compiute nell'unità di tempo. Non è difficile dedurre che la relazione tra periodo e frequenza è di proporzionalità inversa, cioè:

$$T = \frac{1}{f} \quad (1.15)$$

Se, come abbiamo detto, la perturbazione (vedi Fig 1.3), in questo caso periodica, della sorgente (il punto verde) si propaga verso sinistra con velocità  $v$  (la freccia rossa), l'onda si sposterà secondo una "forma" che ricalca esattamente la  $\psi(0;t)$  sorgente (se escludiamo fenomeni dissipativi che smorzano lentamente l'ampiezza dell'onda). Le due immagini seguenti aiutano ad introdurre i parametri fisici caratteristici per la descrizione delle onde. Le due immagini sono molto simili ma con alcune importanti differenze: l'immagine in Fig 1.3 è una "fotografia" dello spazio fisico reale ad un certo istante  $t$  e ad un istante successivo  $t + \Delta t$ .

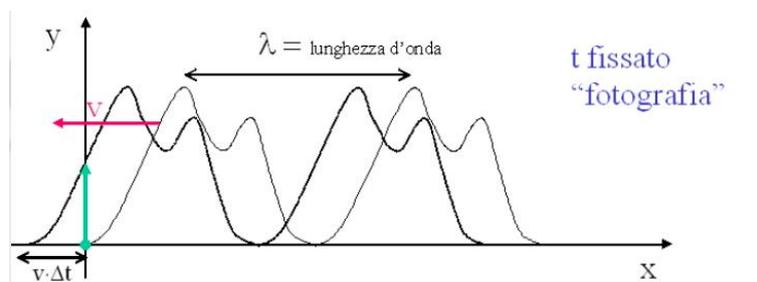


Figura 1.3

La distanza tra due massimi in Fig 1.3 (o comunque tra due punti "corrispondenti" all'interno della figura di periodicità) non rappresenta il tempo periodo, ma la distanza percorsa dall'onda in un periodo. Tale distanza, che è un parametro importantissimo per la descrizione dell'onda, prende in nome di lunghezza d'onda e si indica con  $\lambda$ .

In Fig 1.4 viene illustrata la variazione nel tempo dello spostamento  $y$  di un punto (il punto verde) della corda (la sorgente);

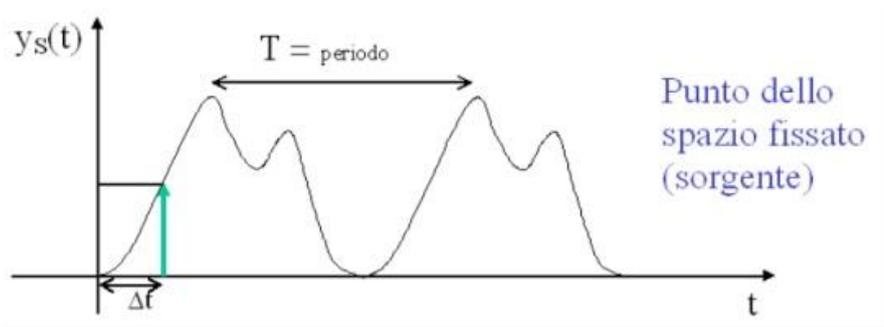


Figura 1.4

la distanza tra due massimi in Fig 1.4 (o comunque tra due punti "corrispondenti" all'interno della figura di periodicità) è il tempo necessario affinché il punto sorgente compia un'oscillazione completa, esso viene definito periodo.

Il legame tra lunghezza d'onda e periodo è evidente ricordando la relazione valida per i moti che avvengono con velocità costante:  $v = \frac{\text{spazio percorso}}{\text{tempo impiegato}}$  è facile dedurre che:

$$v = \frac{\lambda}{T} = \lambda f \quad (1.16)$$

Otteniamo quindi il seguente fondamentale risultato:

**In un'onda periodica che viaggia a velocità costante la lunghezza d'onda e la frequenza sono inversamente proporzionali.**

Un caso particolare di onde periodiche è quello in cui la legge oraria è di tipo sinusoidale. Queste onde sono estremamente importanti ed hanno molte proprietà notevoli.

## 1.9 Moto armonico

L'equazione che descrive la posizione del punto in funzione del tempo è una semplice senoide di ampiezza costante. Di conseguenza il moto armonico è completamente descritto da soli tre parametri: il tempo **periodo** dell'oscillazione (o la sua frequenza), l'**ampiezza** dell'oscillazione, e la sua **fase** (che indica la posizione iniziale dell'oscillazione).

E' importante notare che supponendo che la velocità di un punto segua la legge armonica, allora anche l'accelerazione (derivata) e la posizione (integrale) di quel punto seguono una legge armonica.

Generalmente il moto oscillatorio di una sorgente è descritto dalla funzione:

$$y(t) = A \sin(\omega t + \phi) \quad (1.17)$$

Dove  $A$  è l'ampiezza della senoide,  $\omega$  è la velocità angolare [rad/s], legata al periodo  $T$  [s] dalla seguente relazione  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ , mentre  $\phi$  è la fase [rad], essa specifica la posizione iniziale della sorgente all'istante  $t=0$ , difatti

$$y(0) = A \sin(\phi) \quad (1.18)$$

In questo caso diciamo che la sorgente oscilla di moto armonico, e quindi essa produce un'onda armonica (Fig 1.5).

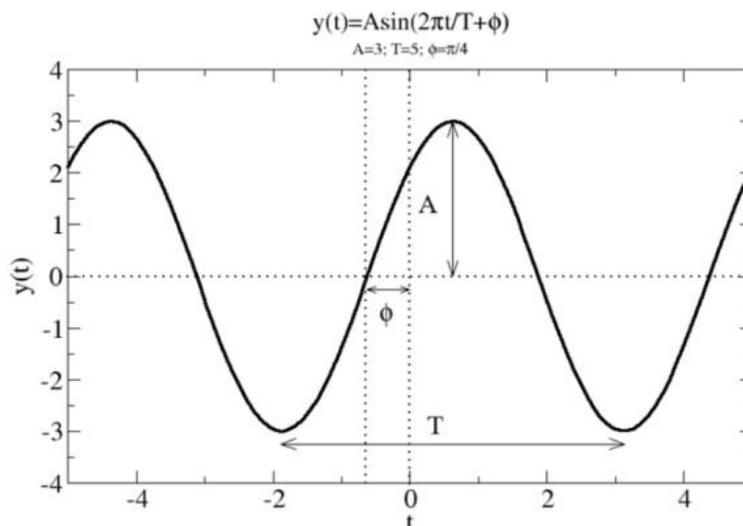


Figura 1.5

## 2.1 Strumenti Utilizzabili per il calcolo della portata e della velocità di un flusso

Il numero di strumenti di misura sia per il calcolo della velocità di un flusso che per il calcolo diretto della portata è molto elevato, esse differiscono principalmente dalle caratteristiche fisiche del fluido in oggetto (comprimibile o incomprimibile), dall'effettiva distribuzione del campo delle velocità (laminare o turbolento), dal tipo di moto (regime subsonico, transonico o supersonico), da caratteristiche richieste (precisione, linearità e risposta in frequenza), dal costo e dalla facilità di utilizzo.

Il metodo più immediato per la misura della portata di una corrente fluida è basato sulla sua stessa definizione e consiste nel misurare il volume o la massa di fluido che fluisce in moto stazionario in un determinato intervallo di tempo. Tale metodo, lento e laborioso, non ha applicazioni industriali, ma viene utilizzato per la taratura (primaria) degli altri strumenti di misura. Una seconda possibilità consiste nel misurare il valore della velocità locale in più punti della corrente fluida per poi risalire al valore della portata volumetrica, nota la sezione interessata. Infine si possono utilizzare strumenti che forniscono direttamente una indicazione proporzionale alla portata (in volume o in massa). verranno descritti in sequenza gli strumenti più comunemente utilizzati.

## 2.2 Il tubo di Pitot

Si tratta di uno strumento, concettualmente molto semplice, il quale, nella sua configurazione più classica, consente la determinazione del modulo della velocità locale di una corrente fluida di cui sia nota, con una certa precisione, la direzione (flusso monodimensionale). Il tubo di Pitot è costituito da un corpo cilindrico, la cui estremità anteriore è arrotondata e nel quale sono state praticate due aperture, una

nella parte anteriore l'altra sulla superficie laterale, che realizzano le prese di pressione e sono collegate a un manometro differenziale (vedi Fig 2.1). L'asse dello strumento è posizionato parallelo alla direzione della corrente fluida, in modo che sulla presa di pressione anteriore venga acquisita la pressione totale, mentre sulla presa di pressione laterale viene acquisita la pressione statica.

Il tubo di Pitot basa il suo funzionamento sulla definizione di pressione totale. Come da definizione, la differenza tra queste due pressioni (la pressione dinamica, ottenibile con l'utilizzo di un manometro differenziale opportunamente collegato alle due prese) risulta proporzionale al quadrato del modulo della velocità macroscopica.

$$p_{tot} = p_{st} + \frac{1}{2} \rho v^2 \quad \Longrightarrow \quad v = \sqrt{\frac{2(p_{tot} - p_{st})}{\rho}} \quad (2)$$

Il tubo di Pitot può essere impiegato anche per fluidi comprimibili tuttavia è necessario introdurre opportuni coefficienti che tengano conto delle caratteristiche del flusso.

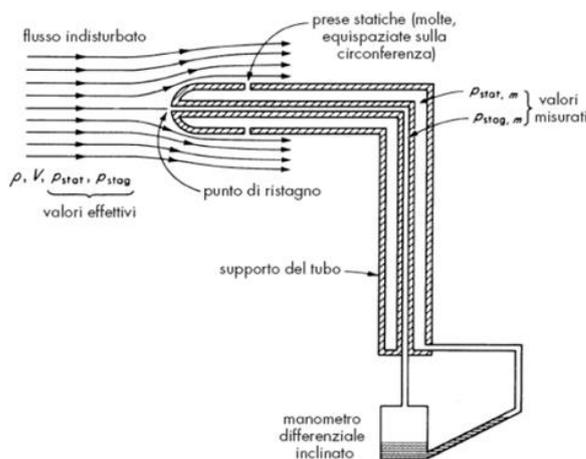


Figura 2

## 2.3 L'anemometro a filo (film) caldo

L'anemometro a filo caldo è costituito da una sonda all'estremità della quale è applicato un filo di platino o tungsteno (Fig 2.1), avente un diametro di qualche decina di micrometri ( $5 - 25 \times 10^{-3}$  mm).

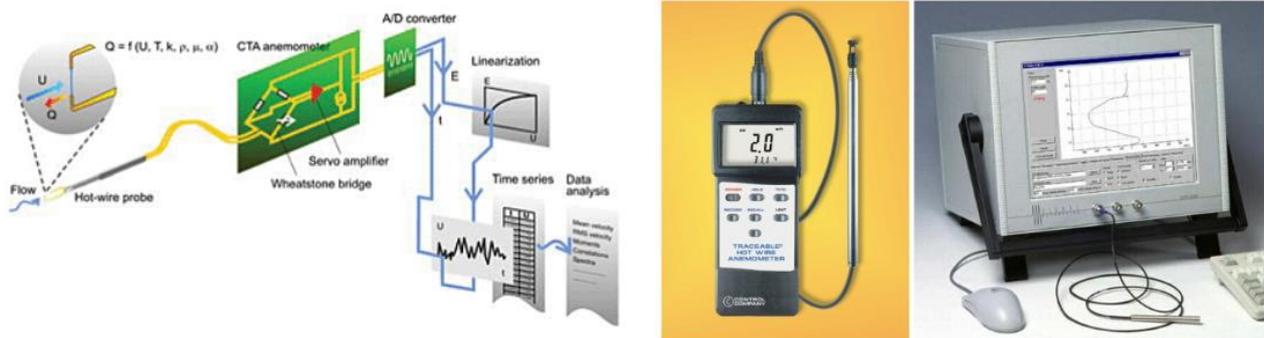


Figura 2.1

Il principio di funzionamento è basato sull'equilibrio termico tra il calore prodotto per effetto Joule, causa passaggio di corrente sul filo avente una determinata resistenza, ed il calore asportato per convezione dal fluido.

Facendo passare corrente all'interno del filo si raggiunge una certa temperatura, ma una volta esposto alla corrente fluida di cui si vuole misurare la velocità, il flusso tenderà a far raffreddare il filo. Il metallo del filo presenta una resistenza elettrica che varia in funzione della temperatura.

Dunque misurando la variazione di resistenza sarà possibile ricondursi alla variazione di temperatura utile per ricavare la velocità del flusso.

il flusso di aria raffredda il filo e siccome la resistenza elettrica di alcuni metalli dipende dalla temperatura, è possibile ottenere una relazione tra la resistenza calcolata sul filo e la velocità del flusso di aria. I vantaggi di questo strumento sono principalmente dovuti alle ridottissime dimensioni che possono essere assunte dalla sonda. Questo permette di effettuare misure in varie posizioni nella tubazione, di disturbare in maniera minima il flusso del fluido, di avere un'elevatissima velocità di risposta (nell'ordine dei kHz) che permette di rilevare anche le variazioni di velocità dovute alle turbolenze. Gli svantaggi sono legati alla dipendenza della taratura da vari fattori quali le caratteristiche del fluido, la sua pressione e la sua temperatura.

## 2.4 L'anemometro laser Doppler

L'anemometria laser Doppler è una tecnica relativamente recente – è stata dimostrata per la prima volta da Yeh and Cummins nel 1964 – e negli ultimi anni ha subito un processo di rapida evoluzione che ha portato allo sviluppo dei sofisticati strumenti attuali, in grado di misurare simultaneamente fino a tre componenti di velocità. Sin da subito, infatti, si sono intuite le enormi potenzialità della tecnica nello studio della fluidodinamica sperimentale, specialmente in regime turbolento e in presenza di flussi reattivi e bifase. L'anemometro o velocimetro laser doppler (LDA o LDV), lavora con due sorgenti laser perfettamente in fase. Un sistema di lenti focalizza i due fasci laser facendoli convergere in un punto all'interno del fluido di cui si vuole misurare la velocità (Fig 2.2).

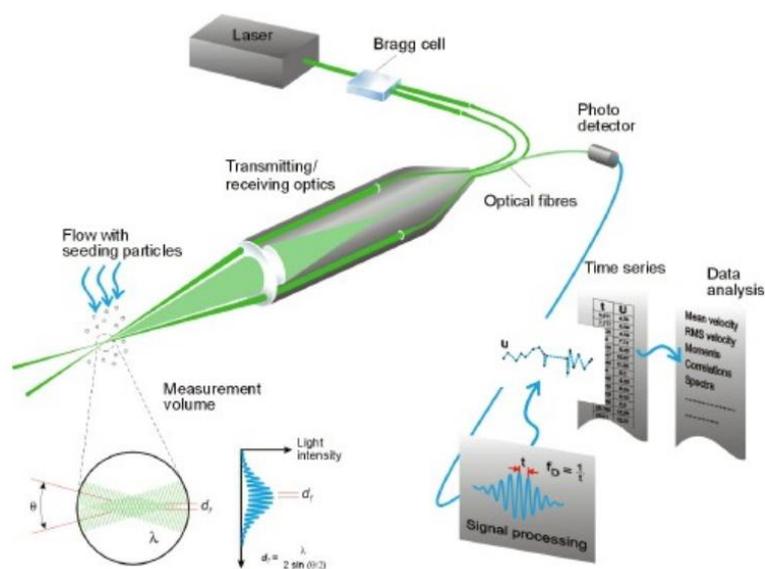


Figura 2.2

Nel punto in cui i due fasci laser interagiscono si creano frange di interferenza (Fig 2.3), ovvero bande alternativamente buie e luminose dovute all'interferenza rispettivamente distruttiva e costruttiva della luce laser.

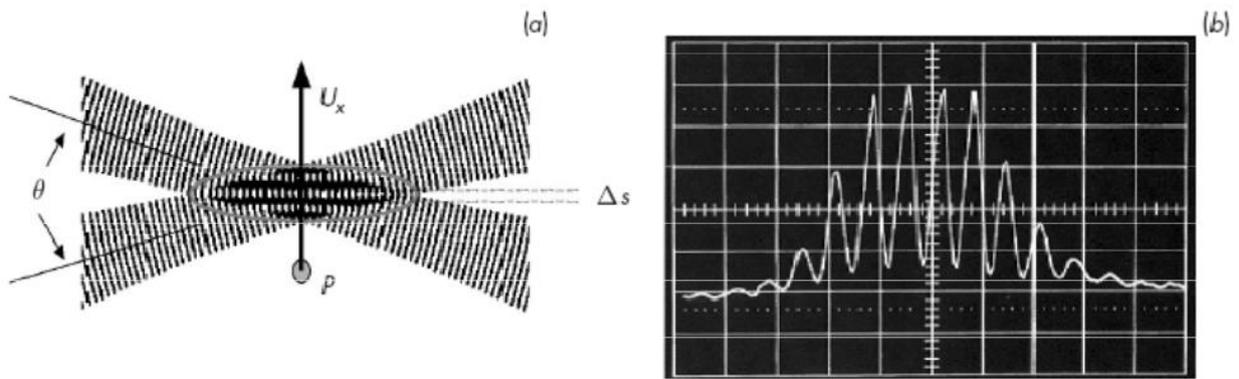


Figura 2.3

Se si pone in questa zona il fluido che scorre, le impurità presenti nel liquido verranno illuminate e oscurate, in corrispondenza delle frange chiare e scure. Tramite un cannocchiale, focalizzato nella zona di interferenza, si ottengono in uscita dei segnali di intensità proporzionale alla luce ricevuta dal cannocchiale. Maggiore è la velocità del fluido maggiore sarà il susseguirsi degli impulsi.

Con le particelle riflettenti in equilibrio con il fluido, lo strumento può essere considerato effettivamente un anemometro, e costituisce un'interessante alternativa al tubo di Pitot e all'anemometro a filo caldo già esaminati.

A fronte di un costo e di una complessità maggiori, l'anemometro laser presenta alcuni significativi vantaggi rispetto alle tecniche basate su sonde materiali:

1. La misura avviene senza alcun contatto fisico con il fluido, il quale pertanto non è influenzato dalla presenza della sonda; può quindi essere utilizzato in flussi bifase o in presenza di reazioni chimiche (combustione);
2. Il volume di misura può essere reso estremamente piccolo ( $0.2 \times 0.2 \times 0.2 \text{ mm}^3$ ), con una risoluzione spazio-temporale paragonabile a quella dell'anemometro a filo caldo;
3. Non è affetto da ambiguità direzionale e consente di determinare correttamente modulo e verso della componente di velocità selezionata;
4. Misura direttamente la velocità con legge di risposta lineare e non richiede complesse e delicate procedure di calibrazione.

Per contro, presenta una serie di limitazioni tra cui la necessità di avere un accesso ottico al fluido e di dover inseminare il fluido con particelle riflettenti. Può essere impiegato sia con i liquidi che con i gas.

## 2.5 Dispositivi a strozzamento (area costante, $\Delta p$ variabile)

Nell'attraversamento di una qualunque ostruzione inserita in una condotta, il fluido subisce una variazione di pressione  $\Delta p$  proporzionale al quadrato della portata volumetrica  $Q$ , per cui, misurando la caduta di pressione si può risalire al valore  $dQ$ . Il legame funzionale tra  $\Delta p$  e  $Q$  dipende dalla geometria dello strozzamento e dal moto del fluido, cioè dal numero di Reynolds e, per misure accurate, deve essere ricavato sperimentalmente. Al fine di evitare la taratura individuale del tipo di ostruzione, si possono adottare delle geometrie unificate. I tipi più diffusi di strozzamenti unificati sono il venturimetro, il boccaglio ed il diaframma (Fig 2.4).

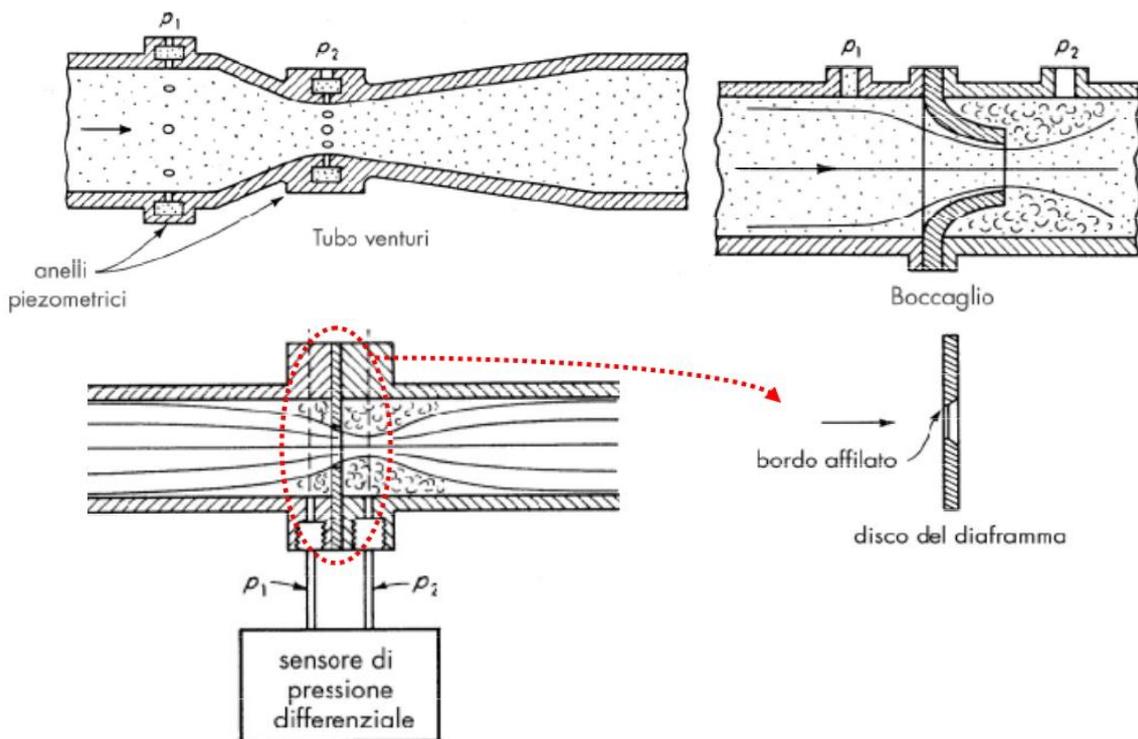


Figura 2.4

Dal punto di vista teorico la relazione tra la portata volumetrica e la differenza di pressione si ricava, per tutti e tre le tipologie di strumento, applicando l'equazione di Bernoulli tra la sezione 1 in cui il fluido è indisturbato e la sezione 2 di contrazione massima della vena fluida, nell'ipotesi di moto permanente di un fluido incomprimibile, privo di attrito ed in assenza di scambi di calore e di lavoro:

$$P_1 + \frac{1}{2}\rho V_1^2 = P_2 + \frac{1}{2}\rho V_2^2 \quad (2.1)$$

La portata teorica si discosta da quella effettiva a causa delle perdite irreversibili.

La portata reale viene dunque calcolata introducendo un opportuno coefficiente di efflusso  $C = \frac{Q_{eff}}{Q}$ .

I tre dispositivi esaminati, pur funzionando secondo il medesimo principio, presentano alcune differenze sostanziali. Il **venturimetro** consente di “guidare” meglio il fluido, evitando fenomeni di distacco della vena fluida, per cui esso presenta, a fronte di un maggior costo e di ingombri più elevati, un elevato valore del coefficiente di efflusso ( $0.95 < C < 0.98$ ). Ciò si traduce, a parità di  $\Delta p$ , in una minore perdita di pressione tra le sezioni a monte e a valle del misuratore ( $\approx 10\text{--}15\% \Delta p$ ), ed è quindi indicato per la misura di grandi portate volumetriche, alle quali è associata una dissipazione di potenza idraulica non trascurabile. Il **diaframma** presenta il vantaggio di una maggiore semplicità costruttiva (viene infatti già fornito dalle prese di pressione, disposte in sezioni diverse a seconda dei modelli, e viene inserito mediante una flangia, direttamente nella condotta), ma produce una elevata perdita di pressione ( $\approx 40\% \Delta p$ ), è particolarmente sensibile alle variazioni di forma del foro (se, ad esempio, a causa dell'usura, si produce uno smussamento degli spigoli vivi del foro, varia il coefficiente di efflusso e quindi, l'indicazione fornita dal dispositivo rispetto alle condizioni di taratura) e può determinare, se disposto centrato assialmente, un accumulo delle sostanze trascinate con il fluido.

Il **boccaglio** presenta caratteristiche intermedie tra quelle del venturimetro e quelle del diaframma. Oltre ai dispositivi elencati si trovano in commercio altri due tipi di misuratori a strozzamento (non unificati): il **tubo di Dall** (Fig 2.5) e gli **elementi a flusso laminare**. Il primo, simile costruttivamente al venturimetro, presenta il vantaggio di una bassissima perdita di pressione a parità di  $\Delta p$ , mentre il secondo funziona secondo un principio diverso, poiché è progettato per lavorare in condizioni di flusso laminare ( $Re$  molto basso): in esso le relazioni tra la portata volumetrica e il  $\Delta p$  è di tipo lineare anziché quadratica e quindi la sua sensibilità è costante nell'intero campo di misura. Dal punto di vista costruttivo esso è costituito da un insieme di tubi capillari o da una struttura a nido d'ape. Esso può essere utilizzato anche qualora si inverta il verso della corrente fluida, è meno sensibile alla presenza di accidentalità (curve, gomiti, raccordi) a valle e a monte della sezione di misura, ma non consente alcun recupero della pressione ( $\Delta p$ ), la quale viene interamente dissipata nel passaggio attraverso il misuratore.

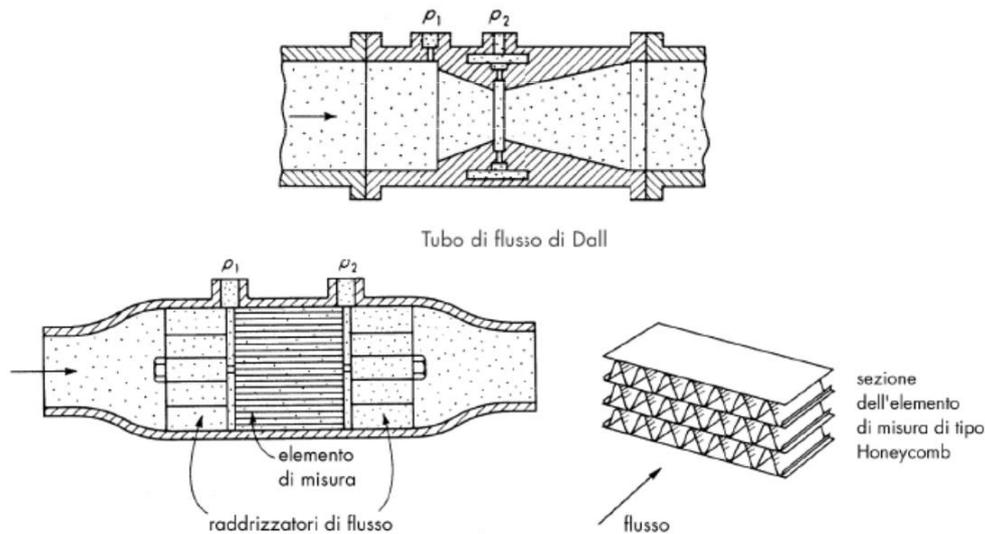


Figura 2.5

## 2.6 Rotametro(area variabile, $\Delta p$ costante)

È un misuratore di portata di scarsa precisione, usato comunemente nelle centrali termiche per la misura di piccole e medie portate. Nella sua configurazione più semplice il rotametro è costituito da un condotto conico (o comunque di sezione crescente) verticale, percorso dal fluido dal basso verso l'alto. All'interno viene posto un corpo di forma opportuna detto "galleggiante" (anche se in realtà esso ha densità  $\rho_c$  superiore a quelle del fluido  $\rho_f$ ) il quale assume una posizione dipendente dalla portata (Fig 2.6). Infatti, su di esso, in condizioni di equilibrio, agiscono la forza di gravità ( $\rho_c g v_c$ ), la spinta idrostatica ( $\rho_f g v_c$ ), la spinta  $\Delta p A_c$  derivante dalla caduta di pressione che il flusso incontra nell'attraversare l'ostruzione costituita dal galleggiante stesso, di sezione frontale  $A_c$  e l'attrito tra fluido e pareti del condotto. In assenza di flusso, il galleggiante cade verso il basso, fermato dalla troncatura del tubo; facendo invece scorrere il fluido all'interno del condotto verrà esercitata una forza di tipo tangenziale sul galleggiante, che lo trascinerà verso l'alto, in misura proporzionale alla quantità di fluido che in quel momento attraversa il tubo.

Vediamo l'equazione data dal bilancio di forze:

$$\rho_c g V_c = \rho_f g V_c + \Delta p A_c + \frac{1}{2} \rho S u^2 C_d \quad (2.2)$$

Uno dei pregi di questo strumento è la facilità di lettura; si capisce immediatamente se il fluido è in movimento. Per quanto sopra detto, appare che il rotametro può

funzionare solo se posto in posizione verticale con flusso ascendente, e che il funzionamento è possibile solo con fluidi puliti.

Costruttivamente il rotametro può essere realizzato in materiale trasparente, rendendo così visibile il galleggiante, la cui posizione relativa viene letta sulla scala solidale al tubo, oppure in metallo, nel qual caso la posizione del galleggiante viene misurata da un opportuno trasduttore di spostamento (magnetico o induttivo) ed il segnale può anche essere trasmesso a distanza.

I rotametri possono essere impiegati sia con i liquidi che con i gas (cambiando il galleggiante). La precisione ottenibile è di circa 1 - 2% del fondo scala.

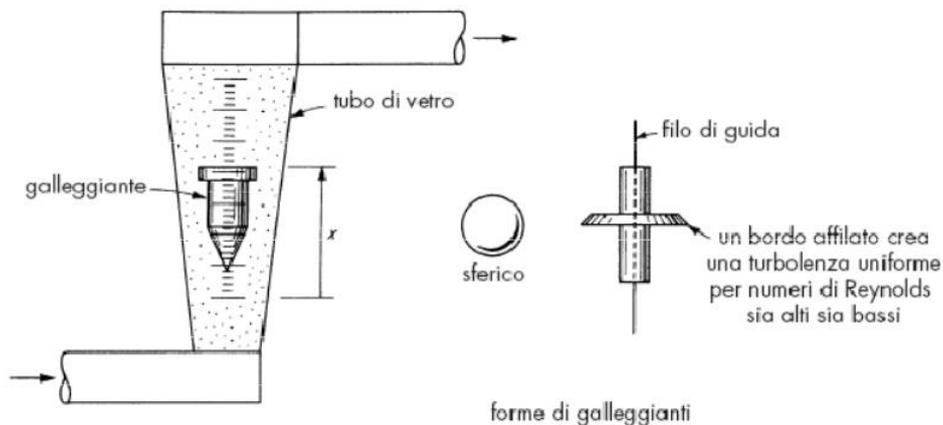


Fig. 19 – Rotametro

Figura 2.6

## 2.7 Misuratore a turbina

Vengono divise in due classi, a seconda che il fluido di cui devono misurare la velocità sia gassoso o liquido. Le turbine che operano sui gas sono dette più propriamente ventole, e sono misuratori puntuali di velocità.

Sono costituiti da una turbina generalmente preceduta da elementi di forma opportuna atti a regolarizzare la vena, mossa dalla corrente fluida oggetto della misurazione. Sono costituite da un'elica sostenuta da un perno, collegato ad un anello di protezione. Per effettuare la misura, si orienta lo strumento in modo che l'asse di rotazione dell'elica sia parallelo alla direzione del moto del fluido (Fig 2.7).

Riducendo opportunamente gli attriti è possibile ottenere una relazione lineare tra la portata volumetrica  $Q$  e la velocità di rotazione della turbina  $n$ , per cui dalla misura di quest'ultima si può ottenere la portata. La misura della velocità di rotazione può essere effettuata mediante un sensore magnetico di prossimità, il

quale produce un impulso di tensione ogni qual volta una delle pale del rotore determina, passando nella zona di misura, una variazione della riluttanza del circuito magnetico. La frequenza di ripetizione degli impulsi risulta quindi proporzionale alla portata del fluido. In virtù della relazione lineare  $Q-n$  è anche possibile misurare accuratamente la quantità di fluido transitata in un determinato intervallo di tempo. Alle basse portate (piccoli  $Re$ ) gli effetti viscosi determinano un comportamento non lineare della caratteristica reale  $Q-n$ , la quale viene ottenuta per taratura. Grazie alle loro elevate caratteristiche metrologiche, i misuratori a turbina vengono spesso utilizzati come campioni secondari di misuratori di portata funzionanti secondo principi diversi. Il campo di misura è generalmente limitato al tratto lineare della caratteristica  $Q-n$ .

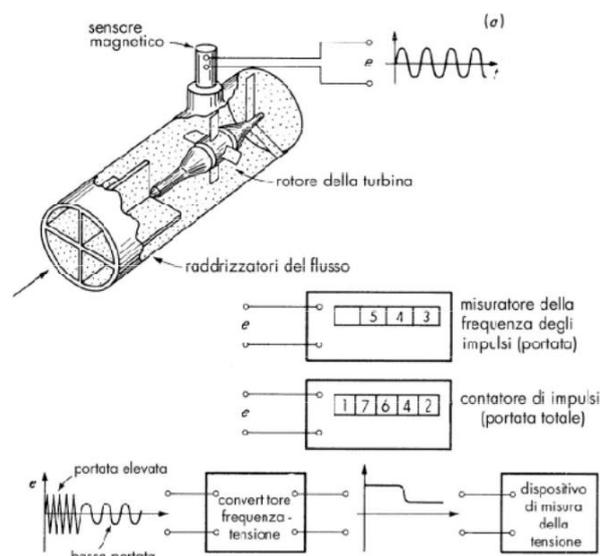


Figura 2.7

## 2.8 Misuratore elettromagnetico

Un misuratore di flusso elettromagnetico (misuratore di portata ad induzione elettromagnetica) è un misuratore di portata volumetrico che non ha parti in movimento (Fig 2.8) ed è ideale per le applicazioni delle acque reflue o di qualsiasi altro liquido sporco o conduttivo a base d'acqua. Il principio di funzionamento di questi misuratori di portata è basato sulla legge dell'induzione magnetica di Faraday, in cui si afferma che quando un conduttore di lunghezza  $l$  si muove con velocità  $V$  ortogonalmente ad un campo magnetico di induzione  $B$ , in esso viene indotta una f.e.m. ( $e$ ) data da:

$$e = Blv \quad (2.3)$$

Nella realizzazione pratica il conduttore è costituito dal fluido stesso (che pertanto deve avere una sufficiente conducibilità elettrica), e la sua lunghezza è pari al diametro  $D_t$  della tubazione. Nella sua configurazione più tipica, il misuratore di portata ad induzione è costituito da un tubo in materiale non ferromagnetico, immerso in un campo magnetico di induzione  $B$ , e presenta due elettrodi all'interno, a contatto con il fluido. Il misuratore viene inserito in serie alla tubazione di cui si vuole misurare la portata.

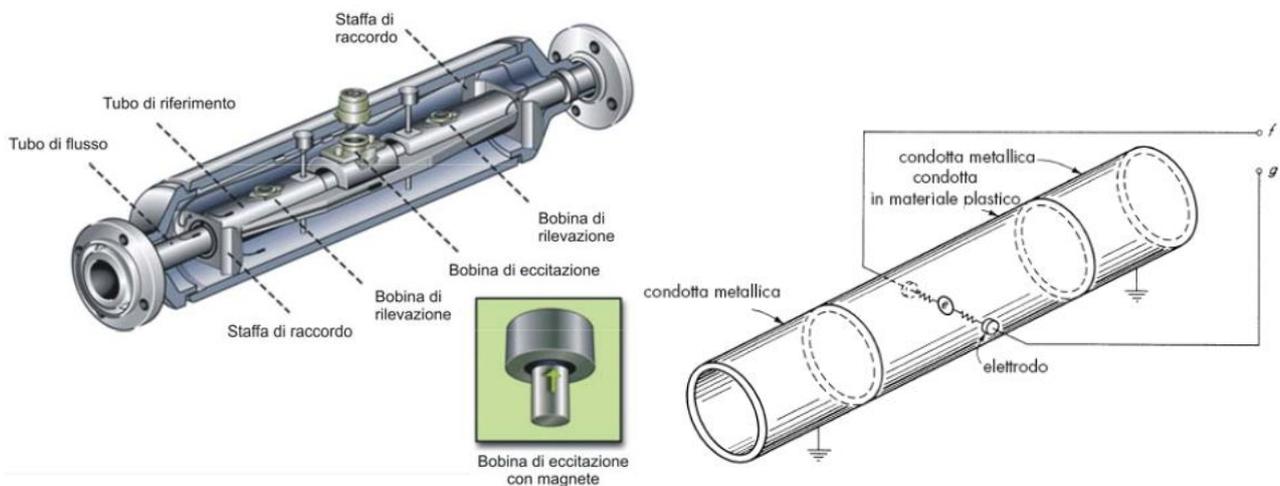


Figura 2.8

La tensione ai morsetti di uscita dello strumento è quindi proporzionale alla velocità media del fluido nella sezione di misura. Il campo magnetico può essere costante o variabile, dando luogo rispettivamente ad un segnale in uscita in continua o in alternata. Per la misura della portata di metalli liquidi (ad es. mercurio) il sistema di misura si semplifica notevolmente, a causa della elevata conducibilità del fluido, che consente di prelevare il segnale utile mediante elettrodi montati direttamente sulla tubazione metallica (all'esterno) e di utilizzare un campo magnetico costante.

I principali vantaggi dei misuratori di portata ad induzione risiedono nell'assenza di ostruzioni al fluido, nella capacità di misurare correnti fluidi in entrambi i versi, nella insensibilità alla densità e viscosità del fluido ed ai disturbi del profilo delle velocità (purché esso presenti simmetrie assiale).

## 2.9 Misuratore a vortice

L'introduzione di un corpo di forma opportuna in una corrente fluida dà luogo ad una serie di vortici a valle del corpo stesso (scia vorticoso di Von Karman) per  $Re > 10.000$  (Fig 2.9). La frequenza  $f$  di formazione dei vortici, in regime turbolento, risulta proporzionale alla velocità del fluido, secondo la relazione:

$$f = \frac{N_{st}V}{d} \quad (2.4)$$

Essendo  $d$  la dimensione caratteristica dell'ostruzione ed  $N_{st}$  (numero di Strouhal) un parametro dipendente da  $Re$  e dalla geometria del corpo. Sagomando opportunamente quest'ultimo, si può rendere  $N_{st}$  costante per un ampio intervallo di  $Re$ , ottenendo così una misura indiretta della portata attraverso la misura della frequenza  $f$  di formazione dei vortici. La  $f$  può essere misurata in svariati modi (ad esempio collegando l'ostruzione ad un elemento elastico). La precisione ottenibile è dell'1% ed è possibile misurare la portata sia di liquidi che di fluidi comprimibili. Vi è inoltre il vantaggio di un'uscita intrinsecamente digitale.

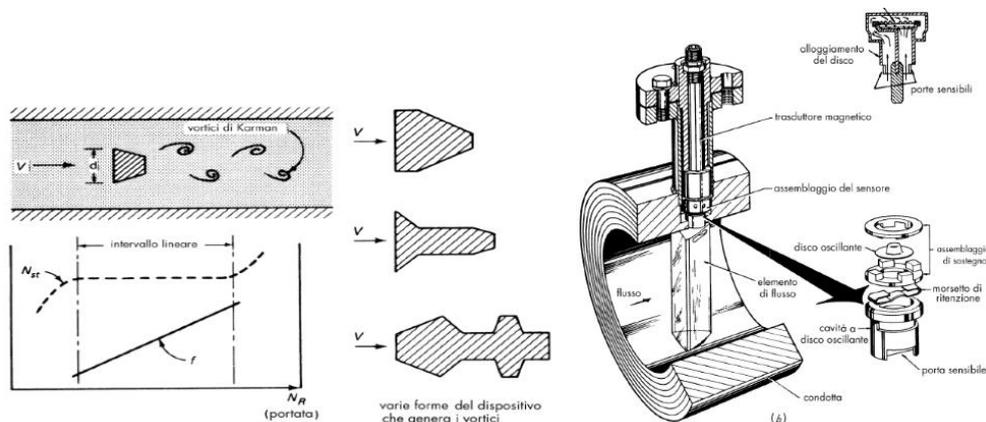


Figura 2.9

## 2.10 Misuratore a effetto Coriolis

In un sistema di riferimento uniformemente rotante, un corpo in movimento appare (ad un osservatore nello stesso sistema di riferimento), come soggetto ad una forza radiale rispetto al movimento del sistema, detta Forza di Coriolis. Se si fa quindi passare un fluido in un tubo circolare (solitamente a forma di U) si crea uno spostamento di questo tubo (solitamente mediante vibrazioni indotte) a causa della forza di Coriolis agente sul tubo stesso (Fig 2.10). Questo spostamento è proporzionale alla portata massica, che può così essere misurata.

Questo tipo di misuratore è in grado di fornire direttamente la misura della portata in massa, in quanto l'effetto Coriolis è di tipo gravitazionale. I vantaggi di questo flussometro sono diversi a partire dalla precisione che può arrivare anche a  $\pm 0.5\%$ , l'insensibilità a variazioni di densità, viscosità, temperatura, pressione, detiene la possibilità di rilevare la portata, la densità e la temperatura del fluido in transito.

Da fare attenzione però che tale misuratore non è applicabile in zone limitrofe all'equatore in quanto l'effetto Coriolis è nullo.

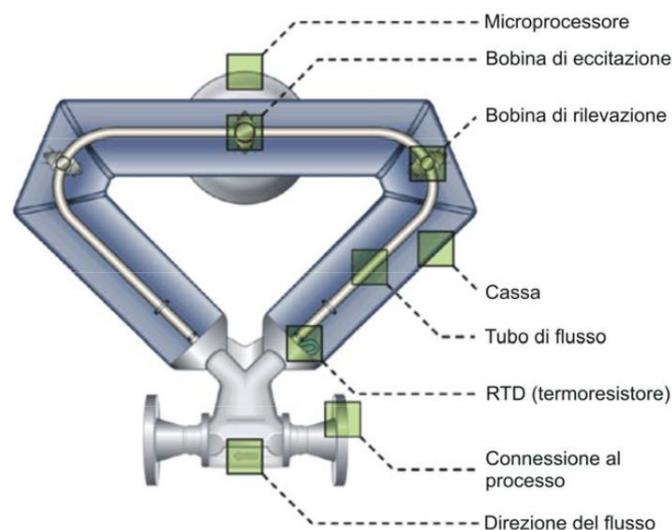


Figura 2.10

## 2.11 Misuratore a ultrasuoni

Una particolare attenzione va rivolta a questo tipo di misuratore visto il suo impiego per la sperimentazione di questa tesi. Esistono due principali tipi di misuratori ad ultrasuoni: Flussimetri Doppler, Flussimetri con calcolo del tempo di transito.

Il principio di funzionamento dei primi non differisce molto dall'anemometro al laser Doppler siccome richiedono la presenza di particelle riflettenti in seno al fluido (Fig 2.11). Dalla misura della variazione di frequenza tra l'elemento trasmettitore e quello ricevitore, si ottiene una misura locale della velocità del fluido:

$$\Delta f = f_t - f_r = \frac{2f_t \cos \theta}{c} V \quad (2.5)$$

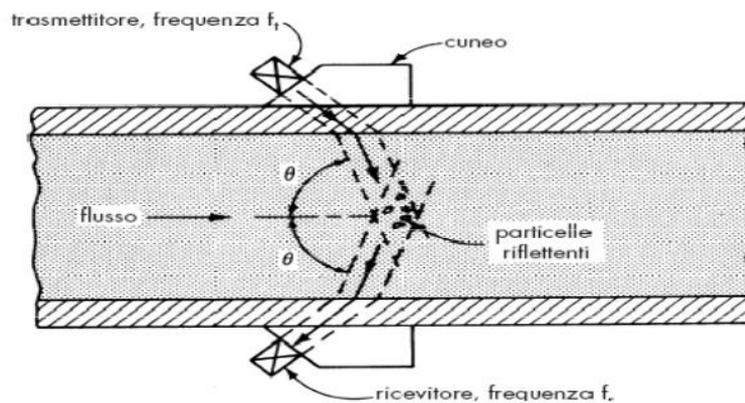


Figura 2.11

Gli anemometri a calcolo del tempo di transito come dice il nome sfruttano il tempo di ritardo tra la ricezione e la propagazione di un onda sonora. Sono basati sull'impiego di trasduttori, generalmente di tipo piezoelettrico, che svolgono la funzione di trasmettitori/ricevitori di onde ultrasoniche ( $f= 40\text{KHz}-10 \text{ MHz}$ ), le quali si propagano nel fluido con velocità  $c \pm V$ , essendo  $c$  la velocità di propagazione del suono nel mezzo considerato e  $V$  la velocità del fluido. Per il calcolo del tempo trascorso tra emissione e ricezione dell'onda bisogna tener conto della distanza tra i due trasduttori e dell'angolo  $\theta$  tra la direzione del flusso e quella di espansione dell'onda. Esistono varie configurazioni possibili per l'installazione dei sensori sul condotto, la più semplice la si può osservare nella Fig 2.12

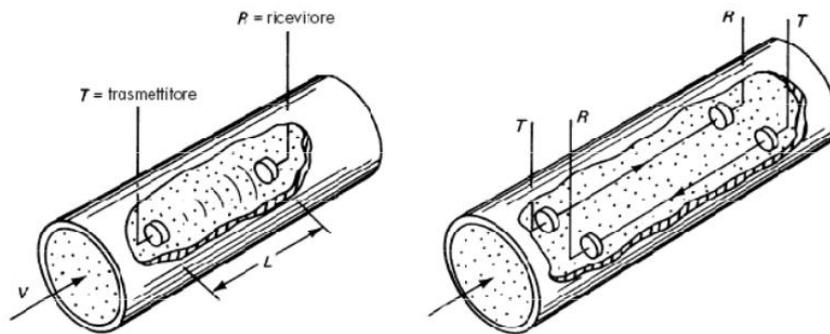


Figura 2.12

Qui come possiamo vedere l'angolo  $\theta$  è pari a 0, in questa configurazione difatti non  $\theta$  non viene considerato in quanto la propagazione dell'onda risente completamente della velocità del flusso, cosa che non avviene in queste altre configurazioni, nella quale vediamo che solo una componente della velocità del flusso andrà ad incidere sul tempo di transizione dell'onda.

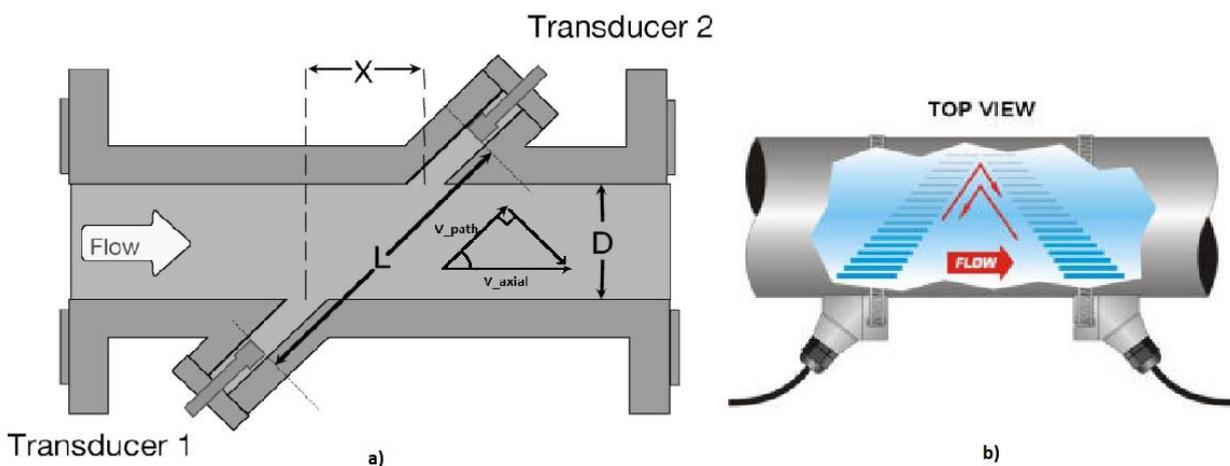


Figura 2.13

Un'altra possibile configurazione è composta da trasduttori che trasmettono e ricevono alternativamente le onde ultrasonore nei due sensi, favorevole e contrario alla corrente fluida (2.13 b).

Il tempo di transito (o la frequenza di ripetizione degli impulsi) nei due sensi vale, rispettivamente:

$$\begin{cases} f_1 = \frac{c+V \cos \vartheta}{L} \\ f_2 = \frac{c-V \cos \vartheta}{L} \end{cases} \Rightarrow \Delta f = f_1 - f_2 = \frac{2V \cos \vartheta}{L} \quad \begin{cases} t_1 = \frac{L}{c+V \cos \vartheta} \\ t_2 = \frac{L}{c-V \cos \vartheta} \end{cases} \Rightarrow \Delta t = t_1 - t_2 = \frac{2VL \cos \vartheta}{c^2}$$

(2.6)

Per cui, noti  $L$  e  $\theta$ , dalla misura dell'intervallo di frequenza o dell'intervallo di tempo, si può determinare  $V$ . La misura del  $\Delta t$  anziché del  $\Delta f$  presenta l'inconveniente di dipendere dal valore di  $c$ : il valore  $\Delta t$  risulta molto piccolo essendo  $c$  elevato. Inoltre, poiché  $c$  dipende dalla temperatura, una variazione di questa introduce un errore nella misura non trascurabile, poiché  $c$  compare al quadrato nell'equazione:  $c = \sqrt{\gamma RT}$  dove  $\gamma$  è il coefficiente di dilatazione adiabatica dei gas,  $R$  è indicata la costante universale dei gas per unità di massa e  $T$  è la temperatura.

La velocità  $V$  misurata è in realtà una media delle velocità del fluido lungo il percorso delle onde, per cui il suo valore dipende dal profilo delle velocità nella sezione di misura, e quindi dal numero di Reynolds. Un vantaggio non trascurabile del misuratore ad ultrasuoni deriva dall'assenza di ostruzioni alla corrente fluida. Gli svantaggi derivano dalla già citata sensibilità al profilo di velocità e dalla necessità che il fluido sia "pulito".

In Fig 2.13b viene mostrato come sia possibile implementare una configurazione a  $V$  sfruttando la proprietà riflessiva delle onde.

Un sistema di acquisizione dati è un sistema di misura elettronico realizzato per monitorare, registrare ed eventualmente post-elaborare le misure di una o più grandezze fisiche. Tipicamente in uscita da un sensore si ha un segnale analogico, per esser elaborato esso necessita di una conversione in digitale.

### 3.1 Generalità sulla conversione analogico digitale

La conversione analogico-digitale è l'attività svolta da un ADC (Analog to Digital Converter) per convertire il segnale d'ingresso, analogico nel tempo e nelle ampiezze, in una sequenza temporale di suoi campioni, opportunamente discretizzati nelle ampiezze. Il segnale ottenuto è chiamato segnale digitale.

#### **Pregi del segnale digitale**

I segnali digitali godono di alcuni importanti pregi nei confronti di quelli analogici:

- Godono infatti di una maggiore reiezione ai disturbi;
- possono essere registrati in maniera più fedele e stabile.

#### **Reiezione ai disturbi**

I segnali analogici sono costituiti da funzioni continue pertanto possono assumere infiniti valori: il rumore che inevitabilmente si sovrappone al segnale ha pertanto la possibilità di determinare una variazione del valore del segnale composto (segnale utile + rumore) qualunque sia la ampiezza e la potenza del rumore. I segnali digitali, invece, presentano solamente un numero finito di valori separati da una fascia "proibita". Se il rumore non ha ampiezza (e potenza) tale da determinare un superamento della fascia proibita che separa due valori contigui non si riscontra alcuna alterazione del valore.

## 3.2 Elaborazione

Per elaborare matematicamente i segnali analogici si deve ricorrere agli amplificatori operazionali mediante i quale è possibile realizzare semplici operazioni (ad esempio: somma, sottrazione, logaritmo, esponenziale, etc). La realizzazione di funzioni più elaborate può invece richiedere una complessità circuitale eccessiva e tale da introdurre un' incertezza non accettabile per gli scopi prefissati. I segnali numerici possono invece essere elaborati mediante microprocessori e microcalcolatori, i quali possono permettere l'esecuzione di operazioni ed elaborazioni senza richiedere appesantimenti dell'hardware circuitale. Anche in questo caso, però, le operazioni non sono esenti da incertezza: i troncamenti e le approssimazioni introdotte dalla codifica utilizzata dal microprocessore per il trattamento dei dati sono infatti fonte di errore. Si può ricorrere tuttavia a codifiche tali da ridurre le incertezze introdotte in modo da renderle compatibili con gli scopi prefissati.

## 3.3 Le operazioni di conversione analogico digitale

Per convertire il segnale analogico nel suo corrispettivo digitale l'ADC effettua le seguenti azioni (Fig 3):

1. Campionamento (Sampling);
2. Tenuta (Hold);
3. Quantizzazione nel dominio delle ampiezze (Quantization);
4. Codifica.

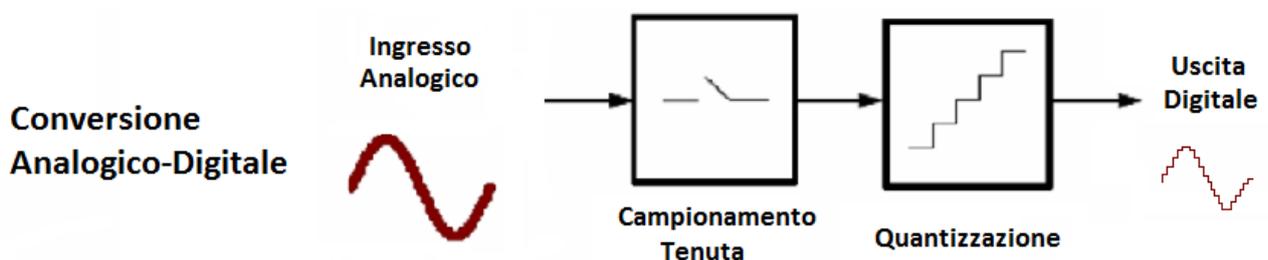


Figura 3

Ad ognuno di esse è associato un blocco circuitale specifico. Il primo di questi è il circuito campionatore, o sampler, che preleva dal segnale d'ingresso una sequenza di campioni distanti nel tempo di un valore  $T_s$  (periodo di campionamento). Il secondo è il circuito di tenuta, o hold circuit, la cui funzione è di memorizzare

temporaneamente il livello dei campioni in uscita dal sampler. Il terzo invece è il circuito quantizzatore, il quale effettua la discretizzazione in ampiezza dei livelli di tensione dei campioni di ingresso. Solitamente non vi è un vero circuito di codifica. campione discretizzato un opportuno codice di uscita, composto da numeri binari. È possibile osservare come da un ingresso analogico  $x(t)$  (Fig 3.3.1a) si passi ad un uscita campionata (Fig 3.1b).

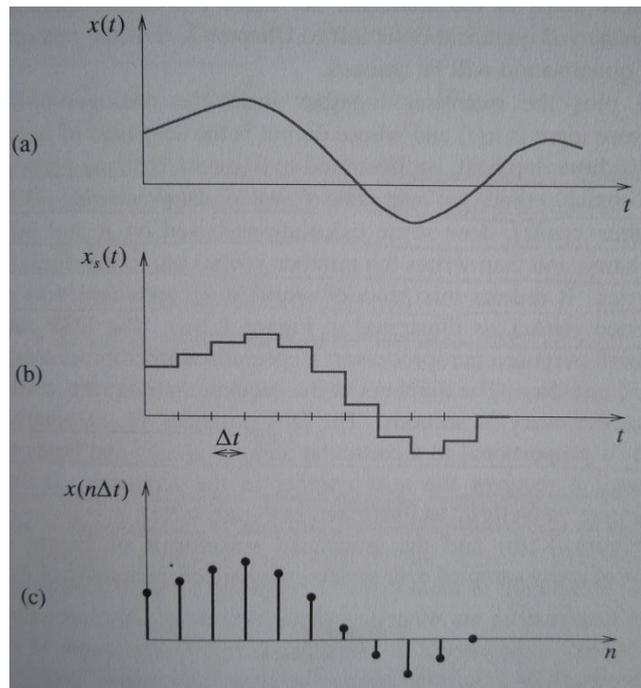


Figura 3.1

### 3.4 Campionamento

Il campionamento è l'operazione che consiste nell'acquisire dal segnale di ingresso una sequenza di campioni. Il segnale campionato è una sequenza di impulsi di tensione distanziati nel tempo di un intervallo costante  $T_s$ , noto come periodo di campionamento.

Il ritmo con cui i campioni sono riportati in uscita è detto velocità di campionamento o frequenza di campionamento,  $f_s$ . La velocità di campionamento è legata al tempo di campionamento dalla relazione:  $f_s = \frac{1}{T_s}$ . Essa viene perciò misurata in Sample/s o in Hertz.

Il parametro più importante in un processo di conversione A-D è la frequenza di campionamento. Infatti da essa dipende la possibilità di poter ricostruire il segnale

originale  $v(t)$  a partire dai suoi campioni  $V_s(t)$ . In particolare ciò dipende dal legame tra  $f_s$  e la frequenza massima del segnale d'ingresso  $v(t)$  secondo il Teorema di Nyquist-Shannon.

**Teorema di Shannon:**

La ricostruzione senza ambiguità del segnale originale  $v(t)$  a partire da una sua versione campionata  $V_s(t)$  è possibile se:

$$f_s \geq 2 \cdot f_{max} \quad (3)$$

dove  $f_{max}$  rappresenta la più alta frequenza del segnale d'interesse.

Nel caso di un campionamento che violi la condizione posta dal Teorema di Shannon ( $f_s < 2 \cdot f_{max}$ ) si nota che le ripetizioni periodiche di  $v(f)$ , trasformata di Fourier del segnale d'interesse, si sovrappongono l'un l'altra e lo spettro finale  $V_s(f)$  appare in una forma confusa, dalla quale è impossibile risalire a  $V(f)$  mediante filtraggio. In questo caso si parla di Aliasing (vedi Fig 3.2).

In Fig 3.4b viene mostrato il grafico della trasformata di Fourier in cui è possibile osservare la simmetria del grafico rispetto la metà della frequenza di campionamento(frequenza di Nyquist).

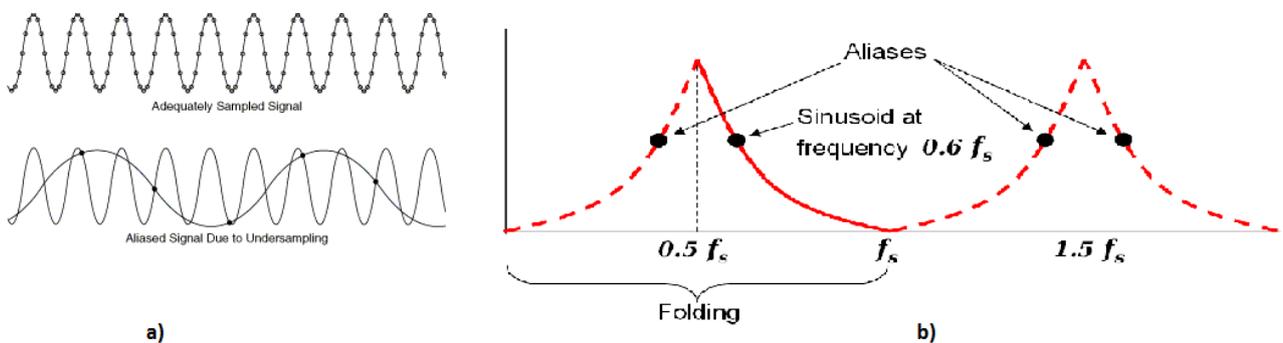


Figura 3.2

Per evitare ciò è necessario che l'intero contenuto spettrale di  $v(t)$  appartenga alla banda di frequenza  $(0, f_s/2)$ ; altrimenti le componenti a frequenza superiore di  $f_s/2$  risultano traslate all'interno della banda utile, provocando distorsione e precludendo la possibilità di ricostruire l'andamento originale di  $v(t)$  nella banda  $(0, f_s/2)$ .

Per evitare tali effetti, spesso si ricorre quindi ad un filtro passa-basso, detto filtro anti-aliasing, posto all'ingresso del blocco ADC, che è in grado di limitare il contenuto spettrale di  $v(t)$  ad  $f_s/2$ .

### 3.5 Tenuta

La tenuta è l'operazione che consiste nel mantenere i livelli di tensione  $v_s(t)$  (nel nostro caso acquisiamo tensioni ma si possono avere anche valori di correnti, resistenze o altro), dei campioni acquisiti durante il periodo di campionamento  $T_s$ , cioè fino all'arrivo del campione successivo. Dal blocco di hold esce quindi un segnale costante a tratti

$V_H(t)$ . Il circuito di tenuta (Fig 3.3) è costituito da un resistore  $R_H$  in serie con la linea dell'ingresso, posto a monte dell'interruttore  $S$ , costituito solitamente da un MOSFET (transistor metallo-ossido-semiconduttore a effetto di campo), che ha una piccola resistenza di ingresso intrinseca  $R$ . Esso governa la connessione del condensatore all'ingresso analogico. Al source e drain del transistor sono collegati due buffer (operazionali in configurazione di inseguitori di tensione), che hanno impedenza di ingresso elevata, bassa impedenza d'uscita, e tensione d'uscita pari alla tensione d'ingresso. Questo serve a mantenere l'impedenza d'ingresso totale elevata ed a fare in modo quindi che quasi la totalità della corrente all'uscita del selettore  $S$  venga assorbita dal condensatore  $C_H$ . Tale circuito è detto Track and Hold (o Sample and Hold) e consente le funzioni di campionamento e tenuta.

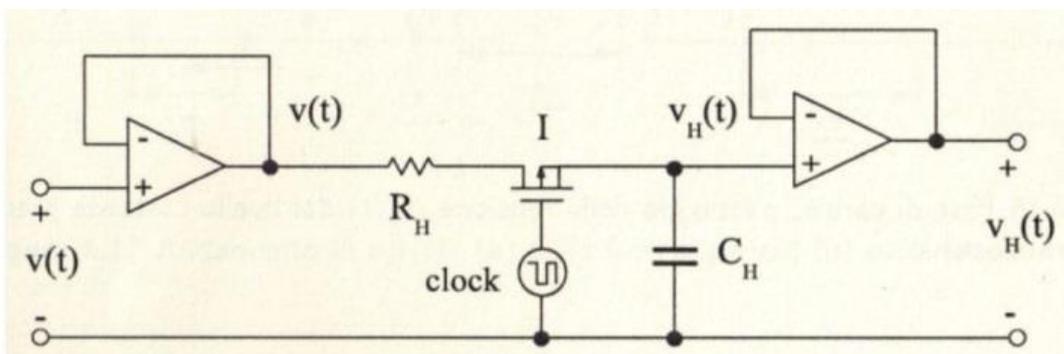


Figura 3.3

### 3.6 Quantizzazione

La quantizzazione nel dominio delle ampiezze è l'operazione attraverso cui il segnale campionato  $v_H(t)$  presente all'uscita del circuito track and hold viene trasformato in una sequenza di livelli di tensione  $v_o(t)$  (o corrente o altro, dipendentemente dalla grandezza fisica campionata), uno per ogni campione. In ogni intervallo di durata  $T_s$ , il dispositivo approssima il livello di tensione assunto da  $v_H(t)$  al più vicino dei livelli

di uscita  $v_O$  (Fig 3.4), ottenuti suddividendo il campo  $R$  di valori d'ingresso del dispositivo, in  $N$  intervalli di ampiezza:

$$Q = \frac{R}{N} = \frac{R}{2^B} \quad (3.4)$$

dove  $Q$  è il passo di quantizzazione e  $B$  il numero di bit del dispositivo. La caratteristica più importante di un circuito di quantizzazione è la sua transcaratteristica, che ne determina le prestazioni e le eventuali inefficienze. Essa è definita come quella funzione che associa ad ogni livello di tensione assunto dalla tensione analogica, in ingresso all'ADC, in un certo intervallo di tenuta  $\Delta T_h$ , un'opportuna tensione  $v_O$  appartenente ad un insieme finito di valori. La transcaratteristica di un quantizzatore si presenta come una curva costante a tratti, su un diagramma  $v_O-v$ . In ascissa, la funzione è definita per ogni valore di  $R$ , che può essere unipolare  $(0,R)$  o bipolare simmetrico  $(-R/2, R/2)$ . Si definisce anche una retta interpolatrice della transcaratteristica ( $v_O=v$ ), definita come la curva passante per i punti medi dei tratti orizzontali della "gradinata". La curva interpolatrice di una transcaratteristica ideale è una retta con inclinazione di  $45^\circ$ , passante per l'origine (best straight line). Essa consente di proiettare sull'asse delle ordinate i valori d'ingresso e misurare i corrispondenti scostamenti tra  $v$  e  $v_O$ . Si può notare come sull'asse orizzontale i valori della tensione analogica di ingresso siano espressi come frazioni della tensione di fondo-scala, detta "FS" (oppure "VFS")

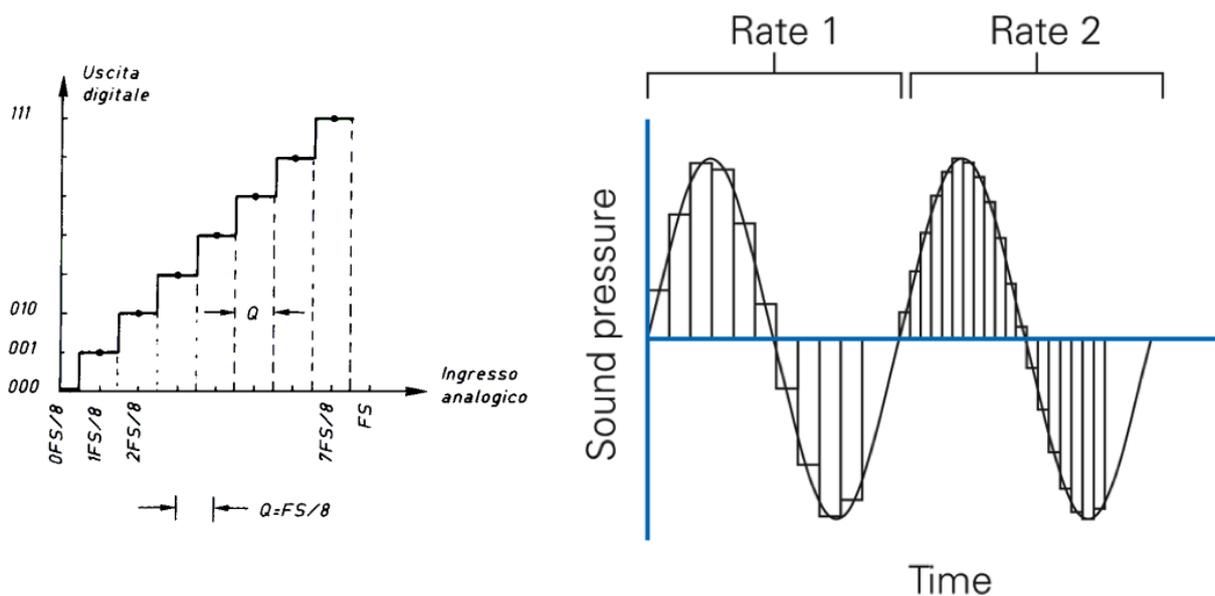


Figura 3.4

## Capitolo 4

### Strumenti di acquisizione dati

L'uso di sistemi operativi Real-Time, (sistemi in cui sia possibile predeterminare la velocità di calcolo del sistema) acquista sempre più importanza nella realizzazione di soluzioni di controllo automatico dove la precisione temporale (determinismo) e l'alta velocità di esecuzione dei comandi siano requisiti indispensabili (Fig 4).

Come strumento di acquisizione dati abbiamo utilizzato il CompactRIO della National Instruments. Il CompactRIO è un sistema embedded riconfigurabile per il controllo e l'acquisizione dati, La piattaforma CompactRIO offre i vantaggi di un computer industriale dotato di sistema operativo Real-Time e moduli di Input e Output con dimensioni contenute e caratteristiche di robustezza proprie degli strumenti industriali (fattore di forma, protezione dalla polvere e da altri agenti esterni, resistenza agli urti e agli shock...).

La presenza di un FPGA ( circuito integrato le cui funzionalità sono programmabili via software) all'interno del CompactRIO, permette la personalizzazione delle proprie applicazioni e assicura elevata frequenza di lavoro e robustezza propria della programmazione hardware.

Inoltre, un CompactRIO viene programmato con gli strumenti di programmazione grafica di NI LabVIEW e può essere utilizzato in un'ampia gamma di applicazioni di monitoraggio e controllo.

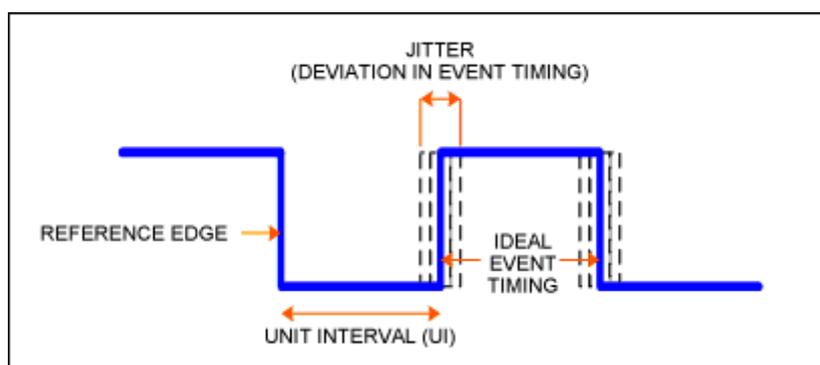


Figura 4

## 4.1 Architettura CompactRIO

Il sistema CompactRIO è formato da un controller embedded per la comunicazione e l'elaborazione, uno chassis nel quale è alloggiato il chip FPGA programmabile dall'utente ed i moduli di input/output estraibili.

Ciascun modulo I/O è connesso direttamente con il chip FPGA. Il chip FPGA è connesso al processore real-time attraverso un bus ad alta velocità (Vedi Fig 4.1).

LabVIEW rende possibile il trasferimento di dati dai moduli di I/O al chip FPGA e dal chip FPGA al processore real-time per analisi real-time, post-processing o comunicazioni via rete verso un computer host.

Il chip FPGA può essere programmato grazie agli strumenti di LabVIEW FPGA mentre il processore Real-Time (da 400 MHz) esegue in modo deterministico applicazioni realizzate con LabVIEW Real-Time (sarà possibile osservare nel capitolo 6 queste due interfacce connesse assieme per l'acquisizione dati del progetto).

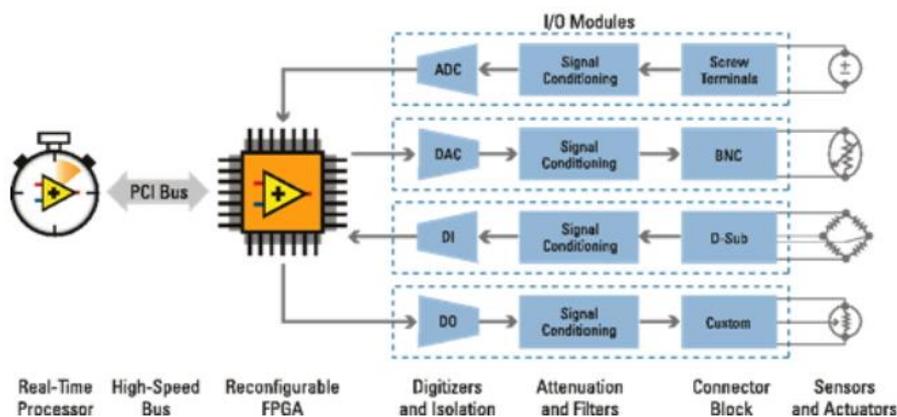


Figura 4.1

## 4.2 Strumenti NI utilizzati

Il controller utilizzato per la nostra acquisizione dati è **NI cRIO-9082 RT** (visibile in Fig 4.2 collegato con diversi moduli di I/O), la quale presenta le seguenti caratteristiche:

- Sistema multicore a prestazioni elevate per applicazioni di monitoraggio e controllo embedded complesse
- Processore 1.33 GHz dual-core Intel Core i7, memoria non volatile 32 GB, 2 GB DDR3 800 MHz RAM
- LabVIEW Real-Time per determinismo e affidabilità per operatività continua
- 1 MXI-Express, 4 USB Hi-Speed, 2 Gigabit Ethernet, 2 porte seriali

- Chassis 8-slot FPGA per funzioni personalizzate di temporizzazione, controllo ed elaborazione I/O
- Temperatura operativa da 0 a 55 °C

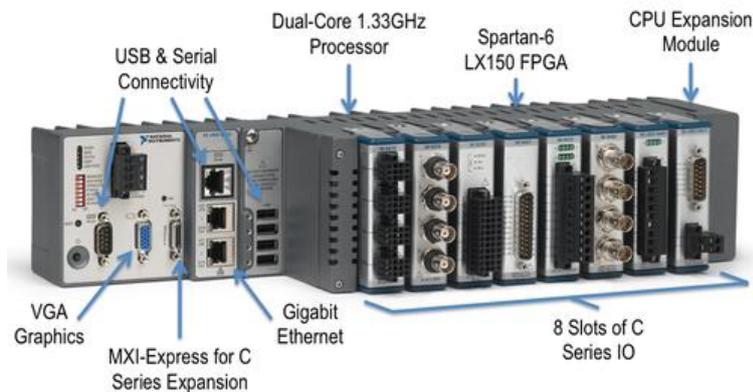


Figura 4.2

È disponibile una grande varietà di tipi di I/O . È possibile collegare direttamente i moduli con sensori ed attuatori, grazie al condizionamento del segnale integrato per intervalli estesi di tensione.

Per lavorare con un segnale che sia il più pulito possibile abbiamo dovuto fare in modo che la nostra scelta dei moduli ricadesse su quelli con le prestazioni più elevate a nostra disposizione.

Come modulo di uscita analogica abbiamo utilizzato il NI 9264 (Fig 4.3).

Il modulo **NI 9264** predispone 16 uscite analogiche e presenta tali caratteristiche:

- Output simultanei 25 kS/s/ch;
- Funzionamento hot-swapping;
- Connettività D-Sub o con terminali a molle;
- Isolamento 250 Vrms (versione con terminale a molla);
- Isolamento 60 VDC (versione D-SUB).

NI 9264 è un modulo compatibile con sistemi ad elevato numero di canali in ogni tipo di chassis. I moduli con un numero di canali elevato mantengono spazio per lo chassis per altri tipi di misura. Ogni canale è in grado di eseguire l'aggiornamento fino a 25 kS/s dato che ogni canale include un convertitore da digitale ad analogico.



Output Analogico	
Canali	16
Risoluzione	16 bits
Massima tensione analogica in ingresso	10 V
Intervallo massimo di tensione	-10 V - 10 V
Accuratezza massima di intervallo di tensione	0.01 V
Intervallo di frequenza	25 kS/s
Corrente di uscita (un canale)	4 mA
Corrente di uscita (tutti i canali)	16 mA
Impedenza di uscita	2 Ohm

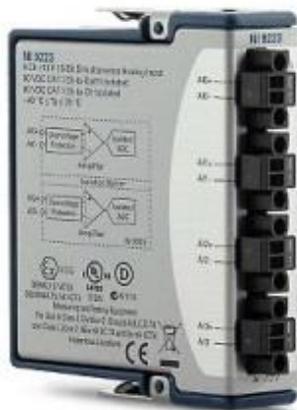
4Figura 4.3

Mentre per quanto riguarda gli ingressi analogici per cercare di evitare l'insorgere dell'aliasing abbiamo utilizzato il modulo NI 9223 (Fig 4.4).

Il modulo **NI 9223** predispone 4 simultanei ingressi analogici che presentano queste proprietà:

- Frequenza di campionamento 1 MS/s/ch;
- Intervallo  $\pm 10$  V;
- Risoluzione a 16 bit;
- Calibrazione NIST-traceable;
- Isolamento canale-canale da 60 VDC.

NI 9223 è un modulo con una frequenza di campionamento massima di 1 MS/s e convertitori analogici a digitali (ADC) simultanei, questi moduli sono ideali per applicazioni di test balistici, impatto e onde di esplosione.



Input Analogico	
Canali	4, 0
Canali Single-Ended	0
Canali Differenziali	4
Risoluzione	16 bits
Frequenza di campionamento	1 MS/s
Ampiezza di banda	1 MHz
Massima tensione analogica in ingresso	10 V
Intervallo massimo di tensione	-10 V - 10 V
Accuratezza massima di intervallo di tensione	0.003 V
Campionamento simultaneo	Sì
Impedenza Input	1 GOhm

Figura 4.4

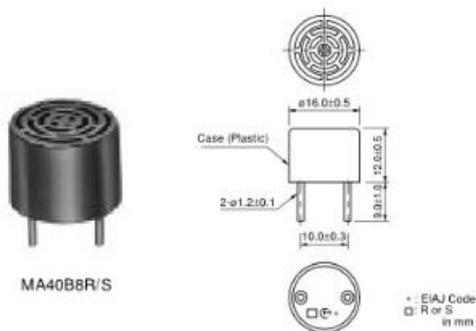
## 4.3 Sensori utilizzati

Per la realizzazione del progetto abbiamo adoperato sensori ad ultrasuoni della serie MA-40 prodotti da Murata (Fig 4.5).

I sensori han le seguenti specifiche:

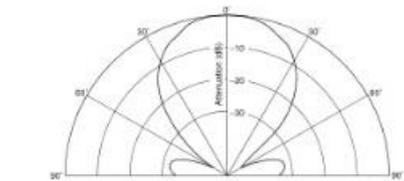
- Compatti e leggeri;
- Molto sensibili a pressione sonora;
- Bassi consumi energetici;
- Alta affidabilità.

Part Number	Construction	Using Method	Nominal Freq. (kHz)	Overall Sensitivity (mVp-p)	Sensitivity (dB)	S.P.L. (dB)	Directivity (°)	Cap. (pF)	Operating Temp. Range (°C)	Detectable Range (m)	Resolution (mm)	Max. Input Voltage (Vp-p)
<b>MA40B8R</b>	Open struct.	Receiver	40	-	-63 typ. (0dB=10V/Pa)	-	50	2000	-30 to 85	0.2 to 6	9	-
<b>MA40B8S</b>	Open struct.	Transmitter	40	-	-	120 typ. (0dB=0.02mPa)	50	2000	-30 to 85	0.2 to 6	9	40 Continuous signal



■ Directivity in Sensitivity

MA40B8R



■ Directivity in S. P. L.

MA40B8S

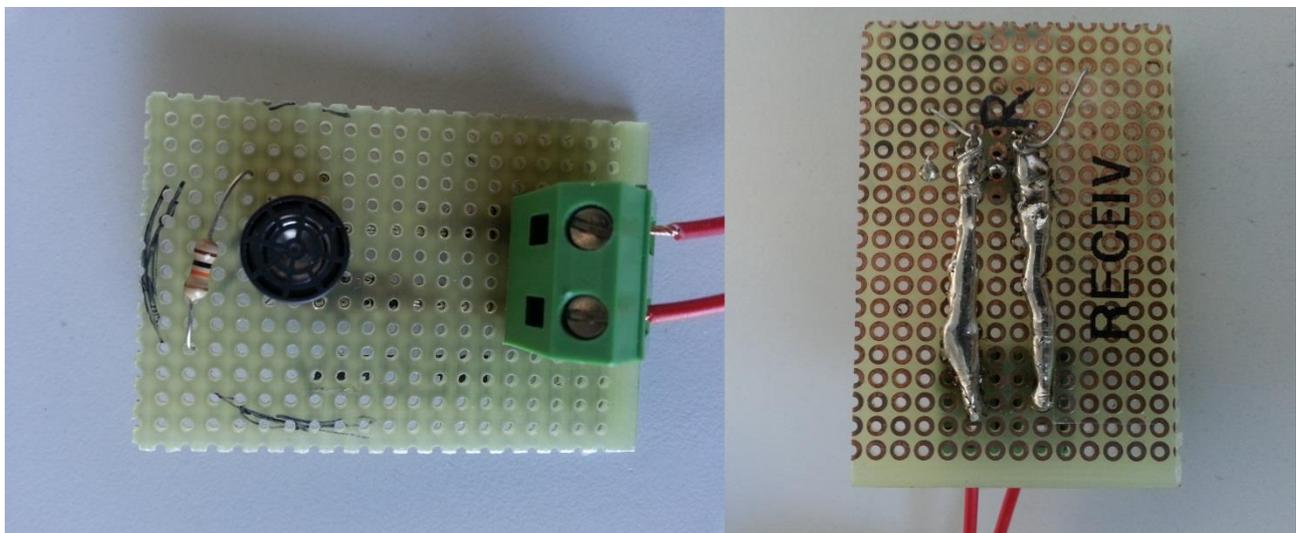
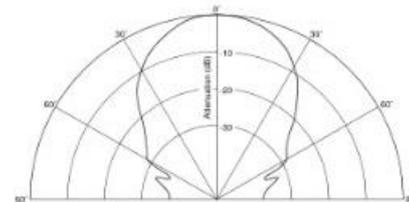


Figura 4.5

La nostra scelta è ricaduta su questi sensori per le loro buone caratteristiche tra le quale possiamo notare anche il buon grado di direzionalità, la semplicità ed il basso prezzo.

Per l'installazione è stata utilizzata una semplicissima scheda forata nel quale abbiamo collegato i sensori in serie a una resistenza (per evitare un drift del segnale ricevuto come si vede in Fig 4.6) con due ingressi a ghigliottina per l'allacciamento coi cavi.

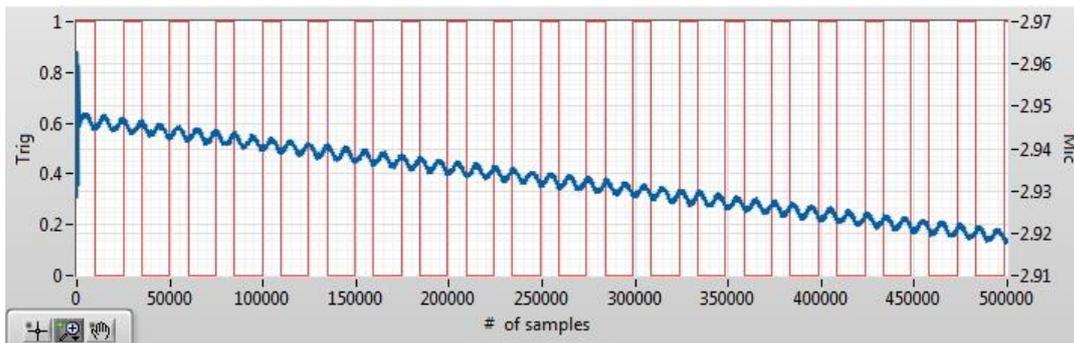


Figura 4.6

## 4.4 Software

NI LabVIEW è un ambiente di programmazione grafico che permette di creare in modo veloce ed efficiente applicazioni con interfacce utenti professionali.

Poiché gli strumenti LabVIEW imitano l'aspetto e il funzionamento degli strumenti fisici, quali oscilloscopi e multimetri, i programmi LabVIEW sono detti strumenti virtuali o, più comunemente, VI. Il pannello frontale è l'interfaccia utente. Il diagramma a blocchi è il codice vero e proprio dietro l'interfaccia utente. Il codice sul diagramma a blocchi è un codice grafico, conosciuto anche come linguaggio G.

Sebbene rappresentato graficamente, con icone e collegamenti invece di testo, il codice G sul diagramma a blocchi contiene gli stessi concetti di programmazione trovati nella maggior parte dei linguaggi tradizionali. Per esempio, il codice G include tipi di dato, cicli, variabili, ricorsione e programmazione orientata agli oggetti.

LabVIEW compila il codice G direttamente in codice macchina così che i processori del computer lo possano eseguire. Non si deve compilare il codice G separatamente quando si lavora in host.

LabVIEW permette lo sviluppo di un'ampia gamma di sistemi avanzati di controllo, misura e test. Include librerie per analisi avanzate e per la visualizzazione dei dati.

### **Modulo Real-Time LabVIEW**

La tecnologia real-time di National Instruments offre prestazioni affidabili e deterministiche per applicazioni time-critical. Utilizza NI LabVIEW Real-Time Module per velocizzare lo sviluppo e la distribuzione su target di sistemi real-time complessi sul microprocessore CompactRIO.

### **Modulo FPGA LabVIEW**

LabVIEW rende la tecnologia FPGA facilmente accessibile, Il modulo FPGA consente di creare hardware di controllo e misura personalizzati senza ricorrere a linguaggi descrittivi di basso-livello e alla progettazione a livello scheda. È possibile utilizzare questo hardware personalizzato per eseguire molte applicazioni che richiedono l'affidabilità di hardware ad alta velocità e stretto determinismo.

Un filtro è un sistema o dispositivo che realizza delle funzioni di trasformazione o elaborazione (signal processing) di segnali posti al suo ingresso.

Di fondamentale importanza è il **teorema di Fourier** il quale stabilisce che (quasi) qualunque oscillazione (cioè qualunque funzione periodica) possa essere espressa come somma di diverse funzioni armoniche.

La funzione di un filtro può essere dunque quella di eliminare determinate bande di frequenza lasciando passare tutte le altre, cosa che si ottiene attenuando le frequenze più alte o più basse di un valore determinato (filtri passa-basso e passa-alto), o quelle comprese in un intervallo prestabilito (filtri passa-banda ed elimina banda).

### 5.1 Funzione di trasferimento di un filtro

La funzione di trasferimento di un filtro, ovvero il comportamento nel dominio della frequenza, può sempre essere posta nella forma generale:

$$H(s) = \frac{a_m s^m + \dots + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{s^n + \dots + b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \text{ per } n \geq m \quad (5)$$

in cui i coefficienti possono essere determinati in modo da ottenere le specifiche richieste per il filtro. Sostituendo  $s=j\omega$  si ottiene  $H(j\omega)$  che sarà caratterizzata da un modulo e da una fase. A secondo dell'andamento del modulo e della fase i filtri possono essere caratterizzati in:

- Passa basso;
- Passa alto;
- Passa banda;
- Elimina banda.

### 5.2 Filtro di ordine N

Nella maggior parte dei casi, più sono stringenti le caratteristiche del filtro (ossia più si tende all'idealità), maggiore deve essere il grado del filtro (maggiore numero di componenti da utilizzare). Funzioni di trasferimento di ordine N (>2) sono realizzate

mediante la cascate di celle del II ordine (o I ordine).

Ogni dispositivo reale funge, per sua natura, da filtro in quanto la banda passante della sua funzione di trasferimento non è mai infinitamente estesa.

Un filtro ideale è quello che presenta transizioni o discontinuità nette (ovvero verticali) nella sua funzione di trasferimento; di fatto, ovvero nella realtà implementativa, i filtri reali non presentano mai queste caratteristiche, ma hanno una banda di transizione più o meno netta, ma mai verticale, e generano dunque effetti indesiderati: tanto più la banda di transizione è piccola tanto più il filtro ha un coefficiente di merito maggiore, ma maggiori sono i costi realizzativi e viceversa.

### 5.3 Caratteristiche ideali

Idealmente un filtro dovrebbe essere rappresentato da uno dei diagrammi presenti in Fig 5, caratterizzati da una transizione netta tra la banda passante e la banda bloccata.

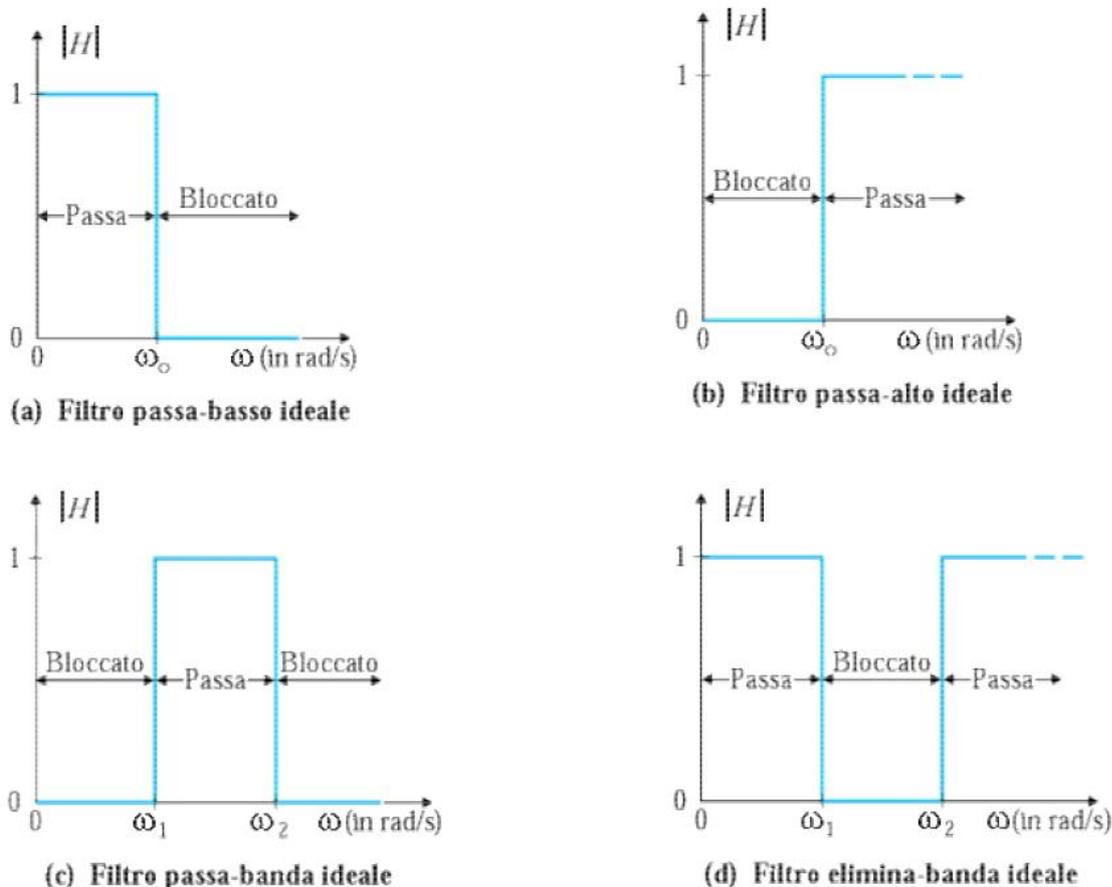


Figura 5

## 5.4 Caratteristiche reali

In realtà non è possibile realizzare filtri con le caratteristiche ideali appena mostrate: piuttosto che transizioni brusche dalla banda passante a quella bloccata (o attenuata) e viceversa, i filtri reali presentano delle transizioni graduali (Fig 5.1). Caratteristiche realistiche dei filtri sono:

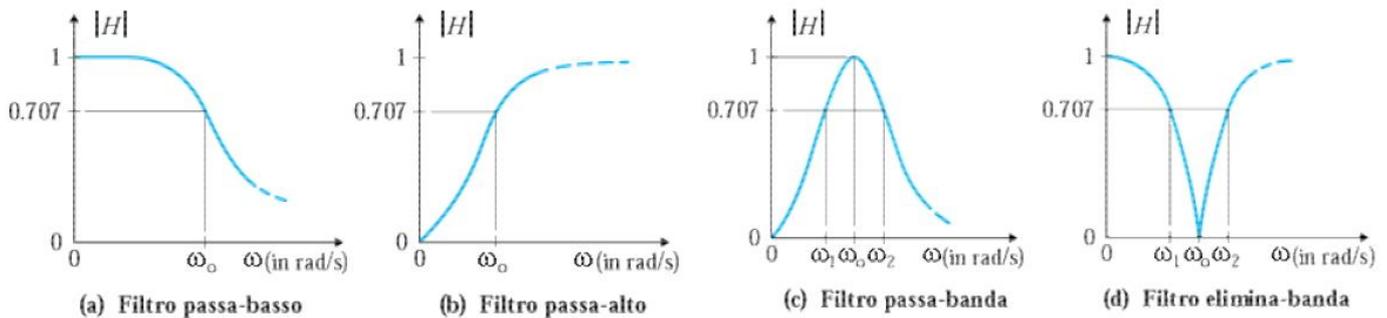


Figura 5.1

I filtri elettronici possono essere classificati in:

- Passivi o attivi;
- Analogici o digitali;
- A tempo discreto (campionato) o a tempo continuo;
- Lineari o non lineari.

## 5.5 Differenza fra filtri analogici e digitali

Un filtro digitale o filtro numerico è un filtro che permette di compiere alcune funzioni matematiche su dei campioni di segnali discreti nel tempo, per aumentare o ridurre alcuni aspetti del segnale analizzato.

È completamente diverso dai filtri elettronici che sono analogici, e quindi operano nei segnali continui nel tempo. Solitamente l'utilizzo di filtri digitali è molto più economico rispetto a quello analogico, e permettono di realizzare funzioni di trasferimento, a volte impossibili con filtri analogici.

È tuttavia possibile utilizzare questo tipo di filtro anche con segnali analogici, ma questi devono essere dapprima campionati e quindi convertiti in digitale; una volta eseguito il filtraggio, si può riottenere un segnale analogico tramite una semplice interpolazione del segnale in uscita (si possono utilizzare in questi casi dei convertitori analogico-digitali, ADC).

Tuttavia i filtri digitali sono limitati nelle frequenze: un filtro digitale deve sempre e comunque rispettare il teorema di Nyquist, ovvero il teorema del campionamento, che impone al filtro un limite massimo sulle frequenze che può elaborare, altrimenti si ottengono segnali disturbati da aliasing.

I filtri digitali sono parte integrante di moltissimi dispositivi elettronici, quali radio, cellulari e televisioni.

## 5.6 Tecniche di approssimazione

Le diverse tecniche di approssimazione differiscono tra loro per la scelta dei valori presenti a denominatore delle funzioni di trasferimento a seconda dei casi è possibile privilegiare, in sede di progetto, specifici requisiti come ad esempio la piattezza della risposta in banda passante, la ripidità nell'intorno della frequenza di taglio (roll-off iniziale), la qualità della risposta al transitorio, ecc.

Saranno esaminate:

- 1.Approssimazione di Butterworth;
- 2.Approssimazione di Chebyshev;
- 3.Approssimazione di Bessel.

### 5.6.1 Filtro di Butterworth

I filtri di Butterworth costituiscono una famiglia di filtri che soddisfa bene i requisiti sul guadagno in banda passante e meno bene in banda di transizione (Fig 5.6.1). Sebbene non esibiscano una fase lineare in banda passante, l'approssimazione non è troppo cattiva e sono tra i più semplici filtri elettronici da realizzare. Un filtro di Butterworth passa basso, è caratterizzato da 2 parametri: l'ordine  $N$  e frequenza di taglio  $\omega_c$ .

La forma generale del modulo della funzione di trasferimento di un filtro di Butterworth di ordine  $N$  e frequenza di taglio  $\omega_c$  è:

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+(\frac{\omega}{\omega_c})^{2n}}} \quad (5.1)$$

La risposta in frequenza di alcuni filtri di Butterworth è riportata in Fig 5.2 riguardo alla figura si possono fare le seguenti osservazioni:

- la frequenza di taglio a 3 dB  $\omega_c$ , è indipendentemente dall'ordine  $N$  del filtro;

- l'attenuazione nella banda proibita dipende da  $N$  in modo critico: risulta infatti un'attenuazione di  $20N$  dB per decade;
- non sono presenti oscillazioni né in banda passante né in banda tagliata: il filtro di Butterworth è quello che presenta la maggior "piattezza" in banda passante.

In una tipica situazione di progetto, il parametro  $\omega_c$  è fissato essendo la frequenza di taglio desiderata, mentre l'ordine  $N$  viene scelto in modo tale da soddisfare la richiesta di attenuazione in banda proibita.

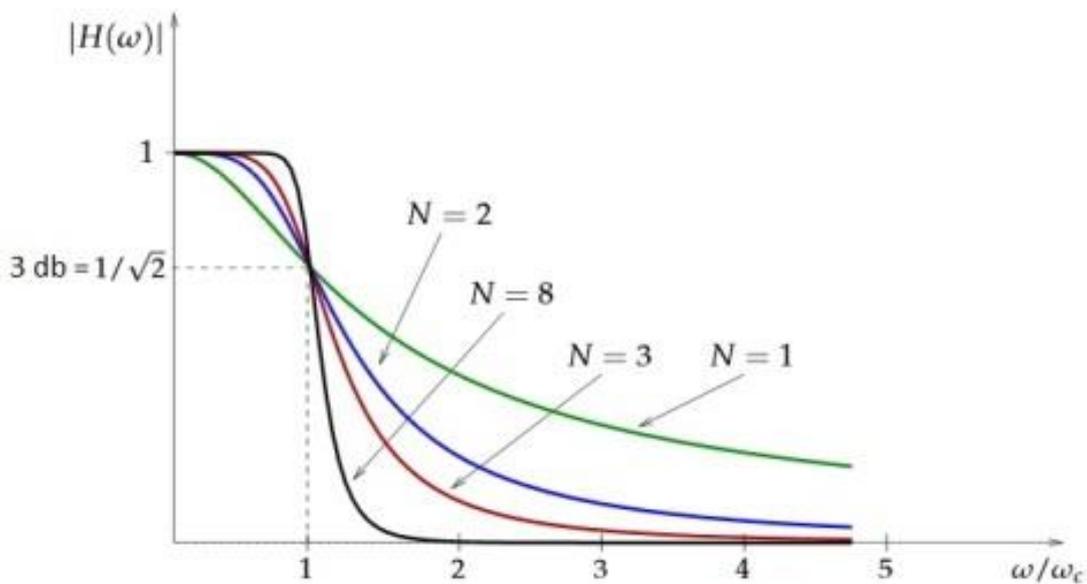


Figura 5.2

## 5.6.2 Filtro di Chebyshev

Nei filtri di Butterworth la funzione guadagno è monotona decrescente sia in banda passante che in quella tagliata: un filtro di Butterworth quindi approssima bene un filtro ideale all'inizio della banda passante, ma l'approssima male alla fine della banda passante e in principio di quella tagliata.

Un approccio più efficiente è quello di "distribuire" l'accuratezza dell'approssimazione uniformemente lungo tutta la banda passante o quella tagliata: questo può essere ottenuto scegliendo una funzione che ha oscillazioni della stessa ampiezza su tutta la banda passante e quella tagliata.

Questa è l'idea base su cui è progettata la classe dei filtri di Chebyshev: il guadagno

di un filtro di Chebyshev ha infatti oscillazioni di uguale ampiezza in banda passante ed è monotono decrescente in banda tagliata, o viceversa (Fig 5.3). A parità di ordine, un filtro di Chebyshev ha banda di transizione più stretta e miglior attenuazione di quello di Butterworth; tuttavia i filtri di Chebyshev sono generalmente più complessi da realizzare di quelli di Butterworth e hanno una peggiore risposta in fase (ritardo del filtro vedi cap. 5.7).

La forma generale del modulo della funzione di trasferimento di un filtro di Chebyshev di ordine N e frequenza di taglio  $\omega_c$  è:

$$|H_n(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2 C_N^2\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)}} \quad (5.2)$$

$\varepsilon$  è una costante minore di 1 e  $C_N(v)$  è un opportuno polinomio chiamato polinomio di Chebyshev di ordine N.

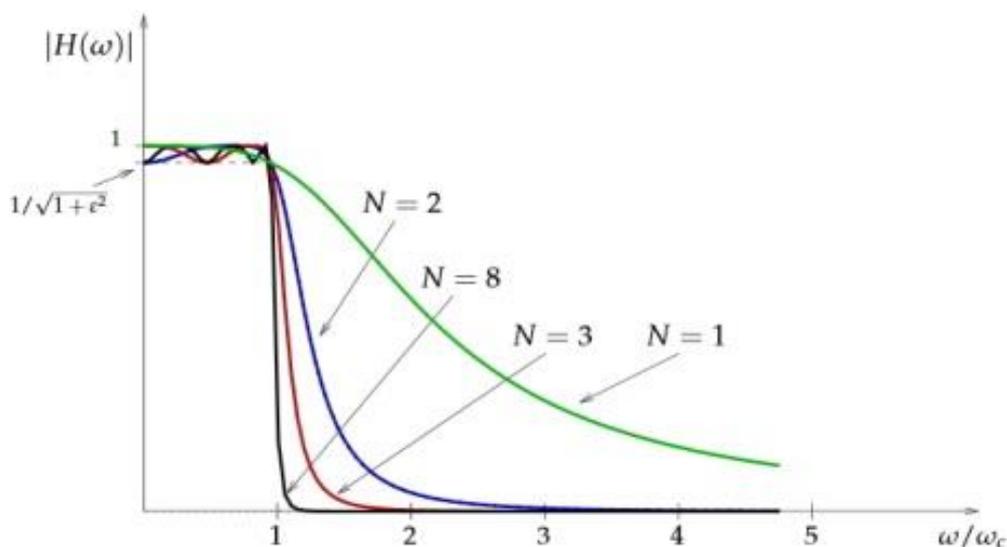


Figura 5.3

Si può osservare che il guadagno decresce molto rapidamente attorno alla frequenza di taglio anche per piccoli valori di N (per esempio N=8). Tuttavia questi filtri hanno lo svantaggio, rispetto a quelli di Butterworth, di presentare oscillazioni in banda passante dipendenti da  $\varepsilon$ ; le oscillazioni hanno tutte la stessa ampiezza e sono sempre contenute nell'intervallo  $[\frac{1}{\sqrt{1+\varepsilon^2}}, 1]$ , indipendentemente dall'ordine del polinomio.

Riassumendo, un filtro di Chebyshev è specificato dai tre parametri:  $\varepsilon$ ,  $\omega_c$  e N; in una tipica situazione di progetto il parametro  $\varepsilon$  determina l'ampiezza dell'oscillazione ammessa in banda passante, la frequenza  $\omega_c$  specifica la frequenza di taglio

desiderata e l'ordine  $N$  viene scelto in modo da soddisfare la richiesta di attenuazione in banda proibita.

### 5.6.3 Filtro di Bessel

Il filtro di Bessel ha la peculiarità di conseguire una buona linearità della curva di fase in banda passante. Ciò equivale ad avere un ritardo di fase o tempo di ritardo  $t_{ph}$  costante per tutte le frequenze, pertanto il filtro di Bessel funge da linea di ritardo. In Fig 5.5a si può vedere che per valori elevati del coefficiente di smorzamento la risposta al gradino non ha carattere oscillatorio.

Mentre in Fig 5.5b vengono confrontati i tre filtri per evidenziare le diverse caratteristiche di risposta in ampiezza dei filtri di Butterworth, Chebyshev e Bessel, le curve sono relative a filtri del secondo ordine.

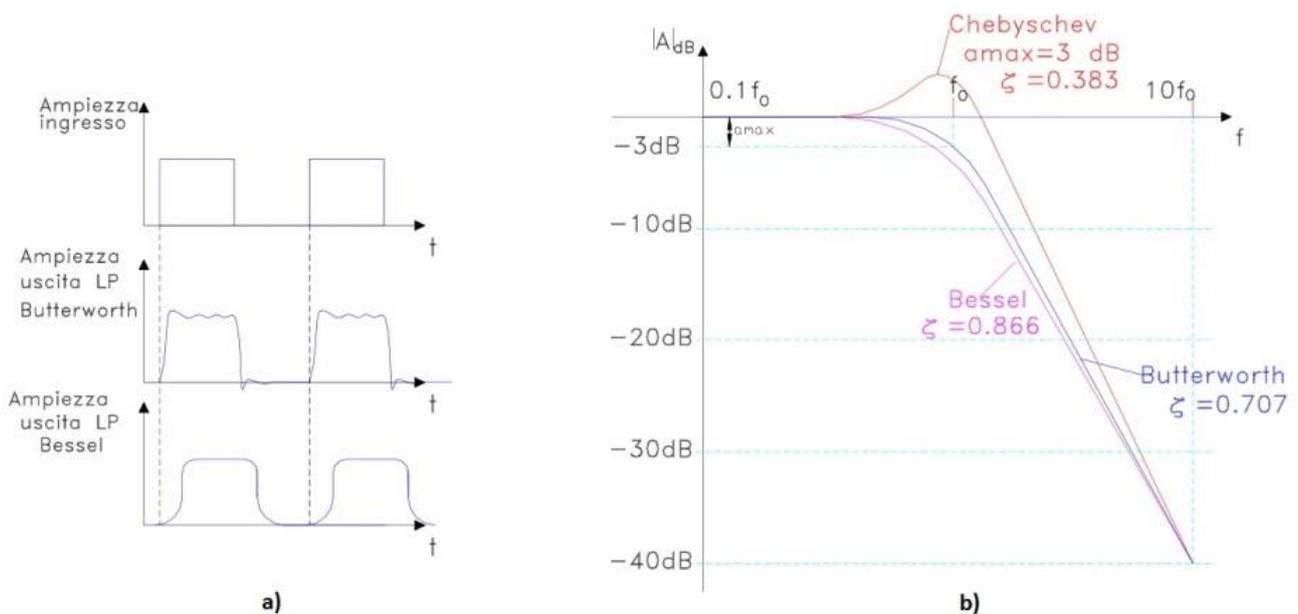


Figura 5.4

## 5.7 Ritardo del filtro

Un altro concetto fondamentale è il ritardo introdotto dal filtro sul segnale di ingresso. Il ritardo introdotto da un filtro si può interpretare come il ritardo temporale che ciascuna componente spettrale (sinusoidale) del segnale subisce quando passa dall'ingresso all'uscita del filtro stesso. Quindi se il ritardo del filtro è costante (come appunto nel caso dei filtri a fase lineare) tutte le componenti spettrali subiscono lo stesso ritardo, il che non crea distorsioni.

Per minimizzare il ritardo, occorre diminuire l'attenuazione fuori banda del filtro. Il filtro di Butterworth non è a fase lineare, ma ha un ritardo migliore del filtro di Chebyshev (che ha attenuazione fuori banda più elevata). Filtri che hanno fase lineare sono i filtri di Bessel (Linear Phase), per i quali la risposta in ampiezza ha però una pendenza poco pronunciata.

Per la realizzazione del progetto siamo partiti col realizzare un condotto (in PVC) utile sia per convogliare il flusso di cui si vuole calcolare la portata, sia per l'alloggiamento dei sensori ad ultrasuoni.

L'idea di base dal quale siamo partiti è stata di utilizzare un generatore d'onda per la creazione di un treno di onde quadre denominate trigger, tale da andare ad eccitare l'emettitore che produrrà un'onda ad ogni sua transizione. L'onda emessa, verrà poi ricevuta dopo un certo  $\Delta t$  dal ricevitore posto dall'altro lato del tubo.

Il  $\Delta t$  varierà principalmente in funzione della velocità  $V$  del flusso che passerà all'interno del condotto tuttavia dovranno essere analizzati anche altri parametri che andranno ad influire su tale misura che potremmo distinguere in:

- Ambientali;
- Di progettazione.

Tra i parametri di progettazione troviamo la distanza  $L$  fra i due sensori e l'angolo  $\theta$ , il parametro ambientale da considerare è la temperatura  $T$  (che influirà sulla velocità del suono).

Ricavando dunque la relazione che intercorre fra  $\Delta t$  e  $V$  sarà possibile ricavare la velocità col calcolo del  $\Delta t$ , di conseguenza conoscendo anche l'area di una sezione del condotto e la densità dell'aria potremo ricondurci alla portata massica data dall'equazione:

$$\dot{m} = \rho A v \quad (6)$$

Un primo passo svolto è stato quello di visualizzare tramite un oscilloscopio l'onda ricevuta in risposta all'onda emessa stimolata dal trigger in uscita da un generatore di forme d'onda.

Abbiamo potuto osservare come l'onda ricevuta abbia una particolare forma armonica smorzata (vedi fig 6.14), che ragionevolmente diminuisce di ampiezza allontanando il ricevitore dal emettitore.

In Fig 6 viene mostrato il condotto sul quale poi sono state successivamente effettuate le prove.

Inizialmente le prove son state eseguite con una configurazione a V, in cui, come viene mostrato anche nel capitolo 2.2.7, l'onda emessa prima di esser ricevuta rimbalza sulla parete del condotto grazie alla proprietà riflessiva delle onde.

Tuttavia la configurazione a V non ha portato a grandi risultati, per cui si è optato per una configurazione lineare come mostrato in Fig 6.1 dove i sensori sono disposti uno di fronte l'altro.



Figura 6

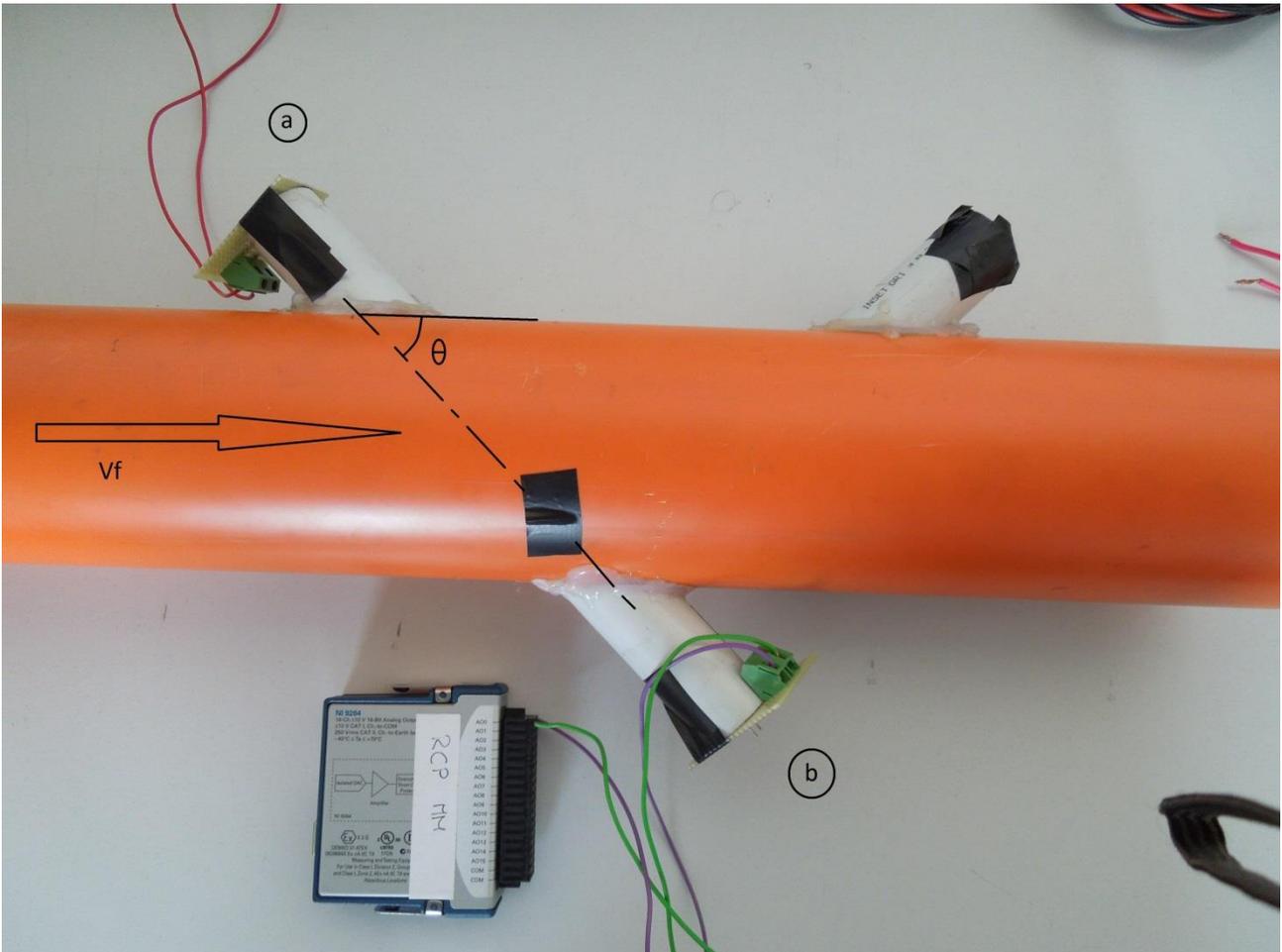


Figura 6.1

Analizziamo ora le equazioni utilizzate per il calcolo della velocità del flusso. A differenza di come abbiamo visto nel capitolo 2 dove vediamo utilizzare entrambi i sensori sia come emettitori che come riceventi, in questa configurazione il segnale viene emesso e ricevuto da due sensori diversi noi emetteremo il segnale in un solo verso (per semplicità di acquisizione e calcolo), per cui dovremmo utilizzare una sola delle seguenti equazioni in funzione della direzione in cui emettiamo (l'eq. 6.1a se emettiamo in direzione di corrente, l'eq. 6.1b se emettiamo controcorrente.

$$t_{ab} = \frac{L}{c + V \cos \vartheta} \quad (6.1a) \quad t_{ba} = \frac{L}{c - V \cos \vartheta} \quad (6.1b)$$

Invertendo le formule ricaviamo:

$$V_{ab} = \frac{1}{\cos \theta} \left( \frac{L}{\Delta t_{ab}} - c \right) \quad (6.2a) \quad V_{ba} = \frac{1}{\cos \theta} \left( c - \frac{L}{\Delta t_{ba}} \right) \quad (6.2b)$$

Dal quale possiamo ricavare la velocità semplicemente immettendo la lunghezza del percorso eseguito dall'onda ( $L$ ), l'angolo d'incidenza tra l'onda ed il condotto ( $\theta$ ) la differenza di tempo ( $\Delta t$ ) e la velocità del suono calcolata in funzione della temperatura ambiente vista l'equazione 1.6.12.

Prima di passare all'acquisizione real-time si è pensato di creare un VI (Virtual Instrument), che ci permettesse di simulare e graficare il trigger emesso e l'onda ricevuta con le rispettive distanze in funzione della velocità del flusso e degli altri parametri. La Fig 6.2 mostra il pannello frontale del VI, Il primo grafico simula l'emissione dell'onda da b ad a mentre il secondo da a a b, dove la curva in rosso rappresenta un'acquisizione in cui la velocità del fluido è 0, mentre in blu abbiamo la curva che simula un'acquisizione in cui  $V_f \neq 0$ .

A sinistra del pannello frontale si vedono i controlli dei parametri che è possibile variare per osservare meglio il comportamento delle curve.

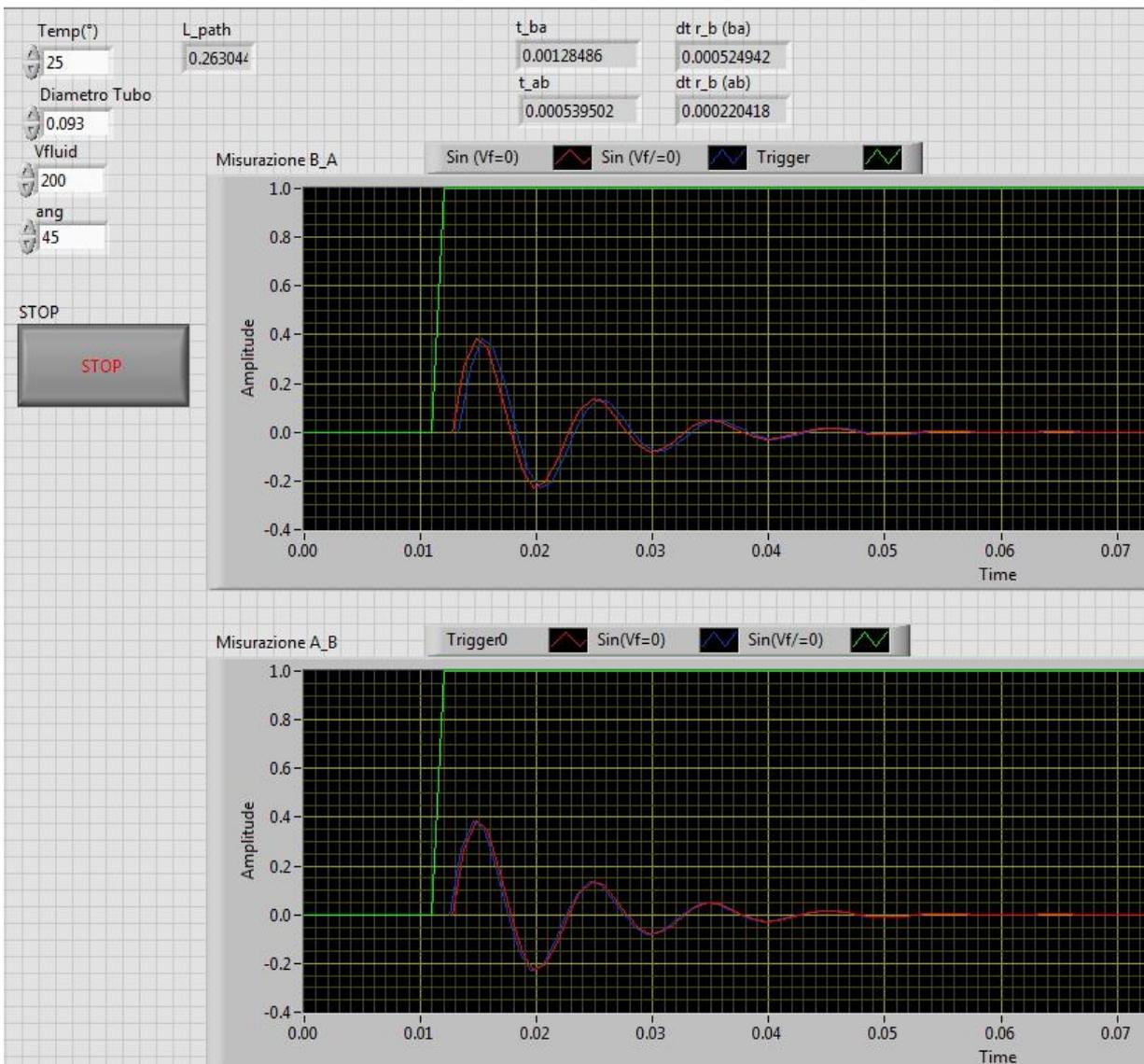


Figura 6.2

Dai due grafici si può osservare come la curva blu si discosti minimamente dalla rossa in una misurazione da  $a \rightarrow b$  rispetto una da  $b \rightarrow a$  (a parità di velocità). Da questo risultato viene tratto il suggerimento di emettere l'onda controcorrente in modo che una variazione di velocità sia descritta da un maggiore  $\Delta t$ , opereremo quindi sempre emettendo l'onda in direzione opposta alla velocità del fluido.

## 6.1 Sensibilità del modello ai parametri

La differenza di tempo che intercorre tra emissione e ricezione, visibile nel grafico come distanza tra l'inizio dell'armonica smorzata ed il fronte di salita del trigger come già accennato varia in funzione di  $T, \theta$  ed  $L$ .

Per visualizzare meglio come varia il  $\Delta t$  è stato elaborato un VI che ne grafica le curve.

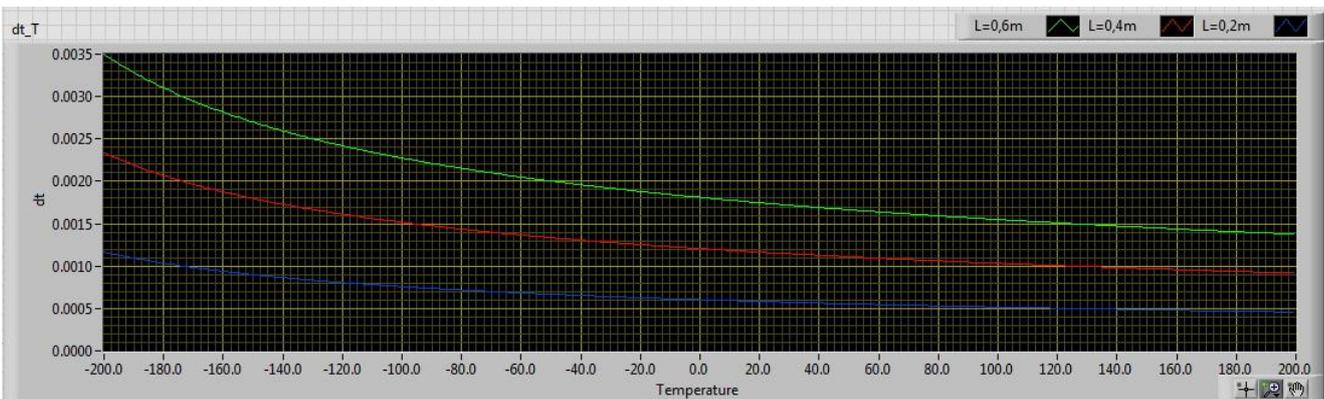


Figura 6.3

Da questo primo grafico (Fig 6.3) è possibile osservare come  $\Delta t[s]$  varia in modo iperbolico in funzione della temperatura  $[^{\circ}C]$  al variare della lunghezza  $L=0.6m$  (curva verde),  $L=0.4m$  (rossa),  $L=0.2m$  (blu).

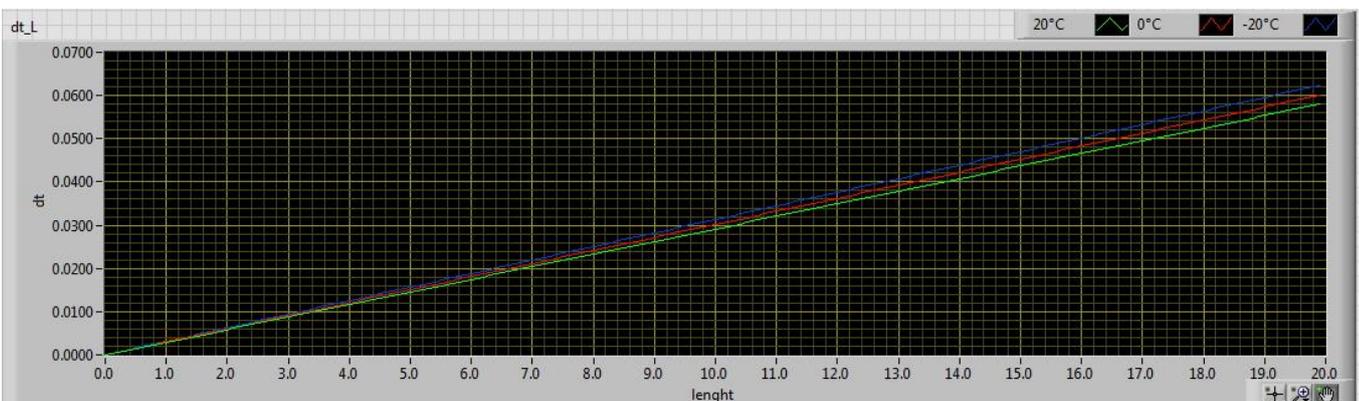


Figura 6.4

In Fig 6.4 invece si evince come il  $\Delta t[s]$  cresca linearmente col crescere della distanza tra emettitore e ricevitore [m], mentre le tre curve blu, rossa e verde sono di differente inclinazione a causa delle differenti temperature di -20, 0, 20°C.

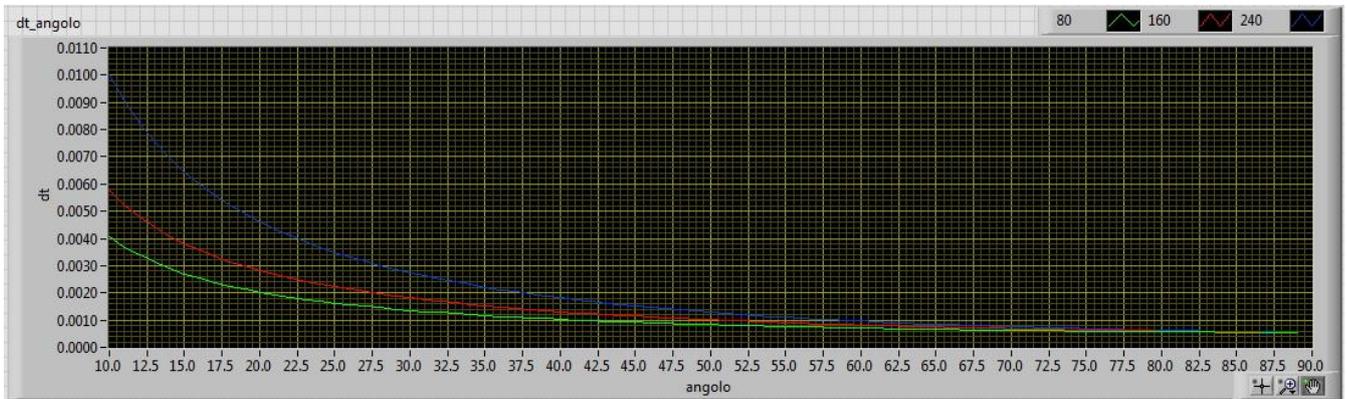


Figura 6.5

In fine, in Fig 6.5 viene mostrata la variazione di  $\Delta t[s]$  con i differenti angoli di incidenza [°] per le 3 differenti velocità di 80, 160, 240 m/s (rispettivamente verde, rossa ,blu).

## 6.2 LabVIEW Real-Time e FPGA

Come descritto nel capitolo 4 l'ambiente LabVIEW è suddiviso in una parte di programmazione FPGA , una Real-Time ed una in Host.

Descriviamo ora il VI elaborato per la parte Real-Time che ci consente l'elaborazione dati col CompactRIO.

È possibile suddividerlo in tre blocchi principali che ora descriveremo.

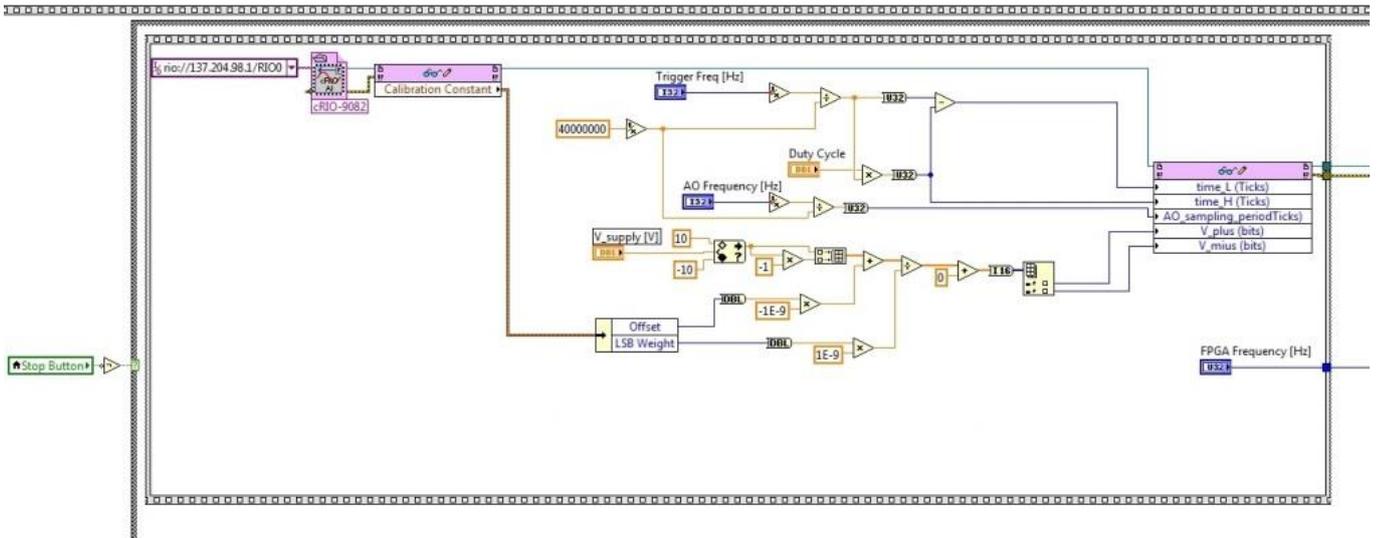


Figura 6.6

In questa prima parte (Fig 6.6) che riguarda la generazione del trigger vediamo l'apertura di una referenza FPGA (in alto a sinistra) necessaria per la comunicazione interna fra FPGA e real-time, nella parte centrale invece abbiamo l'impostazione:

1. Duty-cycle del trigger;
2. Frequenza del trigger;
3. Voltaggio in uscita dal modulo (da notare che è stato aggiunto un blocco di saturazione che impone un voltaggio da -10 a 10 V in modo da non bruciare il modulo che non può andare oltre tali voltaggi).

Sulla destra vediamo il blocco che comunica tali impostazioni all' FPGA.

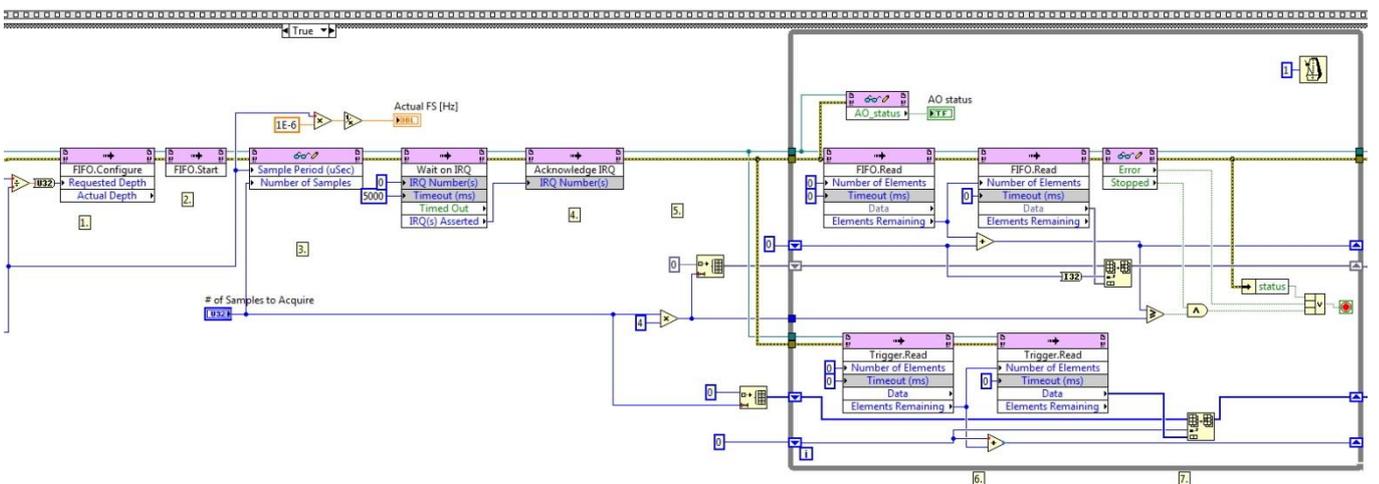


Figura 6.7

In Fig 6.7 viene mostrata la seconda parte dove possiamo osservare una prima configurazione della FIFO (first in- first out) in cui viene specificato il numero di elementi di cui deve esser composta, viene fatta partire e successivamente viene impostato il desiderato numero di campioni del periodo ed i campioni da acquisire, infine si esegue un ultimo controllo per comprendere se l’FPGA sia pronta prima di entrare nel ciclo di elaborazione.

Proprio all’interno di questo ciclo è possibile procedere con l’acquisizione, in cui abbiamo un primo conteggio degli elementi presenti all’interno della FIFO e successivamente viene svuotata di tali elementi.

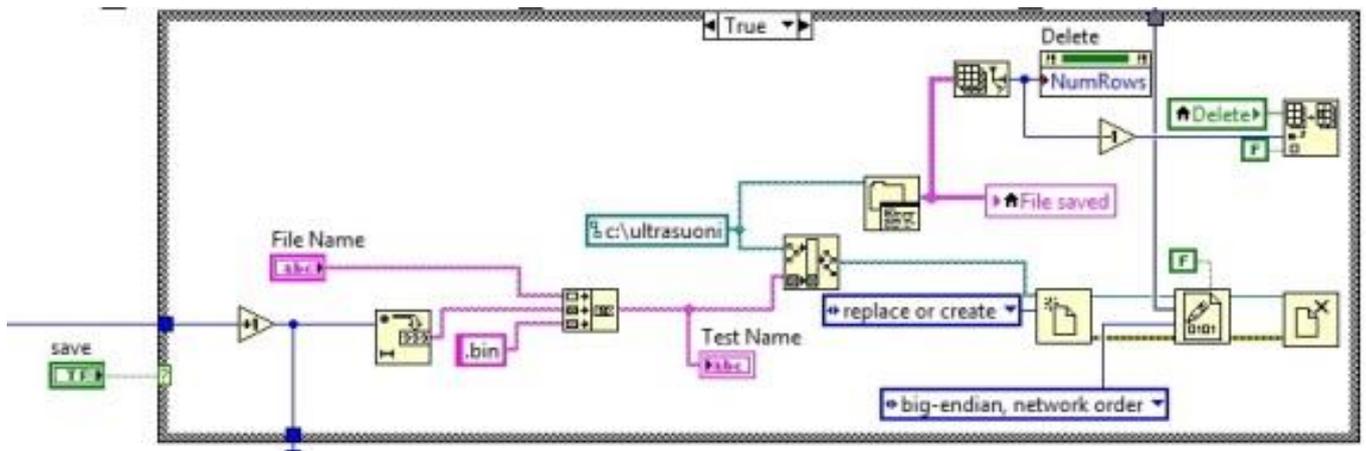


Figura 6.8

Passiamo ad esaminare l’ultima parte (Fig 6.8) che riguarda il salvataggio della prova. Abbiamo una prima concatenazione tra le parti del nome del file e l’indirizzo in cui andare a salvare, successivamente viene creato il file .bin, vengono scritti al suo interno i dati acquisiti, ed infine si richiude il file.

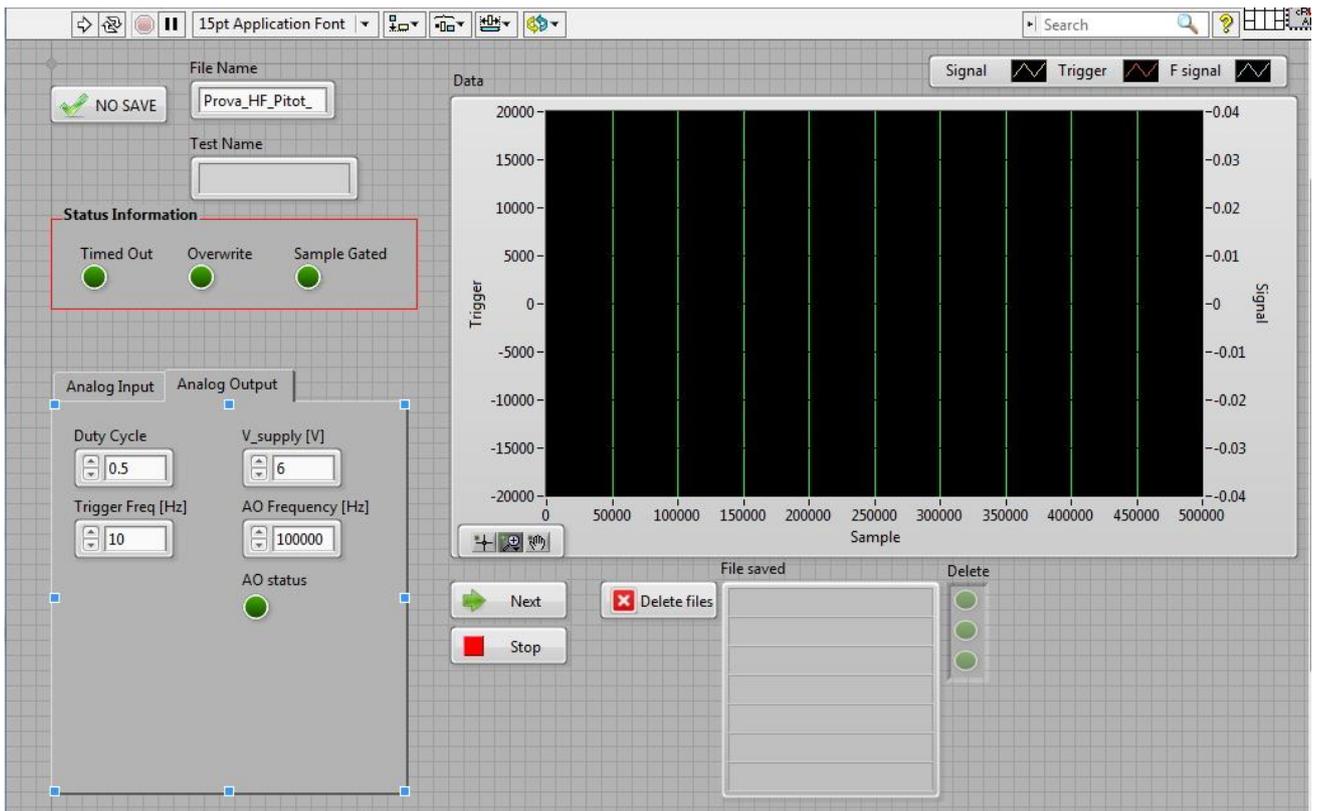


Figura 6.9

In Fig 6.9 viene mostrato il pannello frontale della parte Real-Time nella quale abbiamo tre led di controllo che si illuminano in caso l'acquisizione non sia andata a buon fine o vi siano state delle sovrascritture, una parte in cui impostare le frequenze di acquisizione ed i parametri del trigger ed un grafico che ci mostra la prova acquisita.

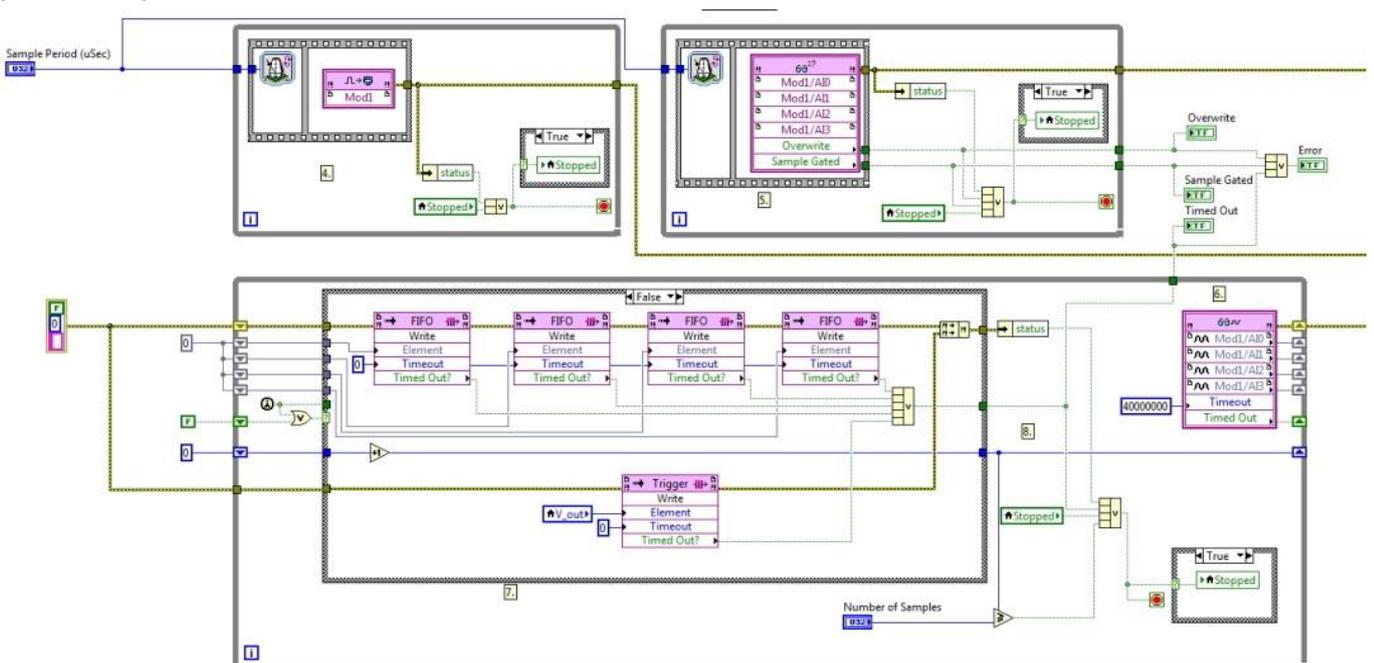


Figura 6.10

Mostriamo ora in Fig 6.10 il diagramma a blocchi utilizzato per acquisire in FPGA. Questa architettura utilizzata ci ha permesso di acquisire un segnale analogico con frequenze nell'ordine dei MHz cosa che non sarebbe stata possibile se al suo posto avessimo avuto un semplice loop di acquisizione. Mentre la parte FPGA di impostazione e generazione del trigger lo possiamo osservare in Fig 6.11.

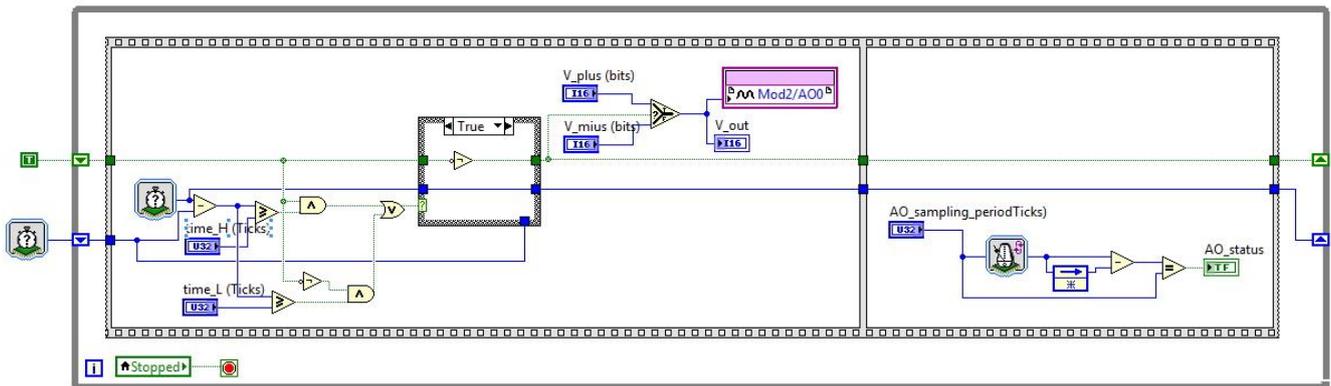


Figura 6.11

Effettuando delle prime prove di acquisizione dati ci si è resi conto di come sia difficile eseguire un'elaborazione del segnale originale (Fig 6.12), per tale motivo è stato necessario introdurre un filtro.

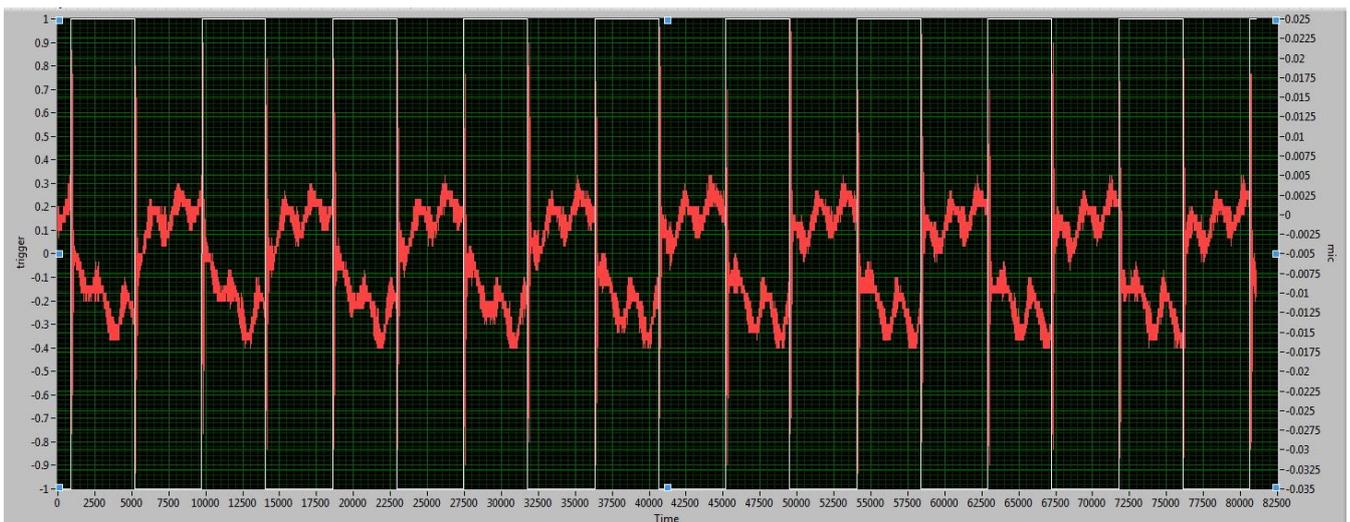


Figura 6.12

Un filtro che soddisfacesse maggiormente le nostre esigenze è stato un passabanda di Butterworth impostato con 39000Hz come bassa frequenza di taglio (low cut off) e con 42000Hz come alta frequenza di taglio (high cut off).

Sono stati provati diversi ordini di filtro a seconda delle esigenze, tenendo presente che un ordine maggiore introduce un maggiore ritardo.

In Fig 6.13 È possibile osservare il segnale filtrato.

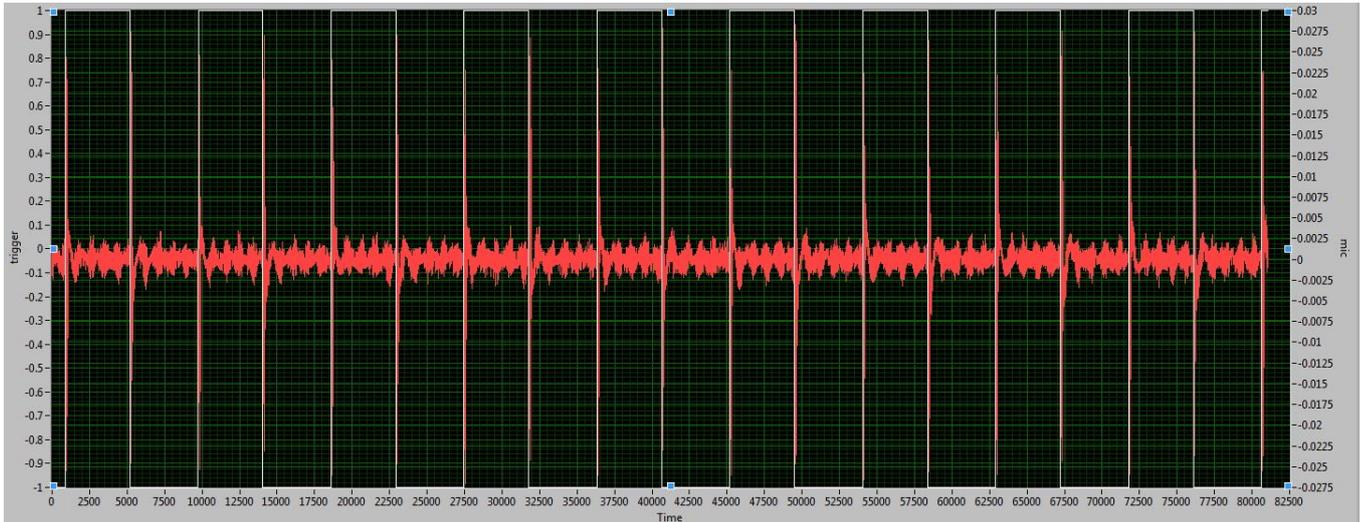


Figura 6.13

Eseguiamo un ingrandimento (fig 6.14) delle acquisizioni in Fig 6.13 per vedere meglio l'onda ricevuta dopo un passaggio alto-basso del trigger.

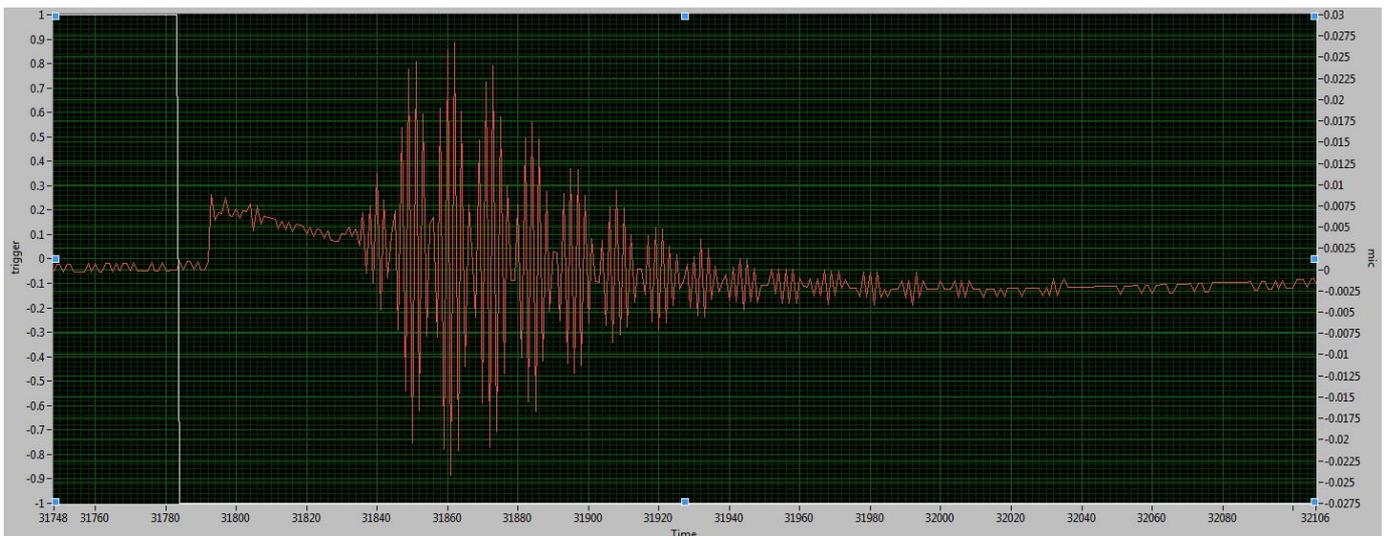


Figura 6.14

## 6.3 Metodi per il calcolo del $\Delta T$

Anzitutto il  $\Delta t$  lo troviamo calcolando la differenza fra il tempo di transizione del trigger ed il tempo di inizio onda ricevuta, per calcolare il  $\Delta t$  vi possono essere più metodi.

L'individuazione della transizione del trigger è di semplice risoluzione, basta prendere il vettore sul quale abbiamo caricato il nostro trigger ed andare a trovare tutti gli indici per i quali vediamo che la differenza tra l'elemento di tale indice e l'elemento precedente non da zero.

Riguardo invece il calcolo del tempo dell'onda smorzata la questione è più complessa, un metodo che verrebbe spontaneo pensare, sarebbe cercare nel vettore in cui abbiamo caricato il segnale, l'inizio dell'onda con un metodo simile a quello applicato per il trigger. Questo primo metodo non risulta applicabile in quanto anche se il segnale viene filtrato, prima dell'onda, il segnale non risulta di ampiezza nulla, ma detiene un lievissimo disturbo che non ci permette di utilizzare tale metodo.

Un primo metodo eseguibile risulterà quindi quello di andare a cercare l'indice per il quale la nostra onda supera una fissata soglia in ampiezza, come si può ben comprendere, in questo modo, non ci verrà restituito il tempo corretto di inizio ricezione, tuttavia sarà possibile eseguendo opportune prove affiancate ad altri flussimetri, calibrare la nostra misura.

Sono stati testati altri due metodi per il calcolo del ritardo dell'onda smorzata.

Il primo che possiamo rinominare come ricerca del massimo è stato elaborato in modo da restituire l'indice dell'onda per il quale si trovava il punto di massima ampiezza, anche in questo caso sarebbe poi stata necessaria una calibrazione.

Un ultimo metodo elaborato è stato quello di confrontare l'involuppo delle onde ricevute. Si deve innanzitutto costruire l'involuppo di un onda di riferimento che può essere a distanza nulla (se si vuole confrontare la distanza) o a velocità nulla (se si vuole trovare una velocità del flusso), dopo di che si dovrà moltiplicare e traslare l'involuppo delle altre onde ricevute cercando di farle sovrapporre il più possibile con l'onda di riferimento ed andando a cercare la traslazione che genera il minore errore percentuale.

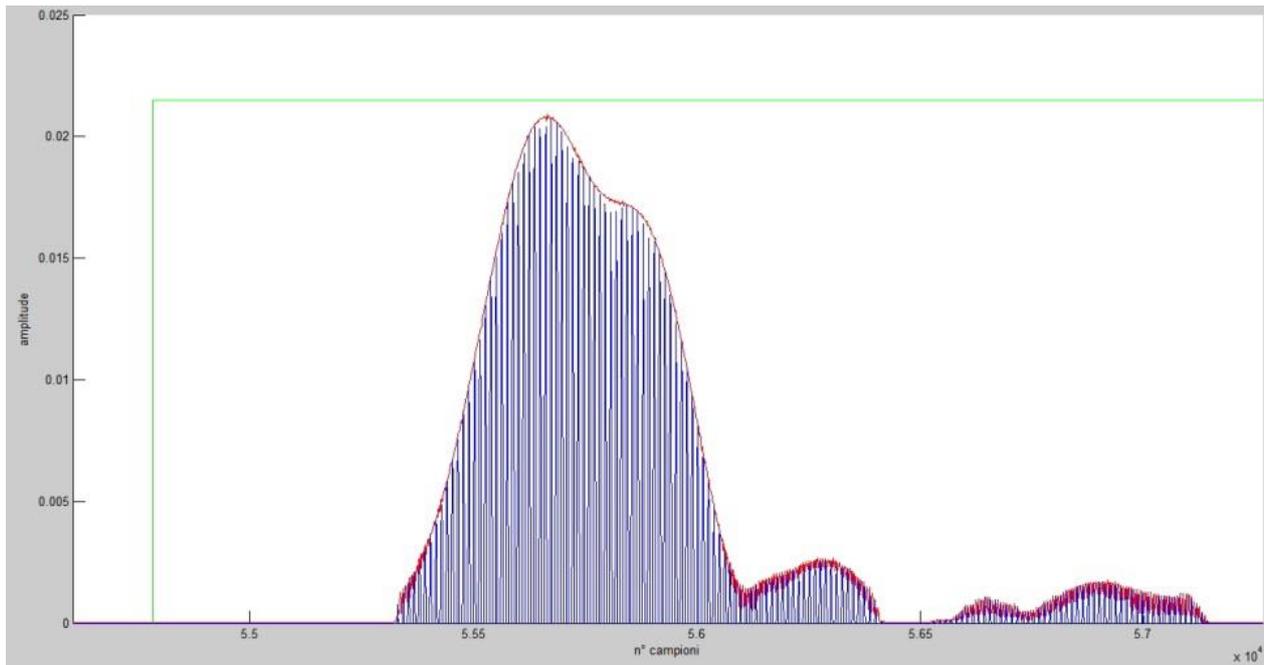


Figura 6.15

In Fig 6.15 possiamo osservare la curva d'involuppo (in rosso) della segnale (blu).

## 6.4 Generazione trigger con Compact-RIO

Come scritto precedentemente, la generazione del trigger era svolta da un generatore d'onda separato il quale però ci portava ad un errore sulla ripetibilità delle prove svolte. Questo problema era causato dallo scarso determinismo del generatore, ovvero le prove anche se acquisite a pari condizioni erano scarsamente sovrapponibili, oltretutto vi era una necessità di sincronizzare le prove stesse. A questo problema si è ovviato facendo produrre l'onda quadra del trigger dal CompactRIO, il quale ci garantisce un determinismo molto più elevato.

Grazie ad un opportuno VI possiamo visualizzare più curve sincronizzate sullo stesso grafico (vedi Fig 6.16)

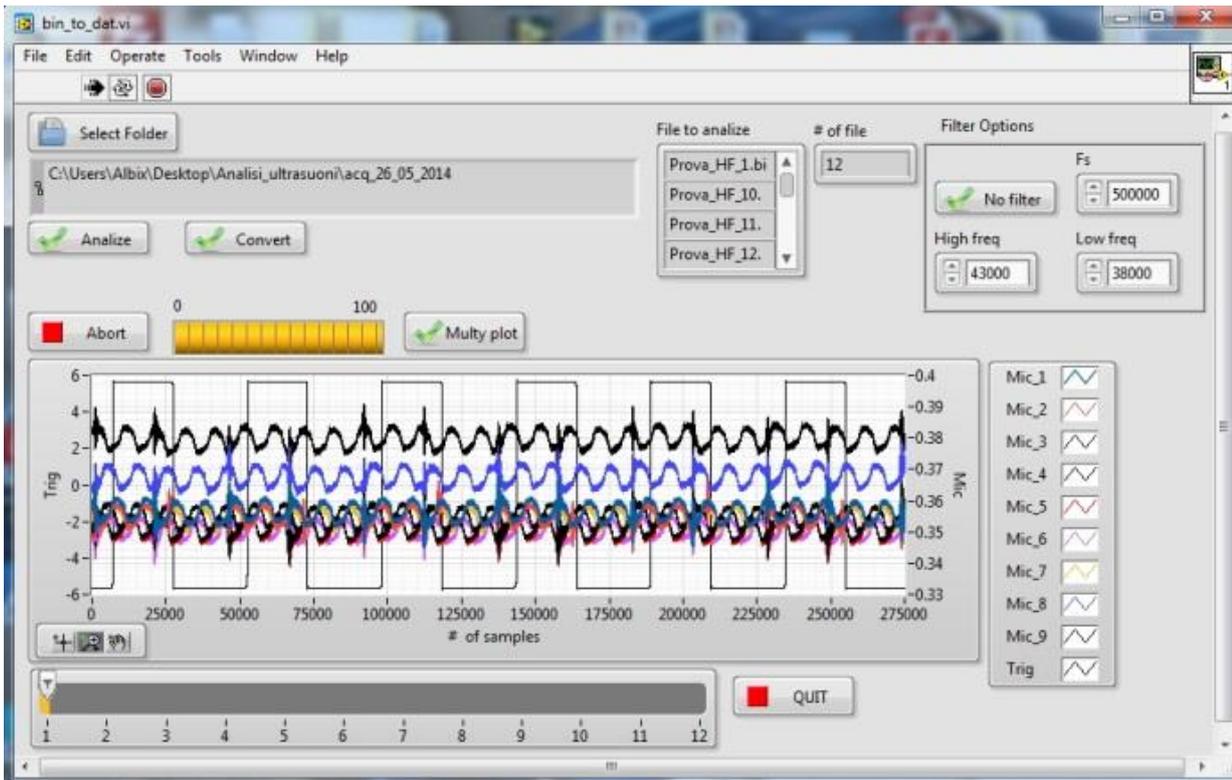


Figura 6.16

Il grafico di Fig 6.16 ci mostra il caricamento delle prove eseguite col generatore di onde. Effettuando un ingrandimento del grafico (Fig 6.17) possiamo chiaramente vedere lo sfasamento delle curve acquisite, segno del basso determinismo del generatore d'onde.

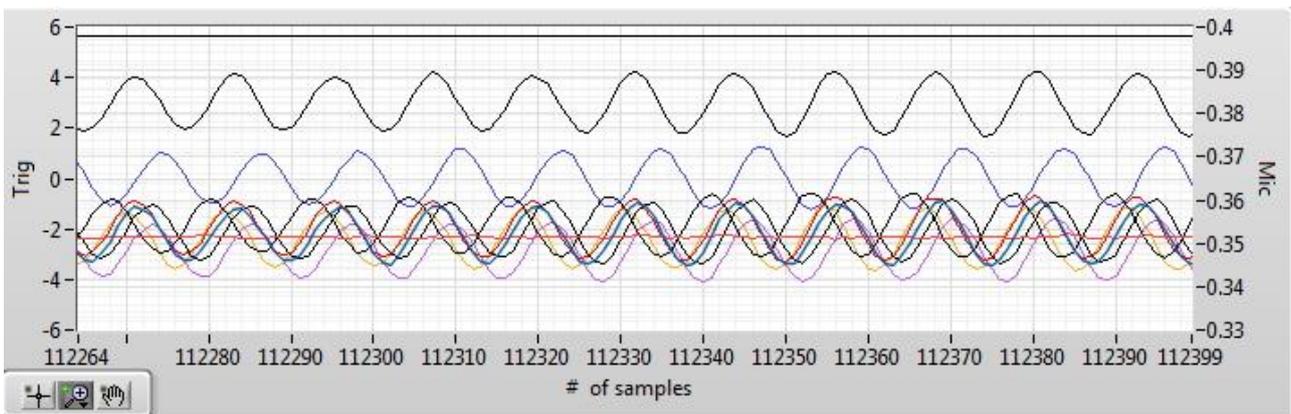


Figura 6.17

Possiamo al contrario osservare l'elevata deterministicità del CompactRIO mostrando una decina di prove svolte alle stesse condizioni, esse non presentano alcuni evidenti sfasamenti (Fig 6.18).

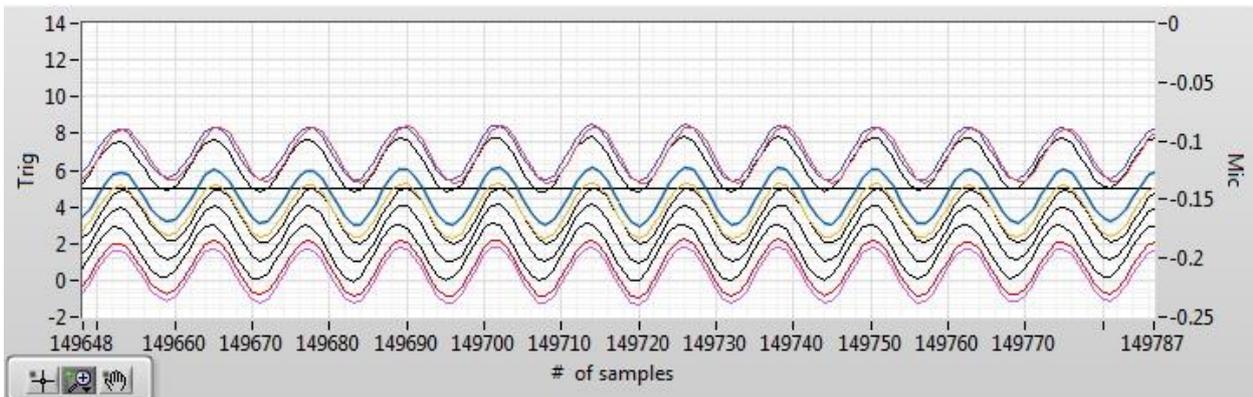


Figura 6.18

Successivamente si son volute eseguire delle prove di acquisizione con flusso fermo a diverse distanze, rispettivamente 10, 20, 30, e 40 cm tra emettitore e ricevitore in modo da osservare se tramite la misura del tempo di ricezione( $\Delta t$ ) sarebbe stato possibile ricavare con semplici calcoli la reale distanza.

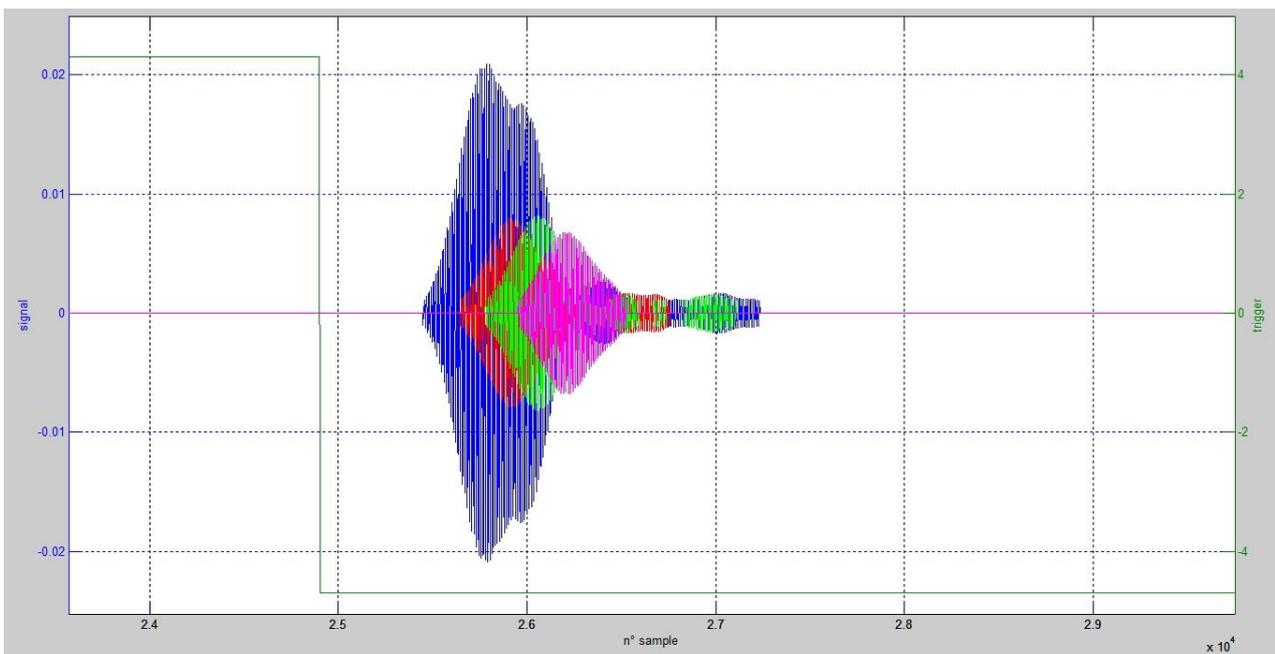


Figura 6.19

In Fig 6.19 Possiamo osservare ad occhio come siano ben visibili gli sfasamenti e le attenuazioni in ampiezza dovuti alle distanze crescenti.

Per il calcolo del  $\Delta t$  abbiamo utilizzato il metodo dell'involuppo spiegato nel capitolo 6.3.

Il primo passo è stato dunque quello di effettuare l'involuppo delle onde acquisite, ben delineato in Fig 6.20.

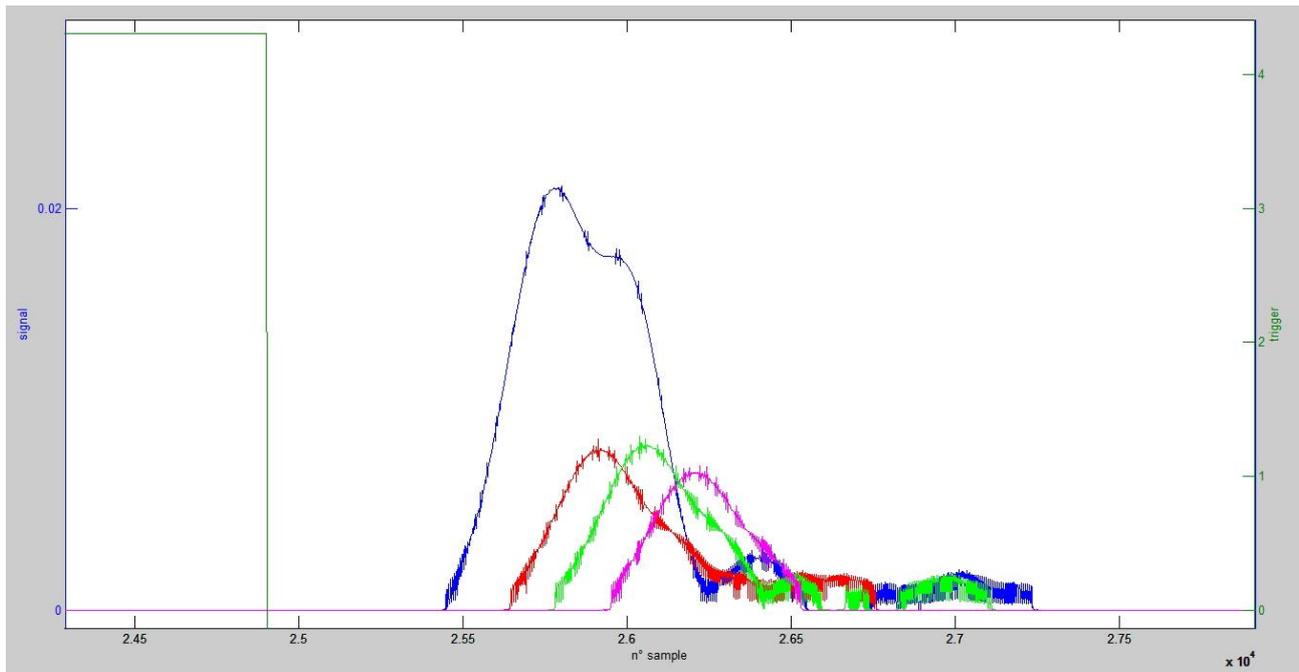


Figura 6.20

È stata eseguita successivamente una scalatura ed una traslazione in modo da minimizzare l'errore di sovrapposizione (Fig 6.21). Tramite queste operazioni è possibile ricavare le distanze relative tra le varie onde, ma non le distanze dal trigger.

Come distanze relative abbiamo ottenuto valori in accordo con quanto atteso, tranne per le distanze relative con la prima onda che risulta leggermente minore, questo può esser dovuto al fatto che anche se simile, la prima curva detiene una forma leggermente diversa dalle altre, il che rende difficile una completa sovrapposizione, cosa che avviene quasi perfettamente invece con le prove a 20, 30 e 40 cm.

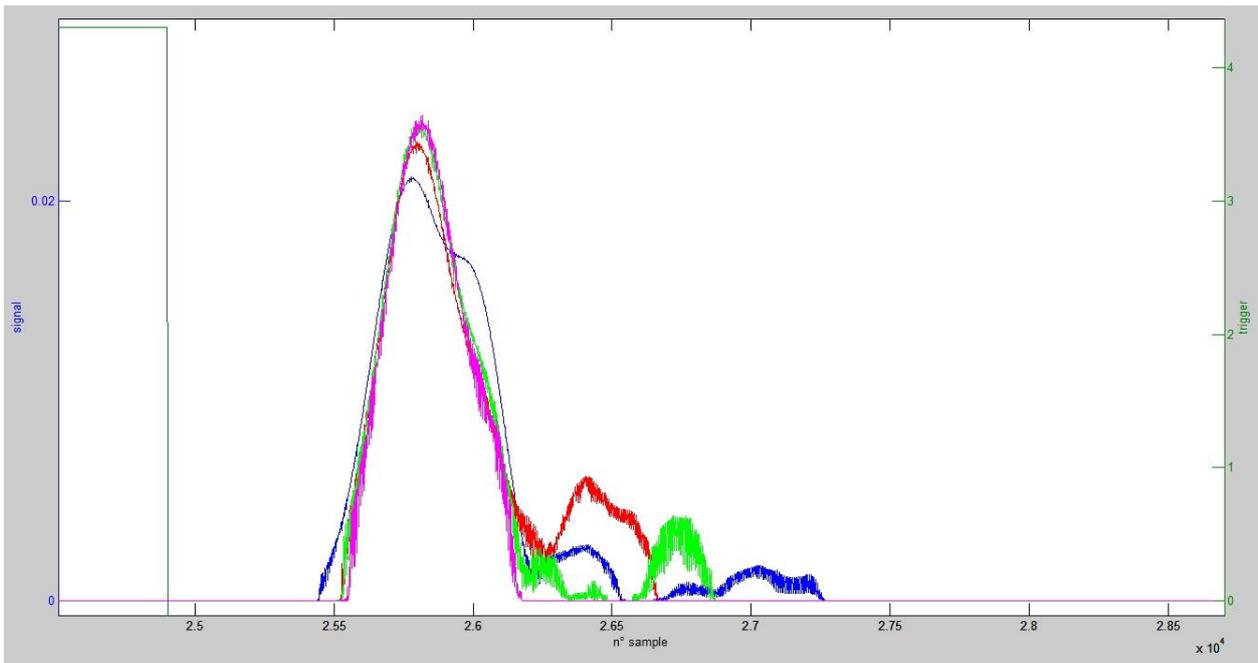


Figura 6.21

Per il calcolo della distanza onda-trigger è stato scelto il metodo che prevede la ricerca di una soglia prefissata, il quale ha prodotto come risultato il grafico di Fig 6.22. I punti rappresentano tutti i delta campioni calcolati dopo ogni transizione per 10 prove effettuate per ciascuna distanza, la linea raffigura invece l'andamento medio. È interessante notare come la dispersione dei dati sia contenuta.

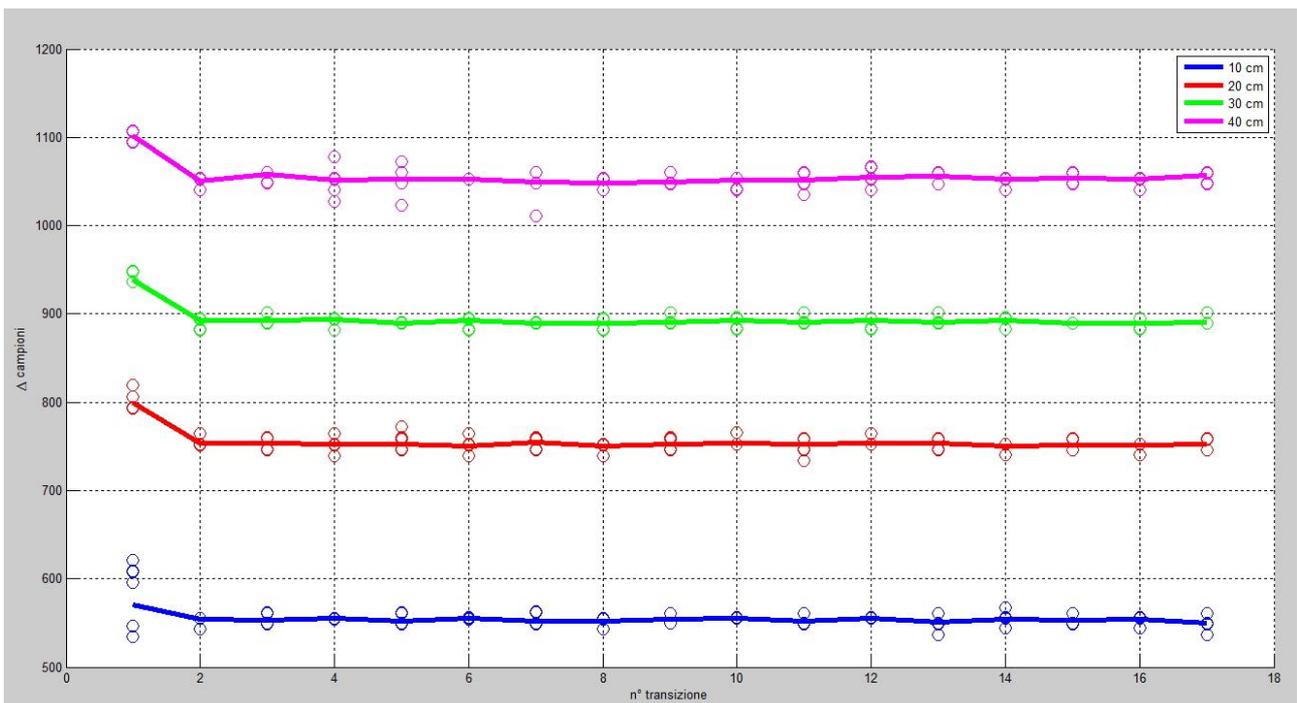


Figura 6.22

Dai delta campioni possiamo quindi ricavare la distanza misurata in cm.

Dopo una necessaria traslazione, dovuta al fatto che utilizziamo un modello in cui la distanza non è presa perfettamente da inizio onda, ma dall'indice di soglia rilevato, ricaviamo il grafico in Fig 6.23.

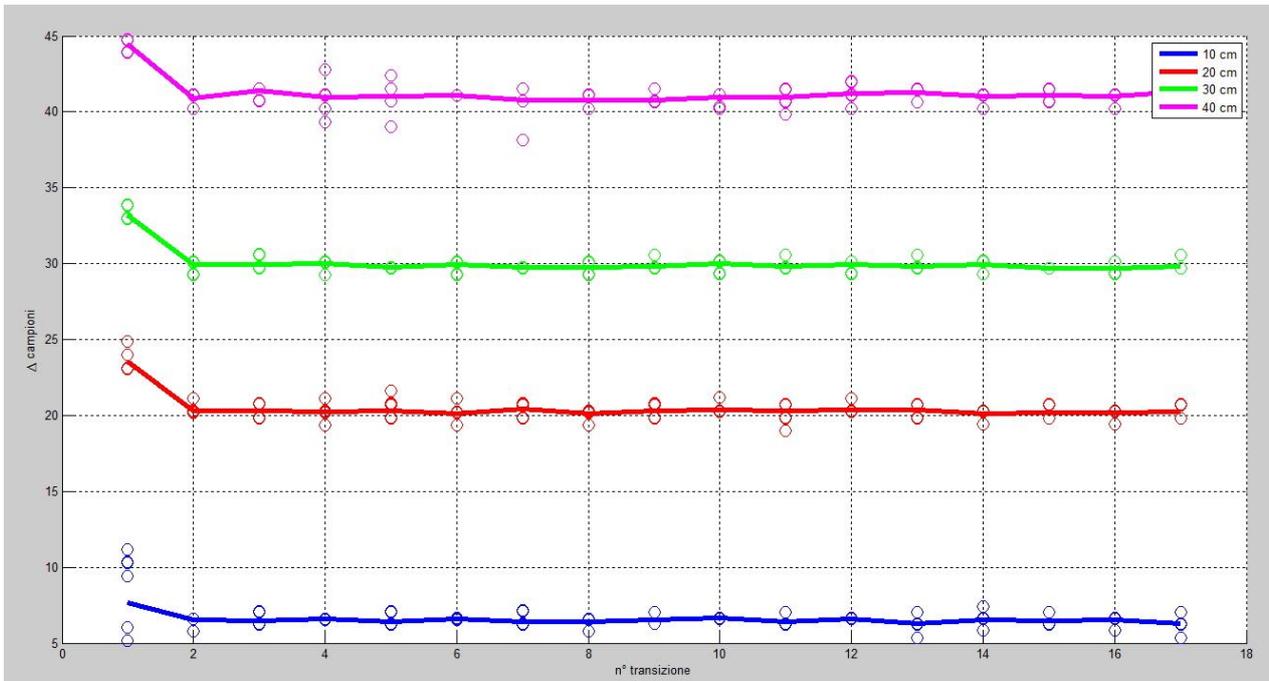


Figura 6.23

Come si può osservare a parte la prima distanza che riporta un errore maggiore le altre mostrano chiaramente la loro equispaziatura di 10cm.

L'errore maggiore rilevato sulla prima prova può essere dovuto al fatto che non lavoravamo nel intervallo di distanze specificato nelle caratteristiche dei sensori (Fig 4.5).

Un controllo finale è stato svolto relativamente la deviazione standard (Fig 6.24), che è un indice di dispersione delle misure sperimentali, tale indice ci quantifica quanto le misure si discostino dal valore medio.

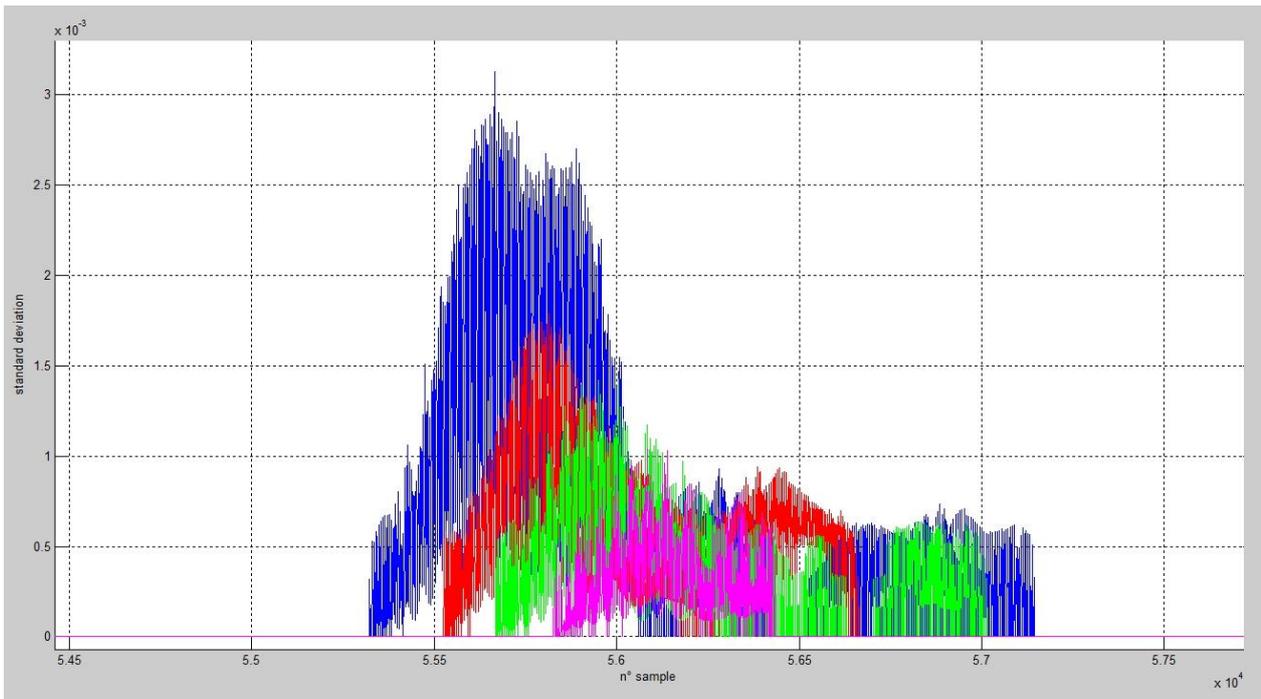


Figura 6.24

Il grafico della deviazione standard è un ulteriore conferma dell'alto determinismo del CompactRIO, visibile sia dai bassi valori rilevati di deviazione standard perseguiti da queste ultime acquisizioni rispetto ai valori più alti ottenuti da acquisizioni in cui il trigger era originato dal generatore d'onde, sia per la minore dimensione dell'intervallo in cui viene rilevato il picco (Fig. 6.25).

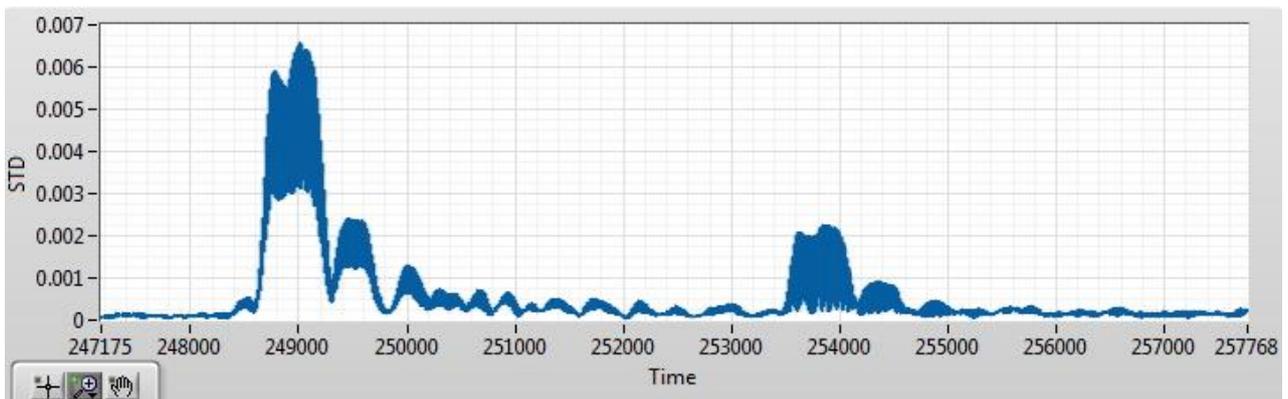


Figura 6.25

## Capitolo 7

---

### Conclusioni e sviluppi futuri

---

Con il presente elaborato è stato realizzato uno studio di acquisizione ed elaborazione dati aventi come oggetto onde ricevute da sensori ad ultrasuoni.

L'obiettivo primario era quello di riuscire a progettare un sensore di portata ad ultrasuoni.

Inizialmente è stato elaborato un modello di simulazione che ci mostrasse la variazione di un'onda acquisita col cambiamento di parametri fisici, successivamente sono stati sviluppati i moduli Real-Time ed FPGA in ambiente LabVIEW che hanno permesso di acquisire dati anche ad altre frequenze di campionamento col CompactRIO.

Dopo le prime acquisizioni ci si è resi conto della necessità di introdurre un filtro con lo scopo di facilitare l'elaborazione dati utilizzando un segnale più pulito.

Successivamente sono stati studiati metodi per il calcolo della differenza di tempo che intercorre tra l'onda emessa e l'onda ricevuta, tali metodi sono stati utilizzati per il calcolo di diverse distanze tra i sensori.

Un passo fondamentale è stato comprendere il basso determinismo del generatore d'onde che inizialmente veniva usato per produrre le onde emesse, si è passati così alla generazione del trigger col CompactRIO, che si è rivelato molto più efficiente.

Successivamente sono state fatte acquisizioni con un flusso in movimento (generato da un compressore) le quali però ci hanno riportato segnali in ricezione eccessivamente rumorosi e difficilmente elaborabili che ci ha portati a soffermarci per cercare di migliorare il codice in modo da renderlo più robusto per ulteriori analisi da effettuare con un flusso in movimento.

Un'osservazione va fatta anche sui sensori utilizzati i quali in acquisizione registravano un'ampia gamma di frequenze sonore non previste, si può pensare di utilizzare sensori che acquisiscano un intervallo di frequenze più ristretto.

- [1] Principles of operation for ultrasonic gas flow meters  
John Lansing
  
- [2] Theory of ultrasonic flow measurement-gases and liquids  
Class 3190, Herb Estrada, Chief Engineer, Caldon, Inc.
  
- [3] Ultrasonic Anemometer (Wind speed and direction)  
<http://www.technik.dhbw-ravensburg.de/~lau/ultrasonic-anemometer.html>
  
- [4] Ultrasonic Flowmeter Basics  
John Flood
  
- [5] Design and Construction of a Pulsed Ultrasonic Air Flowmeter  
Christian Buess, Peter Pietsch, Walter Guggenbuhl, Erwin A.Koller
  
- [6] Ultrasonic flow measurement for industrial applications  
Krohne Messtechnik GmbH & Co.
  
- [7] The influence of flattened flow profiles to the air flow velocity measurement by ultrasound  
L. Jakevičius, J. Butkus, V. Janušas, V. Ilgarubis.
  
- [8] Misure di portata e di velocità dei fluidi  
R.Montanini
  
- [9] Tesi di laurea:Circuiti di conversione analogico-digitale  
Motterle Francesco, università degli studi di Padova.
  
- [10] Filtri,Dispense del corso  
Ingegneria delle telecomunicazioni, università degli studi di Sannio
  
- [11] Dispense di fluidodinamica  
G.Scarpi, università degli studi di Bologna
  
- [12] Digital signal Processing, concepts and applications  
Bernard Mukgrew,Peter Grant, John Thompson