



UNIVERSITA' DI PISA  
SCUOLA DI INGEGNERIA

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

# Progettazione e realizzazione di un sistema di navigazione con sensori inerziali e anemometro.

---

Relatori:

Prof. Paolo Bruschi

Ing. Massimo Piotto

Candidato:

Giacomo Morreale

Anno Accademico 2015/2016

## Indice

Introduzione .....	4
Capitolo 1. Sistemi di navigazione inerziale .....	5
1.1 Che cosa sono .....	5
1.2 Sensor Fusion .....	13
1.3 Tipologie di sensori .....	17
Capitolo 2. Anemometro direzionale .....	27
2.1 Tipologie di anemometri .....	27
2.2 Principio di funzionamento .....	32
2.3 Soluzione proposta .....	35
2.4 Descrizione del primo prototipo .....	42
2.5 Risultati dell'esperimento .....	45
2.6 Conclusioni .....	47
2.7 Seconda soluzione .....	48
2.8 Struttura del dispositivo e fabbricazione .....	50
2.9 Caratterizzazione del dispositivo .....	52
2.10 Anemometro direzionale a canai pesati .....	54
Capitolo 3. Progetto della IMU .....	58
3.1 Microcontrollore MSP430 .....	59
3.2 Descrizione schema elettrico .....	66
3.3 Realizzazione PCB .....	69
3.4 Produzione PCB .....	72
3.5 Piattaforma I-Nemo .....	73

3.6 Barometro .....	75
3.7 Fabbricazione anemometro .....	76
3.8 Firmware .....	78
Capitolo 4. Interfaccia Python e Misure .....	84
4.1 Interfaccia Python .....	84
4.2 Caratterizzazione anemometro .....	89
4.3 Misura dello spostamento .....	93
4.4 Misure di integrazione della velocità angolare e accelerazione .....	101
Appendice .....	109
Bibliografia .....	111

## **Introduzione.**

I sistemi di navigazione hanno il compito di rilevare l'accelerazione e la velocità angolare tramite sensori accelerometri e giroscopi. Integrando due volte l'accelerazione sono in grado di risalire allo spostamento, mentre integrando una sola volta la velocità angolare riescano a capire l'orientazione del sistema. Confrontati con altri sistemi di navigazione troviamo vantaggi considerevoli. Rispetto a sistemi GPS possono essere usati in contesti indoor e hanno una precisione più elevata. Inoltre non hanno bisogno di riferimenti esterni a differenza di sistemi di elaborazione di immagini. I problemi vengono fuori quando vengono effettuate le integrazioni per trovare la posizione e l'orientamento. La presenza, anche minima, di offset sulla misura comporta un errore che cresce illimitatamente. In questo progetto è stato realizzato un sistema di navigazione con sensori inerziali (accelerometro, giroscopio) e anemometro. L'intero sistema è composto da una board molto compatta e low-power progettata e realizzata nei laboratori del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione con un microcontrollore MSP430i2041 che elabora i dati provenienti dai sensori inerziali integrati in una scheda LSM9DS1 e dall'anemometro ricavando posizione, velocità e inclinazione. La novità è l'anemometro a canali pesati sviluppato dal Prof P.Buschi e da Ing.Piotto che sfrutta una strategia innovativa per la misura della velocità e della direzione del vento. L'anemometro direzionale misura la velocità dell'aria relativa alla velocità del sistema. In contesti indoor, dove l'aria è ferma, le due velocità coincidono. Dalla velocità integrando una sola volta risaliamo allo spostamento. Quest'ultimo particolare fa sì che le misure sulla posizione risultano affette da un drift molto minore rispetto a quelle ottenute integrando due volte il valore di accelerazione proveniente da un accelerometro MEMS.

# Capitolo 1. Sistemi di navigazione inerziale.

## 1.1 Che cosa sono.

Un sistema di navigazione inerziale è un sistema che si occupa di stimare lo stato del sistema, ovvero la sua posizione, la sua velocità e il suo assetto rispetto ad una terna di riferimento inerziale senza l'ausilio di riferimenti esterni, ma effettuando misure esclusivamente a bordo.

La navigazione inerziale viene utilizzata in alternativa ai sistemi GPS, per tutti quei casi in cui il segnale GPS potrebbe essere non disponibile (come in contesti indoor) o non garantito (come nel caso di scenari militari, dove il segnale può essere oscurato da contromisure elettroniche). I sistemi inerziali vengono anche utilizzati in cooperazione con il GPS per migliorare l'accuratezza di breve periodo. Oltre ai sistemi di navigazione basati su GPS o sistemi inerziali, sono disponibili altre tecniche di determinazione della posizione, che indicheremo brevemente qui di seguito.

La navigazione stimata, per esempio permette di ottenere la posizione dalla conoscenza della rotta e dalla velocità del veicolo rispetto al mezzo circostante. Tale tipo di navigazione, per assicurare una buona precisione, necessita di conoscere la velocità di trascinamento del mezzo.

La navigazione astronomica, nota fin dall'antichità, ha limitazioni decisive, in quanto occorrono particolari condizioni meteorologiche perché sia attuabile.

Questi inconvenienti possono essere risolti usando un sistema inerziale. Questo è un sistema passivo, per cui non è soggetto a interferenze esterne o ad emissioni di segnali che possono farlo individuare. Inoltre sono fornite con continuità tutte le informazioni di velocità e posizione in tutte le condizioni meteorologiche.

Per ottenere informazioni sullo stato attuale del sistema si sfruttano i dati provenienti generalmente da giroscopi e accelerometri. I giroscopi misurano la velocità angolare del sistema rispetto a una terna di riferimento inerziale. Utilizzando l'orientamento iniziale e integrando la velocità angolare si conosce l'orientamento del sistema. Con questa sola informazione riusciamo a capire la direzione intrapresa ma non a che velocità ci stiamo muovendo.

D'altro canto gli accelerometri servono per rilevare l'accelerazione del sistema nel riferimento inerziale, ma nelle direzioni relative al sistema in cui vengano misurate, visto che questi sono solidali con l'oggetto in movimento. Integrando due volte è possibile sapere quanto è lo spostamento nelle varie direzioni. Un accelerometro oltre che per misurare una accelerazione lineare può essere impiegato per applicazioni di **tilt sensing**, ovvero per misurare l'inclinazione di un corpo, sfruttando l'accelerazione di gravità.

Un accelerometro nella sua forma più semplice può essere schematizzato come in figura 1.1.

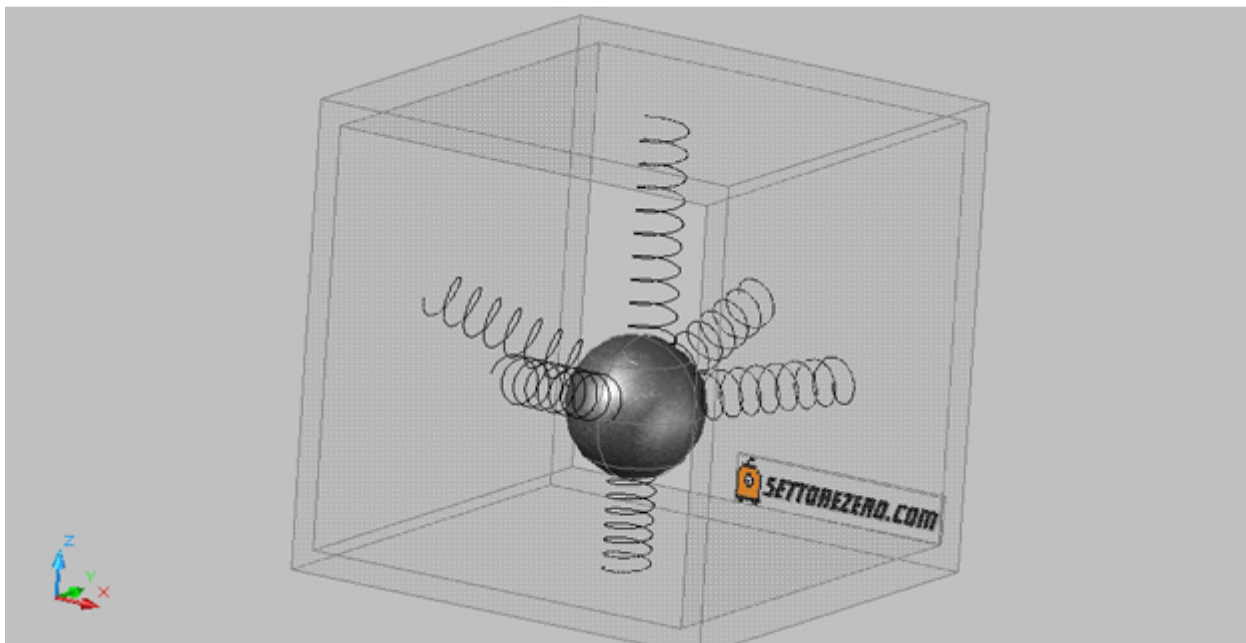


fig 1.1: schema funzionale di un accelerometro [2].

Muovendo il cubo nello spazio la sfera di conseguenza si muoverà al suo interno comprimendo o allungando le molle. La misura del grado di compressione fa capire l'accelerazione della massa in una specifica direzione. Nel caso in cui siamo in condizione statiche (il cubo è fermo nello spazio), l'unica accelerazione presente sarà quella gravitazionale. Vedremo quindi la molla comprimersi solo lungo l'asse Z. Immaginiamo di ruotare il corpo lungo l'asse X (figura 1.2) e di tenerlo fermo con una certa angolazione.

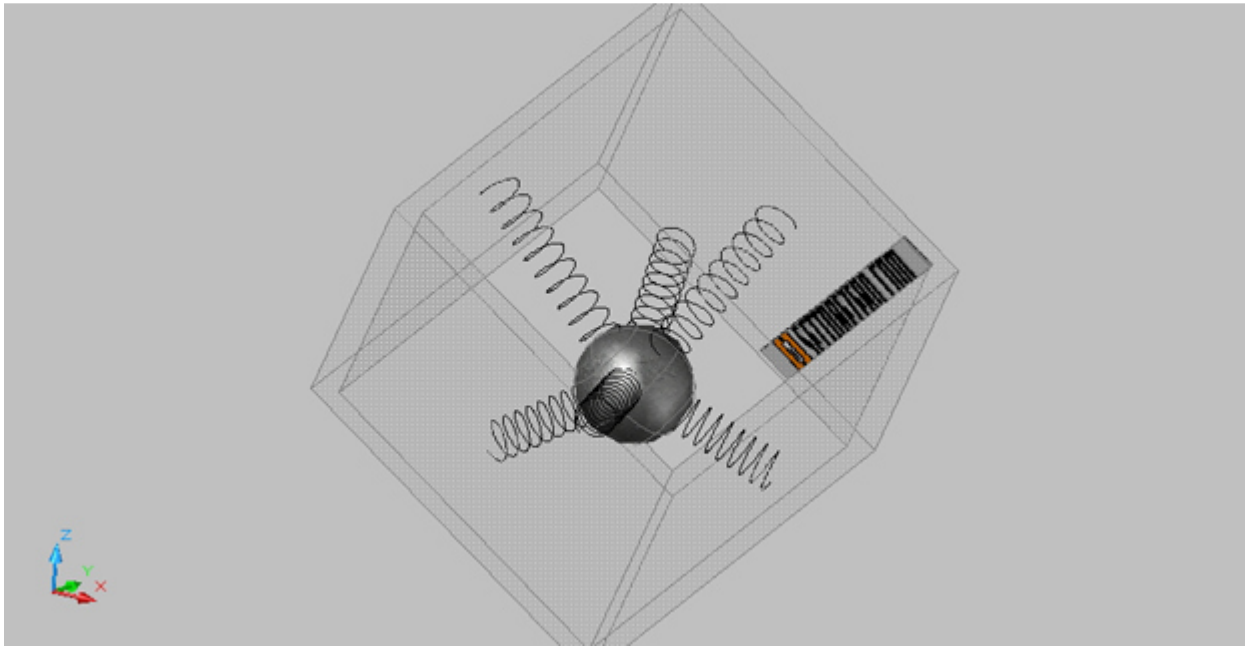


fig 1.2: accelerometro ruotato [2].

Notiamo come ora a essere compresse sono le molle lungo l'asse X e Z, mentre sull'asse Y non viene misurata alcuna compressione. Possiamo dire che l'accelerazione lungo Y è pari a zero. Ora il valore di accelerazione in X e Z sarà minore di 1g. Con un po' di trigonometria sarà possibile determinare di quanto il corpo è ruotato.

Vediamo di capire fino a che punto gli accelerometri sono in grado di rilevare rotazioni.

Un corpo nello spazio può ruotare attorno a 3 assi come illustrato in figura 1.3. Facendo riferimento ai velivoli si parla più propriamente di angoli di roll, yaw e pitch.

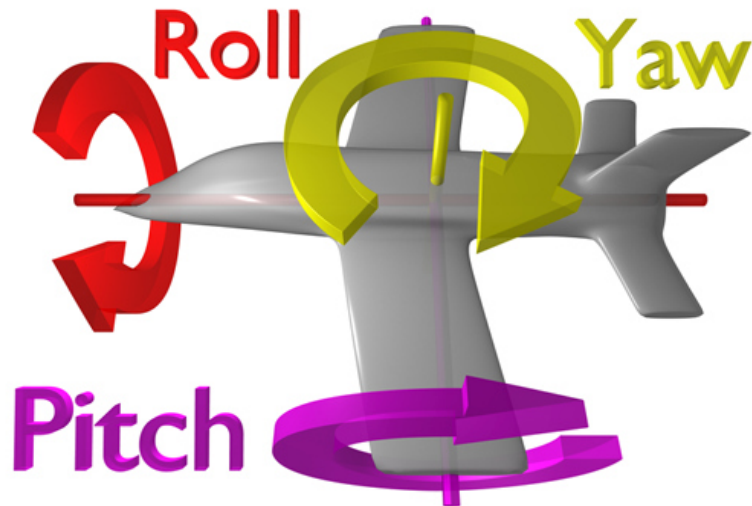


fig 1.3: angoli di rollio beccheggio e imbardata [2].

Per convenzione una rotazione attorno all'asse **X** viene detta rollio (roll). La rotazione attorno all'asse **Y** viene detta beccheggio (pitch). La rotazione attorno all'asse **Z** viene detta imbardata (yaw).

Ovviamente l'accelerometro appena descritto non è in grado di rilevare l'angolo di imbardata. Se immaginiamo di prendere lo schema di principio della figura 1.1 e di farli compiere una rotazione all'asse **Z**, osserveremo che non cambierà niente. Tutte le molle rimarranno con la stessa tensione e di conseguenza non verrà registrata nessuna rotazione. Per questo motivo non è possibile rilevare con solo gli accelerometri tutte le possibili rotazioni nello spazio. Ecco che le piattaforme inerziali si servono di giroscopi che servono in maniera più specifica a rilevare angoli di rotazione.

Oltre che determinare lo stato del sistema, il vero obiettivo della navigazione è il mantenimento della rotta prefissata. Assolvere a questo compito mediante un sistema inerziale va incontro ad una difficoltà che si ha quando si va a fare l'integrazione dell'accelerazione e velocità angolare per tempi relativamente grandi. Inevitabilmente si va a integrare un offset, questo comporta un errore che cresce illimitatamente che fa perdere la giusta rotta al sistema. Si tenga conto che la precisione di un sistema di navigazione di buona qualità è attorno a 0.6 miglia nautiche per ora in posizione e



nell'ordine dei decimi di grado per ora nell'orientamento. Per limitare il più possibile questo problema vengano usati i filtri di Kalman [3].

Il filtro di Kalman consente di stimare il vettore dello stato  $X$  di un sistema lineare discreto descritto dalle seguenti equazioni che evolve dallo stato  $k-1$  all'istante  $k$ :

$$X(k) = A \cdot X(k-1) + B \cdot \mu(k-1) + w(k)$$

$$Y(k) = C \cdot X(k) + v(k)$$

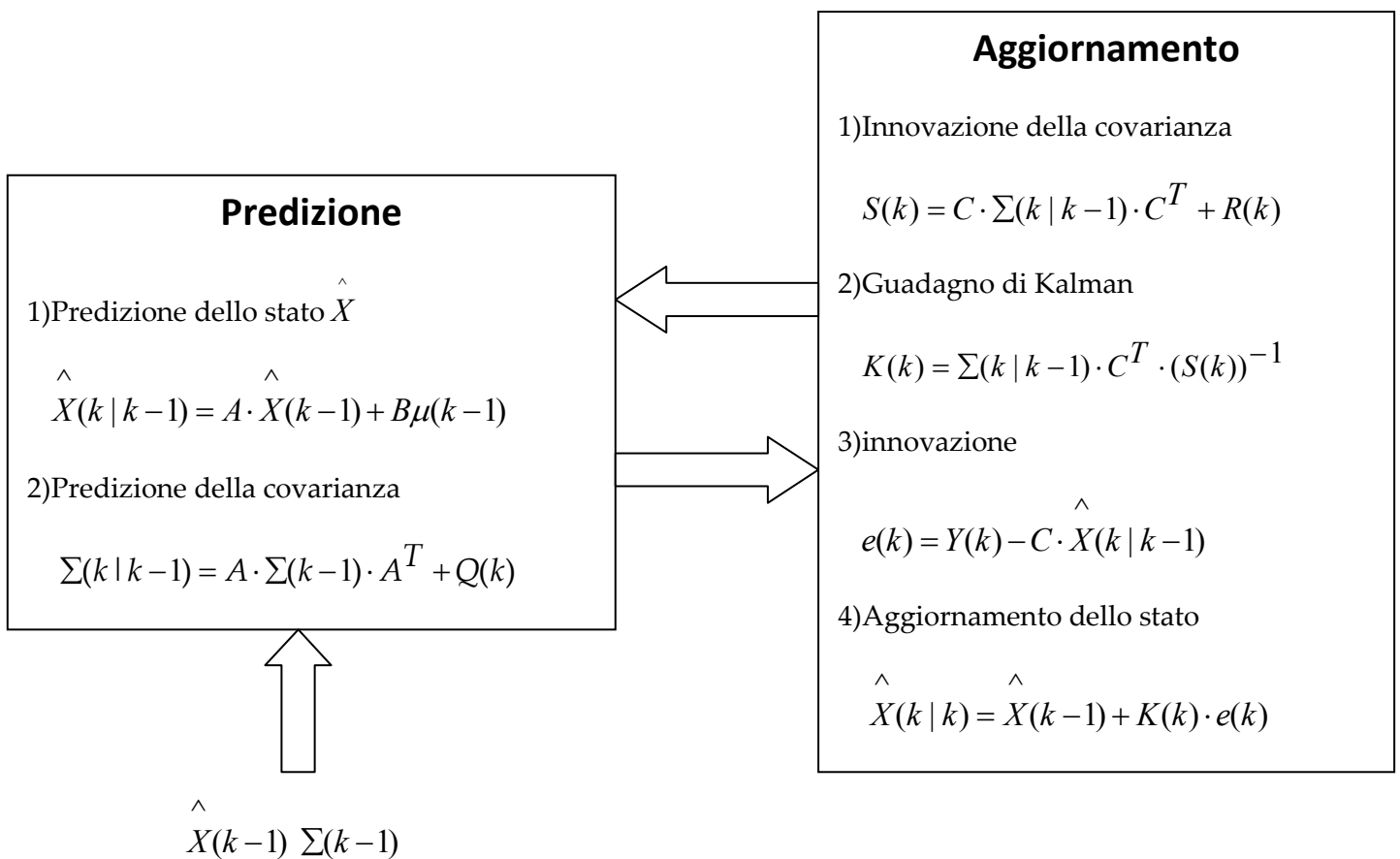
- $w(k)$  è un processo gaussiano a media nulla con matrice di covarianza data, pari a  $Q(K)$
- $v(k)$  è un processo gaussiano a media nulla con matrice di covarianza data, pari a  $R(K)$
- $w(k)$  e  $v(k)$  sono variabili indipendenti. L'incertezza sulla misura non dipende dall'incertezza sul processo e viceversa.
- $x(k)$  rappresenta lo stato del sistema ad un istante  $k$ . E' una variabile aleatoria gaussiana perché combinazione lineare di vettori aleatori gaussiani.
- $y(k)$  rappresenta la misura dal sensore all'istante  $k$ . E' una variabile aleatoria gaussiana perché combinazione lineare di vettori aleatori gaussiani.
- $\mu(k)$  rappresenta il vettore degli ingressi.

L'algoritmo è ricorsivo, sono necessari lo stato stimato all'istante precedente e la misura attuale per calcolare la stima dello stato successivo.

L'algoritmo ha bisogno di essere inizializzato e poi cicla tra due stati detti rispettivamente **predizione** e **aggiornamento**. L'inizializzazione consiste nel fissare lo stato iniziale  $x(0)$  ad un vettore aleatorio gaussiano con valor medio  $\mu_0$  e covarianza  $\Sigma_0$ . Tanto più vicino è lo stato reale, tanto più sarà rapida la convergenza del filtro allo stato del sistema. Se si ha una stima approssimativa di  $\mu_0$  bisognerà fornire al sistema tale stima e una matrice di covarianza adeguata. Al contrario se non si ha una stima dello stato iniziale si inizializza il filtro con un valore iniziale casuale e con un valore di matrice di covarianza grande, in modo da segnalare al filtro che la stima attuale è assolutamente inaccurata.

Una volta inizializzato possiamo passare al vero e proprio algoritmo di ricorsione. Il primo step è prevedere lo stato del sistema e la relativa covarianza all'istante  $k$ , avendo la conoscenza delle due quantità all'istante  $k-1$ . Dopo di che passiamo all'aggiornamento. In questa fase verrà determinato un errore sulla misura e il guadagno del sistema, detto guadagno di Kalman. Noti l'errore e il guadagno sarà possibile aggiornare la covarianza e lo stato del sistema in modo da avere una stima più precisa di quest'ultimo.

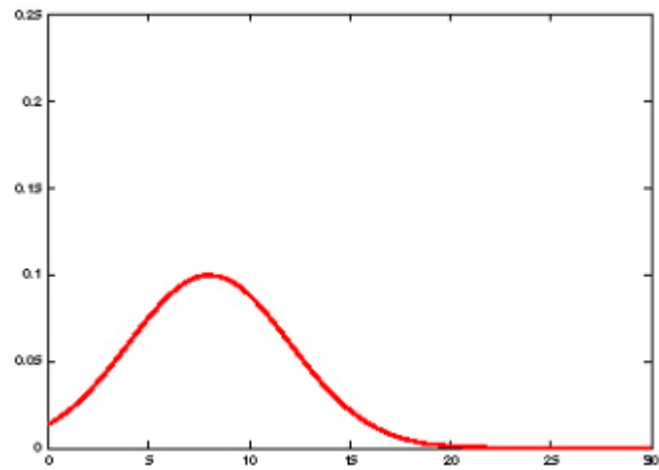
Riassumendo in formule abbiamo che:



Vediamo di fornire un esempio pratico.

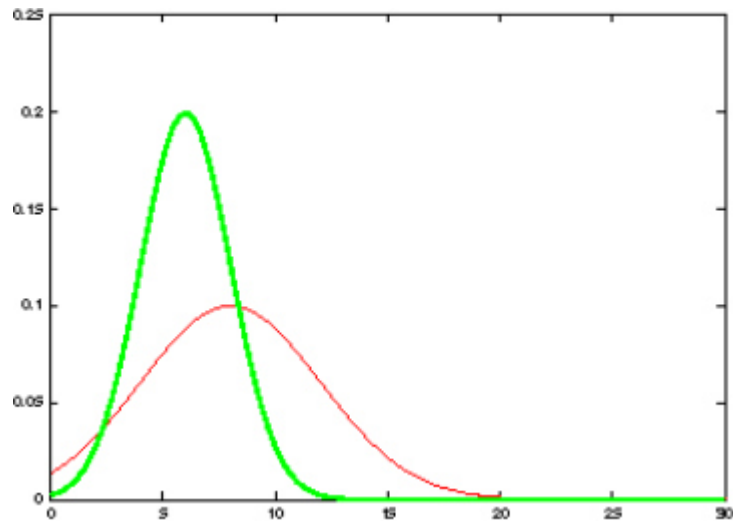
Supponiamo che un robot si muova lungo l'asse orizzontale. Il robot conosce il modello di se stesso e riceve informazioni della sua posizione da un sensore. Sia il modello che la misura del sensore sono imprecisi, quindi possono essere rappresentati come variabili aleatorie gaussiane.

Come mostra la figura 1.4 il robot sa dove si trova (valor medio della gaussiana), ma con una certa imprecisione (ampiezza della gaussiana).



*fig 1.4: posizione stimata dal robot.*

Il robot legge l'uscita dal sensore per sapere dove si trova e riceve una misura con una certa imprecisione (gaussiana in verde nella figura 1.5).



*fig 1.5: posizione letta dal sensor*

Il filtro di Kalman fonde l'informazione della posizione del robot con quella derivante dal sensore e ottiene una stima più precisa di dove si trova come mostrato dalla gaussiana in blu nella figura 1.6.

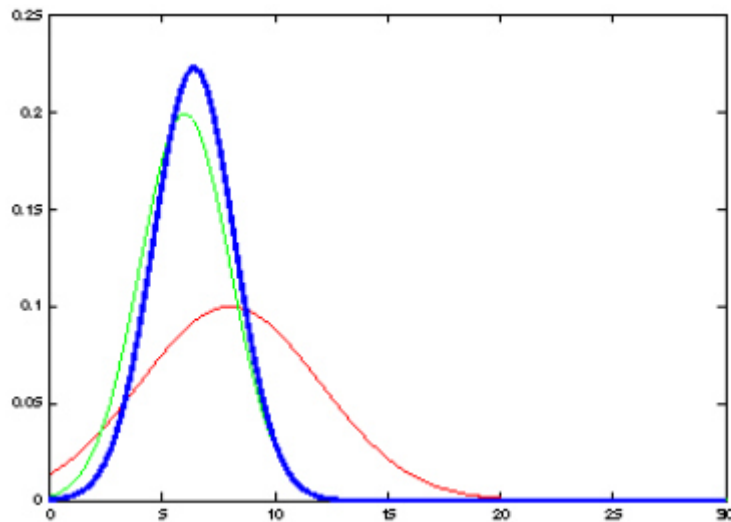


fig 1.6: stima finale della posizione.

Si osserva che se la covarianza di processo è alta il guadagno di Kalman dà più peso all'innovazione, viceversa se la covarianza di innovazione è alta il guadagno di Kalman dà più peso alla predizione.

## 1.2 Sensor fusion.

Le motivazioni che spingono alla realizzazione di una rete di sensori sono molteplici: in generale si sceglie di riunire in una rete un certo numero di sensori allo scopo di ottenere potenzialità che un sensore non è in grado di possedere singolarmente.

Il concetto di sensor fusion non è certo una novità. Gli esseri umani e gli animali, con l'evoluzione, hanno sviluppato la capacità di usare i propri sensi per ottenere un'informazione completa, fondamentale per la sopravvivenza. Per esempio per valutare la qualità di una sostanza e la sua commestibilità, utilizzare solo la vista non permette un'accurata valutazione, ma combinando vista, tatto, odore e gusto la valutazione sarà molto più precisa; oppure quando la visibilità è limitata, l'udito diventa una componente vantaggiosa di allerta per eventuali pericoli. Oggi con lo sviluppo di nuove tecnologie di processo per la fabbricazione di sensori e di algoritmi software sempre più sofisticati per l'elaborazione dei dati, abbiamo applicazioni multisensoriali in molti ambiti. In campo aerospaziale e militare dove si sfruttano tecniche di sensor fusion per realizzare complessi

sistemi di navigazione, inseguimento e tracking; applicazioni automotive e guida assistita; ultime e in grande diffusione applicazioni di videosorveglianza.

Un sistema sensor fusion [4] è caratterizzato da due entità: la rete di sensori e la struttura del sistema di fusione.

Le modalità secondo le quali una rete di sensori interagisce sono: complementarietà, concorrenza, cooperazione.

*Sensori complementari:* la complementarietà si può manifestare in due diverse modalità: sono complementari sensori di natura diversa che forniscono grandezze fisiche diverse, oppure sono complementari sensori dello stesso tipo che agiscono in diverse zone di rilevamento. Secondo le modalità descritte una rete complementare è utile quando si vogliono monitorare diversi aspetti dello stesso fenomeno fisico al fine di avere una descrizione più precisa, oppure quando si ha la necessità di acquisire dati in un'area molto vasta che non potrebbe mai essere coperta da un solo sensore.

*Sensori concorrenti:* insieme di sensori distinti che forniscono informazioni relativamente alla stessa grandezza fisica o alla stessa zona di rilevamento. Possono essere identici oppure sfruttare differenti metodi per misurare la stessa grandezza fisica. La concorrenza è sfruttata per aumentare l'affidabilità del sistema e per aumentare il livello di tolleranza al malfunzionamento di qualche singolo sensore.

*Sensori cooperanti:* insieme di sensori indipendenti la cui osservazione è combinata allo scopo di ottenere informazioni che con un solo sensore non sarebbe possibile ottenere. Lo svantaggio di questa tipologia è che è particolarmente difficile da realizzare e causa un deterioramento dell'affidabilità e della robustezza del sistema di misura. Un esempio di cooperazione è dato da due telecamere che monitorano una regione: dalla visione bidimensionale delle due è possibile ricostruire la profondità della regione osservata ottenendone una rappresentazione tridimensionale.

L'altra entità da tener presente è la struttura del sistema di fusione detta data fusion. Tale struttura è possibile organizzarla in due modi differenti: *struttura centralizzata* e *struttura distribuita*.

*Struttura centralizzata*: le misure acquisite da ogni sensore vengano inviate ad un unità centrale nella quale vengano opportunamente processate al fine di ottenere la stima dello stato. In questi sistemi si esige una capacità di calcolo molto spinta.

*Struttura distribuita*: ogni sensore è dotato di capacità computazionale sufficiente da processare le proprie misure al fine di ottenere una stima locale del vettore di stato, la quale viene inviata ad un unità centrale che si occupa di combinare le varie stime locali ottenendo una stima globale. Il fatto che una parte dell'elaborazione avvenga a livello del singolo sensore comporta una minor necessità computazionale dell'unità centrale. Inoltre una struttura distribuita è di particolare interesse qualora si voglia dotare un insieme di sensori complementari della capacità di auto-organizzarsi comunicando tra loro le proprie informazioni locali.

Un esempio di applicazione sensor fusion è l'UAV [5] (Unmanned Aerial Vehicle). Si tratta di un sistema di guida assistito per un elicottero in grado di orientarsi anche in assenza di segnale GPS.

Il sistema di navigazione è dotato di tre accelerometri, tre giroscopi, sensori di pressione e una video camera di bordo.

Un odometro sfrutta il risultato di uno specifico algoritmo basato su approssimazione dei minimi quadrati che lavora sull'immagine della camera di bordo per calcolare la distanza percorsa dall'UAV. La misura effettuata dall'odometro è affetto da un drift non trascurabile. Per compensare si usa un modulo di registrazione delle immagini geo-referenziate.

In figura 1.7 è mostrato lo schema di funzionamento di guida assistita.

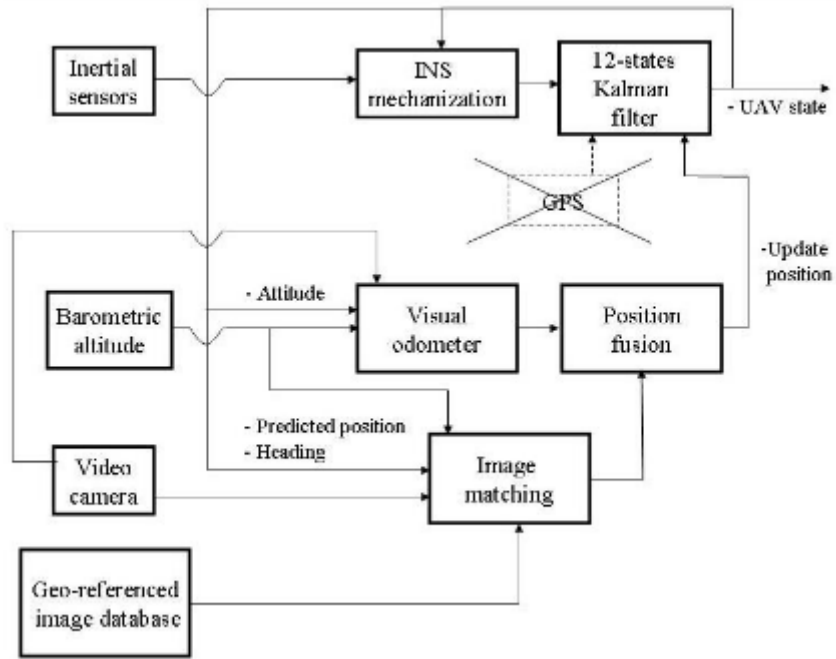


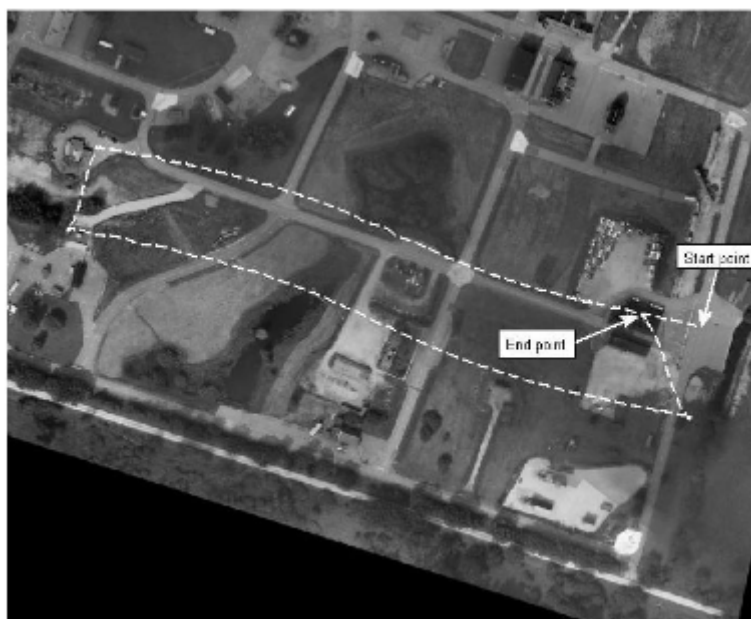
fig 1.7: schema funzionale di guida assistita.

Il blocco INS (inertial sensors) integra nel tempo le informazioni provenienti dai sensori inerziali. Il filtro di Kalman stima l'errore introdotto da INS grazie all'aggiornamento della posizione proveniente dai blocchi sottostanti. L'errore stimato dal filtro di Kalman è usato per correggere le integrazioni del blocco INS.

L'odometro ha una frequenza di aggiornamento di 4 Hz. L'aggiornamento della posizione rilevato dalla registrazione d'immagini è disponibile solamente se si ha un corretto matching tra il database geo-referenziato e la video camera di bordo. Se non c'è matching l'uscita dell'odometro va direttamente in ingresso al filtro di Kalman. Quando c'è matching l'immagine registrata è affidabile. Questa può essere utilizzata per correggere la soluzione dell'odometro.

L'esperimento ha avuto successo. L'elicottero ha volato per 1 Km (vedi immagine della figura 1.8) senza l'ausilio del GPS senza accumulare drift.





*fig 1.8: percorso effettuato dall'elicottero*

### 1.3 Tipologie di sensori.

In questa sezione andiamo a elencare le principali tipologie di sensori inerziali (accelerometri, giroscopi, magnetometri) giusto per dare un quadro generale di riferimento su come lavorano questi oggetti.

#### Accelerometri.

Il principio di funzionamento degli accelerometri è in linea di massima spiegato nella prima sezione. Abbiamo una massa di prova applicata ad una molla con una certa costante elastica. Quando siamo in presenza di una forza esterna la massa si sposterà dalla sua posizione di equilibrio di una quantità proporzionale all'accelerazione. La variazione di posizione viene opportunamente convertita in un segnale elettrico. Gli accelerometri si diversificano in base a come viene generato il segnale elettrico.

*Accelerometro estensimetrico:* un accelerometro estensimetrico ha la capacità di trasformare un'accelerazione meccanica in una variazione di resistenza. Costruttivamente esso è costituito da una griglia, composta da una delle leghe di rame-nickel e nickel-cromo e da un supporto come mostrato in figura 1.9.

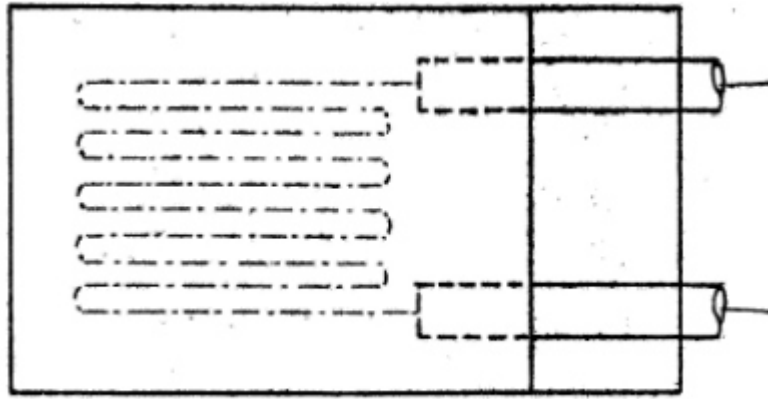


fig 1.9: schema accelerometro estensimetrico [2].

Il supporto permette la manipolazione dell'estensimetro, mettendo a disposizione una superficie per poter incollare l'estensimetro all'oggetto sottoposto a sollecitazione meccanica. Questa causa una variazione di resistenza dell'estensimetro. La variazione di resistenza può essere causata non solo da una forza ma anche da una variazione di temperatura. Per misurare la deformazione dovuta alla sollecitazione e allo stesso tempo annullare il contributo dovuto alla temperatura il sensore viene montato su un ponte di Wheastone.

*Accelerometro LVDT*: l'accelerometro LVDT (linear variable differential transformer) è costituito da un avvolgimento primario, due avvolgimenti secondari e da un nucleo centrale mobile (figura 1.10).

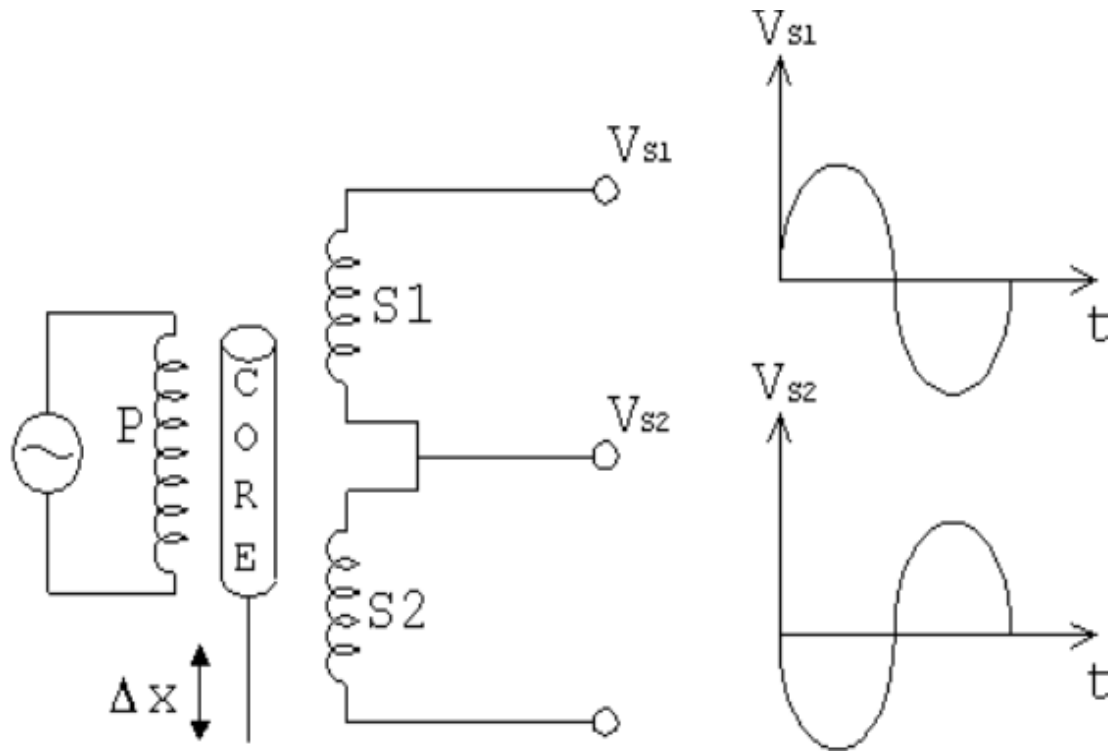


fig 1.10: schema funzionale accelerometro LVDT.

L'avvolgimento primario viene alimentato con una tensione alternata in modo da avere una variazione di flusso e quindi delle correnti indotte sui secondari. I due avvolgimenti secondari vengono messi in contrapposizione di fase, così quando il nucleo si trova al centro la tensione di uscita è nulla. Quando il nucleo si sposta dalla posizione centrale in uscita si ha una tensione proporzionale allo spostamento (le linee di forza si concentrano maggiormente nella direzione dove si è spostato il nucleo). Per sapere in che direzione si è spostato bisogna analizzare la fase della sinusoide di uscita.

*Accelerometro piezoelettrico:* l'accelerometro piezoelettrico sfrutta, come principio della rilevazione dello spostamento della massa, il segnale elettrico di un cristallo piezoelettrico quando è sottoposto a compressione. La massa viene sospesa sul cristallo piezoelettrico. In presenza di un'accelerazione la massa comprime il cristallo, il quale genera un segnale elettrico proporzionale alla compressione. Dato che l'elemento elastico è un cristallo questi accelerometri hanno caratteristiche peculiari:

- presentano una sensibilità relativamente bassa.

- possono sopportare accelerazioni elevatissime senza danneggiarsi (anche 1000 g).
- non possono rilevare accelerazioni costanti nel tempo.

*Accelerometro capacitivo con tecnologia Mems:* la tecnologia Mems permette di ridurre le dimensioni e abbattere i costi.

Come mostrato in figura 1.11 l'accelerometro capacitivo è costituito da una massa sismica mobile e da varie coppie di armature fisse.

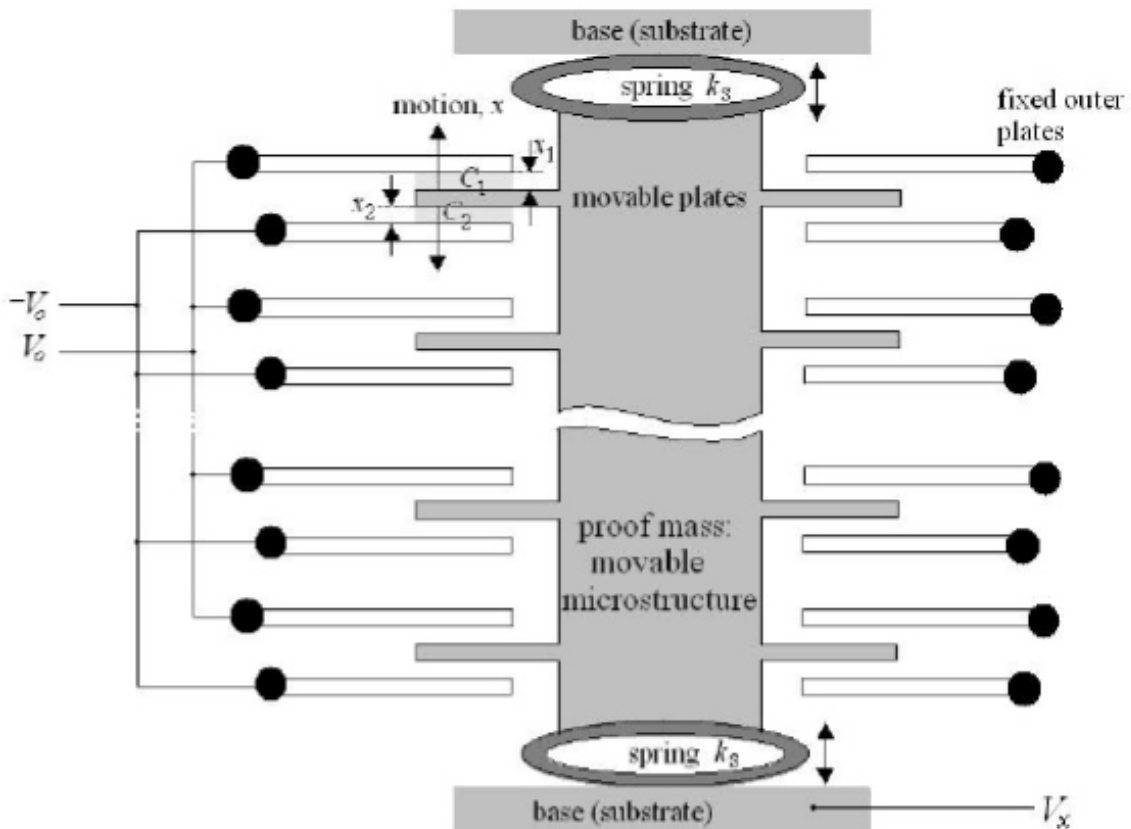


fig 1.11: accelerometro capacitivo MEMS.

Quando viene impressa alla massa sismica la distanza tra un'armatura fissa e l'armatura centrale varia. Questa variazione fa cambiare i valori di capacità  $C_1$  e  $C_2$  che sono approssimabili a capacità a facce piane e parallele. Facendo un po' di conti si scopre che la tensione dell'armatura centrale  $V_x$  è proporzionale allo spostamento  $x$ .

*Accelerometri laser:* l'accelerometro laser è un particolare tipo di accelerometro impiegato per fare misure estremamente precise. Il principio di funzionamento è differente rispetto

a quelli esposti sopra. Un interferometro laser misura istante per istante lo spostamento dell'oggetto in moto, un calcolatore ad esso collegato misura e effettua la derivata seconda rispetto al tempo ottenendo l'accelerazione. I problemi di questi accelerometri è che sono molto costosi, piuttosto ingombranti, richiedono che l'interferometro sia montato a terra e il laser deve essere puntato sempre verso l'oggetto in moto.

## Giroscopi.

Il giroscopio è un dispositivo usato per misurare la velocità angolare rispetto ad uno spazio inerziale.

*Giroscopio meccanico:* un esempio è dato dalla figura 1.12.

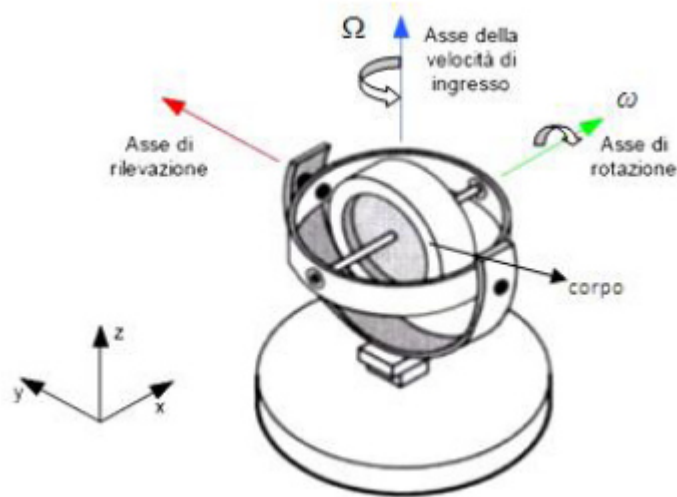


fig 1.12: giroscopio meccanico.

Il corpo viene messo in rotazione lungo l'asse x con una velocità angolare  $\omega$ . Se al corpo si impone un momento lungo y, allora il corpo inizierà a ruotare lungo l'asse z proporzionalmente al momento applicato.

I problemi principali che si hanno con i giroscopi meccanici sono la bassa affidabilità e durata degli organi rotanti che li costituiscono, il peso e il costo elevato. Per risolvere tali problemi sono stati progettati altri tipi di giroscopi che si basano su altri principi fisici.

*Giroscopi ottici:* I giroscopi ottici si basano sull'effetto Sagnac.

Dati due fasci di luce che viaggiano in direzioni opposte in una guida ottica essi si sfasano quando l'anello viene messo in rotazione (figura 1.13).

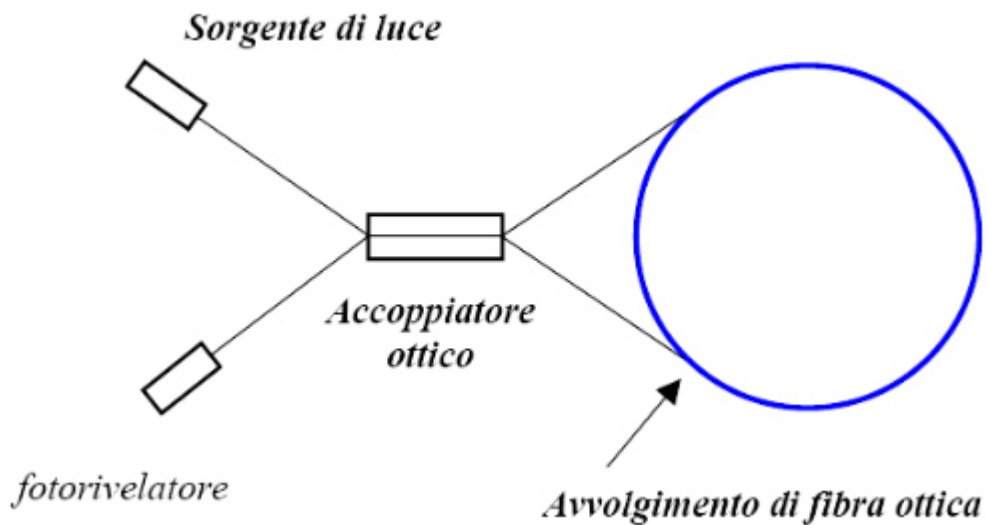


fig 1.13: schema funzionale giroscopio ottico.

Quando il percorso in fibra ottica è messo in rotazione i due raggi viaggiano su un percorso che ha lunghezza differente arrivando al fotorivelatore con tempi diversi. Dalla misura di questi tempi possiamo dedurre lo sfasamento e di conseguenza la velocità angolare.

*Giroscopi MEMS*: i giroscopi MEMS funzionano sotto il principio dell'accelerazione di Coriolis.

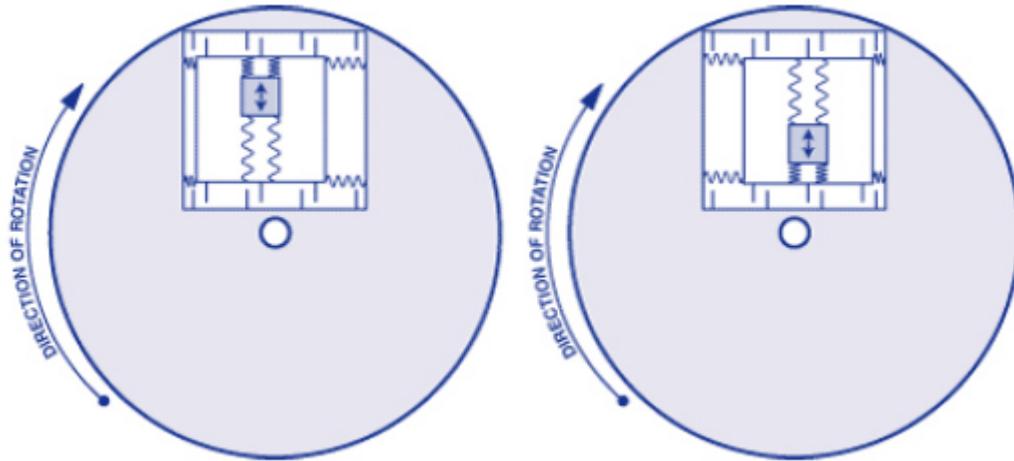


fig 1.13: schema di principio giroscopio MEMS [6].

Il sistema di figura 1.13 è composto da due sistemi meccanici indipendenti: sistema di pilotaggio e sistema di sensing. La massa di prova viene fatta oscillare lungo l'asse di pilotaggio (dove la massa è collegata alle molle). Se si ha un'accelerazione viene sviluppata una forza, detta forza di Coriolis diretta ortogonalmente all'asse di pilotaggio. Questa forza fa oscillare il sistema massa di prova più molle a essa collegata in modo proporzionale alla velocità angolare.

In figura 1.14 è mostrata una foto al microscopio di un giroscopio MEMS.

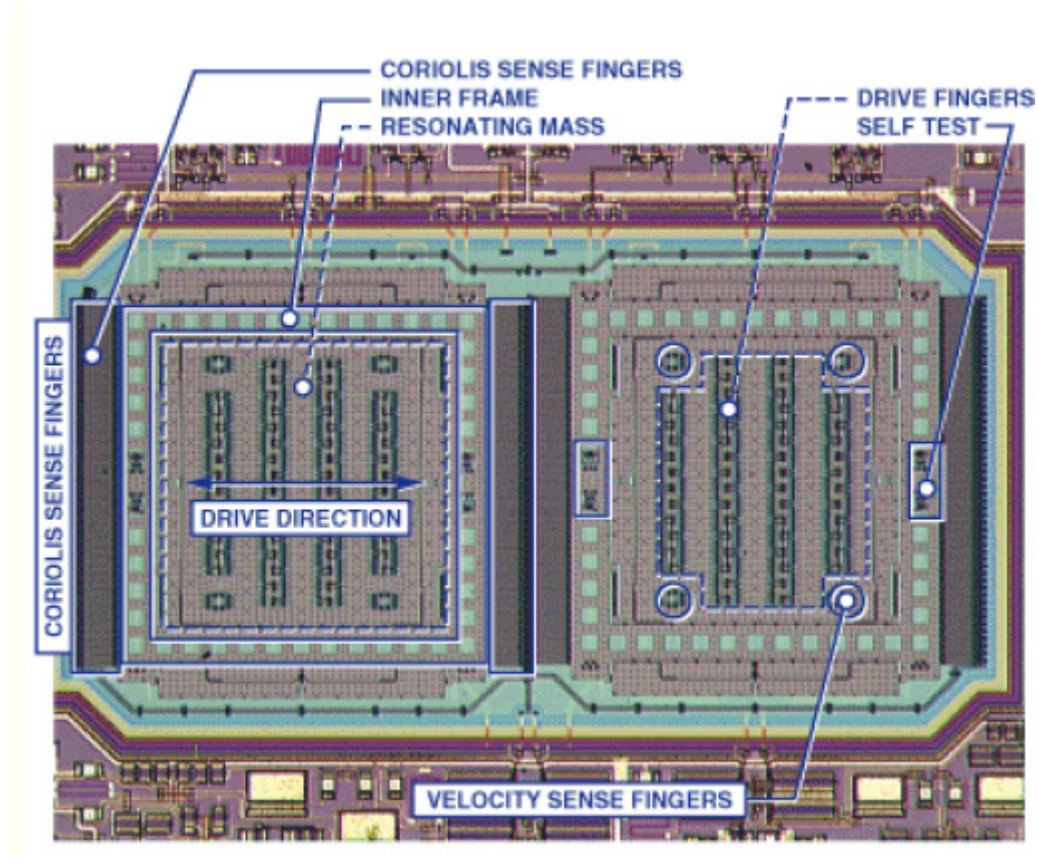


fig 1.14: foto al microscopio di un giroscopio.

## Magnetometri.

I magnetometri sono sensori in grado di generare una differenza di potenziale in base al campo. In assenza di campi magnetici esterni è in grado di misurare il vettore campo magnetico terrestre, che assume valori differenti a seconda della posizione sul globo.

Andiamo a fare una classificazione di questi sensori.

*Magnetometri a induzione:* una bobina viene mossa (messa in rotazione generalmente) in modo che il flusso  $F$  del campo magnetico  $B$  venga modulato. La tensione indotta è proporzionale a  $\frac{dF}{dt}$ , e quindi anche a  $B$ , viene rettificata e resa disponibile come uscita.



Questo tipo di sensori presenta molti limiti quali ingombro, basso rapporto segnale/rumore e complessità d'uso.

*Magnetoresistori*: sono magnetometri molto semplici e compatti la cui resistività dipende fortemente dall'intensità del campo magnetico. La sensibilità dei magnetoresistori è definita come rapporto tra il valore ohmmico in presenza di campo magnetico  $R_b$  e il valore ohmmico in assenza di campo magnetico  $R_0$ . Il difetto di questi magnetometri è la poca sensibilità.

*Sensori di Hall*: si sfrutta un materiale metallico percorso da corrente immerso in un campo magnetico come in fig 1.15.

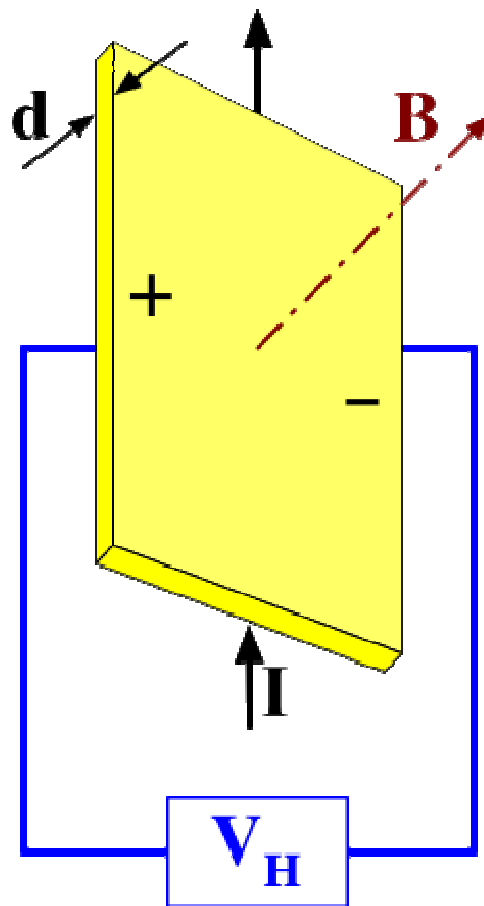


fig 1.15: schema funzionale di un sensore di Hall.

Gli elettroni all'interno del conduttore si muovono a velocità media  $v$  pari alla velocità di deriva (drift) risentendo della forza di Lorenz  $\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B}$ . Per come sono disegnate le forze

gli elettroni si spostano verso il basso, per neutralità di carica verranno indotte cariche positive all'altra estremità. Si viene a formare un campo elettrico  $E$ .

All'equilibrio e supponendo che  $B$  sia ortogonale alla velocità degli elettroni abbiamo che:

$q \cdot E = qvB$ . Misurando la tensione di Hall  $V_h = E \cdot d$  possiamo risalire  $B$ .

## Capitolo 2. Anemometro direzionale.

Per l'uomo, misurare la velocità e la direzione del vento è un'operazione di fondamentale importanza in molte situazioni. Tradizionalmente i sensori per rilevare la velocità del vento sono usati per le previsioni del tempo o per monitorare l'atterraggio e il decollo degli aerei negli aeroporti e aiutarli nella navigazione. Recentemente l'uso di questi sensori si è ampliato a molte altre discipline. In campo agricolo il vento influenza l'essiccazione dei terreni. Avere un buon sistema di rilevamento diventa determinante per la crescita di molti prodotti. Altro campo applicativo è il monitoraggio dell'ambiente urbano dove misurare la velocità e la direzione del vento fa capire come diffondono gli agenti inquinanti. In questi termini negli ultimi anni si sono sviluppati molto le WNS (wireless sensor network) che permettono di controllare specificatamente un'area geografica con bassi costi e minimo impatto ambientale.

L'anemometro direzionale è l'unico sensore non inerziale nel progetto del sistema di navigazione sviluppato in questa tesi. L'anemometro, misurando la velocità dell'aria, permette al sistema di navigazione di stimare la velocità assoluta a cui si sta muovendo.

### 2.1 Tipologie di anemometri.

Vediamo di capire il perché è stata adottata la soluzione che verrà presentata in questo capitolo, andando a esaminare le principali architetture anemometriche realizzate. La classificazione è fatta in base al principio fisico che utilizzano per trasdurre il vento.

#### Anemometri meccanici.

Gli anemometri meccanici sono dotati di una sezione libera di muoversi, in generale costituita da eliche o palette. Il flusso ventoso fa ruotare la parte mobile. Contando il numero giri in un'unità di tempo prefissata si riesce a risalire alla velocità del vento incidente. Questi sistemi sono ancora largamente utilizzati grazie alla loro semplicità e al basso costo. Il problema principale di queste architetture è l'usura meccanica che ne

degrada le prestazioni. Inoltre i sistemi meccanici si prestano male alla miniaturizzazione e quindi a poter essere usati per esempio in una rete wireless di nodi sensori (WNS). Col diminuire delle dimensioni, la presenza di attriti si fa percentualmente sempre più rilevante. Inoltre, il fatto che ci siano parti in movimento rende il sistema vulnerabile a guasti meccanici. Dato che gli anemometri meccanici vengono usati prevalentemente all'aperto, la vulnerabilità ai guasti meccanici li penalizza molto.



*fig 2.1: struttura di un anemometro meccanico.[2]*

## Anemometro ad ultrasuoni.

Un'architettura ad ultrasuoni [7] è costituita da un trasmettitore a ultrasuoni e più ricevitori disposti secondo una particolare geometria come in figura 2.2.

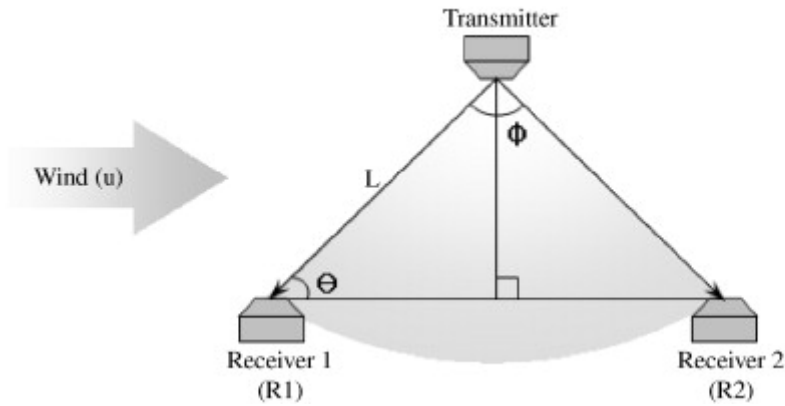


fig 2.2: disposizione geometrica di trasmettitori/ricevitori [7].

Il flusso ventoso altera il tempo di volo dell'onda ultrasonica. Misurando il tempo di volo e nota la particolare disposizione geometriche è possibile risalire alla velocità e alla direzione del vento con elevata accuratezza.

Non hanno parti mobili pertanto non sono soggetti alle problematiche esposte precedentemente. I problemi derivanti da queste architetture sono la complessa taratura. Tutto ciò si traduce in costi elevati. Inoltre fissare la risoluzione del sistema significa imporre un vincolo sulla minima distanza tra trasmettitore e ricevitore. Questo è un ostacolo nei confronti della miniaturizzazione. Anche un anemometro ultrasonico molto compatto è comunque più grande di un nodo sensore usato in una WNS.



fig 2.3: anemometro a ultrasuoni.

## Anemometro termico.

Negli anemometri termici un elemento riscaldatore è esposto al vento. Il flusso ventoso modifica lo scambio di calore creando profili di temperatura dipendenti dalla velocità. Gli anemometri termici più diffusi sono quelli a filo caldo. In questi l'elemento riscaldatore è un filo riscaldato per effetto joule. A seconda della velocità del vento il filo subirà un raffreddamento diverso. Un sistema elettronico sarà in grado di rilevare la temperatura del filo e risalire alla velocità del vento incidente. Il problema degli anemometri a filo caldo è la scarsa precisione nella misura della direzione del vento. Un ulteriore svantaggio risiede nella grande delicatezza dovuta al sottile filamento che ne rende limitato l'uso per applicazioni all'aperto.

Altre strutture di questa categoria sono i calorimetri differenziali. Essi sono dotati di due strutture la cui differenza di temperatura dipende dalla velocità e dalla direzione del vento.

Gli anemometri termici possono essere scalati in dimensioni senza andare in contro a degradazioni della sensitività. Per contro però, hanno un maggior consumo di potenza rispetto ad altre versioni, quali meccanici che ricevono energia direttamente dal vento. Lo "scaling" di queste strutture ottimizza lo scambio di calore tra struttura e ambiente riducendo il consumo di potenza. Comunque sia è dimostrato che per dimensioni dell'elemento riscaldatore di pochi millimetri la potenza richiesta è ancora nell'ordine delle centinaia di mW per poter funzionare correttamente.

Il consumo di potenza può essere ridotto fino a due ordini di grandezza se queste strutture vengono implementate come strutture microelettromeccaniche (MEMS). La diretta esposizione al flusso d'aria è generalmente limitato per esperimenti di laboratorio data la fragilità. Per applicazioni "outdoor" si deve ricorrere obbligatoriamente ad uno strato protettivo che peggiorerà la sensibilità dello strumento.



*fig 2.4: anemometro a filo caldo.*

## Anemometro a pressione.

Gli anemometri a pressione, rilevando il profilo di pressione che si genera su una superficie esposta al vento, riescano a risalire alla velocità di quest'ultimo. Uno dei più diffusi anemometri a pressione è il tubo di Pitot [9]. Per spiegarne il funzionamento bisogna ricorrere alla definizione di pressione totale come somma di pressione statica più quella dinamica. La particolare geometria del tubo consente di misurare la differenza tra la pressione totale e la pressione statica ottenendo la pressione dinamica che a sua volta è proporzionale al modulo quadro della velocità del vento.

La definizione di pressione totale appena spiegata è vera se siamo in presenza di numeri di Reynolds elevati ovvero velocità del fluido elevate. Questo è un fattore limitante sulla velocità minima rilevabile senza un errore eccessivo. Il tubo di Pitot infatti trova molte applicazioni in campo aeronautico. Inoltre non permette di misurare la direzione d'incidenza dell'aria.



*fig 2.4: tubo di Pitot montato su un NH-90 [2].*

Fatta questa carrellata sulle principali strutture anemometriche, passiamo ad analizzare il principio di funzionamento di un anemometro direzionale 2-D sviluppato presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione. Di seguito sono descritte tre soluzioni. La terza è quella che verrà usata in questo progetto di tesi.

## **2.2 Principio di funzionamento.**

La prima soluzione pensata è un sensore capace di rilevare le componenti della velocità del vento in un piano 2-D [9]. L'approccio proposto, consiste in una struttura cilindrica dotata di due canali ortogonali. Usando un approccio numerico i canali sono stati ottimizzati in modo tale che il flusso che li attraversa dipenda da una funzione sinusoidale. Il flusso nel canale è stato rilevato attraverso un flussimetro integrato. Usando due canali ortogonali con internamente due flussimetri integrati è possibile ottenere la velocità e la direzione del vento il tutto con costi, ingombro e consumo di potenza ridotti.

Lo schema di principio è rappresentato nella figura 2.5.



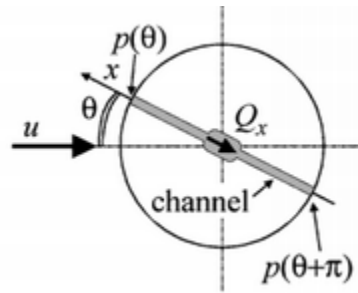


fig 2.5: sezione trasversale della struttura cilindrica planare [9].

Qui è rappresentata la sezione trasversale di un cilindro esposto al flusso di vento con una certa velocità  $u$  perpendicolare all'asse del cilindro.

Ricordiamo brevemente la definizione del numero di Reynolds che verrà usato successivamente:

$$\text{Re} = \frac{\rho \cdot \mu_{\infty} \cdot D}{\mu} \quad (2.1)$$

$\rho$  :densità del fluido.

$\mu$  :viscosità del fluido.

$D$  :diametro del cilindro.

$\mu_{\infty}$  :velocità del fluido.

Il cilindro esposto produce delle differenze di pressione attorno alla superficie laterale. Se il canale forma un angolo  $\theta$  rispetto alla direzione del vento, la differenza di pressione tra le estremità del canale è data da  $p_D(\theta) = p(\theta) - p(\theta + \pi)$ . La pressione differenziale sarà proporzionale a un flusso  $Q_x$ . Come si può intuire,  $Q_x$  rappresenta la componente del flusso lungo l'asse  $x$ , visto che angoli pari a  $\theta = 0$  e  $\theta = \pi$  ha un massimo positivo e uno negativo rispettivamente e si annulla per  $\theta = \pm \frac{\pi}{2}$ . Se considerassimo un altro canale ortogonale al precedente, potrebbe essere possibile rilevare la velocità e la direzione. Facendo apposite simulazioni è stato dimostrato che questa idea non può funzionare. In

figura 2.6 è mostrato l'andamento della  $P_{Dx}(\theta)$  e della  $P_{Dy}(\theta)$  normalizzate rispetto alla pressione dinamica  $(\frac{\rho \cdot \mu_{\infty}^2}{2})$  con  $Re=2900$ .

Osserviamo un comportamento non monotono tra  $[0; \pi]$  e tra  $[-\pi; 0]$ . Non è possibile determinare univocamente la direzione e l'intensità del vento da  $P_{Dx}$  e  $P_{Dy}$ . Per capire basta prendere i tre angoli  $\theta_1, \theta_2$  e  $\theta_3$ . In tutti e tre i casi  $P_{Dy}$  non porta nessuna informazione essendo nullo.

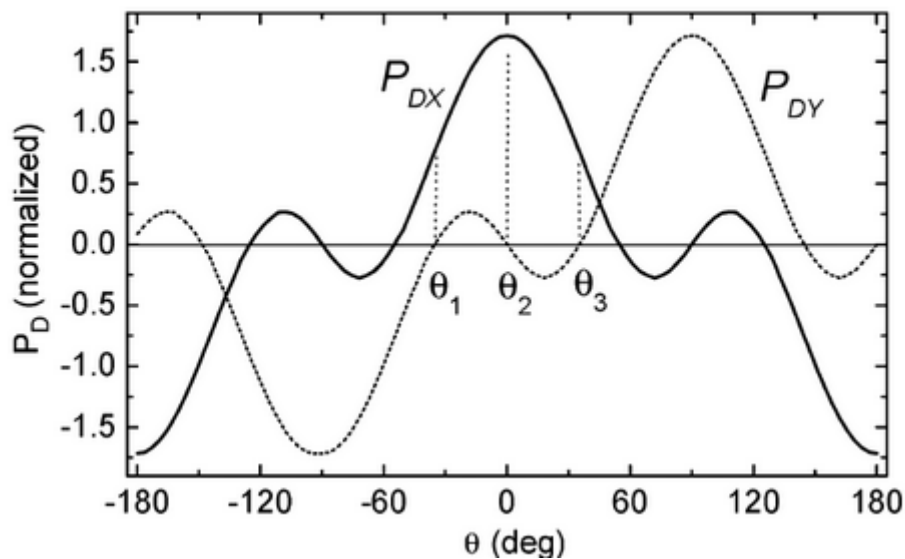


fig 2.6: andamento delle pressioni differenziali su x e y normalizzati alla pressione dinamica in funzione di  $\theta$  [9].

### 2.3 Soluzione proposta.

La soluzione proposta è mostrata in figura 2.7.

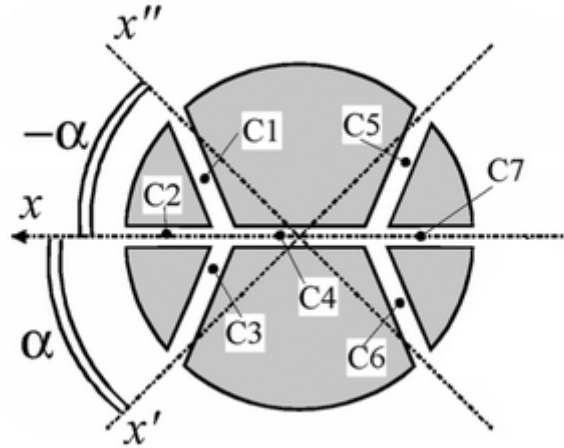


fig 2.7: sezione trasversale della soluzione proposta [9].

All'interno del canale C4 c'è un flussimetro. C4 comunica con l'esterno tramite le aperture lungo gli assi  $x$ ,  $x'$  e  $x''$ . Questi ultimi due formano un angolo  $\alpha$  con l'asse  $x$  principale. Adesso il flusso all'interno di C4 è dato dal risultato di sei flussi e non di due come nel caso precedente. Lo schema di figura 2.7 può essere rappresentato dal punto di vista idraulico con il circuito elettrico rappresentato in figura 2.8.

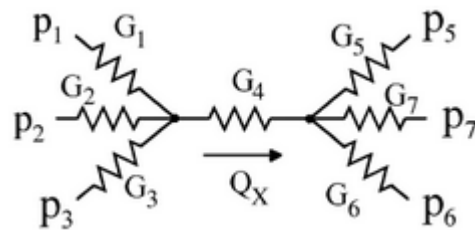


fig 2.8: equivalente elettrico.

Ora possiamo derivare un'espressione per il flusso volumetrico  $Q_{vol}$  che attraversa il canale C4. Indicando con  $\Delta P$  la differenza di pressione ai capi del canale abbiamo:

$$Q_{vol} = \frac{\pi \cdot D^4}{128 \cdot \mu \cdot L} \cdot \Delta P. \quad (2.2)$$

Dove  $L$  e  $D$  sono rispettivamente la lunghezza e il diametro della condotta.  $Q_{vol}$  è espressa in  $cm^3$  per minuto. Per passare in sscm (standard cubic cm per minute) bisogna moltiplicare  $Q_{vol}$  per  $\frac{\rho}{\rho_0}$  dove  $\rho_0$  è la densità dell'aria in condizioni standard ( $0^\circ C$ , 101 kPa). Ipotizzando che le differenze di pressione attorno al cilindro siano sufficientemente piccole, possiamo considerare la densità  $\rho$  come costante. E' possibile ottenere una conduttanza idraulica equivalente:

$$G_{eq} = \frac{Q}{\Delta P} = k \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot De^4}{\rho_0 \cdot 128 \cdot \mu \cdot L} \quad (2.3)$$

$Q$  è il flusso in sscm,  $De$  è il diametro idraulico equivalente,  $k$  è una costante pari a  $6 \cdot 10^7$  per trasformare il flusso volumetrico da  $m^3/sec$  a  $cm^3/min$ .

Assumiamo che le dimensioni dei canali, eccetto C4, siano progettate in modo che possano essere schematizzati con lo stesso valore di conduttanza pari a  $G_C$ . Dall'analisi della rete di figura 2.8 è possibile ricavare il flusso  $Q_x$  nel canale C4 come:

$$Q_x = [(p_1 - p_6) + (p_2 - p_7) + (p_3 - p_5)] \cdot G_R \quad (2.4)$$

Dove  $G_R$  è dato da:

$$G_R = \left( \frac{3}{G_4} + \frac{2}{G_C} \right)^{-1} \quad (2.5)$$

Le differenze di pressione  $p_2 - p_7$ ,  $p_1 - p_6$ ,  $p_3 - p_5$  sono misurate attraverso i diametri coincidenti rispettivamente agli assi  $x$ ,  $x'$ ,  $x''$ . Supponiamo che il vento provenga da una direzione tale che formi un angolo  $\theta$  con l'asse  $x$ . Il flusso  $Q_x$  può essere espresso nel seguente modo:

$$Q_x = [P_D(\theta) + P_D(\theta + \alpha) + P_D(\theta - \alpha)] \cdot G_R \quad (2.6)$$

La motivazione che porta alla configurazione di figura 2.7 è il comportamento monotono che si ottiene (per particolari valori di  $\alpha$ ) della  $P_d$  nell'intervalli  $[0;\pi]$  e  $[-\pi;0]$ . In questo modo l'ambiguità che avevamo in figura 2.6 è risolta.

Immaginiamo di sovrapporre allo schema della figura 2.7 un'identica struttura ruotata di un angolo di  $90^\circ$ . Ora otteniamo due flussi misurati lungo il canale C4 le cui espressioni sinusoidali sono:

$$Q_x = GR \cdot f(\text{Re}) \cdot \cos(\theta) \quad (2.7)$$

$$Q_y = GR \cdot f(\text{Re}) \cdot \sin(\theta)$$

dove  $f(\text{Re})$  è una funzione del numero di Reynolds e ha le dimensioni di una pressione. E' ora possibile calcolare l'angolo  $\theta$  e  $f(\text{Re})$ . Il numero di Reynolds può essere determinato dalla  $f(\text{Re})$ , che ha un andamento monotono crescente con Re.

Ottenuto Re, sapendo le proprietà del fluido e il diametro del cilindro, possiamo determinare la velocità del vento  $\mu_\infty$ .

Adesso è importante determinare l'angolo  $\alpha$  che faccia approssimare il flusso  $Q_x$  il più possibile ad un coseno. Noto il modello fisico del sistema, il tutto è stato implementato tramite procedure numeriche in ambiente MATLAB. Nel grafico di figura 2.9 sono rappresentati i vari andamenti del flusso  $Q_x$  per  $\alpha = 35^\circ, \alpha = 40^\circ, \alpha = 45^\circ$  normalizzati a  $\theta = 0$  con  $\text{Re}=2900$ .

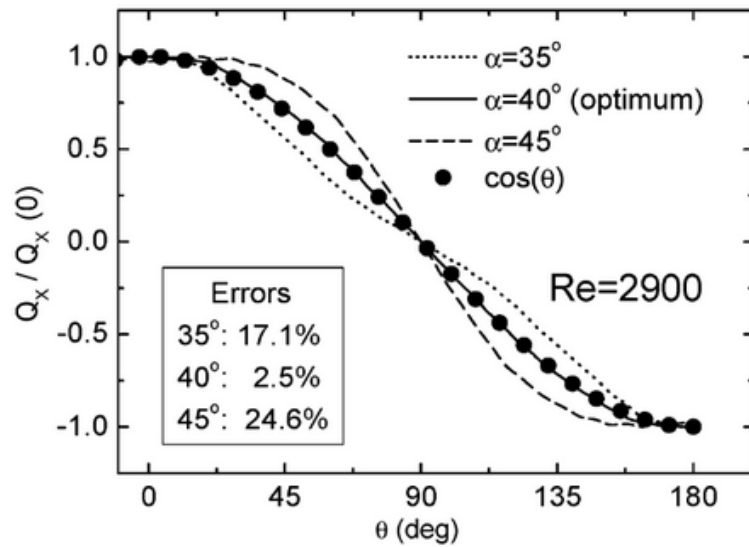


fig 2.9: andamento del flusso  $Q_x$  per  $\alpha = 35^\circ, \alpha = 40^\circ, \alpha = 45^\circ$ . Le tre curve sono confrontate con la funzione target  $\cos(\theta)$ . Per ciascuna curva è riportato l'errore rispetto alla funzione coseno [9].

I risultati di figura 2.9 sono stati ottenuti con un cilindro dal diametro di 3 cm e con un flusso a velocità pari a  $1.5 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ .

La figura 2.10 mostra l'andamento del flusso  $Q_x$  in condizioni ottime ( $\alpha = 40^\circ$ ) per diversi valori del numero di Reynolds. Osserviamo che nonostante l'elevato range di variazione di  $Re$ , l'approssimazione alla funzione coseno rimane sempre valida.

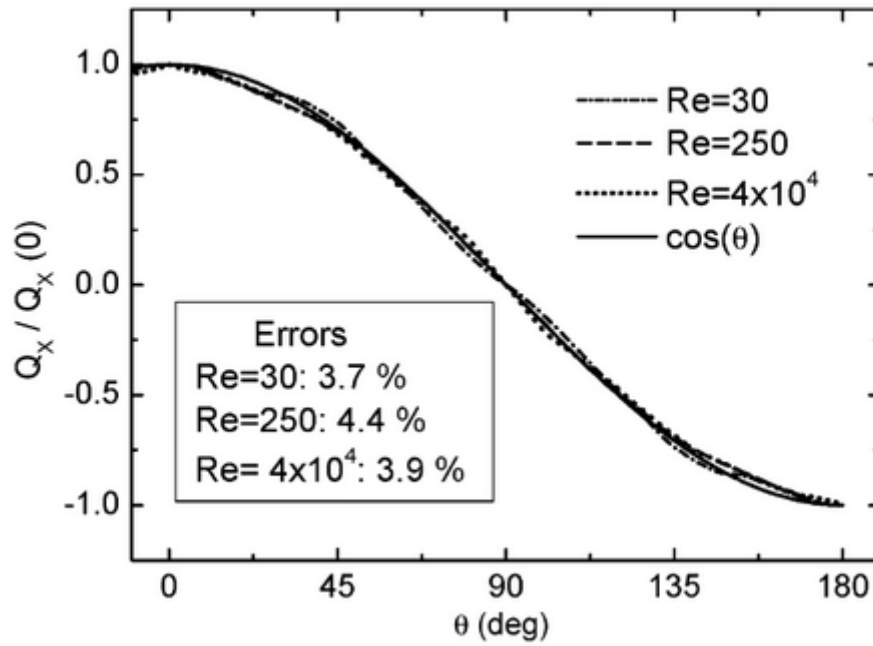


fig 2.10: andamento del flusso  $Q_x$  per vari valori del numero di Reynolds, con i relativi errori rispetto alla funzione coseno [9].

Per valutare le reali prestazioni di questo oggetto è necessario stimare gli errori sulla velocità e sulla direzione.

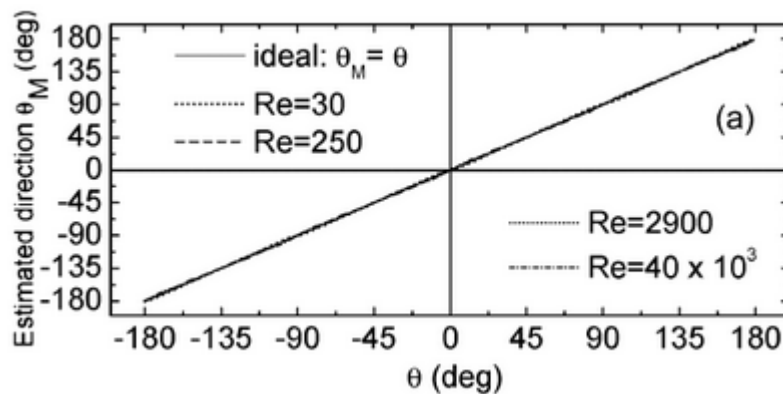


fig 2.11(a): andamento della direzione stimata in funzione della direzione reale per alcuni valori di  $Re$  [9].

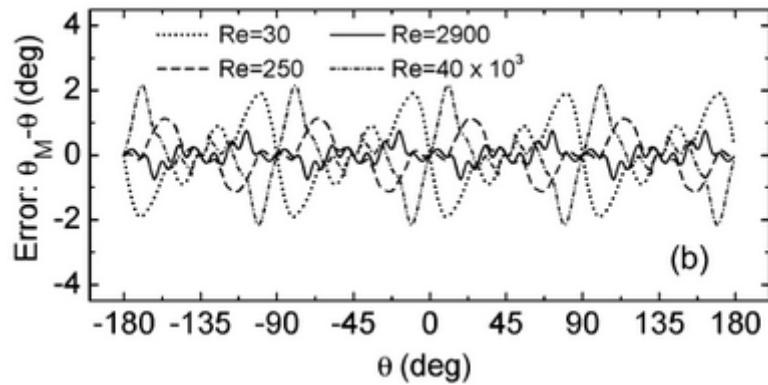


fig 2.11(b): andamento dell'errore sulla direzione del vento in funzione della direzione di provenienza reale [9].

Invertendo l'equazione (2.7) ricaviamo una stima della direzione di provenienza del vento; mettendola in funzione della direzione reale, otteniamo il grafico di figura 2.11(a). In questa scala, per ciascun valore di  $Re$ , tutte le curve sembrano sovrapporsi perfettamente alla curva ideale  $\theta_M = \theta$ . In realtà un piccolo errore è presente. In figura 2.11(b) è plottato l'errore  $\theta_M - \theta$ . Si osserva che il massimo errore è di circa  $\pm 2^\circ$ .

Per dare una stima sull'errore commesso in velocità andiamo a valutare la dipendenza della funzione  $f(Re)$  normalizzata alla pressione dinamica in funzione della direzione.



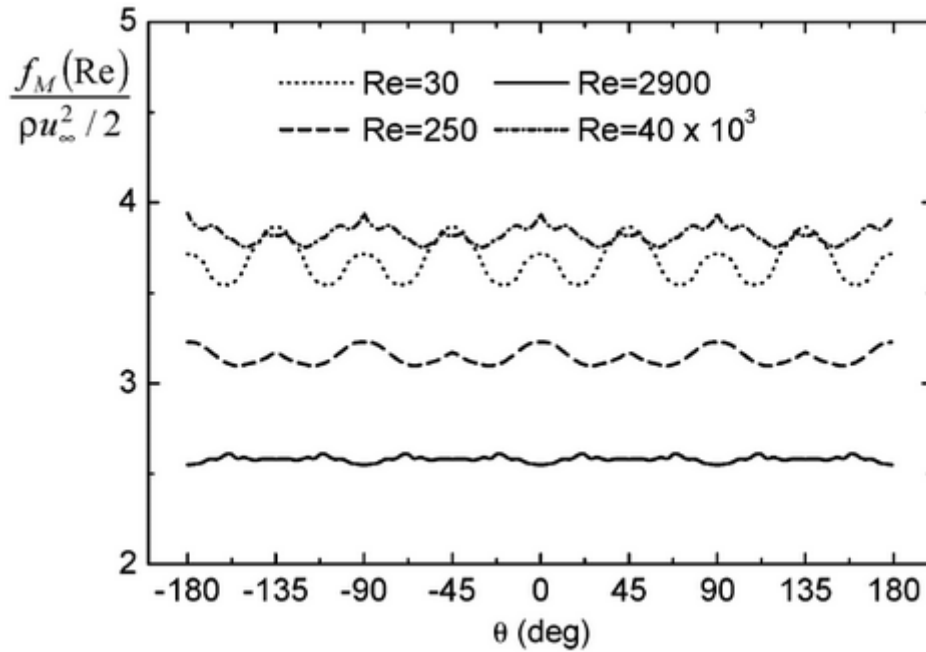


fig 2.12: andamento della  $f(Re)$  normalizzato alla pressione dinamica per alcuni valori di  $Re$  [9].

Se l'equazione (2.7) fosse rigorosamente valida,  $f(Re)$  dovrebbe essere indipendente da  $\theta$ . Nella pratica tutte le curve sono affette da un ripple (vedi figura 2.12b) che raggiunge una variazione del  $\pm 5\%$  nel peggiore dei casi ( $Re=30$ ). Si osserva anche, che per una variazione del numero di Reynolds di tre ordini di grandezza il rapporto  $\frac{f(Re)}{\rho \cdot \mu_\infty^2 / 2}$  varia tra 2.5 e 4.

Questo suggerisce di considerare questo rapporto indipendente dalla velocità e dalla direzione.

Mediante semplici passaggi algebrici, è possibile dimostrare che l'errore della velocità stimato con la  $f(Re)$  è di circa  $\pm 12\%$ , che per la maggior parte delle applicazioni è un errore accettabile.

Un'altra importante considerazione da fare è sulla dinamica del flusso misurato. Questo è direttamente proporzionale alla pressione la quale è proporzionale al quadrato della velocità. Ne deriva che un moderato range di velocità da misurare può richiedere un elevato range sulla dinamica del flussimetro. Per esempio se la velocità ha valori che

vanno da un minimo di 0.5 m/s ad un massimo di 50 m/s, è richiesto un flussimetro che abbia un range relativo di  $1 : 10^4$  (quattro ordini di grandezza).

## 2.4 Descrizione del primo prototipo.

Al fine di mettere in pratica le idee proposte nella sezione precedente, è stato realizzato inizialmente un primo prototipo limitato ad un singolo asse. Il dispositivo è schematizzato in figura 2.13.

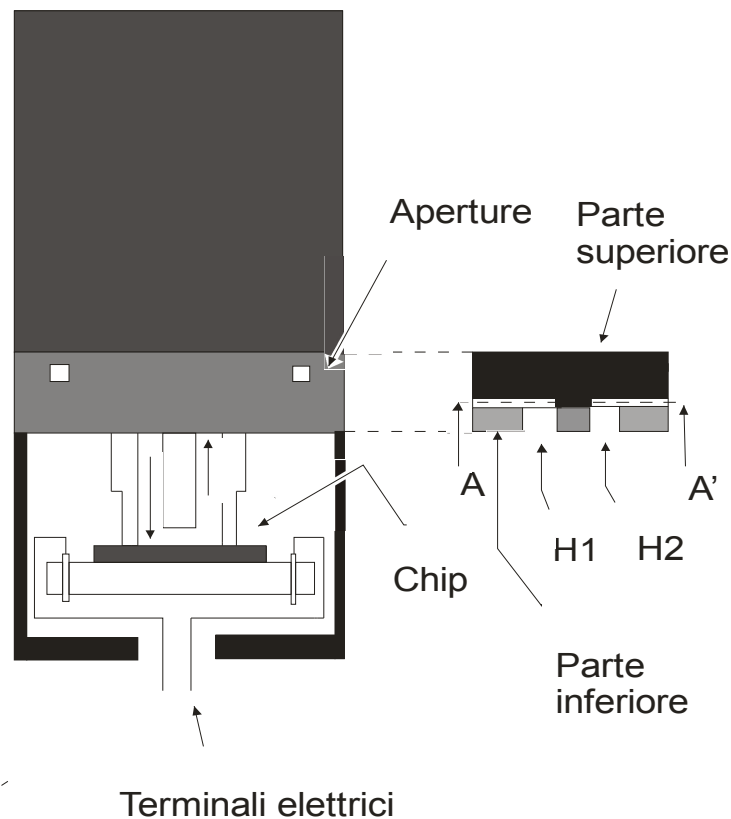


fig 2.13: a sinistra è schematizzato il prototipo, a destra la sezione della parte centrale del cilindro.

Il cilindro alto 9 cm e con un diametro di 3 cm, è stato assemblato unendo tre distinte parti di PMMA (PolyMethyl- Methacrilate). Nella parte più bassa ci sono due canali apposti al trasporto del flusso fino alla superficie del chip dove risiede la microstruttura per effettuare il sensing. Questa è costituita da un calorimetro differenziale. Il segnale di uscita è proporzionale alla differenza di temperatura tra le due sonde poste a monte e a valle di un riscaldatore, costituito da una resistenza da 1 K $\Omega$  in polysilicio. Il chip è ottenuto per mezzo di un processo standard (STMicroelettronics BCD6s), seguito da una procedura di

post-processing comprendente l'apertura di finestre nei dielettrici (ossido di silicio) attraverso le quali viene applicato l'etching del silicio in modo tale da isolare termicamente il sensore dal substrato. Il flussimetro è connesso ad un'interfaccia analogica costituita da un amplificatore da strumentazioni AD627 seguito da un filtro passa basso del secondo ordine con frequenza di taglio di 4 Hz. Il guadagno totale della cascata composta da amplificatore e filtro è 150. La tensione di pilotaggio del riscaldatore è di 2V e la potenza consumata dal sensore è di 4 mW.

Le misure illustrate di seguito sono state depurate della componente di offset dovuta al sensore e all'amplificatore. Il test è stato effettuato in una condotta equipaggiata di un strumento in grado di regolare il flusso d'aria che vi transitava. Il segnale di uscita in funzione di un range di flusso di  $\pm 40$  sscm è riportato in figura 2.14.

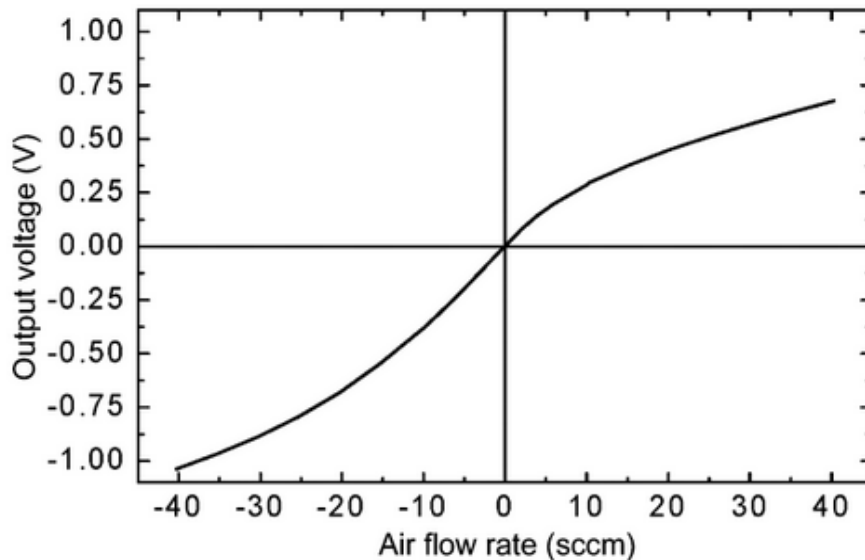


fig 2.14: caratteristica di uscita del sensore [9].

L'asimmetria della curva è dovuta al fatto che l'elemento MEMS di sensing è inserito in un canale creato sopra il chip mediante un adattatore plastico il quale, per consentire l'accoppiamento con il chip stesso e l'allineamento con le strutture sensibili è stato

progettato con inevitabili asimmetrie nel percorso idraulico [""A compact package for integrated silicon thermal gas flow meters P.Bruschi,M.Piotto,V.Nurra"]. Nella parte centrale del cilindro c'è il disco con tutti i canali. Questo è rappresentato nella sezione di destra della figura 2.13. La sezione A-A' comunica con il flussimetro tramite i due fori H1 e H2. Il canale C4 che si aveva in figura 2.7, è rappresentato dal canale che congiunge la parte centrale al chip.

La struttura della parte centrale del cilindro è ottenuta dalla connessione di due dischi: il disco superiore dove sono scavati i canali con una macchina a controllo numerico (VHF CAM 100) e la parte bassa dove vengono sigillati i canali e fornito l'accesso a essi attraverso i fori H1 e H2.

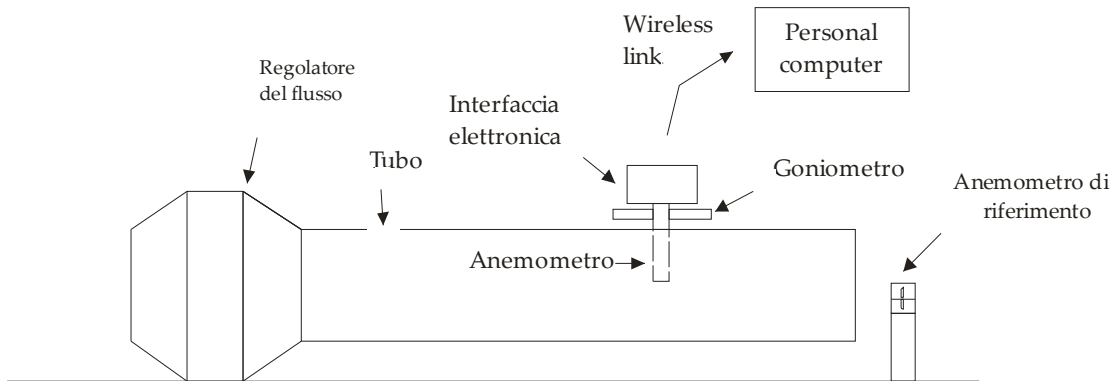
La parte superiore del cilindro ha la funzione di isolare la parte centrale in modo da evitare il più possibile disturbi sulla misura.

Tutte le parti in PMMA sono assemblate tramite una colla di cianocrilato in modo da ottenere un dispositivo robusto e ben isolato dall'ambiente esterno.

I canali della sezione A-A' hanno una sezione trasversale di  $0.5 \text{ mm}^2$  e una lunghezza di  $12 \text{ mm}^2$ . I fori H1 e H2 hanno un diametro di  $1 \text{ mm}$  e la distanza dal centro è di  $5 \text{ mm}$ . Il canale che fa fluire il flusso dalla parte centrale al chip è lungo  $15 \text{ mm}$  con una sezione trasversale di  $0.25 \text{ mm}^2$ .

## 2.5 Risultati dell'esperimento.

Il prototipo è stato testato all'interno di un'apposita struttura raffigurata in figura 2.15.



*fig 2.15: struttura usata per il test del prototipo*

Il sistema è dotato di un controllo manuale per impostare la velocità del vento all'interno del tubo. Il cilindro è posizionato a 1.5 m dal regolatore di velocità e a 0.5 m dall'uscita del tubo. Al prototipo è fissato un goniometro in modo da misurare l'angolo  $\theta$  d'incidenza formato tra l'asse del tubo e l'asse x della sezione centrale. La velocità del vento è misurata da un anemometro meccanico posto alla fine del tubo. L'angolo d'incidenza è variato ruotando il cilindro attorno al proprio asse. Il segnale di uscita del flussimetro è opportunamente elaborato dall'interfaccia analogica descritta in precedenza. La tensione prodotta dall'interfaccia viene convertita in digitale tramite un microcontrollore ADuc847 della Analog Devices dotato di un convertitore A-D sigma-delta a 24 bit. Il dato convertito è trasferito a un personal computer per mezzo di un collegamento wireless in modo da evitare possibili errori di comunicazione dovuti alla torsione dei fili durante la rotazione dell'anemometro.

Conoscendo la curva di risposta del sensore, i dati provenienti dal microcontrollore sono convertiti in portata (sscm) con un errore inferiore a 1%. L'esperimento è stato effettuato esplorando l'intero angolo giro a step di  $10^\circ$ . Il test è stato fatto a diverse velocità, coprendo l'intero range dello strumento usato per effettuare il test.

In figura 2.16(a) è riportato l'andamento del flusso  $Q_x$  per una velocità di 5 m/s confrontato con la funzione coseno (linea continua) di stessa ampiezza.

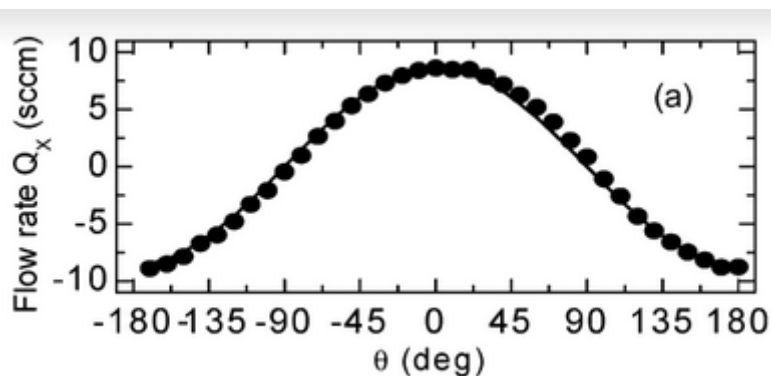


fig 2.16(a): andamento del flusso  $Q_x$  per una velocità di 5 m/s [9].

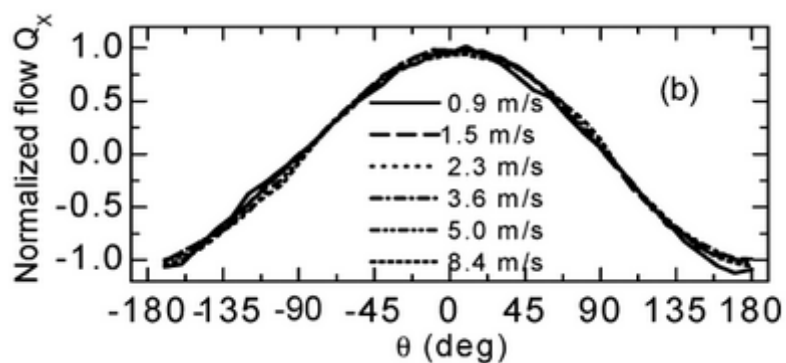


fig 2.16(b): andamento del flusso per varie velocità in funzione dell'angolo d'incidenza. Le curve sono normalizzate al loro valor massimo [9].

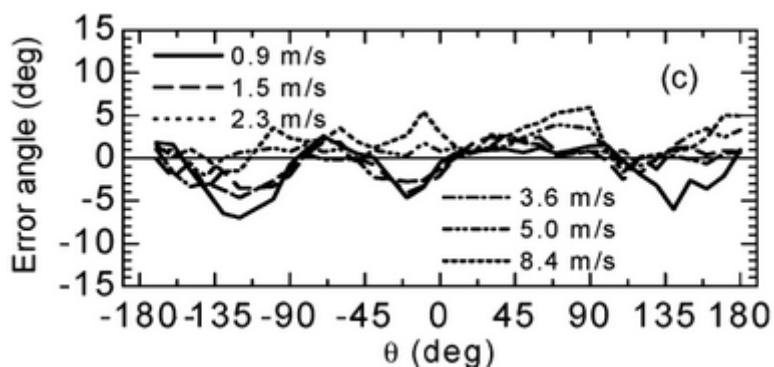


fig 2.16©: andamento dell'errore sulla direzione del vento [9].

Dal confronto osserva una buona approssimazione del flusso rispetto alla funzione target.

La figura 2.16(b) mostra l'andamento del flusso  $Q_x$  in funzione dell'angolo d'incidenza per un range di velocità 0.9-8.4 m/s. Le curve sono normalizzate al valore massimo ottenute per  $\theta = 0$ .

Queste misure confermano che l'andamento cosinusoidale è mantenuto in modo accettabile per tutto il range di velocità. Per velocità più basse si ha una discrepanza maggiore, perché per segnali più piccoli, il rumore e l'offset di tensione hanno un impatto maggiore. Prendendo in considerazione l'anemometro con due sezioni ortogonali con risposta coincidente a quella del prototipo costruito è stato stimato l'errore sulla direzione secondo la procedura simile a quella descritta nella precedente sezione. La discrepanza tra l'angolo stimato e quello reale è riportata in figura 2.16©. Varie cause come il rumore elettrico e un andamento della distribuzione della velocità incognito all'interno del tubo fanno sì che l'errore sia maggiore rispetto a quello stimato in figura 2.11(b).

## 2.6 Conclusioni.

Riassumendo quanto abbiamo detto, l'elemento chiave di questa architettura anemometrica è stato dimensionare una canale in modo tale che il flusso misurato fosse proporzionale al coseno all'angolo d'incidenza del vento. Dopo di che, con semplici operazioni è possibile stimare velocità e direzione. Nella sua versione più completa è stata impilata sopra la struttura di figura 2.13 (destra) la medesima struttura ruotata di  $90^\circ$  per rilevare anche la componente lungo l'asse  $y$ . Il secondo flussimetro sta all'interno della parte superiore del cilindro in modo tale da non cambiare le dimensioni complessive del dispositivo.

I vantaggi di quest'architettura sono il basso consumo di potenza, ingombro ridotto e una solida struttura. I possibili inconvenienti stanno proprio nella miniaturizzazione. Le

dimensioni ridotte dei canali fanno sì che essi possono rimanere occlusi dalla presenza di polvere o gocce di pioggia. Questo ne rende limitato l'uso in applicazioni all'aperto.

## 2.7 Seconda soluzione.

Il secondo prototipo è quello che si avvicina di più a quello impiegato nel progetto di tesi. A differenza del primo, ha due flussimetri integrati sullo stesso chip. Per questo si presenta come un sistema più adatto a ulteriori miniaturizzazioni e più facilmente assemblabile rispetto al precedente [10].

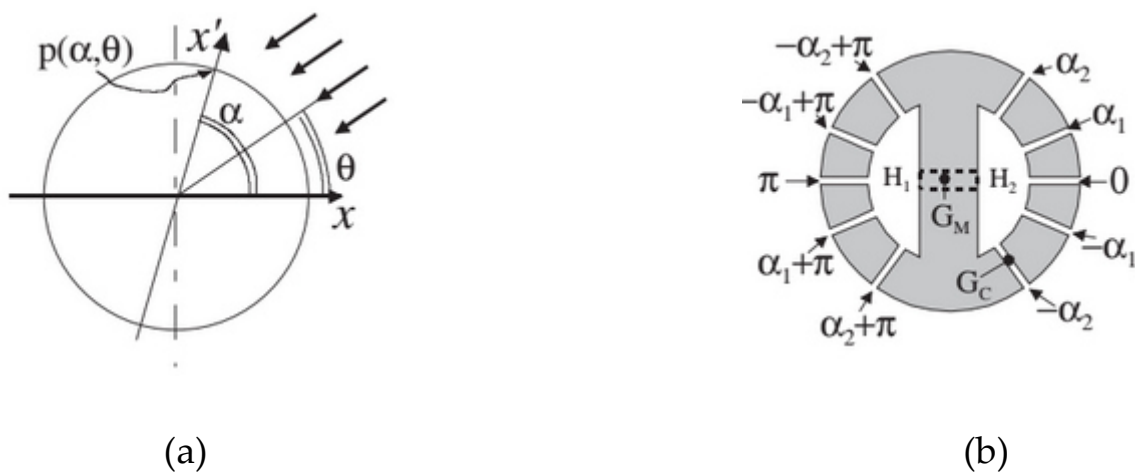


fig 2.17(a): a sinistra sono mostrati gli assi di riferimento e gli angoli di incidenza del vento ( $\theta$ ) e dell'inclinazione di un canale ( $\alpha$ ). fig 2.17(b): sezione della struttura a canali [10].

In figura 2.17(a) è mostrata la sezione del cilindro che verrà esposto ad un flusso d'aria proveniente con un angolo  $\theta$  rispetto all'asse  $x$  principale. Stavolta i canali di comunicazione con l'esterno sono dieci disposti come in figura 2.17(b). I canali hanno tutte le stesse dimensioni, sono caratterizzati dalla stessa conduttanza  $G_c$  e connettono le cavità interne  $H_1$  e  $H_2$  con la superficie esterna. Le cavità sono a loro volta connesse da un canale con conduttanza  $G_m$ .



In figura 2.18 è riportato il circuito elettrico equivalente della figura 2.17(b).

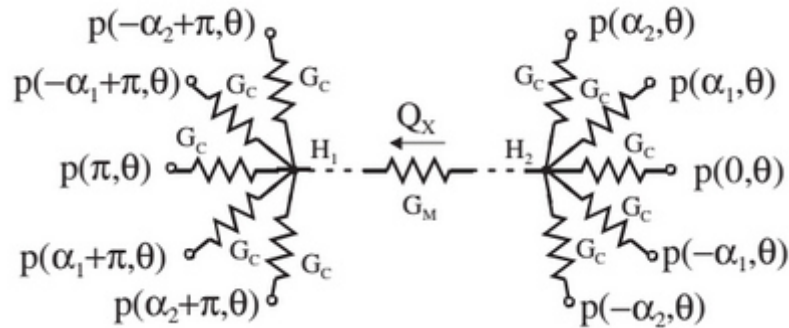


fig 2.18:circuito equivalente elettrico

Sapendo che:

$$p_D(\alpha, \theta) = p(\alpha, \theta) - p(\alpha + \pi, \theta). \quad 2.8$$

Anche stavolta se  $\alpha = 0$  avremo un comportamento non monotono del flusso.

Il flusso  $Q_x$  sarà dato dalla seguente relazione:

$$Q_x = G_{EQ} \cdot (p_D(0, \theta) + p_D(\alpha_1, \theta) + p_D(\alpha_2, \theta) + p_D(-\alpha_1, \theta) + p_D(-\alpha_2, \theta)). \quad 2.9$$

$G_{EQ}$  è una funzione di  $G_M$  e  $G_C$ .

Sempre tramite procedure numeriche implementate in ambiente MATLAB, sono stati trovati valori di  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  ( $\alpha_1 = 21^\circ$ ,  $\alpha_2 = 53^\circ$ ) che approssimassero al meglio l'andamento del flusso alla funzione coseno.

In figura 2.19 è mostrata la funzione  $Q_x$  normalizzata per alcuni valori del numero di Reynolds.

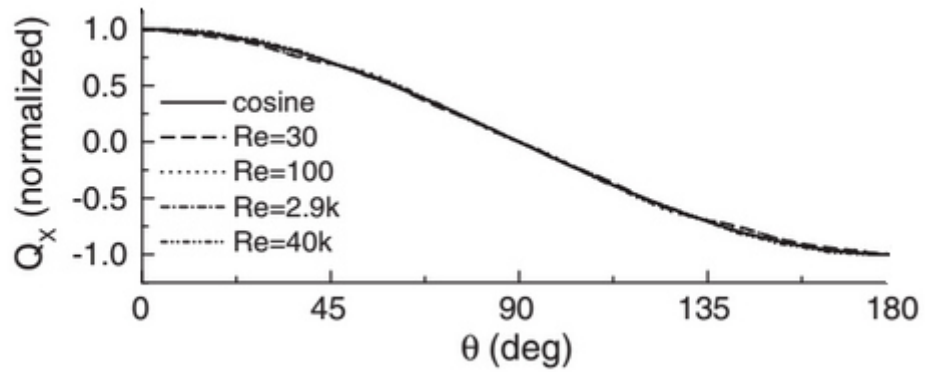


fig 2.19: andamento del flusso normalizzato al suo valor massimo per alcuni valori di  $Re$  [10].

## 2.8 Struttura del dispositivo e fabbricazione.

In figura 2.20 è mostrata la struttura del dispositivo. Il cilindro ha un diametro di 2 cm ed è alto 5 cm. I due dischi indicati con X e Y, rappresentano la geometria riportata in figura 2.17(b) e sono ruotati di  $90^\circ$  uno rispetto all'altro per misurare la componente del flusso d'aria su entrambi gli assi. La sezione S fa incanalare il flusso attraverso i fori verso la sezione più bassa. I fori schematizzano la conduttanza  $G_M$  del canale principale.

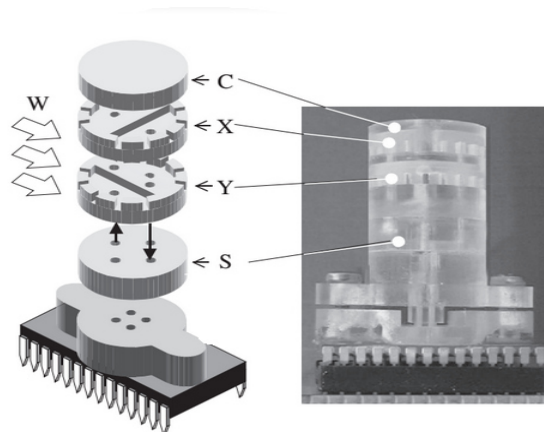


fig 2.20: vista esplosa dell'anemometro direzionale a due canali e una foto del dispositivo [10].

I due dispositivi di sensig sono dei microcalorimetri differenziali che occupano un'area di  $4 \times 4 \text{ mm}^2$  nel chip di silicio.

La problematica ora è trasportare correttamente i due flussi provenienti dalle sezioni X e Y ai due microcalorimetri. La soluzione è raffigurata dalla struttura di figura 2.21.

Sulla parte bassa del blocco che serve a trasportare il flusso sono ricavati due solchi.

La superficie che contiene le trenches ha dimensioni inferiori a quelle del chip (3.4x3.4mm<sup>2</sup>).La superficie viene allineata tramite una guida al chip e pressata contro quest'ultimo grazie ad un "cap" (elemento più in alto della sezione esplosa di figura 2.21). La struttura nel suo complesso è saldamente tenuta insieme da delle viti. In questo modo le trenches creano nel chip due percorsi indipendenti per il flusso d'aria.

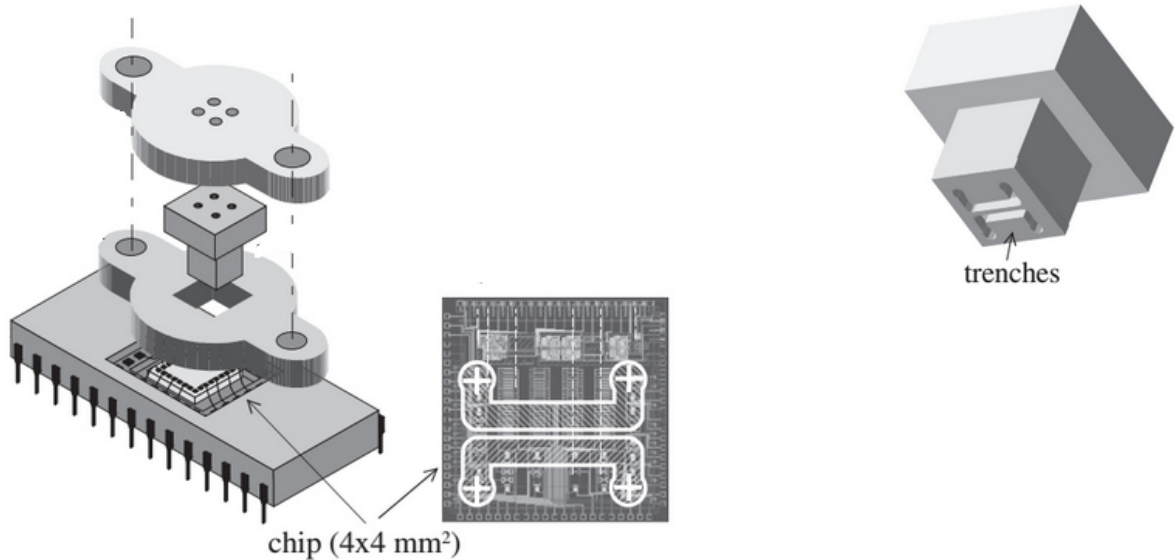


fig 2.21: Sulla sinistra una vista esplosa della struttura usata per il trasporto del flusso con una foto del chip. A destra la superficie dove sono scavate le trenches [10].

In figura 2.22 è riportata la tensione di uscita dei due flussimetri in funzione di un flusso d'aria in ingresso.

Si osserva che le due uscite non sono uguali tra i due canali. La causa è la non perfetta simmetria che c'è tra i due elementi di sensing.

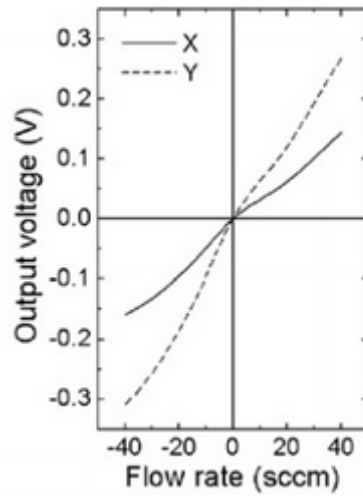


fig 2.22: andamento della tensione di uscita dei due flussimetri sugli assi X e Y [10].

## 2.9 Caratterizzazione del dispositivo.

La caratterizzazione del dispositivo è fatta attraverso il sistema di figura 2.15.

L'andamento dei flussi lungo X e Y è esprimibile allo stesso modo:

$$\begin{aligned} Q_x &= f(u_w) \cdot \cos(\theta) \\ Q_y &= f(u_w) \cdot \sin(\theta) \end{aligned} \quad (2.10)$$

dove  $f(u_w)$  è una funzione della velocità del vento. In generale si ha che:

$$u_w = A \cdot f^B \quad 2.11$$

Con A e B costanti empiriche.

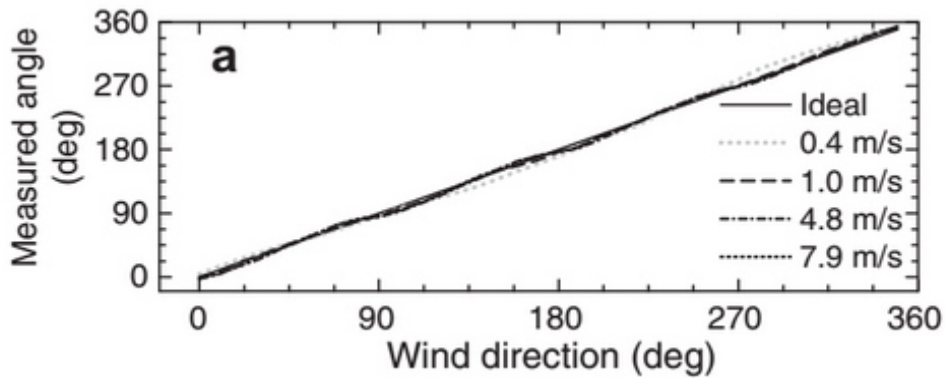


fig 2.23(a): angolo misurato in funzione della direzione reale [10].

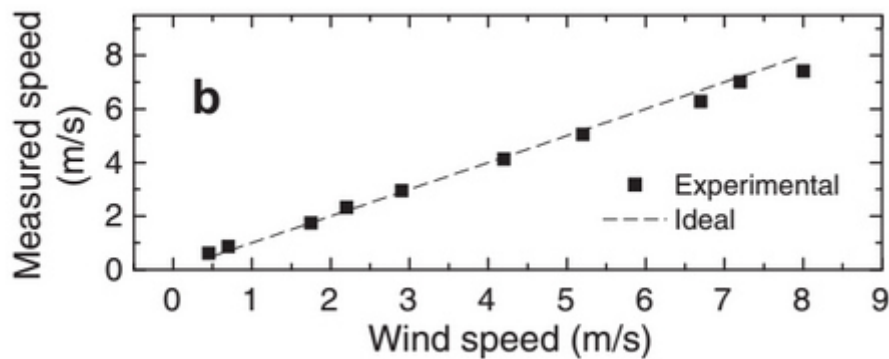


fig 2.23(b): velocità misurata in funzione della velocità reale [10].

In figura 2.23(a) e 2.23(b) sono riportati i grafici della direzione misurata in funzione della direzione reale e della velocità misurata in funzione della velocità reale rispettivamente.

Dalle curve sopra riportate è stato calcolato un errore sulla direzione di  $\pm 5^\circ$  e un errore sulla velocità dell'8%.

L'errore angolare sulle curve simulate è più basso di quelle sperimentali. I motivi sono molteplici: errori di fabbricazione dovuti all'uso della fresa per tagliare i dischi (si tenga conto che la conduttanza idraulica è proporzionale alla quarta potenza del diametro). Il non perfetto allineamento dei due dischi ortogonali, derivante da operazioni di

assemblaggio manuali. Infine il contributo della risoluzione del sensore alle basse velocità dove le misure effettuate sono solo di un ordine di grandezza maggiore della risoluzione del sensore.

Possiamo concludere dicendo che il dispositivo è in grado di misurare velocità e direzione del vento in un piano con una precisione comparabile ad un anemometro meccanico e con un consumo di potenza ridotto a soli 8 mW. Grazie a come è stato fabbricato, può essere ulteriormente miniaturizzato riducendo il diametro del cilindro e le dimensioni del package.

## 2.10 Anemometro direzionale a canali pesati.

L'anemometro a canali pesati è lo strumento che viene utilizzato in questo progetto di tesi.

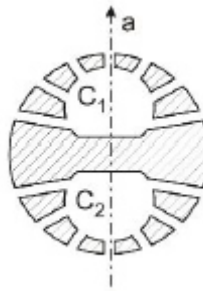


fig 2.24: sezione della struttura a canali pesati [11].

Come si vede in figura 2.24, si differenzia dagli altri due prototipi perché la lunghezza dei canali è via via incrementata man mano che ci allontaniamo dall'asse indicato con **a** [11]. Questo comporta che l'espressione della pressione nelle cavità  $C_1$  e  $C_2$  ha la stessa forma della 2.9 con la differenza che ogni contributo di pressione è moltiplicato per la rispettiva conduttanza idraulica. Usando un'altra struttura posizionata ortogonalmente a quella di figura 2.24 è possibile ottenere, secondo quanto detto fin'ora due pressioni proporzionali ad un seno e un coseno in modo da ottenere informazioni sulla velocità e sulla direzione.

Vediamo di fornire una dimostrazione matematica di quanto detto.

Prendiamo in considerazione l'andamento non monotono della differenza di pressione attorno alla struttura cilindrica di figura 2.5 in funzione dell'angolo  $\theta$ . La funzione gode delle seguenti proprietà:

**pari:** la funzione è simmetrica rispetto all'asse delle y.

**alternativa:** l'andamento del semiperiodo precedente è uguale a quello successivo cambiato di segno.

Se trattassimo l'andamento della differenza di pressione  $\Delta P$  come un segnale possiamo ricorrere allo sviluppo in serie di Fourier [12]. Essendo pari compariranno solo i termini coseno con ampiezza pari ai coefficienti della serie di Fourier e essendo alternativo compariranno solo i termini di indice dispari.

$$\Delta P = \sum_{K=0}^{\infty} A_K \cdot \cos((2 \cdot K + 1) \cdot \theta)$$

Supponiamo che il vento provenga da una direzione che formi con l'asse principale del cilindro un angolo  $\alpha$ . Esprimendo sempre  $\Delta P$  in serie di Fourier abbiamo una traslazione della quantità  $\alpha$ .

$$\Delta P = \sum_{K=0}^{\infty} A_K \cdot \cos((2 \cdot K + 1) \cdot \theta + \alpha)$$

Usando le formule trigonometriche:

$$\Delta P = \sum_{K=0}^{\infty} A_K \cdot [\cos((2 \cdot K + 1) \cdot \theta) \cdot \cos(\alpha) \mp \sin((2K + 1) \cdot \theta) \cdot \sin(\alpha)]$$

Supponiamo di campionare il segnale ad alcuni valori  $\theta_n$ . Il segnale  $\Delta P_{tot}$  sarà dato dalla sovrapposizione di tutti i campioni  $\Delta P(\theta_n)$ .

$$\Delta P_{tot} = \sum_{n=0}^{N-1} \Delta P_n = \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \sum_{K=0}^{\infty} A_K \cdot [\cos((2 \cdot K + 1) \cdot \theta_n) \cdot \cos(\alpha) \mp \sin((2K + 1) \cdot \theta_n) \cdot \sin(\alpha)] \right]$$

Supponiamo di fare un'operazione di mixaggio tra la funzione  $\Delta P_n$  e  $\cos(\theta_n)$ :

$$\begin{aligned}\Delta P_n \cdot \cos(\theta_n) &= \sum_{K=0}^{\infty} A_K \cdot \cos(\theta_n) \cdot [\cos((2K+1) \cdot \theta_n) \cdot \cos(\alpha) \mp \sin((2K+1) \cdot \theta_n) \cdot \sin(\alpha)] \\ &= A_0 \cdot [\cos(\theta_n)^2 \cdot \cos(\alpha) \mp \sin(\theta_n) \cdot \cos(\theta_n) \cdot \sin(\alpha)] + \\ &+ \sum_{K=1}^{\infty} A_K \cdot [\cos((2K+1) \cdot \theta_n) \cdot \cos(\alpha) \mp \sin((2K+1) \cdot \theta_n) \cdot \sin(\alpha)]\end{aligned}$$

Se il numero di campioni N è sufficientemente alto abbiamo che:

$$\sum_{N=0}^{N-1} \Delta P_n \cdot \cos(\theta_n) \rightarrow \int \Delta P \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta$$

$$\begin{aligned}\Delta P \cdot \cos(\theta) &= A_0 \cdot [\cos(\theta)^2 \cdot \cos(\alpha) \mp \sin(\theta) \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\alpha)] + \\ &+ \sum_{K=1}^{\infty} A_K \cdot [\cos((2 \cdot K + 1) \cdot \theta) \cdot \cos(\alpha) \mp \sin((2K + 1) \cdot \theta) \cdot \sin(\alpha)]\end{aligned}$$

Svolgendo i calcoli arriviamo alla seguente conclusione:

$$\int \Delta P \cdot \cos(\theta) \cdot d\theta = A_0 \cdot \left[ \cos(\alpha) \cdot \int \cos(\theta)^2 d\theta \right]$$

Otteniamo una funzione del tipo:

$$\Delta P_{tot} = A_0 \cdot f(\theta_n) \cdot \cos(\alpha)$$

$\Delta P_{tot}$  ha un andamento proporzionale al  $\cos(\alpha)$ .

Usando una logica a canali pesati possiamo dare a ciascuna conduttanza idraulica il giusto peso con la funzione coseno. Considerando un numero di canali pari a 7 con larghezza W e lunghezza L possiamo scrivere il flusso Q come:

$$Q = \frac{1 \cdot \pi}{16 \cdot \mu} \cdot \left( \frac{W \cdot H}{W + H} \right)^4 \cdot \left( \frac{\Delta P_0}{L_0} + \frac{\Delta P_1}{L_1} + \frac{\Delta P_2}{L_2} + \dots + \frac{\Delta P_6}{L_6} \right)$$



$$L_1 = \frac{L_0}{\cos(\theta_1)}$$

$$L_2 = \frac{L_0}{\cos(\theta_2)}$$

$$L_6 = \frac{L_0}{\cos(\theta_6)}$$

Si può dimostrare che una struttura a canali pesati riesce ad approssimare l'andamento sinusoidale della pressione per un range di velocità più ampio rispetto ad una struttura a canali non pesati.

La caratterizzazione del dispositivo sarà esposta nel capitolo 4.

## Capitolo 3. Progetto della IMU.

In questo capitolo verrà spiegata l'architettura dell'intero sistema di navigazione, i vari componenti che lo compongono, la progettazione e la realizzazione della board, lo sviluppo del firmware e la fabbricazione dell'anemometro.

In figura 3.1 è rappresentato lo schema a blocchi finale dell'intero sistema.

Il blocco centrale è una scheda dove c'è un microcontrollore, il quale ha il compito di comunicare con la piattaforma inerziale I-Nemo, sensore di pressione e anemometro in modo da leggere i dati provenienti da questi blocchi e stimare lo stato del sistema. Inoltre è previsto un'interfaccia USB per il collegamento al PC. Il modulo per la conversione da seriale a protocollo wireless e l'interfaccia I2C hub sono in fase di sviluppo, il DAC integrato nel microcontrollore non è stato ritenuto necessario per i sensori target. Tutte e tre le cose sono validi obiettivi per possibili sviluppi futuri allo scopo di rendere più flessibile il sistema.

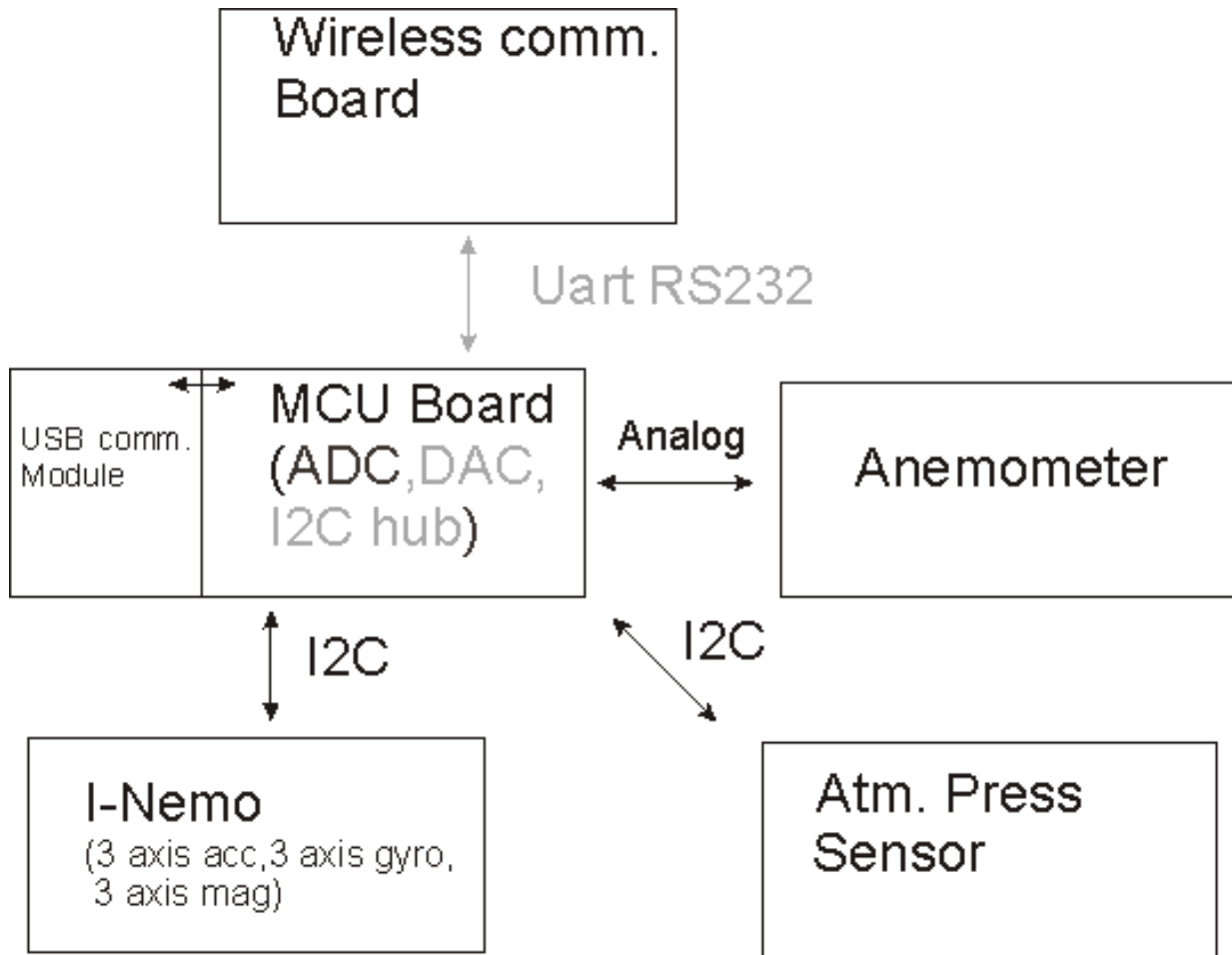


fig 3.1: schema a blocchi del sistema inerziale.

L'integrato principale della scheda è il microcontrollore della famiglia MSP430, in particolare è stato usato un MSP430i2041. Prima di descrivere l'architettura andiamo a illustrare le caratteristiche principali di questa famiglia.

### 3.1 Microcontrollore MSP430.

La famiglia del microcontrollore MSP430 è un prodotto della Texas Instruments [13]. Si presenta come un sistema ultra-low power con un'architettura di Von Newman a 16 bit di tipo RISC (reduced instruction set computer), ovvero con un ridotto set d'istruzioni che opera quasi e esclusivamente sui registri. Di seguito sono riportati il package a 28 pin e uno schema a blocchi funzionale di un MSP430i2041.

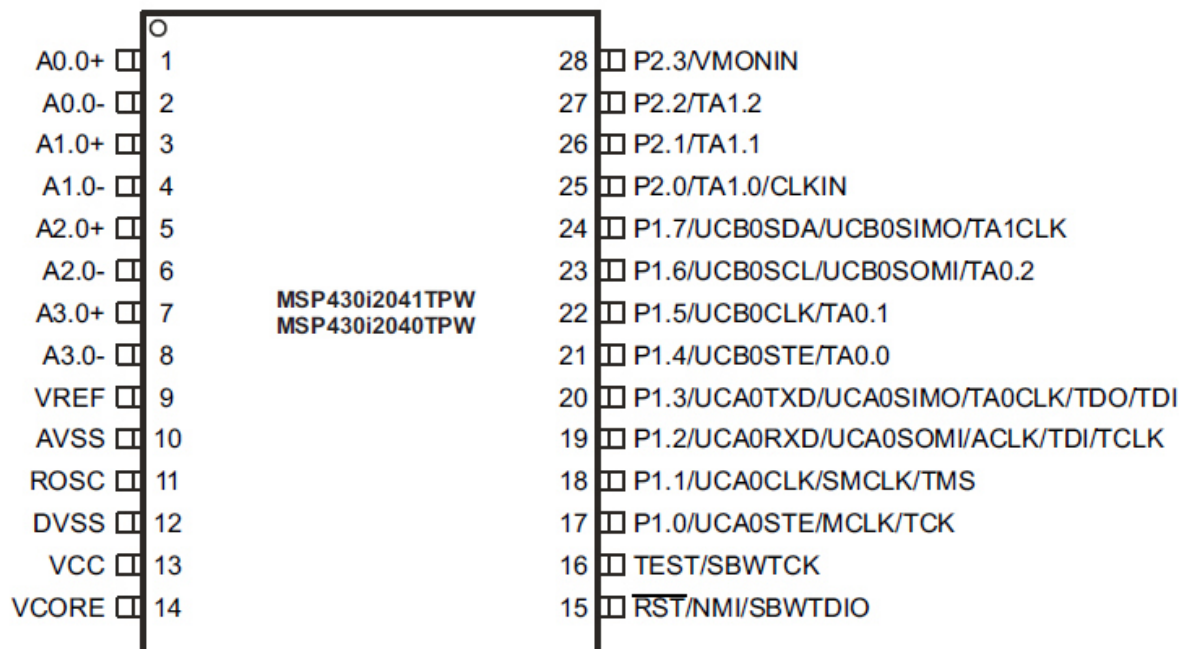


fig 3.2: vista dall'alto del package a 28 pin di un MSP430i2041 [13].

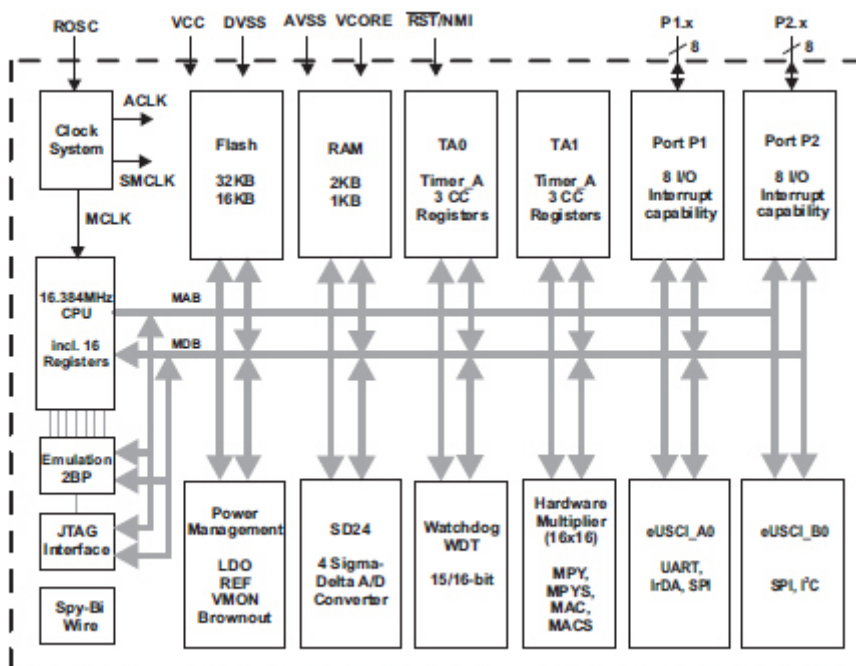


fig 3.3: schema a blocchi di un MSP430i2040x [13].

La tensione di alimentazione (denominata con  $V_{cc}$ ) del dispositivo ha un range di 2.2-3.6 V. Questa tensione viene regolata a 1.8 V ( $V_{core}$ ) dal un LDO integrato (low drop-out voltage regulator) che alimenta la RAM, la FLASH, la CPU e i moduli digitali, mentre la  $V_{cc}$  alimenta le periferiche I/O e i moduli analogici.

Il clock è fornito da un DCO (digital control oscillator) secondo lo schema di figura 3.4.

Il DCO opera ad una frequenza fissa di 16.384 MHz e supporta due modalità di funzionamento a seconda di come viene configurato il bit DCOR: se assume il valore 0 il DCO opera con una resistenza interna, altrimenti con una resistenza esterna dal valore di 20 K $\Omega$  connessa al pin ROOSC. Quest'ultima modalità di funzionamento offre una maggiore accuratezza del segnale di clock in termini di tolleranza assoluta e drift dovuti alla temperatura rispetto al funzionamento con resistenza interna.

Il segnale di clock del DCO viene sfruttato per produrre altri quattro possibili segnali di clock:

- ACLK: segnale di clock a frequenza fissa pari a 32 KHz usato dai moduli periferici.
- MCLK: clock usato dalla CPU. A seconda del valore del registro MCLKDIV possiamo dividere la frequenza di clock del DCO di un fattore 1, 2, 4, 8 o 16.
- SMCLK: clock usato dai moduli periferici. A seconda del valore del registro SMCLKDIV possiamo dividere la frequenza di clock del DCO di un fattore 1, 2, 4, 8 o 16.

Infine abbiamo che il segnale di clock del DCO viene anche usato per il convertitore Sigma-delta ad una frequenza fissa di 1.024 MHz.

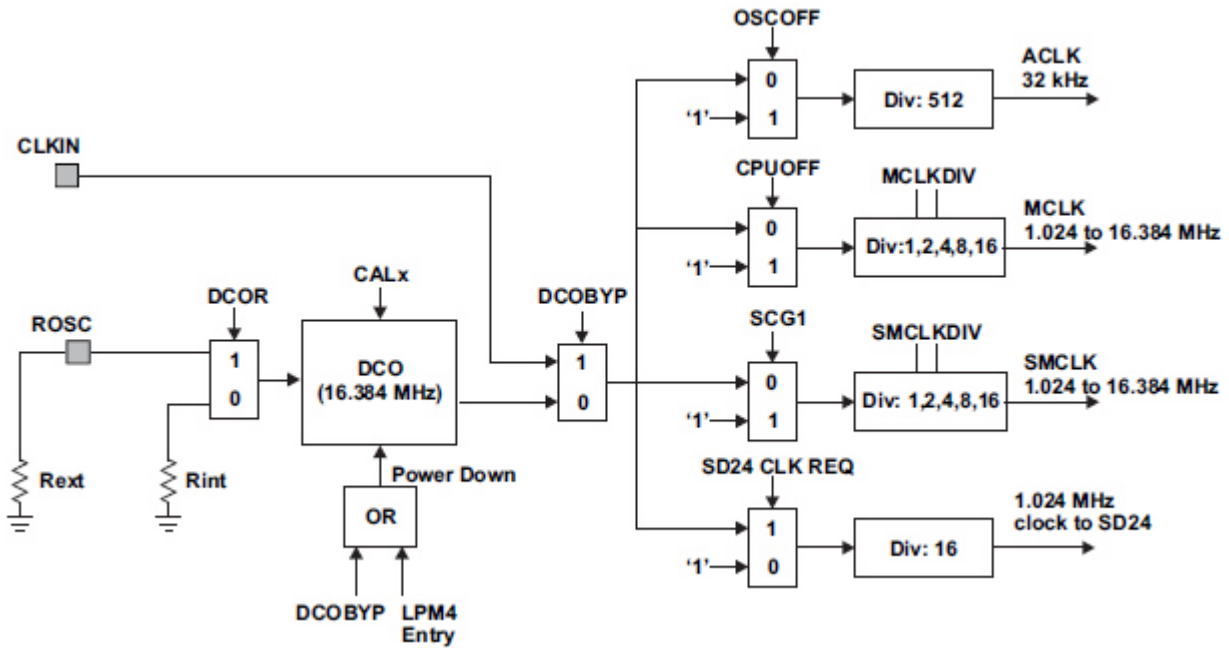


fig 3.4: schema a blocchi riguardante la generazione del clock di sistema [13].

Dato che questo è un dispositivo ultra low-power, per ottimizzare il consumo di potenza sono pensate le seguenti modalità di funzionamento:

- Active mode (AM)
  - Tutti i clock sono attivi.
  - consumo di corrente di 275  $\mu\text{A}/\text{MHz}$  con una tensione di alimentazione di 3V .
- Standby mode (LPM3)
  - CPU è disabilitata
  - DCO è abilitato.
  - MCLK e SMCLK sono disabilitati.
  - ACLK è attivo.
  - Totale conservazione della RAM con un consumo di corrente di 210  $\mu\text{A}$  a 3V.
- Off-mode (LPM4)
  - CPU è disabilitata.

- DCO è disabilitato.
- MCLK,SCLK e ACLK sono disabilitati.
- Totale conservazione della RAM con un consumo di corrente di 70  $\mu$ A a 3V.
- Shutdown Mode (LPM4.5)
  - Il regolatore di tensione interno è disabilitato.
  - La RAM non è alimentata.

Per risvegliare il dispositivo da una modalità low-power (LPM3 e LPM4) è necessario un evento di interrupt. Il tempo che impiega per risvegliarsi e andare in active mode è di 1  $\mu$ s, il che lo rende adatto per applicazioni dove si ha una forte interazione con l'utente. Per risvegliare il dispositivo dalla modalità LPM4.5 è necessario un segnale attivo basso sul pin  $\overline{\text{RST}} / \text{NMI}$ .

Il microcontrollore supporta un modulo che implementa una comunicazione I<sup>2</sup>C con altri dispositivi compatibili con questo tipo di protocollo di comunicazione. Lo scambio di dati avviene tramite due fili: su un filo transita il clock (SCL) e sull'altro i dati (SDA). Il dispositivo inizializzato come master inizia la comunicazione generando prima un segnale di start seguito da 7 bit che indicano l'indirizzo dello slave e un bit  $\overline{\text{R/W}}$ . Se  $\overline{\text{R/W}} = 0$  il master trasferisce dati allo slave, altrimenti riceve dati dallo slave. Quest'ultimo dopo ogni byte ricevuto spedisce un bit di Acknowledgement (Ack) al nono ciclo di clock. Dopo aver trasmesso o ricevuto dati, il master genera un segnale di stop secondo le tempistiche sotto riportate.

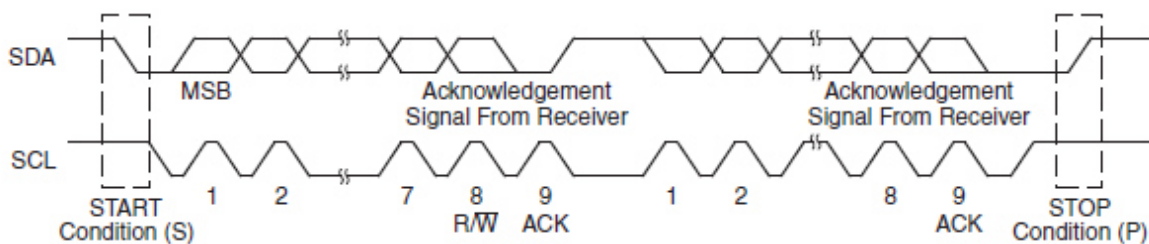


fig 3.5: andamento temporale dei segnali di SDA e SCL nel protocollo I<sup>2</sup>C .

Il baud-rate può essere impostato dividendo SMCLK per 2, 4, 8 o 16 attraverso una coppia di bit di un apposito registro.

In questo lavoro di tesi è stato scelto il microcontrollore MSP430i2041 poiché offre la possibilità di trattare segnali analogici grazie alla presenza di quattro convertitori analogico digitale sigma delta del secondo ordine a 24 bit con ingressi differenziali le cui caratteristiche sono:

- frequenza di campionamento del modulatore fissa e pari a 1.024 MHz. Questo non è sempre attivo ma solo quando viene abilitato a eseguire una conversione.
- possibilità di selezionare via software una tensione di riferimento  $V_{ref}$  che può essere fornita dall'esterno oppure internamente con un valore pari a  $V_{ref} = 1.2 V$ .
- ENOB (effective number of bits) pari a 14.
- Possibilità di selezionare il fattore di oversampling ratio (OSR) fino a un valore di 256.
- Possibilità di selezionare il guadagno del modulatore fino a un valore di 16.

Altro parametro di merito è il SINAD, ovvero il rapporto tra la potenza del segnale utile e quella del rumore più distorsione. L'andamento del SINAD in funzione del OSR è riportato in figura 3.5.



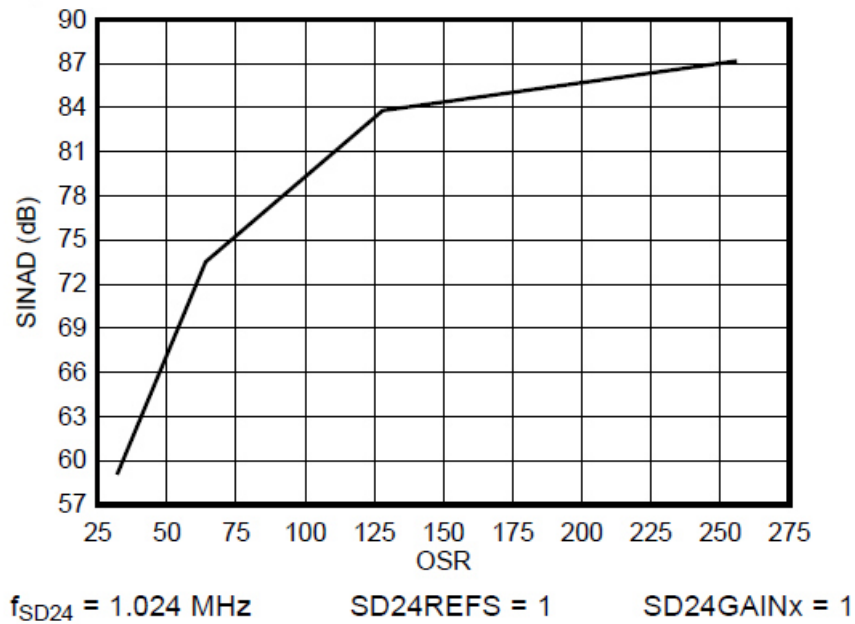


fig 3.5: andamento del SINAD in funzioni dell'OSR [13].

La famiglia MSP430 dispone anche di un Timer dalle seguenti caratteristiche:

- contatore a 16 bit con segnale di clock selezionabile tra ACLK, SMCLK oppure fornito dall'esterno. La frequenza del segnale di clock selezionato può essere anche divisa per 2, 4 o 8.
- fino a sette registri comparatori.
- varie modalità di funzionamento: up mode, continuous mode, up/down mode e capture mode.

Per avere una dettagliata spiegazione di ogni blocco con relativa mappatura dei registri si faccia riferimento al MSP430I\_family\_USER GUIDE.

## 3.2 Descrizione schema elettrico.

In figura 3.6 è rappresentato lo schema elettrico della board disegnato in ambiente KiCad. Come possiamo vedere oltre al microcontrollore MSP430i2041 sono presenti altri integrati come un regolatore di tensione MCP1802, una porta USB, convertitore da usb a seriale FT231X e molti connettori per rendere accessibili dall'esterno più pin possibili. Gli integrati in questione non erano presenti nelle librerie di KiCad ed è stato necessario crearli sfruttando apposite funzionalità del programma. L'alimentazione può essere fornita dall'esterno oppure dalla porta USB. Questa scelta è fatta tramite un jumper applicato al connettore P2. La tensione viene regolata a 3.3V dall'integrato MCP1802. La tensione regolata alimenta il microcontrollore e altre possibili schede attraverso il connettore P6. Se l'alimentazione viene fornita dalla USB, inserendo un jumper al connettore P5, abbiamo la possibilità di comunicare da PC con il microcontrollore grazie all'integrato FT231X che converte i dati da usb a seriale. In fase di sviluppo del firmware e di test l'alimentazione è fornita dall'esterno attraverso un emulatore MSP-FET rappresentato in figura 3.7, il quale offre un canale di comunicazione seriale (UART) tra la porta seriale USB del computer e il microcontrollore. I due fili della seriale (RXD e TXD) dell'MSP-FET sono collegati ai pin nominati rispettivamente con Rx e Tx del connettore P5, i quali sono collegati a pin di I/O P1.2 e P1.3 del microcontrollore. La programmazione e il debug sono effettuati tramite interfaccia SPI-BI-WIRE (a 2 fili) J-TAG. I due fili per la programmazione in uscita al MSP-FET sono collegati ai pin TEST e RST del microcontrollore.

## Capitolo 3 Progetto della IMU

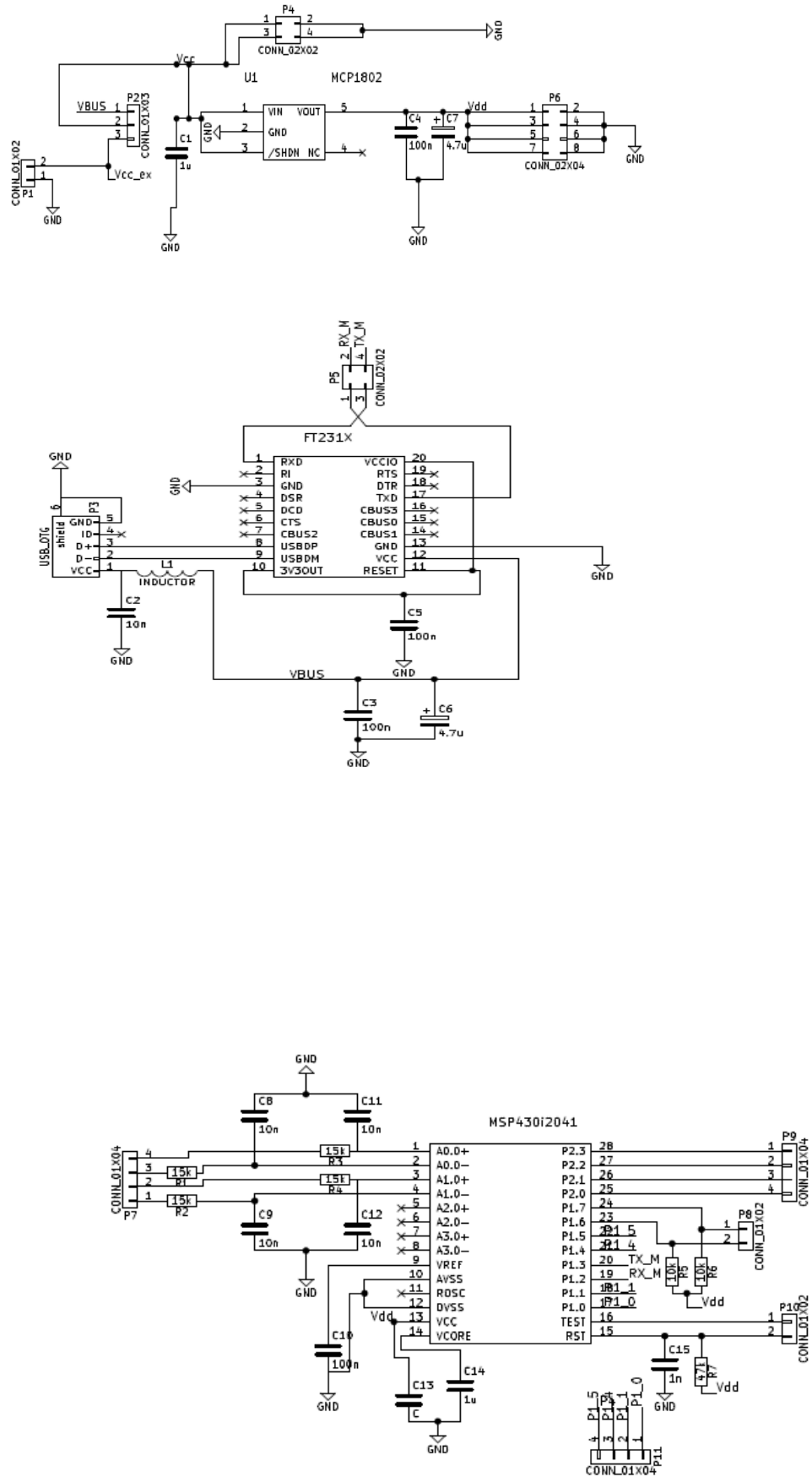


fig 3.6: schema elettrico della board.



*fig 3.7: MSP-FET*

Ai pin P1.6 e P1.7 sono collegate delle resistenze di Pull-up da 10 K $\Omega$  per la comunicazione seriale I2C con la piattaforma inerziale che descriveremo in seguito. I pin P2.0, P2.1, P2.2, P2.3 e P1. 1, P1.2, P1.4, P1.5 sono collegati rispettivamente ai connettori P9 e P11; su richiesta dell'utente possono essere pilotati in modalità bit-bang per implementare il protocollo seriale non standard (simile al protocollo SPI ma non compatibile al 100 % ) richiesto per la comunicazione con l'anemometro. Per quanto riguarda gli ADC, si è previsto di rendere disponibili su un connettore gli ingressi di due convertitori presenti nel chip.vengano utilizzati due. Gli ingressi differenziali sono A0.0+/A0.0- e A1.0+/A1.0- rispettivamente del primo e del secondo. Prima di questi è stato inserito un filtro passa basso anti-alias con frequenza di taglio pari a 1KHz. Dato che l'OSR è selezionato a 256, abbiamo un buon sovracampionamento del segnale analogico d'ingresso. Dato che per le nostre applicazioni il segnale d'ingresso non arriverà mai alla frequenza di 1 KHz, i filtri introducono una sufficiente attenuazione ai disturbi che potrebbero introdurre aliasing. La tensione di riferimento VREF del convertitore non viene applicata dall'esterno ma viene sfruttata quella interna del microcontrollore. Per avere una maggiore reiezione ai disturbi tra il pin VREF e massa è collegata una capacità da 100 nF. Stesso principio per le tensioni di alimentazione. Per la VBUS e per la Vdd regolata abbiamo due capacità in parallelo verso massa: il condensatore elettrolitico si preoccupa di reiettare i disturbi a bassa

frequenza visto il suo valore più elevato rispetto all'altra capacità non elettrolitica e un andamento della reattanza per frequenze più elevate non più ideale. Al contrario il condensatore non elettrolitico serve ad abbattere i disturbi a più alta frequenza visto il range più ampio in cui si può considerare una capacità pura. Al pin Vcc della porta USB è collegata un' induttanza per bloccare i disturbi prodotti dalla scheda che potrebbero trasferirsi verso la porta USB del PC.

### 3.3 Realizzazione PCB.

Una volta creato lo schema elettrico è stato fatto un controllo generale sulle regole elettriche per verificare che non ci fossero errori grossolani per esempio pin non connessi. Dopo di che è stata creata la netlist dove si sono assegnate le impronte (footprint) relative ai componenti della scheda. In particolare le impronte associate sono le seguenti:

<b>Componenti</b>	<b>Impronta</b>
MSP430i2041	TSSOP-28_4×9.7 mm Pitch_0.65 mm
FT231X	SSOP-28_4×6.5 mm Pitch_0.65 mm
MCP1802	SOT-23-5
Connettori	Pin_Header
Resistenze,capacità,induttanza	Handsoldering

Il PCB è stato realizzato sempre tramite KiCad con sintesi manuale su due layer (top layer e bottom layer) cercando di ottenere una struttura più compatta possibile. Sul top layer sono stati posizionati gli integrati mentre sul bottom layer i componenti passivi e i connettori. Gli integrati sono di tipo surface mount per ridurre il più possibile l'ingombro.

Per facilitare la saldatura, le vie che connettono i due layer del PCB sono state fatte con un diametro di 1.2 mm. Per quanto riguarda la larghezza delle piste si è cercato di non scendere mai sotto 0.3 mm. Per i collegamenti più lunghi abbiamo mantenuto una larghezza di 1 mm per migliorare la resa di produzione e ridurre le resistenze parassite.

In figura 3.8 è rappresentato il PCB. In rosso i componenti sul top layer, in verde quelli sul bottom layer. Le dimensioni sono 5×3 cm. In figura 3.9 e 3.10 sono rappresentati rispettivamente il bottom e il top layer.

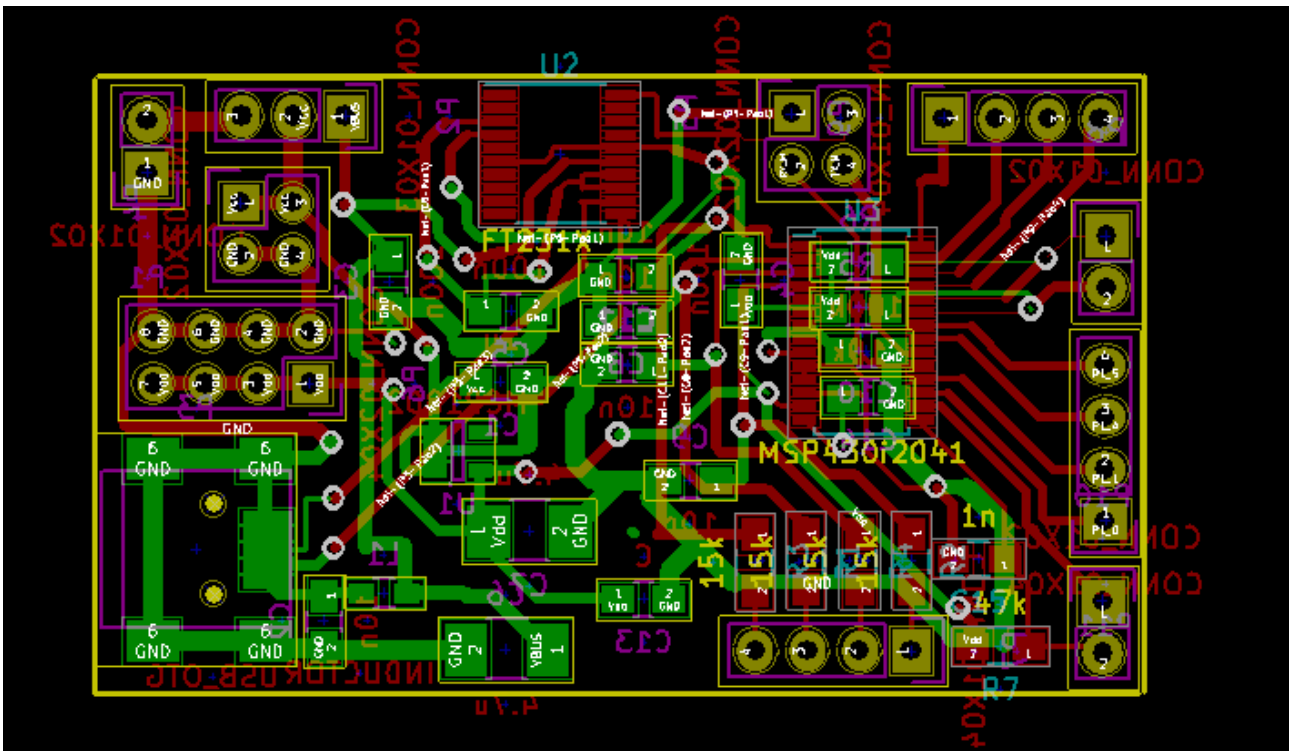
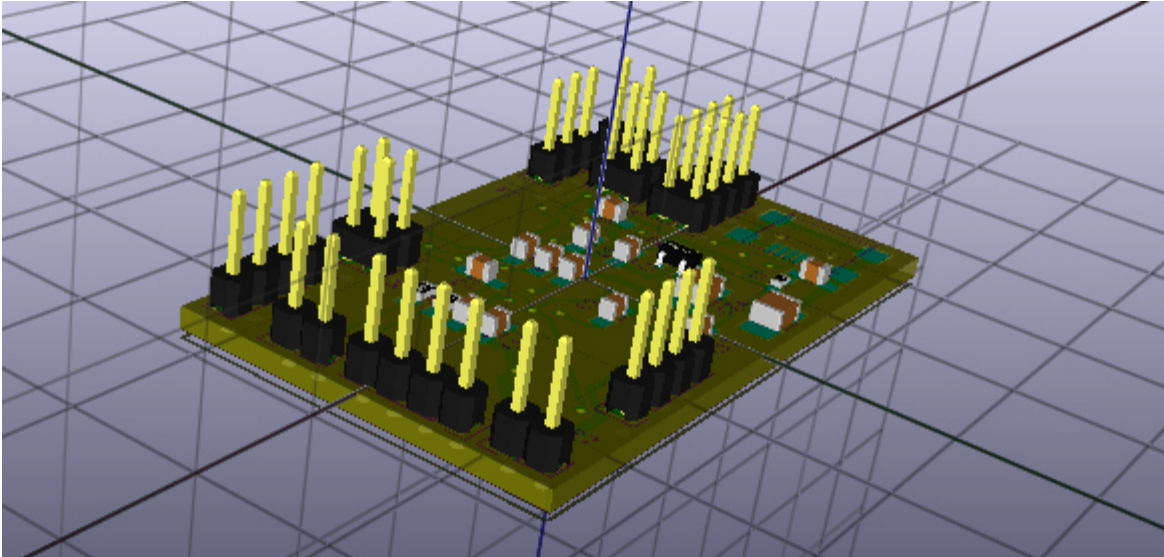
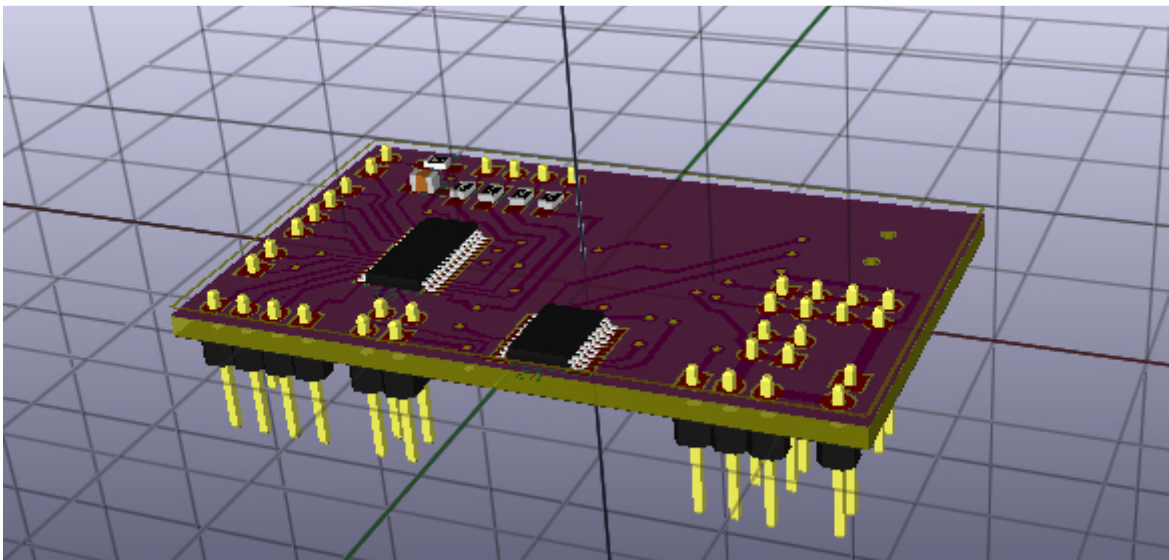


fig 3.8: rappresentazione del PCB.



*fig 3.9: rappresentazione del bottom layer.*



*fig 3.10: rappresentazione del top layer.*

### 3.4 Produzione PCB.

Una volta finito il PCB le maschere del top layer e del bottom layer sono state stampate su lucido tramite stampante laser. Prima della stampa, al top layer è stata applicata una operazione di simmetria (mirror). I due lucidi sono stati allineati e connessi tramite nastro adesivo in modo tale che nel mezzo ci finisse la basetta, dopo di che tra i fogli pre-allineati è stata inserita la basetta fissandola ad uno dei lucidi mediante biadesivo. Quest'ultima è stata impressionata mediante bromografo a UV per un tempo di 2 minuti e mezzo per lato. Dopo di che siamo passati alla fase di sviluppo del resist. Per far questo la basetta è stata inserita in una soluzione di sali disciolti. Eliminato il resist, si è passati all'attacco del rame mediante una soluzione di acido cloridico e acqua ossigenata. Infine con dell'acetone è stata fatta una pulizia finale alla basetta per togliere il photo-resist non impressionato.

Ottenuta la basetta e controllato che non ci fossero piste interrotte, siamo passati alla foratura delle vie con un trapano a colonna. Per ciascuna via è stato fatto passare un filo di rame. Questo è stato saldato alle due estremità con un saldatore a stagno in modo da realizzare un buon contatto elettrico tra le due facce in rame. Successivamente si è passati a effettuare la saldatura dei componenti. Prima sono stati saldati i componenti passivi e i connettori e poi gli integrati surface mount. Una volta costruita la scheda sono stati effettuati dei test preliminari. Per prima cosa abbiamo alimentato la scheda ed è stato verificato che la tensione di alimentazione fosse effettivamente presente su tutti i pin d'interesse. Dopo è stata controllata la comunicazione seriale col microcontrollore (tramite porta USB integrata nella scheda sia attraverso l'emulatore) caricando prima il firmware (che andremo a descrivere in seguito) e chiamando qualche funzione base attraverso l'emulatore di terminale "putty" installato in ambiente Microsoft Windows.



### 3.5 Piattaforma inerziale I-Nemo.

Dopo aver creato la board ci siamo preoccupati della piattaforma inerziale. L'integrato utilizzato è LSM9DS1 della STMicroelectronics, appartenente alla famiglia i-Nemo. Il range di alimentazione di 1.9-3.6 V ben si adatta alla tensione regolata di 3.3 V della MCU board. L'I-Nemo dispone di un accelerometro, giroscopio e magnetometro triassiali con i seguenti fondo scala selezionabili:

- $\pm 2 / \pm 4 / \pm 8 / \pm 16$  g per l'accelerometro.
- $\pm 2 / \pm 4 / \pm 8 / \pm 12 / \pm 16$  gauss per il magnetometro.
- $\pm 245 / \pm 500 / \pm 2000$  dps per il giroscopio.

L'anemometro e il giroscopio hanno due modalità di funzionamento: solo accelerometro attivo e giroscopio in power down oppure sia giroscopio che accelerometro attivi. Il magnetometro è indipendente dalla modalità di funzionamento degli altri due sensori e può essere messo in low power mode oppure in modalità attiva separatamente. Per passare da una modalità di funzionamento e l'altra è necessario scrivere in appositi registri che andremo a descrivere nella sezione riguardante il firmware.

La piattaforma dispone di un interfaccia seriale SPI e una I<sup>2</sup>C con un baud rate fino a 400 Kbps compatibile con il microcontrollore. La scheda LSM9DS1 in un protocollo di comunicazione seriale I<sup>2</sup>C si comporta come dispositivo slave. Un ciclo di lettura e scrittura da parte di un dispositivo master è riportato nella tabella sottostante.

Master	ST	SAD + W		SUB		SR	SAD + R			NMAK	SP
Slave			SAK		SAK			SAK	DATA		

Il Master dopo il segnale di Start trasmette un byte dove i primi 7 bit costituiscono il SAD (slave address), ovvero l'indirizzo del sensore con cui si vuol comunicare e l'ultimo bit indica se il Master vuole scrivere o leggere. Successivamente lo Slave manda al Master un segnale di Acknowledge. Se il Master vuole effettuare un'operazione di scrittura spedisce l'indirizzo del registro su cui vuole scrivere e il relativo contenuto e attenderà un segnale

di Acknowledge dallo Slave. Altrimenti aspetta il dato dallo Slave, dopo di che manda un segnale di Acknowledge e il segnale di Stop. La piedinatura e i collegamenti dei pin sono riportati in figura 3.11.

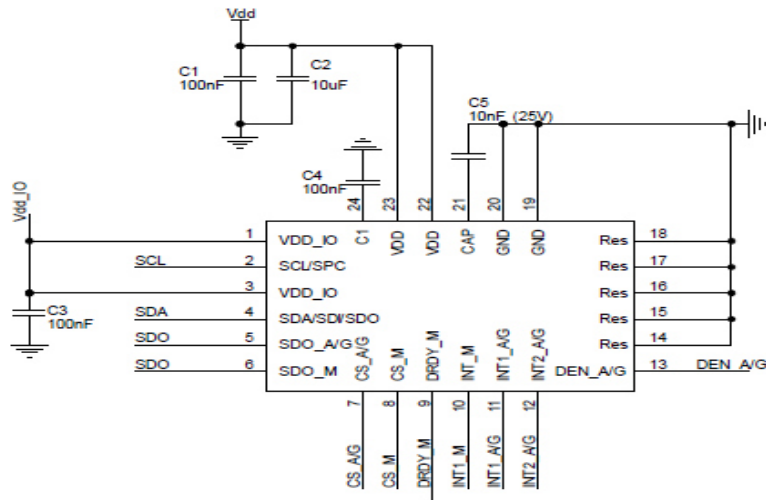


fig 3.11: vista dall'alto del package con relativa piedinatura.

I pin di nostro maggiore interesse sono SCL e SDA che rappresentano rispettivamente il clock e i dati dell'interfaccia I<sup>2</sup>C . Per facilitare l'accesso ai pin del chip i-Nemo è stata scelta una scheda di sviluppoLa piattaforma I-Nemo non si interfaccia direttamente con il microcontrollore ma si serve di una scheda adattatore STEVAL-MKI159V1 rappresentata in figura 3.12, comprende oltre al circuito integrato anche il minimo numero di componenti parassiti necessari e una serie di connettori passo 2.54 mm.



fig 3.12: scheda adattatore STEVAL-MKI159V1.

Le schede LSM9DS1 e STEVAL-MKI159V1 sono state saldate su una scheda millefori.

### 3.6 Barometro.

Per le misure di pressione è stato usato l'integrato low-power MPL3115A2 [14]. Al suo interno è presente un sensore di pressione piezoelettrico con un'interfaccia I2C fino a 400 KHz. Il range di operabilità è di 20 KPa-110 KPa e la tensione di alimentazione copre un range che va da 1.95 V a 3.6 V. Il dispositivo può funzionare da barometro (misuratore di pressione) che da altimetro. In entrambi i casi è presente la funzionalità di termometro. Al suo interno è presente un convertitore ADC a 24 bit. Il sensore piezoelettrico fornisce in ogni caso una tensione proporzionale alla pressione assoluta (Pa) convertita dall'ADC. Se il dispositivo funziona da barometro il risultato privo di segno sarà fornito su un apposito registro a 20 bit. Quando la modalità di funzionamento è quella di altimetro tutte le pressioni lette sono convertite in altitudine relativa al livello del mare. Il risultato in complemento a due è memorizzato su un apposito registro a 20 bit. La conversione da pressione a altitudine è eseguita sfruttando la seguente relazione.

$$h = 44330.77 \cdot \left(1 - \frac{P}{P_0}\right)^{0.1902632} + \text{OFF\_H}(\text{Register\_Value})$$

$h$  è l'altezza in metri,  $p_0$  è la pressione a livello del mare (101326 Pa) e  $\text{OFF\_H}(\text{Register\_Value})$  è uno specifico registro per la correzione dell'offset.

In figura 3.13 una foto dell'integrato.

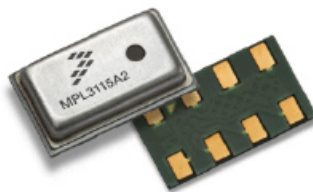


fig 3.13: una foto dell'integrato MPL3115A2.

### 3.7 Fabbricazione anemometro.

Le due sezioni dell'anemometro a canali pesati sono state fabbricate con una fresa a controllo numerico. La prima sezione ha canali profondi 1 mm e larghi 0.5 mm, la seconda a canali larghi 1 mm e profondi 2 mm. In linea teorica, la risposta delle sezioni dovrebbe essere indipendente dalla sezione dei canali, purché essa sia identica per tutti i canali della sezione stessa. In realtà, gli equivalenti elettrici del sistema idraulico introdotti nel capitolo 2 sono validi solo se si considera un moto laminare ben formato lungo tutta la sezione dei canali. Questa approssimazione è tanto più verificata, quanto più piccola è la sezione rispetto alla lunghezza. Tuttavia, piccole sezioni hanno maggior probabilità di venire occluse da piccole particelle di polvere. Per questo motivo sono state inserite due sezioni con canali di dimensioni diverse, in modo da valutare quale delle due offre un miglior compromesso tra affidabilità e precisione.

Canali più grandi è più difficile che si instauri un moto laminare che è alla base per ottenere l'andamento sinusoidale del flusso in funzione dell'angolo d'incidenza, ecco che è stato previsto un canale di dimensione più piccola. Le lunghezze dei canali sono inversamente proporzionali al coseno dell'angolo  $\alpha$  (l'angolo che si forma tra l'asse principale del disco e l'asse longitudinale di un canale). Così facendo le varie conduttanze idrauliche sono direttamente proporzionali al  $\cos(\alpha)$  come dimostrato nel capitolo 2.

In figura 3.14 è rappresentato il chip.

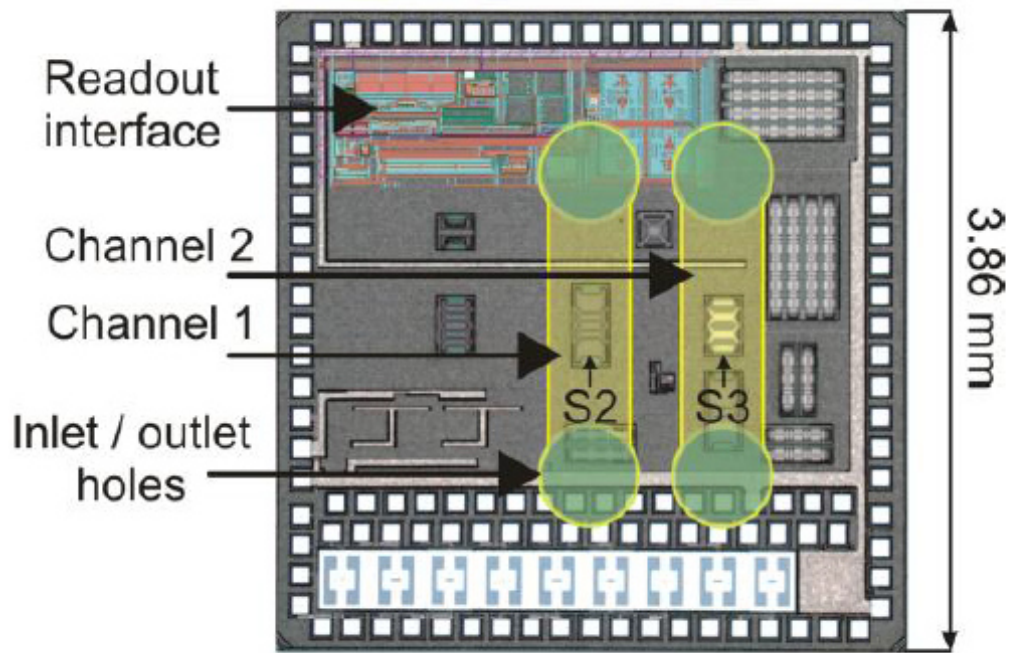


fig 3.14: una foto del chip.

Il chip è stato fabbricato [15] mediante un processo di lavorazione BCD6s della STMicroelectronics e finito con un semplice passo di microlavorazione di post processamento per garantire isolamento termico. I flussimetri per misurare la pressione differenziale sono identificati nella foto dalle strutture indicate con S2 e S3. Ogni struttura consiste di due microcalorimetri differenziali formati da due termopile di fronte a due riscaldatori. Il flusso d'aria, fatto convogliare attraverso i due canali, crea uno sbilanciamento di temperatura tra le termopile che verrà convertito in una tensione. E' stata introdotta una configurazione a doppio riscaldatore per implementare un approccio di compensazione dell'offset. Nello stesso chip è integrata un'interfaccia analogica. In figura 3.15 è raffigurato lo schema a blocchi funzionale dell'interfaccia analogica.

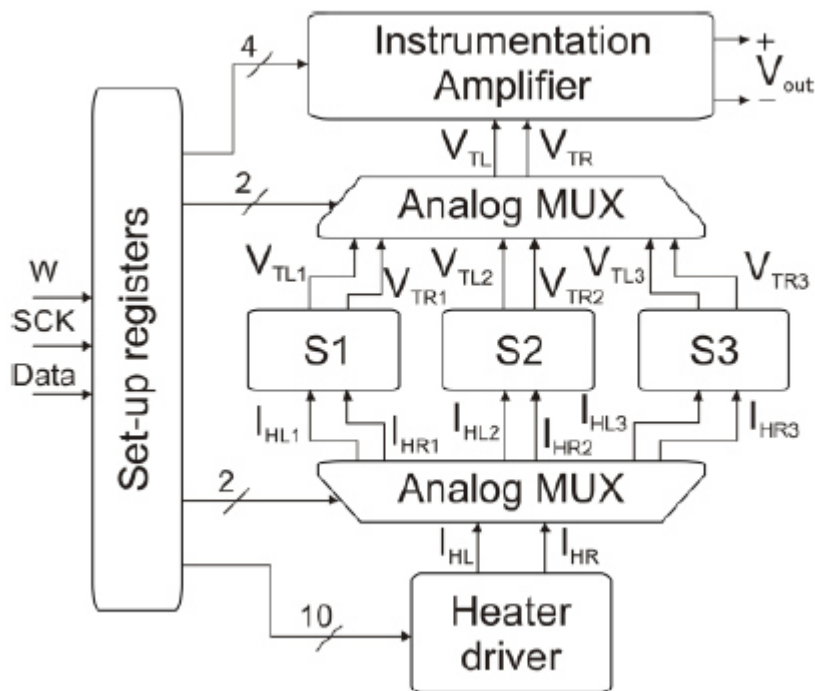


fig 3.15: schema a blocchi funzionale dell'interfaccia analogica.

Il blocco Heater driver fornisce le correnti per alimentare i riscaldatori. Il modo comune serve per settare la sensibilità del riscaldatore mentre la componente differenziale serve per compensare l'offset dei flussimetri. La tensione prodotta dalle termopile è letta da un amplificatore da strumentazioni chopper con guadagno di 200. L'interfaccia analogica è controllata da un set di registri digitali che possono essere programmati attraverso una comunicazione SPI per attivare o meno la lettura dei due canali.

### 3.8 Firmware.

Il microcontrollore è stato programmato in linguaggio C con il programma Code Composer. Come accennato in precedenza il codice non è stato implementato da zero, ma sono state aggiunte altre funzioni sfruttandone altre già scritte in precedenti lavori di tesi. In una prima fase di test le funzioni sono chiamate attraverso stringhe inviate alla porta seriale Uart con un baud rate di 19200 bit/sec tramite il programma "Putty". Le stringhe di comando sono formate da una parola chiave che indica quale funzione bisogna eseguire

seguita da un massimo di tre argomenti separati da uno spazio. Il tutto deve terminare con il carattere di ritorno carrello secondo il seguente formato:

Key [Arg\_1] [Arg\_2] [Arg\_3]/r

Sia la chiave che gli argomenti sono costituiti da caratteri ASCII. Se la funzione produce uno o più risultati di uscita questi vengano spediti attraverso la Uart sempre sottoforma di caratteri ASCII per permetterne la visualizzazione all'utente sull'interfaccia Putty. Il firmware contiene una sezione di codice che si preoccupa di fornire gli eventuali argomenti già equispaziati e memorizzati in alcuni campi. Il programmatore che volesse aggiungere altre funzioni deve solo di aggiungere la nuova chiave e il codice della funzione. Andiamo a descrivere le funzioni che sono state implementate. Nell'Appendice è riportato il codice delle varie funzioni.

- **VER**

Restituisce la sigla del microcontrollore, e la versione del firmware. Questa funzione è utile per la stesura di programmi che richiedano la compatibilità con microcontrollori diversi.

- **ADC channel**

Questa funzione ha il compito di leggere il canale ('0' o '1') dell'ADC sigma delta a 24 bit e spedisce il risultato della conversione. Gli ADC sono impostati con un fattore OSR=256 e una Vref interna. La funzione mette alto un bit che comanda l'inizio di conversione, dopo di che viene testato con un ciclo while il bit di fine conversione. Finita la conversione il risultato su 24 bit in complemento a 2 viene espanso sempre in complemento a due su 32 bit e trasmesso sulla seriale.

- **ADCM channel**

Al fine di eliminare il rumore a 50 Hz della tensione di rete è stata creata una funzione che va a fare la media su 16 campioni letti dall'ADC e spedisce il risultato mediato codificato su 32 bit ma diviso per 16, quindi avente un numero di bit significativi sempre pari a 24. I campioni sono letti con un intervallo di tempo di 1.25 ms ( $1.25 \cdot 16 = 20$  ms che è il periodo del disturbo di rete). Per avere una buona precisione sul periodo di campionamento è stato usato un interrupt. Ogni 1.25 ms viene chiamata una routine di interrupt che va a leggere il valore del campione e lo somma al risultato della somma parziale precedente. Alla fine delle 16 letture l'interrupt viene disabilitato e il risultato di tutte le somme viene diviso per 16. Il sigma-delta dispone di un filtro passa basso digitale  $\text{sinc}^3$  la cui risposta ha l'andamento di figura 3.13. Dato che  $\text{OSR}=256$  e la frequenza del modulatore

$f_M = 1.024$  MHz la frequenza dei campioni di uscita è  $f_s = \frac{f_M}{\text{OSR}} = 3.9$  KHz . Il rumore a 50

Hz non viene minimamente attenuato dal filtro, ecco che un'operazione di media diventa necessaria. Si noti che l'operazione di media corrisponde ad un filtraggio passa basso.

Questo comporta anche un aumento dei bit efficaci (ENOB) che, nell'ipotesi di rumore di quantizzazione bianco, porta la risoluzione efficace a 16 bit.



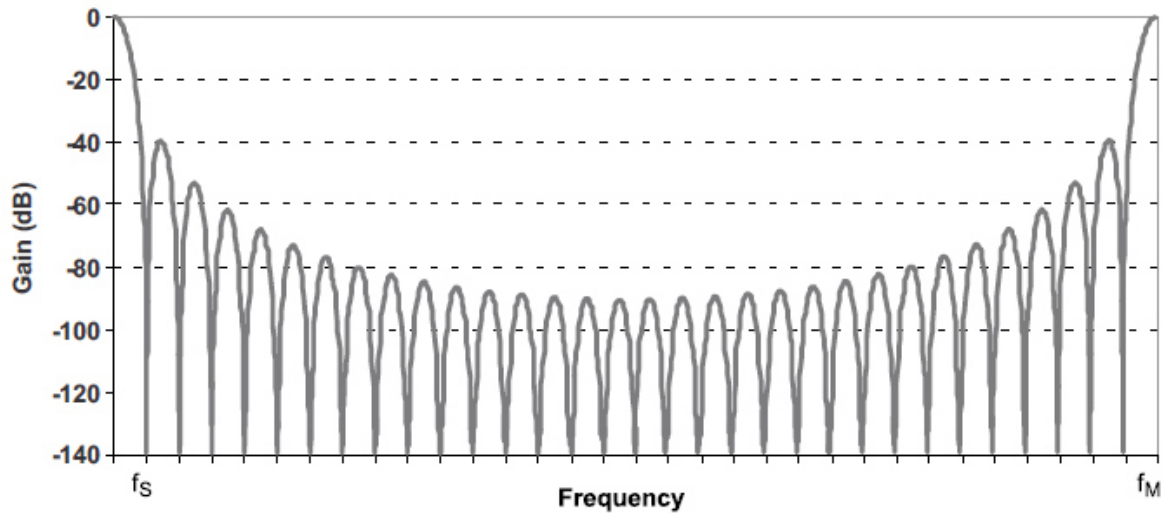
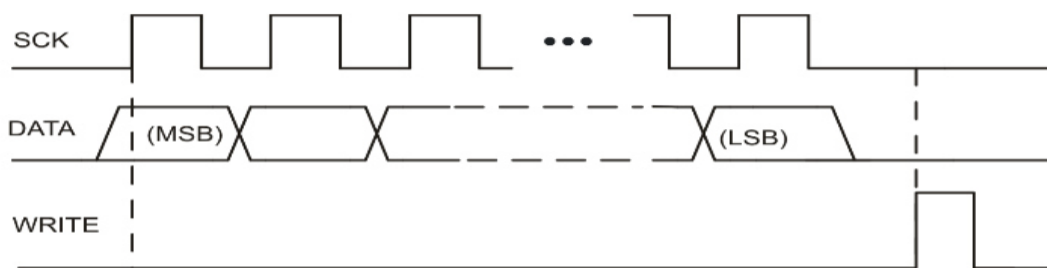


fig 3.13: risposta in frequenza del filtro passa basso digitale  $\sin^3$

- MICWRT port, clock, dati, write string.

La MICWRT implementa in modalità bit-bang il protocollo di comunicazione richiesto per il controllo del chip dell'anemometro. Come anticipato, questo protocollo è analogo a quello della SPI standard, ma presenta alcune differenze che impediscono l'utilizzo di hardware dedicato. L'utente con il primo argomento seleziona quale banco di porta (1 o 2) usare e quali pin relativi a quella porta hanno funzione di clock, dati, write (0, 1, 2 o 3). Con il secondo argomento si indica la stringa che verrà inviata sul pin che rappresenta il dato. Le tempistiche con le quali il valore di tensione sui pin è alto o basso sono riportate di seguito. Il clock ha un periodo di  $5 \mu\text{s}$  e il write a fine comunicazione sta alto per un periodo di  $10 \mu\text{s}$ .



- **RD\_SA** port,clock,write,dato

Questa funzione è stata creata per permettere la lettura dei due canali dell'anemometro (X e Y) senza dover ricorrere a distinti accessi al microcontrollore attraverso la UART. Infatti, questi accessi comportano intervalli di tempo non trascurabili. Questo è aggravato dal comportamento dei moderni sistemi operativi, che introducono ulteriori ritardi, tipicamente delle decine di millisecondi, tra un accesso e l'altro. Con la funzione RD\_SA, si utilizzano due stringhe di programmazione dell'anemometro contenenti l'indicazione del canale e i dati necessari alla correzione individuale dell'offset. Queste stringhe vengono pre-memorizzate nella RAM del microcontrollore attraverso due funzioni ST\_SX e ST\_SY descritte in seguito. Quindi, la RD\_SA invia in sequenza le due stringhe, effettuando, dopo ciascun invio e dopo un sufficiente ritardo, una lettura dell'ADC seguita da invio del risultato sulla UART. La RD\_SA ha lo stesso primo argomento della MICWRT. La logica prevedeva di chiamare prima la MICWRT per spedire la stringa che selezionava il canale x. Dopo aver aspettato circa 10 ms per far sì che il sensore vada a regime tramite la funzione ADCM si va a leggere il valore misurato. La stessa procedura doveva essere applicata al canale y. Dai test però è stata riscontrata una forte asimmetria per quanto riguarda i tempi di andata a regime dei due sensori. In particolare il sensore sull'asse x ha tempi di andata a regime molto maggiori e puntualmente veniva letto un risultato sbagliato. La scelta software è stata quella di misurare il canale y e spedire la stringa relativa al canale x. La lettura del canale x viene effettuata come prima istruzione quando l'utente richiama nuovamente la RD\_SA. In questo modo siamo sicuri che il tempo che intercorre tra spedire la stringa e effettuare la lettura sia sufficientemente lungo.

- **ST\_SX** stringa\_canale x

La funzione prende come argomento la stringa per abilitare la lettura del canale x dell'anemometro e la memorizza in un array. Inoltre memorizza anche la sua lunghezza.

- **ST\_SY** stringa\_canale y

La funzione prende come argomento la stringa per abilitare la lettura del canale y dell'anemometro e la memorizza in un array. Inoltre memorizza anche la sua lunghezza.

- **I2CW** adres,stringa

La funzione prende come argomenti un indirizzo esadecimale e una stringa e gli invia tramite il protocollo di comunicazione I2C a uno slave. In questo progetto la funzione I2CW viene sfruttata per spedire l'indirizzo del sensore della piattaforma I-Nemo con cui si vuol comunicare. I primi due caratteri della stringa rappresentano l'indirizzo esadecimale di un registro del relativo sensore selezionato, gli ultimi due indicano il contenuto da scrivere nel registro.

- **I2CR** adres, n\_byte

La funzione prende come argomenti l'adres del dispositivo del quale si vuole effettuare la lettura e il numero di bytes che occupa il dato che lo slave spedisce. Dopo aver eseguito una I2CW dove si passano come argomenti, l'indirizzo del sensore e l'indirizzo di uno specifico registro che rappresenta uno dei tre assi, si sfrutta questa funzione per leggere il valore di quest'ultimo.

## Capitolo 4. Interfaccia Python e misure.

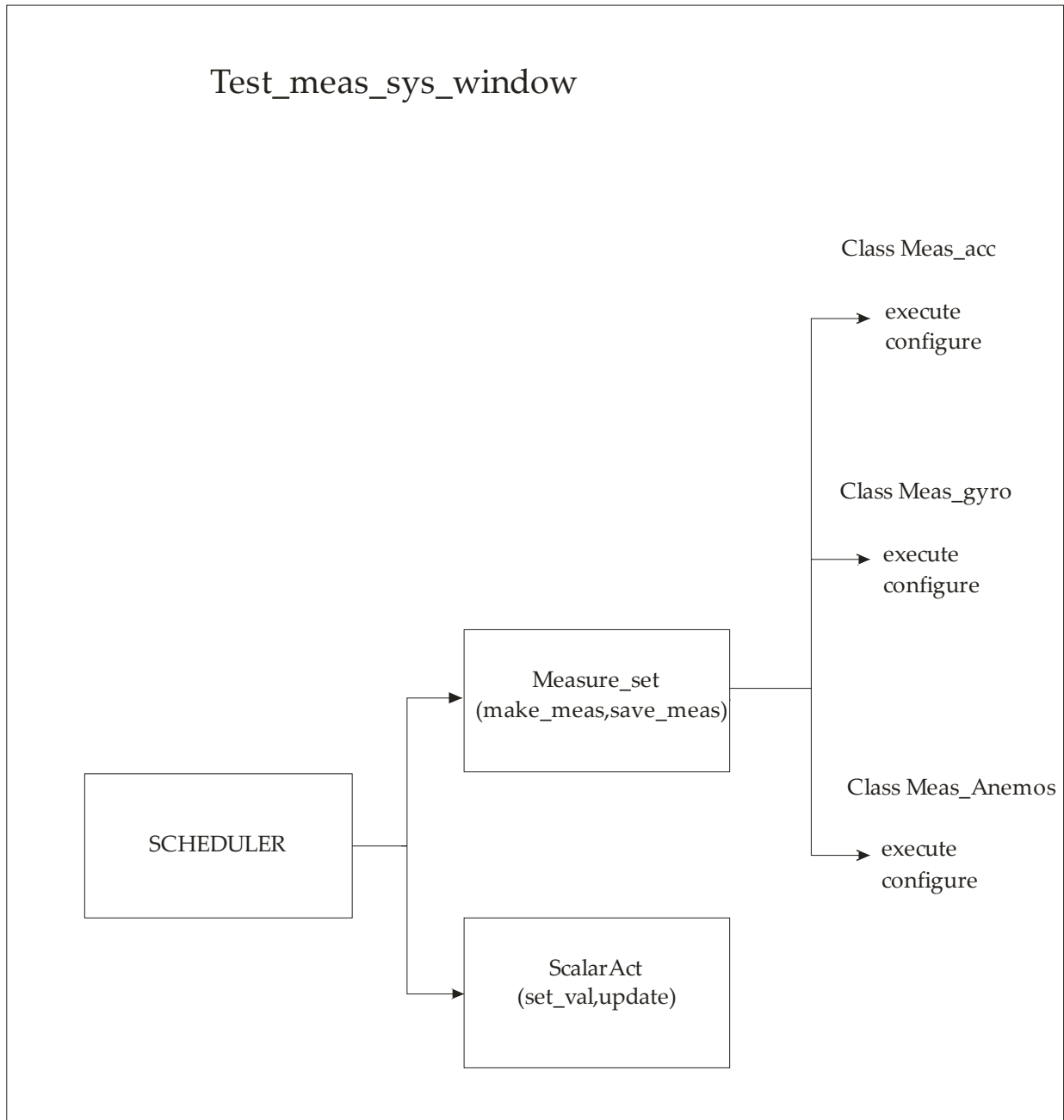
In quest capitolo andremo a descrivere un' interfaccia grafica implementata in ambiente Python (ancora in fase di sviluppo presso il Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione) al fine di rendere più agevole l'uso del sistema da parte dell' utente. L' interfaccia invia opportuni comandi al microcontrollore facendolo colloquiare con l'anemometro e la piattaforma inerziale in modo da ricevere e visualizzare i valori di velocità del flusso d'aria, accelerazione e velocità angolare. Integrando questi valori è in grado di stimare la posizione del sistema. Successivamente verranno descritte le misure effettuate per la caratterizzazione dell'anemometro e di integrazione dei dati provenienti dai sensori inerziali e dall'anemometro.

### 4.1 Interfaccia Python.

L' interfaccia Python è costituita da un modulo principale `test_meas_sys_window` dove viene definito il baud rate per la comunicazione seriale con il microcontrollore e il numero di porta. Inoltre sono definite delle classi nelle quali sono implementate due funzioni: una funzione opzionale `configure` e la funzione `execute`. Quest'ultima chiama altre funzioni, le quali si possono trovare o nella classe `MSP430` del modulo `myser` oppure nella classe `st_lsm9ds` del modulo `sensors`. Le prime inviano le stringhe al microcontrollore che rappresentano le funzioni descritte nel precedente capitolo riguardanti la comunicazione SPI con l'anemometro e relativa lettura dai canali dell'ADC, mentre le seconde inviano stringhe opportune al microcontrollore che lo fanno comunicare tramite I2C con la piattaforma inerziale per leggere i valori di accelerazione e velocità angolare sui 3 assi. Sempre nel modulo `test_meas_sys_window` sono presenti altre classi dove le relative funzioni `execute` si occupano di integrare i valori provenienti dal giroscopio, dall'accelerometro e dall'anemometro per ricavare l'angolo di rotazione e lo spostamento sui tre assi principali. L'integrale è calcolato sommando i vari campioni letti moltiplicati per la differenza temporale tra uno e l'altro. Inoltre è presente il file `meas_manager` dove è definita la classe `measure_set` alla quale vengano passate le classi definite nel modulo `test_meas_sys_window`. La classe `measure_set` a sua volta contiene la funzione `make_meas`

che esegue ciascuna delle funzioni `execute` e la funzione `save_meas` che serve per scrivere i risultati delle misure su un file di testo nel caso in cui il ciclo di lettura è stato impostato per questo. E' presente anche la classe `ScalarAct` nel modulo `Actuator_Manager` che ha il compito di fornire automaticamente in ingresso ad un sistema un set di valori di una particolare grandezza fisica alla quale il sistema dovrà rispondere. Il valor massimo, il valor minimo e il passo di risoluzione tra un valore e l'altro della grandezza fisica è impostabile dall'utente. Esempi pratici possono essere la posizione angolare di un motore passo-passo, la tensione fornita mediante un DAC, la posizione per il controllo di un braccio meccanico. Questo tipo di funzionalità nel progetto di tesi non è stata implementata ma dato che il software è ancora in fase sperimentale sarà sicuramente un valido obiettivo di sviluppo futuro. Infine abbiamo il modulo `scheduler` che esegue ciclicamente la `make_meas`, se prevista la `save_meas` e fornisce gli eventuali valori di una certa grandezza alla `ScalarAct`.

Di seguito abbiamo uno schema a blocchi che riassume quanto appena descritto.

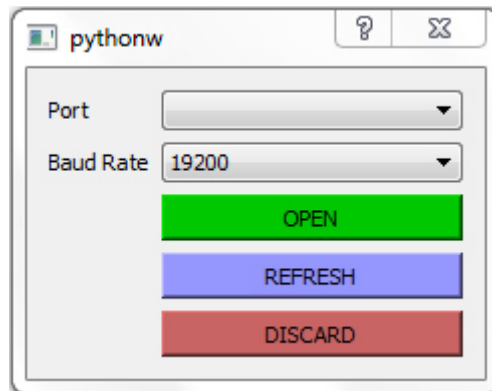


Per la visualizzazione dei risultati è presente il modulo meters che contiene vari tipi di display:

- AnalogDigitalMeter: display semicircolare a lancetta dove è possibile impostare il massimo e il minimo valore di fondo scala e la risoluzione.
- CircularDigitalMeter: display circolare per misurare angoli dove è possibile impostare il massimo e il minimo valore di fondo scala e la risoluzione.

- XY\_plane: display adatto per visualizzare grandezze su due assi. E' costituito da un piano cartesiano con un punto che vi si sposta a seconda del valore assunto dalla grandezza vettoriale (coordinate x,y).
- DigitalMeter: è un display digitale LCD. Se l'utente non imposta la misura con nessuno dei display descritti, per default la classe meas\_set associa questo tipo di display alla misura stessa (coordinate x,y).
- DualDigitalMeter: sono due display LCD per visualizzare grandezze su due assi.

Il software è molto flessibile, infatti chi volesse visualizzare una nuova misura basta che importi il proprio modulo che descrive le operazioni concernenti la misura stessa (classe misura) nel modulo test\_meas\_sys\_inserisca la nuova classe nella lista delle misure passata come parametro all'istanza della measSet. La measSet dovrà poi essere a sua volta passata come parametro all'istanza dello scheduler. Usando il template predefinito per le nostre applicazioni, che fanno uso di porte COM virtuali per colloquiare con il microcontrollore msp430, sarà sufficiente eseguire il programma principale e apparirà una finestra dove si chiede di impostare il baud rate come mostrato di seguito.



Una volta scelta la seriale e il baud rate, viene creata la finestra principale con i comandi dello scheduler e una serie di display che rappresentano i risultati delle misure prescelte (ovvero inserite nella lista passata alla measSet).

Prima di iniziare il ciclo di misure si può scegliere in quale modalità farlo:

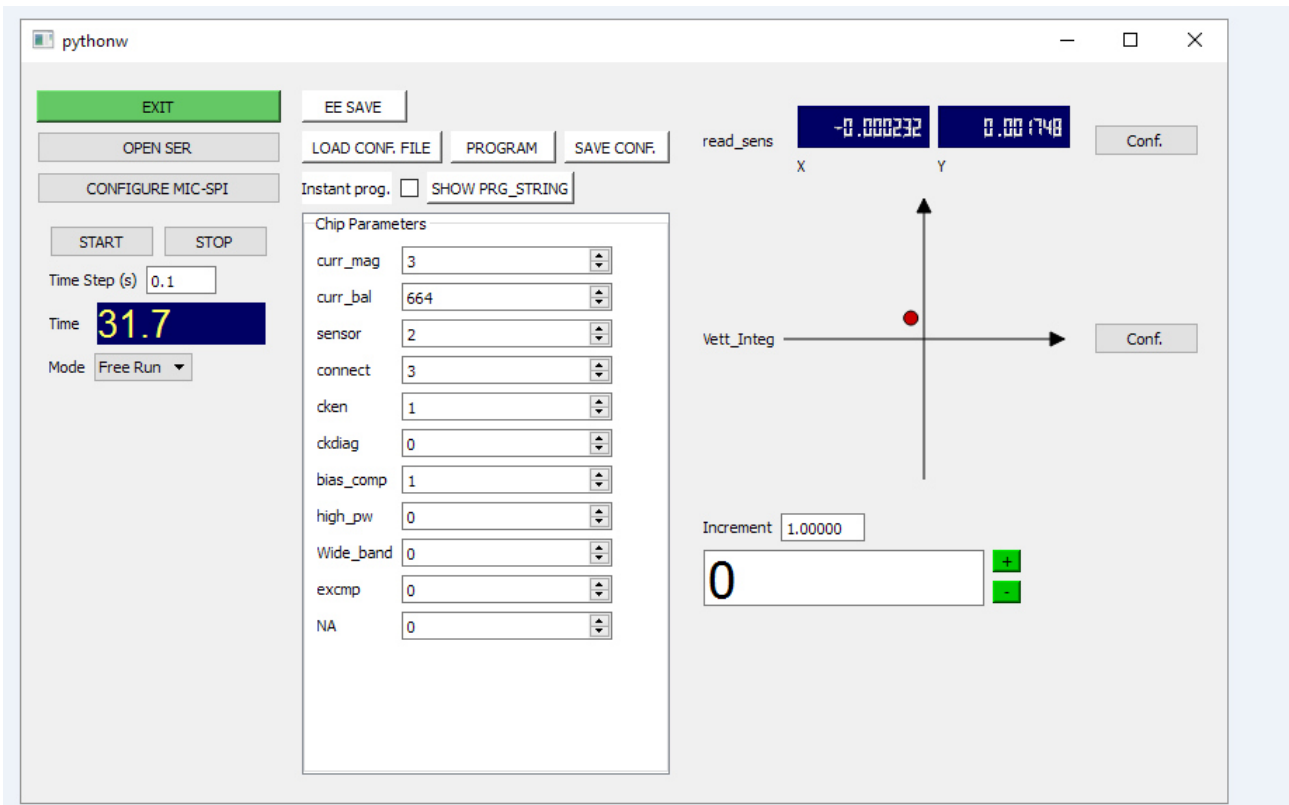
**Free Run:** cliccando sul tasto Start vedremo sul display i valori che vengano continuamente letti dal microcontrollore con un tempo di campionamento che l'utente può impostare (di default è 0.1 s). Cliccando sul tasto Stop il ciclo di misura si interrompe non mostrando più i dati letti sul display.

**Time:** scegliendo questa modalità verrà chiesto di creare un file di testo. Successivamente impostando la durata totale del ciclo di misura e premendo il tasto Start le letture verranno mostrate su display e verrà salvato sul file ogni lettura per ciascun istante di campionamento. Finito il tempo il file di testo non verrà più aggiornato e il ciclo di misura non mostra più i dati letti su display.

**Scan:** scegliendo questa modalità verrà chiesto di creare un file di testo. Dopo lo Start, premendo il tasto Capture viene campionato e salvato su file l'ultimo valore letto. Dopo di che si apre una finestra che chiede di scrivere il valore della grandezza fisica corrispondente (velocità, posizione, angolo ecc) a quella lettura. Premendo il tasto Stop su file di testo saranno disponibili tutti i valori letti per ogni valore della grandezza fisica. Per default la modalità usata sarà Free Run.

Di seguito è riportato un esempio di lettura della velocità dei canali X e Y dell'anemometro su un display DualDigitalMeter e della posizione ottenuta per integrazione della velocità utilizzando un display XY\_plane in modalità Free Run.

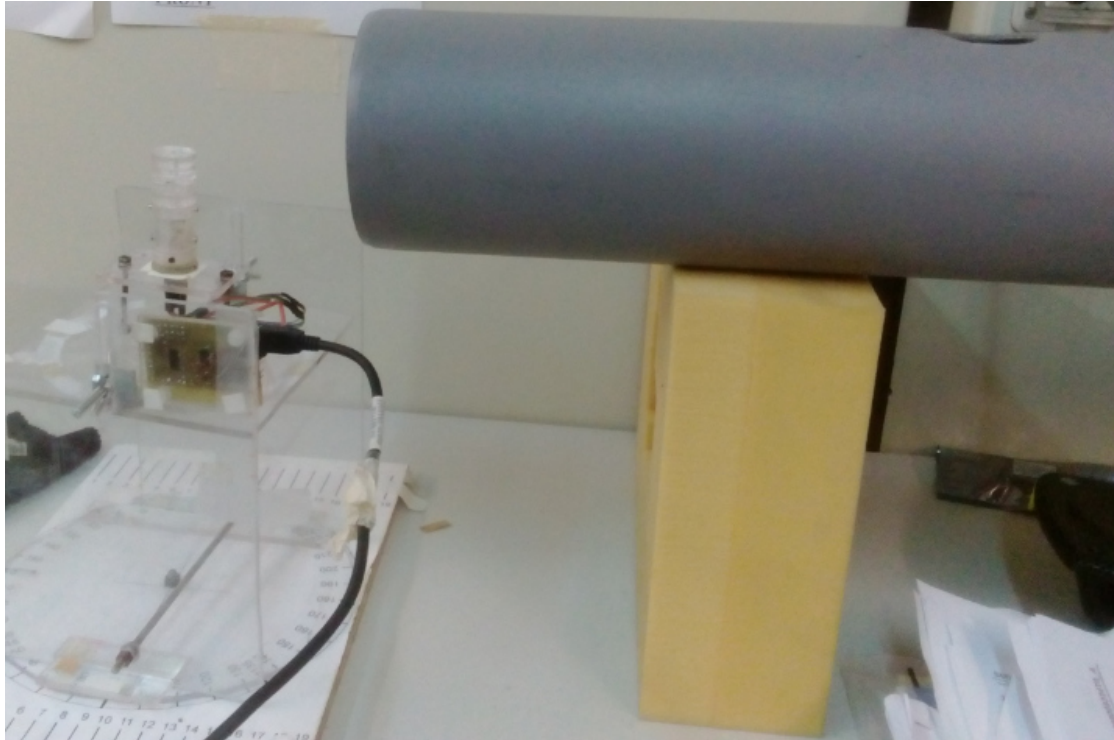




Per le grandezze che non vengano integrate, premendo sul tasto Conf è possibile impostare un valore di offset che viene automaticamente sottratto da ogni misura e su quanti campioni letti effettuare un' operazione di media al fine di ottenere un risultato più preciso. Per default il valore di offset è zero, mentre il numero di campioni su cui fare la media è uno. Per quanto riguarda le misure di integrazione (come la posizione nell'esempio) è possibile impostare un ulteriore parametro che è il valore di soglia della grandezza da integrare sotto il quale non viene calcolato l'integrale. Questo risolve in buona parte l'integrazione dell'offset che causa un drift della misura. Per contro piccole variazioni della grandezza integranda non vengono apprezzate.

## 4.2 Caratterizzazione anemometro.

La caratterizzazione dell'anemometro è stata fatta all'interno dei laboratori del Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione utilizzando il sistema di misura di figura 4.1.



*Fig 4.1: sistema di misura per la caratterizzazione dell'anemometro.*

Lo scopo della misura è ricavare l'intensità del flusso sui due canali in funzione dell'angolo d'incidenza dell'aria che secondo quanto esposto nel capitolo 2 dovrebbe essere di tipo sinusoidale.

All'estremità del tubo è presente una ventola che vi farà fluire il flusso d'aria. La velocità di rotazione della ventola è impostabile manualmente dall'utente. All'uscita del tubo è posizionato l'anemometro che è solidale ad una struttura capace di ruotare. Sotto è presente un goniometro che indica quanti gradi di rotazione ha compiuto la struttura e quindi il valore dell'angolo d'incidenza dell'aria. L'anemometro è posto sopra la struttura in modo che la direzione del flusso d'aria uscente sia il più possibile perpendicolare all'asse longitudinale della struttura cilindrica. Questo per non violare l'ipotesi che sta alla base del corretto funzionamento dell'anemometro. La board collegata opportunamente al sensore e al PC tramite cavo USB, è incollata con del bi-adesivo su un fianco della struttura.

Per ricavare il grafici del flusso in funzione dell'angolo d'incidenza dell'aria il ciclo di lettura è stato impostato in modalità scan con un display di tipo DualDigitalMeter. La routine Python chiama ripetutamente la funzione RD\_SA che permette di leggere

dall'ADC i valori proporzionali all'intensità del flusso sui canali X e Y. La struttura è stata fatta ruotare a step di 10°. Dopo ogni rotazione veniva premuto il tasto Capture in modo da salvare l'ultimo valore di tensione sui canali X e Y corrispondente a quell'angolo di incidenza. La procedura è stata ripetuta esplorando l'intero angolo giro (0°-360°) per tre valori di velocità vi via decrescenti. Di seguito sono riportati tre andamenti della tensione letta dall'ADC sui due canali X e Y in funzione dell'angolo d'incidenza relativi ai tre valori di velocità del flusso d'aria. I grafici sono stati ottenuti con il programma OriginPro 9 importando i valori salvati sul file di testo. Prima di ogni procedura la velocità del flusso all'interno del tubo è stata misurata con un anemometro di riferimento per averne una stima affidabile.

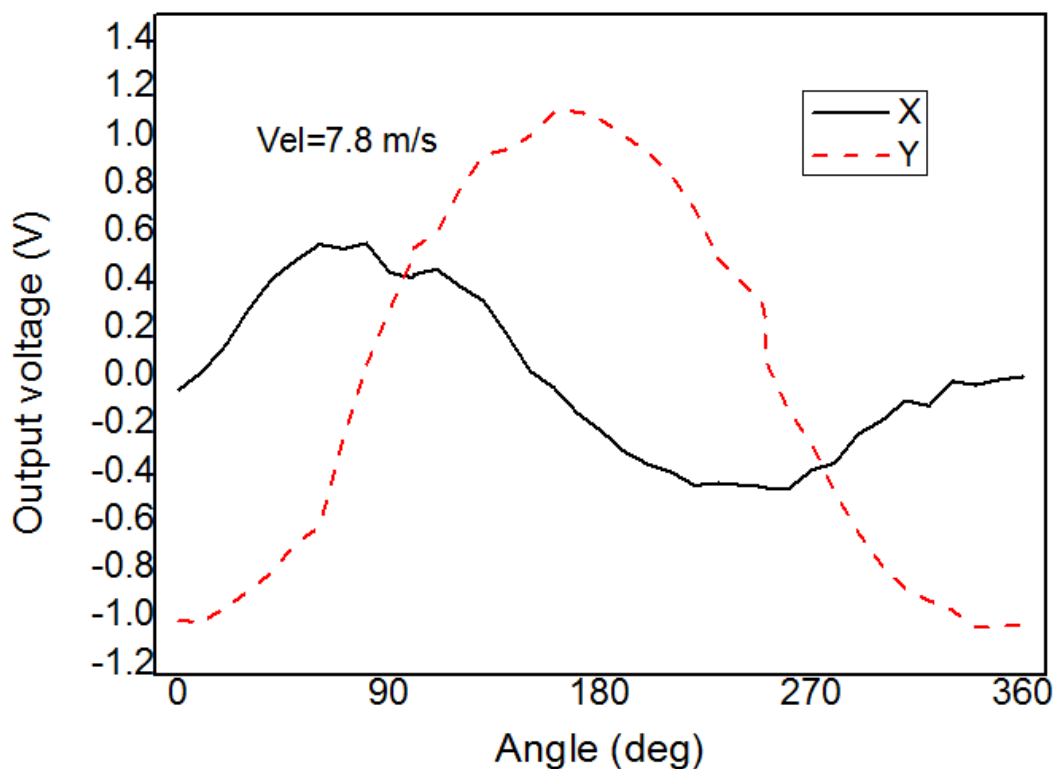


fig 4.2: andamento del flusso in funzione dell'angolo con velocità del flusso pari a 7.8 m/s.

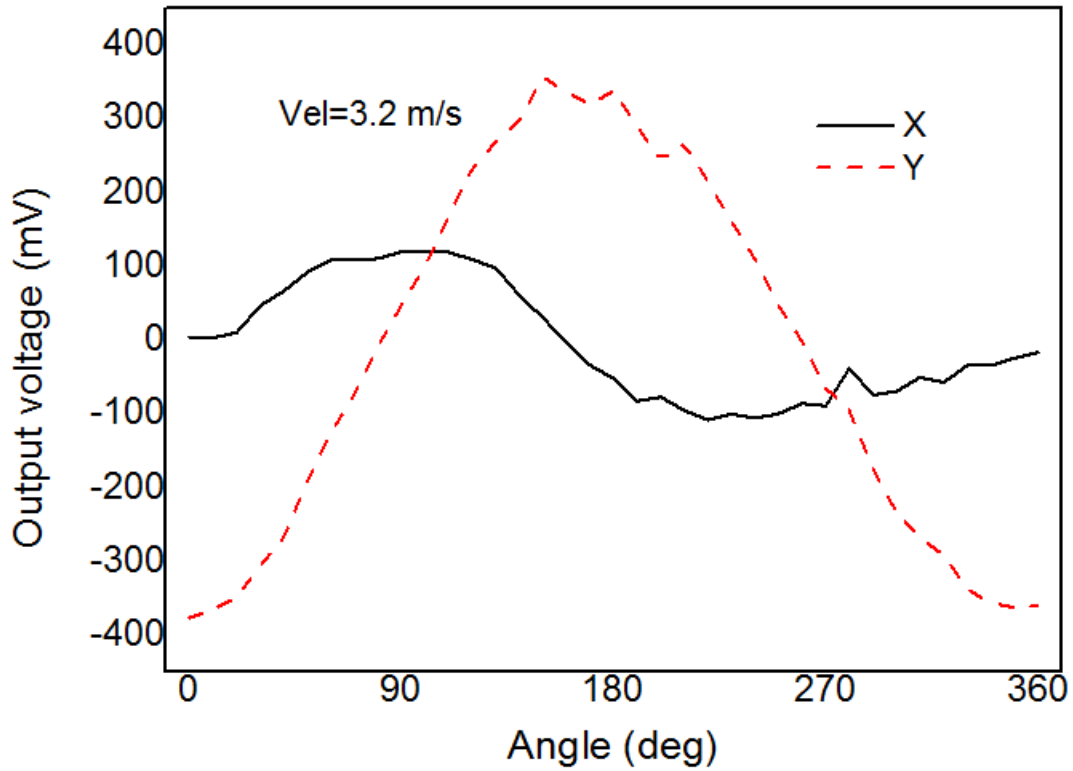


fig 4.3: andamento del flusso in funzione dell'angolo con velocità del flusso pari a 3.2 m/s.

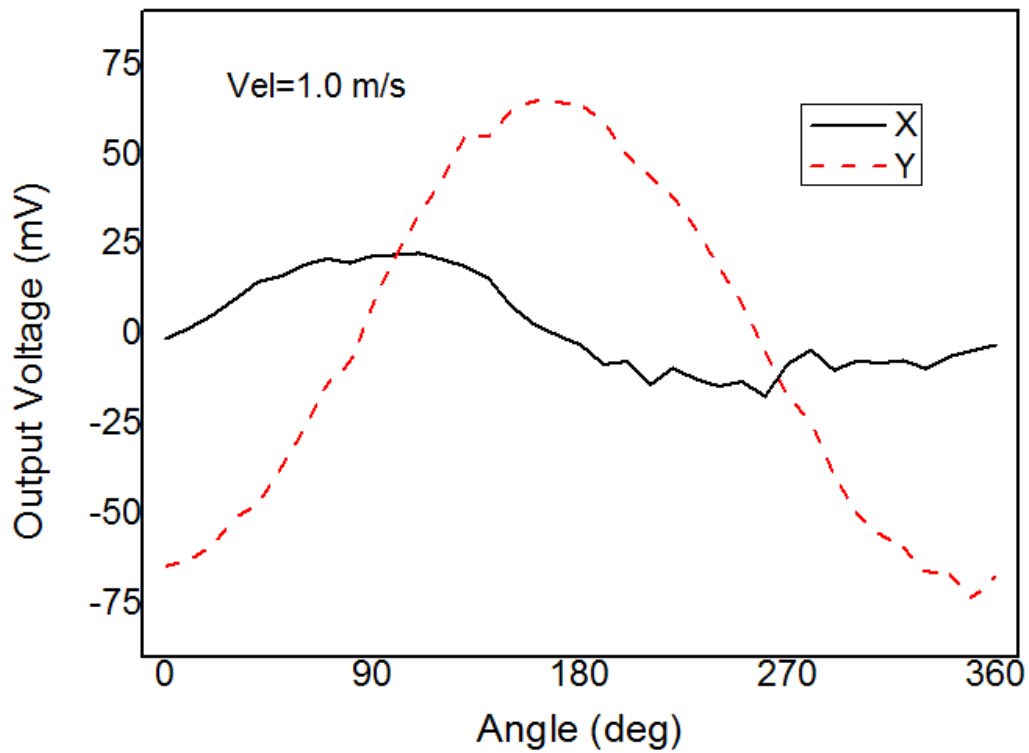
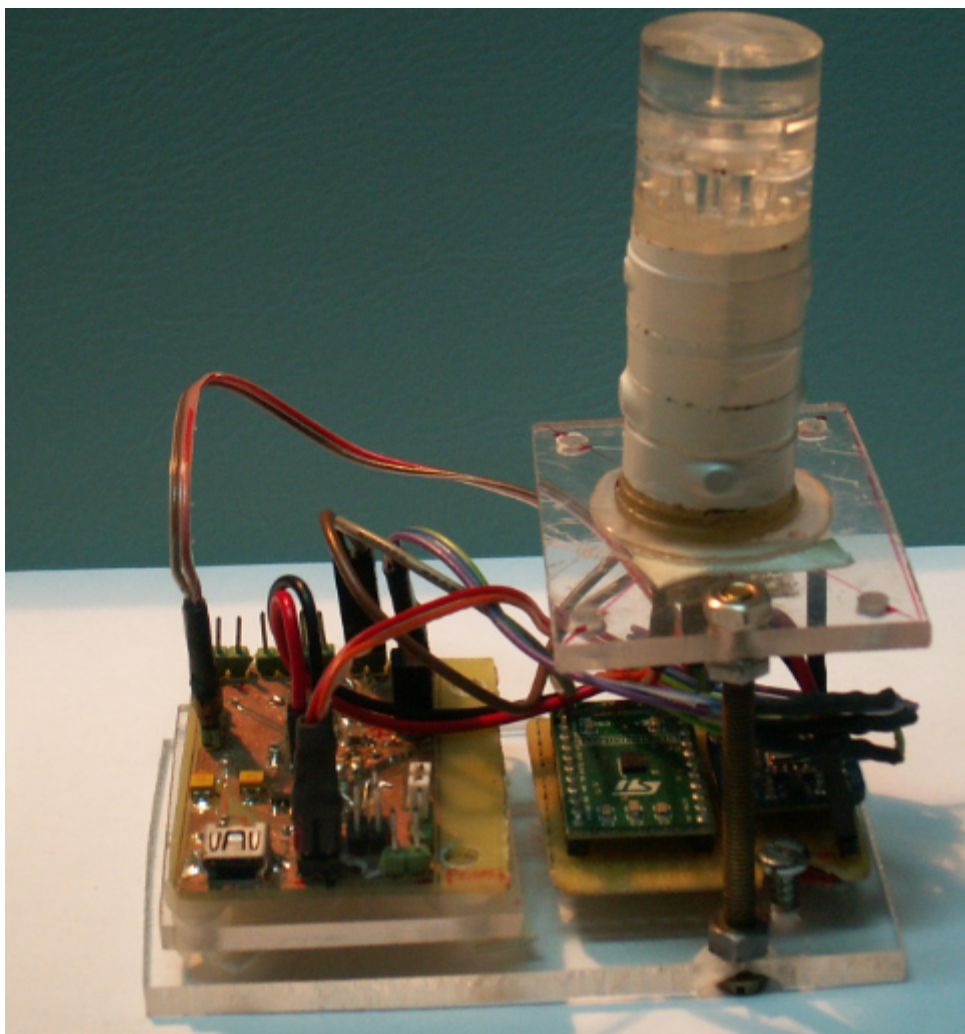


fig 4.4: andamento del flusso in funzione dell'angolo con velocità del flusso pari a 1.0 m/s.

Notiamo un andamento abbastanza buono per tutte e tre le velocità del canale Y. Infatti la funzione tratteggiata si annulla per angoli molto prossimi a  $90^\circ$  e  $270^\circ$ , raggiunge il suo valor massimo a circa  $180^\circ$  e il suo valor minimo a  $0^\circ$  e  $360^\circ$ . Inoltre presenta un andamento monotono per gran parte dell'intervallo. I risultati sono un po' peggiori per quanto riguarda il canale X. Gli angoli per i quali la funzione si dovrebbe annullare e presentare dei massimi e dei minimi non sono tanto distanti da quelli teorici. Per contro si osserva un andamento non monotono per diversi valori, specie per le due velocità più basse.

### **4.3 Misura dello spostamento.**

Dopo aver caratterizzato il sensore è stato misurato lo spostamento relativo della piattaforma andando ad integrare nel tempo i valori letti sui due canali dell'anemometro. Prima di far questo, tutto il sistema di navigazione è stato assemblato in quella che sarà la sua forma finale (figura 4.5).



*fig 4.5: struttura complessiva del sistema di navigazione.*

Stavolta il ciclo di lettura è impostato in modalità Time con un intervallo di campionamento tra una misura e l'altra di 0.1 s. La routine Python eseguirà l'integrale nel tempo dei valori misurati dall'ADC, ottenendo lo spostamento del sistema. Il display è di tipo XY\_Plane in modo da avere un maggior riscontro visivo sulla misura. Il sistema di figura 4.2 è stato fatto muovere avanti e indietro lungo un percorso rettilineo di 50 cm su una superficie piana in direzione parallela all'asse del canale X. Ad ogni spostamento, prima di ripartire, la struttura veniva arrestata per 10 s. Stessa procedura è stata applicata muovendo la struttura della stessa quantità parallelamente all'asse del canale Y. Entrambe le misure hanno avuto una durata complessiva di 60 s. Sia per lo spostamento lungo X, sia per lo spostamento lungo Y è stata fatta una prova con una tensione di soglia di pre

integrazione pari a 0 V e un'altra con una tensione di soglia pari a 0.3 mV. I valori salvati sul file di testo sono stati importati nel programma OriginPro 9 per ottenere i grafici che illustreremo di seguito.

In figura 4.6 è rappresentato l'andamento della posizione in funzione del tempo per uno spostamento parallelo all'asse X.

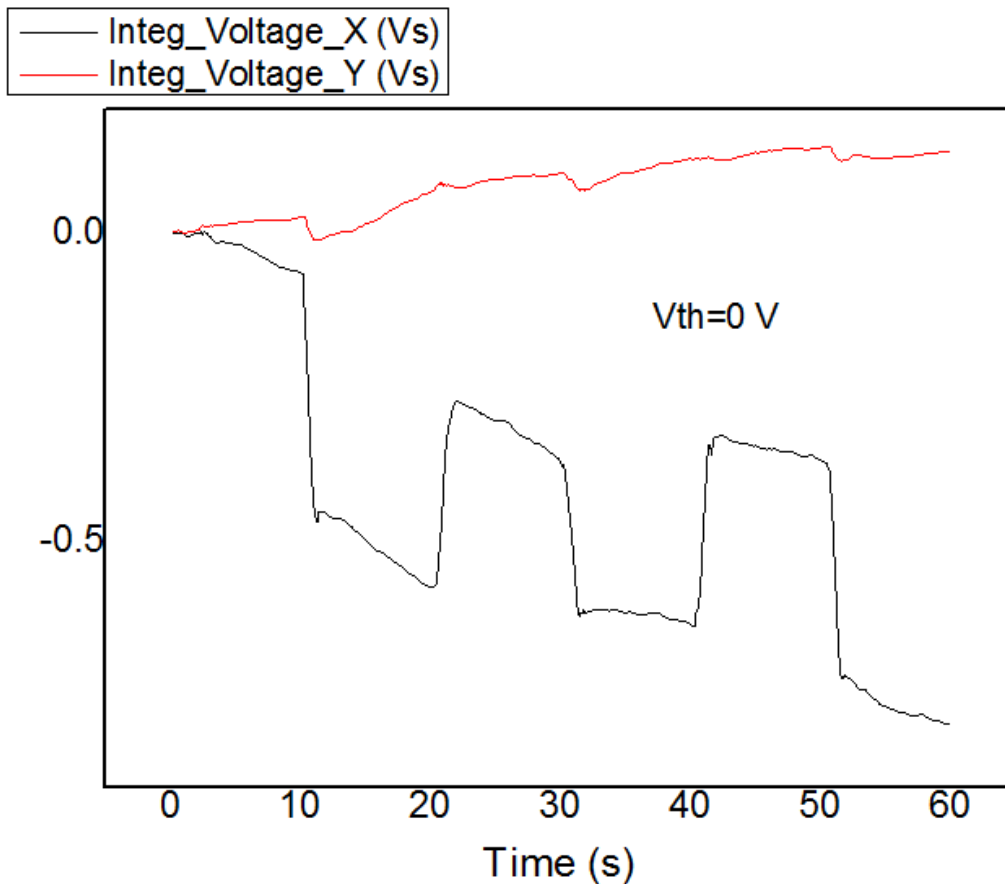


fig 4.6: andamento della posizione lungo gli assi X e Y in funzione del tempo con una tensione di soglia nulla.

Gli spostamenti sono ben evidenziati dal cambio istantaneo del valore della funzione. Il sistema dopo il primo spostamento non riesce a stimare con buona precisione il ritorno alla posizione di partenza visto che dopo due spostamenti di 50 cm in verso opposto la funzione ha un valore diverso. Si osserva lungo l'asse Y un leggero drift della posizione anche in assenza di spostamento. In figura 4.7 è rappresentato l'andamento della tensione misurata dall'ADC dei due canali proporzionale alla velocità istantanea.

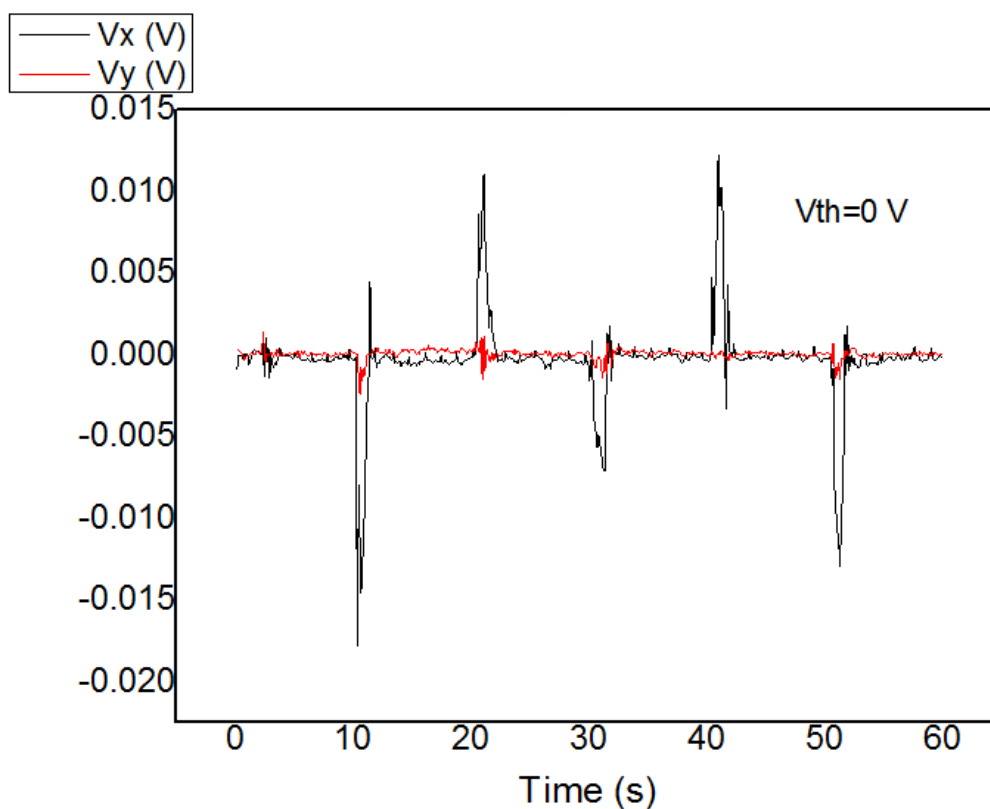


fig 4.7: andamento della velocità istantanea in funzione del tempo.

Si osserva come ad ogni cambio di direzione abbiamo un'inversione di segno della velocità della componente X. La velocità lungo l'asse Y è praticamente zero. Si notano delle variazioni maggiori nell'istante in cui il sistema viene messo in movimento per via di inevitabili moti turbolenti dell'aria che si creano sulle pareti della struttura cilindrica. La seconda misura è stata fatta impostando una tensione di soglia  $V_{th}=0.3$  mV. In figura 4.8 e 4.9 sono riportati i grafici della posizione e della velocità istantanea in funzione del tempo.



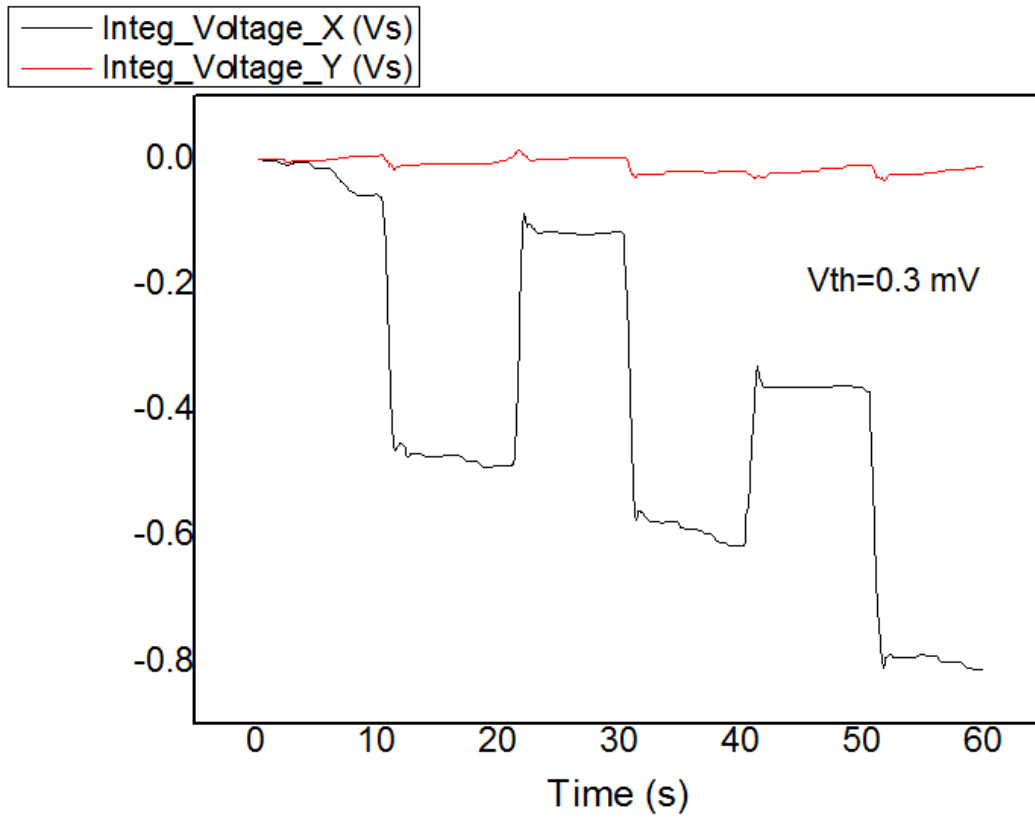


fig 4.8: andamento della posizione lungo gli assi X e Y in funzione del tempo con una tensione di soglia pari a 0.3 mV.

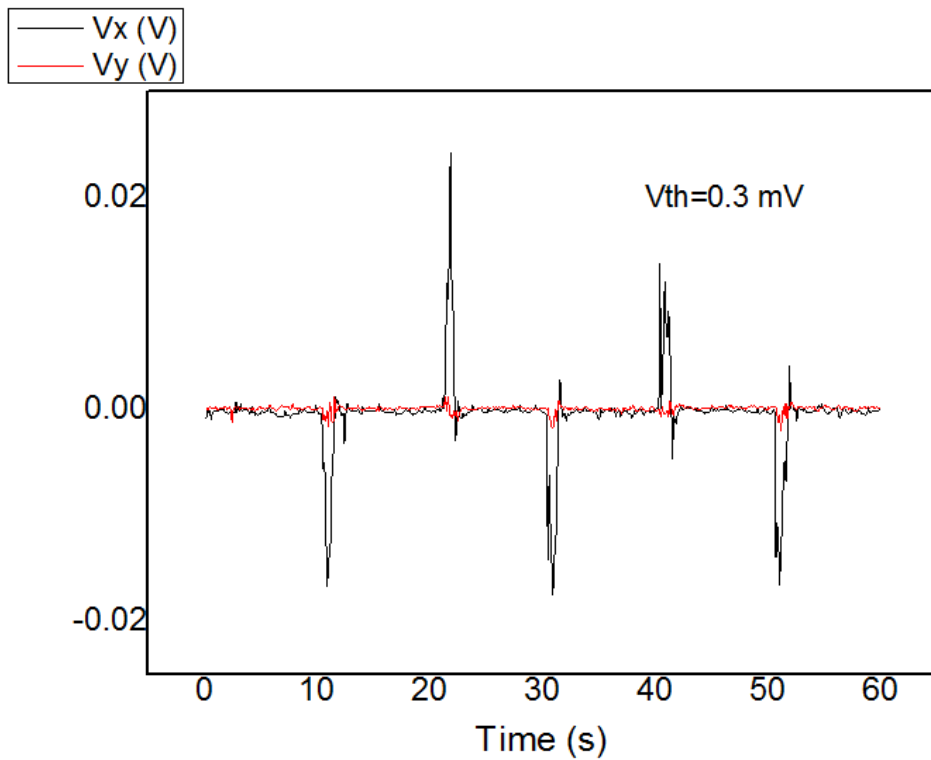


fig 4.9: andamento della velocità istantanea in funzione del tempo con soglia pari a 0.3 mV.

Grazie alla soglia la componente dello spostamento lungo Y presenta un drift inferiore rispetto alla misura con  $V_{th}=0$  V. In questo caso il sistema riconosce con maggior precisione il ritorno alla posizione iniziale.

Di seguito sono riportati gli spostamenti lungo l'asse Y e la velocità istantanea con tensione di soglia pari a zero e 0.3 mV.

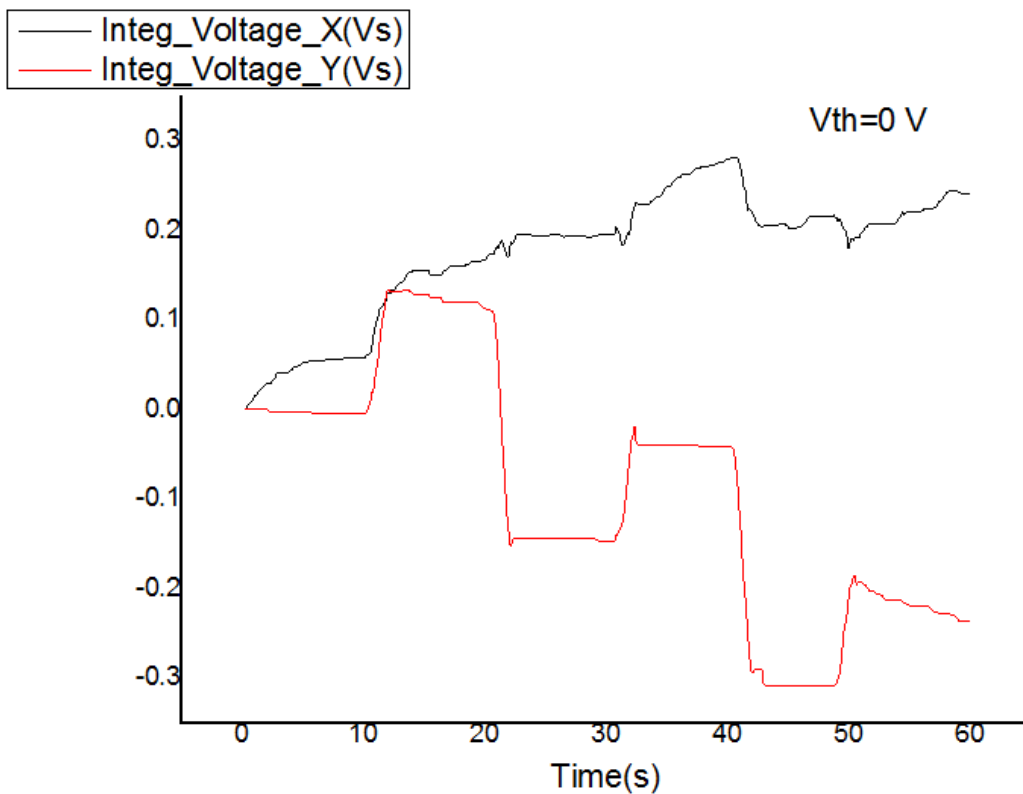


fig 4.10: andamento della posizione in funzione del tempo lungo i canali X e Y con tensione di soglia nulla.

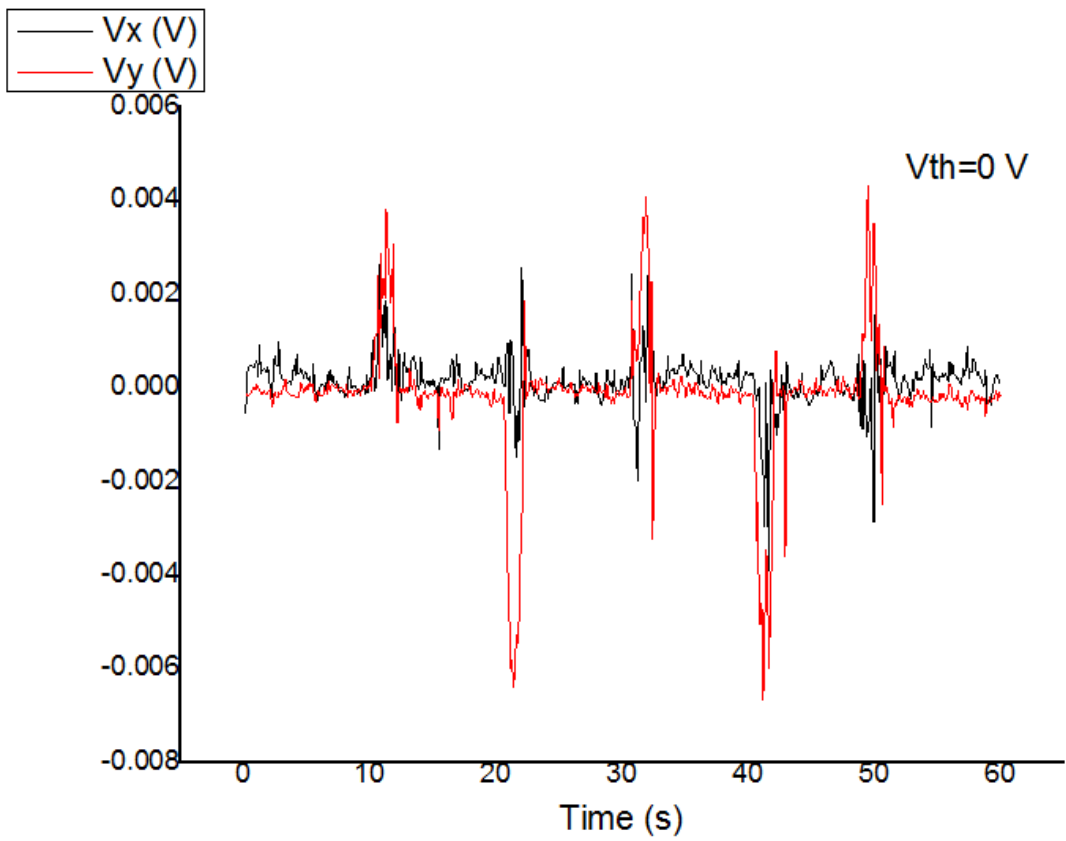


fig 4.11: andamento della velocità istantanea in funzione del tempo.

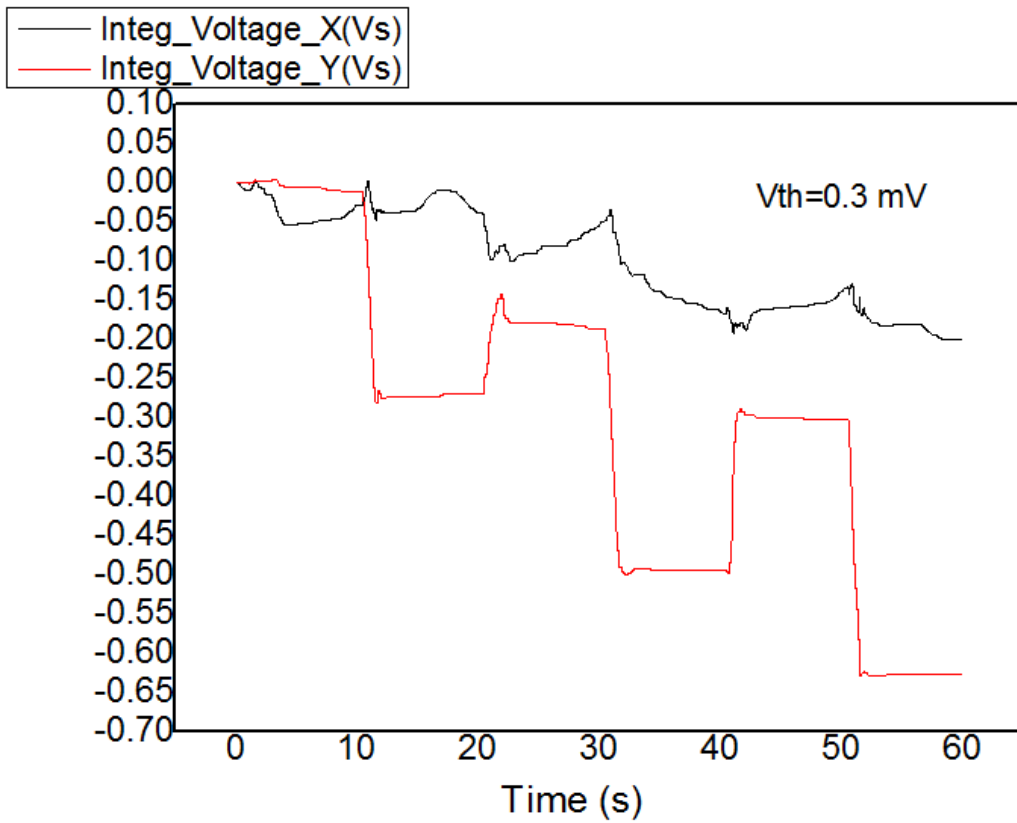


fig 4.12: andamento della posizione lungo gli assi X e Y in funzione del tempo con una tensione di soglia pari a 0.3 mV.

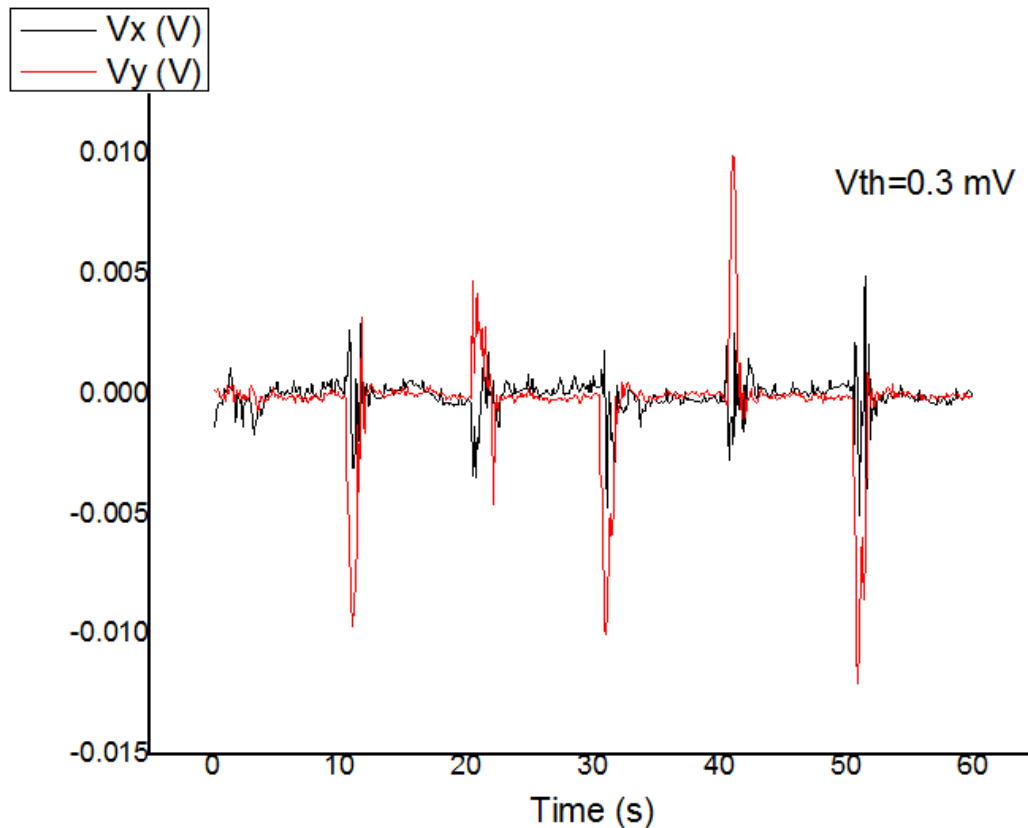


fig 4.13: andamento della velocità istantanea in funzione del tempo.

I risultati ottenuti da questi esperimenti possono essere ritenuti abbastanza soddisfacenti visto che è il primo lavoro di tesi dove è stata realizzata e testata questo tipo di struttura anemometrica per il riconoscimento dello spostamento.

#### 4.4 Misure di integrazione della velocità angolare e accelerazione.

Dopo aver caratterizzato l'anemometro e avendo fatto misure di velocità e posizione siamo andati a interagire con la piattaforma inerziale per ricavare tramite integrazione dell'accelerazione e della velocità angolare la posizione, lo spostamento angolare e la velocità del sistema.

Per prima è stata ottenuta la posizione angolare integrando la velocità angolare attorno all'asse Z. Per far questo la routine di misura impostata in modalità Time per un tempo totale di 60 s, chiama continuamente la funzione `Read_gyroz` (nel modulo `Sensors`) che fa

comunicare il microcontrollore attraverso l'interfaccia I2C con la piattaforma inerziale ottenendo i valori di velocità angolare in gradi/s. Questi vengono integrati ottenendo l'angolo di rotazione attorno all'asse Z compiuto dal sistema. Il sistema è fatto ruotare in senso orario e antiorario di  $90^\circ$  rispetto all'asse verticale Z. Dopo ogni rotazione di  $90^\circ$  il sistema viene arrestato per 10 s. Importando i dati ottenuti in OriginPro 9 otteniamo il seguente grafico di figura 4.14.

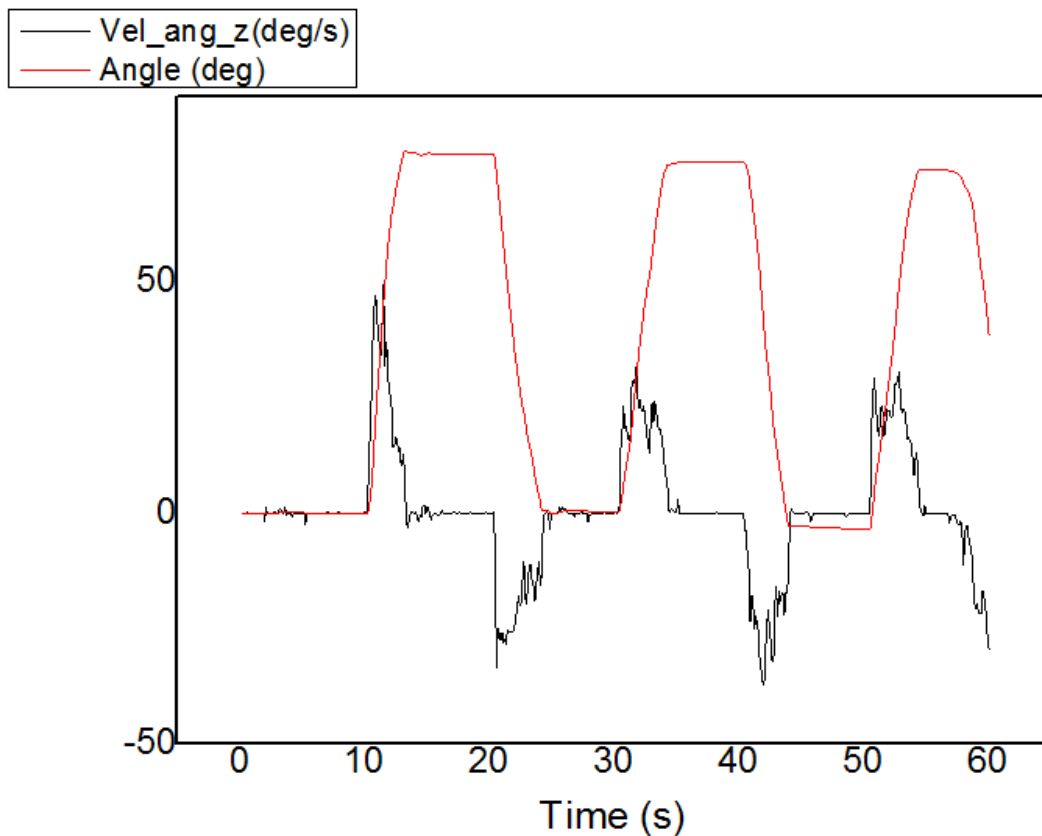


fig 4.14: andamento della rotazione angolare e della velocità angolare in funzione del tempo.

Si osserva come il sistema riesce a stimare le rotazioni di  $90^\circ$  in entrambi i versi (funzione in rosso) ma presenta un leggero drift dell'angolo quando il sistema è fermo. Questo non lo rende adatto per applicazioni pratiche dove un' integrazione molto precisa della velocità angolare è di fondamentale importanza per capire l'inclinazione del sistema. Se così non fosse il sistema di navigazione calcolerebbe un valore errato della componente di accelerazione gravitazionale sui 3 assi da non integrare due volte per ottenere un corretto valore di spostamento.

In nero è riportata la velocità angolare che cambia di segno ad ogni cambio di verso di rotazione.

La seconda prova effettuata riguarda la misura della posizione integrando due volte l'accelerazione. Anche stavolta la routine Python è impostata in modalità Time per un tempo totale di 60 s. Stavolta viene chiamata la funzione Read\_accy del modulo Sensors, che facendo comunicare opportunamente il microcontrollore attraverso I2C con la piattaforma inerziale, restituisce i valori di accelerazione in  $m/s^2$  lungo l'asse Y di riferimento di quest'ultima. I valori di accelerazione vengono integrati una prima e una seconda volta per ottenere velocità e posizione. L'esperimento è stato effettuato facendo spostare il sistema come nelle misure di spostamento fatte con l'anemometro. In totale sono state effettuate due prove, una con soglia nulla e l'altra con una soglia di  $0.0003 m/s^2$ . In figura 4.15, 4.16, 4.17 sono riportati i grafici dell'accelerazione, velocità e spostamento con soglia nulla.

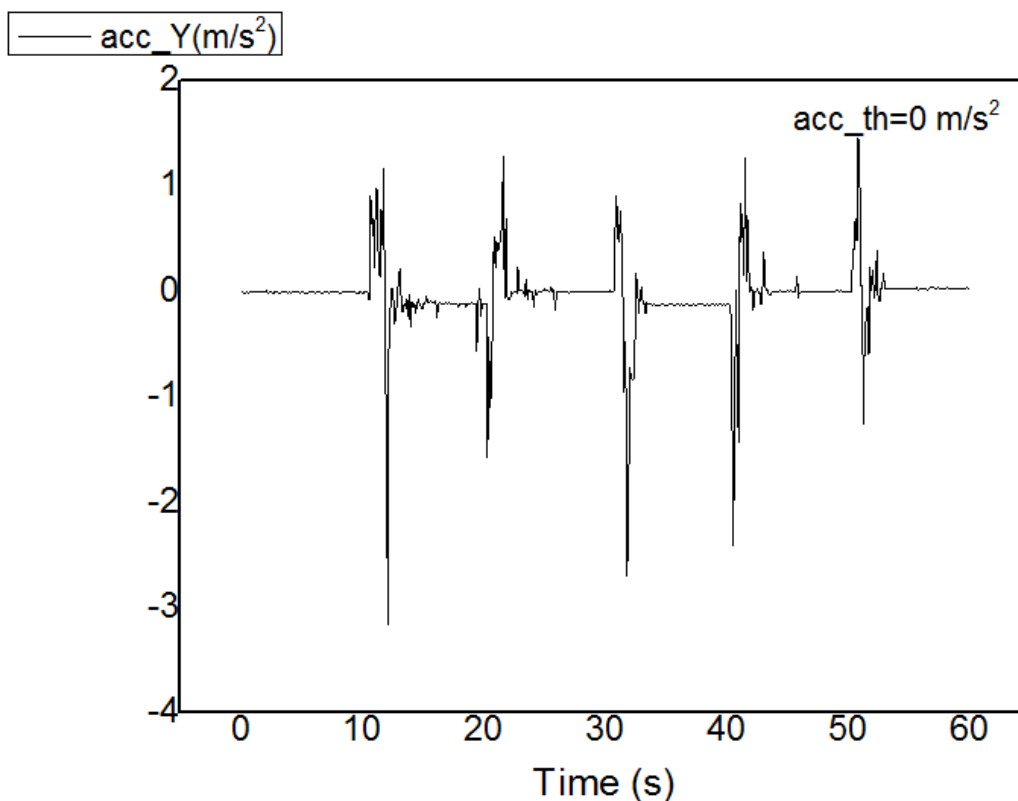


fig 4.15: andamento dell'accelerazione istantanea in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0 m/s^2$ .

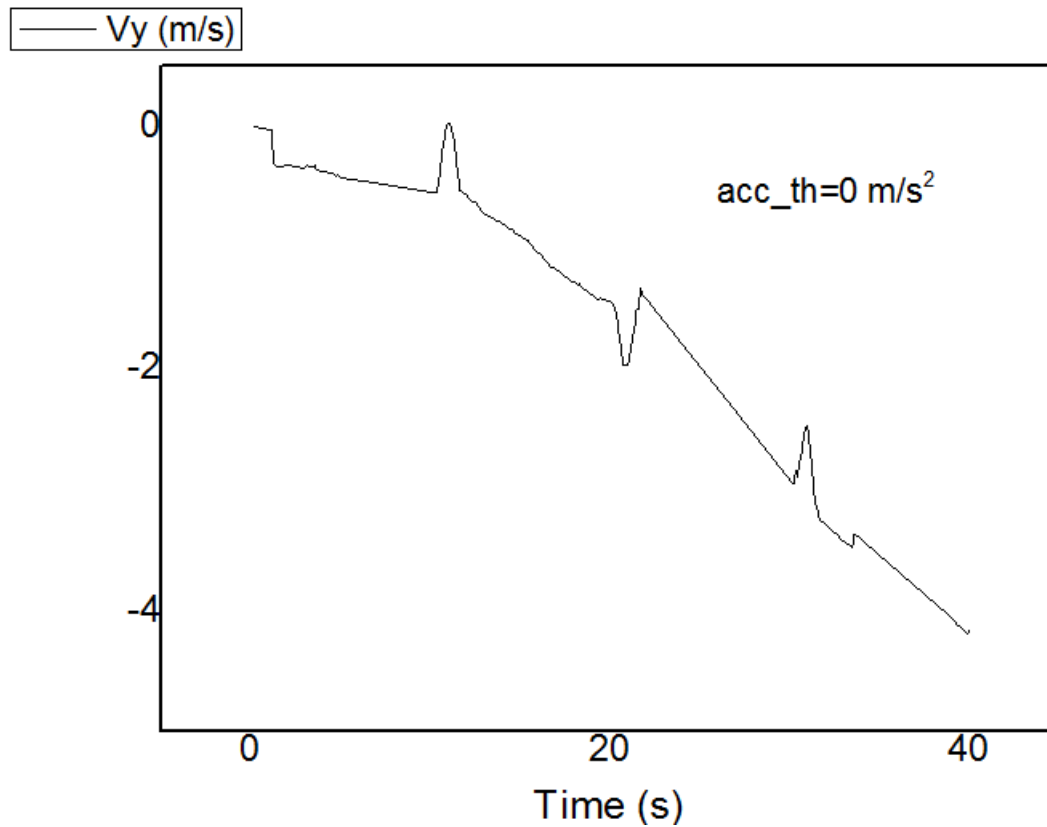


fig 4.16: andamento della velocità in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0 \text{ m/s}^2$ .

Senza un valore di soglia sotto al quale l'integrale non viene calcolato abbiamo un grosso drift della velocità quando il sistema non è in movimento. Questo drift, di per se già grande, viene ulteriormente integrato per ottenere lo spostamento che come si osserva dalla figura 4.17 non è coerente con gli spostamenti fatti.



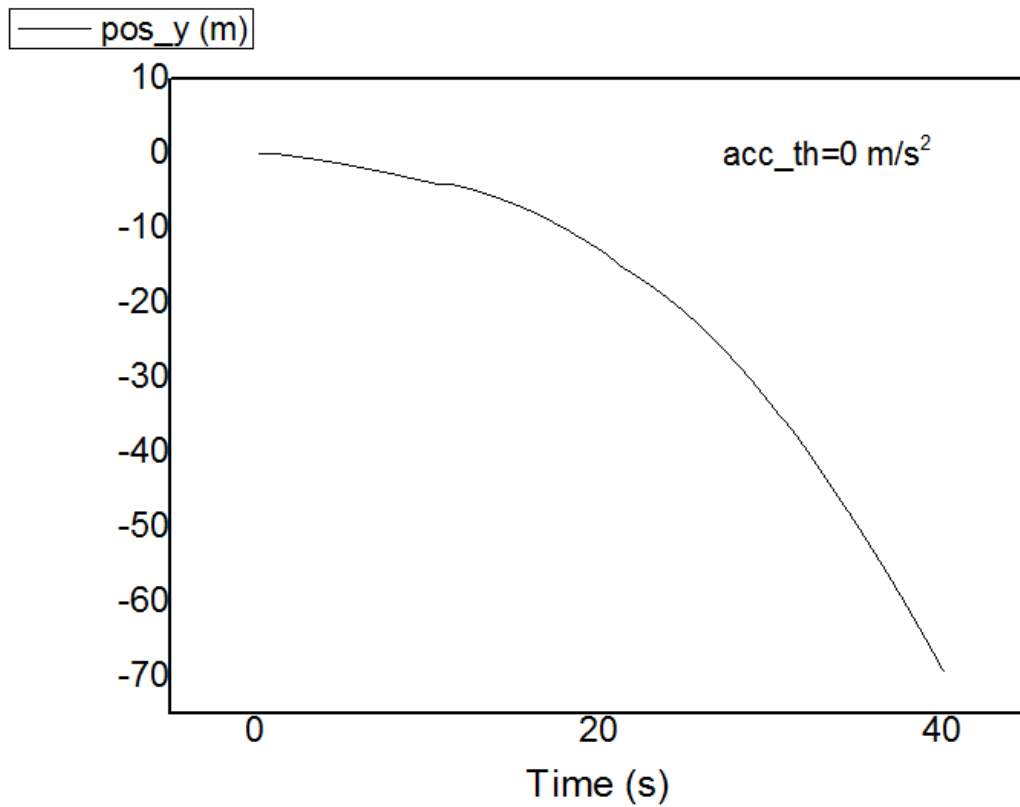


fig 4.17: andamento della posizione in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0 \text{ m/s}^2$ .

In figura 4.18, 4.19 e 4.20 sono riportati i grafici dell'accelerazione, velocità e spostamento con soglia pari a  $0.0003 \text{ m/s}^2$ .

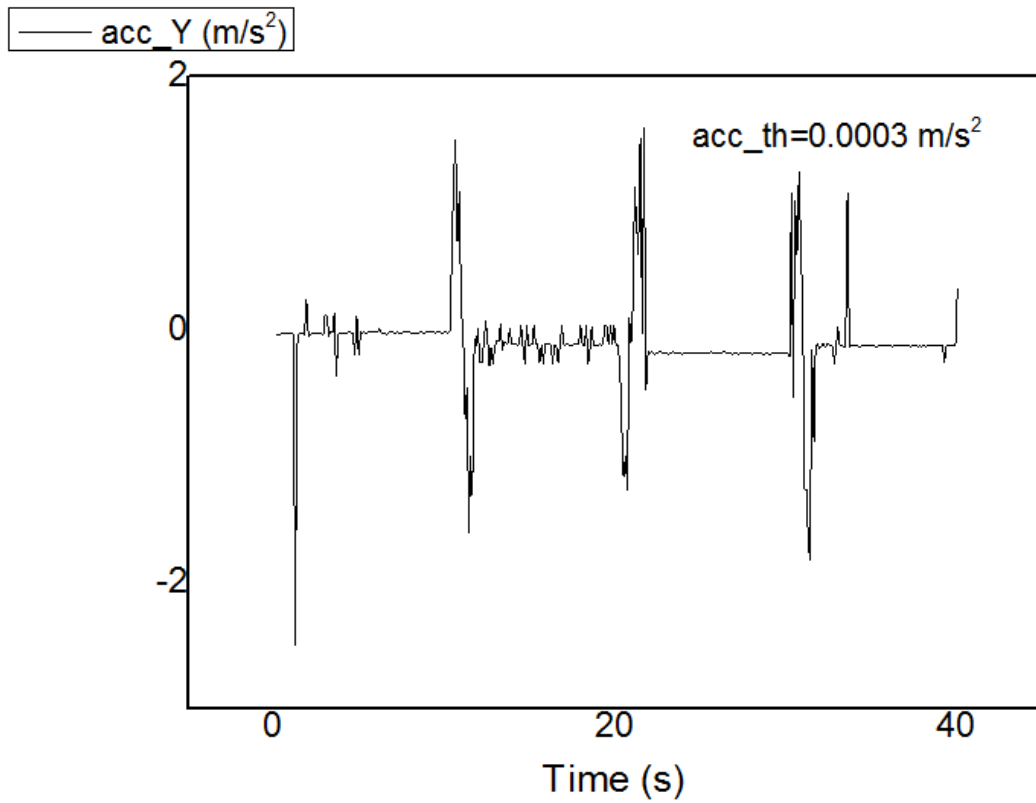


fig 4.18: andamento dell'accelerazione istantanea in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0.0003 \text{ m/s}^2$ .

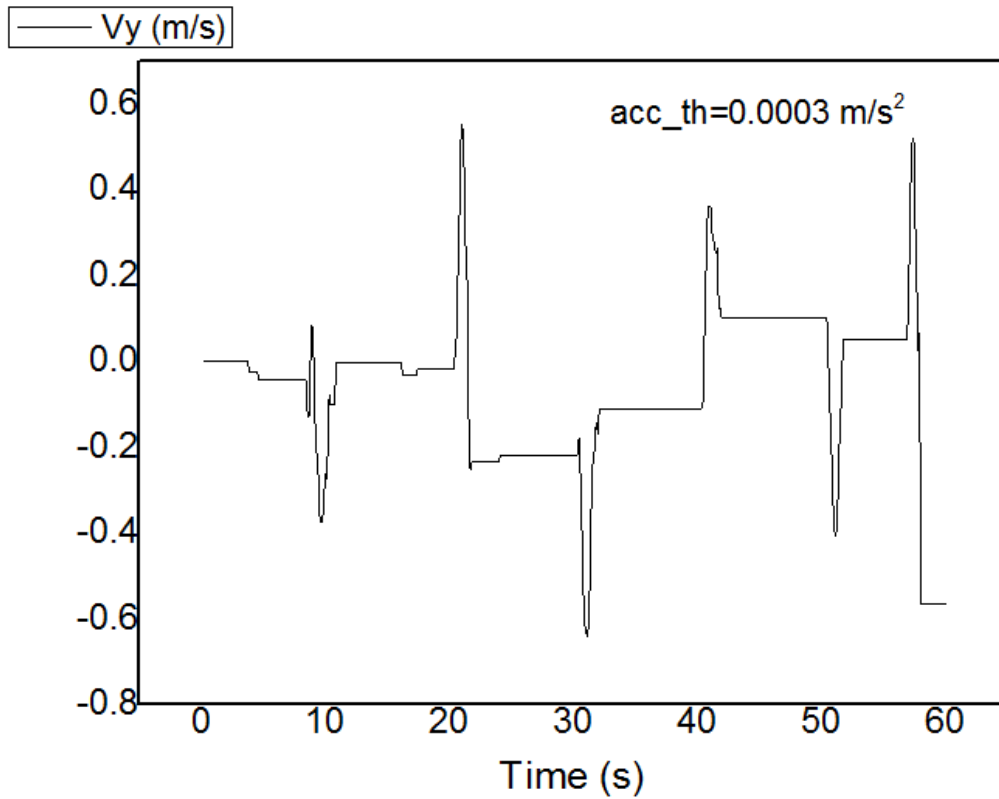


fig 4.19: andamento della velocità in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0.0003$   $m/s^2$ .

La velocità, anche se in misura minore rispetto a prima, è diversa da zero quando il sistema è fermo. Di conseguenza quando la velocità viene integrata otteniamo un andamento della posizione che è ben lontano da quello ideale.

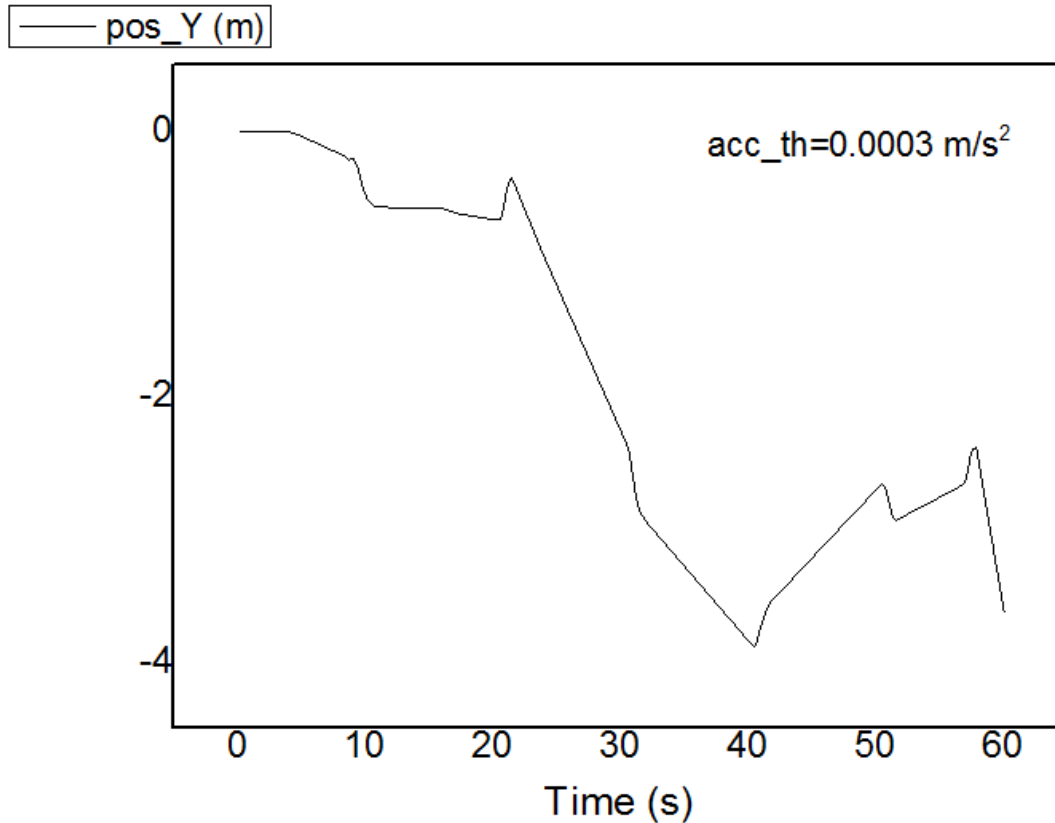


fig 4.20: andamento della posizione in funzione del tempo con un valore di soglia  $acc\_th=0.0003$   $m/s^2$ .

Possiamo concludere dicendo che le prestazioni ottenute con questo sistema preliminare non possono essere comparate con quelle dei sistemi di navigazione moderni che hanno a bordo giroscopi che possano arrivare a un drift di  $0.0001^\circ/h$  e accelerometri con un errore di offset di  $50 \mu g$ . er quanto concerne la determinazione della posizione, una situazione sicuramente migliore si riscontra dalle misure effettuate con l'ananometro, che consente, a meno di un drift certamente non trascurabile, almeno di identificare con chiarezza gli spostamenti.

Un aspetto sicuramente da migliorare è il processamento dei dati derivanti dai sensori soprattutto per quanto riguarda l' integrazione. L'obbiettivo sarà quello di sviluppare algoritmi che rendano il sistema più robusto nei confronti delle derive nel limite delle risorse disponibili.

## Appendice.

```
else if(strcmp(Key, "ADC")==0)
{
    if((Arg_1[0]==48) || (Arg_1[0]==49))
    {
        long int ris=0;
        ris=adc_single(Arg_1[0]);
        Uart_send_long(ris);
        Uart_send_string(A_capo,2);
    }
    else Uart_send_string(Wrong_Arg,strlen(Wrong_Arg));
}
else if(strcmp(Key, "ADCM")==0)
{
    Uart_send_string(A_capo,2);
    if((Arg_1[0]==48) || (Arg_1[0]==49))
    {
        adcm(Arg_1[0]);
        Uart_send_string(A_capo,2);
    }
    else Uart_send_string(Wrong_Arg,strlen(Wrong_Arg));
}
else if(strcmp(Key, "MICWRT")==0)
{
    Uart_send_string(A_capo,2);
    int shift;
    char dati;
    char mask=0b10000000;
    int ii;
    int jj;
    int n_char;
    if((Arg_1[0]==50) || (Arg_1[0]==49))
    {
        if(Arg_1[0]==50) pp=sel_reg(porta_2);
        if(Arg_1[0]==49) pp=sel_reg(porta_1);
        s_bit=Arg_1[1];
        Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(s_bit));
        w_bit=Arg_1[2];
        Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(w_bit));
        d_bit=Arg_1[3];
        Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(d_bit));
        n_char=strlen(Arg_2);
        if(Arg_1[0]==50) pp=sel_reg(out_2);
        if(Arg_1[0]==49) pp=sel_reg(out_1);
        Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(w_bit));
    }
}
```

```

Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(s_bit));
for(ii=0;ii<n_char;ii=ii+2)
{
    if(ii==n_char-1)
    {
        if((Arg_2[ii]>47)&&(Arg_2[ii]<58))
            dati=(Arg_2[ii]-48)<<4;
        else if((Arg_2[ii]>64)&&(Arg_2[ii]<71))
            dati=(Arg_2[ii]-55)<<4;
        else if((Arg_2[ii]>96)&&(Arg_2[ii]<103))
            dati=(Arg_2[ii]-87)<<4;
        jj=4;
    }
    else //Trasmetto un numero pari di nibble
    {
        dati=Hex_2_bin(&Arg_2[ii]);
        jj=8;
    }
    for(shift=0;shift<jj;shift++)
    {
        if(((dati<<shift) & mask)==0b10000000)
        {
            Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(d_bit));
        }
        else
        {
            Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(d_bit));
        }
        Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(s_bit));
        __delay_cycles(30);

        Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(s_bit));
        __delay_cycles(30);
    }
    Set_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(w_bit));
    __delay_cycles(120);
    Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(w_bit));
    Res_reg_bit(pp,HexDigit_2_int(d_bit));
    Uart_send_string(A_capo,2);
}
else Uart_send_string(Wrong_Arg,strlen(Wrong_Arg));
}
else if(strcmp(Key,"RD_SA")==0)
{
    if((Arg_1[0]==50) || (Arg_1[0]==49))
    {
        adcm(48);
        Uart_send_string(A_capo,2);
        micwrt(Arg_1[0],Arg_1[1],Arg_1[2],Arg_1[3],Ly,ST_SY);
        __delay_cycles(100000);
        adcm(48);
        Uart_send_string(A_capo,2);
        micwrt(Arg_1[0],Arg_1[1],Arg_1[2],Arg_1[3],Lx,ST_SX);
    }
    else Uart_send_string(Wrong_Arg,strlen(Wrong_Arg));
}
}

```

## Bibliografia.

- [1] Kimberly Tuck,  
*Tilt Sensing Using Linear Accelerometers,*  
Accelerometer Systems and Applications Engineering.
- [2] *Wikipedia*
- [3] Ing. Christian Secchi,  
*Controllo di Robot industriali il Filtro di Kalman,*  
Laurea Specialistica in Ingegneria Meccatronica.
- [4] Gennaro Azzollini, Luciano Lunardi, Sebastiano Segantin  
*Strategie di Sensor Fusion applicate al tracking,*  
PROGETTAZIONE DI SISTEMI DI CONTROLLO, A.A. 2008/2009.
- [5] Gianpaolo Conte and Patrick Doherty,  
*An Integrated UAV Navigation System Based on Aerial Image Matching,*  
Department of Computer and Information Science
- [6] Dispense Nannini.
- [7] D.Han,S.Kim, S.Park,  
*Two-dimensional ultrasonic anemometer using the directivity angle of an ultrasonic sensor*
- [8] Muriel Barker,  
*On the Use of Very Small Pitot-Tubes for Measuring Wind Velocity,*
- [9] Paolo Bruschi,Massimo Piotto,Michele Dei,  
*A Low-Power 2-D Wind Sensor Based on Integrated Flow Meters,*

- [10] P.Bruschi, M.Piotto, G.Pennelli,  
*Fabrication and characterization of a directional anemometer based on a single chip MEMS flow sensor.*
- [11] Paolo Bruschi, Massimo Piotta, F.Dell'agnello, J.Ware,N.Roy,  
*Wind speed and direction detection by means of solid-state anemometers embedded on small quadcopters.*
- [12] Filippo Dell'Agnello,  
*Sviluppo di un Anemometro Direzionale MEMS  
per l'equipaggiamento di Aeromobili Autonomi,  
Laurea Magistrale Ingegneria Elettronica.*
- [13] Msp430i2xx Family User's Guide.
- [14] Data Sheet: Technical Data,  
*MPL3115A2, I2C Precision Altimeter.*
- [15] M.Piotto, S.Del Cesta, P.Bruschi,  
*A compact, dual channel flow-based differential pressure sensor with mPa resolution and sub-10 mW power consumption.*