



UNIVERSITÀ DI PISA
SCUOLA DI INGEGNERIA

Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica

Sviluppo di un Anemometro Direzionale MEMS per l'equipaggiamento di Aeromobili Autonomi

Relatori:

Ing. Massimo Piotto

Prof. Paolo Bruschi

Candidato:

Filippo Dell'Agnello

Anno Accademico 2014/2015

Indice

Introduzione	1
1 Anemometri: stato dell'arte e architettura proposta	3
2 Analisi fluidodinamica dell'architettura proposta	9
2.1 Flusso attorno ad un cilindro circolare	10
2.1.1 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare, simulazione 2D	10
2.1.2 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare di dimensioni finite, simulazione 3D	16
2.1.3 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare di dimensioni finite con asse inclinato, simulazione 3D	21
2.2 Flusso attorno a dischi per misure anemometriche	35
2.2.1 Dischi anemometrici, trattazione teorica	36
2.2.2 Dischi a "Canali Pesati", simulazioni 2D	45
2.2.3 Dischi ad "Angoli Pesati", simulazioni 2D	53
3 Flussimetri MEMS per misure di differenze di pressione	60
3.1 Sensing	62
3.1.1 Sensori di flusso, FS	64
3.1.2 Amplificatore da strumentazione, IA	94
3.1.3 Generatori di corrente, CS	102
3.1.4 Circuiti ausiliari, AC	104
3.2 Interfaccia Elettronica	105
3.3 Sistema di Elaborazione	108
4 Realizzazione, assemblaggio e caratterizzazione del prototipo	109
4.1 Realizzazione ed assemblaggio	110
4.1.1 Realizzazione dei dischi anemometrici	110
4.1.2 Assemblaggio del cilindro anemometrico	115
4.1.3 Conveyor	118

4.1.4	Assemblaggio complessivo	125
4.2	Caratterizzazione	126
4.2.1	Caratterizzazione dei flussimetri	126
4.2.2	Caratterizzazione dell'anemometro.	131
	Conclusioni	141
	Bibliografia	143

Introduzione

Nell'ultimo decennio il campo della sensoristica ha avuto un grandissimo sviluppo. I sensori sono, al giorno d'oggi, pervasivi in moltissimi campi di applicazione ed hanno un impatto non indifferente sulle nostre vite.

Un sensore è un dispositivo in grado di convertire una quantità di interesse da un dominio fisico iniziale ad uno finale, in modo da renderne possibile la misura. Per la maggior parte dei sensori utilizzati odiernamente, il dominio fisico finale è rappresentato dal dominio elettrico. Questo è dovuto allo sviluppo che l'elettronica ha avuto dai primi anni '50, a partire dall'invenzione del transistor, passando per l'avvento dei computer, fino agli onnipresenti dispositivi elettronici odierni.

Oggi lo sviluppo dell'elettronica procede in parallelo a quella dei sensori e, con l'avvento dei sistemi micro-elettro-meccanici (MEMS), sensori ed elettronica sono stati integrati nel medesimo sistema, sempre più miniaturizzato e a consumo ridotto.

Tutto ciò ha consentito un incremento dei campi di applicazione in cui un sensore elettronico può essere utilizzato; un campo oramai vastissimo che spazia dall'ambito biomedicale a quello ludico, passando per quello della sicurezza, quello industriale e quello del monitoraggio ambientale.

Il progetto di tesi che verrà esposto in questo elaborato, ha avuto come scopo la progettazione e la realizzazione di una strategia innovativa per la misura della direzione e della velocità del vento. Ricorrendo a sensori MEMS si desidera ottenere un anemometro direzionale estremamente compatto, impiegabile in numerose applicazioni.

L'ambito di utilizzo più immediato per un anemometro, è senza dubbio quello meteorologico. Tuttavia la misura del vento per applicazioni meteo rappresenta un caso particolare di una più vasta categoria di applicazioni, denominata "monitoraggio ambientale". Il monitoraggio ambientale è necessario in molti settori e ambienti diversi; un primo esempio potrebbe essere l'ambiente urbano dove la misura della direzione e della velocità del vento risultano necessarie per monitorare la diffusione degli agenti inquinanti.

In ambito rurale invece un anemometro può essere utile nell'ottica di implementare quella che è definita "agricoltura intelligente", sempre più diffusa negli ultimi anni. In questi termini un possibile scenario potrebbe vedere diversi sensori, connessi in un'opportuna rete wireless (WSN), per fornire informazioni dettagliate sull'andamento del microclima della zona coltivata, nell'ottica di garantire la crescita del prodotto senza l'ausilio di diserbanti e altri prodotti chimici.

Non è poi escluso dagli ambiti di utilizzo neanche l'ambiente costiero, dove la presenza e l'assenza di vento ha dirette conseguenze sui moti ondosi del mare e sul

traffico marittimo.

Il monitoraggio del vento in ambito stradale, invece, può prevenire incidenti; stiamo pensando per esempio ai camion utilizzati per il trasporto su strada (porzione consistente dei trasporti merci in Italia e nel mondo) e al fatto che in uscita dalle gallerie, improvvise folate di vento laterale possono causare sbandamenti, che un autista colto alla sprovvista può non riuscire ad arginare.

Il vento può inoltre essere visto, più in generale, come un flusso di un fluido gassoso. Un sistema miniaturizzato in grado di misurare sia l'angolo di provenienza che la velocità di un fluido gassoso, trova moltissime altre applicazioni. L'anemometro direzionale in questi termini potrebbe essere addirittura utilizzato in ambienti chiusi, impiegandolo per esempio in connubio a dei sensori di gas per prevedere delle "fughe". In alternativa alcuni anemometri direzionali, consentendo il monitoraggio di flussi d'aria, potrebbero essere impiegati in sistemi di ottimizzazione per impianti di condizionamento.

Infine non è da escludere l'utilità che un sensore può assumere in fase di sviluppo, simulazione e test di prototipi. Un sensore di vento miniaturizzato, infatti, può essere utilizzato durante dei test in galleria del vento, per caratterizzare localmente il flusso, nell'ottica di determinare il comportamento del prototipo nel miglior modo possibile.

Nell'ambito di questo progetto di tesi si è considerata la possibilità di utilizzare l'anemometro direzionale a bordo di un aeromobile a controllo remoto (UAV).

Il seguente elaborato di tesi risulterà diviso in quattro capitoli.

Nel primo capitolo, dopo aver introdotto brevemente le varie strategie disponibili odieramente per misurare il vento, presenteremo l'architettura anemometrica proposta. Cercheremo di metterne in luce gli ambiti di utilizzo più congeniali, introducendo il progetto di equipaggiamento di un aeromobile a controllo remoto (UAV) in cui verrà impiegata.

Nel secondo e nel terzo capitolo si riporterà la descrizione dettagliata dell'architettura proposta, esponendo il flusso progettuale seguito, le simulazioni effettuate e i passi tecnologici necessari per ottenerla.

Infine nel quarto capitolo descriveremo la realizzazione di un prototipo e la rispettiva caratterizzazione.

Capitolo 1

Anemometri: stato dell'arte e architettura proposta

In commercio al giorno d'oggi sono reperibili numerose strategie architettoniche utilizzabili per misurare la direzione e la velocità del vento. Al fine di capirne le potenzialità, farne un preliminare confronto e di conseguenza esporre le motivazioni che hanno condotto a scegliere la soluzione che verrà presentata in seguito, è possibile classificare le varie architetture in diverse categorie. La classificazione che proporremo nell'elenco sottostante è indipendente sia dall'accuratezza della misura che dal costo del sistema. I vari anemometri sono discriminati invece in base al principio fisico che utilizzano per trasdurre il vento. La classificazione adottata è la seguente:

- ◇ Anemometri meccanici;
- ◇ Anemometri ad ultrasuoni e laser;
- ◇ Anemometri termici;
- ◇ Anemometri a pressione;

Passiamo adesso a descrivere brevemente ciascuna delle categorie elencate così da mettere in luce per ciascuna i vantaggi e gli svantaggi.

Anemometri meccanici

Negli anemometri meccanici il flusso ventoso esercita un'azione meccanica su una sezione dell'architettura libera di muoversi. Quantificando il movimento indotto si riesce a risalire alla velocità del vento incidente.

Questi sistemi pur essendo quelli storicamente più antichi, sono ancora ampiamente diffusi grazie alla loro semplicità e al basso costo.

Oggi si trovano numerose versioni degli anemometri meccanici (a coppa, a piatto. . .); comunque sia, indipendentemente dalla architettura adottata, questi sistemi non consentono in generale di ottenere un'elevata accuratezza. L'inerzia meccanica, infatti, introduce un errore nella misura e, assieme alle forze di attrito, impone

un detection limit spesso insufficiente.¹ Inoltre i sistemi meccanici si prestano male alla miniaturizzazione, incorrendo nei medesimi problemi riscontrabili nei micro-motori MEMS e vincolati alla presenza di attriti che diventano percentualmente più rilevanti al diminuire delle dimensioni [5]. Il fatto che ci siano parti in movimento inoltre rende il sistema vulnerabile ai guasti meccanici. Considerando che un tipico utilizzo per un anemometro è il monitoraggio ambientale e che usualmente il sistema risiederà in ambienti aperti, sottoposto talvolta a condizioni meteo ostili, la robustezza ai guasti e all'usura meccanica risulta essere un aspetto rilevante in fase di valutazione.

Alcune versioni degli anemometri meccanici offrono la possibilità di misurare anche la direzione di incidenza del flusso ventoso; tuttavia anche questa stima viene eseguita per trasduzione di uno spostamento, pertanto sarà soggetta alle medesime problematiche sopra esposte.



Figura 1.1: Foto esemplificativa di un'architettura anemometrica meccanica.

Anemometri ad ultrasuoni e laser

Un'onda acustica è influenzata dai movimenti del mezzo in cui è trasmessa. Questo fenomeno fisico è alla base del funzionamento degli anemometri ad ultrasuoni; il flusso ventoso infatti andrà ad alterare il tempo di volo dell'onda acustica tra il trasmettitore e il ricevitore. Misurando il tempo di volo è possibile risalire alla velocità del vento incidente.

Disponendo più trasmettitori e ricevitori in particolari configurazioni geometriche, è possibile ottenere sistemi in grado di stimare, con elevata accuratezza, sia la velocità che la direzione di incidenza del vento [6].

Rispetto ai sistemi meccanici gli anemometri ad ultrasuoni non hanno parti in movimento pertanto non sono soggetti alle problematiche che queste introducono.

Questi sistemi necessitano di una compensazione alle variazioni di temperatura e in generale hanno bisogno di una complessa taratura. Tutto ciò si traduce in costi elevati. Inoltre fissare la risoluzione del sistema equivale a imporre un vincolo sulla minima distanza tra il trasmettitore e il ricevitore; tale vincolo si traduce in

¹Con detection limit si intende il minimo valore discriminabile dal sistema. Nel caso degli anemometri meccanici è rappresentato dal vento minimo necessario per mettere in movimento il sistema; questo rappresenta una soglia, spesso non trascurabile, sotto la quale il sistema non funziona.

molti casi in un ingombro non trascurabile per l'anemometro, ostacolandone allo stesso tempo la miniaturizzazione [7].

Ulteriore classe di anemometri confrontabile con quelli ad ultrasuoni in termini di costi ed ingombro sono gli anemometri laser (Laser Doppler Anemometer, LDA) [8].

Queste architetture constano di un fascio luminoso, generato appunto da un trasmettitore laser, e di un fotorilevatore. Il fotorilevatore consente di ottenere informazioni sulla lunghezza d'onda del raggio laser in arrivo dal trasmettitore. Tale lunghezza d'onda sarà perturbata, per effetto Doppler, dal flusso ventoso e dalle micro-particelle (particolato) che il flusso trasporta. Sono proprio queste micro-particelle in moto, con una velocità relativa rispetto a quella del fascio laser, a interagire con il fascio luminoso e a perturbarne la lunghezza d'onda. Confrontando la lunghezza d'onda del raggio trasmesso e di quello ricevuto si riesce pertanto a stimare la velocità del vento.

Si capisce che i sistemi laser, esattamente come quelli ad ultrasuoni, offrono la possibilità di raggiungere un'elevata accuratezza soltanto a patto di effettuare una complessa taratura e un perfetto assemblaggio. In letteratura si trovano molti riferimenti esplicativi di svariate architetture LDA, tuttavia i tentativi di miniaturizzazione sono pochi a causa delle difficoltà riscontrabili nella miniaturizzazione di sistemi ottici complessi.



Figura 1.2: Foto esemplificativa di un'architettura anemometrica ad ultrasuoni.

Anemometri termici

Negli anemometri termici un elemento riscaldatore viene esposto al vento da misurare. L'esposizione perturba lo scambio di calore, creando dei profili di temperatura dipendenti dalla velocità del flusso ventoso incidente e rendendo infine la misura possibile.

Gli anemometri termici più diffusi prendono il nome di “anemometri a filo caldo”. In questo caso il riscaldatore è costituito da un filo conduttore riscaldato per effetto Joule. Il filo viene esposto al vento che, a seconda della sua velocità, ne causerà un raffreddamento diverso. L'architettura è poi tale da consentire la rilevazione della temperatura del filamento e da questa risalire alla velocità del

fluido ventoso a cui è esposto.

I sistemi a filo caldo in generale consentono una buona accuratezza per la misura della velocità del vento ma difficilmente offrono la possibilità di stimare la direzione di incidenza. Un ulteriore svantaggio, da tenere conto per questi sistemi, è la notevole delicatezza dovuta al sottile filamento.

Altre soluzioni che ricadono nella categoria degli anemometri termici, prendono il nome di “calorimetri differenziali”. In questo caso il vento causa uno sbilanciamento tra il riscaldamento conseguito da strutture rispettivamente a valle e a monte del riscaldatore. Misurando lo sbilanciamento tra le temperature di queste strutture, si può risalire alla velocità del vento incidente. Esistono delle architetture a calorimetro differenziale che consentono di stimare anche la direzione del vento oltre alla sua velocità [10].

Sia gli anemometri a filo caldo che quelli a calorimetro differenziale presentano la possibilità di essere miniaturizzati senza incorrere in eccessive degradazioni della sensibilità.

La miniaturizzazione per questi sistemi diviene poi indispensabile qualora siano tenuti in considerazione i consumi di potenza; infatti gli anemometri termici confrontati alle altre tipologie di anemometri, presentano un consumo di potenza superiore dovuto alla necessità di alimentare il riscaldatore. Lo “scaling down” ottimizza lo scambio di calore tra le strutture di interesse così che la medesima sensibilità per il sistema sia ottenibile utilizzando potenze più basse. Comunque sia è dimostrabile che, per prototipi in cui le dimensioni del riscaldatore è ridotto a dimensioni di pochi millimetri, il consumo di potenza resta dell'ordine delle centinaia di milliWatt ($\sim 100 \text{ mW}$), eccessivo per molte applicazioni odierne [9],[11].

L'implementazione della soluzione a calorimetro differenziale mediante l'impiego di soluzioni MEMS, nell'ottica di ridurre ulteriormente il consumo di potenza, è altresì poco utile in quanto si capisce che è impossibile esporre direttamente un sensore MEMS, piccolo e fragile, al vento senza incorrere rapidamente nella sua rottura. Sarà necessario uno strato protettivo che inevitabilmente peggiorerà la sensibilità del sistema oppure, a parità di sensibilità, comporterà nuovamente un aumento della potenza necessaria.



Figura 1.3: Esempio di un anemometro a filo caldo, rappresentazione dell'estremità finale con il filamento.

Anemometri a pressione

Un flusso ventoso incidente su una superficie genererà su di essa un profilo di pressione. Questo concetto è alla base dei sistemi anemometrici a pressione. Quantificando il profilo di pressione che si genera in seguito all'incidenza del vento si può risalire alla sua velocità.

Uno dei più diffusi sistemi anemometrici a pressione è il tubo di Pitot.[12] Il funzionamento del tubo di Pitot è spiegabile tenendo conto della definizione di pressione totale come somma della pressione statica e di quella dinamica. La particolare geometria del tubo di Pitot consente di misurare la differenza tra la pressione totale e quella statica, ovvero offre un metodo per quantificare la pressione dinamica. Essendo poi la pressione dinamica dipendente dal modulo quadro della velocità del flusso ventoso che la genera, sarà possibile risalire a questo ultimo una volta che è stata ottenuta la prima.

Il tubo di Pitot è ampiamente utilizzato per equipaggiare gli aeromobili moderni, in quanto offre un metodo accurato per calcolare la velocità relativa del velivolo rispetto all'aria. La conoscenza di questo dato è di fondamentale importanza per il sistema di volo.

Il tubo di Pitot si presta tuttavia male ad essere utilizzato come semplice sistema anemometrico. Il suo funzionamento infatti è basato sull'ipotesi che la componente della pressione statica nella pressione totale sia la medesima di quella statica prelevata singolarmente; soltanto in questo modo infatti la pressione dinamica sarà perfettamente ottenibile dalla differenza. Questa ipotesi risulta essere valida solo per numeri di Reynolds elevati, ovvero velocità del fluido incidente elevate. Questo si traduce in un vincolo sulla velocità minima che il sistema è in grado di rilevare con errore trascurabile. Inoltre un tubo di Pitot non offre la possibilità di misurare l'angolo di incidenza del flusso d'aria.



Figura 1.4: Foto di un tubo di Pitot di equipaggiamento ad un aeromobile.

Architettura anemometrica proposta

L'architettura anemometrica che proporremo in questo elaborato si pone a metà tra le ultime due categorie descritte, ovvero tra quella degli anemometri a pressione e quelli termici. L'architettura, come verrà descritto dettagliatamente nei capitoli successivi, consta di un cilindro esposto al flusso ventoso da misurare. La particolare geometria del cilindro, appositamente progettata, consente di generare differenze di pressione dipendenti sia dalla velocità del vento che dalla sua direzione. Tali differenze di pressione saranno poi misurate con dei sensori MEMS termici.

In questi termini l'anemometro proposto e realizzato, in base al primo principio di trasduzione potrà essere classificato nella categoria degli anemometri a pressione e, in certa misura, per il metodo di rilievo delle differenze di pressione che utilizza, in quella degli anemometri termici.

L'utilizzo dei sensori MEMS nella misura consente di minimizzare i consumi di potenza e, il fatto che non sia necessario esporli direttamente al vento ne previene la precoce rottura.

Il risultato finale sarà pertanto un oggetto completo, capace di fornire informazioni sia sulla velocità del vento che sulla sua direzione di incidenza, di ingombro ridotto e a basso consumo di potenza.

Un sistema di questo tipo si presta bene per equipaggiare aeromobili a controllo remoto (UAV). Infatti, durante la fase di volo dell'UAV, le principali caratteristiche di ingombro ridotto, peso trascurabile e basso consumo di potenza non rappresentano un aggravio eccessivo al consumo delle batterie; questo risulta fondamentale tenendo conto che un drone a quattro eliche di piccole dimensioni, al giorno d'oggi, ha un'autonomia in volo scarsa, inferiore all'ora.

Per questo motivo è nato il progetto "MEMS Sensors for Wind Measurement for UAVs in the Urban Canyon", collaborazione del Dipartimento di *Ingegneria dell'Informazione* dell'*Università di Pisa* con il *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) di Boston.

Il lavoro di tesi descritto in questo elaborato si colloca nella prima fase di questo progetto, pertanto è volto a conseguire un primo prototipo e ad ottenerne una primissima caratterizzazione. Si capisce poi che la misura del vento su un oggetto in volo è soggetta a numerose problematiche, correlate alle turbolenze introdotte dalle eliche e all'angolo che la struttura viene ad assumere rispetto al flusso incidente e che, durante una misura stabile a terra, non si presenterebbero. Per questo motivo il progetto non si esaurisce al termine del periodo di tesi ma proseguirà in futuro cercando di risolvere le problematiche riscontrate, nell'ottica di migliorare il risultato finale. Nella successiva *Figura 1.5* si espone l'architettura anemometrica proposta.

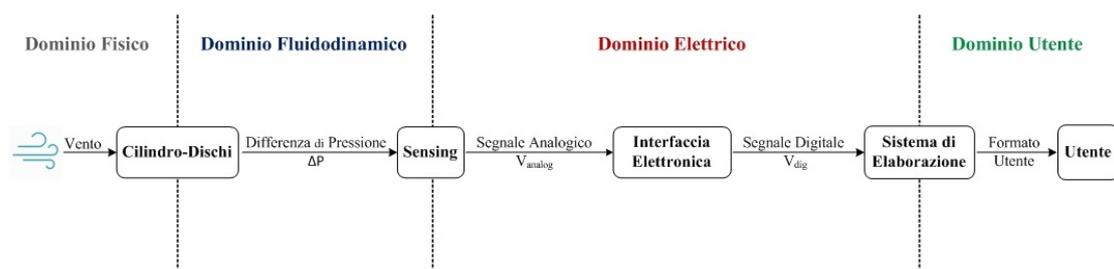


Figura 1.5: Schema dell'architettura anemometrica proposta.

Il blocco "cilindro-dischi" converte il vento incidente in una differenza di pressione; questa è rilevata dal blocco "sensing" e dai sensori MEMS che lo costituiscono. I successivi blocchi "interfaccia elettronica" e "sistema di elaborazione" condizionano il segnale elettrico in uscita dal blocco "sensing", rendendo infine l'informazione fruibile dall'utente.

Nei successivi capitoli ciascun blocco dello schema in *Figura 1.5*, sarà descritto in modo dettagliato.

Capitolo 2

Analisi fluidodinamica dell'architettura proposta

In questo capitolo si descriveranno le strutture costituenti l'architettura anemometrica proposta e necessarie per trasdurre il flusso ventoso da quantificare, in un segnale misurabile utilizzando sensori MEMS. In altre parole descriveremo l'implementazione del blocco riquadrato nella successiva *Figura 2.1* di riferimento, riassuntiva della “nostra” architettura Anemometrica.

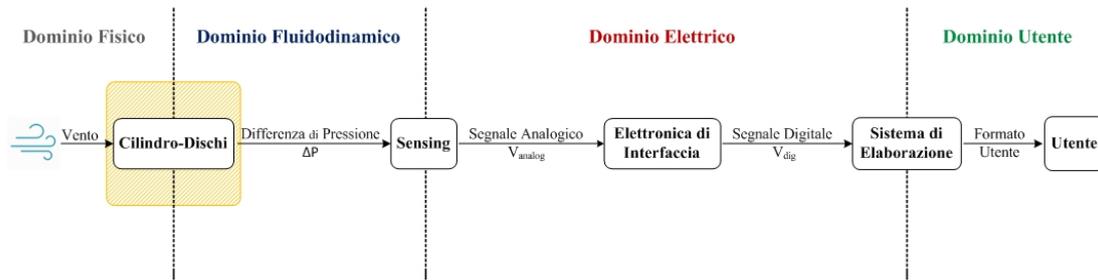


Figura 2.1: Schema a blocchi dell'architettura anemometrica proposta.

Il concetto di trasduzione adottato trova fondamento sull'andamento assunto dalla pressione sulle pareti di un cilindro circolare, quando questo è immerso in un fluido. Prefiggendoci come obiettivo quello di misurare direzione e velocità del vento, durante l'intero elaborato la parola “fluido” sarà sinonimo di aria. In primo luogo pertanto descriveremo lo studio effettuato per determinare l'andamento di questa pressione, riportando i modelli adottati, le simulazioni effettuate e alcuni risultati sperimentali disponibili in letteratura.

Successivamente proporremo delle geometrie che consentono di convertire il flusso ventoso incidente in una differenza di pressione opportuna, il cui modulo e andamento è correlato sia all'angolo di incidenza del flusso d'aria che alla sua velocità [1], [2].

Per queste geometrie si esporrà una trattazione teorica e successivamente delle simulazioni.

Tutte le simulazioni riportate in questo capitolo sono state eseguite ricorrendo al software di calcolo agli elementi finiti *COMSOL Multiphysics*.

2.1 Flusso attorno ad un cilindro circolare

In questo sottocapitolo si analizzeranno le conseguenze dell'incidenza di un fluido sulle pareti di un cilindro circolare solido.

Per prima cosa un modello bidimensionale ($2D$) ci consentirà di osservare se i risultati ottenibili mediante la simulazione *COMSOL* sono attinenti a dei risultati sperimentali reperibili in letteratura.

Successivamente passeremo ad un modello tridimensionale ($3D$) più articolato, per prevedere dei risultati più vicini ad una configurazione reale.

La strategia proposta per la trasduzione del flusso ventoso consentirà di rilevarne la velocità e la direzione all'interno di un unico piano (si parla infatti di "Anemometro- $2D$ "); per questo motivo risulta importante studiare e prevedere cosa accade quando l'asse del cilindro assume posizioni inclinate rispetto al piano di interesse. A tale proposito, alla fine del presente sottocapitolo, saranno espone delle simulazioni $3D$ in cui le geometrie di interesse saranno opportunamente ruotate ed inclinate.

Queste ultime simulazioni saranno un punto di partenza per un lavoro successivo a questo progetto di tesi, che si prefiggerà come obiettivo quello di caratterizzare in modo più dettagliato il sistema anemometrico proposto per cercare infine di migliorarlo.

2.1.1 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare, simulazione 2D

Questa prima simulazione ha come obiettivo quello di validare il modello utilizzato in *COMSOL* per tutte le simulazioni successive, verificando la correttezza delle scelte fatte in fase di disegno della geometria e di imposizione delle condizioni al contorno.

La validazione del modello è eseguita confrontando il profilo di pressione sul bordo esterno del cilindro, ottenuto attraverso le simulazioni, con i risultati sperimentali disponibili in letteratura.

In *Figura 2.2* si riporta la geometria simulata.

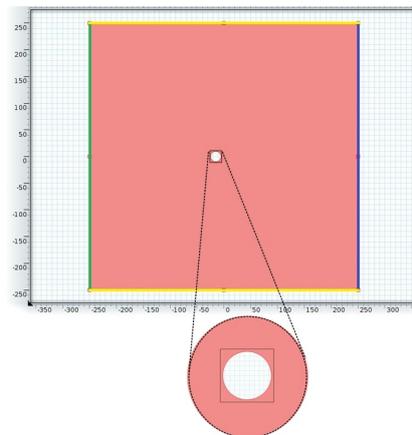


Figura 2.2: Geometria 2D utilizzata nella simulazione del flusso attorno ad un cilindro circolare. Ingrandimento della porzione centrale dove è posizionato il cilindro.

Le dimensioni geometriche sono riassunte nella *Tabella 2.1*.

<i>Parametro Geometrico</i>	<i>Notazione</i>	<i>Valore</i>
<i>Raggio Cilindro</i>	R_c	10 mm
<i>Lato Box</i>	Dim_{box}	500 mm

Tabella 2.1: Dimensioni geometriche usate nelle simulazioni 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

Si noti che la scelta delle dimensioni del Box d'aria (Dim_{box}) è critica; infatti una “scatola” troppo piccola si tradurrebbe in una costrizione-ostacolo al fluido e la configurazione simulata di fatto sarebbe diversa da quella voluta.

Per capire meglio si può fare un semplice esempio: supponiamo di posizionare il cilindro in prossimità della parete in cui si impone la condizione di ingresso “Inlet”. Questo in generale perturba la velocità del fluido che in assenza sarebbe ovunque pari a V_0 , generando un profilo di velocità. Sulla parete di ingresso però la velocità è imposta pari a V_0 , ne risulta quindi che il profilo di velocità non può formarsi come “vorrebbe” e si forma di conseguenza un profilo perturbato.

Per fare fronte a questa criticità le dimensioni Dim_{box} sono state decise in seguito ad una simulazione parametrica. Facendo variare il parametro Dim_{box} tra 40 e 1000 [mm] si è osservata la velocità del fluido e la pressione in punti in prossimità dei lati della “scatola”.¹

Per valori di Dim_{box} pari a 500 mm velocità e pressione sono concordi con le condizioni al contorno imposte, pertanto il fatto che il box d'aria abbia dimensioni finite non altera e disturba lo studio dell'andamento di pressione sulle pareti del cilindro.

Aumentare le dimensioni della scatola oltre $Dim_{box} = 500$ mm sarebbe poco utile e si tradurrebbe in uno spreco di risorse computazionali, tempi di calcolo più lunghi e maggiore difficoltà nella convergenza.

Le condizioni al contorno sono invece riassunte nella *Tabella 2.2*.

<i>Inlet</i> [verde in <i>Figura 2.2</i>]	Velocità di Ingresso	V_0 [m/s]
<i>Outlet</i> [blu in <i>Figura 2.2</i>]	Pressione di Uscita	1 atm
<i>Symmetry</i> [giallo in <i>Figura 2.2</i>]	Velocità, Comp. Normale	$V_y = 0$ m/s

Tabella 2.2: Condizioni al contorno utilizzate nelle simulazioni 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

In tutte le simulazioni che esporremo a partire da queste il fluido scelto per il dominio è l'Aria, disponibile nella libreria dei materiali *COMSOL*.

Nel modello del materiale utilizzato la Densità e la Viscosità Dinamica sono definite come funzioni della temperatura e della pressione assoluta. Per gli scopi delle successive simulazioni questo è superfluo e si preferisce definire la Densità come una costante $\rho = 1,205$ kg/m³; stessa cosa per la Viscosità Dinamica imposta pari a $\mu = 1,81 \cdot 10^{-5}$ Pa · s; questi valori, disponibili in tabelle in letteratura, sono per temperatura $T_{amb} = 293,15$ K.

¹*COMSOL 4.3* consente di eseguire simulazioni in cui le grandezze geometriche sono definite come parametri.

Per ottimizzare il trade-off tra accuratezza della soluzione e impiego di risorse computazionali si definisce il quadrato circoscritto al cerchio (cilindro), visibile nell'ingrandimento in *Figura 2.2*. Grazie a questo semplice espediente è possibile diversificare la mesh. Si impone una mesh triangolare "custom", molto fine ("extremely fine", $Max_{Dim} = 0,8\text{ mm}$) e ottimizzata per simulazioni fluidodinamiche, all'interno del quadrato dove occorre grande risoluzione; all'esterno invece si utilizza una mesh ancora triangolare e ottimizzata per simulazioni fluidodinamiche ma meno fitta ("finer").

Selezionando come modello fisico il "Laminar Flow" [15] presente nel modulo *Computational Fluid Dynamics (CFD)* e impostando come criterio di stop una *tolleranza* pari a 10^{-4} è possibile lanciare una simulazione parametrica con parametro V_0 variabile tra $0,002$ e $0,2\text{ [m/s]}$.

Definito il numero di Reynolds come:

$$Re = \frac{\rho V_0 2R_c}{\mu}$$

è possibile calcolare l'intervallo di numeri di Reynolds esplorati per l'intervallo di parametri considerato:

$$Re_{min}|_{V_0=0,002\text{m/s}} \Rightarrow 2,663$$

$$Re_{max}|_{V_0=0,2\text{m/s}} \Rightarrow 266,300$$

Nelle figure successive sono riportati alcuni risultati di interesse.

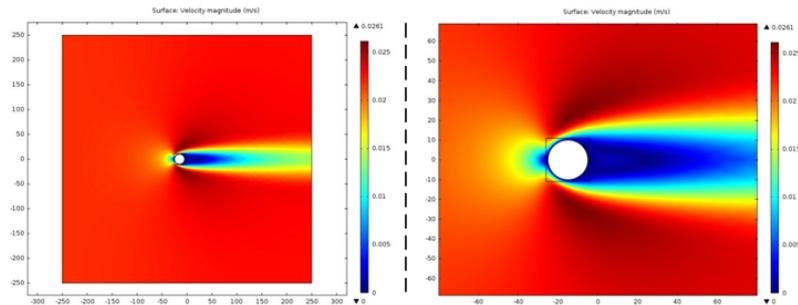


Figura 2.3: Simulazione 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare, andamento della velocità per $V_0 = 0,02\text{m/s} \rightarrow Re = 26,63$.

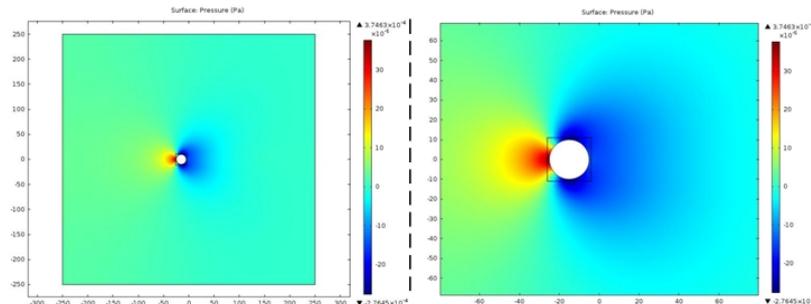


Figura 2.4: Simulazione 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare, andamento della pressione per $V_0 = 0,02\text{m/s} \rightarrow Re = 26,63$.

Altro risultato interessante è l'andamento della pressione sulla superficie del cilindro.

Data la simmetria della geometria simulata si valuta l'andamento della pressione unicamente sulla linea evidenziata (blu) in *Figura 2.5*.

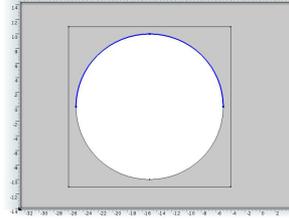


Figura 2.5: Arco su cui si valuta la pressione nelle simulazioni 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

Al fine di ottenere dei grafici facilmente confrontabili con i risultati sperimentali descritti in letteratura si definiscono i coefficienti di pressione come:

$$C_p = \frac{p - p_\infty}{\frac{1}{2}\rho V_0^2}$$

Graficando l'andamento dei coefficienti di pressione in relazione alla lunghezza dell'arco precedentemente esposto (*Figura 2.5*) si ottiene:

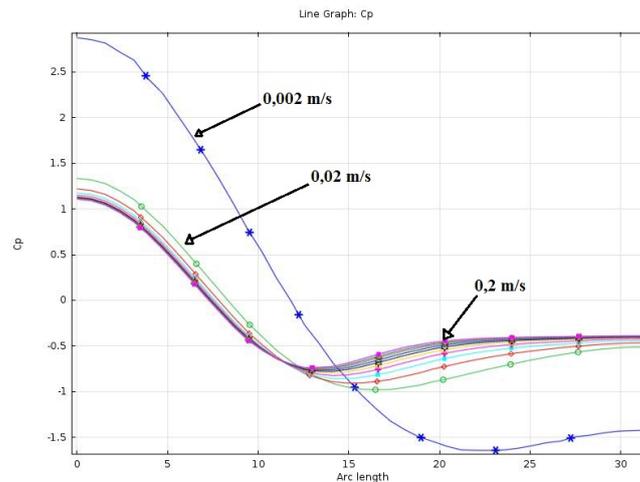


Figura 2.6: Andamento dei C_p per $V_0 = 0,002 \div 0,2$ [m/s], ottenuti durante le simulazioni 2D del flusso attorno al cilindro circolare.

Si focalizza adesso l'attenzione sui valori di V_0 riportati in *Tabella 2.3*.

V_0 [m/s]	Re
0,0026	3,5
0,027	36,0
0,051	67,0
0,1878	250,0

Tabella 2.3: Valori di V_0 simulati ed utili per la validazione del modello.

Per i valori in *Tabella 2.3* si hanno a disposizione i risultati degli esperimenti di Thom (1928 – 1933) [14], [17] con cui si può pertanto fare un confronto, riassunto nelle figure successive (le curve sperimentali sono tratte dal primo volume del libro *Flow Around Circular Cylinders: A Comprehensive Guide Through Flow Phenomena, Experiments, Applications, Mathematical Models and Computer Simulations* di M. M. Zdravkovich).

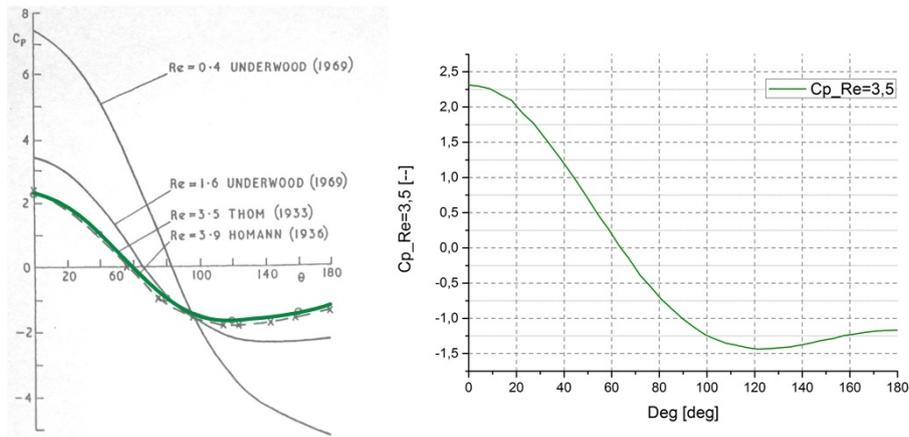


Figura 2.7: Simulazione 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare, confronto risultati sperimentali (*sx*) e simulazione (*dx*), $Re = 3, 5$.

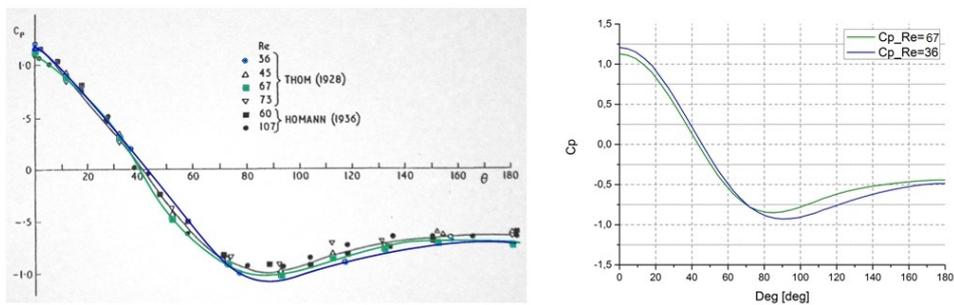


Figura 2.8: Simulazione 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare confronto risultati sperimentali (*sx*) e simulazioni (*dx*), $Re = 36, 0 ; 67, 0$.

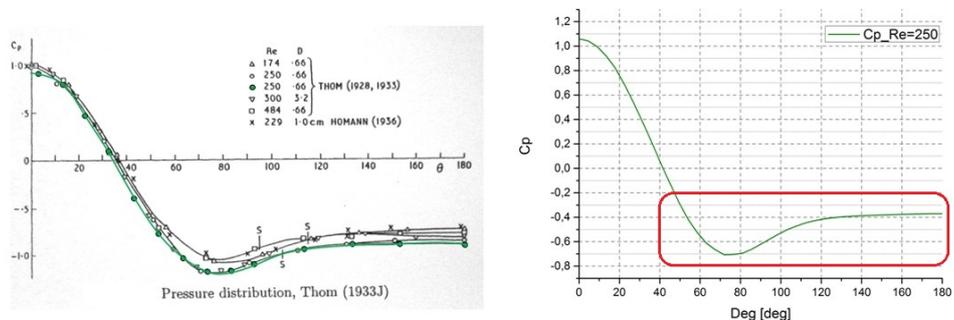


Figura 2.9: Simulazione 2D del flusso attorno ad un cilindro circolare, confronto risultati sperimentali (*sx*) e simulazione (*dx*), $Re = 250$.

Dal confronto emerge che il modello laminare utilizzato restituisce risultati coerenti a quelli ottenuti sperimentalmente soltanto per numeri di Reynolds relativamente bassi (*Figura 2.7*, *Figura 2.8*).

Al crescere della velocità imposta l'andamento della pressione resta il medesimo ma, anche se l'ascissa del punto di minimo resta corretta, il modello sottostima il valore che il coefficiente di pressione assume nel punto (*Figura 2.9*).

L'ipotesi è che questo avvenga a causa del fatto che al crescere del numero di Reynolds l'andamento della velocità si "complica"; si innescano dei vortici che il semplice modello laminare non è in grado di prevedere. Pertanto si presume che sia proprio questo andamento vorticoso a determinare la differenza nei coefficienti di pressione *Figura 2.10* [14].

Facendo altre simulazioni si è determinato il valore massimo del numero di Reynolds per cui il modello "Laminar Flow" continua a fornire risultati attinenti a quelli sperimentali; questo è $Re_{LaminarMax} = 100$ che con le dimensioni in gioco corrisponde ad una velocità del fluido pari a $V_0 \approx 0,08 \text{ m/s}$.

Nelle simulazioni successive si utilizzerà il modello "Laminar Flow" per velocità inferiori a $V_{0max} = 0,08 \text{ m/s}$.

Stato	Regime	Intervalli N. Reynolds
LAMINAR	No Separation	0 to 4-5
	Closed Wake	4-5 to 30-48
	Periodic Wake	30-48 to 180-200
TRANSITION in SHEAR LAYERS	Far Wake	180-200 to 220-250
	Near Wake	220-250 to 350-400
TRANSITION in BOUNDARY LAYERS	Lower	350-400 to 1k-2k
	Intermediate	1k-2k to 20k-40k
	Upper	20k-40k to 100k-200k

Figura 2.10: Classificazione regimi di flusso attorno ad un cilindro circolare. Dati disponibili in letteratura. [14]

2.1.2 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare di dimensioni finite, simulazione 3D

Nel seguente capitolo si esporranno le simulazioni fatte su una geometria più vicina a quella che realmente verrà implementata.

La simulazione 2D consente di prevedere l'andamento della pressione sulla superficie di una sezione del cilindro approssimando che il comportamento sia il medesimo per ciascuna sezione. Tale approssimazione, una volta definiti i numeri di Reynolds per cui il modello è valido, è ragionevole ma trascura le eventuali perturbazioni della pressione e della velocità apportate da un estremo libero del cilindro. Altra cosa che si trascura è poi la base su cui il cilindro inevitabilmente deve essere poggiato.

Di fatto simulare 2D è come simulare un cilindro di lunghezza infinita e osservarlo in una sezione ortogonale all'asse.

L'oggetto che si vuole realizzare è necessariamente di dimensioni finite e per giunta di piccole dimensioni, quindi risulta fondamentale verificare che sia la base che la terminazione ("End Free") non perturbino eccessivamente l'andamento della pressione lungo la direzione verticale, "z" parallela all'asse del cilindro (*Figura 2.11*) [16].

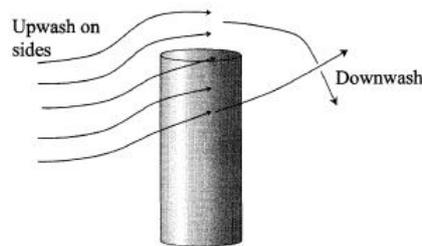


Figura 2.11: Flusso attorno ad un cilindro circolare, effetto dell'End Free sulla distribuzione di velocità.

Le simulazioni seguenti cercheranno di indagare l'entità di questi problemi e consentiranno di valutare alcune strategie per tentare di risolverli o minimizzarli.

In *Figura 2.12* è riportata la geometria simulata.

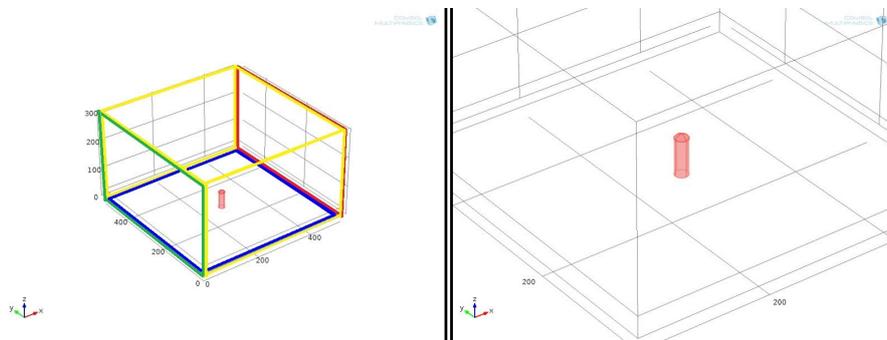


Figura 2.12: Geometria 3D utilizzata per la simulazione del flusso attorno ad un cilindro circolare. A sinistra ingrandimento della porzione centrale dove è posizionato il cilindro.

L'intera geometria è disegnata parametricamente così da poterne variare le dimensioni in modo semplice e veloce.

La definizione dei parametri e la loro descrizione sono riassunti nella *Tabella 2.4*.

Parametro Geometrico	Notazione	Valore
Raggio Cilindro	R_c	10 mm
Altezza Cilindro	H_c	55 mm
Gap Box-Parete verticale cilindro	G_l	250 mm
Gap Box-Estremo superiore cilindro	G_{sup}	250 mm
Gap Box-Estremo inferiore cilindro	G_{inf}	0 mm
Altezza Calotta	h_{cap}	6 mm

Tabella 2.4: Parametri geometrici utilizzati nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

G_{inf} è posto uguale a 0 mm perché si vuole simulare un cilindro appoggiato su una base, volendo simulare il cilindro sospeso in aria si può semplicemente imporre $G_{inf} = G_{sup}$.

La lunghezza del lato di una sezione xy del Box d'Aria si ottiene dalla somma:

$$L_{box_{xy}} = 2R_c + G_l + G_l = 20 + 250 + 250 = 520 \text{ mm} \quad (2.1)$$

Questa lunghezza è attinente alle valutazioni fatte in *Sezione 2.1*.

La “calotta” invece è una sezione di sfera che poggia sulla terminazione libera del cilindro. L'altezza di questa “calotta” (h_{cap}) può essere posta uguale ad un numero molto piccolo rispetto alle dimensioni in gioco (es. 10^{-4} mm), qualora si voglia simulare il banale cilindro tagliato ad una estremità; oppure ponendo $h_{cap} = R_c$, si ottiene una semisfera poggiata sull'estremo libero. Questa è stata introdotta nella simulazione per verificarne gli effetti sul campo della velocità alla terminazione libera del cilindro. In quest'ottica, qualora si dimostrasse efficace, si potrà scegliere se utilizzarla o meno durante la fase di ottimizzazione dell'architettura.

Le condizioni al contorno sono invece riassunte nella *Tabella 2.5*.

<i>Inlet</i> [verde in <i>Figura 2.12</i>]	Velocità di Ingresso	V_0 [m/s]
<i>Outlet</i> [rosso in <i>Figura 2.12</i>]	Pressione di Uscita	1 atm
<i>Symmetry</i> [giallo in <i>Figura 2.12</i>]	Velocità, Comp. Normale	$V_y = 0$ m/s
<i>Wall</i> [pareti cilindro-calotta]	Velocità nulla	$V_{x,y} = 0$ m/s
<i>Wall1</i> [blu in <i>Figura 2.12</i>]	Velocità nulla	$V_{x,y} = 0$ m/s

Tabella 2.5: Simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare, condizioni al contorno.

Il materiale scelto per il fluido-sottodominio è l'Aria mentre per il cilindro e la calotta il PMMA entrambi disponibili nella libreria dei materiali *COMSOL*.

La mesh utilizzata per il fluido è la “Free Tetrahedral” ottimizzata per la fluidodinamica, con dimensioni “Fine”; mentre alle pareti del cilindro e della calotta si

definisce una mesh “Free Tetrahedral” ottimizzata per la fluidodinamica ma con dimensioni più piccole (“Extremely Fine”) in modo da avere la risoluzione necessaria.

Selezionando come modello fisico il “Laminar Flow” presente nel modulo *Computational Fluid Dynamics*. (CFD), impostando come criterio di stop una *Tolleranza* pari a 10^{-4} e definendo il parametro $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$ è possibile eseguire una simulazione parametrica con parametro h_{cap} variabile tra 10^{-4} e 10 [mm] .²

Nelle figure successive sono riportati alcuni risultati di interesse.

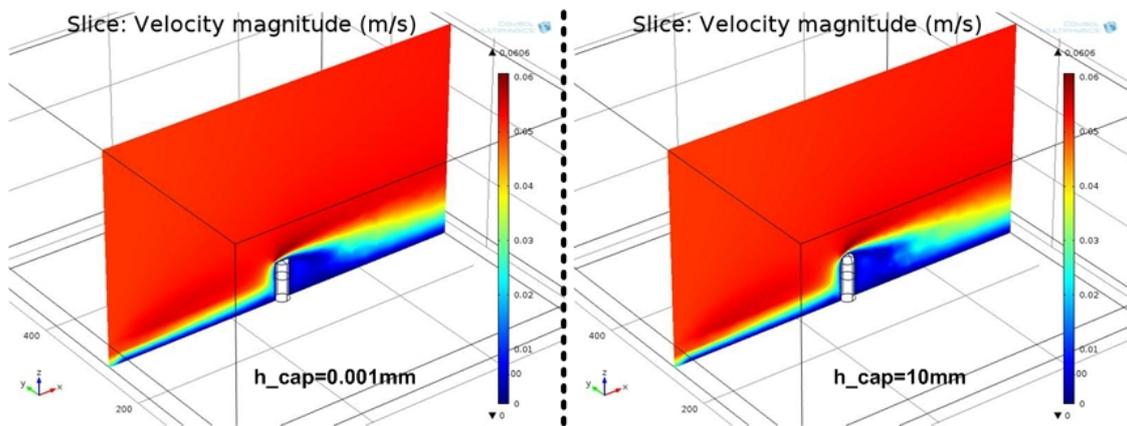


Figura 2.13: Andamento della velocità per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, su un piano xz , per $h_{cap} = 0 - 10 \text{ [mm]}$, nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

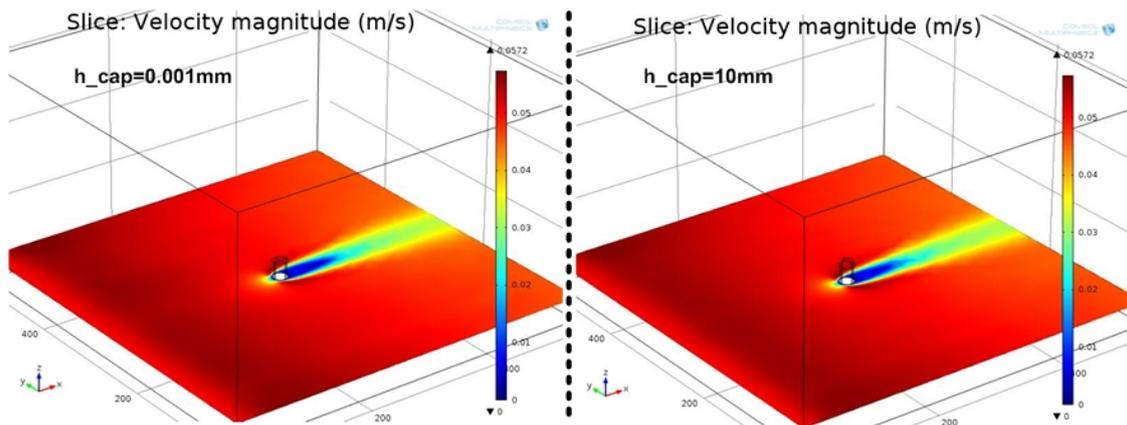


Figura 2.14: Andamento della velocità per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, su un piano xy , per $h_{cap} = 0 - 10 \text{ [mm]}$, nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

² $V_0 = 0,05 \text{ m/s} \rightarrow Re = 67$, valori per cui il modello Laminare risulta essere validato.

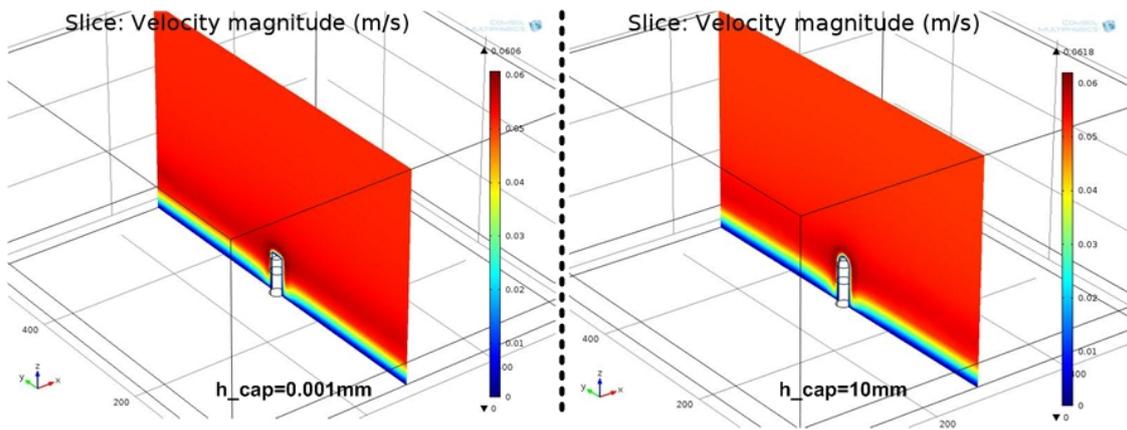


Figura 2.15: Andamento della velocità per $V_0 = 0,05\text{m/s}$, su un piano yz , per $h_{cap} = 0 - 10$ [mm], nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare.

La trasduzione del flusso ventoso, come sarà spiegato dettagliatamente nella Sezione 2.2, è conseguita mediante l'utilizzo di dischi con una opportuna geometria. Al fine di individuare la distanza ottima dal terminale libero in cui posizionare i dischi anemometrici e, contemporaneamente, verificare l'utilità della "calotta" si procede, nelle figure successive, a studiare l'andamento dei coefficienti di pressione su alcune linee di interesse (evidenziate, per maggiore chiarezza, a sinistra di ciascun grafico).

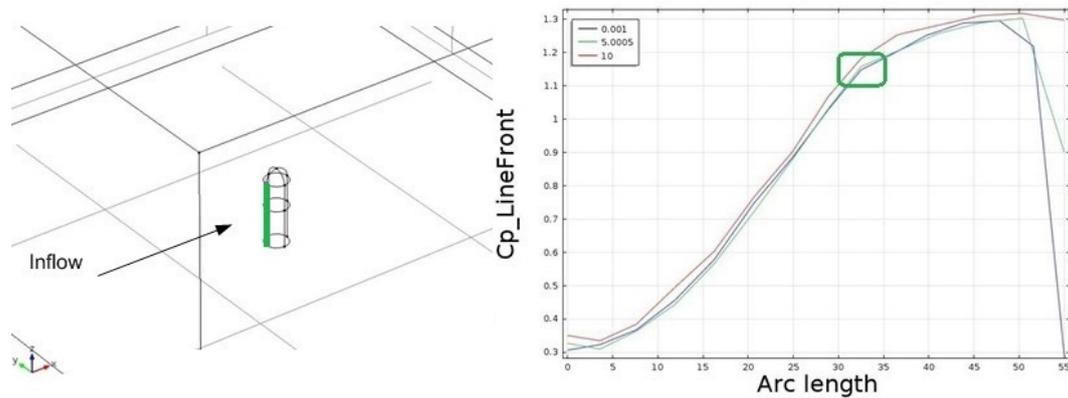


Figura 2.16: Andamento dei C_p rispetto all' Arc-Length della linea Front (specificata a sinistra del grafico), per $V_0 = 0,05\text{m/s}$ e $h_{cap} = 0 \div 10$ [mm].

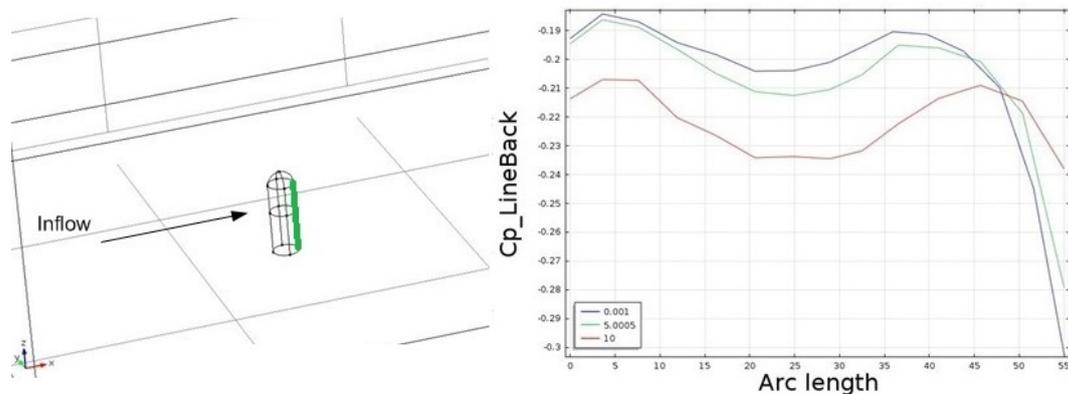


Figura 2.17: Andamento dei C_p rispetto all' Arc-Length della linea Back (specificata a sinistra del grafico), per $V_0 = 0,05\text{m/s}$ e $h_{cap} = 0 \div 10$ [mm].

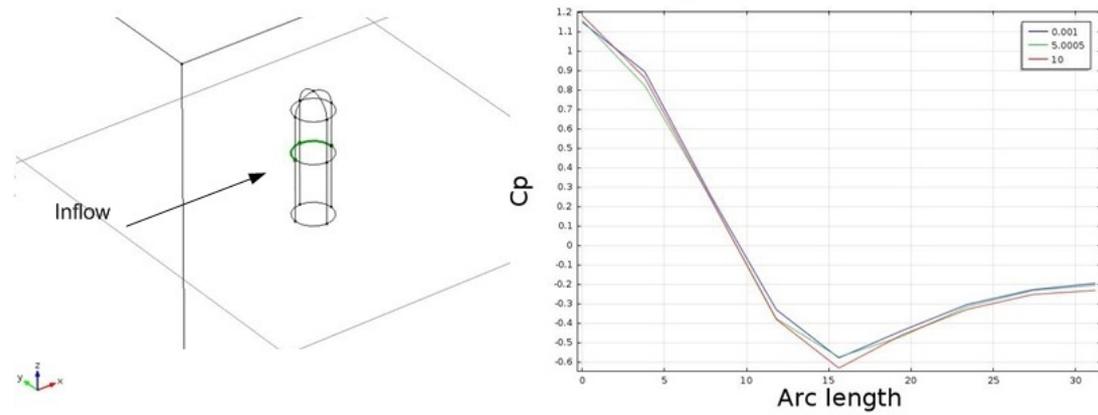


Figura 2.18: Andamento dei C_p rispetto all' Arc-Length della linea Middle (specificata a sinistra del grafico), per $V_0 = 0,05\text{m/s}$ e $h_{cap} = 0 \div 10$ [mm].

Quello che si vorrebbe fare è posizionare i dischi per le misure ad un'altezza tale che la distribuzione di pressione sulla superficie del cilindro sia il più possibile vicina a quella ideale.

Facendo riferimento al risultato della distribuzione di pressione per cilindro infinito 2D per $V_0 = 0,05\text{ m/s}$ ($\rightarrow Re = 67$), riportato in Figura 2.19, si vede che nel punto in cui l'angolo risulta essere 0 deg il C_p è pari a $C_{p_{max}} = 1,15$, mentre nel punto 180 deg si ha $C_p = -0,40$.

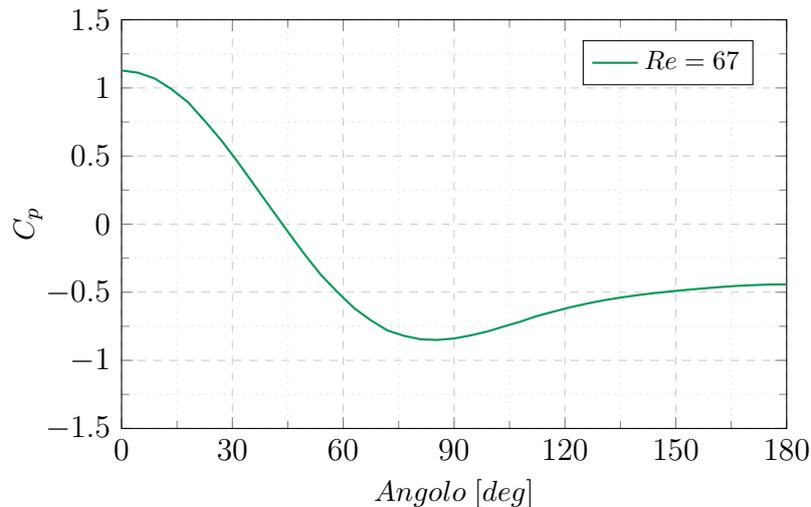


Figura 2.19: Andamento del C_p in funzione dell'angolo per un cilindro di lunghezza infinita quando $V_0 = 0,05\text{ m/s}$.

Utilizzando il grafico in Figura 2.16 si può scegliere a che distanza dalla base del cilindro posizionare i dischi utili per le misure; infatti posizionando i dischi a $30 \div 35$ [mm] dalla base si ottiene un C_p nel punto a 0 deg pari al $C_{p_{max}} = 1,15$, ovvero uguale a quello del cilindro infinito (riquadro verde in Figura 2.16).

Prendendo adesso il grafico in figura Figura 2.17 e osservando il C_p a $30 \div 35$ [mm] dalla base, per avere un andamento uguale a quello ideale dovrei ottenere $C_p = -0,40$, invece ottengo $C_p = -0,20 \div -0,23$.

Ottimizzare la posizione dei dischi partendo dall'andamento del C_p sulla linea

Back, anziché dalla linea Front, è poco sensato perché il C_p , a causa delle perturbazioni create dall'altezza finita del cilindro, non raggiunge mai il valore ideale $-0,40$.

Dal grafico in *Figura 2.17*, si capisce inoltre che la soluzione con $h_{cap} = R_c = 10 \text{ mm}$ si comporta meglio rispetto alle non idealità. Infatti, se confrontata con le altre, presenta una curva più vicina al valore ideale e, pertanto, consente di commettere un errore minore.

Tale errore nella geometria studiata, di piccole dimensioni, è però ineliminabile.

Osservando la *Figura 2.18*, trascurando il fatto che la linea appare un po' frammentata in quanto non si è infittita la mesh in prossimità delle pareti del cilindro per non gravare ulteriormente sul problema già computazionalmente pesante, si vede che l'andamento del C_p su una sezione del cilindro (a distanza $32,5 \text{ mm}$ dalla base) non subisce "drastici" sconvolgimenti.

Questo, come vedremo in seguito, è fondamentale affinché la teoria alla base della geometria dei dischi per la misura sia valida.

2.1.3 Andamento della pressione attorno ad un cilindro circolare di dimensioni finite con asse inclinato, simulazione 3D

L'obiettivo delle simulazioni presentate in questo capitolo è quello di analizzare la distribuzione di pressione sulle pareti di un cilindro di lunghezza finita nel caso in cui questo sia esposto ad un flusso d'aria con direzione non ortogonale all'asse del cilindro.

In altre parole come si può vedere in figura la direzione del flusso d'aria forma un angolo *Tilt*, diverso da 90 gradi, con l'asse del cilindro.

Partendo dalla geometria spiegata nella precedente *Sezione 2.1.2*, per conseguire il risultato è possibile adottare due diverse strategie:

- ◇ Modificare le condizioni di ingresso, *Inlet*, così da imporre un flusso con il modulo e la direzione voluta (*Figura 2.20* a sinistra);
- ◇ Ruotare la geometria in modo che l'asse del cilindro formi con la condizione di ingresso, lasciata invariata, l'angolo *Tilt* desiderato (*Figura 2.20* a destra).

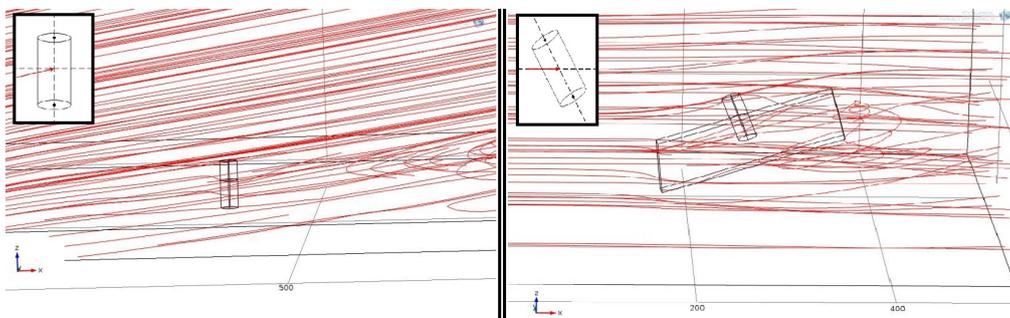


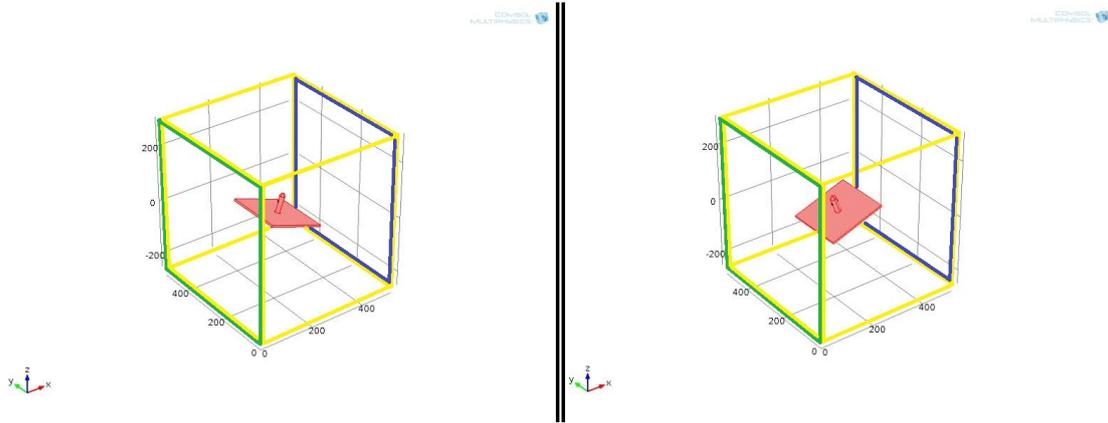
Figura 2.20: Confronto tra due strategie implementative del modello 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato rispetto al vento incidente.

Entrambe le soluzioni sono state esplorate.

La prima possibilità apparentemente è la più semplice, poiché la geometria in questo caso rimane quella esposta nella sezione precedente ed è necessario soltanto modificare le condizioni al contorno. Lo svantaggio però è che la definizione delle condizioni al contorno, affinché il modello sia corretto, è estremamente critica; di conseguenza anche la loro modifica risulta essere tutt'altro che banale.

Alla luce di ciò la seconda possibilità, apparentemente più laboriosa, risulta migliore; pertanto è questa che, in questo capitolo, descriveremo in dettaglio.

In *Figura 2.21* si può vedere la geometria simulata per angolo *Tilt* negativo e positivo rispettivamente.



*Figura 2.21: Geometria 3D utilizzata per simulare il flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato. A sinistra l'angolo di inclinazione *Tilt* è negativo a destra è positivo.*

L'intera geometria è disegnata parametricamente; in *Tabella 2.6* sono riassunti i parametri utilizzati e il rispettivo valore.

<i>Parametro Geometrico</i>	<i>Notazione</i>	<i>Valore</i>
<i>Raggio Cilindro</i>	R_c	10 mm
<i>Altezza Cilindro</i>	H_c	55 mm
<i>Gap Box-Parete verticale cilindro</i>	G_l	250 mm
<i>Gap Box-Estremo superiore cilindro</i>	G_{sup}	250 mm
<i>Gap Box-Estremo inferiore cilindro</i>	G_{inf}	250 mm
<i>Altezza Calotta</i>	h_{cap}	10 mm
<i>Lato Base</i>	L_{base}	180 mm
<i>Spessore Base</i>	h_{base}	6 mm
<i>Angolo Tilt</i>	$Tilt$	± 20 deg

Tabella 2.6: Parametri geometrici utilizzati nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

In *Tabella 2.7* si riassumono invece le condizioni al contorno.

<i>Inlet</i> [verde in <i>Figura 2.21</i>]	Velocità di Ingresso	V_0 [m/s]
<i>Outlet</i> [blu in <i>Figura 2.21</i>]	Pressione di Uscita	1 atm
<i>Symmetry</i> [giallo in <i>Figura 2.21</i>]	Velocità, Comp. Normale	$V_y = 0$ m/s
<i>Wall</i> [pareti cilindro-calotta-base]	Velocità nulla	$V_{x,y} = 0$ m/s

Tabella 2.7: Condizioni al contorno utilizzate nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

Il materiale scelto per il sottodominio fluido è l'Aria mentre per il cilindro, la calotta e la base è il PMMA entrambi disponibili nella libreria dei materiali *COM-SOL*.

La mesh utilizzata per il fluido è la "Free Tetrahedral" ottimizzata per la fluidodinamica, con dimensioni "Custom"; partendo dalla dimensione "Coarse" si imposta la dimensione massima per gli elementi a 35 mm e la minima a 16 mm. Mentre alle pareti del cilindro e calotta si definisce una mesh "Free Tetrahedral" ottimizzata per la fluidodinamica ma con dimensioni più piccole ("Fine"), in modo da avere la risoluzione necessaria.

Selezionando, come è stato fatto per le simulazioni precedenti, il modello fisico "Laminar Flow", impostando come criterio di stop una *Tolleranza* pari a 10^{-4} e definendo il parametro $V_0 = 0,05$ m/s è possibile effettuare varie simulazioni parametriche definendo di volta in volta il parametro da esplorare. In *Tabella 2.8* si riassumono i parametri analizzati.

<i>Parametro</i>	<i>Valore MIN</i> [mm]	<i>Valore MAX</i> [mm]	<i>Numero di Valori</i> ³
h_{cap}	0.1	10.00	3
L_{base}	40	180	3

Tabella 2.8: Parametri analizzati nelle simulazioni 3D con asse inclinato.

³Il numero di valori è piccolo per non incorrere in simulazioni troppo lunghe. Con tre valori, per esempio, si esplorano gli estremi dell'intervallo e il punto centrale.

Risultati per parametro h_{cap}

Per prima cosa è stata fatta una simulazione parametrica con parametro h_{cap} , al fine di studiare l'utilità della calotta quando l'angolo di incidenza del flusso non è ortogonale all'asse del cilindro.

Tutti gli altri parametri sono lasciati al valore di default, indicati in *Tabella 2.6*.

Nelle figure successive sono rappresentati i profili di velocità su un piano xz , che interseca il cilindro esattamente a metà.

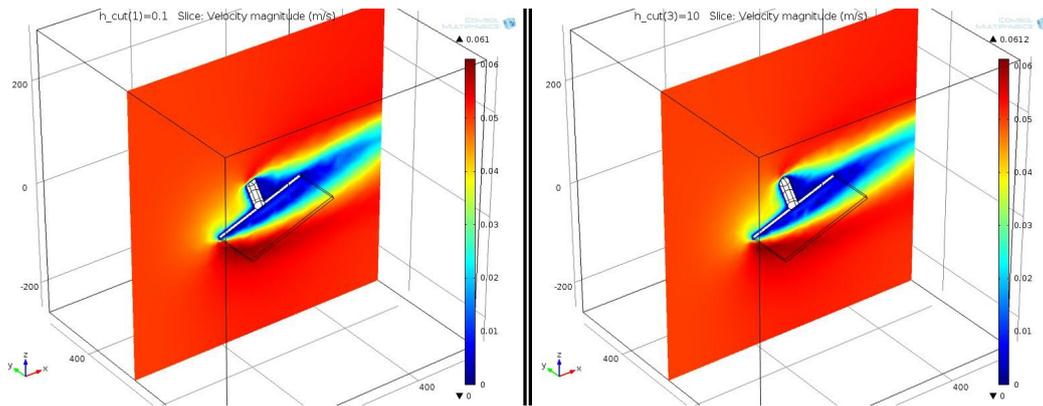


Figura 2.22: Andamento della velocità (piano xz) per $V_0 = 0,05$ m/s, $h_{cap} = 0,1 - 10$ [mm] e $Tilt=20$ deg nelle simulazioni 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

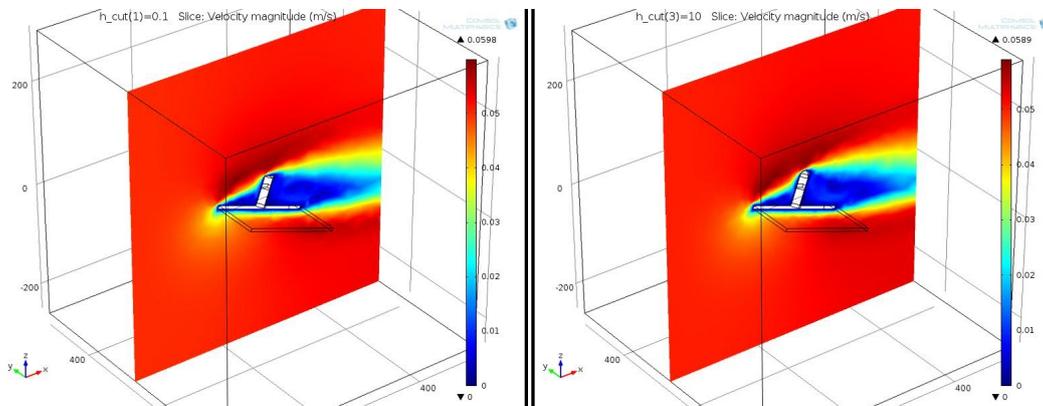


Figura 2.23: Andamento della velocità (piano xz) per $V_0 = 0,05$ m/s, $h_{cap} = 0,1 - 10$ [mm] e $Tilt=-20$ deg nelle simulazioni 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

Al fine di valutare l'effettiva utilità della calotta si procede adesso a valutare il C_p su alcune linee di interesse. I risultati sono riportati nelle figure successive; in ciascuna figura sulla sinistra si è riportata la linea su cui si valuta il C_p mentre sulla destra il grafico vero e proprio.

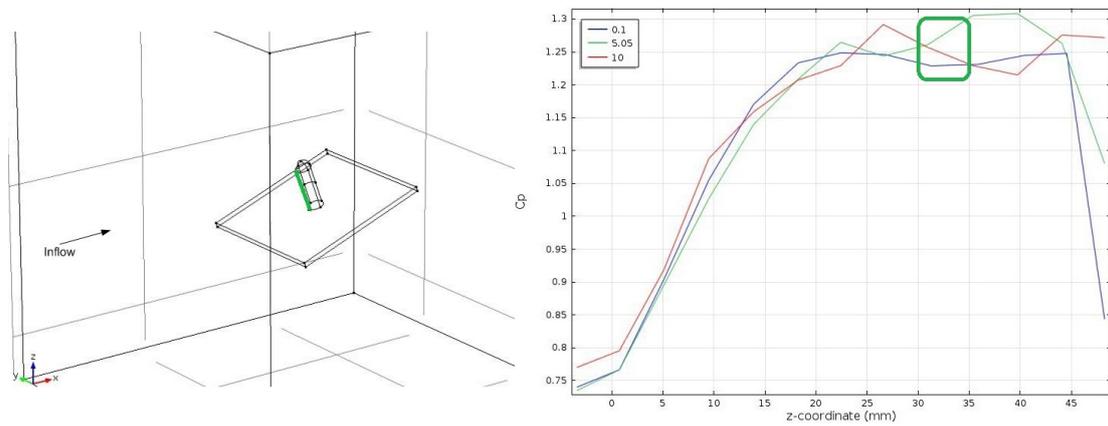


Figura 2.24: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

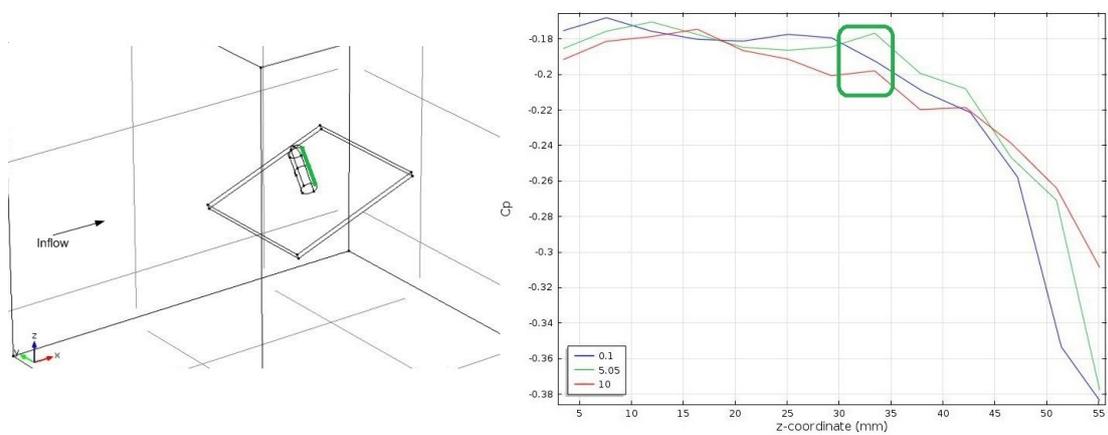


Figura 2.25: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

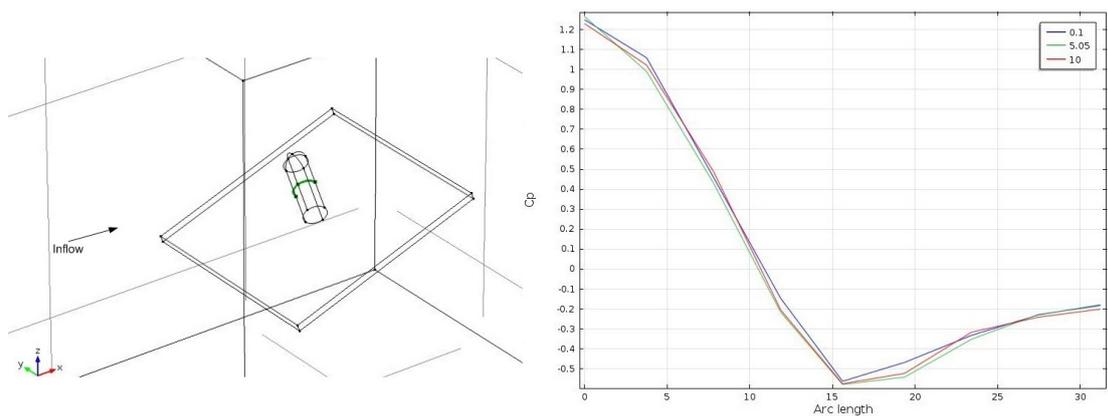


Figura 2.26: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

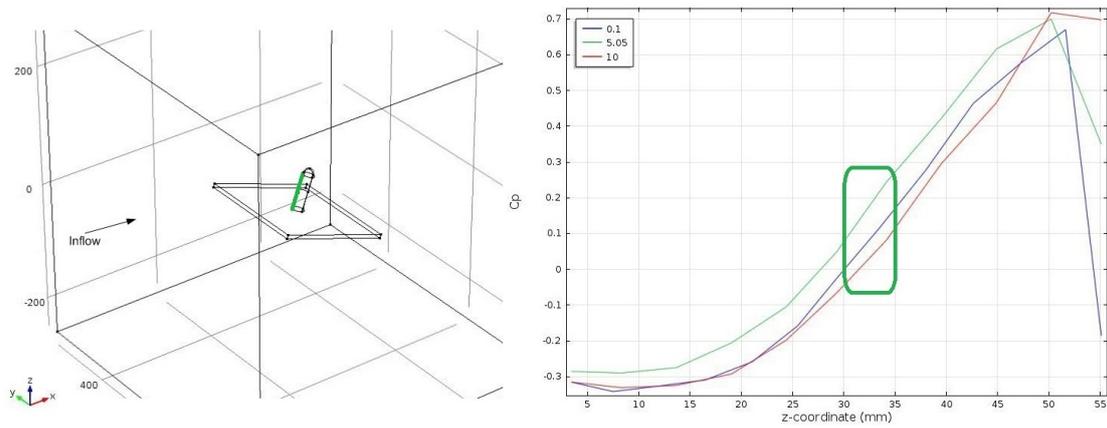


Figura 2.27: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

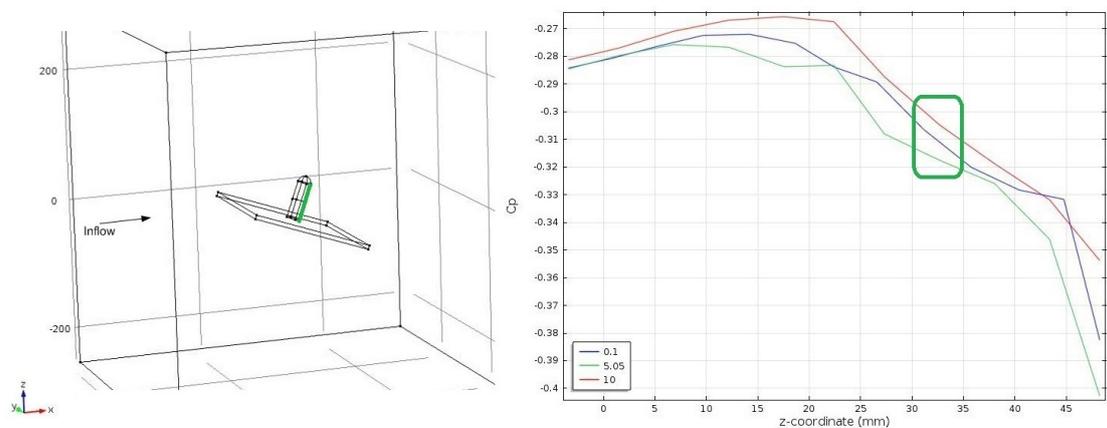


Figura 2.28: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

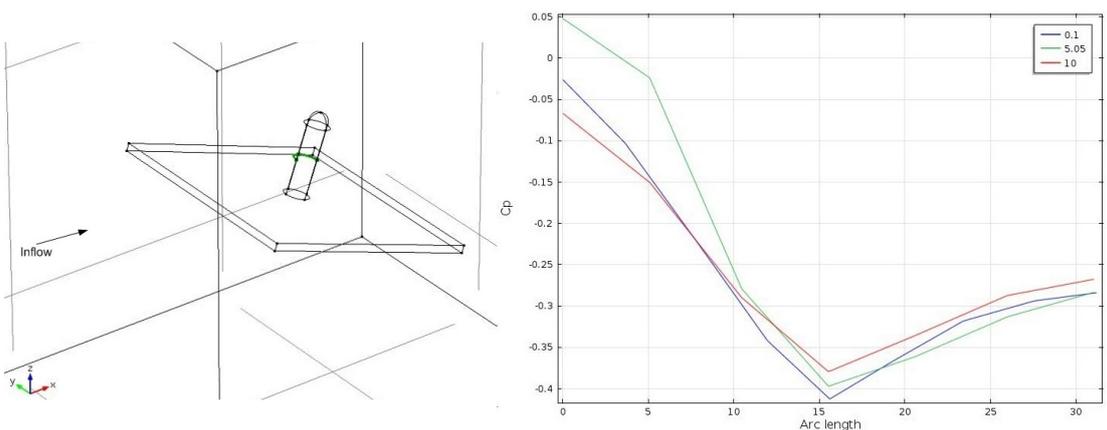


Figura 2.29: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $h_{cap} = 0,1 \div 10 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

I risultati nelle figure alle pagine precedenti sono confrontabili con il caso ideale, così da valutare quanto l'inclinazione dell'asse del cilindro rispetto al flusso incidente alteri la distribuzione di pressione sulle pareti e conseguentemente la misura che si andrà a fare.

Prendendo come riferimento ideale il risultato della distribuzione di pressione per cilindro infinito (2D) quando $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$ ($Re = 76$), riportato in *Figura 2.19*, si vede che nel punto 0 deg il C_p è pari a $C_{p_{max}} = 1,15$, mentre nel punto 180 deg si ha $C_p = -0,40$.

Nel caso di *Tilt* positivo, pari a 20 deg , c'è un'ampia zona per cui il C_p è circa costante con valore pari a $1,2$ sul Front (*Figura 2.24*) e a $-0,2$ sul Back (*Figura 2.25*). Questi valori sono simili a quelli ottenuti nel caso di flusso ortogonale all'asse che a loro volta non differivano molto dal caso ideale di cilindro infinito.

Nel caso invece di angolo di *Tilt* negativo, pari a -20 deg , i valori risultano sensibilmente diversi da quelli ideali.

Supponendo adesso di posizionarci ad un'altezza di $30 \div 35 \text{ [mm]}$ rispetto alla base⁴ e leggendo i valori di C_p dai grafici (Figure 2.24, 2.25, 2.27, 2.28, riquadri in verde) si ottengono i valori riportati in *Tabella 2.9*.

<i>Tilt</i>	C_p <i>Line Front</i>	C_p <i>Line Back</i>
20 deg	< 1.25 >	< -0.19 >
-20 deg	< 0.1 >	< -0.31 >

Tabella 2.9: Valori di C_p ottenuti ad altezza $30 \div 35 \text{ mm}$ dalla base per simulazioni 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

Da queste simulazioni si comprendono due aspetti importanti:

- ◊ La calotta non apporta notevoli miglioramenti nel caso di flusso inclinato rispetto all'asse del cilindro.
- ◊ L'andamento della pressione attorno al cilindro per angoli di *Tilt* negativi, evidenzia che la misura risulterà affetta da un errore non trascurabile.

Queste due osservazioni conducono alle simulazioni che verranno esposte nella sezione successiva.

⁴Per queste altezze il comportamento nel caso non inclinato risulta essere ottimizzato (riflessioni fatte nella *Sezione 2.1.2*).

Risultati per parametro L_{base}

Queste simulazioni sono volte a trovare una dimensione ottimale per la base su cui poggiare il cilindro.

L'idea su cui sono fondate le seguenti simulazioni è meramente di natura intuitiva. Supponendo di visualizzare le linee di flusso, l'effetto che la base del cilindro ha su di esse, nel caso di angolo di *Tilt* positivo, è benefico. La base infatti causa una deflessione rendendo le linee nuovamente ortogonali all'asse del cilindro. Ne consegue che più la base è grande e meno l'effetto delle inclinazioni per *Tilt* positivi si fa sentire. Il problema è che una base troppo grande nel caso di *Tilt* negativi, causa una sorta di “effetto ombra”, conducendo a risultati non utili per la distribuzione di pressione.

Ricorrendo alle simulazioni si vuole cercare il lato di base ottimale, L_{base} , per cui si ha un giusto compromesso tra i vantaggi e gli svantaggi.

Dato che la calotta, come osservato nel sottocapitolo precedente, non è di particolare utilità si elimina mettendo $h_{cap} = 0,1 \text{ mm}$, cioè un'altezza trascurabile rispetto alle dimensioni in gioco.⁵

Tutti i restanti parametri sono lasciati al valore di default, indicati in *Tabella 2.6*.

Nelle figure successive sono rappresentati i profili di velocità su un piano-sezione xz , che interseca il cilindro esattamente a metà.

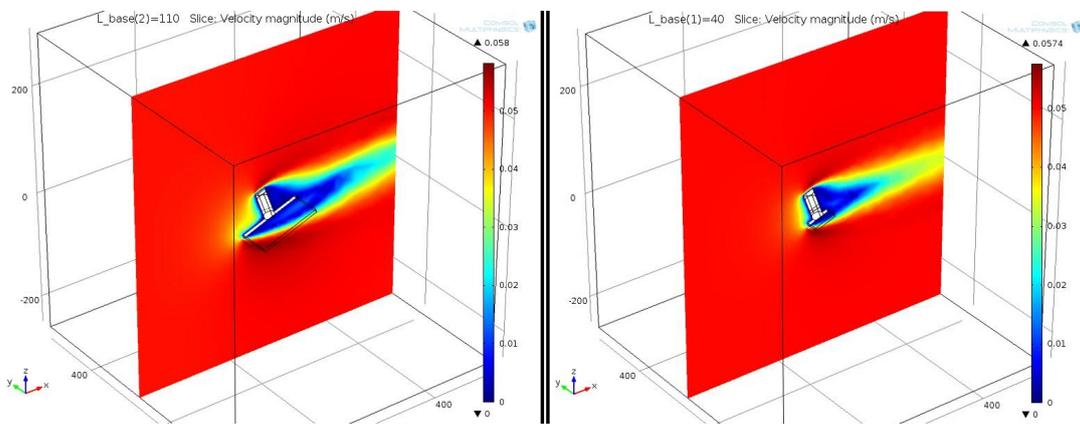


Figura 2.30: Andamento della velocità (piano xz) per $V_0 = 0.05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 - 40 \text{ [mm]}$, $Tilt = 20 \text{ deg}$ nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

⁵In alternativa per ridurre il carico computazionale, *COMSOL* consente di disabilitare direttamente la calotta dalla geometria disegnata.

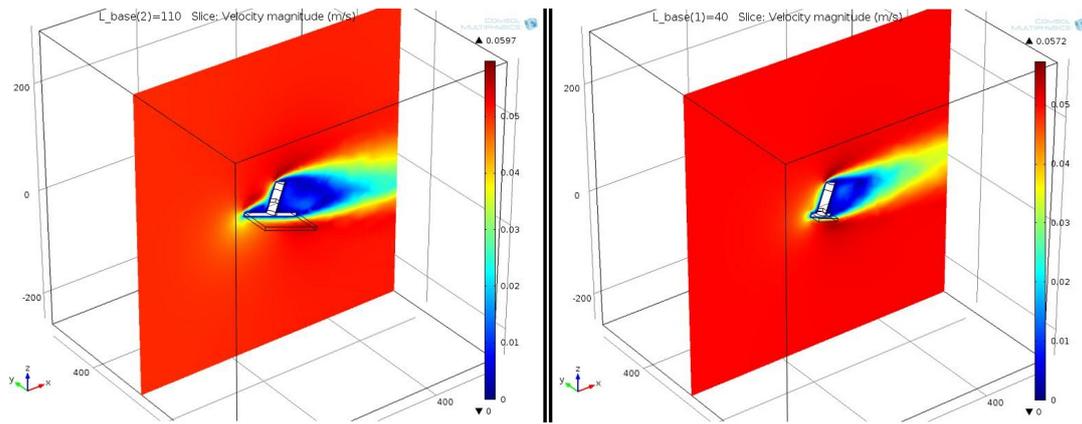


Figura 2.31: Andamento della velocità (piano xz) per $V_0 = 0.05\text{m/s}$, $L_{base} = 110 - 40$ [mm], $Tilt = -20$ deg nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato.

Nelle figure successive (Figure 2.32, 2.33, 2.34, 2.35, 2.36, 2.37) invece si valuta il C_p su alcune linee di interesse.

Come è stato fatto nella precedente sottosezione, sulla sinistra di ciascuna figura si riporta la linea su cui si valuta il C_p , mentre sulla destra il grafico vero e proprio.

Per prima cosa si osservano i risultati per angolo di $Tilt$ negativo. Ponendoci ad una distanza dalla base di $30 \div 35$ [mm] (riquadri nelle figure) si vede che la configurazione $L_{base} = 110$ mm è quella che più si avvicina ai risultati ideali.

Le dimensioni della base sono meno critiche nel caso di angoli $Tilt$ positivi; comunque sia analizzando i risultati si nota che la configurazione $L_{base} = 110$ mm risulta essere la migliore anche in questo caso.

Chiaramente prendendo unicamente tre parametri questa procedura di ottimizzazione non è assolutamente efficiente. Disponendo di una maggiore potenza computazionale, la procedura può essere affinata al fine di ottenere risultati migliori.

Notare che per immediatezza di comprensione del risultato in alcuni grafici come ascissa si utilizza “ArcLength” mentre in altri la coordinata “z”. Questo è dovuto al fatto che *COMSOL* grafica l’Arclength a partire da punti diversi a seconda che si stia graficando su un singolo arco oppure su due archi uniti, adottando di volta in volta convenzioni diverse e rendendo il risultato non sempre ben leggibile. In questi casi si preferisce utilizzare la coordinata “z”.

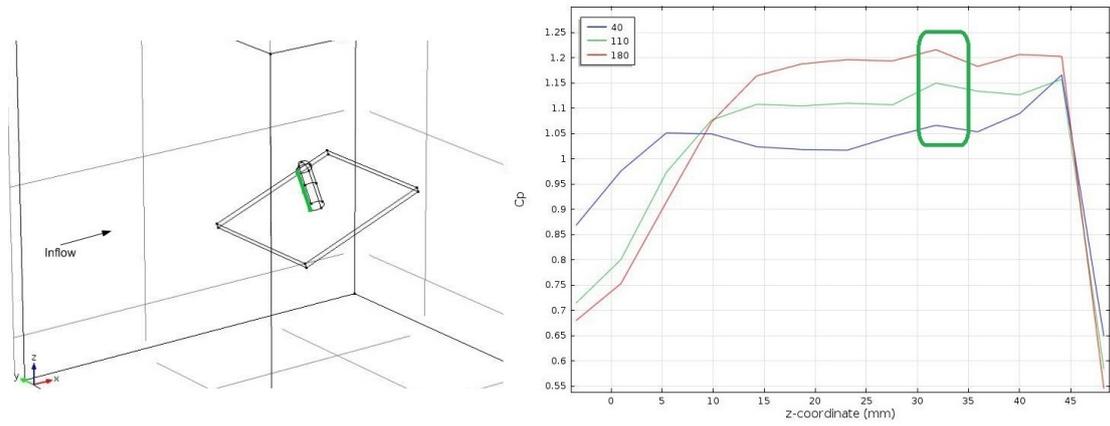


Figura 2.32: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

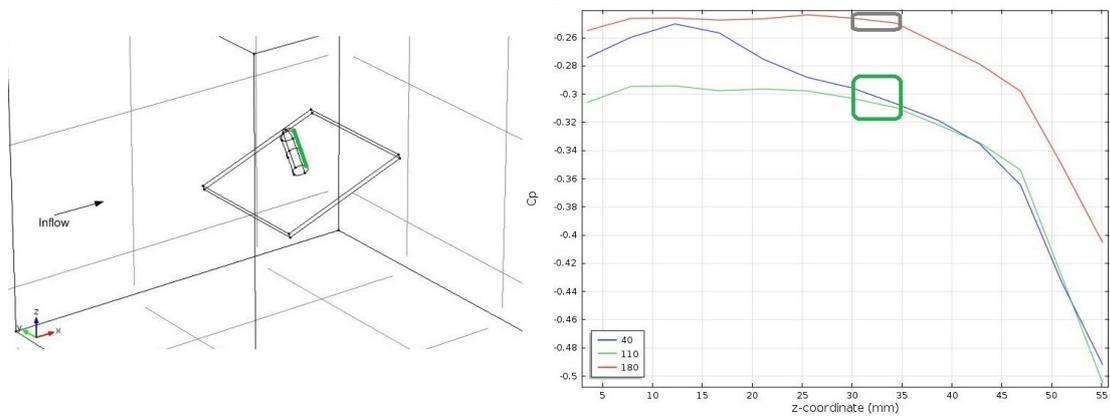


Figura 2.33: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

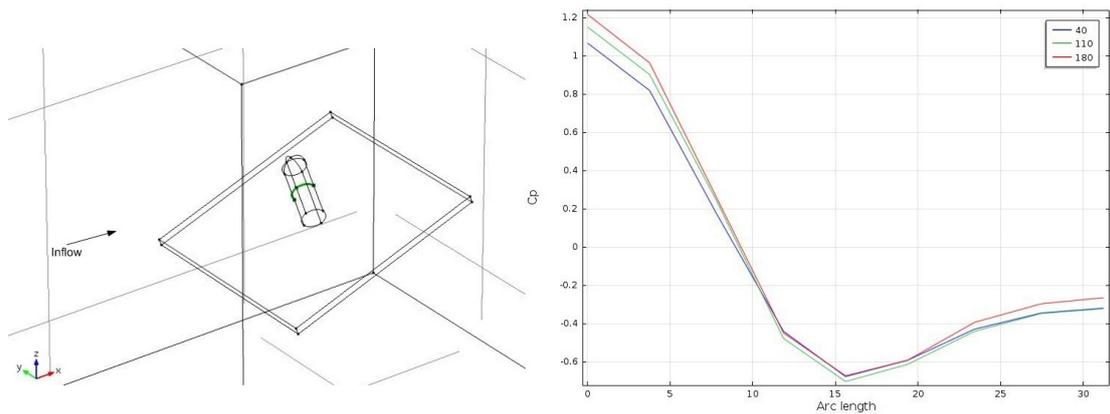


Figura 2.34: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

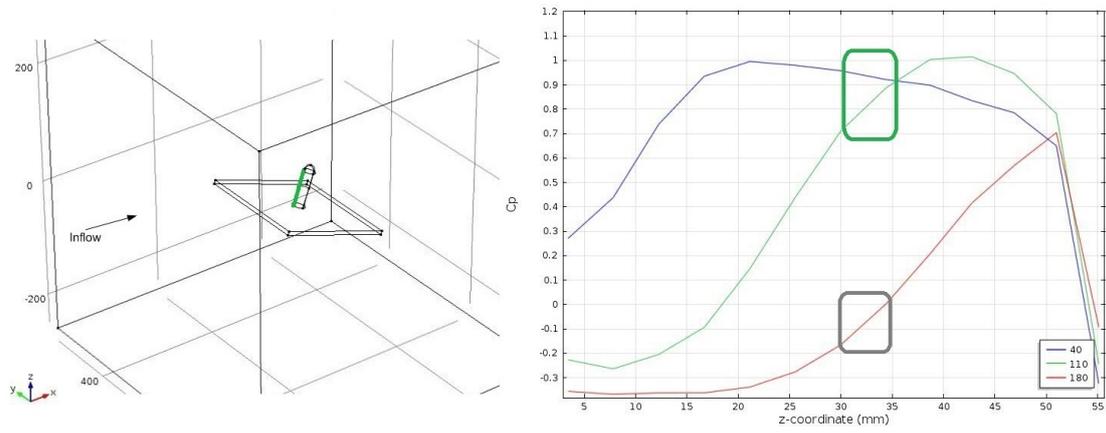


Figura 2.35: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

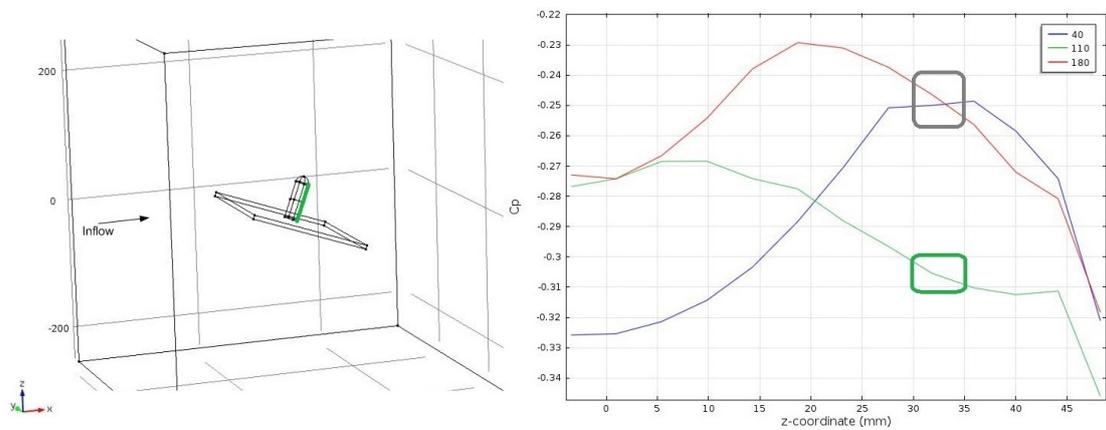


Figura 2.36: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

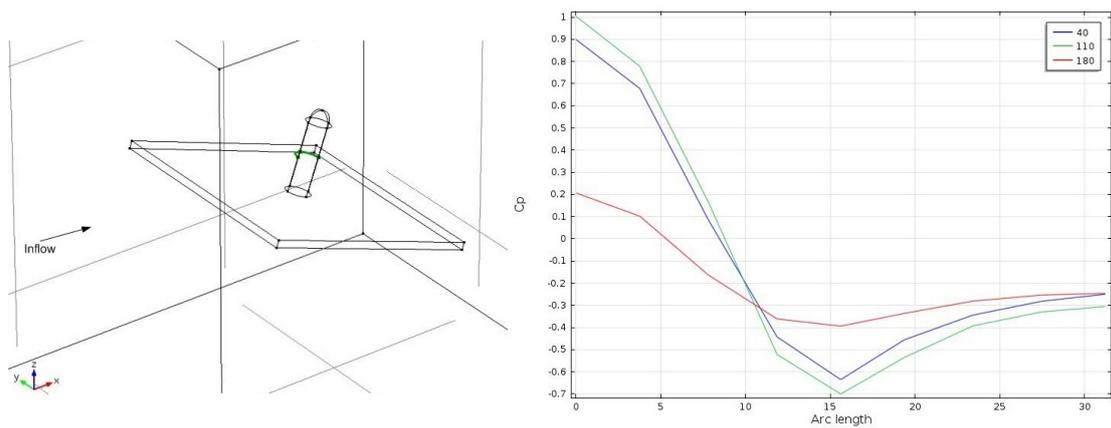


Figura 2.37: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 40 \div 180 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

Risultati per geometria con Disco sull'Estremo Libero del Cilindro

Tenendo presenti i risultati discussi nella due sottosezioni precedenti, si è pensato di variare un po' la geometria della struttura per renderla immune alle problematiche introdotte dall'inclinazione dell'asse di un angolo *Tilt*.

A questo scopo si è fissata la dimensione di $L_{base} = 110 \text{ mm}$ e anzichè “disegnare” una calotta all'estremo libero del cilindro vi si è posizionato un disco di raggio parametrico r_d (esplorati tre valori, $r_d = 40, 60, 80 \text{ mm}$) e spessore costante pari a 6 mm (Figura 2.38).

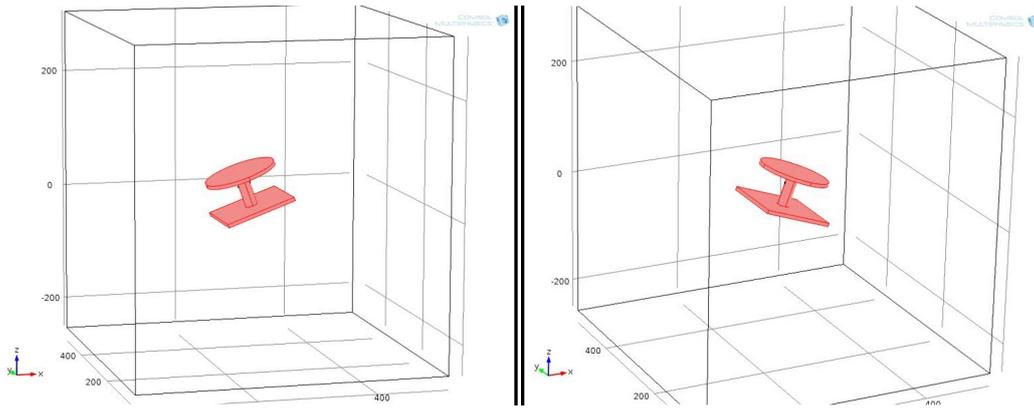


Figura 2.38: Simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato, geometria con disco sull'estremo libero, $Tilt = \pm 20 \text{ deg}$.

Osservando l'andamento della velocità su un piano xz (passante per l'asse del cilindro), in Figura 2.39, si capisce che il disco ha l'effetto di perturbare le linee di flusso, riportandole in una configurazione ortogonale all'asse del cilindro.

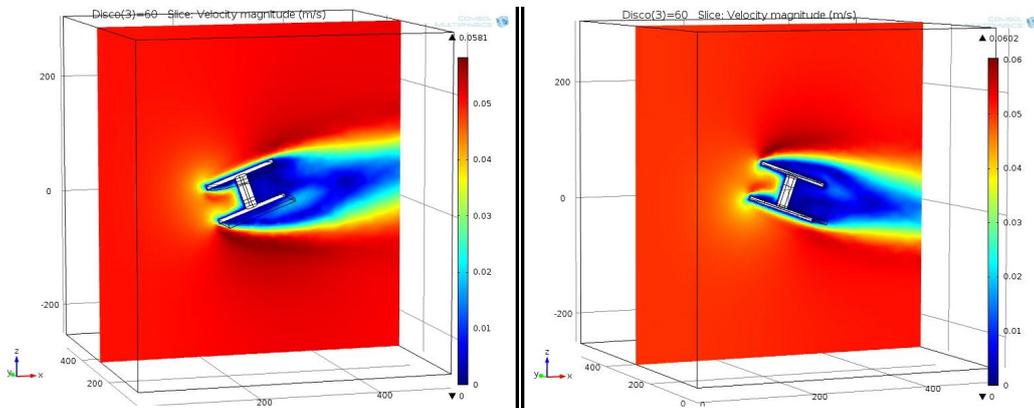


Figura 2.39: Andamento della velocità (piano xz) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato e disco sull'estremo libero per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $r_d = 60 \text{ mm}$, $Tilt = \pm 20 \text{ deg}$.

Analizzando l'andamento del C_p sulle solite linee di interesse assumendo il r_d come parametro, si capisce meglio l'effetto del disco.

Infatti, come si vede nelle Figure 2.40, 2.41, 2.42, 2.43, 2.44, 2.45, il C_p si avvicina molto alle condizioni ideali, a patto di posizionare i dischi ad una altezza idonea.

Le simulazioni sono state fatte anche imponendo per $Tilt = \pm 30deg$, ottenendo un risultato decisamente buono anche in questo caso. Non riportiamo questi risultati per brevità della trattazione.

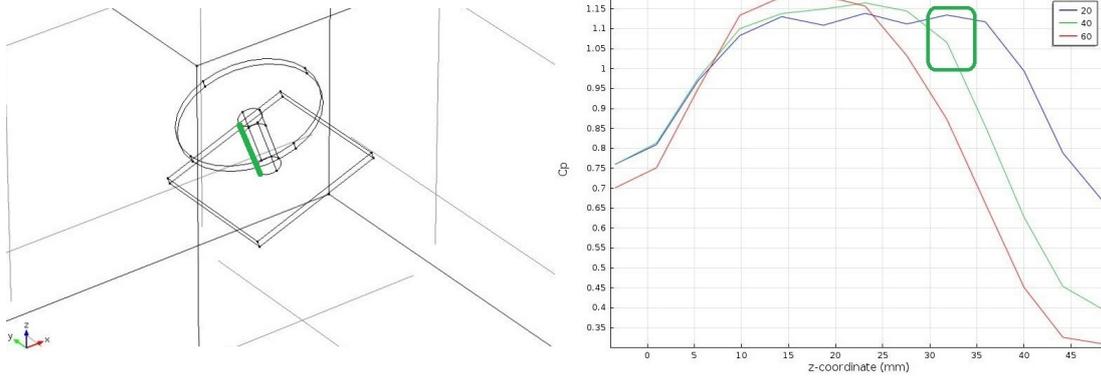


Figura 2.40: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

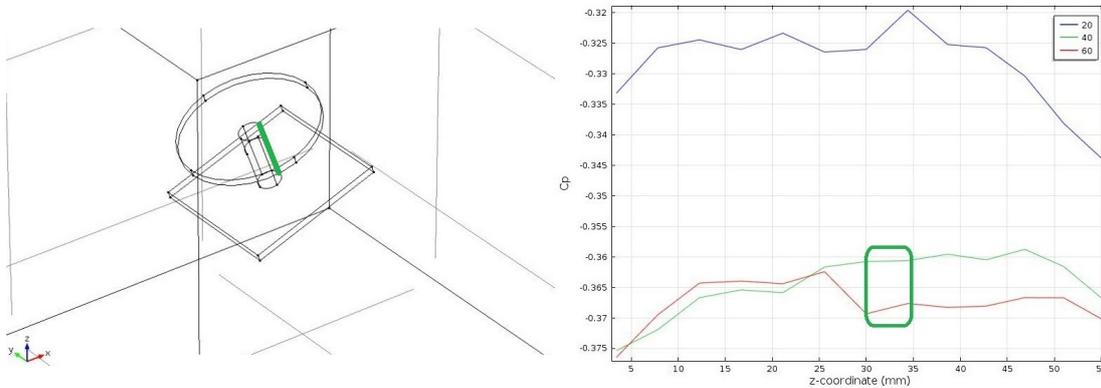


Figura 2.41: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

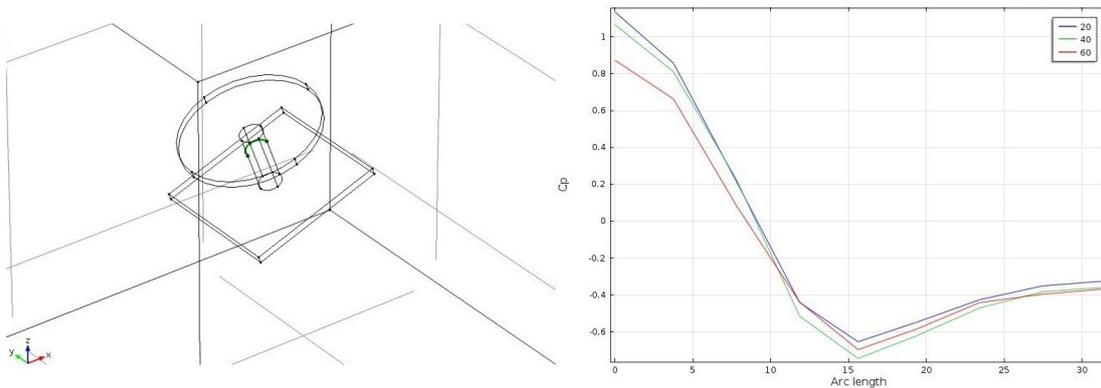


Figura 2.42: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt=20 \text{ deg}$.

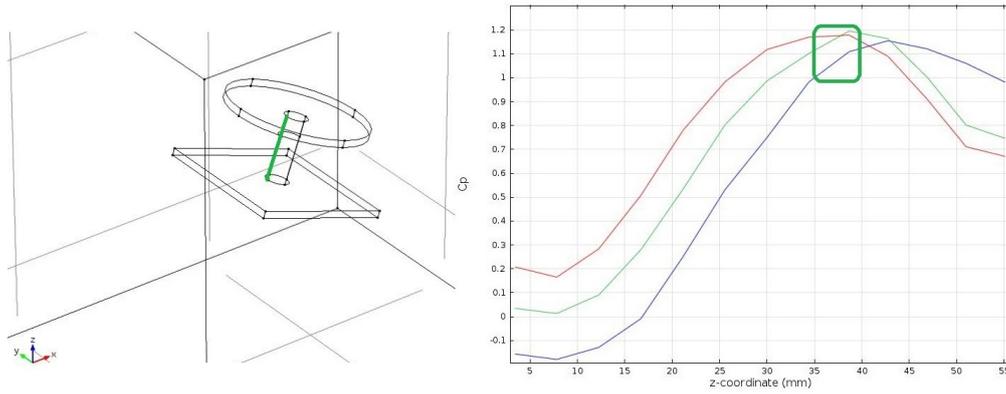


Figura 2.43: Andamento dei C_p per la Linea Front (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$.

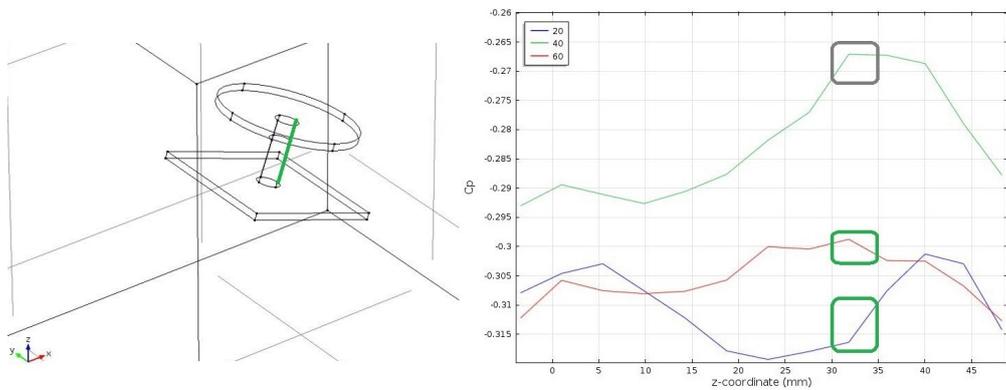


Figura 2.44: Andamento dei C_p per la Linea Back (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$

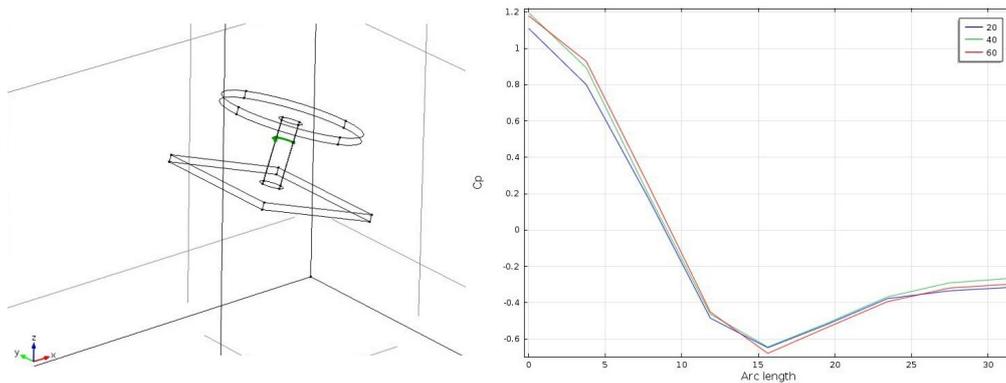


Figura 2.45: Andamento dei C_p per la Linea Middle (illustrata a sinistra) nella simulazione 3D del flusso attorno ad un cilindro circolare con asse inclinato per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $L_{base} = 110 \text{ mm}$, $r_d = 20 \div 60 \text{ [mm]}$, $Tilt = -20 \text{ deg}$

Sovrapponendo la curva ottenuta per la “Linea Middle” (35 mm), $r_d = 40$ mm e $Tilt = \pm 20^\circ$, con quella ideale ovvero ottenuta per il cilindro di altezza infinita (2D), si ottiene il risultato in *Figura 4.31*.

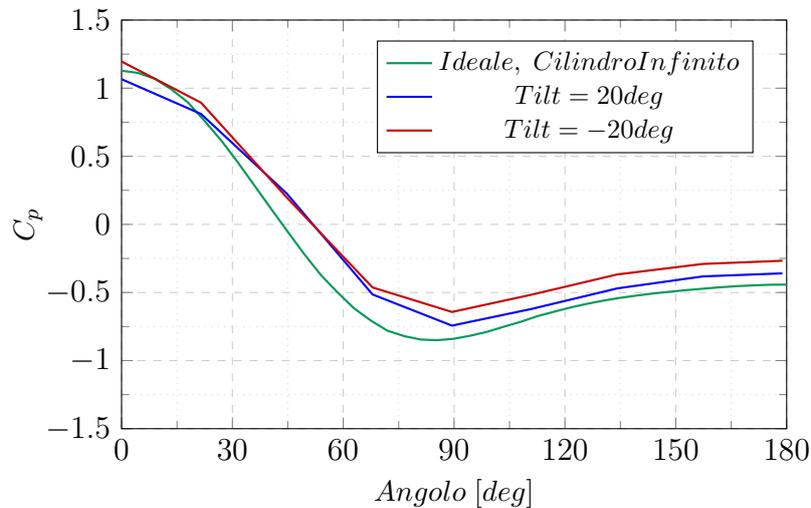


Figura 2.46: Coefficienti di pressione C_p ottenuti per linee a metà cilindro nel caso in cui sia posizionato un disco ($r_d = 40$ mm) sul terminale libero. Confronto tra curva ideale (cilindro infinito) e curve ottenute per inclinazione dell'asse dell'angolo $Tilt = \pm 20deg$, $V_0 = 0,05m/s$.

Come abbiamo detto questi ultimi risultati presentati sono un ottimo punto di partenza per un lavoro successivo, volto a perfezionare e in generale a migliorare l'architettura anemometrica proposta.

2.2 Flusso attorno a dischi per misure anemometriche

Nel seguente sottocapitolo si presenteranno le geometrie realmente utilizzate per trasdurre il vento in un flusso misurabile.

Per prima cosa si esporrà una trattazione teorica.

Il modello teorico metterà in luce due alternative adottabili per ottenere il risultato desiderato:

- ◊ la Geometria a “Canali Pesati”;
- ◊ la Geometria ad “Angoli Pesati”.

In secondo luogo, al fine di validare il modello teorico proposto e quindi procedere alla realizzazione delle geometrie descritte, saranno riportate delle simulazioni *COMSOL*.

Si descriveranno sia le simulazioni fatte per la geometria a “Canali Pesati”, che quelle per la geometria ad “Angoli Pesati”. Questo permetterà di esporre un confronto tra le due, mettendone in luce i rispettivi vantaggi e svantaggi.

2.2.1 Dischi anemometrici, trattazione teorica

Nella seguente sezione esporremo la teoria, su quale trova fondamento la geometria dei dischi di trasduzione per la misura anemometrica.

Il modello teorico che presenteremo riesce a spiegare il funzionamento della geometria che sarà scelta, denominata “Dischi a Canali Pesati”, fornendo alcune relazioni di estrema utilità in fase di dimensionamento, disegno e realizzazione.

I risultati teorici e sperimentali, ottenuti per la distribuzione di pressione sulle pareti di un cilindro esposto ad un fluido incidente, sono il punto di partenza per comprendere il funzionamento della geometria a Canali Pesati.

Qualora il fluido abbia direzione ortogonale all'asse del cilindro l'andamento dei coefficienti di pressione alle pareti del cilindro in funzione dell'angolo, è riportata in *Figura 2.6 (Sezione 2.1)*.

Questa curva è utile per ottenere l'andamento della differenza di pressione ΔP , tra due punti diametralmente opposti sul bordo del cilindro.

Tale andamento è raffigurato in *Figura 2.47*; la curva è ottenuta partendo dai risultati delle simulazioni validate e ricorrendo ad un foglio di calcolo *ORIGIN-Lab*, per elaborare i dati.

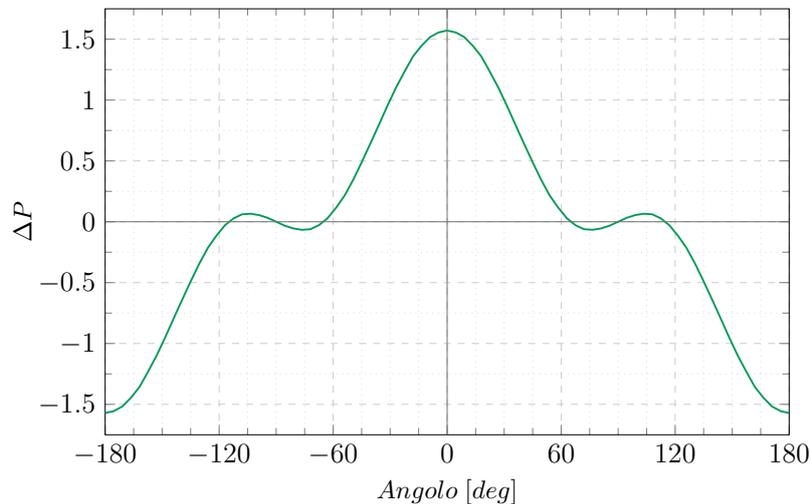


Figura 2.47: Differenza tra la pressione in due punti diametralmente opposti su una sezione del cilindro, indicabile con ΔP , nel caso in cui $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

Per le argomentazioni successive i valori numerici sono di scarso interesse e quello che conta è piuttosto l'andamento complessivo della curva; per questo motivo se ne riporta una soltanto, generata a partire dalle pressioni ottenute nel caso validato in cui $Re = 67$, cioè $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

La curva ΔP nell'intervallo $[0, 180]$ gradi e nel simmetrico $[-180, 0]$ gradi non è monotona e di conseguenza non si presta ad essere direttamente sfruttata per fare delle misure. Infatti, utilizzando unicamente una sola curva non monotona, non si riuscirebbe ad attribuire la misura fatta ad un punto in modo univoco e sarebbe necessaria una strategia alternativa per discriminare quale è il punto corretto.

La curva ΔP , anche se non è monotona, resta ugualmente il punto di partenza da cui ottenere andamenti utili in fase di trasduzione e misura.

La curva ΔP risulta avere le seguenti proprietà:

- ◊ E' **pari** ovvero simmetrica rispetto all'asse y, $\Delta P(\theta) = \Delta P(-\theta)$;
- ◊ E' **alternativa** ovvero l'andamento in un semiperiodo è uguale all'andamento nel semiperiodo precedente cambiato di segno, $\Delta P(\theta + \mathbb{T}_0/2) = \Delta(-\theta)$.

Il segnale⁶ soddisfa il *criterio di Dirichlet*⁷ e può essere espresso ricorrendo allo sviluppo in serie di Fourier; essendo pari compariranno soltanto i termini coseno ed essendo alternativo solo quelli di indice dispari.

$$\Delta P = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos((2k+1)\theta) \quad (2.2)$$

I termini A_k sono i coefficienti di Fourier.

Supponiamo adesso che la direzione del vento abbia un angolo α rispetto al sistema di riferimento cartesiano imposto e che α sia proprio una delle quantità da misurare.

La curva ΔP trasla rigidamente della quantità α e, utilizzando lo sviluppo di Fourier, potrà essere scritta come:

$$\Delta P = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \cos((2k+1)\theta \pm \alpha) \quad (2.3)$$

Utilizzando le formule trigonometriche⁸ è possibile riscrivere come:

$$\Delta P = \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cdot \left[\cos((2k+1)\theta) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta) \sin(\alpha) \right] \quad (2.4)$$

Al fine di ottenere un andamento utile per delle misure, si procede a campionare il segnale per alcuni valori di θ_n prestabiliti da cui $\Delta P_n = \Delta P(\theta_n)$.

Con ΔP_{tot} si indica poi il segnale utile che sarà dato dalla sovrapposizione di ciascun ΔP_n .

Supponendo di prelevare e sovrapporre N valori, con $N > 1$ si ottiene:

$$\Delta P_{tot} \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} \Delta P_n = \quad (2.5a)$$

$$= \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_k \left[\cos((2k+1)\theta_n) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta_n) \sin(\alpha) \right] \right] \quad (2.5b)$$

Chiaramente, come si vede nella precedente *Relazione 2.5b*, ΔP_{tot} dipende dall'angolo α che si vuole misurare.

E' dimostrabile che utilizzando almeno due ΔP_n , ovvero se $N \geq 2$, si può ottenere un andamento con cui effettuare delle misure in modo semplice.

⁶La curva ΔP verrà chiamata anche segnale seguendo la nomenclatura tipica della "Teoria dei Segnali".

⁷Il segnale è assolutamente integrabile sul periodo, è continuo ed è derivabile.

⁸ $\cos(\alpha \pm \beta) = \cos(\alpha)\cos(\beta) \mp \sin(\alpha)\sin(\beta)$.

Una prima strategia definita “**Angoli Pesati**” prevede di selezionare gli N angoli θ_n in modo tale da ottenere $\Delta P_{tot} \simeq f(\theta_n) \cdot \cos(\alpha)$.

La scelta diviene in questo caso una procedura di ottimizzazione in cui si cerca sia di minimizzare i contributi di ordine superiore al primo nello sviluppo in serie di Fourier, sia di annullare la dipendenza dal $\sin(\alpha)$.

In altre parole un'adeguata scelta degli N - θ_n consente di ottenere una sorta di filtraggio su ΔP_{tot} , che in questo modo viene a dipendere solo dal coseno dell'angolo α da misurare.

In alternativa la seconda strategia per ottenere $\Delta P_{tot} \propto \cos(\alpha)$ prende il nome di “**Canali Pesati**”.

La trattazione che riporteremo in seguito è il risultato dell'attività di ricerca svolta dal gruppo del Prof. Paolo Bruschi e dell'Ing. Massimo Piotto.

Tenere inoltre presente che, per arrivare in modo diretto al concetto finale, in alcuni punti non sarà riportata la trattazione completa e, nell'ottica di semplificare l'esposizione, talvolta si trascurerà il rigore matematico.

Per prima cosa supponiamo di fare una operazione di mixaggio tra ΔP_n e la funzione $\cos(\theta_n)$, ottenendo:

$$\begin{aligned} \Delta P_n \cdot \cos(\theta_n) &= \\ &= \sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos(\theta_n) \left[\cos((2k+1)\theta_n) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta_n) \sin(\alpha) \right] = \end{aligned} \quad (2.6a)$$

$$\begin{aligned} &= A_0 \left[\cos(\theta_n)^2 \cos(\alpha) \mp \sin(\theta_n) \cos(\theta_n) \sin(\alpha) \right] + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(\theta_n) \left[\cos((2k+1)\theta_n) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta_n) \sin(\alpha) \right] \end{aligned} \quad (2.6b)$$

Il segnale utile si indica ancora una volta con ΔP_{tot} e, come nel caso precedente, sarà dato dalla sovrapposizione di ciascun ΔP_n .

$$\Delta P_{tot} \triangleq \sum_{n=0}^{N-1} \left[\sum_{k=0}^{\infty} A_k \cos(\theta_n) \left[\cos((2k+1)\theta_n) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta_n) \sin(\alpha) \right] \right] \quad (2.7)$$

Se N , numero di campioni preso, è sufficientemente elevato è possibile assimilare la sommatoria su n ad un integrale:

$$\sum_{n=0}^{N-1} \Delta P_n \cos(\theta_n) \Rightarrow \int \Delta P \cos(\theta) d\theta \quad (2.8)$$

In questo caso $\Delta P \cos(\theta)$, è data dalla successiva *Relazione 2.10a*, che è uguale alla precedente *Relazione 2.6b* in cui, però, non sono stati fissati gli angoli θ_n .

$$\begin{aligned} \Delta P \cdot \cos(\theta) &= A_0 \left[\cos(\theta)^2 \cos(\alpha) \mp \sin(\theta) \cos(\theta) \sin(\alpha) \right] + \\ &+ \sum_{k=1}^{\infty} A_k \cos(\theta) \left[\cos((2k+1)\theta) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta) \sin(\alpha) \right] \end{aligned} \quad (2.9a)$$

L'integrale pertanto diviene:

$$\int \Delta P \cos(\theta) d\theta =$$

$$= A_0 \left[\left(\cos(\alpha) \int \cos(\theta)^2 d\theta \right) \mp \underbrace{\left(\sin(\alpha) \int \sin(\theta) \cos(\theta) d\theta \right)}_0 \right] + \quad (2.10a)$$

$$+ \sum_{k=1}^{\infty} A_k \underbrace{\int \cos(\theta) \left[\cos((2k+1)\theta) \cos(\alpha) \mp \sin((2k+1)\theta) \sin(\alpha) \right] d\theta}_0 =$$

$$= A_0 \left(\cos(\alpha) \int \cos(\theta)^2 d\theta \right) \quad (2.10b)$$

Grazie ai contributi a media nulla alla fine si riesce ad ottenere per ΔP_{tot} un andamento proporzionale unicamente al coseno dell'angolo α che si vuole misurare.

$$\Delta P_{tot} = A_0 \cdot f(\theta_n) \cdot \cos(\alpha) \quad (2.11)$$

La bontà di questo secondo metodo dipende da quanto la sommatoria su n riesce ad approssimare l'integrale. Utilizzando $N = 7$ si riesce ad ottenere una buona approssimazione e la strategia a *Canali Pesati* risulta essere meno laboriosa e più efficace rispetto alla procedura di ottimizzazione richiesta dagli *Angoli Pesati*.

La strategia a Canali Pesati viene esplorata per la prima volta in questo lavoro di tesi; pertanto si cercherà di metterne in luce i vantaggi e gli svantaggi rispetto a quella ad Angoli Pesati oltre a dimostrare, con la successiva realizzazione e caratterizzazione, che la strategia funziona veramente.

Adottare la strategia a Canali Pesati significa utilizzare dei dischi (sezioni di cilindro) con una geometria particolare, studiata appositamente per implementare il campionamento, il mixaggio e la sommatoria nel modo corretto.

Per rendere più semplice la spiegazione delle scelte che hanno condotto alla geometria a Canali Pesati, si espone per prima cosa, nella successiva *Figura 2.48*, il risultato finale, ovvero la geometria stessa.

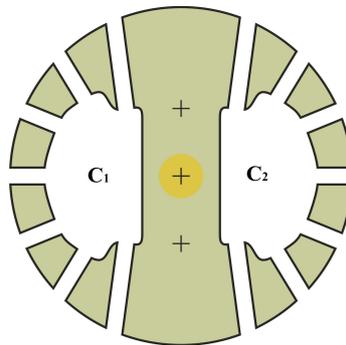


Figura 2.48: Geometria (in sezione) di un disco a Canali Pesati.

Facendo alcune ipotesi è possibile assimilare la geometria esposta ad un circuito equivalente fluidodinamico.

Dom. Fluidodinamico	⇒	Dom. Elettrico
Q		I
<i>Flusso</i>	⇒	<i>Corrente</i>
[sccm]		[A]
P		V
<i>Pressione</i>	⇒	<i>Tensione</i>
[Pa]		[V]
G_{fl}		G_{el}
<i>Conduttanza Fluid.</i>	⇒	<i>Conduttanza Elett.</i>
$Q/\Delta P$		$I/\Delta V$
[sccm/Pa]		[Ω ⁻¹]

Tabella 2.10: Circuito equivalente fluidodinamico.

Nel circuito equivalente nella successiva *Figura 2.49*, si indica con $P_{0\div 3L}$ e con $P_{0\div 3R}$ le pressioni sulle pareti del cilindro in prossimità dei canali del disco. Si ipotizza che i canali non perturbino significativamente la pressione in prossimità della superficie dove si aprono, il cui andamento è supposto rimanere simile a quello studiato e riportato nelle sezioni precedenti.

Si indicano poi con $G_{0\div 3}$ le conduttanze equivalenti dei canali. La conduttanza equivalente G_c invece è attribuibile al canale in cui si posiziona il sensore di flusso per la misura.

Le strategie seguite per la misura della differenza di pressione tra le due camere C_1 e C_2 (*Figura 2.48*) saranno espone nei capitoli successivi.

Ulteriore ipotesi fatta è supporre il flusso Q_x , che si genera nel generico x-esimo canale, laminare e linearmente proporzionale alla differenza di pressione ai capi del canale stesso. Le conduttanze equivalenti assumono proprio il ruolo di coefficiente/costante di proporzionalità.

In seguito analizzeremo in dettaglio la veridicità di questa ipotesi e le scelte fatte per cercare di renderla valida; per adesso ci limiteremo a sfruttarne i vantaggi studiando il circuito equivalente fluidodinamico come un normale circuito elettrico resistivo lineare.

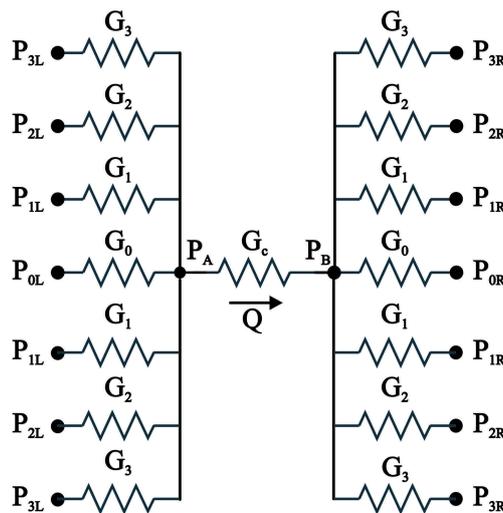


Figura 2.49: Geometria Disco a Canali Pesati, circuito equivalente.

Sfruttando le leggi di Kirchhoff ed Ohm si ottiene:

$$\begin{cases} Q = G_0(P_{0L} - P_A) + 2G_1(P_{1L} - P_A) + 2G_2(P_{2L} - P_A) + 2G_3(P_{3L} - P_A) \\ Q = G_0(P_B - P_{0R}) + 2G_1(P_B - P_{1R}) + 2G_2(P_B - P_{2R}) + 2G_3(P_B - P_{3R}) \\ Q = G_C(P_A - P_B) \end{cases} \quad (2.12)$$

Elaborando le relazioni si ottiene:

$$\begin{cases} Q = (G_0P_{0L} + 2G_1P_{1L} + 2G_2P_{2L} + 2G_3P_{3L}) - P_A(G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3) \\ Q = P_B(G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3) - (G_0P_{0R} + 2G_1P_{1R} + 2G_2P_{2R} + 2G_3P_{3R}) \\ Q = G_C(P_A - P_B) \end{cases} \quad (2.13)$$

Ricavando dalle prime due relazioni P_A e P_B rispettivamente:

$$\begin{cases} P_A = \frac{(G_0P_{0L} + 2G_1P_{1L} + 2G_2P_{2L} + 2G_3P_{3L}) - Q}{G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3} \\ P_B = \frac{(G_0P_{0R} + 2G_1P_{1R} + 2G_2P_{2R} + 2G_3P_{3R}) + Q}{G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3} \\ Q = G_C(P_A - P_B) \end{cases} \quad (2.14)$$

Sostituendo nella terza relazione quelle ottenute rispettivamente per P_A e P_B , si ottiene una equazione utile per esplicitare Q .

$$Q = G_C \left[\frac{(G_0P_{0L} + 2G_1P_{1L} + 2G_2P_{2L} + 2G_3P_{3L}) - Q}{G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3} + \frac{(G_0P_{0R} + 2G_1P_{1R} + 2G_2P_{2R} + 2G_3P_{3R}) + Q}{\underbrace{G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3}_{\Sigma G}} \right] \quad (2.15a)$$

Riscrivendo l'Equazione 2.15a si ottiene:

$$Q = \frac{G_C}{\Sigma G} \left[\left(G_0 \underbrace{(P_{0L} - P_{0R})}_{\Delta P_0} + 2G_1 \underbrace{(P_{1L} - P_{1R})}_{\Delta P_1} + 2G_2 \underbrace{(P_{2L} - P_{2R})}_{\Delta P_2} + 2G_3 \underbrace{(P_{3L} - P_{3R})}_{\Delta P_3} \right) - 2Q \right] \quad (2.16a)$$

$$Q \left[1 + \frac{2G_C}{\Sigma G} \right] = \frac{G_C}{\Sigma G} (G_0\Delta P_0 + 2G_1\Delta P_1 + 2G_2\Delta P_2 + 2G_3\Delta P_3) \quad (2.17)$$

$$Q = \frac{G_C}{\Sigma G + 2G_C} (G_0\Delta P_0 + 2G_1\Delta P_1 + 2G_2\Delta P_2 + 2G_3\Delta P_3) \quad (2.18)$$

Come risultato finale dello studio del circuito si ottiene pertanto la successiva Relazione 2.19:

$$Q = \frac{G_C}{G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3 + 2G_C} (G_0\Delta P_0 + 2G_1\Delta P_1 + 2G_2\Delta P_2 + 2G_3\Delta P_3) \quad (2.19)$$

Qualora $2G_C \gg (G_0 + 2G_1 + 2G_2 + 2G_3)$ accade che:

$$Q \approx \frac{1}{2} \left(G_0 \Delta P_0 + 2G_1 \Delta P_1 + 2G_2 \Delta P_2 + 2G_3 \Delta P_3 \right) \quad (2.20)$$

Come abbiamo già anticipato, il flusso Q sarà oggetto di una idonea misura che verrà presentata in dettaglio nel successivo *Capitolo 3*; invece dalla *Relazione 2.20* si evince che la geometria a Canali Pesati offre la possibilità di ottenere esattamente il risultato riportato nella *Relazione 2.10a*.

I canali sono aperti ad angoli equispaziati pari a $360/16 = 22,5 \text{ deg}$; per maggiore chiarezza è possibile osservare la successiva *Figura 2.50*.

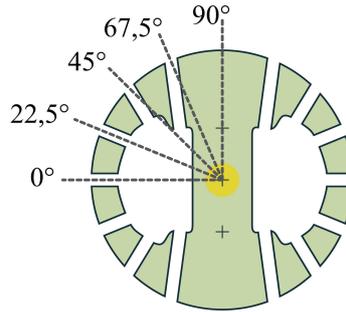


Figura 2.50: Geometria Disco a Canali Pesati, spaziatura angolare dei canali.

Quello che si vorrebbe ottenere è il “mixaggio” con una funzione $\cos(\theta_n)$, ovvero il seguente risultato:

$$Q = K \left(\Delta P_0 \cos(0^\circ) + \Delta P_1 \cos(22,5^\circ) + \Delta P_2 \cos(45^\circ) + \Delta P_3 \cos(67,5^\circ) \right) \quad (2.21)$$

In cui K è semplicemente una costante di proporzionalità.

Osservando la *Relazione 2.20* si capisce che questo risultato (*Relazione 2.21*) è facilmente conseguibile dimensionando in modo opportuno le conduttanze G_{0-3} . A questo scopo è necessario esporre una relazione per la conduttanza equivalente fluidodinamica.

La relazione di Hagen-Poiseuille lega il flusso laminare Q alla differenza di pressione ΔP ai capi di un canale con sezione circolare:

$$Q = \frac{\pi}{128\mu} \frac{D^4}{L} \Delta P \quad (2.22)$$

In cui D risulta essere il diametro del canale, L la sua lunghezza e μ il coefficiente di viscosità dinamica del fluido.

In questo caso la conduttanza equivalente fluidodinamica sarebbe pari a:

$$G_{C-pipe} \triangleq \frac{Q}{\Delta P} = \frac{\pi}{128\mu} \frac{D^4}{L} \quad (2.23)$$

Poichè i canali realizzati non hanno sezione circolare ma rettangolare, la precedente *Relazione 2.24* si modifica [13] nel seguente modo:

$$G_{R-pipe} \triangleq \frac{Q}{\Delta P} = \frac{\pi}{128\mu} \frac{\left(2\frac{WH}{W+H}\right)^4}{L} \quad (2.24)$$

I parametri geometrici W , H e L sono riassunti nella successiva *Figura 2.51*.

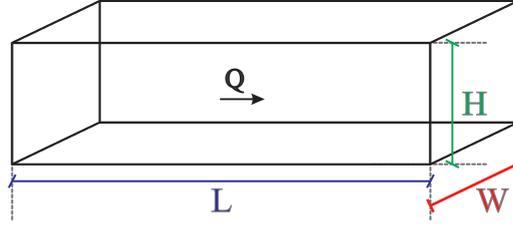


Figura 2.51: Canali, nomenclatura dei parametri geometrici.

Dovrebbe essere chiaro a questo punto che è possibile progettare le dimensioni geometriche dei canali in modo tale da ottenere, di volta in volta, il mixaggio con la funzione corretta.

Osservando la *Relazione 2.24* si vede che la G_{R-pipe} dipende dalla potenza quarta di W e di H . Utilizzare questi parametri geometrici per ottenere il mixaggio voluto è possibile ma sconsigliabile in quanto a parità di errore in fase di lavorazione, sui singoli parametri W e H , l'errore sulla conduttanza risulterà elevato alla quarta.

Occorre inoltre tenere conto del macchinario con cui la geometria a Canali Pesati sarà realizzata.

Questo fa emergere ulteriori problematiche, di natura prettamente tecnica- realizzativa, che alla fine decretano come unica strada seguibile la definizione di G_{R-pipe} mediante la variazione del parametro geometrico L , lasciando W ed H invariati per tutti i canali.⁹

Tenendo conto di quanto è stato esposto la *Relazione 2.20* diviene:

$$Q = \frac{1}{16} \frac{\pi}{\mu} \left(\frac{WH}{W+H} \right)^4 \left(\frac{\Delta P_0}{L_0} + \frac{\Delta P_1}{L_1} + \frac{\Delta P_2}{L_2} + \frac{\Delta P_3}{L_3} \right) \quad (2.25)$$

Pertanto dimensionando le lunghezze dei canali come descritto in *Tabella 4.1*, si riesce ad ottenere il risultato desiderato (*Relazione 2.21*).

$$L_1 = L_0 / \cos(22,5^\circ)$$

$$L_2 = L_0 / \cos(45^\circ)$$

$$L_3 = L_0 / \cos(67,5^\circ)$$

Tabella 2.11: Disco a Canali Pesati, Definizione lunghezza canali.

⁹In questo modo, dato che i parametri W e H sono uguali per tutti i canali, l'errore commesso in fase realizzativa si ripercuote allo stesso modo su ciascun canale e, alla fine, non deteriora eccessivamente il risultato conseguito.

Giunti a questo punto dovrebbe essere chiaro anche il motivo per cui la geometria proposta è stata denominata a “*Canali Pesati*”:

“La lunghezza di ciascun canale è progettata così da ottenere il “mixaggio” con l’adeguata funzione coseno e, di conseguenza, attribuendo a ciascun generico ΔP_n considerato il giusto peso nella sommatoria”.

Nel successivo *Capitolo 4* sarà esposto come sono state dimensionate la lunghezza L_0 e le dimensioni W e H , uguali per tutti i canali.

Sempre nel medesimo capitolo si cercheranno di dare ulteriori giustificazioni per le scelte fatte in fase di disegno della geometria a *Canali Pesati*.

Chiaramente fin da adesso dovrebbe essere chiaro che l’accuratezza con cui si riesce a replicare la geometria in fase realizzativa sarà determinante nel garantire un buon risultato.

Pertanto è inutile disegnare e progettare geometrie che i macchinari a disposizione non saranno mai in grado di replicare.

Prima di esporre questi ulteriori concetti e procedere alla realizzazione, risulta fondamentale simulare la geometria disegnata, in modo tale da avere un primo riscontro sulla correttezza della trattazione teorica esposta.

2.2.2 Dischi a “Canali Pesati”, simulazioni 2D

Le seguenti simulazioni hanno lo scopo di analizzare il comportamento della geometria a canali pesati.

La geometria del disco è stata disegnata con il software *COREL Designer*, esportata in formato CAD e importata in *COMSOL*; pertanto l'oggetto simulato è identico ad una sezione del disco realizzabile fisicamente durante una successiva fase di prototipazione.

In *Figura 2.52* si può vedere la geometria simulata.

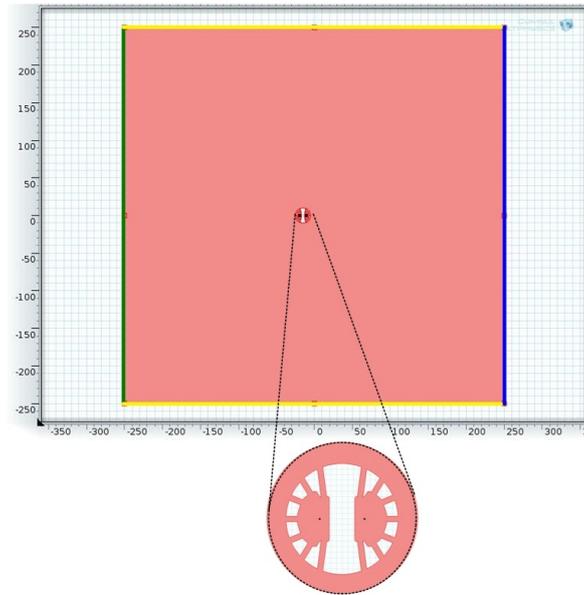


Figura 2.52: Geometria 2D utilizzata nelle simulazioni dei dischi a Canali Pesati. Ingrandimento della porzione centrale dove è posizionato il disco.

Le dimensioni geometriche sono riassunte nella *Tabella 2.12*.

Raggio Disco	R_c	10 mm
Lato Box	Dim_{box}	500 mm

Tabella 2.12: Dimensioni geometriche utilizzate nelle simulazioni 2D del flusso attorno ad un disco a Canali Pesati.

La scelta delle dimensioni del Box d'Aria segue i ragionamenti esposti nella *Sezione 2.1*.

Le condizioni al contorno sono invece riassunte nella *Tabella 2.13*.

<i>Inlet</i> [verde in <i>Figura 2.52</i>]	Velocità di Ingresso	V_0 [m/s]
<i>Outlet</i> [blu in <i>Figura 2.52</i>]	Pressione di Uscita	1 atm
<i>Symmetry</i> [giallo in <i>Figura 2.52</i>]	Velocità, Comp. Normale	$V_y = 0$ m/s

Tabella 2.13: Condizioni al contrno, utilizzate nella simulazioni 2D del flusso attorno ad un disco a Canali Pesati.

Il fluido scelto per il dominio è l'Aria, disponibile nella libreria dei materiali *COMSOL* a temperatura ambiente, $T_{amb} = 293,15 K$, e definito come nelle simulazioni precedenti.

La mesh utilizzata per il fluido è la “Free Triangular” ottimizzata per la fluidodinamica, con dimensioni “Fine” (*Figura 2.53*).

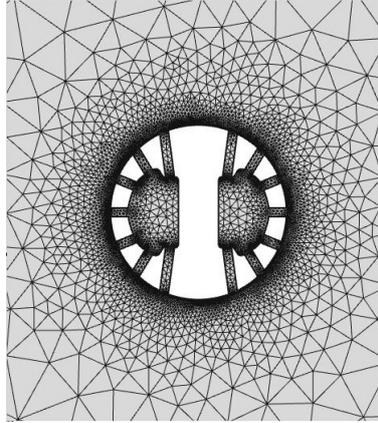


Figura 2.53: Mesh utilizzata nelle simulazioni 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

Selezionando come modello fisico il “Laminar Flow”, impostando come criterio di stop una *Tolleranza* pari a 10^{-4} e definendo il parametro $V_0 = 0,05 m/s$ è possibile eseguire una simulazione parametrica con parametro θ variabile tra 0 e 180 [deg] dove θ è definito come l'angolo di rotazione del disco rispetto al suo centro.

Nelle figure successive sono osservabili alcuni risultati di interesse.

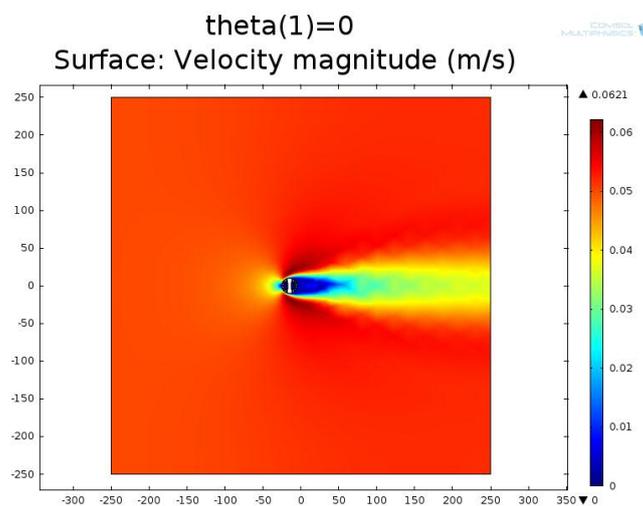


Figura 2.54: Andamento della velocità per $V_0 = 0,05 m/s$, $\theta = 0 deg$ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

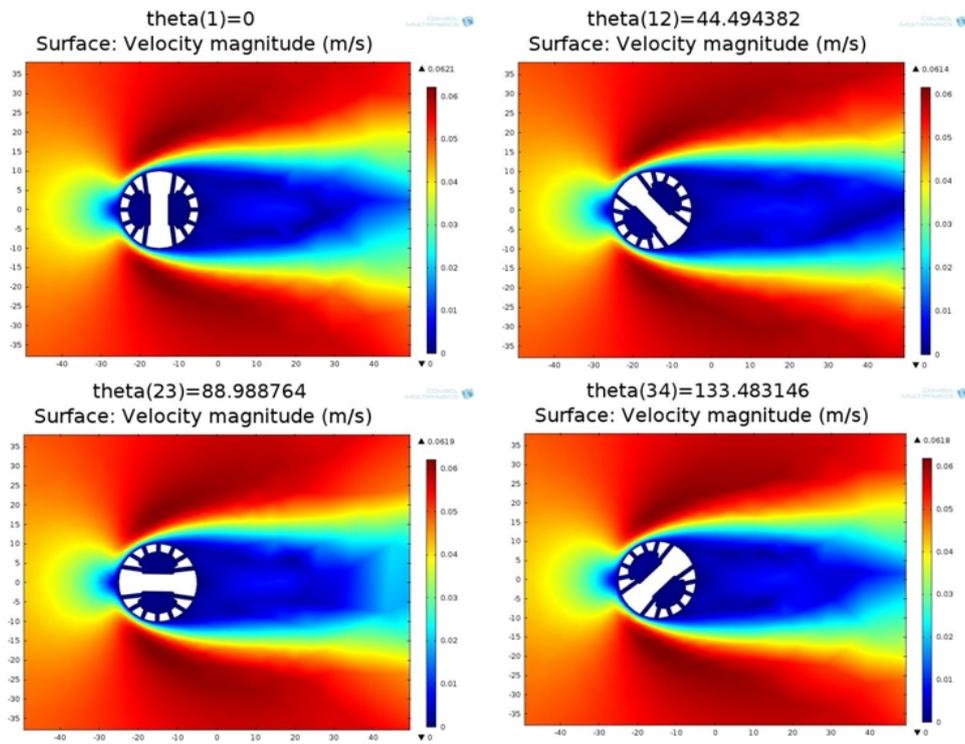


Figura 2.55: Andamento della **velocità** per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $\theta = 0, 45, 90, 135 \text{ [deg]}$ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

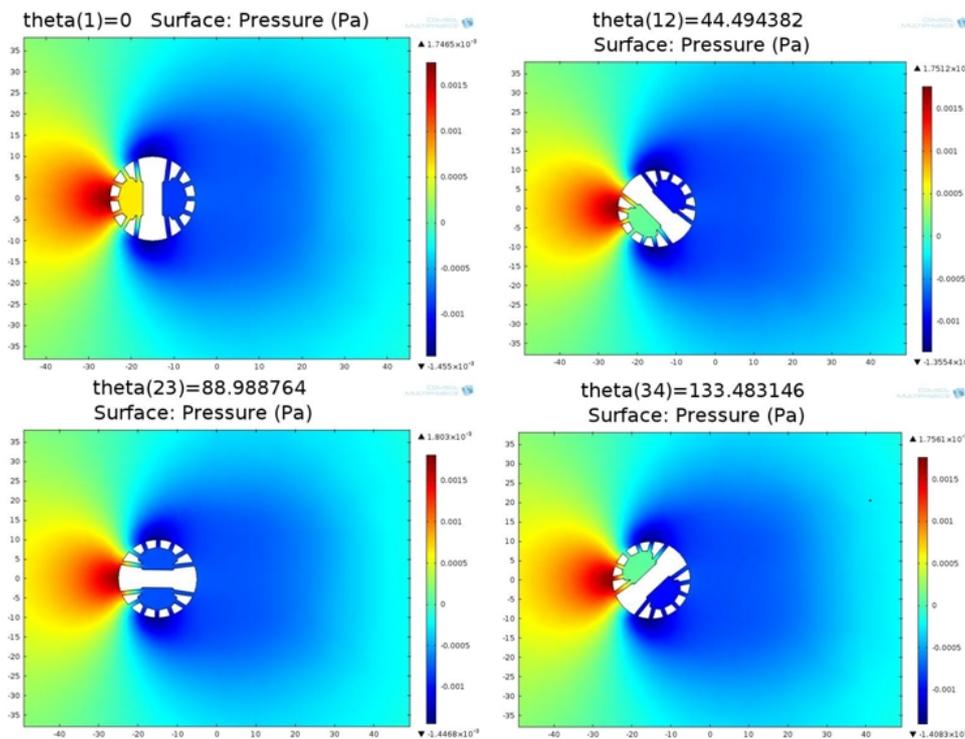


Figura 2.56: Andamento della **pressione** per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $\theta = 0, 45, 90, 135 \text{ [deg]}$ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

Come si può vedere in *Figura 2.56* la pressione nelle due camere rimane circa uniforme al variare di θ . Graficando l'andamento della pressione al variare dell'angolo di rotazione nelle due camere (sinistra e destra) si ottiene:

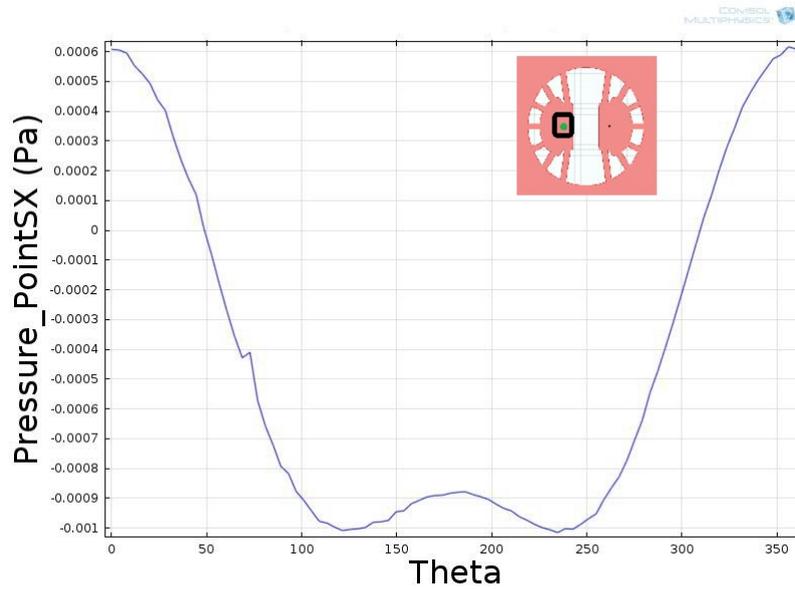


Figura 2.57: Andamento della pressione nella camera SX (illustrata nel riquadro) in funzione dell'angolo θ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

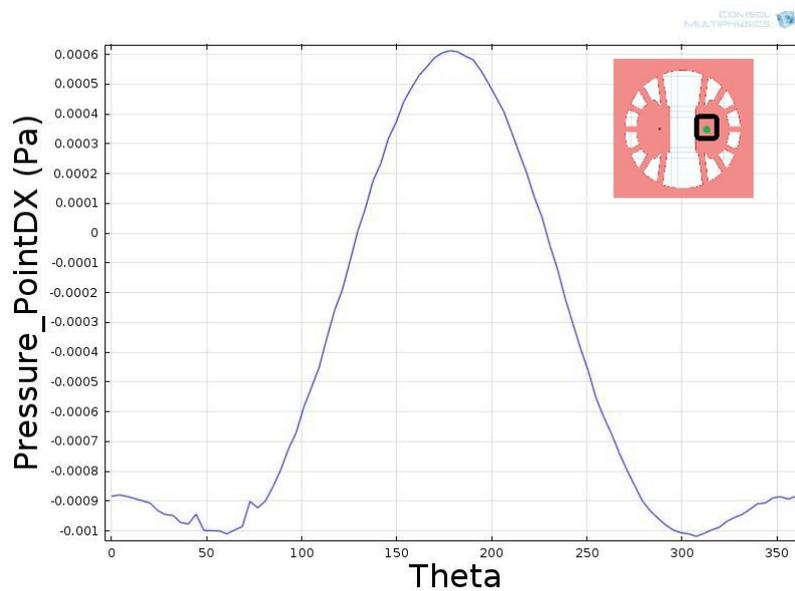


Figura 2.58: Andamento della pressione nella camera DX (illustrata nel riquadro) in funzione dell'angolo θ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

Facendo la differenza tra la pressione in un punto della camera di sinistra e la pressione in un punto della camera di destra e graficando il risultato rispetto al parametro θ si ottiene un andamento sinusoidale riportato in *Figura 2.59*. Il criterio con cui è stata scelta le posizioni dei punti tra cui effettuare la differenza non è in questo punto dell'elaborato comprensibile; a tale scopo rimandiamo al successivo *Capitolo 4*, dove sarà esposto l'assemblaggio e questa scelta simulativa potrà risultare più chiara.

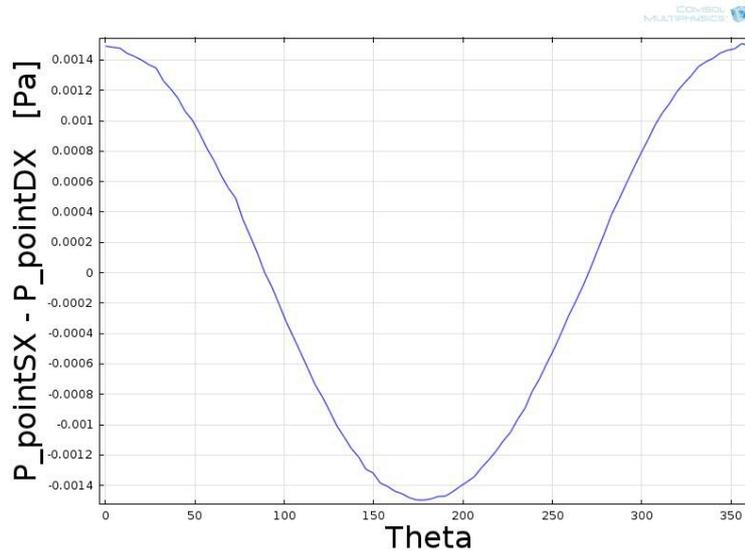


Figura 2.59: Differenza di pressione, $P(\text{point}_{\text{SX}}) - P(\text{point}_{\text{DX}})$, nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

Normalizzando rispetto al valore massimo è possibile ottenere una curva compresa tra ± 1 , confrontabile con un arco di coseno. Come si può notare nella successiva *Figura 2.60*, la curva ottenuta con le simulazione approssima molto bene l'andamento del coseno.

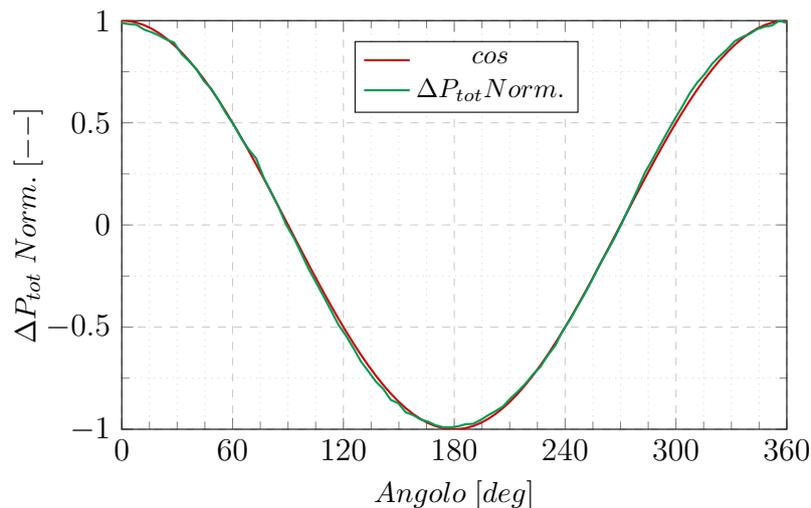


Figura 2.60: Simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati, differenza di pressione **normalizzata**, funzione $\cos(x)$, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

Aggiungendo alla geometria esposta precedentemente (*Figura 2.52*) un cerchio di raggio R_c è possibile andare a graficare l'andamento dei C_p su una linea-semicerchio (come è stato fatto in *Sezione 2.1*) in modo da vedere quanto i canali del disco alterino l'andamento della pressione sulle pareti del cilindro circolare. Graficando l'andamento dei C_p rispetto alla lunghezza dell'arco per alcuni valori del parametro θ , si ottiene (*Figura 2.61*):

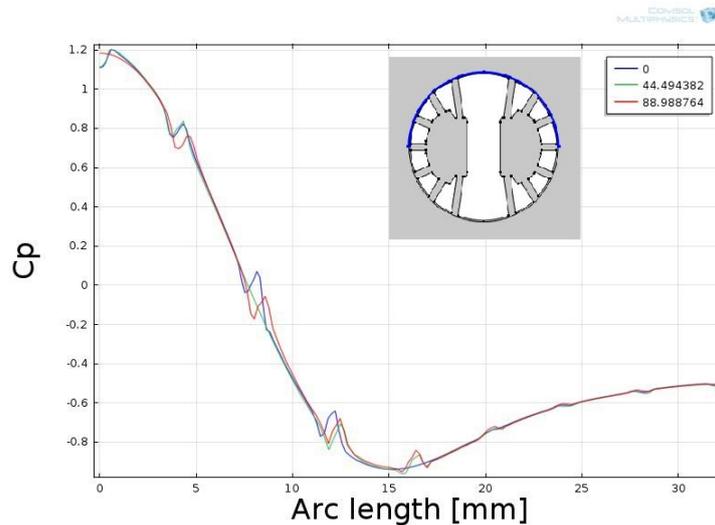


Figura 2.61: Andamento dei C_p per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$ e $\theta = 0, 45, 90 \text{ [deg]}$, nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

Mentre nella successiva *Figura 2.62* si è fissato $\theta = 0 \text{ deg}$ e confrontato con l'andamento ideale, ottenuto nel caso di cilindro circolare di lunghezza infinita.

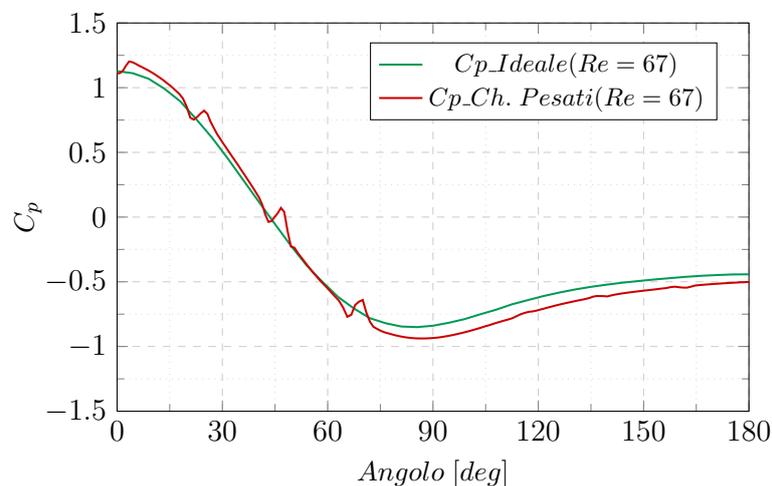


Figura 2.62: Andamento dei C_p per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$ e $\theta = 0 \text{ deg}$, simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati confrontata al risultato ideale ottenuto per cilindro infinito.

Osservando le due *Figure 2.61, 2.62* si vede che l'apertura dei canali perturba l'andamento dei coefficienti C_p alle pareti del disco. L'ipotesi assunta nel modello teorico in *Sezione 2.2.1*, sembra pertanto non essere

verificata.

Il problema a livello teorico non sussiste tuttavia a livello pratico. Possiamo ipotizzare che l'errore diventi trascurabile grazie ai seguenti due fenomeni osservati:

- ◇ Attraverso le simulazioni si è verificato che il fenomeno è meno marcato al crescere della velocità V_0 . Considerando che le simulazioni sono state fatte per velocità relativamente basse, in cui il modello *Laminar* è validato, ma che le velocità del vento misurate dal sistema potranno essere anche sensibilmente superiori ($0,08 \text{ m/s}$ vs 8 m/s), l'errore dovrebbe risultare abbattuto nelle misure reali.
- ◇ Ai fini della misura non interessa tanto il C_p quanto il ΔP . Data la simmetria della geometria, le perturbazioni in parte si elidono nella differenza.

Un'ulteriore simulazione parametrica è utile a dimostrare che la geometria a canali pesati è sensibile non solo all'angolo con cui il vento incide ma, come è desiderato che avvenga, anche alla sua velocità.

A questo scopo si fissa un angolo θ e adotta come parametro V_0 , variabile tra 0 e $0,08 \text{ [m/s]}$ (intervallo di velocità per cui il modello Laminare utilizzato risulta validato).

Graficando la differenza di pressione tra un punto nella camera di SX e uno nella camera di DX (punti definiti come nelle simulazioni precedenti) rispetto al parametro V_0 si ottiene (*Figura 2.63*):

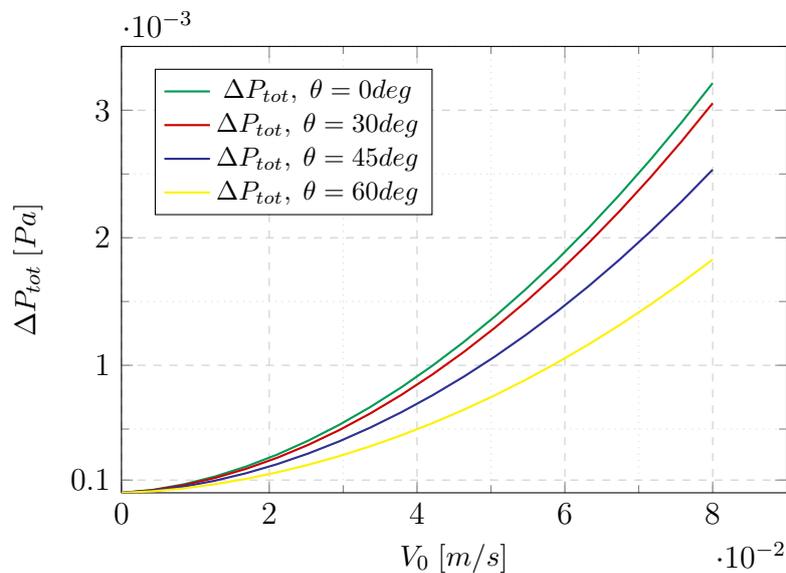


Figura 2.63: Differenza di pressione tra le camere rispetto alla velocità V_0 parametrica ($0 \rightarrow 0,08 \text{ [m/s]}$), θ fissato, nella simulazione 2D del flusso attorno al disco a Canali Pesati.

Notare che le curve ottenute, come è giusto che accada, dipendono anche dall'angolo θ , con cui il flusso incide.

La strategia utilizzata per misurare la velocità verrà spiegata nel *Capitolo 4* a cui rimandiamo per maggiore chiarezza su questi aspetti.

L'ultima simulazione presentata per la geometria a Canali Pesati è volta ad ottenere una valutazione della robustezza ai guasti. I guasti in questo contesto sono causati da una occlusione di uno o più canali.

Supponendo che la causa del guasto sia tale che sia altamente improbabile che si occluda più di un canale per volta, si procede a tappare un singolo canale e a ripetere le simulazioni fatte in precedenza. I risultati sono riportati nelle figure successive. In particolar modo in *Figura 2.65* si è riportato il risultato per θ parametrico durante le varie occlusioni.

Graficando la differenza di pressione tra le due camere normalizzata rispetto al valor massimo, si può vedere come differisce dalla funzione coseno a seconda del canale occluso (il centrale, il primo, il secondo oppure il terzo).

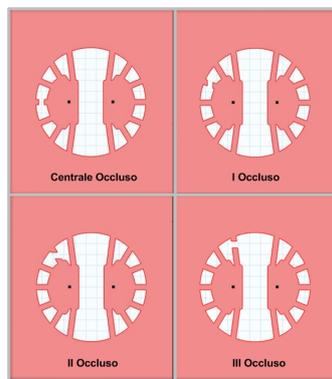


Figura 2.64: Simulazione guasto del disco a Canali Pesati, geometria con canali occlusi.

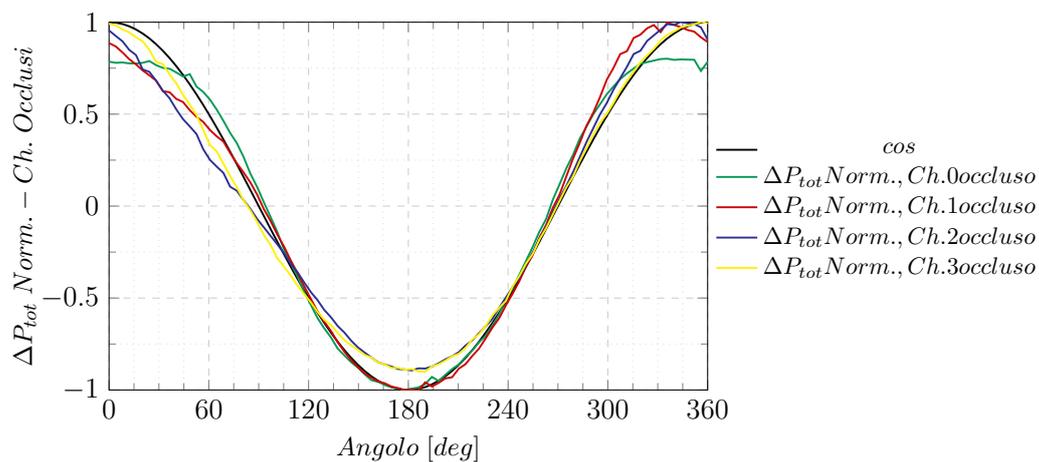


Figura 2.65: Differenza di Pressione camera SX-DX a seconda del canale canale occluso e al variare di θ , nella simulazione guasto del disco a Canali Pesati, $V_0 = 0,05$ m/s.

Osservando la *Figura 2.65* si vede che le curve ottenute sono asimmetriche. Questo è dovuto al fatto che in seguito all'occlusione la geometria simulata si dissimmetrizza rispetto al centro di rotazione.

L'occlusione del canale centrale o del primo canale causa un errore massimo, rispetto alla funzione coseno, per angoli di rotazione θ prossimi a 0 oppure 360 [deg]; mentre per θ circa 180 deg il comportamento resta buono.

Viceversa l'occlusione del secondo canale o del terzo canale comporta un errore più ingente in prossimità di $\theta = 180$ deg.

2.2.3 Dischi ad “Angoli Pesati”, simulazioni 2D

Le seguenti simulazioni hanno lo scopo di analizzare il comportamento della geometria ad “Angoli Pesati”.¹⁰

Tali simulazioni saranno utili per un successivo confronto tra la strategia a Canali Pesati e ad Angoli Pesati.

La geometria del disco è stata disegnata con il software *COREL Designer* esportata in formato CAD e importata in *COMSOL* replicando la medesima procedura enunciata nella *Sezione 2.2.2*.

Gli Angoli sono definiti attraverso una procedura di ottimizzazione¹¹ implementata ricorrendo ad un software scritto in linguaggio *Python* dal gruppo di ricerca del Prof. Paolo Bruschi e Ing. Massimo Piotto.

Per riuscire a confrontare semplicemente i risultati ottenuti dalle simulazioni delle due tipologie di geometrie presentate, si è mantenuto lo stesso numero di canali ($N = 7$) ciascuno di lunghezza L_0 (*Figura 2.51*).

In *Figura 2.66* si può vedere la geometria simulata.

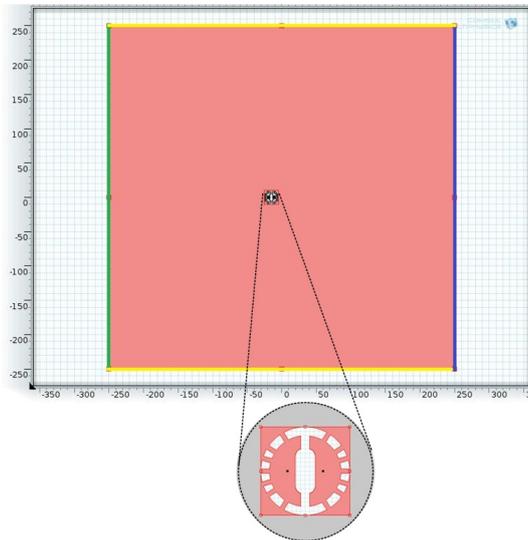


Figura 2.66: Geometria 2D utilizzata nelle simulazioni del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati. Ingrandimento della porzione centrale dove è posizionato il disco.

¹⁰Questo nome è stato coniato per semplicità nella trattazione; a differenza della geometria a canali pesati, che ha i vari canali di lunghezza diversa posizionati ad angoli equispaziati, la geometria ad angoli pesati ha tutti i canali di uguale lunghezza ma posizionati ad angoli precisi, non equispaziati, “pesati”.

¹¹Minimizzazione fino alla settima armonica nello sviluppo in serie di Fourier di ΔP .

Le dimensioni geometriche sono riassunte nella successiva *Tabella 2.14*.

Raggio Disco	R_c	10 mm
Lato Box	Dim_{box}	500 mm

Tabella 2.14: Dimensioni geometriche utilizzate nelle simulazioni 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

La scelta delle dimensioni del Box d'Aria segue i ragionamenti esposti nella *Sezione 2.1*.

Le condizioni al contorno sono invece riassunte nella *Tabella 2.15*.

Inlet [verde in <i>Figura 2.66</i>]	Velocità di Ingresso	V_0 [m/s]
Outlet [blu in <i>Figura 2.66</i>]	Pressione di Uscita	1 atm
Symmetry [giallo in <i>Figura 2.66</i>]	Velocità, Comp. Normale	$V_y = 0$ m/s

Tabella 2.15: Condizioni al contorno utilizzate nelle simulazioni 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

Il fluido scelto per il dominio è l'Aria definito come nelle simulazioni precedenti.

Generare la mesh per questa geometria presenta alcune criticità in quanto la mesh automatica fallisce; infatti passando dai canali stretti alle camere del disco, di dimensioni più ampie, il software non riesce a determinare automaticamente le dimensioni idonee per i triangoli.

Per risolvere questo problema si disegna un box circoscritto alla geometria del disco. In questo box si definisce una mesh "Free Triangular", molto fitta ("Extremely Fine") e ottimizzata per la fluidodinamica; contemporaneamente si definisce una mesh "Free Triangular", ottimizzata per la fluidodinamica ma meno fitta ("Fine") per il resto della geometria (*Figura 2.67*).

In questo modo oltre a correggere l'errore software si riesce ad ottimizzare il carico computazionale e ad ottenere una buona risoluzione.

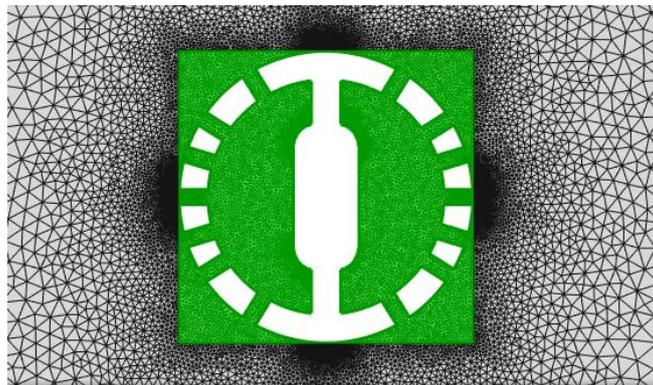


Figura 2.67: Mesh utilizzata nelle simulazioni 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

Selezionando come modello fisico il “Laminar Flow”, impostando come criterio di stop una *Tolleranza* pari a 10^{-4} e definendo il parametro $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$ è possibile lanciare una simulazione parametrica con parametro θ variabile tra 0 e 180 [deg] dove θ è definito come l'angolo di rotazione del disco rispetto al suo centro. Nelle figure successive sono riportati alcuni risultati di interesse.

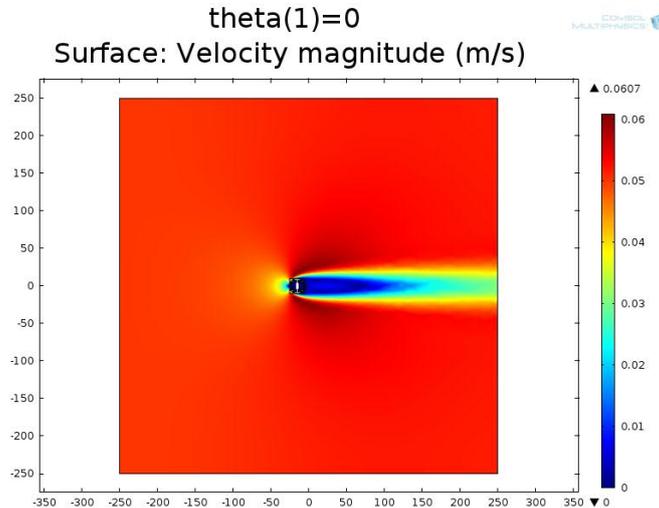


Figura 2.68: Andamento della *velocità* per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $\theta = 0 \text{ deg}$ nella simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

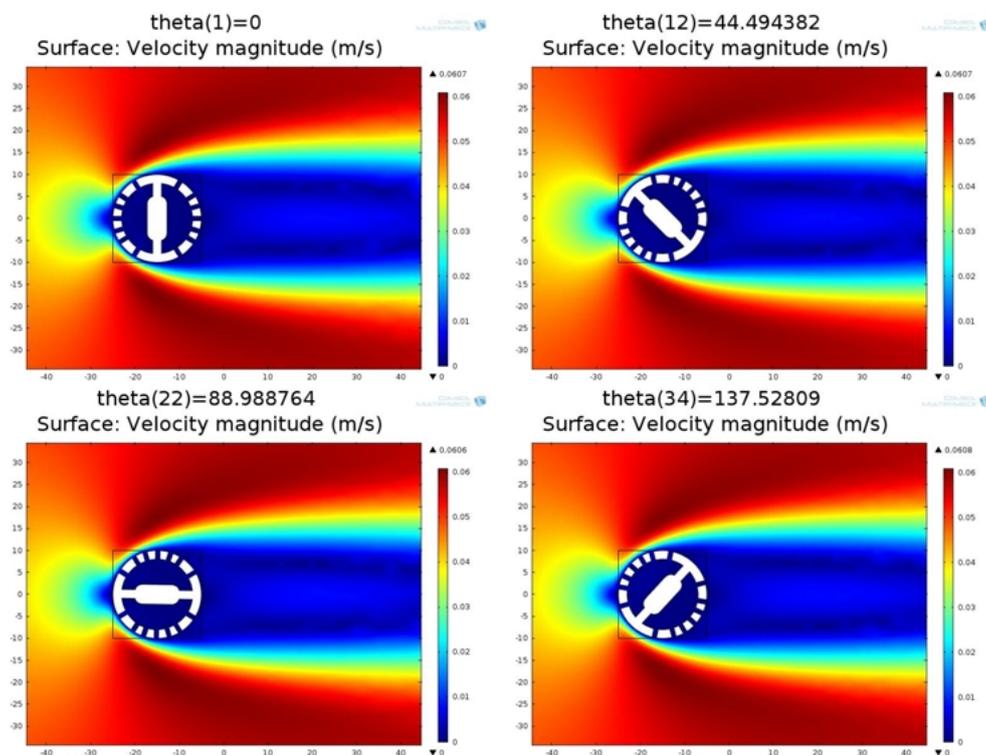


Figura 2.69: Andamento della *velocità* per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $\theta = 0, 45, 90, 135$ [deg] nella simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

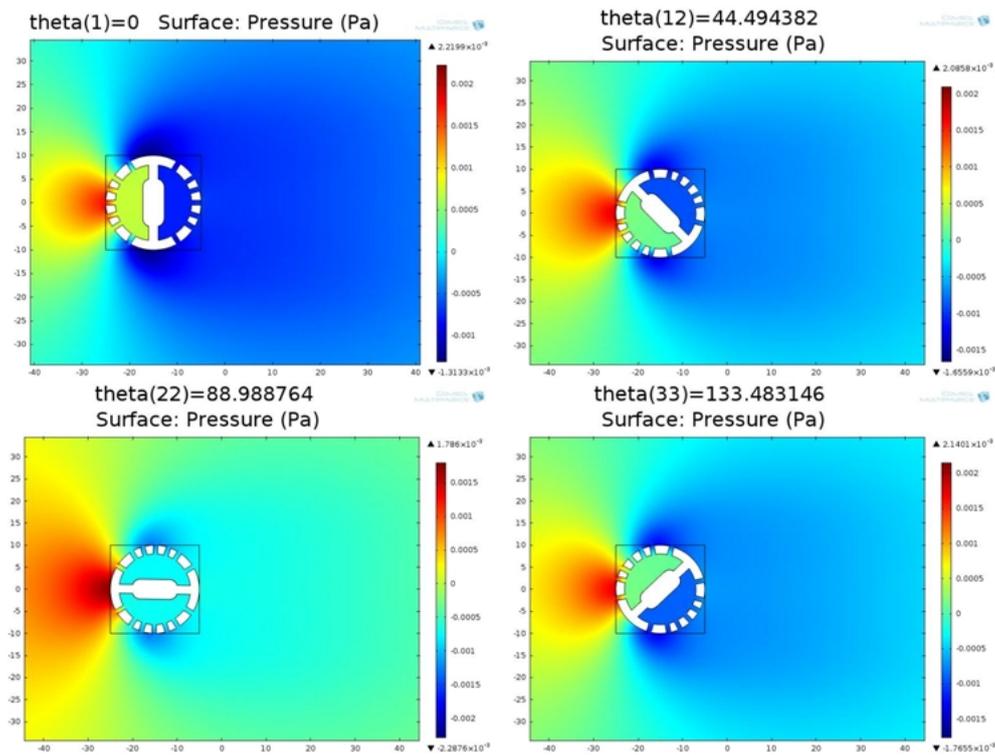


Figura 2.70: Andamento della **pressione** per $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$, $\theta = 0, 45, 90, 135$ [deg] nella simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati.

Come si può vedere in *Figura 2.70* la pressione nelle due camere rimane anche in questo caso circa uniforme al variare di θ .

Graficando l'andamento della pressione al variare dell'angolo di rotazione nelle due camere, a sinistra e destra, si ottiene:

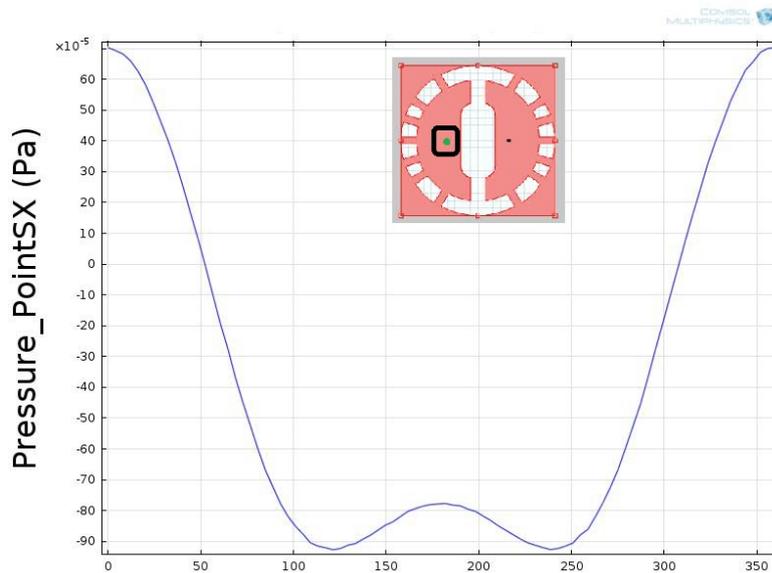


Figura 2.71: Andamento della pressione nella **camera SX** (illustrata) in funzione dell'angolo θ , nella simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

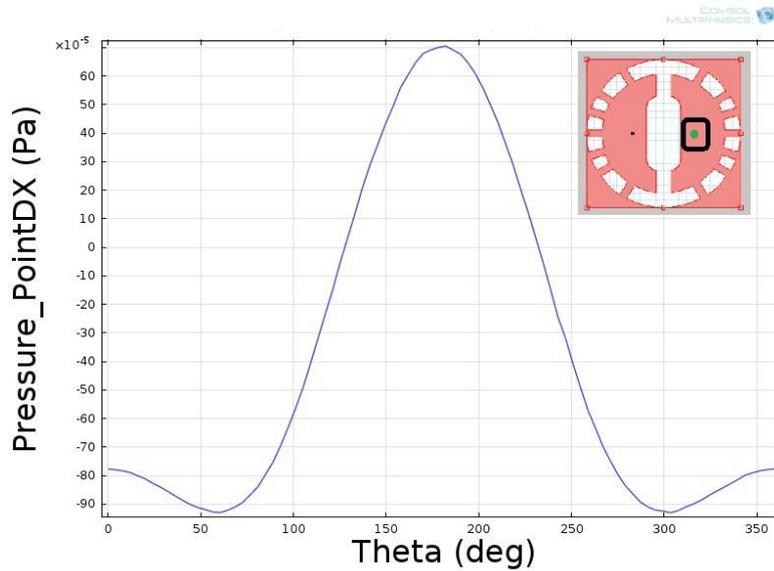


Figura 2.72: Andamento della pressione nella **camera DX** (illustrata) in funzione dell'angolo θ , nella simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati, $V_0 = 0,05$ m/s.

Facendo la differenza tra la pressione in un punto della camera di sinistra e la pressione in un punto della camera di destra e graficando il risultato rispetto al parametro θ si ottiene un andamento cosinusoidale riportato in *Figura 2.73*.

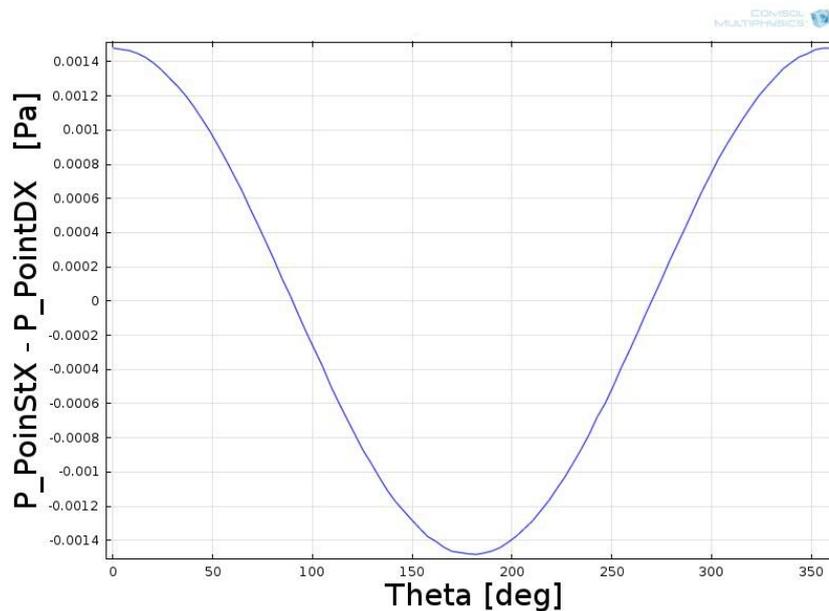


Figura 2.73: Simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati, differenza di pressione $P(\text{point}_{\text{SX}}) - P(\text{point}_{\text{DX}})$ in funzione dell'angolo θ , $V_0 = 0,05$ m/s.

Normalizzando rispetto al valore massimo è possibile ottenere una curva compresa tra ± 1 , confrontabile con un arco di coseno (*Figura 2.74*). Notare che anche in questo caso si ottiene un buona approssimazione della curva teorica.

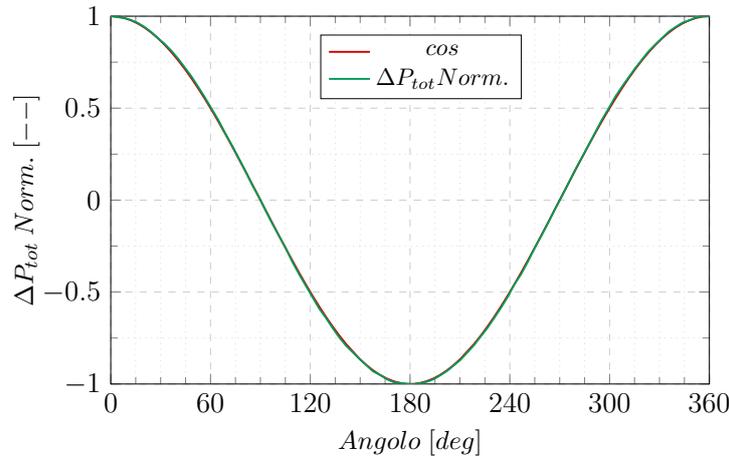


Figura 2.74: Simulazione 2D del flusso attorno al disco ad Angoli Pesati, differenza di pressione normalizzata, funzione $\cos(x)$, $V_0 = 0,05 \text{ m/s}$.

L'ultima simulazione presentata per la geometria ad Angoli Pesati, esattamente come si è fatto per la geometria a Canali Pesati, è volta ad ottenere una valutazione della robustezza all'occlusione di uno o più canali.

Supponendo che la causa del guasto sia tale che sia altamente improbabile che si occluda più di un canale per volta si procede a tappare un singolo canale e a ripetere le simulazioni fatte in precedenza.

I risultati sono riportati nelle figure successive.

In particolar modo in *Figura 2.76* si è riportato il risultato per θ parametrico, graficando la differenza di pressione tra le due camere normalizzata rispetto al valor massimo. Nel grafico si può vedere come la curva ottenuta differisce dalla funzione coseno a seconda del rispettivo canale occluso (il centrale, il primo, il secondo oppure il terzo).

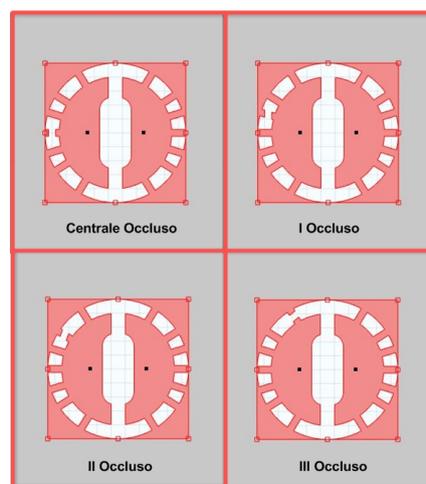


Figura 2.75: Simulazione 2D guasto del disco ad Angoli Pesati, geometrie con canali occlusi.

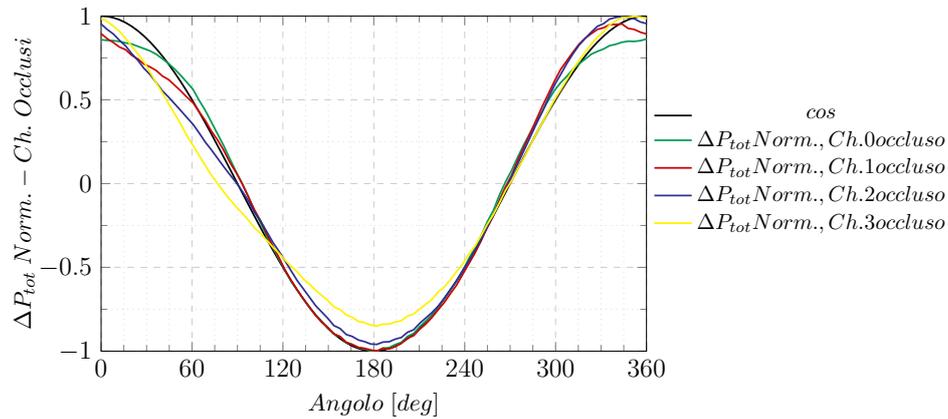


Figura 2.76: Differenza di pressione tra camera SX e DX a seconda del canale occluso e in funzione di θ nella simulazione guasto del disco ad Angoli Pesati, $V_0 = 0,05$ m/s.

Le osservazioni sui danni arrecati dall'occlusione di un ciascun canale sono analoghe a quelle fatte per la geometria a Canali Pesati.

Si può confrontare il comportamento rispetto ai guasti della geometria a Canali Pesati e ad Angoli Pesati.

Supponendo che si occluda il medesimo canale per le due strutture in Figura 2.77 si possono vedere le risposte per θ parametrico.

Dal confronto emerge che il comportamento è simile per le due geometrie nel caso si occluda il Canale 0, 1 oppure 2. Nel caso in cui ad occludersi sia il Canale 3 la geometria a Canali Pesati risulta essere più vantaggiosa in quanto l'andamento rimane più vicino alla funzione coseno.

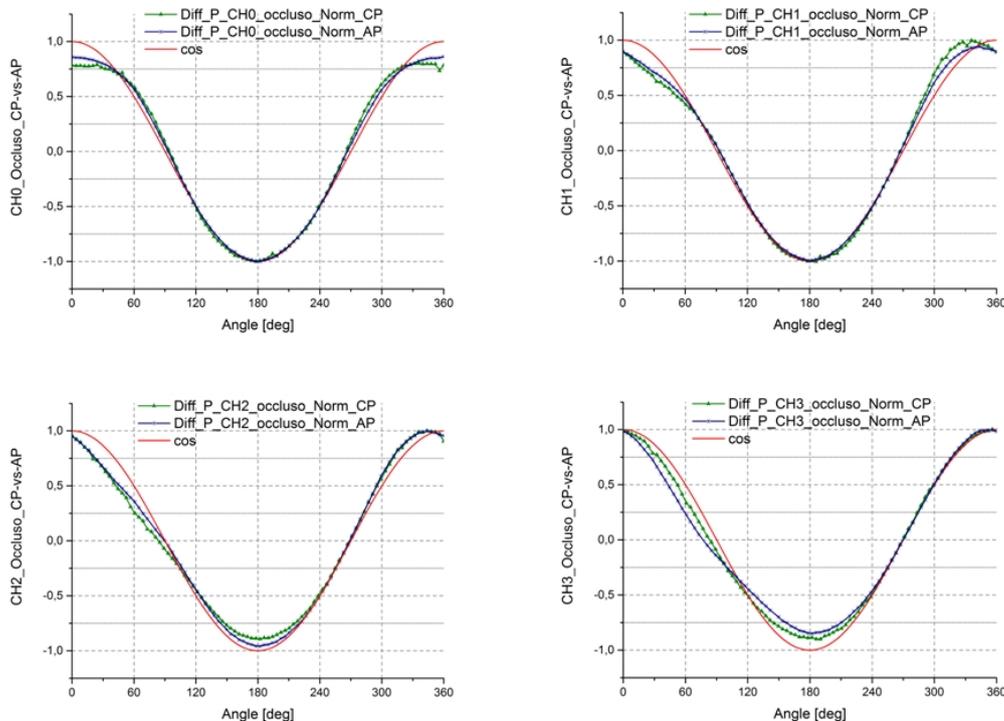


Figura 2.77: Confronto tra i dischi a Canali Pesati e Angoli Pesati nel caso in cui ci siano dei canali occlusi. Comparazione dei risultati ottenuti per la differenza di pressione tra le due camere in funzione dell'angolo θ per le quattro occlusioni, $V_0 = 0,05$ m/s.

Capitolo 3

Flussimetri MEMS per misure di differenze di pressione

Nel capitolo precedente sono state espone le strategie adottate per trasdurre un flusso ventoso in una differenza di pressione con andamento cosinusoidale. Questa differenza di pressione di per se non restituisce, ad un utente, informazioni utili né sulla direzione del vento né, tanto meno, sulla sua velocità. Al fine di rendere tali informazioni disponibili, sorge pertanto la necessità di un'ulteriore trasduzione.

La strada scelta e che verrà esposta in questo capitolo, è quella di convertire una differenza di pressione in un segnale elettrico idoneo e successivamente rendere tale segnale fruibile attraverso un sistema elettronico digitale; in altre parole in questo capitolo verrà descritto il sensore MEMS utilizzato assieme alle architetture necessarie per effettuare la misura in modo affidabile, accurato e preciso.

In *Figura 3.1* si riassume l'architettura proposta per il sistema anemometrico; i blocchi che verranno descritti in modo dettagliato in questo capitolo sono evidenziati nel riquadro.

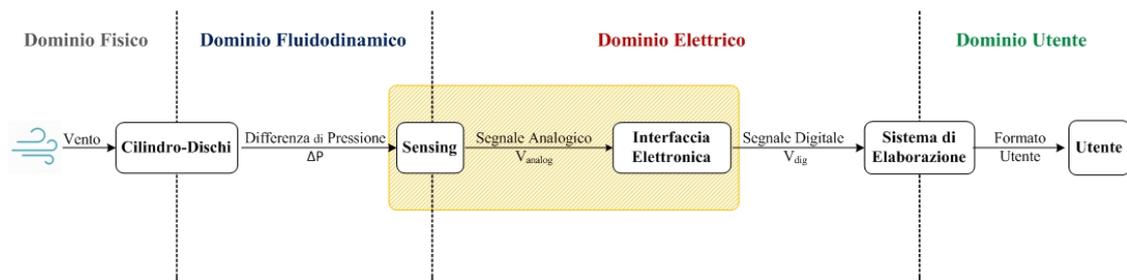


Figura 3.1: Schema a blocchi dell'architettura anemometrica proposta.

Il blocco *Sistema di Elaborazione* non può essere specificato in generale; a seconda dell'applicazione a cui l'anemometro sarà destinato e della tipologia di utente a cui dovrà fornire la misura, cambieranno sia l'hardware che il software del sistema di elaborazione.

Per chiarire il concetto supponiamo, per esempio, di dover installare l'anemometro su un drone a quattro eliche.

Se il motivo per cui si utilizza l'oggetto sul drone è di tipo meteorologico, per rilevare il vento in zone poco accessibili ad un utente umano ma semplici da rag-

giungere per un aeromobile a controllo remoto (UAV), il sistema di elaborazione dovrà provvedere ad una connessione wireless con l'utente a terra, fornendogli di tanto in tanto i risultati della misura, senza particolari criticità in termini di velocità di risposta ed elaborazione dei dati.

Se invece l'anemometro viene usato dal drone per misurare la direzione e velocità del vento incidente, così da orientare il volo ed ottimizzare il consumo delle batterie; il sistema di elaborazione dovrà processare i dati rapidamente così da controllare i motori in modo adeguato. Questo secondo sistema di elaborazione avrà dei requisiti temporali e di velocità più stringenti e, in generale, sarà molto diverso da quello necessario per il primo esempio di applicazione.

Nonostante questo nel capitolo riporteremo e descriveremo brevemente l'interfaccia software utilizzata durante la caratterizzazione dell'anemometro finito e dei sensori utilizzati.

Per quanto riguarda il blocco *Sensing* occorre invece specificare che i sensori MEMS di pressione sono essenzialmente di due tipi:

- ◇ Sensori a membrana;
- ◇ Sensori di flusso.

Nei sensori di pressione a membrana si fa in modo che i due punti a pressione diversa, tra i quali si vuole calcolare il ΔP , siano separati da una membrana deformabile. Qualora la deformazione della membrana sia proporzionale alla differenza di pressione, misurando questa deformazione si effettua la misura desiderata. La deformazione di una membrana si può quantificare con una misura resistiva integrando, per esempio, dei piezoresistori sulla membrana e facendo in modo che essi siano sottoposti alla medesima deformazione, oppure mediante una misura capacitiva.

I sensori di flusso misurano invece un flusso di un fluido che si genera in un canale, le cui estremità sono poste alle pressioni di cui si vuole calcolare la differenza. Sotto determinate ipotesi si ottiene che il flusso generato nel canale varia linearmente con la differenza di pressione ΔP , imposta agli estremi. Progettando un convogliatore (*Capitolo 4*) che abbia dei canali tali che le ipotesi siano verificate e misurando il flusso, è possibile utilizzare formule teoriche documentate in letteratura [13] per risalire alla differenza di pressione. Questa trattazione torica garantirà le basi del funzionamento del sensore, successivamente una procedura di taratura lo renderà utilizzabile con semplicità.

L'Anemometro proposto ed implementato utilizza sensori di flusso per quantificare la differenza di pressione, pertanto non ci dilungheremo ulteriormente sui sensori di pressione a membrana.

3.1 Sensing

Facendo riferimento all'architettura in *Figura 3.1* in questo sottocapitolo si descriverà il blocco denominato "Sensing".

Questo primo blocco, come è stato detto in precedenza, realizza la trasduzione dal dominio fluidodinamico a quello elettrico analogico ed è a sua volta suddivisibile in almeno due parti costitutive. Infatti al suo interno saranno in primo luogo presenti i sensori veri e propri; a cui si aggiungerà della circuitistica elettronica, necessaria per alimentare in modo adeguato i sensori stessi e rilevare il segnale generato con basso rumore e basso offset.

Il blocco "Sensing" nella realtà si traduce in un chip sviluppato dal gruppo di ricerca del Prof. Paolo Bruschi, all'interno dell'Università di Pisa, Dipartimento di Ingegneria dell'Informazione e che prende il nome di "*Flowchip IV*".

Il "*Flowchip IV*" risulta essere la quarta generazione di chip e, rispetto a quelle precedenti sviluppate durante gli anni dal gruppo di ricerca, è attualmente la migliore in termini di prestazioni e utilizzo.

La successiva *Figura 3.2* ritrae il "*Flowchip IV*" ed è ottenuta sovrapponendo una immagine presa al microscopio ottico con il layout del chip stesso; questo permette di vedere dove è localizzata l'elettronica di alimentazione e lettura che in condizioni normali è sepolta sotto le *Dummy Cells* di planarizzazione. Nella figura si possono inoltre distinguere riquadrati i vari blocchi costitutivi, la cui notazione e spiegazione è riportata in *Tabella 3.1*.

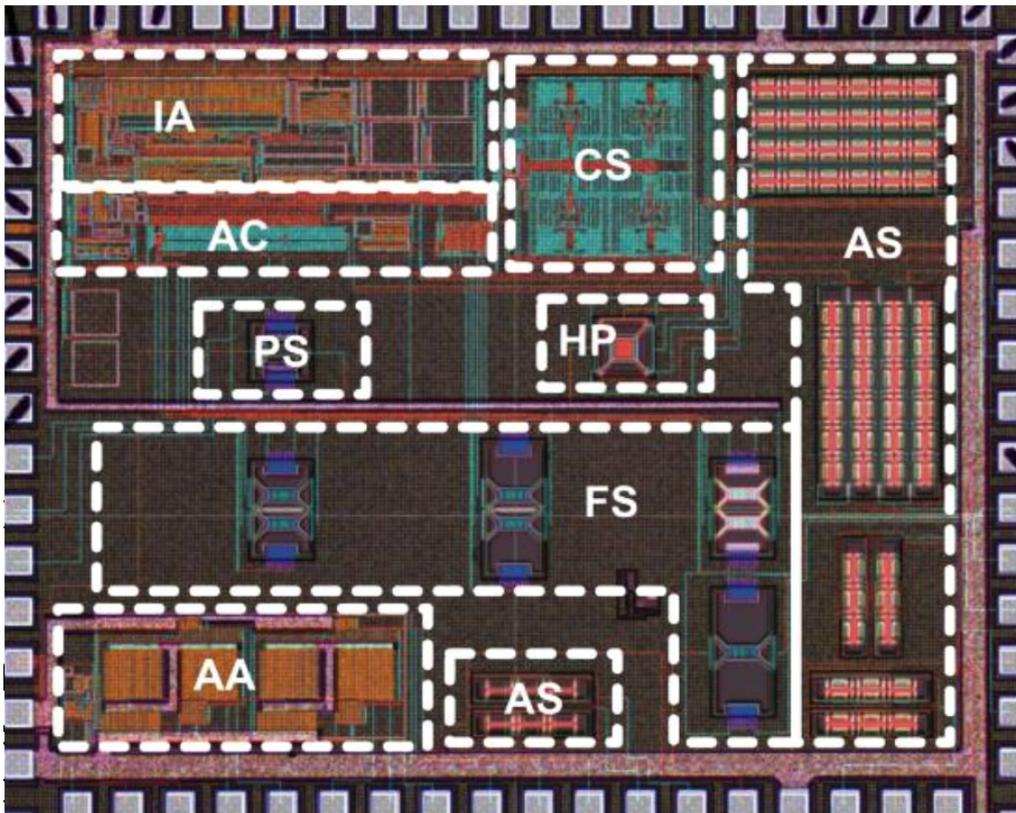


Figura 3.2: Foto al microscopio ottico del "FlowchipIV", sovrapposta al layout del medesimo per evidenziare l'elettronica sepolta sotto lo strato di passivazione.

IA	<i>Instrumentation Amplifier</i>	Amplificatore da strumentazione.
AC	<i>Auxiliary Circuit</i>	Circuiti Ausiliari.
CS	<i>Current Source</i>	Generatori di corrente.
AS	<i>Acoustic Sensors</i>	Sensori Acustici.
PS	<i>Pressure Sensor</i>	Sensore di pressione a effetto micro-Pirani.
HP	<i>Hot Plate</i>	Struttura per ricerca su sensori chimici.
FS	<i>Flow Sensors</i>	Sensori di Flusso.
AA	<i>Audio Amplifier</i>	Amplificatore audio per sensori Acustici.

Tabella 3.1: *FlowchipIV*, blocchi costitutivi.

Il “*Flowchip IV*” è stato prodotto da *STMicroelectronics* con un processo *BCD6s* ed è stato progettato per diverse applicazioni come la misura di flusso di fluidi, la misura di pressioni in ambienti rarefatti e la misura della velocità di onde acustiche.

Per ciascuna applicazione è stato pensato e progettato un sensore con una specifica geometria e dimensione.

Tutti i sensori, comunque sia, hanno come punto a comune il fatto di appartenere alla categoria dei “sensori termici”. I sensori termici in generale, sono costituiti da una struttura in grado di generare calore che prende il nome di *riscaldatore*, e da un *termometro* ovvero una struttura capace di rilevare le variazioni di temperatura. Il fenomeno fisico che si vuole quantificare andrà a perturbare lo scambio di calore tra riscaldatore e termometro, traducendosi in una variazione di temperatura del termometro stesso e, pertanto, sarà da esso stesso rilevabile. I sensori termici bordo del “*Flowchip IV*” utilizzano per la misura delle variazioni di temperatura delle *termopile*.

Per l’applicazione Anemometro le uniche strutture di sensing necessarie sono quelle di flusso pertanto di seguito descriveremo in dettaglio soltanto i blocchi **FS**, **IA**, **CS** e **AC**, necessari per fare queste tipologie di misure.

Specifichiamo comunque che, durante il periodo di tesi, si è svolta la procedura di *Postprocessing* anche sui Sensori APV (**AS**); mentre lo sviluppo dei blocchi **IA**, **CS** e **AC**, fondamentali per le misure anemometriche sono stati sviluppati durante progetti di tesi e di dottorato precedenti.

3.1.1 Sensori di flusso, FS

Nel “*Flowchip IV*” sono presenti quattro sensori di flusso con geometria diversa. Nella successiva *Figura 3.3* è possibile distinguere ciascuno dei quattro sensori affiancato dalla corrispettiva etichetta convenzionalmente utilizzata in questo elaborato.

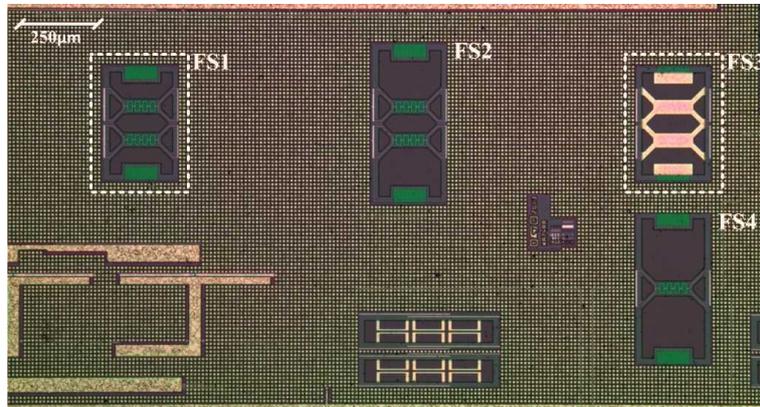


Figura 3.3: Foto ottenuta al microscopio ottico di un Flowchip IV, ingrandimento in prossimità dei Flow Sensor 1 ÷ 4. S1 ed S3 sono stati riquadrati dato che sono i sensori che saranno utilizzati nell'architettura anemometrica.

Il chip viene fornito da *STMicroelectronics* esattamente come si presenta in *Figura 3.3*, cioè senza le dummies di planarizzazione in prossimità dei sensori. Ciascuno dei sensori integrati sul chip, per funzionare correttamente, ha bisogno di essere termicamente isolato dal substrato in Silicio. L'isolamento viene ottenuto applicando al chip fornito dalla fonderia una serie di passi tecnologici, durante un fase detta di “Postprocessing”.

Prima di descrivere in dettaglio il processo di fabbricazione si fornisce una descrizione di un modello semplificato dei sensori a singolo e doppio riscaldatore, così da mettere in evidenza i parametri progettuali che possono influire sul funzionamento.

Modello sensore a singolo riscaldatore

Nella successiva *Figura 3.3* è mostrata una schematizzazione dell'architettura di un sensore a singolo riscaldatore.

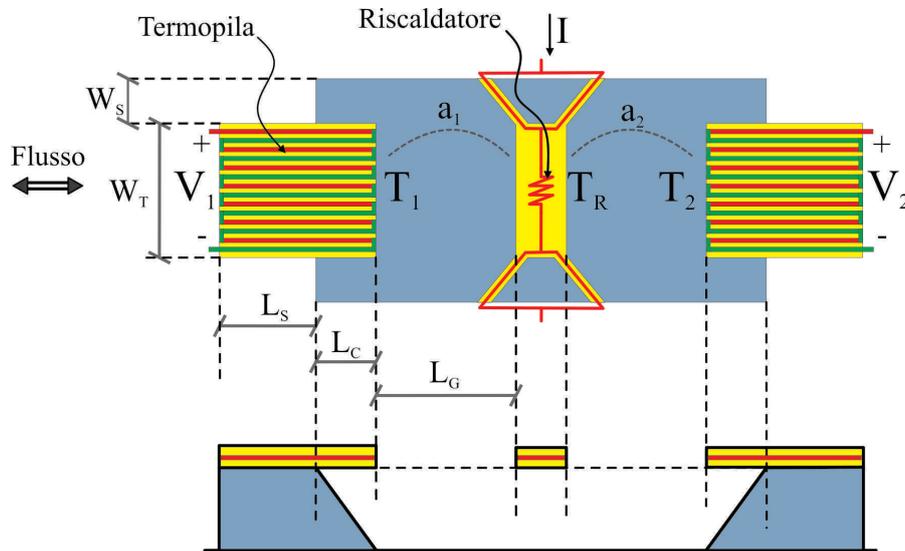


Figura 3.4: Schema dell'architettura di un sensore di flusso a singolo riscaldatore. La figura riporta la vista in pianta e in sezione, indicando i nomi utilizzati per i principali parametri.

La struttura è perfettamente simmetrica ed è costituita da un riscaldatore, posizionato su una “membrana” rettangolare centrale, e da due termopile disposte rispettivamente a monte e a valle rispetto alla direzione del flusso.

Le due termopile sono composte da N termocoppie con la giunzione calda all'estremità sospesa del cantilever mentre quella fredda sul substrato.

Come accennato in precedenza il principio di funzionamento del sensore è piuttosto semplice; quando il flusso è nullo, vista la simmetria della struttura la temperatura misurata dalle due termocoppie sarà nominalmente la medesima. Al crescere del flusso le temperature si sbilanciano, una cresce, l'altra decresce e questo sarà rilevabile da una lettura differenziale della tensione fornita dalle termopile.

Per rendere utilizzabile ai fini di una misura questo semplice e intuitivo principio, è necessario formulare un modello che correli il flusso allo scambio di calore.

Formulare un modello preciso non è banale ma, facendo alcune ipotesi semplificative, si riesce a trovare un risultato utile. Prove sperimentali forniranno un riscontro sulla validità del modello proposto.

Per prima cosa si suppone che il fluido e il substrato siano alla medesima temperatura, pari a quella ambiente, indicata con T_A .

Indicando con il termine sovrariscaldamento (OverHeating, ΔT_{OHx}) la differenza tra la temperatura dell'oggetto x –esimo considerato e quella ambiente ($\Delta T_{OHx} \triangleq T_x - T_A$), si suppone che il legame tra ΔT_{OHx} e la potenza con cui si alimenta il riscaldatore sia lineare; di conseguenza si può scrivere che $\Delta T_{OHR} = R_{R-A}^{(th)} \cdot P_R$, dove $R_{R-A}^{(th)}$ è la resistenza termica tra riscaldatore e ambiente.

Questa seconda ipotesi prende il nome di ipotesi di linearità ed è una ipotesi ragionevole qualora si approssimi che nel trasferimento di calore risultino dominanti

i fenomeni di *conduzione e convezione forzata*.

Come terza ipotesi si suppone infine che i parametri del fluido (densità, viscosità. . .) siano indipendenti dalla temperatura.

Nella successiva *Tabella 3.2* si riassume la notazione utilizzata.

$\Delta\mathbb{T}_{OHR} = \mathbb{T}_R - \mathbb{T}_A$	Sovrariscaldamento del riscaldatore	$[\text{°C}]$
$\Delta\mathbb{T}_{OHTi} = \mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_A$	Sovrariscaldamento della termopila i	$[\text{°C}]$
$R_{R-A}^{(th)} = \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHR}}{P_R}$	Resistenza termica Riscaldatore-Ambiente	$[\text{°C/W}]$
$R_{Ti-A}^{(th)}$	Resistenza termica Termopila i -Ambiente	$[\text{°C/W}]$
I	Corrente di alimentazione riscaldatore	$[A]$
R_R	Resistenza elettrica del riscaldatore	$[\Omega]$
$P_R = P_R = R_R \cdot I^2$	Potenza di alimentazione del riscaldatore	$[W]$
P_i	Frazione della potenza P_R sulla Termopila i	$[W]$

Tabella 3.2: Notzione utilizzata nel modello teorico del flussimetro a singolo riscaldatore.

La frazione della potenza P_R che si trasferisce alla i -esima termopila, indicata con P_i , sarà dipendente dalla dimensione geometrica W_T e vincolata al flusso da misurare secondo il coefficiente di accoppiamento $g_i(Q)$.

$$P_i = \Delta\mathbb{T}_{OHR} \cdot W_T \cdot g_i(Q) \quad (3.1)$$

La precedente definizione di P_i presuppone che la densità di potenza sia uniforme sulla dimensione geometrica W_T ; date le ridotte dimensioni del sensore l'ipotesi risulta essere ragionevole.

Il termine $g_i(Q)$ non è unicamente funzione del flusso Q , ma anche dei fattori geometrici come le dimensioni del cantilever su cui la giunzione calda della termopila giace e la profondità della buca su cui il cantilever è sospeso.

Il sovrariscaldamento della giunzione calda della termopila $\Delta\mathbb{T}_{OHTi}$ può essere espresso nel seguente modo (ipotesi di linearità):

$$\Delta\mathbb{T}_{OHTi} = \mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_A = R_{Ti-A}^{(th)} \cdot P_i \quad (3.2)$$

dove $R_{Ti-A}^{(th)}$ è la resistenza termica tra giunzione calda della Termopila i -esima e Ambiente, come anticipato in precedenza. Tale resistenza è approssimabile con la seguente relazione [3]:

$$R_{Ti-A}^{(th)} = \frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_C W_T} \quad (3.3)$$

La *Relazione (3.3)* tiene conto solo della conduzione attraverso gli elementi solidi (Cantilever), supponendo questo fenomeno preponderante.

Per questo motivo figurano i parametri geometrici relativi al Cantilever L_C , W_T e lo spessore t_C . Il coefficiente k_{eq-i} invece è un fattore di proporzionalità che tiene conto dei materiali della Termopila i -esima e del Cantilever.

Si definisce il termine a_i come:

$$a_i(Q) \triangleq \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHTi}}{P_R} = \frac{R_{Ti-A}^{(th)} \cdot P_i}{P_R} = \quad (3.4a)$$

$$= \frac{\frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_T W_T} \cdot \Delta\mathbb{T}_{OHTi} \cdot W_T \cdot g_i(Q)}{P_R} = \quad (3.4b)$$

$$= \frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_T} \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHTi}}{P_R} \cdot g_i(Q) = \quad (3.4c)$$

$$= \frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_T} \cdot R_{R-A}^{(th)} \cdot g_i(Q). \quad (3.4d)$$

L'espressione (3.4d) si ottiene semplicemente sostituendo le relazioni precedentemente esposte e semplificando.

Il termine a_i è utile per esporre la legge di trasduzione tra la potenza P_R e la tensione sulla termopila i -esima indicata con V_i . Partendo dalla legge della termopila [25]:

$$V_i \equiv k_{tp-i} \cdot (\mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_a) = k_{tp-i} \cdot \Delta\mathbb{T}_{OHTi} \quad (3.5)$$

dove k_{tp-i} è un coefficiente di proporzionalità dipendente dai coefficienti di Seebeck dei materiali utilizzati nelle termocoppie.

Invertendo la *Definizione* (3.4a) si ricava un'espressione per $\Delta\mathbb{T}_{OHTi}$ che se sostituita alla *Relazione* (3.5) consente di ottenere:

$$V_i = k_{tp-i} \cdot a_i(Q) \cdot P_R \quad (3.6)$$

Prendendo come segnale di uscita la differenza tra le due tensioni V_2 e V_1 si ottiene:

$$V_{out} \triangleq V_2 - V_1 = (k_{tp-2} \cdot a_2(Q) - k_{tp-1} \cdot a_1(Q)) P_R \quad (3.7)$$

Supponendo le Termopile 1 e 2 nominalmente uguali accade che $k_{tp-1} = k_{tp-2} = k_{tp}$, per cui:

$$V_{out} = k_{tp} (a_2(Q) - a_1(Q)) P_R \quad (3.8)$$

Esplicitando infine $a_1(Q)$, $a_2(Q)$ secondo l'*Espressione* (3.4d), si ottiene:

$$V_{out} = \frac{k_{tp}}{k_{eq}} \frac{L_C}{t_T} \cdot R_{R-A}^{(th)} (g_2(Q) - g_1(Q)) P_R \quad (3.9)$$

La relazione per V_{out} è utile in fase di progettazione del Sensore. Avendo questa relazione è infatti possibile calcolare la *Sensibilità* S , definita come:

$$S \triangleq \frac{\partial(V_{out})}{\partial Q} = \frac{k_{tp}}{k_{eq}} \frac{L_C}{t_T} \cdot R_{R-A}^{(th)} \left(\frac{\partial(g_2(Q))}{\partial Q} - \frac{\partial(g_1(Q))}{\partial Q} \right) P_R \quad (3.10)$$

Disporre di una espressione analitica per la *Sensibilità* è utile in fase di progetto perché consente di vedere su quali parametri agire per conseguire le specifiche desiderate.

Conoscendo la *Sensibilità* si può poi determinare un altro parametro detto *Risoluzione* utile a caratterizzare il sensore.

Modello sensore a doppio riscaldatore

Il modello per il sensore a doppio riscaldatore non differisce molto da quello a singolo riscaldatore. Date le ipotesi di linearità è possibile replicare e generalizzare la trattazione fatta per il singolo riscaldatore, ampliandola ad un generico sensore con n_R riscaldatori, semplicemente sfruttando il principio di sovrapposizione degli effetti.

Di seguito si riporterà questa trattazione generica andandola poi a specializzare per il flussimetro a doppio riscaldatore, che sarà quello utilizzato per l'architettura anemometrica. Per il sensore a doppio Riscaldatore si calcolerà la *Sensibilità* e *Risoluzione* ottenendo delle espressioni teoriche utili in ambito progettuale e valutativo del sistema.

Nella successiva *Figura 3.5* è possibile vedere una schematizzazione dell'architettura a doppio riscaldatore.

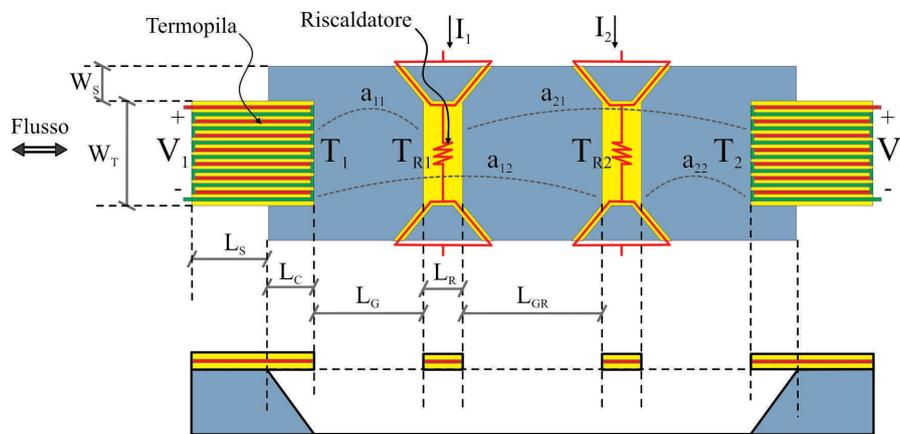


Figura 3.5: Schema dell'architettura di un sensore di flusso a doppio riscaldatore. La figura riporta la vista in pianta e in sezione, indicando i nomi utilizzati per i principali parametri.

Le ipotesi che faremo nella seguente trattazione più generica, valida per un sensore di flusso a n_R riscaldatori, sono le medesime di quelle adottate nel precedente modello a singolo riscaldatore e sono riassunte in *Tabella 3.3*.

-
- a) Fluido e substrato sono a temperatura ambiente \mathbb{T}_A ;
 - b) Il legame tra il sovrariscaldamento $\Delta\mathbb{T}_{OHx}$ e la potenza con cui si alimenta il riscaldatore P_{Rj} è lineare;
 - c) I parametri del fluido (densità, viscosità...) sono indipendenti dalla temperatura;
 - d) La frazione della potenza P_{Rj} che si trasferisce alla Termopila i è uniforme sulla dimensione W_T ;
 - e) La resistenza termica $R_{T_i-A}^{(th)}$ tra Termopila i e ambiente tiene conto solo della conduzione attraverso elementi solidi (cantilever);
 - f) La struttura è nominalmente simmetrica.
-

Tabella 3.3: Ipotesi fatte per il modello teorico del flussimetro a n_R riscaldatori.

Nella successiva *Tabella 3.4* è riportata invece la notazione utilizzata.

$\Delta\mathbb{T}_{OHRk} = \mathbb{T}_{Rk} - \mathbb{T}_A$	Sovrariscaldamento del riscaldatore k	$[^{\circ}C]$
$\Delta\mathbb{T}_{OHTi} = \mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_A$	Sovrariscaldamento della termopila i	$[^{\circ}C]$
$R_{Rk-A}^{(th)} = \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHRk}}{P_{Rk}}$	Resistenza termica Riscaldatore k -Ambiente	$[^{\circ}C/W]$
$R_{Ti-A}^{(th)}$	Resistenza termica Termopila i -Ambiente	$[^{\circ}C/W]$
I_k	Corrente di alimentazione riscaldatore k	$[A]$
R_{Rk}	Resistenza elettrica riscaldatore k	$[\Omega]$
$P_{Rk} = P_{Rk} = R_{Rk} \cdot I_k^2$	Potenza di alimentazione riscaldatore k	$[W]$
$P_{k,i}$	Frazione della potenza P_{Rk} sulla termopila i	$[W]$

Tabella 3.4: Notazione adottata nel modello teorico del flussimetro a n_R riscaldatori.

La frazione della potenza P_{Rk} che si trasferisce alla i -esima termopila, indicata con $P_{k,i}$, sarà dipendente dalla dimensione geometrica W_T e vincolata al flusso da misurare secondo il coefficiente di accoppiamento $g_{k,i}(Q)$.

$$P_{k,i} = \Delta\mathbb{T}_{OHRk} \cdot W_T \cdot g_{k,i}(Q) \quad (3.11)$$

Il termine $g_{k,i}(Q)$ non è unicamente funzione del flusso Q , ma anche dei fattori geometrici come le dimensioni del cantilever su cui la giunzione calda della Termopila giace e la profondità della buca su cui il cantilever è sospeso.

Il sovrariscaldamento della giunzione calda della termopila $\Delta\mathbb{T}_{OHTi}$ può essere espresso nel seguente modo (ipotesi di linearità):

$$\Delta\mathbb{T}_{OHTi} = \mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_A = R_{Ti-A}^{(th)} \cdot P_{k,i} \quad (3.12)$$

dove $R_{Ti-A}^{(th)}$, resistenza termica tra giunzione calda della termopila i -esima e ambiente, è approssimabile con la seguente relazione:

$$R_{Ti-A}^{(th)} = \frac{1}{k_{eq}} \frac{L_C}{t_C W_T} \quad (3.13)$$

Nella *Relazione (3.13)* figurano i parametri geometrici relativi al cantilever L_C , W_T lo spessore t_C . Il coefficiente k_{eq-i} invece è un coefficiente di proporzionalità dipendente rispettivamente dai materiali della termopila i -esima e del cantilever.

Si definisce il termine $a_{i,k}$ come:

$$a_{i,k}(Q) \triangleq \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHTi}}{P_{Rk}} = \frac{R_{Ti-A}^{(th)} \cdot P_{k,i}}{P_{Rk}} \quad (3.14a)$$

$$= \frac{\frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_C W_T} \cdot \Delta\mathbb{T}_{OHTi} \cdot W_T \cdot g_{k,i}(Q)}{P_{Rk}} = \quad (3.14b)$$

$$= \frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_C} \frac{\Delta\mathbb{T}_{OHTi}}{P_{Rk}} \cdot g_{k,i}(Q) = \quad (3.14c)$$

$$= \frac{1}{k_{eq-i}} \frac{L_C}{t_C} \cdot R_{Rk-A}^{(th)} \cdot g_{k,i}(Q). \quad (3.14d)$$

L'*Espressione* (3.14d) si ottiene semplicemente sostituendo le relazioni precedentemente esposte e semplificando.

Il termine $a_{i,k}$ è utile per esporre la legge di trasduzione tra P_{Rk} e la tensione $V_{k,i}$ sulla termopila i – *esima*, nel caso in cui riscaldatore k – *esimo* sia alimentato e tutti gli altri siano spenti. Partendo dalla legge della termopila [25]:

$$V_{k,i} \equiv k_{tp-i} \cdot (\mathbb{T}_{Ti} - \mathbb{T}_a) = k_{tp-i} \cdot \Delta\mathbb{T}_{OHTi} \quad (3.15)$$

dove k_{tp-i} è un coefficiente di proporzionalità dipendente dai coefficienti di Seebeck dei materiali utilizzati nelle termocoppie.

Invertendo la *Definizione* (3.14a) si ricava un'espressione per $\Delta\mathbb{T}_{OHTi}$ che se sostituita alla *Relazione* (3.15) consente di ottenere:

$$V_{k,i} = k_{tp-i} \cdot a_{i,k} \cdot P_{Rk} \quad (3.16)$$

Sfruttando le ipotesi di linearità è possibile scrivere la tensione totale sulla termopila i – *esima* sovrapponendo gli effetti apportati da ciascuno dei singoli riscaldatori k .

$$V_i = \sum_{k=1}^n (k_{tp-i} \cdot a_{i,k} P_{Rk}) \quad (3.17)$$

Data l'ipotesi di simmetria accade che nominalmente $k_{tp-1} = k_{tp-2} = k_{tp}$; pertanto è possibile riscrivere la *Relazione* (3.17) nel seguente modo:

$$V_i = k_{tp} \sum_{k=1}^n (a_{i,k} P_{Rk}) \quad (3.18)$$

Prendendo come segnale di uscita la differenza tra le due tensioni V_2 e V_1 si ottiene:

$$V_{out} \triangleq V_2 - V_1 = k_{tp} \sum_{k=1}^n ((a_{2,k} - a_{1,k}) \cdot P_{Rk}) \quad (3.19)$$

Esplicitando infine $a_{1,k}(Q)$, $a_{2,k}(Q)$ secondo l'*Espressione* (3.14d), si ottiene:

$$V_{out} = \frac{k_{tp} L_C}{k_{eq} t_T} \cdot \sum_{k=1}^n \left(R_{Rk-A}^{(th)} (g_{k,2}(Q) - g_{k,1}(Q)) P_{Rk} \right) \quad (3.20)$$

Specializzando la *Relazione* (3.19) per il sensore con doppio Riscaldatore si ottiene:

$$V_{out}^{2R} = k_{tp} ((a_{2,1} - a_{1,1}) \cdot P_{R1} + (a_{2,2} - a_{1,2}) \cdot P_{R2}) \quad (3.21)$$

Utilizzando il risultato ottenuto nella *Relazione* (3.21) è possibile valutare la *Sensibilità* del sensore a doppio riscaldatore:

$$\mathbf{S} \triangleq \frac{\partial V_{out}}{\partial Q} = \quad (3.22a)$$

$$= k_{tp} \frac{\partial \left(\left((a_{2,1}(Q) - a_{1,1}(Q)) P_{R1} + (a_{2,2}(Q) - a_{1,2}(Q)) P_{R2} \right) \right)}{\partial Q} = \quad (3.22b)$$

$$= k_{tp} \left(\underbrace{\left(\frac{\partial(a_{2,1}(Q))}{\partial Q} - \frac{\partial(a_{1,1}(Q))}{\partial Q} \right)}_{\triangleq h_1} P_{R1} + \underbrace{\left(\frac{\partial(a_{2,2}(Q))}{\partial Q} - \frac{\partial(a_{1,2}(Q))}{\partial Q} \right)}_{\triangleq h_2} P_{R2} \right) = \quad (3.22c)$$

$$= k_{tp} (h_1 \cdot P_{R1} + h_2 \cdot P_{R2}) \quad (3.22d)$$

La *Risoluzione* è definita invece come la minima variazione dell'ingresso discriminabile [24], e può essere calcolata come:

$$Q_{np-p} \triangleq \frac{v_{np-p}}{\mathbf{S}} \quad (3.23)$$

in cui v_{np-p} è l'ampiezza picco-picco del rumore di tensione totale in uscita.

La *Risoluzione* può essere quindi calcolata previa una stima di v_{np-p} .

I fattori che contribuiscono a v_{np-p} sono:

- ◇ Il rumore termico sulla resistenza della termopila;
- ◇ Il rumore termico sulla resistenza del riscaldatore;
- ◇ Il rumore sulla corrente di alimentazione dei riscaldatori;
- ◇ Il rumore dell'elettronica di lettura.

Il rumore termico sulla resistenza del riscaldatore si traduce in oscillazioni nel sovrariscaldamento del riscaldatore. Tale rumore causa una oscillazione nel sovrariscaldamento delle termopile che alla fine si traduce in rumore sulla tensione in uscita alle termopile stesse. Tenendo però presente che $\Delta T_{OHTi} \ll \Delta T_{OHRk}$, ovvero tra i due sovrariscaldamenti c'è un fattore attorno a 100, accade che le fluttuazioni del sovrariscaldamento del riscaldatore arrivino alle termopile divise per questo fattore e alla fine il contributo al rumore totale che ne consegue è trascurabile rispetto alle altre aliquote elencate.

Si può inoltre dimostrare che curando la progettazione dei generatori di corrente-alimentazione dei riscaldatori il loro contributo in termini di rumore risulta trascurabile.

Utilizzando per la lettura del segnale un amplificatore da strumentazione di tipo chopper, che implementa tecniche di cancellazione offset e rumore flicker (*Sezione 3.1.2*), il rumore residuo introdotto dall'amplificatore di lettura sarà solo rumore termico.

Altro contributo preponderante è poi il rumore termico sulla resistenza della termopila.

Qualora si consideri $v_{np-p} = 4 \cdot v_{nRMS}^*$ ¹, tenendo conto delle riflessioni fatte sui contributi di rumore, si ottiene:

$$v_{np-p} = 4 \cdot \left(\sqrt{4K_B \mathbb{T} R_{RT} B + v_{na}^2} \right) \quad (3.24)$$

Dove K_B è la costante di Boltzmann, \mathbb{T} la temperatura assoluta, B la banda del sensore considerata coincidente con la banda equivalente di rumore e v_{na}^2 il rumore termico (RMS) dell'amplificatore.

Infine con R_{RT} si indica la resistenza della termopila che sarà calcolabile una volta definiti i materiali con cui si realizzano le termocoppie e il numero di termocoppie stesse.

Data la stima di v_{np-p} e la relazione per \mathbf{S} determinata, la *Risoluzione* del sensore a doppio riscaldatore si scrive come:

$$Q_{np-p} = \frac{4 \cdot \left(\sqrt{4K_B \mathbb{T} R_{RT} B + v_{na}^2} \right)}{k_{tp} (h_1 \cdot P_{R1} + h_2 \cdot P_{R2})} \quad (3.25)$$

Altro parametro importante per caratterizzare il comportamento del dispositivo è l'offset ovvero il valore dell'output quando l'ingresso è nullo. Idealmente l'offset dovrebbe essere nullo ma in un sistema reale questo non avviene per motivi di diversa natura. Nel sensore in questione si definisce l'offset flow rate Q_0 come:

$$Q_0 \triangleq \frac{v_0}{\mathbf{S}(0)} \quad (3.26)$$

Dove $\mathbf{S}(0)$ è la sensibilità del sensore quando il flusso è nullo, mentre v_0 è la tensione di offset totale. Il termine v_0 è scindibile in due aliquote, una dovuta all'offset dell'amplificatore di lettura e una dovuta al sensore ($v_0 = v_{0A} + v_{0S}$). Dato che, come è già stato anticipato e sarà più chiaro nei sottoparagrafi successivi, l'amplificatore di lettura implementa tecniche di cancellazione dell'offset il contributo v_{0A} è trascurabile.

Al fine di valutare v_{0S} per il sensore a doppio riscaldatore, è possibile riscrivere la *Relazione* (3.21) utilizzando uno sviluppo in serie arrestato al primo ordine:

$$V_{out}^{2R}(Q) = k_{tp} \left((a_{2,1} - a_{1,1}) P_{R1} - (a_{1,2} - a_{2,2}) P_{R2} \right) = \quad (3.27a)$$

$$= k_{tp} \left(\underbrace{(a_{2,1} - a_{1,1})}_{\triangleq f_1(Q)} P_{R1} - \underbrace{(a_{1,2} - a_{2,2})}_{\triangleq f_2(Q)} P_{R2} \right) = \quad (3.27b)$$

$$= k_{tp} \left(\left(f_1(0) + \underbrace{\frac{\partial f_1(Q)}{\partial Q}}_{\beta_1} \right) P_{R1} - \left(f_2(0) + \underbrace{\frac{\partial f_2(Q)}{\partial Q}}_{\beta_2} \right) P_{R2} \right) = \quad (3.27c)$$

$$= k_{tp} \left((f_1(0) + \beta_1) P_{R1} - (f_2(0) + \beta_2) P_{R2} \right) \quad (3.27d)$$

¹ $v_{np-p} = 4\sigma$, dove σ è la deviazione standard. Nel caso di rumore gaussiano 4σ equivale a prendere il 95% del segnale utile. Considerando un rumore a media nulla v_{nRMS} e deviazione standard σ sono coincidenti.

In questo modo si riesce a scrivere la tensione di offset come:

$$v_{0S} \equiv V_{out}^{2R}(0) = k_{tp}(f_1(0)P_{R1} - f_2(0)P_{R2}) \quad (3.28)$$

Nella geometria a singolo Riscaldatore partendo dalla *Relazione* (3.8) e riscrivendo in modo analogo a quanto fatto per il doppio riscaldatore, si ottiene invece

$$V_{out}^{1R}(Q) = k_{tp}(f(0) + \beta) \cdot P_R.$$

Pertanto la tensione di offset sarà pari a $V_{out}^{1R}(0) = k_{tp}f(0) \cdot P_R$.

Nel caso ideale la struttura è perfettamente simmetrica e sia la geometria a doppio riscaldatore che a singolo presentano un offset nullo.

Nel caso di singolo riscaldatore infatti si avrebbe semplicemente $f(0) = a_1(0) - a_2(0) = 0$; mentre nel caso di doppio riscaldatore facendo l'ipotesi di alimentare i due riscaldatori con la medesima corrente, ovvero $P_{R2} = P_{R1} = P_R$, si otterrebbe:

$$v_{0S} \equiv V_{out}^{2R}(0) = k_{tp}\left((f_2(0) - f_1(0))\right) \cdot P_R = 0 \quad (3.29)$$

essendo $f_2(0) - f_1(0) = \left((a_{2,1}(0) - a_{1,1}(0)) - (a_{1,2}(0) - a_{2,2}(0))\right) = 0$.

Quello che accade nella realtà e che sarà più chiaro una volta enunciata i passi tecnologici di Postprocessing, è che una perfetta simmetria per le strutture non è mai ottenibile. Per questo motivo emerge un offset residuo, la cui entità dipenderà dall'accuratezza conseguita nel processo tecnologico.

In questa ottica la geometria a doppio riscaldatore risulta vincente rispetto a quella a singolo riscaldatore. Utilizzando infatti una corrente di alimentazione diversa per i due riscaldatori ovvero $P_{R2} \neq P_{R1}$, si riesce a recuperare le asimmetrie introdotte in fase realizzativa e ad annullare la tensione di offset. La geometria a singolo riscaldatore invece non offre un'altrettanto semplice strategia di annullamento dell'offset, questo deve pertanto essere trattato con strategie più elaborate.

Postprocessing

Affinchè il sensore di flusso (a singolo o doppio riscaldatore) funzioni come previsto dai modelli descritti è fondamentale che le ipotesi assunte siano soddisfatte.

In questi termini un buon isolamento termico del riscaldatore e del terminale caldo delle termopile gioca un ruolo fondamentale.

Un cattivo isolamento termico del riscaldatore andrebbe a generare un sovrariscaldamento inferiore a quello desiderato e in generale diverso da quello previsto nel modello, compromettendo di fatto l'intero funzionamento del sensore.

Analogamente un errato isolamento delle termopile si tradurrebbe in un sovrariscaldamento inferiore e di conseguenza in una tensione di uscita minore ovvero il sensore risulterebbe meno sensibile.

Partendo dai chip non passivati in prossimità dei sensori, risulta pertanto necessario mettere a punto un processo tecnologico per rimuovere silicio e ossido di silicio in modo selettivo; come risultato finale si dovranno vedere le strutture di interesse sospese in aria e sufficientemente isolate termicamente.

Per capire meglio il concetto di isolamento termico si può osservare la successiva *Figura 3.6*, in cui si è riportato tre sezioni di wafer in prossimità di un sensore. Tenere presente che tutte le successive figure in sezione sono meramente delle schematizzazioni; in ciascuna figura sono riportati soltanto i layer utili alla spiegazione senza mantenere la reale scala per gli spessori.

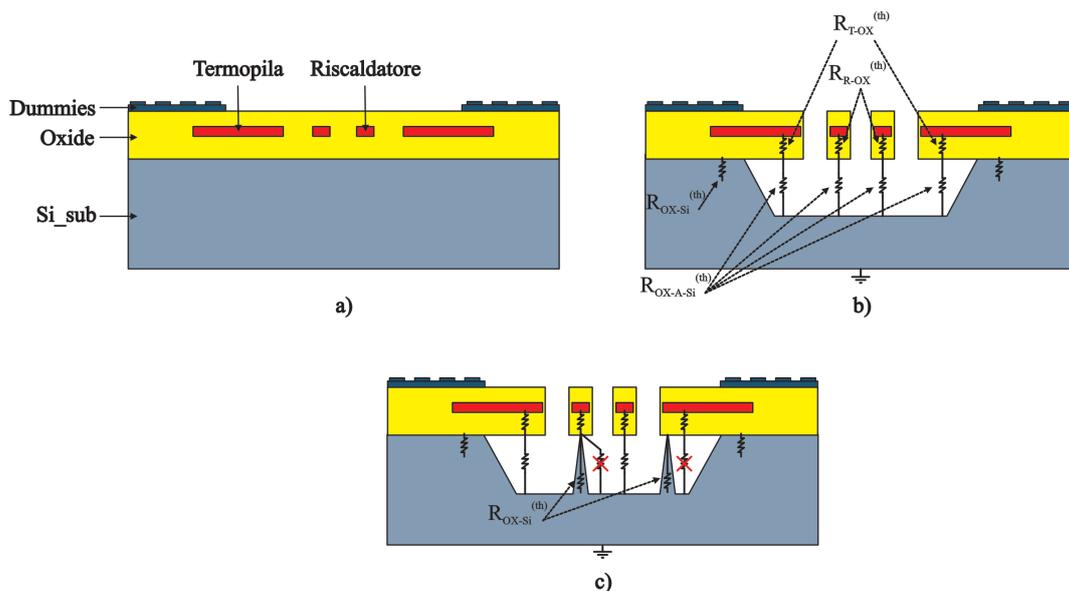


Figura 3.6: Schema di un sensore a doppio riscaldatore in sezione, prima e dopo il Postprocessing e nel caso in cui le strutture risultino parzialmente sospese. In figura sono anche riportate le principali resistenze termiche con la rispettiva nomenclatura.

La figura sulla prima riga a sinistra (*Fig. 3.6.a*), riporta una schematizzazione del chip non postprocessato.

L'immagine nella prima riga a destra (*Fig. 3.6.b*), ritrae invece una schematizzazione del chip alla fine del postprocessing in cui i riscaldatori e le termopile risultano sospese. Nell'immagine sono state riportate le principali resistenze termiche rispettivamente tra:

- ◇ Ossido di Silicio e Substrato, $R_{OX-Si}^{(th)}$;
- ◇ Riscaldatori o termopile ed ossido, $R_{R-OX}^{(th)}$, $R_{T-OX}^{(th)}$;
- ◇ Ossido e substrato di Silicio passando attraverso l'aria circostante, $R_{OX-A-Si}^{(th)}$.

Sono state omesse le resistenze termiche che in generale sono ininfluenti sul comportamento del sensore e quelle che nella serie o nel parallelo con le precedenti elencate sono trascurabili. Infine, nell'immagine centrale in seconda riga (*Fig. 3.6.c*), si è invece emulato un postprocessing mal riuscito.

In questo caso si può notare che una $R_{OX-Si}^{(th)}$ finisce in parallelo alla $R_{T-OX}^{(th)}$ oppure alla $R_{R-OX}^{(th)}$, rendendo poco prevedibile a priori il comportamento dell'intero sistema.

Il processo tecnologico si può suddividere nelle tre fasi seguenti:

- i) Deposizione *fotoresist spesso* e fotolitografia;
- ii) Attacco dell'ossido di Silicio, *Reactive Ion Etching* (RIE);
- iii) Attacco anisotropo del Silicio in una soluzione di TMAH.

In seguito esporremo in dettaglio ciascuna delle tre fasi, cercando di mettere in luce le criticità di ciascuna e i vari accorgimenti adottati per garantire un buon risultato.

i) Deposizione *fotoresist spesso* e fotolitografia.

Il processo fotolitografico è necessario per deporre un layer protettivo con l'adeguata geometria, così che le strutture-sensori d'interesse non siano attaccate nelle fasi successive del postprocessing.

Occorre specificare che il processo litografico descritto viene effettuato interamente nei laboratori di "*Tecnologie Microelettroniche*" del Dipartimento di "*Ingegneria dell'Informazione*" (UNIFI), pertanto l'intero processo non è calibrato per volumi industriali. In altre parole non viene processato l'intero wafer, ma i singoli campioni di dimensioni circa $2 \times 2 \text{ cm}$.

Per questo motivo è necessario un passo preliminare in cui i campioni sono tagliati dal wafer e risciaquati in H_2O ionizzata per eliminare i residui del taglio, i quali potrebbero compromettere il processo.

Al termine di questa fase si controlla al microscopio che il risciacquo sia andato a buon fine.

Si è preferito non utilizzare tecniche più efficienti di pulizia che ricorrono ad ultrasuoni in quanto i campioni sono sprovvisti dello strato polimerico PIQ protettivo per le "Metal 3". Per questo motivo l'utilizzo di ultrasuoni potrebbe andare a danneggiare le piste di Metal 3, con esiti potenzialmente devastanti sul campione.

Questo step preliminare si esaurisce con un riscaldamento dei campioni ritagliati (in forno a $100^\circ C$ per 40 min), per favorire il desorbimento di acqua.

Successivamente inizia la vera e propria litografia che è svolta interamente in camera pulita²; questo risulta essere fondamentale data la devastante interferenza che le particelle di polvere hanno nel processo litografico.

I campioni sono posizionati su *Hot Plate* a 250°C per 10min così da ultimare il desorbimento di acqua.

Utilizzando lo *Spinner* si depone un film di fotoresist su ciascuno dei campioni. Il fotoresist utilizzato è l'**MEGAPOSIT SPR220** che consente di ottenere dei film di “elevato” spessore, pari a circa $9\mu\text{m}$. Questo spessore è necessario dato che il campione non ha uno strato di passivazione perfettamente planarizzato e presenta un’interfaccia con buche profonde.

La deposizione per spinning non garantisce la conformità del film ottenuto, pertanto utilizzando un resist sottile si otterrebbe uno spessore insufficiente per la protezione dagli attacchi successivi.

Il fotoresist spesso soffre ugualmente di questi problemi di non conformità, ma lo spessore finale è superiore così da garantire comunque la successiva protezione.

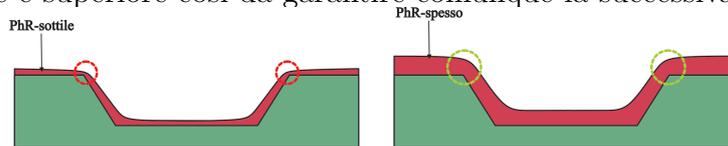


Figura 3.7: Deposizione di fotoresist sottile e spesso a confronto.

In *Tabella 3.5* si riporta in dettaglio il programma dello *Spinner* utilizzato.

n. Giri [giri/min]	Durata [sec]	Operazione [--]
0 – 2000	6	Accelerazione
2000	30	Definizione Spessore
2000 – 0	6	Decelerazione

Tabella 3.5: Programma dello spinner, utilizzato per deporre fotoresist spesso.

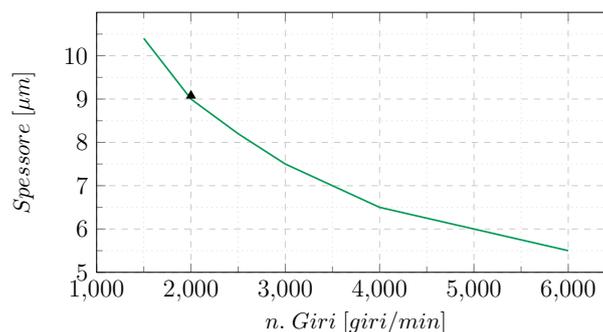


Figura 3.8: Datasheet **MEGAPOSIT SPR220**, giri dello *Spinner* VS spessore ottenibile per il fotoresist.

²La camera pulita utilizzata è certificata *ISO5* in prossimità dei piani di lavoro. E’ garantito quindi un numero massimo di 3520 particelle con dimensioni superiori a $0,5\mu\text{m}$ per metro cubo. La Temperatura è controllata e pari a $21,5^{\circ}\text{C}$ con umidità del 55%.

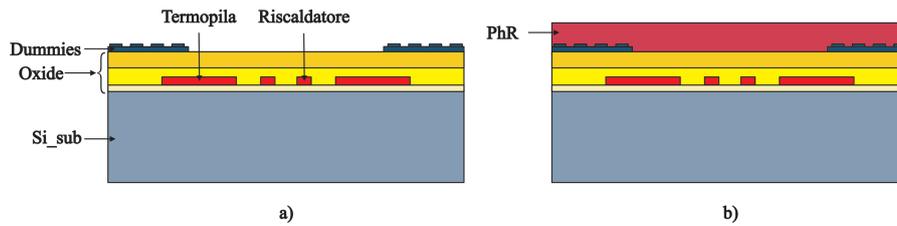


Figura 3.9: Schema di una porzione di chip (sensore a doppio riscaldatore) in sezione, prima e dopo la deposizione del fotoresist spesso.

Il fotoresist deposto deve essere “essiccato” con un passo termico e, affinché non si creino crepe come spesso accade con il fotoresist spesso, i gradienti di temperatura devono essere lenti.

Si utilizza allora un *Hot Plate* mantenendo i campioni a 50°C per 3,50min e successivamente alzando la temperatura a 115°C per 3,40min (Figura 3.16).

Questa procedura prende il nome di “Pre Backing” e fa sì che buona parte dei solventi del fotoresist deposto esalino, favorendo l’adesione alla superficie del campione sottostante.

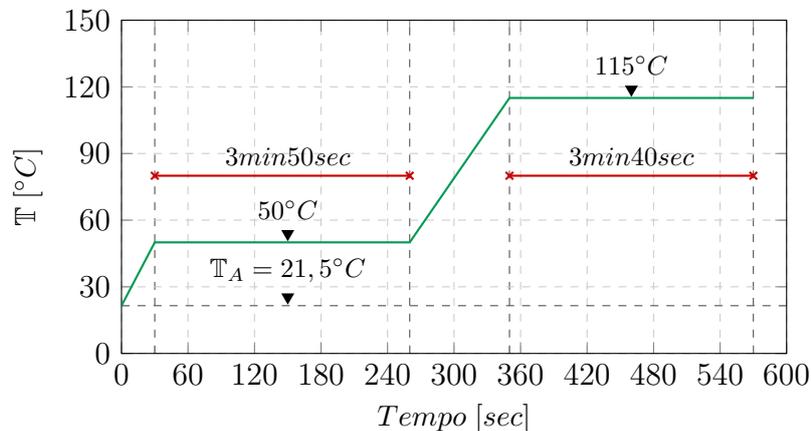


Figura 3.10: Grafico esplicativo del profilo di riscaldamento utilizzato durante la fase di Pre Backing.

Notare che, terminato il ciclo di riscaldamento, anche il raffreddamento del campione è critico per gli shock termici. In altre parole non si può togliere semplicemente il campione dall’*Hot Plate* lasciandolo raffreddare nell’ambiente circostante.

Alternativa apparentemente plausibile è eseguire il raffreddamento direttamente sull’*Hot Plate*. Il problema è che lo strumento presenta una rampa di riscaldamento rapida e una di raffreddamento assai lenta. Pertanto l’*Hot Plate* usato per il raffreddamento garantirebbe la gradualità ma per un tempo lungo, durante il quale il backing, di fatto, si protrarrebbe in modo indeterminato.

Per questi motivi si è pensato ad una soluzione che prevede l’uso di pyrex per rallentare il raffreddamento. In pratica si utilizza un piattino in vetro pyrex che viene sottoposto al medesimo ciclo di riscaldamento dei campioni; al termine è poi utilizzabile come supporto per il raffreddamento su piano di lavoro a temperatura ambiente.

Il passo successivo consiste nel rendere solubile il fotoresist in modo selettivo. Questo risultato si ottiene ricorrendo ad una *Maschera*, ovvero ad un supporto in quarzo su cui è depositato un sottile strato di Cromo con una geometria tale da oscurare le zone da proteggere, lasciando in luce quelle da rimuovere.

Ricorrendo alla *Maschera*³, previa un accurato allineamento, si espone selettivamente il fotoresist a luce ultravioletta.

La luce UV infatti viene riflessa dal Cromo e lasciata passare dal quarzo che è trasparente alle lunghezze d'onda UV utilizzate, rendendo così solubile il sottostante **SPR220**, precedentemente depositato.

Un macchinario consente di fare sia l'allineamento che la successiva esposizione.

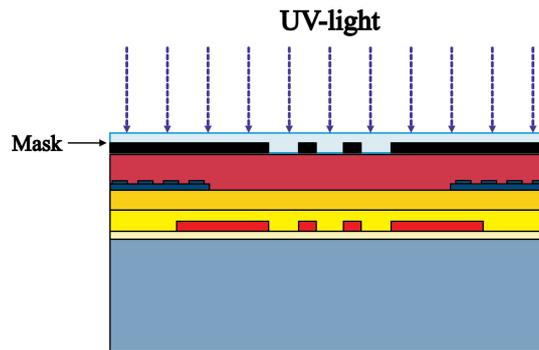


Figura 3.11: Schema di una sezione di chip in prossimità di un sensore a doppio riscaldatore durante la fase di “esposizione per contatto”.

Il macchinario espone il fotoresist ad una luce generata da una lampada ai vapori di mercurio ($\lambda = 0,2 \div 0,4 \mu m$) per $1,45 min$, che sono sufficienti ad attivare il fotoresist là dove non è protetto.

Il fotoresist infatti è un materiale polimerico fotosensibile: nelle zone dove viene colpito dalla luce ultravioletta si verifica la rottura o il collegamento delle catene polimeriche. Nel caso in cui l'esposizione ai raggi UV comporti la rottura delle catene si parla di *fotoreist positivo*; quando invece determina il loro collegamento, si parla di *fotoreist negativo* [19]. L'**SPR220** utilizzato è un *fotoreist positivo*.

Successivamente occorre attendere $1h10min$ così che i campioni si reidratino. In questa fase è sufficiente lasciare i campioni a riposo in camera pulita, lasciando che l'umidità presente nell'aria svolga il lavoro.

Un ulteriore passo termico analogo al precedente ($50^\circ C$ per $3,50min$, $115^\circ C$ per $3,40min$) termina la procedura di attivazione del fotoresist che può essere sviluppato.

Avendo atteso $10min$ durante i quali i campioni si raffreddano, si immerge il campione in un liquido di sviluppo.

La soluzione utilizzata è a base di **DEVELOPER 351** (1 parte) e H_2O (4 parti). I campioni sono immersi nella soluzione di sviluppo per $3min$ dopodichè si risciacquano in acqua per circa un minuto, così da arrestare l'attacco.

³Le maschere utilizzate durante questo progetto di tesi in realtà si presentano come una matrice di maschere ($6 \times 7 = 42$). Le maschere nell'array differiscono per le strutture-sensori protetti così da rendere possibile di volta in volta la specializzazione del “FlowChipIV” in base all'applicazione. Le *Maschere* sono prodotte da “**Photronics, Inc.**(U.S.A.)”.

Previa asciugatura si può osservare subito al microscopio ottico se lo sviluppo è andato a buon fine; nel caso in cui il fotoresist sia stato rimosso solo parzialmente, si può immergere nuovamente il campione finché non risulterà perfettamente sviluppato.

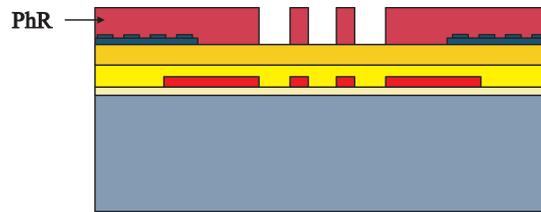


Figura 3.12: Schema di una sezione di chip in prossimità di un sensore a doppio riscaldatore successivamente allo sviluppo del fotoresist.

Segue una procedura di “Post Backing”, eseguibile in un forno a convezione settato a 93°C per 1h .⁴

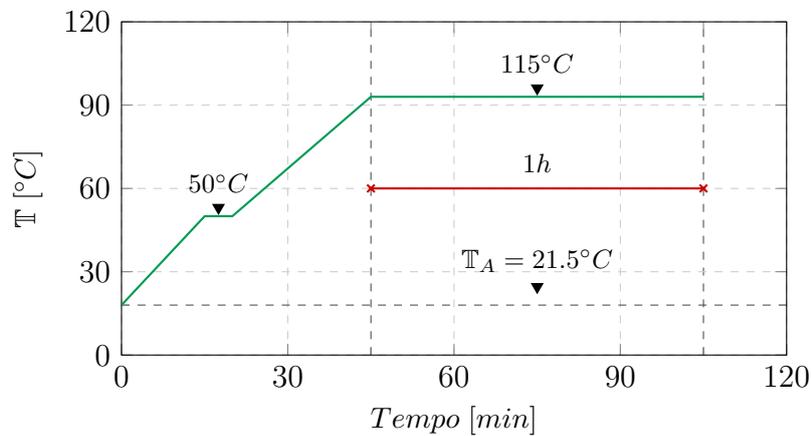


Figura 3.13: Grafico esplicativo del profilo di riscaldamento utilizzato durante la fase di Post Backing.

Il processo litografico è terminato; nel grafico in *Figura 3.14*, si riassumono gli step eseguiti.

⁴Anche in questo caso il forno viene utilizzato-settato così da prevenire gli shock termici.

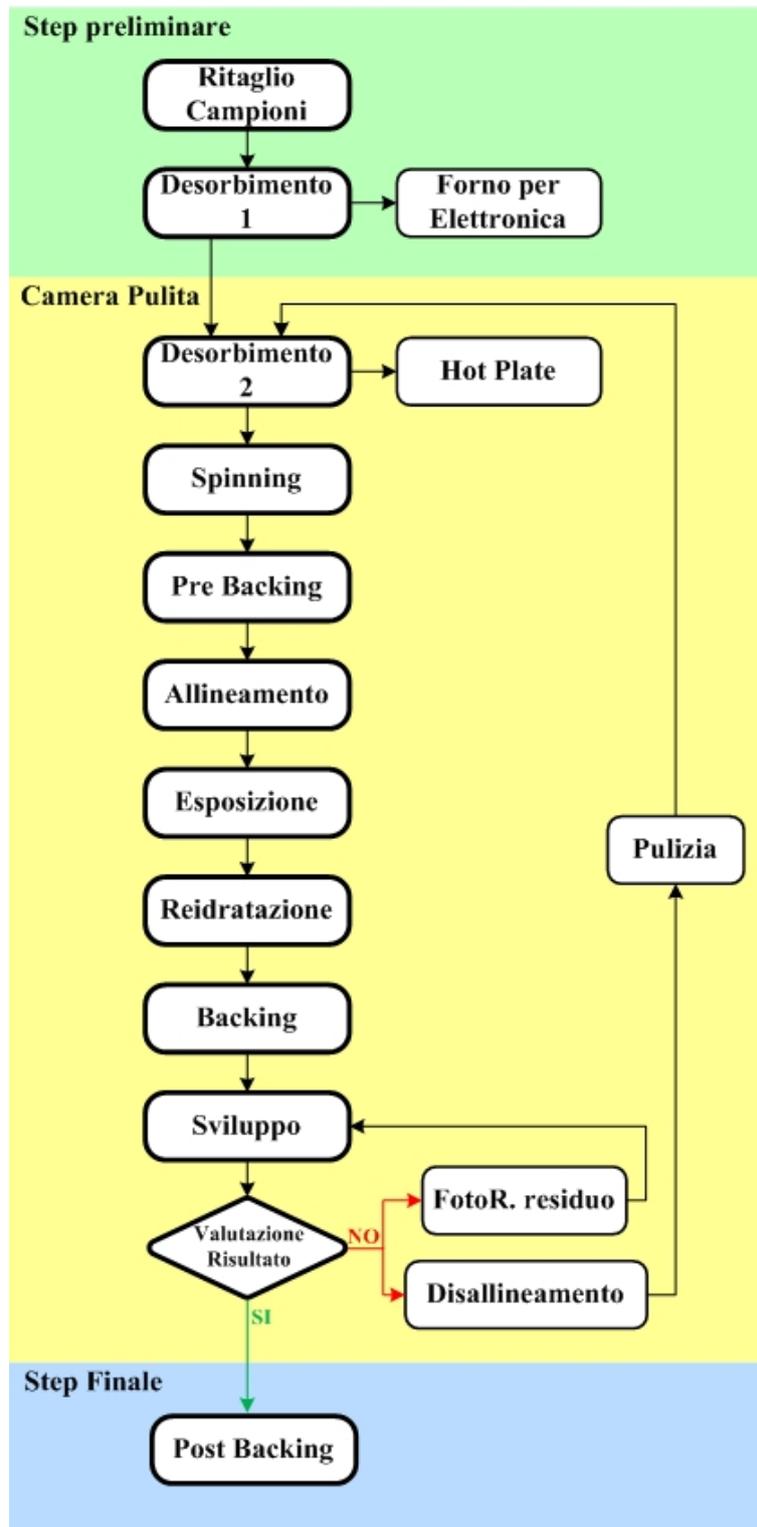


Figura 3.14: Diagramma riassuntivo del processo litografico.

Attacco dell'ossido di Silicio, *Reactive Ion Etching* (RIE).

Il RIE è necessario a rimuovere lo strato di ossido (SiO_2) per rendere accessibile il substrato di Silicio dove saranno scavate le buche di isolamento termico.

La necessità di evitare i sottoattacchi, per compromettere ad esempio la solidità meccanica delle strutture che non dovranno restare sospese, impone l'utilizzo di attacchi anisotropi.

L'attacco RIE, classificabile tra i "Dry Etching" ovvero gli attacchi a fase secca, consente di ottenere una buona anisotropia.

I "Dry Etching", a seconda della metodologia di attacco che implementano, possono essere sostanzialmente di tipo fisico, chimico o chimico-fisico.

Il RIE rientra nella sottocategoria di Dry Etching chimico-fisici.

Gli attacchi chimico-fisici mettono insieme le strategie degli attacchi fisici, nei quali lo strato viene rimosso tramite bombardamento di ioni; e quelle degli attacchi chimici, in cui la rimozione è caratterizzata da reazione chimiche all'interfaccia. Per ulteriori riferimenti teorici e spiegazioni sul funzionamento degli attacchi a fase secca si rimanda alla bibliografia [19]. In seguito descriveremo il macchinario e le procedure utilizzate per eseguire l'attacco.

Il macchinario utilizzato consta di una camera cilindrica collegata ad un sistema di vuoto; la camera è delimitata da due piatti che svolgono il ruolo di elettrodi (catodo ed anodo).

Nella successiva *Figura 3.15* si riassume lo schema del macchinario utilizzato.

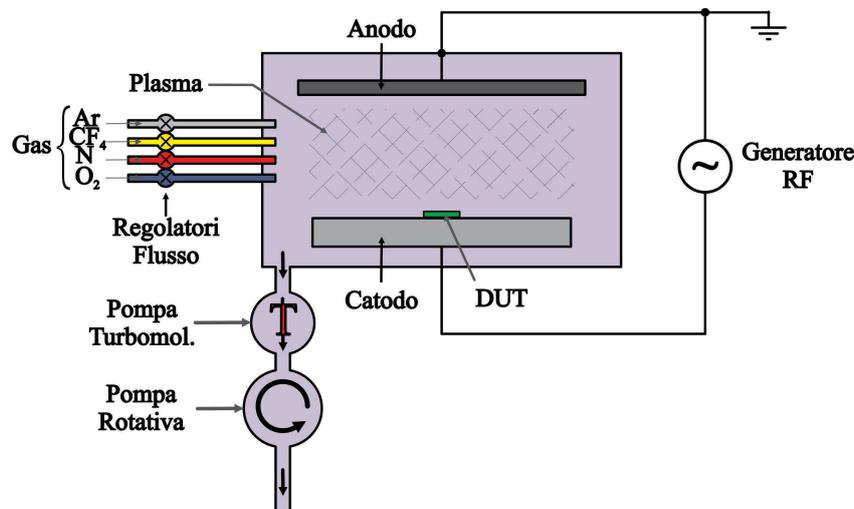


Figura 3.15: Schema del macchinario utilizzato per il RIE.

Il sistema di vuoto ha lo scopo di rendere rarefatto l'ambiente nella camera ed è costituito dalla serie di due pompe per vuoto; una *Pompa Rotativa* consente di portare la camera a pressioni pari a circa $10^{-3}mbar$, in serie troviamo una *Pompa Turbomolecolare* in grado di portare la pressione fino a $10^{-7}mbar$. Le *Pompa Rotativa* svolge la doppia funzione di effettuare il pre-vuoto e successivamente, quando entra in funzione la *Turbomolecolare*, resta attiva con funzione ausiliaria per ottimizzare il lavoro di quest'ultima.

Il macchinario da la possibilità di far fluire nella camera quattro tipologie diverse di gas: Ar , CF_4 , N , O_2 . L'immissione di tali gas nella camera è controllato da quattro flussimetri di precisione.

Un generatore RF a $13,46MHz$ e potenza massima $500W$, consente la generazione del plasma. L'intero macchinario è interfacciato con un PC su cui è installato il software "new rie 600 system"; attraverso il quale si riesce sia a monitorare lo stato (pressione, flusso...) che ha controllare il funzionamento.

La camera del macchinario, come è necessario nei sistemi a vuoto, quando non è in funzione viene mantenuta in vuoto così da prevenirne l'inquinamento con agenti esterni. Step preliminare per aprire la camera e caricare i campioni è quindi una fase di ventilazione in cui la pressione nella camera passa da bassi valori di pressione a circa quella atmosferica.

Le fasi di ventilazione ("VENT") avvengono in due passi; durante il primo si alza la pressione facendo fluire Azoto ($20sccm$) che è un gas inerte, successivamente si porta a pressione atmosferica facendo semplicemente fluire l'aria.⁵

Si procede così all'apertura della camera e al caricamento dei campioni. Qualora si processino più campioni contemporaneamente è necessario posizionarli in modo simmetrico rispetto al centro della camera, a distanza circa $1,5cm$ l'uno dall'altro, così che non si verifichino fenomeni di interferenza.

Una volta caricati i campioni e richiusa la camera, si avvia la procedura di vuoto e si attende (in media $5h$) che sia raggiunta una pressione $\leq 7,5 \cdot 10^{-6}mbar$. In questa fase "PUMP" la *Pompa Turbomolecolare* lavora a pieno regime.

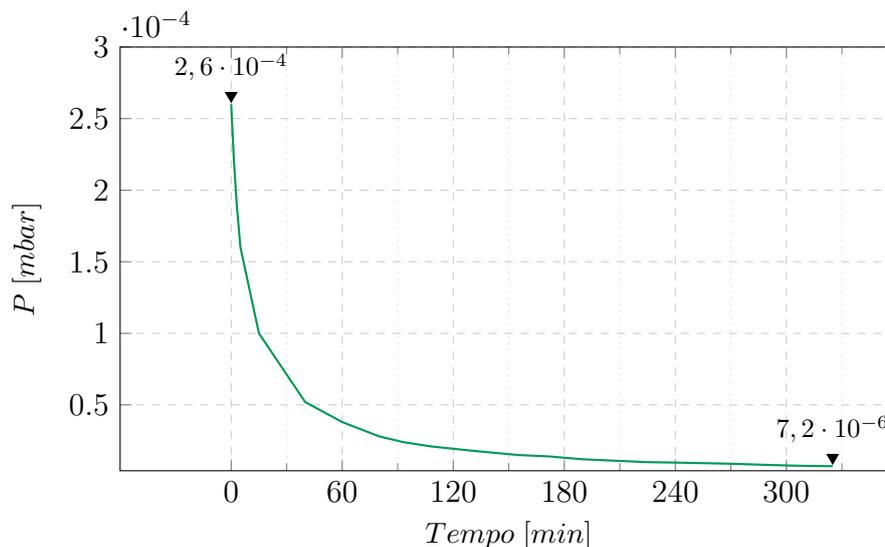


Figura 3.16: RIE, procedura di vuoto. Il grafico è ottenuto registrando ogni $20min$ il livello di vuoto raggiunto dal macchinario e successivamente interpolando i dati. L'andamento ottenuto è utile per caratterizzare il sistema di vuoto utilizzato ed è stato confrontato con altre procedure di vuoto, svolte in lavorazioni successive, così da dimostrare quanto la pressione iniziale e le condizioni ambientali influenzino la durata della procedura. Nel grafico si riporta un'unica curva per maggiore leggibilità.

⁵L'azoto viene adsorbito dalle pareti della camera che saranno quindi protette dagli agenti inquinanti presenti nell'aria.

Una volta che è stato raggiunto il vuoto desiderato si passa in modalità “THROTTLER” per cui la velocità della *Pompa Turbomolecolare* viene ridotta al 40%. In questo modo si può procedere a immettere nella camera i gas *Ar* e *CF₄*, necessari per l’attacco dell’ossido di Silicio, settando i rispettivi regolatori di flusso ai valori riportati nella successiva *Tabella 3.6*.

Gas	Flusso [sccm]
<i>Ar</i>	40
<i>CF₄</i>	40

Tabella 3.6: RIE, immissione gas.

Mentre si attende *5min*, durante i quali i gas fluiscono nella camera uniformandosi e in cui la pressione torna stabile, è possibile settare il generatore RF e il timer.

Il generatore viene impostato per erogare una potenza a regime di *100W*, necessaria per l’attacco; mentre il timer per arrestare il generatore dopo *40min*.

Si accende il generatore RF e in poco tempo si dovrebbe formare il plasma; dall’oblò della camera, se il plasma si è correttamente formato, si dovrebbe vedere una luminescenza violacea.

Terminati i primi *40min* di attacco è necessario aspettare *5min* che i campioni si raffreddino; successivamente si può avviare con le stesse modalità il secondo attacco dalla durata di *45min*.

Nel periodo di tempo tra i due attacchi è consigliabile arrestare il flusso del costoso *CF₄*, mantenendo invece attivo quello di *Ar* per facilitare il raffreddamento dei campioni.

Al termine di questo secondo attacco si può avviare la procedura di rimozione campioni e spegnimento del macchinario.

Per prima cosa si interdicono i flussimetri e si rimette la *Pompa Turbomolecolare* in modalità “PUMP”.

Quando il vuoto raggiunge nuovamente valori di circa $\sim 6 * 10^{-6} \text{mbar}$ si può dare il via alla procedura di ventilazione per aprire la camera.

Rimossi i campioni dalla camera si può nuovamente sigillare e, dopo aver generato un vuoto di almeno $\sim 10^{-5} \text{mbar}$, spegnere l’intero macchinario.

Il RIE è terminato; nel grafico in (*Figura 3.17*), si riassumono tutti gli step eseguiti.

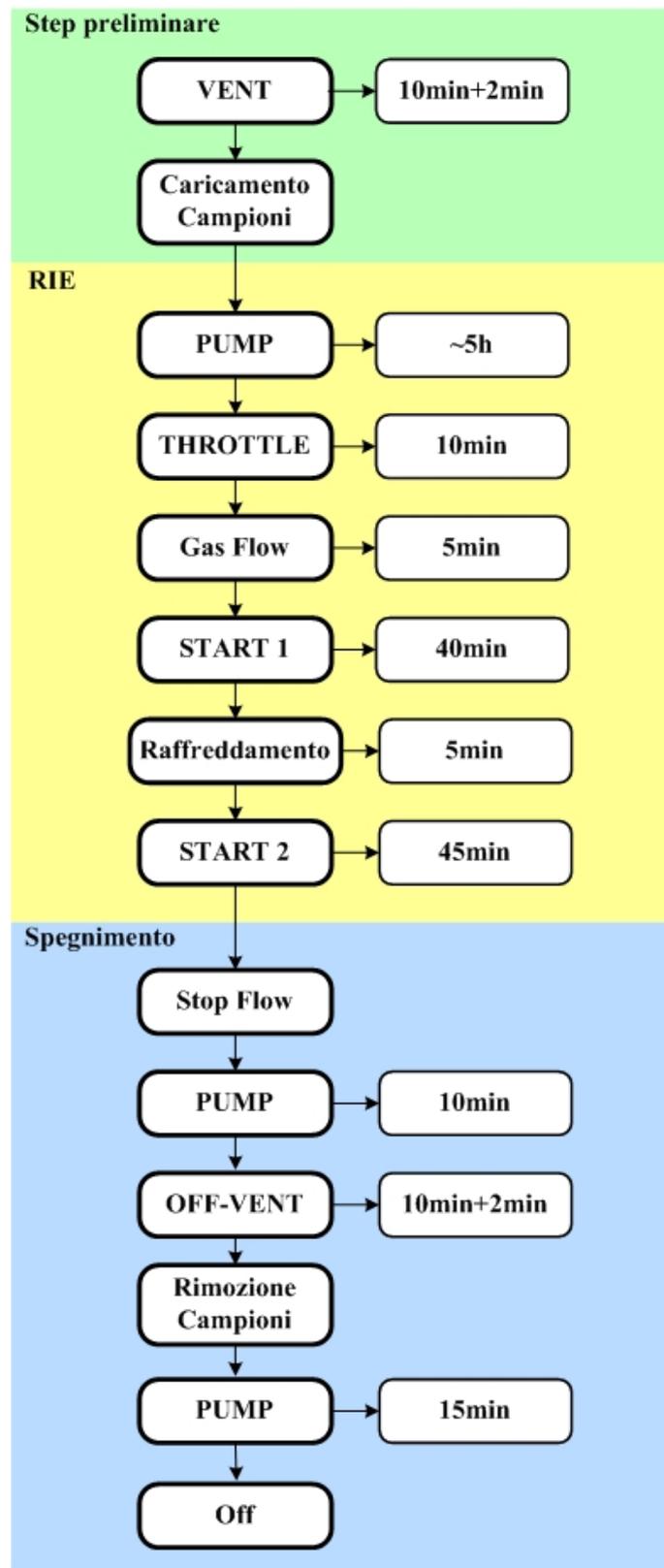


Figura 3.17: Postprocessing, diagramma riassuntivo processo RIE.

iii) Attacco anisotropo del Silicio in una soluzione di TMAH.

L'acronimo TMAH sta per "Tetra-Methyl-Ammonium Hydroxide" ed è un attacco chimico aggressivo verso il Silicio. Questo attacco è il terzo step del post-processing ed è necessario a scavare le buche nel Silicio, sospendendo e isolando termicamente le strutture.

L'attacco TMAH è selettivo rispetto all'ossido di Silicio e, con all'aggiunta di una giusta dose di Acido Silicico, diviene selettivo rispetto all'Alluminio. Data la selettività non necessita di nessuno step litografico protettivo aggiuntivo, rendendo il postprocessing meno laborioso.

Un'alternativa al TMAH è l'attacco "EDP type S" (Ethylene Di-amine Pyrocatechol). Questo attacco ad una temperatura di lavoro di $T = 115^{\circ}C$ consente di ottenere un mediamente *etch rate* di $45\mu m/h$, garantendo contemporaneamente un'ottima selettività rispetto all' SiO_2 e all' Al . [21]

L'EDP però è estremamente tossico. Un attacco EDP non può essere eseguito in normale cappa chimica ma necessita di un'ulteriore ambiente protettivo.

Il TMAH risulta meno efficace dell'EDP, meno ripetibile e più difficile da calibrare; però è estremamente meno tossico.

Considerando che i laboratori dove si è svolto il postprocessing non sono laboratori industriali perfettamente adibiti per trattare sostanze tossiche e, ogni giorno, vedono l'accesso di più team di ricerca, garantire la sicurezza-non tossicità diviene fondamentale. Questo è il motivo per cui si è deciso di utilizzare l'attacco TMAH.

Esattamente come le precedenti due fasi, anche questa fase del postprocessing necessita di alcuni passaggi preliminari.

Un primo step preliminare prevede un wet-etching per l'Alluminio.

L'attacco dell' Al è necessario per rimuovere la "Metal 2".

Una Metal è in grado di arrestare il RIE (*Etch-Stop*), svolgendo una funzionalità simile a quella del fotoresist. Per questo motivo il sensore "S3" del chip prevede la "Metal 2" sui riscaldatori e sulle termopile, esattamente dove l'ossido non deve essere rimosso dal RIE.

Questo genera un doppio vantaggio:

- ◊ Anche se il fotoresist deve comunque essere depositato per proteggere i "Pad" dal RIE, l'allineamento della *Maschera* diventa molto meno critico. Le "Metal 2" sono deposte dalla fonderia-STMicroelectronics e perfettamente allineate.
- ◊ Lo strato di ossido attorno ai riscaldatori e termopile risulta assottigliato di circa il 50% (*Figura 3.18*), pertanto a parità di potenza di alimentazione dei Riscaldatori (P_{Rk}), il coefficiente di accoppiamento ($g_{k,i}(Q)$) cresce e con lui si incrementa il sovrariscaldamento delle termopile (ΔT_{OHTi}); in altre parole si ottiene una *Sensibilità* superiore per il sensore "S3".

Per accrescere ulteriormente la *Sensibilità* del sensore si potrebbe pensare di utilizzare come RIE-Stop la "Metal 1", assottigliando ulteriormente l'ossido attorno a termopile e riscaldatori. Questo teoricamente funziona ma praticamente rende le strutture sospese meccanicamente poco solide.

Alla fine pertanto occorre accontentarsi dei vantaggi introdotti dall'utilizzo della "Metal 2".

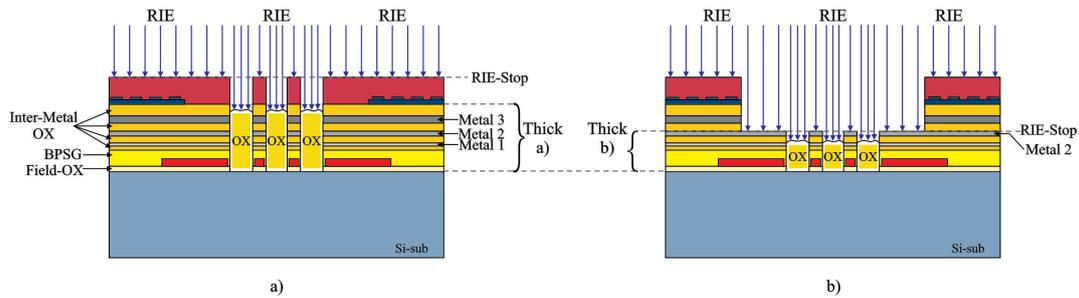


Figura 3.18: Schema di una sezione di chip in prossimità di un sensore a doppio riscaldatore. Nella figura a sinistra (a) è utilizzato come RIE-stop il fotoresist mentre in quella a destra (b) la Metal 2.

L'attacco per l'Alluminio è una soluzione di tre acidi (Tabella 3.7) in acqua. L'attacco viene eseguito sotto cappa aspirante per una durata di 10min. La soluzione viene mantenuta durante tutta la durata dell'attacco su fornello riscaldante a 50°C ($\pm 5^{\circ}\text{C}$).

H_2O	Acqua	10 ml
H_2SO_4	Acido Solforico	80 ml
HNO_3	Acido Nitrico	5 ml
CH_3COOH	Acido Acetico	5 ml

Tabella 3.7: Tabella esplicativa della composizione della soluzione utilizzata per l'attacco dell'Al (dosi per 100ml di soluzione).

Al termine dell'Al – Etch si verifica al microscopio il risultato; qualora siano presenti zone in cui l'Al non è stato rimosso totalmente si effettua un secondo attacco.

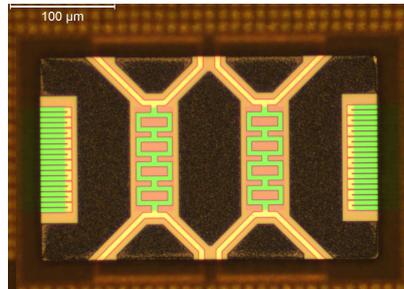


Figura 3.19: Foto ottenuta al microscopio ottico del sensore S3 successivamente all'attacco dell'Alluminio.

Come secondo step preliminare al TMAH-etch si effettua un bagno in BHF. Il BHF deve essere maneggiato con cura visto che è fortemente corrosivo e utilizzato in un recipiente in plastica, dato che attacca il vetro. La sua funzione infatti è proprio quella di aggredire e rimuovere l'ossido di Silicio. Questo risulta necessario in quanto il RIE, come in precedenza descritto, è una procedura lunga che occupa una intera giornata lavorativa. Il TMAH verrà eseguito necessariamente il giorno di lavoro successivo; in questo periodo di attesa tra i due attacchi, sul Silicio portato alla luce a contatto con l'aria circostante, si sarà formato un sottile strato di Ossido Nativo [20].

Il TMAH è fortemente selettivo verso l' SiO_2 per cui l'Ossido Nativo protrae l'inizio dell'attacco per un tempo non trascurabile, pregiudicando il risultato finale. Per rimuovere l'*Ossido Nativo*, così che il TMAH-etch parta immediatamente, si ricorre a pochi secondi (10sec) di bagno in BHF.

A questo punto come terzo step preliminare si rimuove il fotoresist facendo un doppio bagno consecutivo in acetone, dalla durata di 5min ciascuno.

Si noti che il fotoresist non può essere rimosso subito dopo il RIE. Questo infatti è fondamentale a proteggere i *Pad* durante l'Al-etch e l'ossido (parzialmente) durante il BHF-etch.

Il campione, una volta risciacquato e asciugato, viene nuovamente controllato al microscopio ottico per verificare che il fotoresist sia stato rimosso ovunque. In caso affermativo la fase preliminare risulta conclusa e si procede al vero e proprio TMAH-etch.

Il TMAH-etch deve scavare nel Silicio una buca di circa $60\mu m$.

La soluzione di TMAH resta attiva per poco più di un ora, in questo tempo non si riesce a raggiungere le profondità desiderate. Risultano quindi necessari due attacchi consecutivi, durante i quali le operazioni da effettuare devono essere perfettamente concatenate e coordinate.

Per questo motivo la procedura che verrà esposta è piuttosto elaborata ma, se eseguita nel modo corretto, monitorando in ogni momento che la temperatura sia corretta, conduce ad ottimi risultati.

Il TMAH impiegato nell'attacco deve essere diluito al 5% pertanto a partire, come nel nostro caso, da un TMAH reperibile in commercio diluito al 25% occorre una ulteriore diluizione.

Pesando 20g di TMAH e 80g di H_2O deionizzata si ottiene la quantità necessaria ad un singolo attacco, diluita nel modo corretto. Si può inizialmente preparare il TMAH diluito necessario per entrambi gli attacchi (in due contenitori separati); poi i restanti step di preparazione del secondo attacco devono essere posticipati, visto che la soluzione ha un'autonomia di circa 1h soltanto.

L'attacco viene condotto interamente sotto cappa aspirante, in un laboratorio chimico.

Utilizzando un fornello si porta la prima soluzione di TMAH a $60^\circ C (\pm 5^\circ C)$; un agitatore magnetico garantisce un riscaldamento uniforme.

Quando la soluzione raggiunge la temperatura desiderata si procede a pesare 2,5g di Acido Silicico ($O_2Si \times H_2O$, polvere fine) e ad aggiungerlo alla soluzione. Appena la polvere viene aggiunta la soluzione assume una colorazione bianca-lattiginosa. Si alza la temperatura a $90^\circ C$ ed occorre poi attendere 20min ÷ 30min affinché la soluzione torni perfettamente trasparente, indice del fatto che l'acido si è totalmente disciolto.

Durante l'attesa si può montare i campioni sull'apposito suscettore in teflon, visibile nella successiva *Figura 3.20*. Il suscettore è progettato appositamente per alloggiare un termometro, così da rendere il monitoraggio della temperatura semplice in ogni momento. Inoltre la geometria, i fori sulla superficie di sostegno dei campioni, garantiscono che le bolle che si formano nella reazione non si accumulino attorno al campione perturbando l'attacco.

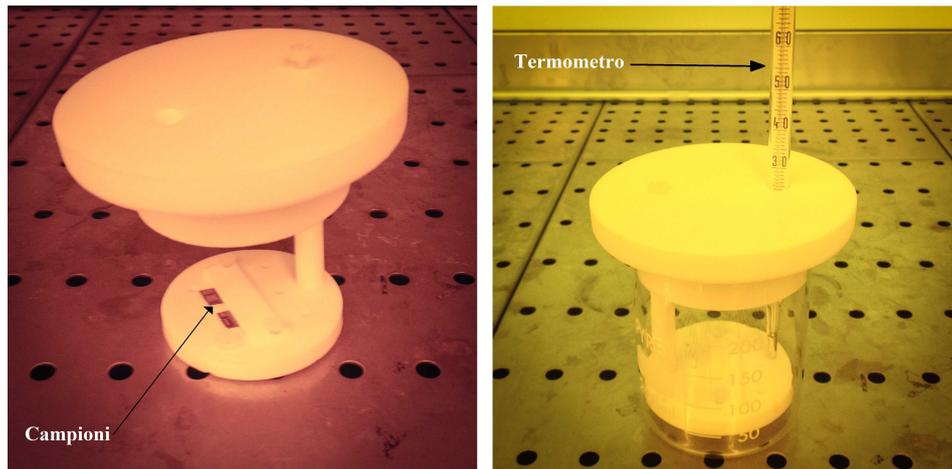


Figura 3.20: Foto del suscettore portacampioni in Teflon utilizzato per il TMAH-etch. Nell'immagine di sinistra è raffigurato il suscettore, indicando l'alloggio per i campioni. In quella di destra invece è riportato il suscettore nel becher contenente la soluzione di attacco e il termometro utilizzato per monitorare la temperatura durante l'etch, alloggiato nello spazio appositamente adibito.

L'Acido Silicico rende il TMAH selettivo rispetto all'Alluminio ma come controparte inibisce l'attacco, rendendo l'Etch Rate del Silicio più basso e accrescendo la rugosità della superficie attaccata.

Rugosità e Etch Rate del Silicio sono determinati dal "pH"^{*6} della soluzione, infatti la concentrazione degli ioni idrossido gioca un ruolo fondamentale nella determinazione-caratterizzazione dell'attacco anisotropo [22],[23].

Per far fronte a queste problematiche si pesa ed aggiunge 0.7g di Persolfato di Ammonio ($H_8N_2S_2O_8$, polvere), che rende la soluzione più basica riportando la rugosità a valori ragionevoli e facendo sì che l'Etch Rate del Silicio resti ai valori idonei per l'attacco.

Per aumentare la ripetibilità del processo è importante conservare il Persolfato di Ammonio in frigo. Infatti a temperatura ambiente il persolfato si lega facilmente con molecole d'acqua; essendo la quantità di persolfato necessaria all'attacco esigua, qualora la polvere abbia "assorbito" umidità, durante la pesatura si commette un grande errore.

Nella successiva *Tabella 3.8* si riassume l'analisi preliminare del pH della soluzione, durante i vari step di preparazione. Nell'ottica di ottimizzare l'attacco TMAH in futuro potranno essere effettuate delle misure di pH accurate, tale ottimizzazione però esula dagli obiettivi di questo elaborato di tesi pertanto non si è ritenuto opportuno dilungarci ulteriormente.

⁶ $pH = -\log_{10}(a_{H^+})$, dove a_{H^+} è l'attività degli ioni H^+ .

Soluzione	pH	Commenti
TMAH 25% (T_a)	$\sim 13,7$	Il TMAH diluito al 25% è fortemente basico ed ha un Etch Rate del Silicio basso.
TMAH 5% (T_a)	\downarrow	Il TMAH diluito al 5% è più acido ed ha un Etch Rate del Silicio corretto.
TMAH 5% + O_2SixH_2O ($T = \sim 60^\circ C$)	\downarrow	L'aggiunta dell'Acido Silicico rende la soluzione selettiva rispetto all' Al ma più acida; quindi l'Etch Rate tenderebbe a crescere ma, peggiorando la rugosità della superficie, si formano μ Piramidi e al netto l'Etch Rate del Silicio peggiora.
TMAH 5% + O_2SixH_2O + $H_8N_2S_2O_8$ ($T = \sim 90^\circ C$)	\uparrow	L'aggiunta del Persolfato di Ammonio rende la soluzione nuovamente più basica riportando rugosità e Etch Rate del Silicio a valori idonei.

Tabella 3.8: Analisi preliminare del pH della soluzione utilizzata nell'attacco del Silicio. Il valore iniziale del pH pari a 13,7 è disponibile in letteratura.

Dal momento in cui si aggiunge il persolfato la soluzione ha autonomia di circa 1h, pertanto si attende 5min che si sia disciolto e repentinamente si immerge il suscettore, dando il via al primo attacco.

Il primo attacco dura esattamente 50min durante i quali la temperatura deve rimanere attorno ai $90^\circ C$ ($\pm 5^\circ C$).

Prestando attenzione che la temperatura non scenda sotto gli $80^\circ C$, e non salga sopra i $110^\circ C$ (\sim temperatura di ebollizione della soluzione di TMAH) si inizia la preparazione della seconda soluzione di attacco seguendo i medesimi step della prima.

Si noti che il primo attacco non può durare più di 50min. Mano a mano che il tempo passa l'effetto del persolfato di Ammonio si attenua e la rugosità della superficie liberata cresce nuovamente.

Attendendo un periodo di tempo superiore ai 50min si vedrebbero formarsi sulla superficie delle μ Piramidi, le quali andrebbero a rallentare il successivo secondo attacco e, alla fine, comprometterebbero l'intero risultato.

I 50min del primo attacco sono esattamente necessari a preparare la soluzione per il secondo attacco.

Allo scadere del timer del primo attacco si può passare direttamente al secondo, che avrà una durata di 55min.

Al termine del secondo attacco si rimuovono i campioni dal suscettore e si risciacquano in acqua.

I campioni in questa fase devono essere maneggiati con estrema cura dato che le strutture, qualora l'attacco sia andato a buon fine, saranno sospese. Per questo motivo l'asciugatura non può essere fatta, come nei casi precedenti, con un flusso d'aria compressa.

Si immerge allora il campione in etanolo. L'etanolo manda in soluzione l'acqua ed, essendo estremamente volatile, una volta esposto all'aria velocemente esala consentendo di ottenere una buona asciugatura per il campione.

La molecola di etanolo inoltre non è polare e previene il fenomeno dello “Stiction” [20].

Il TMAH-Etch è terminato, non resta che verificare i risulati al microscopio ottico e a quello elettronico (SEM).

Nel successivo diagramma in (*Figura 3.21*), si riassumono gli step eseguiti per l’attacco TMAH.

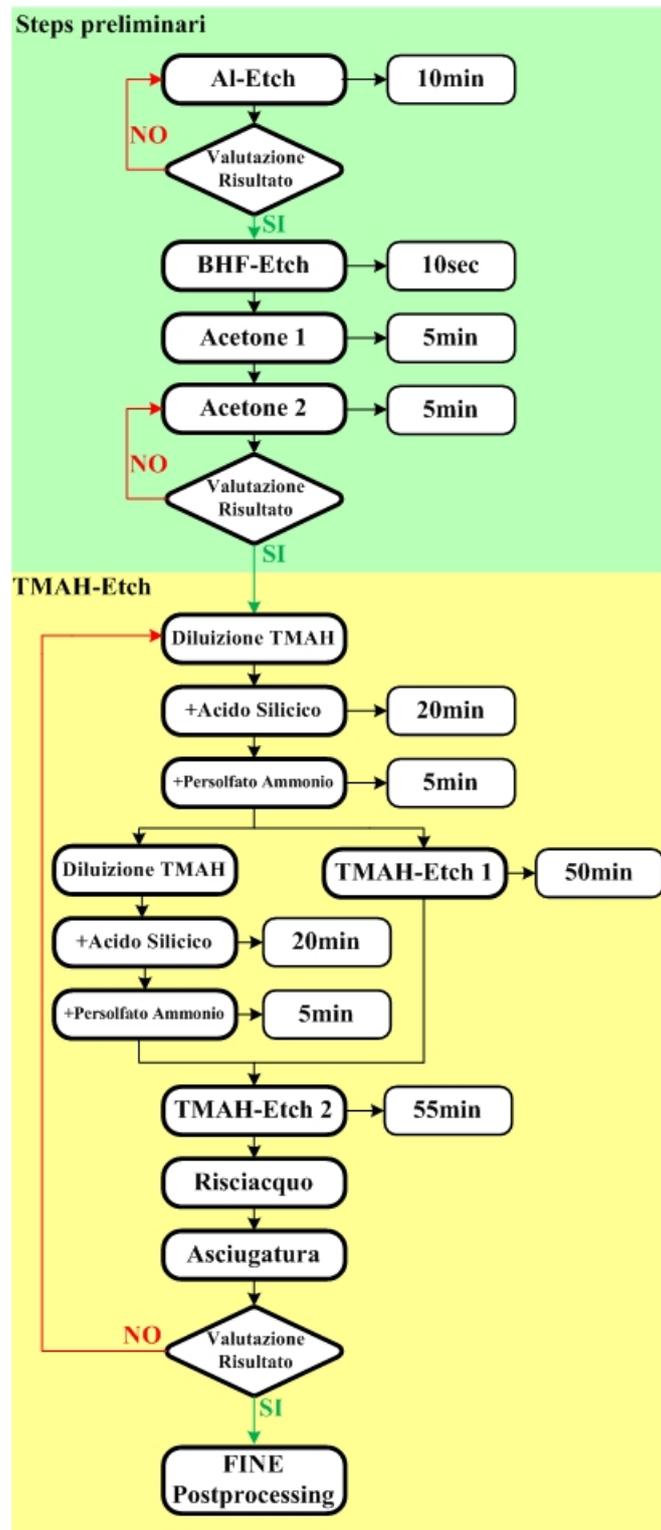


Figura 3.21: Postprocessing, diagramma riassuntivo processo TMAH-Etch.

Il *Postprocessing* termina qui, nelle figure successive riportiamo i risultati ottenuti al microscopio ottico, nelle varie fasi, per i due flussimetri a doppio riscaldatore, *S1* e *S2*, che saranno utilizzati per la misura anemometrica.

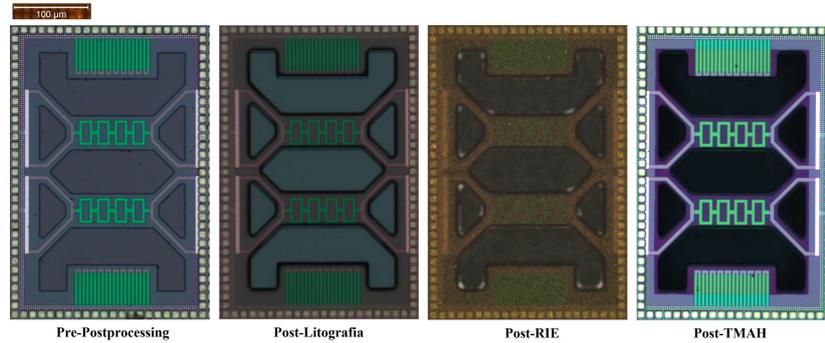


Figura 3.22: Foto al microscopio ottico del sensore *S1* durante le fasi del *postprocessing*.

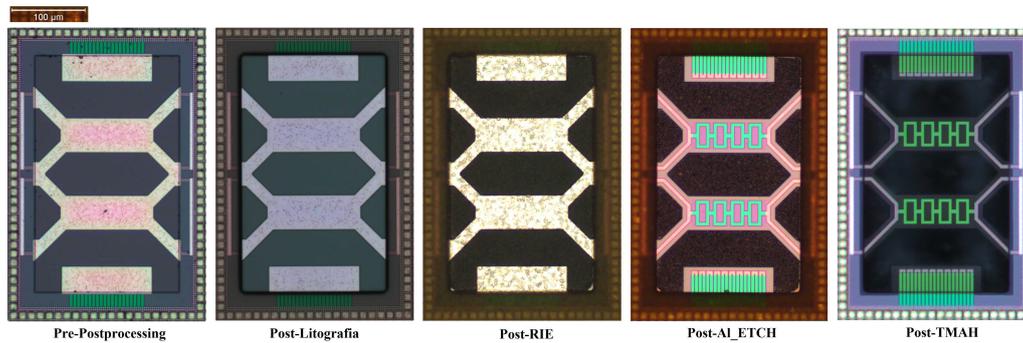


Figura 3.23: Foto al microscopio ottico del sensore *S3* durante le fasi del *postprocessing*.

Confrontando i risultati finali dovrebbe essere evidente che il sensore *S3* è migliore. Infatti l'ossido attorno ai Riscaldatori e al terminale caldo delle Termopile è più sottile (maggiore trasparenza), inoltre la struttura risulta essere più simmetrica.

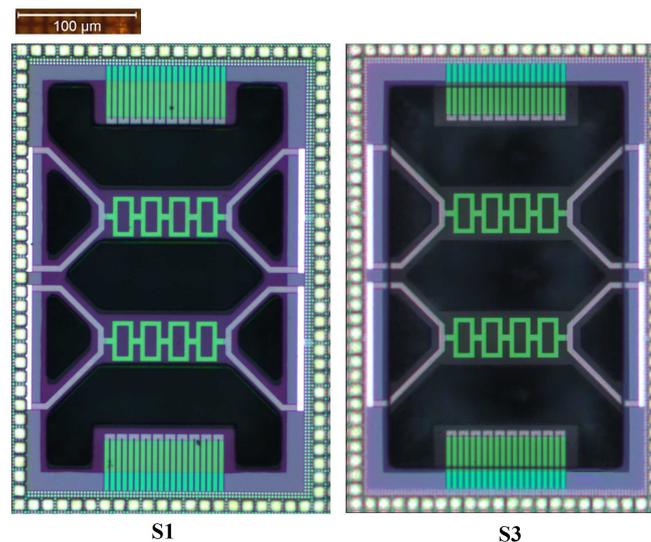


Figura 3.24: Confronto tra due foto al microscopio ottico dei sensori *S1* e *S2* rispettivamente, al termine del *postprocessing*.

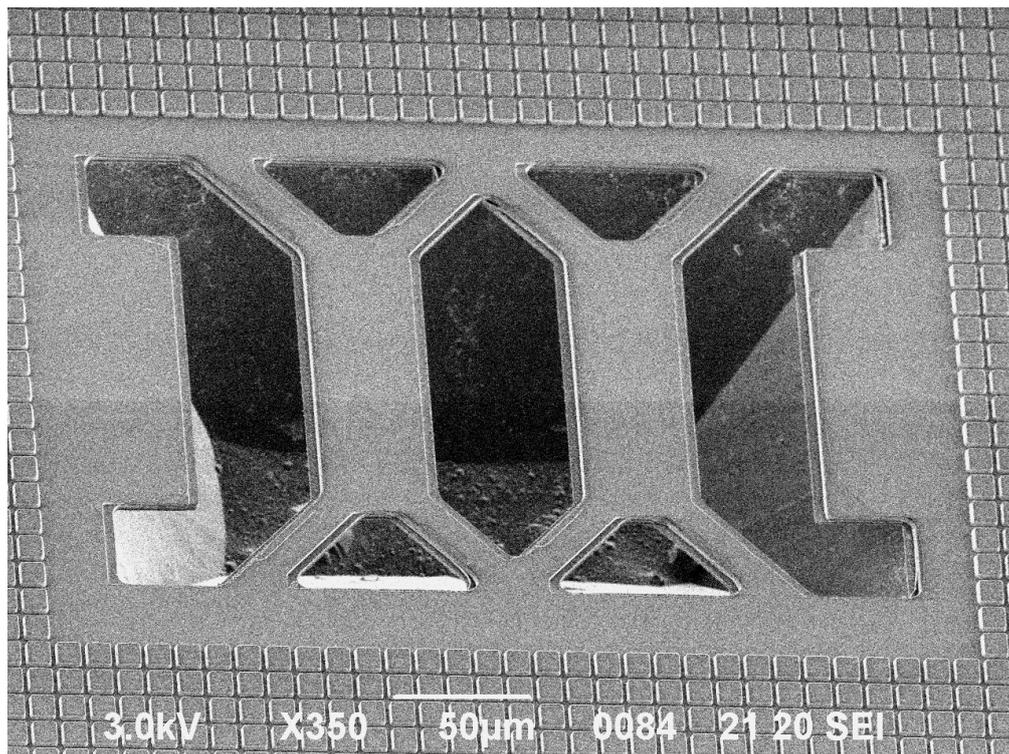


Figura 3.25: Foto al microscopio elettronico del sensore a doppio riscaldatore S1, dopo l'attacco in soluzione di TMAH ovvero alla fine del postprocessing. Le strutture di interesse risultano sospese.

3.1.2 Amplificatore da strumentazione, IA

Come anticipato in precedenza il blocco IA non è stato sviluppato durante questo lavoro di tesi, tuttavia risulta fondamentale enunciarne brevemente l'architettura e le caratteristiche principali al fine di riuscire a spiegare e dimostrare il corretto funzionamento dell'architettura anemometrica proposta.

L'amplificatore da strumentazione (*In-Amp*) integrato sul "*Flowchip IV*" è pensato appositamente per interfacciarsi con i sensori di flusso, fornendo in uscita un segnale proporzionale alla differenza tra le tensioni prodotte dalle termopile.

In generale un amplificatore da strumentazione deve garantire un guadagno accurato⁷ senza caricare la sorgente.

L'*In-Amp* descritto in seguito oltre a garantire le precedenti proprietà generali, ne soddisfa altre:

- ◊ Ridotto ingombro di area su silicio;
- ◊ Basso consumo di potenza;
- ◊ Elevato Common Mode Rejection Ratio (CMRR);
- ◊ Basso rumore e basso offset;

L'architettura è "fully differential", ovvero sia gli ingressi che le uscite sono differenziali, e segue una topologia che prende il nome di Indirect Current Feedback (ICF), molto popolare per gli amplificatori da strumentazione. Un *In-Amp* ICF consente infatti di ottenere un elevato CMRR e può essere accompagnato facilmente da una modulazione chopper, al fine di abbattere il rumore flicker e l'offset.

Un inconveniente degli *In-Amp* ICF, rispetto ai Voltage Feedback *Instrumentation Amplifier* (*In-Amp VF*) è che il guadagno di amplificazione risulta essere molto sensibile sia agli errori di matching tra i dispositivi che alla tensione di modo comune di ingresso (V_{CMi}).

Molte sono le soluzioni disponibili in letteratura a questi svantaggi, anche se queste si traducono spesso in una complessità circuitale crescente e conseguentemente in un ingombro su silicio ingente e talvolta eccessivo.

L'amplificatore da strumentazione sul *Flowchip IV* cerca di risolvere gli svantaggi esposti, così da garantire il conseguimento delle specifiche, mediante l'implementazione di due tecniche. La prima prende il nome di "Port Swapping" mentre la seconda è una tecnica di equalizzazione della tensione di modo comune V_{CMi} . La tecnica "Port Swapping" oltre ad implementare il "Dinamyc Element Matching" (DEM), consente di alzare la resistenza di ingresso dell'amplificatore in modo tale da recuperare uno dei principali svantaggi della tecnica di modulazione chopper [26].

La tecnica chopper infatti, se da un lato è molto efficiente come tecnica di riduzione del rumore in quanto è immune al "noise fold-over" [24], dall'altro è caratterizzata da una bassa resistenza di ingresso, dovuta alla necessità implementativa di una periodica carica e scarica di capacità.

Per prima cosa descriveremo l'architettura base di riferimento di un *In-Amp* ICF esponendo alcune problematiche e accennando a possibili soluzioni.

⁷Errori di guadagno inferiori all'1%.

Successivamente riporteremo le modifiche necessarie per incrementare le performance ed implementare le tecniche di Port Swapping e equalizzazione V_{CMi} . In questo modo alla fine si dovrebbe avere un visione globale dell'architettura dell'amplificatore da strumentazione presente sul *Flowchip IV* e conseguentemente delle sue potenzialità.

In-Amp ICF, architettura di base

L'architettura di partenza di un *In-Amp ICF* è riportata nella successiva *Figura 3.26*.

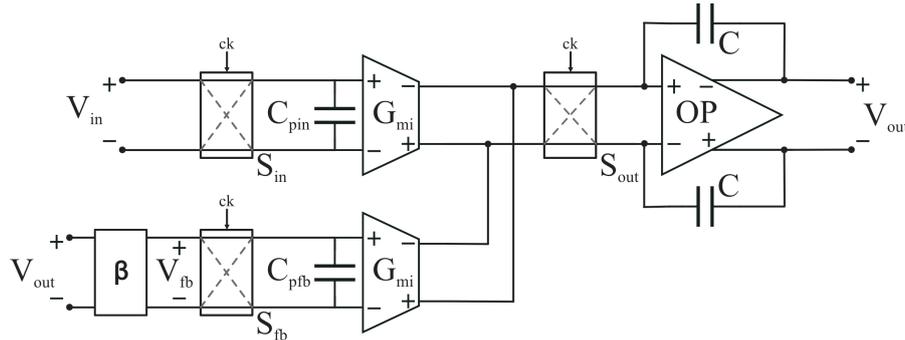


Figura 3.26: Schema a blocchi della topologia di base di un *In-Amp ICF*.

La notazione utilizzata è riassunta nella successiva *Tabella 3.9*.

v_{in}	Tensione differenziale di ingresso
v_{out}	Tensione di uscita
v_{fb}	Tensione di reazione, feedback
S_{in}, S_{fb}	Switch matrix di ingresso
S_o	Switch matrix di uscita
V_{CMi}	Tensione di modo comune di ingresso
V_{CMo}	Tensione di modo comune di uscita
V_{CMfb}	Tensione di modo comune di feedback
G_{mi}, G_{mf}	Transconduttori di ingresso
C_{pin}, C_{pfb}	Capacità di ingresso dei transconduttori (di ingresso)

Tabella 3.9: Notazione di riferimento per la trattazione dell' *In-Amp IC*.

La tensione di feedback v_{fb} è ottenuta dalla tensione di uscita v_{out} passando attraverso una rete di retroazione passiva indicata con β ovvero è possibile scrivere $v_{fb} = \beta v_{out}$.

Le “switch matrix” S_{in} , S_{fb} e S_{out} realizzano la modulazione chopper e sono controllate da un segnale di clock con frequenza f_{ck} e duty cycle $\delta = 50\%$.

I transconduttori di ingresso G_{mi} , G_{mf} hanno rispettivamente transconduttanza pari a g_{mi} , g_{mf} .

$$\begin{cases} i_{oi} = g_{mi} \cdot v_{in} \\ i_{of} = g_{mf} \cdot v_{fb} \end{cases}$$

La somma delle correnti i_{oi}, i_{of} passa per la switch matrix di uscita S_{out} , il segnale risultante arriva poi all'integratore indicato con "OP", producendo v_{out} .

L'integratore di Miller, "OP", implementa una compensazione "Pole Splitting" in frequenza. Con il clock-chopping spento e supponendo che $g_{mi} = g_{mf} = g_m$ è possibile dimensionare il circuito in modo che il polo dominante ad anello chiuso sia $f_p = \frac{1}{2\pi} \frac{\beta g_m}{C}$.

Sotto queste ipotesi la risposta in frequenza diviene:

$$H(f) = \frac{A_d}{1 + jf/f_p}$$

in cui A_d è il guadagno differenziale ad anello chiuso del sistema. A_d è esprimibile ricorrendo al guadagno complessivo ad anello aperto A , come:

$$\begin{cases} V_{out} = A(V_d + V_{fb}) \\ V_{fb} = -\beta V_{out} \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\Rightarrow V_{out} = A(V_d - \beta V_{out}) \quad (3.31a)$$

$$AV_d = V_{out}(1 + \beta A) \quad (3.31b)$$

$$V_{out} = \frac{AV_d}{(1 + \beta A)} = \frac{AV_d}{\beta A} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A}} \quad (3.31c)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_d} = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta A}} \underset{Taylor, Iord.}{\approx} \frac{1}{\beta} \left(1 - \frac{1}{\beta A}\right) \quad (3.31d)$$

Nell'ipotesi in cui $\beta A \gg 1$ accade che:

$$A_d \triangleq \frac{V_{out}}{V_d} \approx \frac{1}{\beta} \quad (3.32)$$

Questo garantisce nominalmente un guadagno preciso. La precisione ottenuta chiaramente dipenderà da quanto le ipotesi fatte in precedenza risulteranno vere.

Osserviamo cosa accade invece quando viene considerata la modulazione chopper. I blocchi S_{in}, S_{fb} modulano in frequenza il segnale attorno alla portante f_{ck} mentre S_{out} ha il doppio scopo di demodulare riportando il segnale in banda base e, contemporaneamente, modulare l'offset e il rumore a bassa frequenza attorno a f_{ck} .

L'offset e il rumore flicker modulati sono integrati dall'integratore, pertanto in uscita si vedrà il segnale utile e, sovrapposta, un'onda triangolare residua con frequenza f_{ck} .

L'ampiezza di questo disturbo residuo dipenderà dai valori scelti per f_{ck} e f_p , dalle capacità dell'integratore e dai g_m dei transistori. In generale tanto più $f_{ck} > f_p$ e tanto più l'ampiezza dell'offset ripple risulterà essere piccola.

A livello progettuale si può intervenire sui valori precedentemente menzionati per ottenere ripple di ampiezza trascurabile.

Tuttavia tali parametri influiranno anche su altre prestazioni del circuito facendo emergere dei trade-off. Può accadere in altre parole che la scelta di determinati valori garantisca il raggiungimento di alcune specifiche ma, allo stesso tempo, ne

precluda altre.

Per far fronte a queste problematiche in letteratura si trovano numerose tecniche particolari per la riduzione dell'offset ripple.

L' In-Amp sul *Flowchip IV* per abbattere l'offset ripple, come riporteremo in seguito, implementa un filtraggio del secondo ordine.

Oltre all'offset ripple residuo, la modulazione chopper introduce nel sistema un'ulteriore errore. Per esporre il problema nel modo più semplice e breve possibile si consideri il circuito nella successiva *Figura 3.27*.

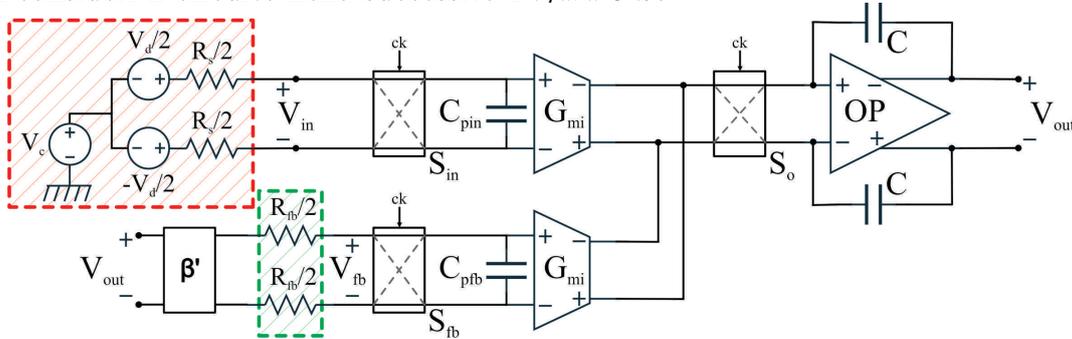


Figura 3.27: In-Amp ICF modificato, schema a blocchi.

Tale circuito è del tutto analogo a quello di *Figura 3.26* eccetto l'aver modellato la sorgente differenziale di ingresso (riquadro rosso) ed avere portato fuori dalla rete β le due resistenze $R_{fb}/2$ (riquadro verde).

Notare che il modello per l'input, adottato in *Figura 3.27*, è coerente con i sensori descritti precedentemente. Il segnale di uscita dei flussimetri infatti è una tensione generata da due termopile, che può essere appunto vista come una aliquota a modo comune sovrapposta ad una differenziale.

Le resistenza di sorgente $R_s/2$, trascurando le resistenze dei collegamenti, equivale di fatto alle resistenza della termopila. E' possibile quantificare tale resistenza tenendo conto di come le termopile sono implementate, ovvero della loro geometria e dei materiali utilizzati.

Le termopile dei sensori di flusso sul *Flowchip IV* sono tutte uguali e costituite da dieci termocoppie in Poly- n^+ /Poly- p^+ siliciurizzate nei punti di contatto (*Figura 3.28*). I due materiali scelti per le termocoppie, sono chiaramente compatibili con il processo "BCD6s" di *STMicroelectronics* e consentono di avere dei coefficienti di Seebeck elevati ($300 \div 450 \mu V/K$), così da garantire una buona sensibilità per la termopila.

Tenendo conto delle dimensioni delle termocoppie e della resistività dei materiali utilizzati si riesce a stimare per ciascuna termopila una resistenza elettrica di circa $50K\Omega$ [3].



Figura 3.28: Foto al microscopio ottico di una termopila in cui è stato messo in evidenza il numero di termocoppie costituenti.

Ponendo l'attenzione su S_{in} , S_{fb} , i blocchi tra le due fasi invertono il segno dei segnali applicati in ingresso ai transduttori; facendo in modo che per metà periodo di clock sia applicato v_d e v_{fb} mentre per l'altro semiperiodo $-v_d$ e $-v_{fb}$, rispettivamente. Questo carica e scarica le capacità di ingresso dei transduttori, indicate con C_{pin} e C_{pfb} .

La corrente media che fluisce sulle capacità nel periodo di clock è:

$$\begin{cases} i_{in} = 4v_d C_{pin} f_{ck} \\ i_{fb} = 4v_{fb} C_{pfb} f_{ck} \end{cases}$$

In altre parole le tensioni medie in ingresso ai transduttori saranno rispettivamente:

$$\begin{cases} \overline{v_1} = v_d(1 - 4R_s C_{pin} f_{ck}) \\ \overline{v_2} = v_{fb}(1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck}) = \beta' v_{out}(1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck}) \end{cases}$$

Se l'integratore è considerato ideale, accade che $v_{out} = \overline{v_{out}}$, in cui $\overline{v_{out}}$ è dato da:

$$\overline{v_{out}} = A(\overline{v_1} - \overline{v_2}) \quad (3.33)$$

Sostituendo i risultati ottenuti per $\overline{v_1}$ e $\overline{v_2}$ si ottiene:

$$\overline{v_{out}} = A(v_d(1 - 4R_s C_{pin} f_{ck}) - \beta' v_{out}(1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck})) \quad (3.34)$$

Partendo dalla *Relazione 3.34* con alcune semplici operazioni matematiche si ottiene il guadagno differenziale A_d :

$$A_d \triangleq \frac{v_{out}}{v_d} = \frac{A(1 - 4R_s C_{pin} f_{ck})}{1 + \beta' A v_{out}(1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck})} = \quad (3.35a)$$

$$= \frac{1}{\beta'} \cdot \frac{1 - 4R_s C_{pin} f_{ck}}{1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta' A v_{out}(1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck})}} \quad \beta' A \gg 1 \quad (3.35b)$$

$$\approx \frac{1}{\beta'} \cdot \frac{1 - 4R_s C_{pin} f_{ck}}{1 - 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck}} \quad \text{Taylor I ord.} \quad (3.35c)$$

$$\approx \frac{1}{\beta'} (1 - 4R_s C_{pin} f_{ck}) \cdot (1 + 4R_{fb} C_{pfb} f_{ck}) \quad \text{Solo term. I ord.} \quad (3.35d)$$

$$\approx \frac{1}{\beta'} (1 - 4f_{ck}(R_s C_{pin} - R_{fb} C_{pfb})) = \quad (3.35e)$$

$$= \frac{1}{\beta'} - \underbrace{\frac{1 - 4f_{ck}(R_s C_{pin} - R_{fb} C_{pfb})}{\beta'}}_{\text{Errore}} \quad (3.35f)$$

La precedente *Relazione 3.35f* ci fa capire che la modulazione chopper introduce un errore aggiuntivo sul guadagno differenziale indipendentemente dal fatto che l'integratore sia ideale o meno e sia trascurato l'offset ripple.

Solitamente R_s risulta essere molto più grande di R_{fb} e alla fine l'errore che si ha è simile a quello che si avrebbe in una architettura più semplice non reazionata. Alternativamente si può pensare di fare in modo che $R_s = R_{fb}$ così che nella differenza i due termini si elidano.

Questa scelta è solo in apparenza vantaggiosa in quanto in primo luogo il rumore

termico delle resistenze R_{fb} sarebbe in questo caso simile a quello introdotto sul sistema dalle resistenze di sorgente R_s con un degrado delle prestazioni del sistema in termini di Risoluzione, Detection Limit e Dynamic Range.⁸. In secondo luogo l'errore sarebbe cancellato solo per un determinato valore di R_s , pertanto l'annullamento sfumerebbe al variare delle caratteristiche del sensore.

In-Amp ICF, architettura *Flowchip IV*

L'architettura di base dell'*In-Amp* ICF, presentata nel sottocapitolo precedente, viene modificata al fine di migliorarne le performance e risolvere alcuni problemi che si contrappongono alle specifiche da conseguire.

La risposta di tipo passa basso del primo ordine garantisce una buona reiezione dell'offset ripple; questo tuttavia non è sufficiente, pertanto si implementa una risposta passa basso del secondo ordine.

Per fare questo si utilizzano due integratori configurati nell'architettura esposta nella successiva figura *Figura 3.29*.

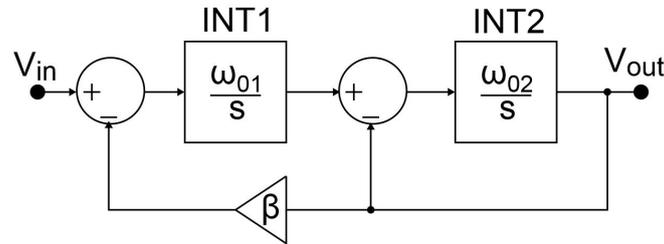


Figura 3.29: Schema a blocchi di un filtro passa basso (LP) del secondo ordine.

La funzione di trasferimento del passa basso del secondo ordine H_{LP-II} è:

$$H_{LP-II}(s) = \frac{A_0}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{s}{\omega_0 Q} + 1}$$

dove A_0 è il guadagno in continua (DC-gain) del filtro, ω_c la frequenza di taglio e Q il fattore di qualità.

Rispetto all'*In-Amp* ICF di riferimento occorre aggiungere un integratore in più. Il primo integratore ("INT1") viene implementato attraverso un integratore G_m -C, mentre il secondo integratore ("INT2") rimane uno standard integratore fully differential G_m -Op-Amp. Per la descrizione degli integratori, delle strategie adottate per applicare la modulazione chopper e di quelle per dimensionare adeguatamente il circuito si rimanda alla bibliografia [26].

Ulteriore miglioria all'*In-Amp* di riferimento è l'applicazione di una tecnica "Port Swapping".

La tecnica consiste nell'utilizzo di switch matrix di ingresso particolari che nelle

⁸Con risoluzione si indica il valore picco-picco del rumore riportato in ingresso. Con Detection-Limit si indica la minima quantità discriminabile da zero. Il Dynamic Range invece è definito come $DR \triangleq (X_{max} - X_{min})/\delta_x$, dove δ_x può essere a seconda della configurazione in analisi o il Detection Limit o la Risoluzione.

due fasi consentono di scambiare gli ingressi dei transduttori di ingresso. In *Figura 3.30* si può vedere come avviene lo scambio.

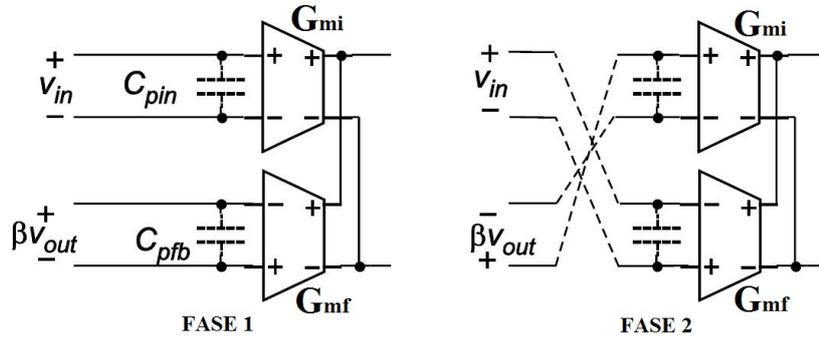


Figura 3.30: Schema delle Switch Matrix di ingresso in grado di implementare la tecnica “Port Swapping”.

Il “Port Swapping” implementa la modulazione chopper ed è dimostrabile che, contemporaneamente, consente di ottenere:

- ◇ L’abbattimento dell’errore di guadagno, $A_d \approx \frac{1}{\beta} \left(1 - \underbrace{\frac{2R_s C_{in} f_{ck}}{\beta A}}_{\text{Errore}} \right)$.

Il calcolo per ottenere questo risultato non differisce molto da quello sviluppato per valutare l’errore nella configurazione di riferimento. Confrontando i due errori sul guadagno differenziale si capisce che l’utilizzo della tecnica “Port Swapping” consente di ottenere circa un errore βA -volte più piccolo.

- ◇ L’incremento della resistenza di ingresso, $R_{in-ps} = \frac{\beta A}{2C_{in} f_{ck}}$.

Questa resistenza di ingresso, confrontata a quella che si otterrebbe per un “semplice” amplificatore sottoposto a modulazione chopper, risulta essere βA volte superiore.

Un ulteriore vantaggio è offerto dal fatto che l’implementazione della tecnica “Port Swapping” equivale all’implementazione della tecnica “DEM”.

Nella trattazione dell’*In-Amp* di riferimento si è supposto che i due transduttori di ingresso avessero il medesimo g_m . A causa di errori di matching di processo questa ipotesi non è molto realistica. Rimuovendola e facendo nuovamente i conti per il guadagno differenziale, nel caso di riferimento, si ottiene: $A_d \triangleq \frac{V_{out}}{V_d} \approx \frac{1}{\beta} \frac{g_{mi}}{g_{mf}}$. Notare che in questa fase per rendere la trattazione più semplice e snella si omette l’errore introdotto dalla modulazione chopper.

L’andamento del rapporto g_{mi}/g_{mf} è aleatorio e questo influisce negativamente sull’accuratezza del guadagno differenziale conseguibile.

Supponiamo adesso che sia possibile scrivere g_{mi} e g_{mf} come:

$$\begin{cases} g_{mi} = g_m + \frac{\Delta g_m}{2} \\ g_{mf} = g_m - \frac{\Delta g_m}{2} \end{cases} \quad (3.36)$$

Grazie all'utilizzo della tecnica "Port Swapping", si alternano due fasi in cui è possibile distinguere due guadagni differenziali:

$$\begin{cases} \text{FASE 1} \Rightarrow A_{d1} = \frac{1}{\beta} \frac{g_{mi}}{g_{mf}} = \frac{1}{\beta} \frac{g_m + \frac{\Delta g_m}{2}}{g_m - \frac{\Delta g_m}{2}} \\ \text{FASE 2} \Rightarrow A_{d2} = \frac{1}{\beta} \frac{g_{mf}}{g_{mi}} = \frac{1}{\beta} \frac{g_m - \frac{\Delta g_m}{2}}{g_m + \frac{\Delta g_m}{2}} \end{cases} \quad (3.37)$$

Valutando a questo punto il guadagno differenziale medio:

$$\overline{A_d} \triangleq \frac{A_{d1} + A_{d2}}{2} = \quad (3.38a)$$

$$= \frac{1}{2\beta} \left(\frac{g_m + \frac{\Delta g_m}{2}}{g_m - \frac{\Delta g_m}{2}} + \frac{g_m - \frac{\Delta g_m}{2}}{g_m + \frac{\Delta g_m}{2}} \right) \underset{\frac{\Delta g_m}{g_m} \ll 1}{\approx} \quad (3.38b)$$

$$\approx \frac{1}{\beta} \left[1 + \underbrace{\frac{1}{2} \left(\frac{\Delta g_m}{g_m} \right)^2}_{\text{Errore}} \right] \quad (3.38c)$$

L'errore ottenuto come risultato nella *Relazione 3.38c*, confrontato a quello ottenuto senza l'utilizzo della tecnica "Port Swapping" (semplicemente $\Delta g_m/g_m$) ha andamento quadratico, e pertanto inferiore e migliore.

Il g_m dei trasconduttori dipende dal modo comune di ingresso (V_{CMi} , V_{CMf}), pertanto una differenza tra i due modi comuni applicati ai trasconduttori di ingresso si traduce in una differenza tra i due g_{mi} e g_{mf} .

Sfortunatamente la tecnica del "Port Swapping" non consente di abbattere le differenze tra i g_m dovute al modo comune. Supponendo infatti che lo stadio di ingresso dei trasconduttori sia costituito da una coppia differenziale, accade che a causa delle capacità parassite source-body dei transistori costituenti la coppia, il modo comune durante lo swap non viene seguito. Tutto ciò alla fine si traduce in un errore consistente sul guadagno dell'*In-Amp*.

Per cancellare gli errori sul guadagno dovuti al mismatch tra V_{CMi} e V_{CMf} , si prevede una circuitistica in grado di equalizzare il modo comune. L'architettura ricorre ad un "Common Mode Differential Amplifier" (*CMDA*), ovvero un ulteriore amplificatore differenziale in grado di rilevare sia V_{CMi} che V_{CMf} producendo un'uscita proporzionale alla differenza tra le due tensioni.

Il *CDMA* è incluso in un anello di rezione così che l'uscita perturbi la tensione ad un nodo (V_h), conducendo indirettamente V_{CMf} a divenire uguale a V_{CMi} .

L'architettura della rete di retroazione β e dell'implementazione della tecnica di equalizzazione del modo comune di ingresso è riportata nella successiva *Figura 3.31*. Si omette la dimostrazione del funzionamento della rete, per la quale si rimanda alla bibliografia [26].

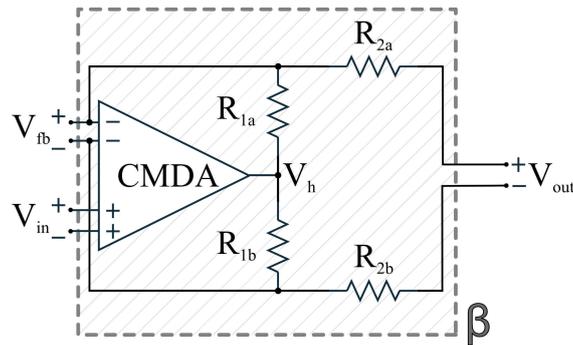


Figura 3.31: Schema a blocchi raffigurante la rete β e la tecnica di equalizzazione del modo comune di ingresso.

3.1.3 Generatori di corrente, CS

Come anticipato in precedenza il blocco CS non è stato sviluppato durante questo lavoro di tesi, tuttavia risulta fondamentale enunciarne brevemente l'architettura e le caratteristiche principali al fine di riuscire a spiegare e dimostrare il corretto funzionamento dell'architettura anemometrica proposta. Il blocco CS, consente di pilotare i riscaldatori dei sensori a doppio riscaldatore in modo opportuno.

Nel *Sottocapitolo 3.1.1* descrivendo il modello del sensore a doppio riscaldatore si è visto come questa geometria sia utile per annullare l'offset.

L'annullamento dell'offset avviene idealmente se è rispettata l'ipotesi di perfetta simmetria (*Relazione 3.29*).

Dovrebbe tuttavia essere chiaro che durante i vari passi di *postprocessing* esposti in precedenza, ci sono molti elementi critici per l'ottenimento di una simmetria perfetta. Il corretto allineamento della maschera ad esempio, gioca un ruolo fondamentale per la simmetria; ma anche gli attacchi wet e dry e i conseguenti sottoattacchi, contribuiscono all'ottenimento di una geometria più o meno simmetrica. Questo implica che alla fine la struttura inevitabilmente presenterà delle asimmetrie e l'offset del sensore non sarà mai nullo.

Come anticipato in precedenza la geometria a doppio riscaldatore offre la possibilità di recuperare le asimmetrie della struttura dissimmettizzando le correnti di alimentazione dei due riscaldatori. In fase di taratura del sensore si partirà da correnti di alimentazioni uguali tra loro per poi sbilanciarle finché l'offset misurato risulti essere nullo⁹.

Occorre pertanto un circuito dedicato che deve provvedere a fornire correnti stabili nel tempo, precise, accurate e dissimmetrizzabili in modo programmabile.

Nella successiva *Figura 3.32* si riporta la soluzione implementata sul *Flow-chip IV*.

Un amplificatore operazionale viene alimentato sul terminale non invertente con una tensione regolata V_{ref} , generata da un circuito regolatore di tensione standard previsto sul chip.

⁹Nulla realmente non sarà mai visto che inevitabilmente la tecnica proposta avrà risoluzione finita e a sua volta sarà afflitta da errore; pertanto ci si ritiene soddisfatti quando si riesce ad ottenere un valore comparabile con il rumore presente.

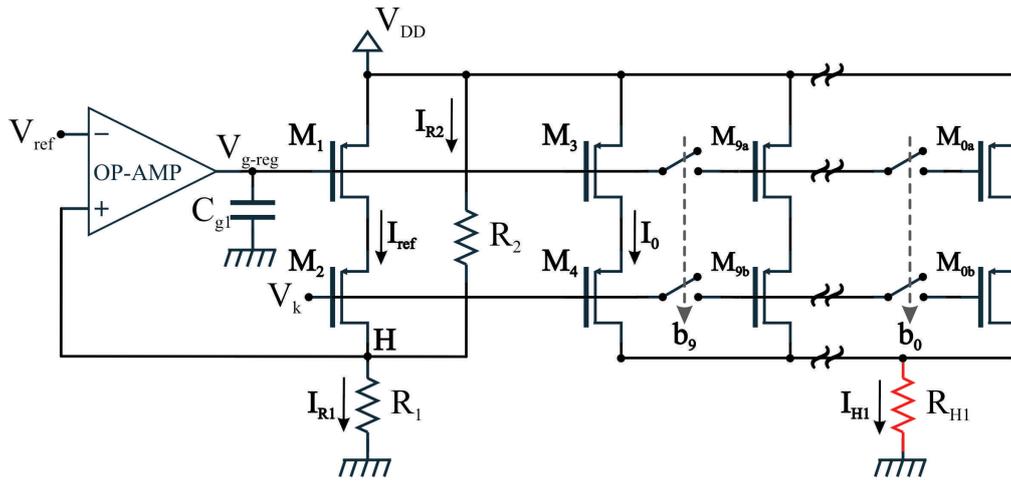


Figura 3.32: Circuito con cui si realizza la sorgente di corrente di alimentazione per un riscaldatore, integrato sul Flowchip IV.

L'Op-Amp è incluso in un anello di reazione negativa e fa in modo che la tensione al nodo H sia costante e pari a V_{ref} .

Grazie a questo espediente si riesce ad ottenere il riferimento di corrente I_{ref} .

$$I_{ref} = I_{R1} - I_{R2} = \underbrace{\frac{V_{ref}}{R_1}}_{I_{R1}} - \underbrace{\frac{V_{DD} - V_{ref}}{R_2}}_{I_{R2}} \quad (3.39)$$

La resistenza R_2 è utile per interdire il riferimento di corrente senza annullare la tensione di riferimento.

$$I_{ref} = 0 \Rightarrow \frac{V_{ref}}{R_1} = \frac{V_{DD} - V_{ref}}{R_2} \Rightarrow V_{ref} = V_{DD} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (3.40)$$

Il fatto che non sia necessario annullare V_{ref} , consente di semplificare notevolmente il design dell'Op-Amp.¹⁰

La corrente di riferimento I_{ref} viene specchiata da uno specchio Cascode di tipo "p" e programmabile. Nove bit di programmazione abilitano-disabilitano degli interruttori così che sia possibile selezionare su quanti rami la I_{ref} viene specchiata. La corrente I_0 è sempre specchiata, mentre quella specchiata sul generico ramo n ($0 \leq n \leq 9$) è pesata come n -esima potenza binaria.

Questo significa che i transistor $M_{0\div 9a}$ e $M_{0\div 9b}$ sono diversificati e ottimizzati in modo da garantire il giusto peso per la corrente nel ramo, buone specifiche di rumore e di ingombro su silicio.

L'utilizzo di uno specchio Cascode garantisce un valore idoneo per la resistenza di uscita dello specchio in modo tale che il carico, costituito dal riscaldatore, possa essere applicato introducendo un errore tollerabile. Tenere presente che i riscaldatori sono strisce di *Polisilicio* p^+ la cui geometria è riportata in *Figura 3.33*.

¹⁰Se l'Op-Amp dovesse trattare tensioni nulle dovrebbe avere una coppia di ingresso di tipo "p", questo pregiudicherebbe la dinamica, pertanto per coprire adeguatamente l'input range desiderato si dovrebbe ricorrere a soluzioni rail-to-rail assai dispendiose in termini di ingombro su silicio. Il fatto che V_{ref} non abbia mai necessità di annullarsi rende possibile l'utilizzo di un semplice stadio di ingresso di tipo "n".

Data le dimensioni, la geometria e il materiale utilizzato il singolo riscaldatore (per i sensori di interesse, $S1$ ed $S3$) presenta una resistenza elettrica di circa $2\text{ K}\Omega$.



Figura 3.33: Foto al microscopio ottico di un riscaldatore.

La corrente necessaria per alimentare il secondo Riscaldatore si ottiene da uno specchio con la stessa identica topologia e dimensionamento, ma in cui i bit di programmazione risultano essere complementati ($\overline{b_{0\div 9}}$) rispetto a quelli “settati” per pilotare R_{H1} ($b_{0\div 9}$).

In questo modo è dimostrabile che si riesce ad ottenere l’alimentazione sbilanciata per i due riscaldatori implementando quindi la tecnica di cancellazione dell’offset del sensore desiderata.

3.1.4 Circuiti ausiliari, AC

Sul *Flowchip IV* sono integrati dei blocchi di ausilio per il corretto funzionamento dell’*In-Amp* e del CS.

Tra le architetture ausiliarie inoltre, ci sono anche dei mux-demux programmabili per selezionare il sensore da interfacciare all’elettronica e un blocco per gestire la programmazione del chip.

Nel successivo elenco riportiamo i principali blocchi ausiliari seguiti da una breve descrizione, per una trattazione più approfondita rimandiamo alla bibliografia [26].

- ◊ Un oscillatore a rilassamento tradizionale consente di generare il segnale di clock utile per il “Port Swapping” e la modulazione chopper.
- ◊ Le correnti necessarie ad alimentare l’*In-Amp* sono generate a partire da una corrente di riferimento. Le varie I_{ref} sono a loro volta generate attraverso tensioni di riferimento e compensate rispetto alle variazioni di temperatura.
- ◊ Alcuni mux-demux analogici programmabili consentono di instradare correttamente le correnti di alimentazioni dei riscaldatori verso il sensore che si vuole alimentare; contemporaneamente provvedono a connettere il sensore prescelto all’*In-Amp*.
- ◊ Una interfaccia seriale, consente di ricevere i segnali di controllo in arrivo da un sistema digitale esterno con protocollo SPI e di convertirli negli idonei bit di programmazione per i blocchi che ne necessitano.

I blocchi ausiliari per l'utilizzo dei sensori di flusso sono riassunti nella successiva *Figura 3.34* (blocchi tratteggiati). Notare che il sensore di flusso a singolo riscaldatore *S4*, non è internamente collegabile con l'elettronica di lettura e controllo. Il *Flowchip IV* prevede invece quattro pad per connettere eventualmente un sensore esterno.

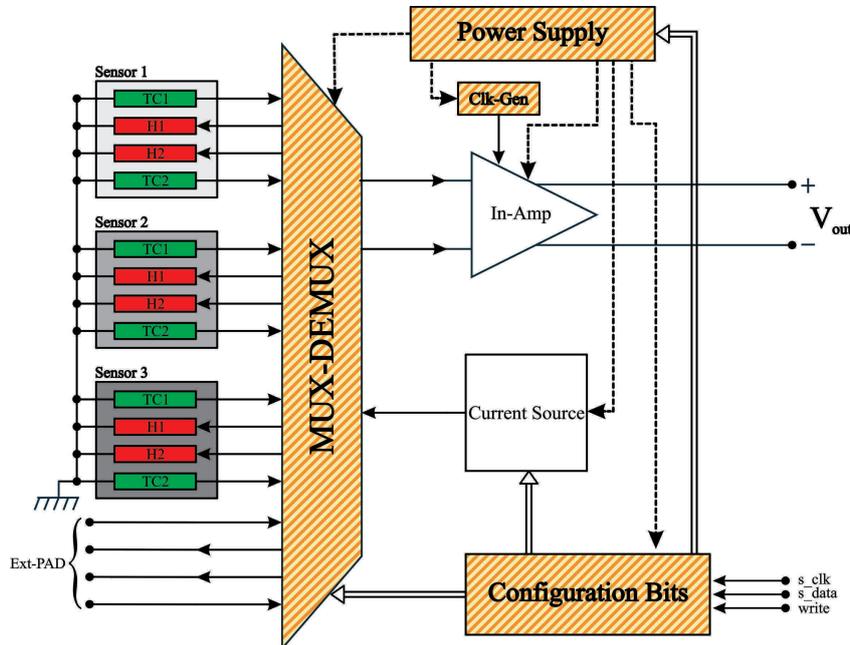


Figura 3.34: Schema a blocchi di un Flowchip IV in cui sono messi in evidenza i blocchi ausiliari AC.

3.2 Interfaccia Elettronica

Il blocco denominato, in *Figura 3.1*, “Interfaccia Elettronica” svolge la doppia funzione di *conversione* e *programmazione*.

In primo luogo, infatti, effettua la conversione delle tensioni analogiche di uscita dal blocco “Sensing” in un segnale digitale fruibile da un successivo “Sistema di Elaborazione”.

Contemporaneamente l’Interfaccia Elettronica consente di programmare adeguatamente il *Flowchip IV*; in altre parole genera e fornisce al blocco “Sensing” i tre segnali *Wrt*, *sClk* e *Data* seguendo il protocollo corretto.

Il blocco “Interfaccia Elettronica” si traduce in una scheda elettronica stampata (PCB) progettata e sviluppata appositamente per l’architettura anemometrica proposta.

Nella PCB è presente il microcontrollore *ADuC847* della *Analog Devices*. Questo dispositivo ha un core 8051 con dei convertitori sigma delta a 24 bit (19 efficaci). Per ulteriori dettagli sulle specifiche e sull’architettura del microcontrollore si rimanda al datasheet. Oltre al microcontrollore sulla board sono presenti ulteriori componenti elettronici necessari sia per interfacciarlo con il *Flowchip IV* e con il “Sistema di Elaborazione”, che per garantirne il corretto funzionamento.

L'interfaccia è stata progettata dal gruppo di ricerca del prof. Bruschi, in base a risultati e conoscenze acquisiti in lavori di tesi e dottorato precedenti; ci limitiamo pertanto a riportare il layout (*Figura 3.36*) e a descrivere il processo di fabbricazione seguito.

Si prevedono ridotte dimensioni ($2\text{ cm} \times 5\text{ cm}$) per la PCB, così da mantenere la caratteristica di compattezza dell'intero sistema anemometrico.

Una volta realizzato il disegno la scheda viene fabbricata con un processo di *Esposizione, Sviluppo e Wet-Etching*.

Il processo parte da un substrato di vetronite e Rame sulla quale la ditta costruttrice ha depositato uno strato di fotoresist.

Stampando il layout disegnato su un foglio lucido è possibile utilizzare questo come maschera per esporre la bassetta a luce UV utilizzando un bromografo. La bassetta è a doppia faccia pertanto si stampa ciascuna faccia separatamente curando poi l'allineamento delle due in fase di sovrapposizione. L'esposizione ai raggi UV rende il fotoresist solubile nel bagno di sviluppo successivo, esattamente dove non è stato protetto dalla maschera.

Il concetto di base di questo primo step realizzativo del PCB è il medesimo enunciato nella precedente sottosezione in cui si è spiegata la litografia anche se, visti i diversi ordini di grandezza superiori necessari per la risoluzione, le criticità sono assolutamente inferiori.

La bassetta viene immersa a questo punto in una soluzione di Acido Solforico, Perossido di Idrogeno e Acqua ($H_2SO_4 + H_2O_2 + H_2O$), così da attaccare e rimuovere il Rame là dove non è protetto dal fotoresist. Il Wet-Etching termina quando tutto il rame in eccesso è correttamente rimosso.

Il fotoresist protettivo sulle piste non è più necessario e si può rimuovere con un bagno in Acetone.

Al termine del processo si ispeziona al microscopio ottico la bassetta al fine di verificare l'integrità di ciascuna pista.

Se il risultato è buono si procede a forare la bassetta e a saldare i componenti nella posizione prestabilita.

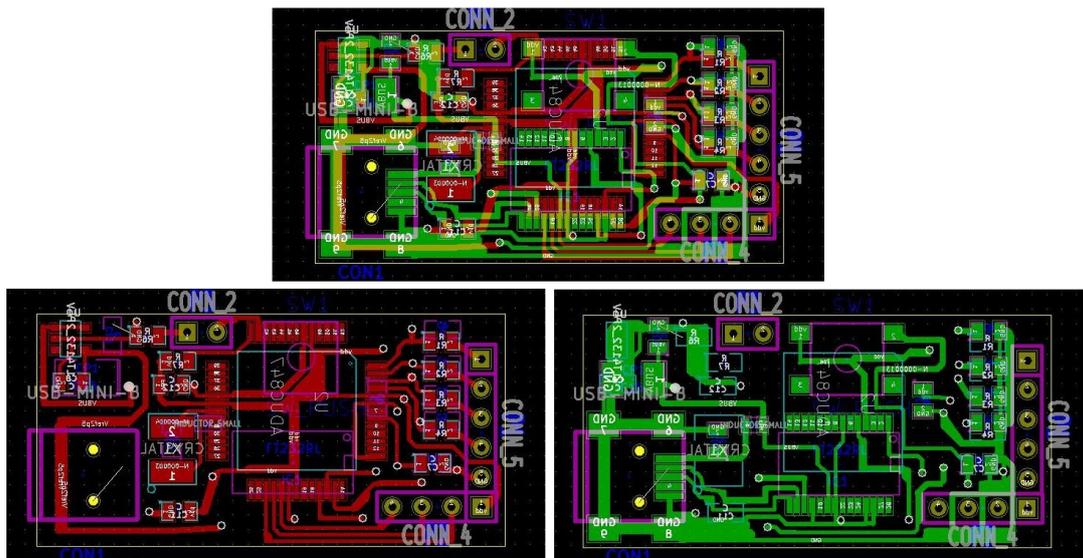


Figura 3.35: Layout della PCB dell'Interfaccia Elettronica. La PCB è doppia faccia, sulla prima riga della figura è riportato il layout sovrapposto, sulla seconda riga invece le facce sono separate (a sinistra c'è la faccia back, a destra la front).

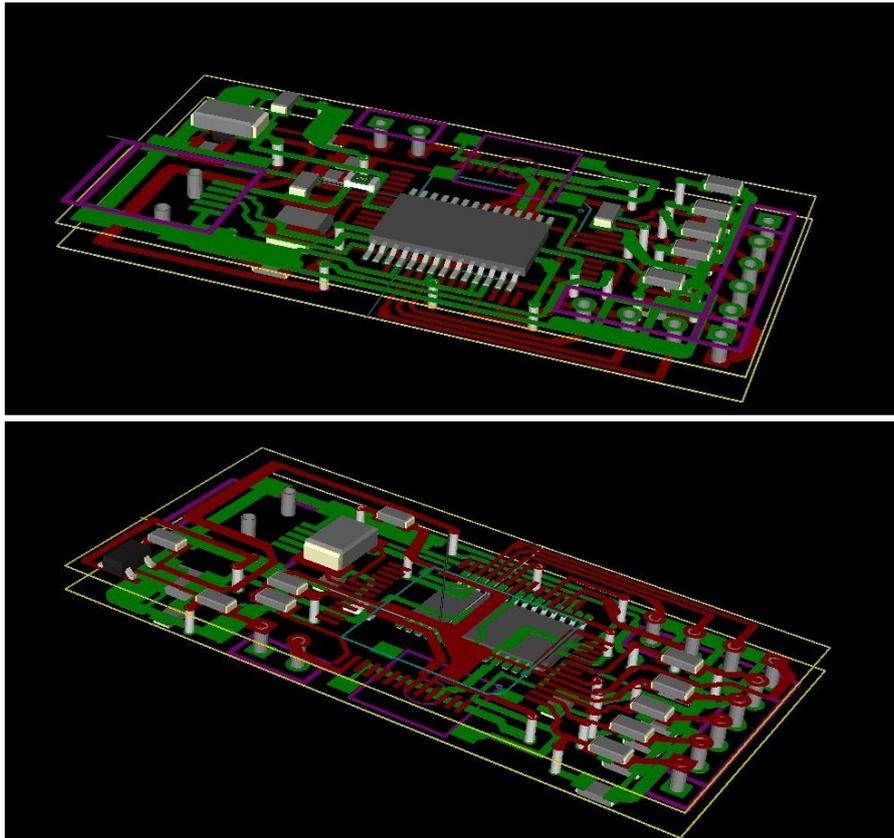


Figura 3.36: Rendering 3D della PCB dell'Interfaccia Elettronica. Nella figura in alto in evidenza la faccia front, in quella in basso la faccia back.

3.3 Sistema di Elaborazione

Come annunciato in apertura del capitolo il sistema di elaborazione sarà diverso a seconda dell'applicazione in cui il sistema anemometrico sarà utilizzato. Per questo motivo in questa sezione ci limiteremo semplicemente a fornire una schermata del software, in linguaggio Python, utilizzato durante le caratterizzazioni del prototipo. L'interfaccia grafica è riportata nella successiva *Figura 3.37*.

I parametri della finestra “Chip Parameters” sono i parametri programmabili sul *Flowchip IV*, esposti nelle sezioni precedenti. Figurano infatti tra questi parametri la corrente di alimentazione dei riscaldatori (“curr_mag”), lo sbilanciamento delle correnti tra i due riscaldatori (“curr_bal”), il sensore connesso all'amplificatore (“sensor”)... oltre ad altri parametri di abilitazione e configurazione per i blocchi ausiliari.

Una volta che i parametri sono stati “setati” la programmazione avviene premendo il tasto “Program”. La modalità “Instant Programming” consente di programmare automaticamente il chip ogni volta che uno dei parametri nella finestra “Chip Parameters” viene modificato.

Il display “aduc_read” visualizza le tensioni convertite dagli ADC del microcontrollore. I dati visualizzati possono essere salvati in file testuali; la configurazione dei salvataggi avviene utilizzando i tasti e i menù situati, nell'interfaccia grafica, sotto al display.

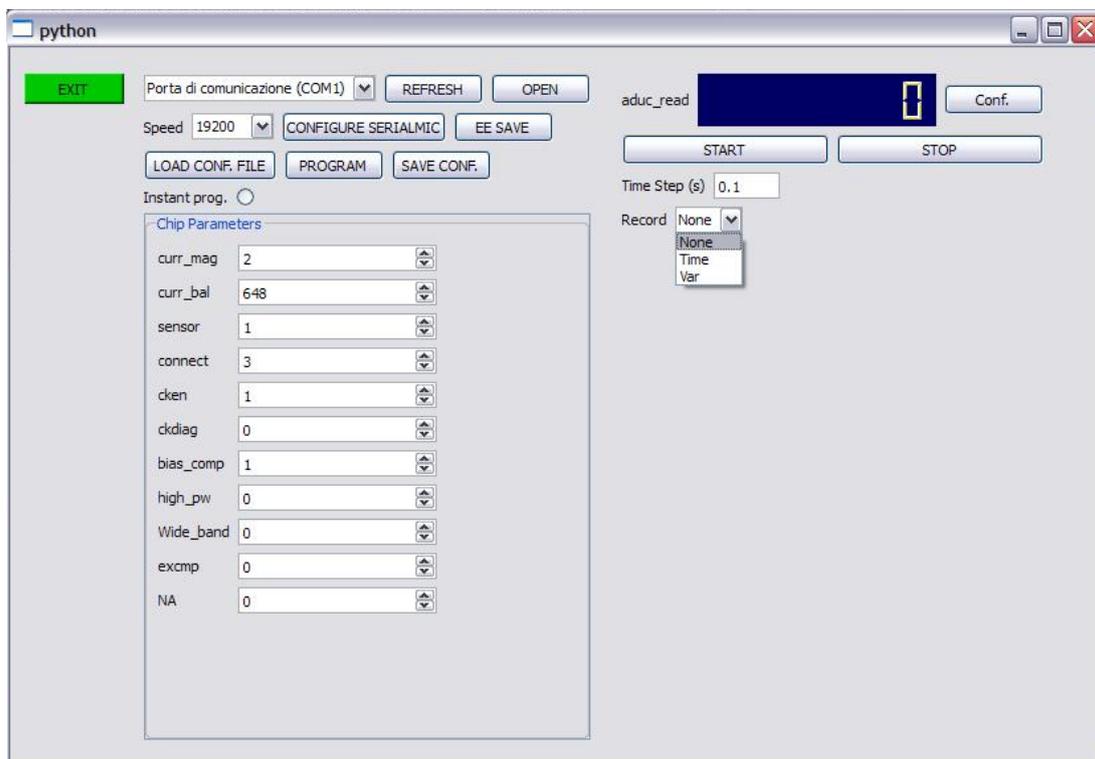


Figura 3.37: Software Python utilizzato per le caratterizzazioni dei sensori.

Capitolo 4

Realizzazione, assemblaggio e caratterizzazione del prototipo

In questo capitolo saranno esposte le procedure mediante le quali l'anemometro è stato realizzato ed assemblato.

In primo luogo descriveremo come è stato realizzato il disco a Canali Pesati descritto nel *Capitolo 2*, riportando in modo dettagliato le strategie seguite in fase di dimensionamento e le criticità riscontrate.

Successivamente spiegheremo come è stata assemblata la colonna anemometrica di trasduzione.

Segue la descrizione del Conveyor, una struttura progettata e realizzata per essere assemblata assieme al chip, per applicare nel modo corretto il flusso da misurare al rispettivo sensore.

Dopo aver infine presentato l'assemblaggio complessivo del prototipo, ne riporteremo la caratterizzazione cercando di rendere chiare le strategie adottate per ottenere una buona stima della velocità e dell'angolo di incidenza del vento.

4.1 Realizzazione ed assemblaggio

4.1.1 Realizzazione dei dischi anemometrici

I dischi anemometrici presentati nel *Capitolo 2, Sezione 2.2* sono realizzati su un substrato in PMMA dallo spessore di 6 mm ricorrendo alla fresa a controllo numerico *CAM100 VHF*.

Il disegno di riferimento per il software *Cenon VHF* di controllo della fresa è visibile in *Figura 4.1*, dove è stata indicata la nomenclatura che sarà utilizzata successivamente per rendere l'esposizione delle fasi di lavorazione più chiara.

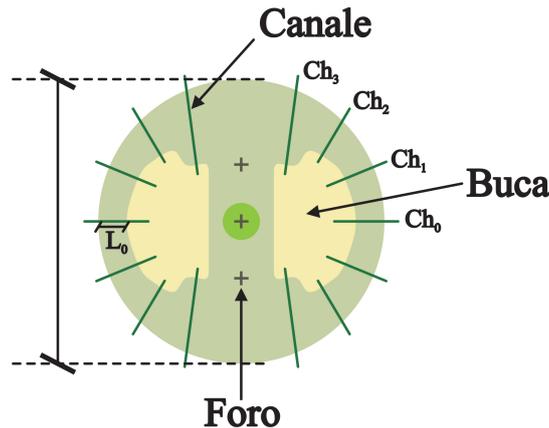


Figura 4.1: Disegno utilizzato in fase di lavorazione con fresa a controllo numerico CAM100 VHF di un disco a Canali Pesati. In figura è riportata la nomenclatura utilizzata durante la descrizione.

La realizzazione dei canali è il primo step della lavorazione. Il layer “canali” è costituito dalle linee in *Figura 4.1* e viene eseguito con una fresa da 1 mm per una profondità di 2 mm . In questo modo i canali, facendo riferimento alla *Figura 2.51* in *Sezione 2.2*, verranno ad avere $W = 1\text{ mm}$ ed $H = 2\text{ mm}$.

La scelta di W consente di semplificare la lavorazione minimizzando contemporaneamente gli errori implementativi. Ricorrendo infatti a dimensioni diverse da quelle ottenibili facendo muovere una fresa¹ su una linea, sarebbe necessario disegnare un rettangolo all'interno del quale l'utensile dovrebbe scavare. In questo caso il rettangolo sarebbe più complesso da gestire dal software di controllo, la lavorazione sarebbe più lenta e lunga² e l'errore nel replicare il disegno sarebbe superiore.

La scelta di H invece è sia connaturata allo spessore del substrato di PMMA (6 mm), che al fattore di proporzionalità $(WH)/(W + H)$ ottenibile.

Il secondo step di lavorazione consiste nello scavare le “buche”.

Queste sono realizzate con una fresa da 1 mm per una profondità di 4 mm .

La forma delle buche è tale da ottenere le giuste lunghezze per i canali pesati una volta tagliato il disco e conclusa la lavorazione.

¹Ovvero una di quelle disponibili in commercio e plausibili per le dimensioni in gioco, cioè $0,5\text{ mm}$, $0,7\text{ mm}$ o 1 mm .

²Lavorazione lunga equivale ad una maggiore probabilità di incorrere in guasti del sistema.

Il passo finale infatti consiste nel definire il disco scavando esternamente al bordo circolare di confine, con una fresa da 2 mm (chiaramente per una profondità di 6 mm).

La lunghezza L_0 del canale principale Ch_0 , è di 2 mm.

La scelta di questa dimensione è dovuta a più fattori:

- ◊ Le dimensioni devono essere coerenti con il diametro del disco di 20mm.
- ◊ L'errore sulla lunghezza dei canali in fase di lavorazione deve essere trascurabile.
- ◊ L'ipotesi di flusso laminare nei canali deve essere verificata affinché abbia senso il circuito equivalente fluidodinamico di riferimento e conseguentemente la trattazione teorica esposta.

La lunghezza del canale Ch_1 sarà $L_0/\cos(22,5^\circ)$ per cui la differenza di lunghezza tra Ch_0 e Ch_1 sarebbe:

$$\Delta L_{1-0} \triangleq L_{Ch_1} - L_{Ch_0} = L_1 - L_0 = \left(\frac{1}{\cos(22,5^\circ)} - 1 \right) L_0 \simeq 0,0824L_0 \quad (4.1)$$

Per le potenzialità del macchinario *CAM100*, ΔL_{1-0} non può essere inferiore ai 100 μ m; di conseguenza si ottiene $L_0 \geq \mathbf{1,214 \text{ mm}}$.

Sicuramente il canale Ch_3 , che ha la lunghezza maggiore, deve avere L_{Ch_3} inferiore al raggio del disco ($r_{disco} = 10 \text{ mm}$) quindi:

$$L_{Ch_3} = L_3 = \frac{L_0}{\cos(67,5^\circ)} \leq r_{disco} = 10 \text{ mm} \Rightarrow L_0 \leq 10\cos(67,5^\circ) \simeq \mathbf{3,827 \text{ mm}} \quad (4.2)$$

Il limite 3,827 mm per L_0 è poi puramente teorico, infatti ci sono altri vincoli geometrici che rendono di fatto impossibile fare L_3 pari a 10 mm. Ulteriore vincolo, per esempio, è il foro centrale e il margine che la buca deve avere da questo.

Il profilo laminare nel canale deve inoltre formarsi; in letteratura si trovano delle formule, in funzione del numero di Reynolds, che esprimono la minima distanza dall'ingresso necessaria al flusso per acquisire il profilo laminare [13].

Tali lunghezze minime devono essere percentualmente irrilevanti rispetto alla lunghezza totale del canale, affinché questo possa essere assimilato ad una conduttanza fluidodinamica.

Alla luce di queste problematiche la lunghezza $L_0 = 2 \text{ mm}$ prescelta, risulta essere il giusto compromesso nell'ottica di soddisfare con buona approssimazione tutti i requisiti esposti.

Scegliendo $L_0 = 2 \text{ mm}$, le lunghezze nominali dei canali (indicati con la nomenclatura esposta in *Figura 4.1*) saranno:

$$\begin{aligned} L_{Ch1} = L_1 &= L_0/\cos(22,5^\circ) = 2,16 \text{ mm} \\ L_{Ch2} = L_2 &= L_0/\cos(45^\circ) = 2,83 \text{ mm} \\ L_{Ch3} = L_3 &= L_0/\cos(67,5^\circ) = 5,23 \text{ mm} \end{aligned}$$

Tabella 4.1: Lunghezza nominale dei canali di un disco a Canali Pestati.

Per rendere il profilo di ciascuna buca meno spigoloso possibile, rispettando contemporaneamente i margini necessari ai fori, i canali indicati in Ch_2 e Ch_3 non sono radiali rispetto al centro del disco, ma ruotati in modo da divenire radiali al foro verticale di prelievo, come sarà più chiaro nella successiva *Sezione 4.1.2*.

I fori, contraddistinti dai marker a croce in *Figura 4.1*, sono aperti durante uno step intermedio, precedente al taglio finale di definizione del disco.

Nella successiva *Figura 4.2* riportiamo la foto di un disco a Canali Pesati realizzato.

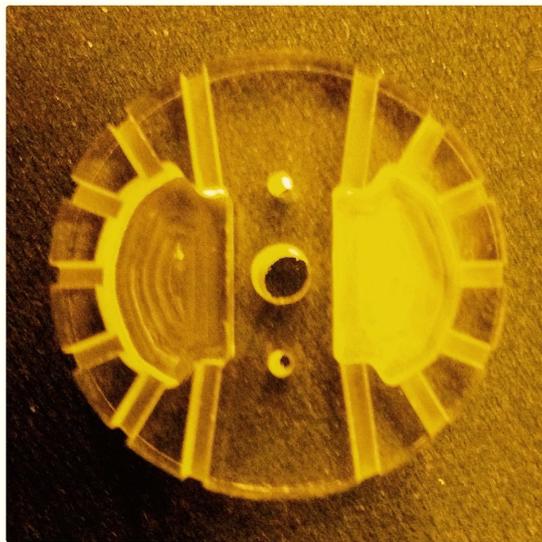


Figura 4.2: Risultato della lavorazione mediante un macchinario CAM100 VHF, di un disco a Canali Pesati.

Come spiegheremo nella successiva *Sezione 4.1.2* e anticipiamo fin da adesso, i dischi utilizzati nell'architettura anemometrica proposta sono due, sovrapposti e ruotati di 90° .

I dischi costituenti il prototipo sul quale è stata eseguita la caratterizzazione riportata in seguito sono stati misurati, al fine di stimare l'errore introdotto in fase di lavorazione. La misura è stata fatta su alcune foto ottenute con il microscopio ottico, ricorrendo al Software appositamente fornito *Leica LAS V4.4* e riportata per maggiore chiarezza sulle *Figure 4.3, 4.5*. Le misure sono state poi trascritte su fogli di calcolo *Microsoft Excel* al fine di stimare facilmente gli errori di lavorazione commessi.

Notare che:

- ◊ Il canale Ch_3 non è misurabile poiché è troppo lungo per entrare nella finestra-foto del microscopio, anche al minimo ingrandimento disponibile.
- ◊ Il canale Ch_2 non è radiale rispetto al centro del disco per cui la lunghezza dei bordi (sinistri e destri) misurati differisce; per questo motivo si prende come lunghezza di Ch_2 una media tra le due lunghezze misurate.

Come si può notare l'errore (relativo sui coseni) rimane inferiore al 3%, risultato più che soddisfacente tenendo conto delle potenzialità del macchinario con cui si effettua la lavorazione.

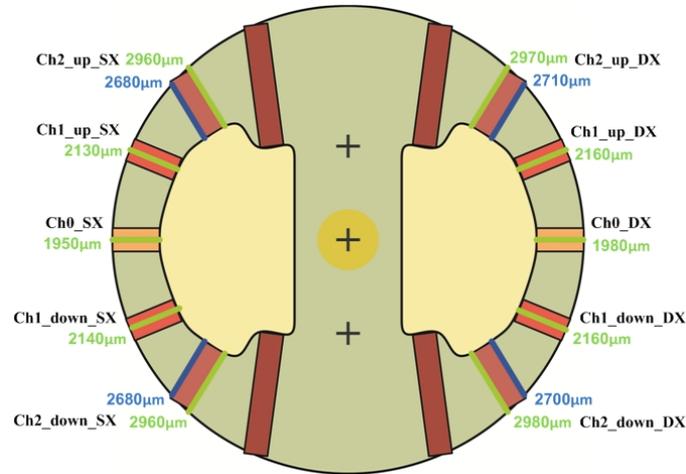


Figura 4.3: Schema di un disco a Canali Pesati su cui sono state riportate le misure effettuate al microscopio ottico, per uno dei due dischi utilizzato nel prototipo dell'anemometro e chiamato "Disco 1".

Lunghezze Nominali [mm]	Lunghezze Misurate [mm]	Media Lunghezze [mm]	Errore Relativo [%] $100 * (<L> - L_{nom}) / L_{nom}$	$L_{0, reale} / <L>$	Errore relativo sui coseni [%] $100 * (L_{0, reale} / <L> - \cos(x)) / \cos(x)$	
2,00	Ch0_SX	1,95	1,95	2,50%	1,026	2,56%
	Ch0_DX	1,98	1,98	1,00%	1,010	1,01%
2,16	Ch1_up_SX	2,13	2,13	1,61%	0,915	0,91%
	Ch1_down_SX	2,14	2,14	1,15%	0,925	0,15%
	Ch1_down_DX	2,16	2,16	0,22%	0,917	0,78%
2,85	Ch1_up_DX	2,16	2,16	0,22%	0,917	0,78%
	Ch2_up_SX	2,96	2,82	1,17%	0,691	2,21%
		2,68				
	Ch2_down_SX	2,96	2,82	1,17%	0,702	0,70%
		2,68				
	Ch2_down_DX	2,98	2,84	0,47%	0,687	2,90%
2,70						
Ch2_up_DX	2,97	2,84	0,47%	0,697	1,40%	

Figura 4.4: Tabella riassuntiva con le misure e gli errori realizzativi, per il disco a Canali Pesati denominato "Disco 1".

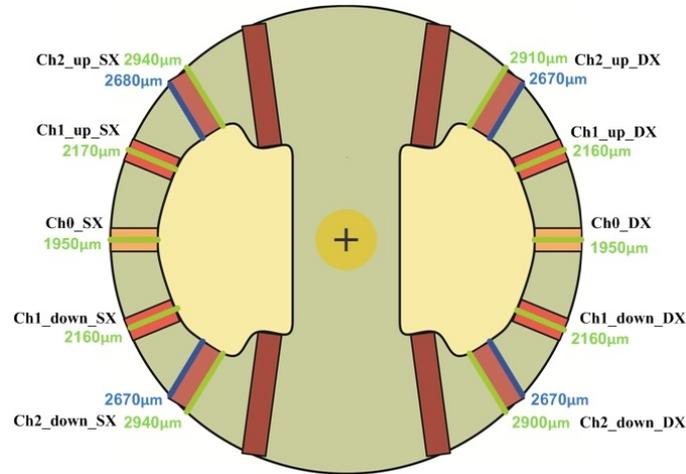


Figura 4.5: Schema di un disco a Canali Pesati su cui sono state riportate le misure effettuate al microscopio ottico, per uno dei due dischi utilizzato nel prototipo dell'anemometro e chiamato "Disco 2".

Lunghezze Nominali [mm]	Lunghezze Misurate [mm]	Media Lunghezze [mm]	Errore Relativo [%] $100 * (<L> - L_{nom}) / L_{nom}$	$L_{0, reale} / <L>$	Errore relativo sui coseni [%] $100 * (L_{0, reale} / <L> - \cos(x)) / \cos(x)$	
2,00	Ch0_SX	1,95	1,95	2,50%	1,026	2,56%
	Ch0_DX	1,95	1,95	2,50%	1,026	2,56%
2,16	Ch1_up_SX	2,17	2,17	0,24%	0,899	2,73%
	Ch1_down_SX	2,16	2,16	0,22%	0,903	2,28%
	Ch1_down_DX	2,16	2,16	0,22%	0,903	2,28%
	Ch1_up_DX	2,16	2,16	0,22%	0,903	2,28%
2,85	Ch2_up_SX	2,94	2,81	1,52%	0,694	1,86%
		2,68				
	Ch2_down_SX	2,94	2,81	1,70%	0,695	1,69%
		2,67				
	Ch2_down_DX	2,90	2,79	2,40%	0,700	0,98%
		2,67				
Ch2_up_DX	2,91	2,79	2,22%	0,699	1,16%	
	2,67					

Figura 4.6: Tabella riassuntiva con le misure e gli errori realizzativi, per il disco a Canali Pesati denominato "Disco 2".

4.1.2 Assemblaggio del cilindro anemometrico

In questa sezione descriveremo come è stata assemblato il cilindro Anemometrico. Il cilindro anemometrico sarà costituito da:

- ◊ Due dischi a Canali Pesati;
- ◊ Un disco distanziale dall'apice-terminale libero (End Free);
- ◊ Un disco adattatore;
- ◊ Un tubo cilindrico.

L'utilizzo di due dischi a Canali Pesati risulta fondamentale per la corretta distinzione della direzione di incidenza del fluido.

Come abbiamo descritto nei precedenti *Capitoli 2, 3*, i dischi a Canali Pesati consentono di misurare un flusso $Q \propto f(V_0)\cos(\alpha)$, in cui V_0 è la velocità del fluido mentre α l'angolo di incidenza.

Il problema è che l'andamento ottenuto come dipendenza dall'angolo α è cosinusoidale; pertanto continua ad essere non monotono sul periodo $0 - 2\pi$ [rad].

Per risolvere questo problema e determinare l'angolo α in modo univoco, si utilizzano due dischi a Canali Pesati nominalmente identici.

Si può dimostrare facilmente che, se i dischi sono sovrapposti ruotati rispettivamente di 90 deg, si ottiene:

$$\begin{cases} Q_A \propto f(V_0)\cos(\alpha) \\ Q_B \propto f(V_0)\sin(\alpha) \end{cases} \quad (4.3)$$

Date le ridotte dimensioni della colonna anemometrica esposta si suppone che il fluido incidente su ciascuno dei due dischi abbia le medesime caratteristiche in termini di direzione e velocità. A partire dalla misura separata dei due flussi Q_A e Q_B , eseguita con due flussimetri distinti sul *Flowchip IV*, si può stimare in modo univoco l'angolo α .

Il disco distanziale consente di porre i dischi di trasduzione alla giusta distanza dal terminale libero.

Facendo riferimento alle simulazioni riportate nel *Capitolo 2*, il disco deve avere spessore attorno a 5 mm; Si sceglie di utilizzare un disco di 6 mm ottenibile con la fresa *CAM100 VHF*, ricorrendo ad un semplice taglio a partire da un substrato di PMMA del medesimo spessore. Il disco distanziale può poi essere sostituito da geometrie più elaborate o in generale diverse, al fine di verificare sperimentalmente i concetti studiati ed esposti nel *Capitolo 2*.

Il disco adattatore consente di alloggiare saldamente i precedenti dischi sovrapposti ed incollati su un tubo cilindrico.

Il tubo cilindrico ha lo stesso diametro dei dischi e contiene- protegge i tubi in silicone di collegamento tra i canali verticali, in arrivo dalle camere dei dischi, e il convogliatore (descritto nel sottoparagrafo successivo) disposto sul chip. In questo modo si rende possibile la misura dei due flussi Q_A e Q_B .

Il tubo viene tagliato così da ottenere alla fine la giusta altezza per il cilindro

anemometrico, senza rendere il collegamento dei tubi in silicone problematico. Il taglio deve essere perfettamente planare e ortogonale all'asse del tubo cilindrico per garantirne l'assemblaggio corretto.

Notare che i canali verticali di uscita dei dischi sono disposti a croce mentre i sensori risultano affiancati "obbligando", come sarà chiaro in seguito, i canali del conveyor a stare sui vertici di un quadrato (*Figura 4.7*).

Per questo motivo risulta necessario incrociare i tubi in silicone al fine di collegare il sensore e il disco in modo corretto.

Dato lo spazio di manovra ridotta l'assemblaggio non è semplice. Per questo sono state pensate delle strategie per facilitare il collegamento incrociato dei tubi.

Nel prototipo su cui sono state fatte le misure che riporteremo in seguito, si è eseguito lo scambio-incrocio direttamente con i tubi in silicone. Questa strategia si è dimostrata essere funzionante ma di difficile montaggio.

Nei prototipi successivi sarà previsto di fare lo scambio direttamente nel disco adattatore, secondo una geometria in pianta simile a quella riportata in *Figura 4.7*.

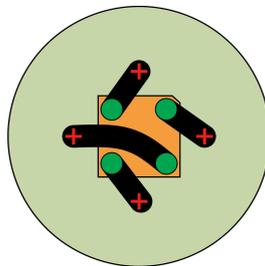


Figura 4.7: Figura esplicativa della necessità di connessione incrociata tra canali verticali dei dischi e i rispettivi sensori.

Nella successiva *Figura 4.8* si può vedere alcuni disegni 3D, riassuntivi dell'assemblaggio dei dischi nel cilindro anemometrico.

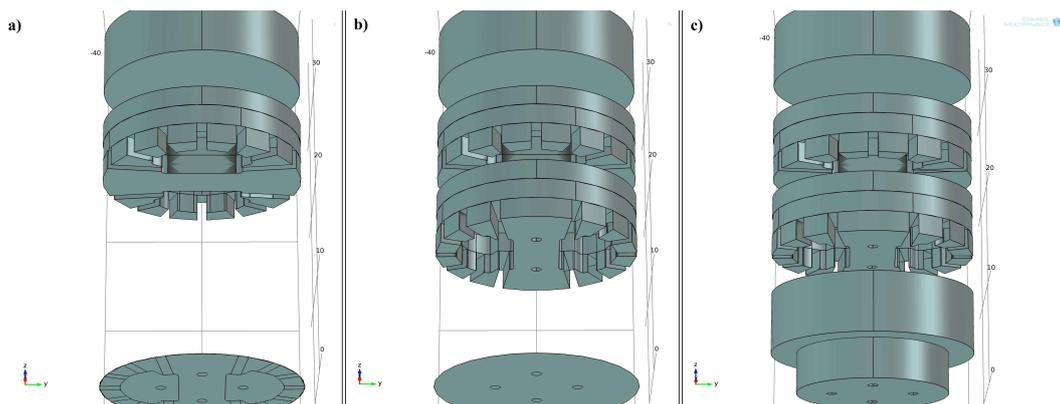


Figura 4.8: Disegni 3D esplicativi dell'assemblaggio del cilindro anemometrico. I disegni 3D sono stati eseguiti con lo strumento di disegno COMSOL ed hanno dimensioni e scala reale.

Nella successiva *Figura 4.9* si riporta una foto del cilindro realmente assemblato.

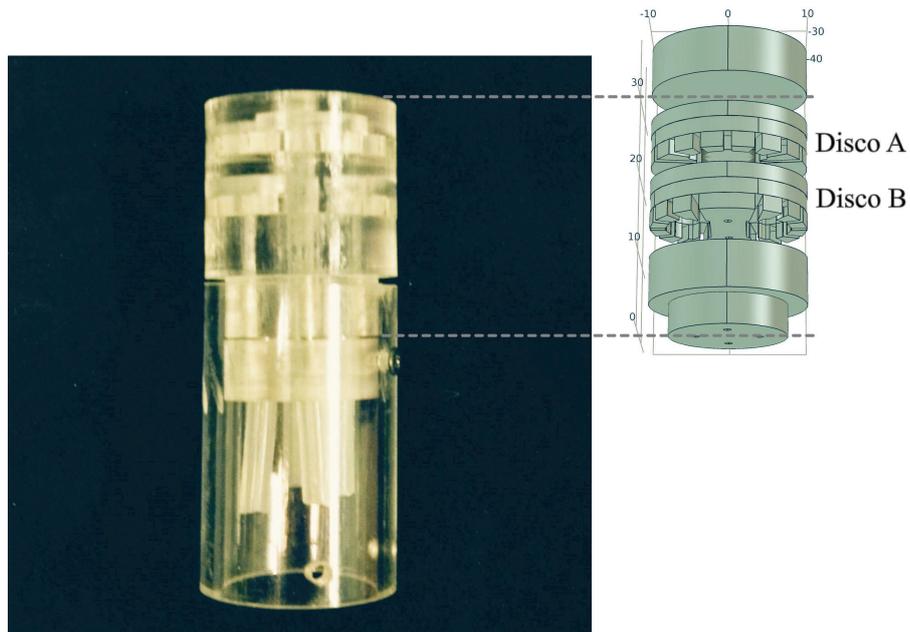


Figura 4.9: Foto del cilindro anemometrico assemblato affiancata per maggiore chiarezza al disegno 3D dei dischi.

I due dischi a canali pesati, per garantire il corretto funzionamento, devono essere incollati ortogonalmente in modo perfetto. La trasparenza del PMMA e il foro centrale aiutano a sovrapporli ed allinearli nel modo corretto. L'incollaggio è stato fatto con resina epossidica.

4.1.3 Conveyor

Una volta che il Chip è stato postprocessato e i flussimetri risultano essere sospesi e termicamente isolati, occorre progettare e realizzare dei convogliatori per consentire ai flussi di raggiungere in modo opportuno le piccole strutture che dovranno rilevarli.

Nel seguente sottocapitolo saranno descritte le strutture pensate per ottenere questo risultato e le tecniche seguite per implementarle.

Successivamente alla realizzazione i convogliatori devono essere allineati e incollati sul chip [4].

Lo step preliminare a questa fase è l'incollaggio del chip su package ceramico (*DIP-28*) e saldatura wedge-bonding; omettiamo la descrizione di questi passi standard in quanto non presentano particolari criticità.

La procedura di allineamento e incollaggio, come tutta la procedura di assemblaggio del sistema e come già affermato nel precedente *Capitolo 3*, è effettuata interamente nei laboratori di *Tecnologie Microelettroniche, Dipartimento Ingegneria dell'Informazione, Università di Pisa*.

La procedura non è pertanto eseguita utilizzando macchinari industriali ma, sebbene ricorra a strumenti ausiliari, è una procedura totalmente manuale.

Per questo motivo, tenendo conto delle dimensioni dei sensori e dello scarso margine di errore tollerabile, le fasi di allineamento e incollaggio sono estremamente critiche.

Il progetto del convogliatore deve seguire le seguenti linee guida:

- ◊ Il canale deve inglobare il sensore in modo simmetrico affinché la risposta sia il più possibile simmetrica all'inversione del verso del flusso applicato.
- ◊ Ciascun canale deve essere separato e isolato da ogni altro, affinché non ci sia crosstalking tra le misure.
- ◊ Il canale deve avere dimensioni geometriche opportune per ottimizzare il trade-off tra sensibilità ottenibile e cadute di pressione nel canale [3].
- ◊ Il convogliatore deve incollarsi sul chip senza andare a schiacciare i pad e interferire con le saldature. Per questo motivo l'area utile è necessariamente inferiore all'area del chip meno l'area della corona di pad. Contemporaneamente sulla faccia opposta dovendo accogliere aghi e connettori occorre un certo margine-distanza che si traduce in un'area minima accettabile.

Nella successiva *Figura 4.10* sulla sinistra si può vedere il disegno in pianta della base del conveyor.

Il disegno viene realizzato utilizzando come riferimento il layout del *Flowchip IV*. In questo modo si riesce a dimensionare d_{MAX} in modo da massimizzare superficie di incollaggio senza intersecare i pad del chip compromettendoli. I canali sono allineati ai due sensori a doppio riscaldatore da utilizzare. Al termine dei canali si hanno i riferimenti per i fori verticali, indicati in *Figura 4.10* (cerchi arancioni).

Sempre in *Figura 4.10* ma a destra, si può invece vedere il convogliatore visto in pianta dall'alto.

La dimensione d_{MIN} è quella sotto la quale non sarebbe possibile installare sul convogliatore gli aghi (cerchi azzurri) e i tubi di collegamento (prelievo e applicazione del flusso).

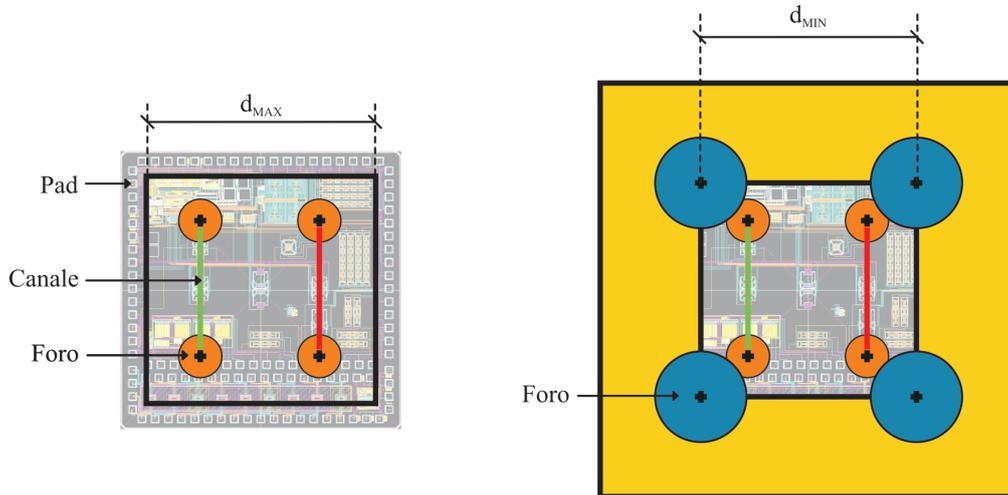


Figura 4.10: Conveyor, possibili disegni in pianta, vista dal basso a sinistra e dall'alto a destra.

Il convogliatore è realizzato su un substrato di PMMA ricorrendo ad un fresa a controllo numerico *CAM100 VHF*. La fresa riesce a replicare il disegno 2D preimpostato e consente un controllo della profondità di taglio, coordinata-z, per ciascun tratto-linea-oggetto presente nel disegno.

Tenendo presente le potenzialità del macchinario e che necessariamente la lavorazione di ciascun singolo pezzo avviene da un solo lato, dovrebbe essere evidente che è impossibile ottenere un unico pezzo (unica lavorazione) che soddisfi contemporaneamente i requisiti in *Figura 4.10*, per la vista in pianta dall'alto e dal basso.

Per questo motivo il convogliatore è realizzato unendo due pezzi: Un primo pezzo chiamato “Fungo”³ che soddisfa i requisiti all’interfaccia con il *Flowchip IV*. Un secondo pezzo detto “Zoom”, incollabile sul “Fungo”, per soddisfare i requisiti di connessione.

Nella successiva *Figura 4.11* si possono vedere i disegni di riferimento, per la *CAM100 VHF*, per i due pezzi costituenti il conveyor. Sempre in *Figura 4.11* si riporta, per maggiore chiarezza anche la vista in sezione. Notare che la strana geometria a fungo consente di rilassare la specifica sulla dimensione massima d_{max} riscontrata all’interfaccia con il chip, offrendo la possibilità di poter disegnare e realizzare lo “Zoom” in modo che siano rispettate le specifiche sul lato opposto, all’interfaccia con i connettori. Prestare inoltre attenzione al fatto che i disegni non sono perfettamente simmetrici pertanto è utile un segno di riferimento per rendere semplice e immediato il montaggio e l’incollaggio. La convenzione adottata è che il segno sia posizionato in alto a sinistra quando si osserva il chip e il conveyor

³Il nome è dovuto al fatto che la sezione dell’oggetto assomiglia a quella di un “fungo”.

dall'alto.

La lavorazione avviene dal basso pertanto i disegni sono specchiati rispetto all'asse di simmetria nord-sud; nei disegni specchiati il segno di riferimento apparirà in alto a destra.

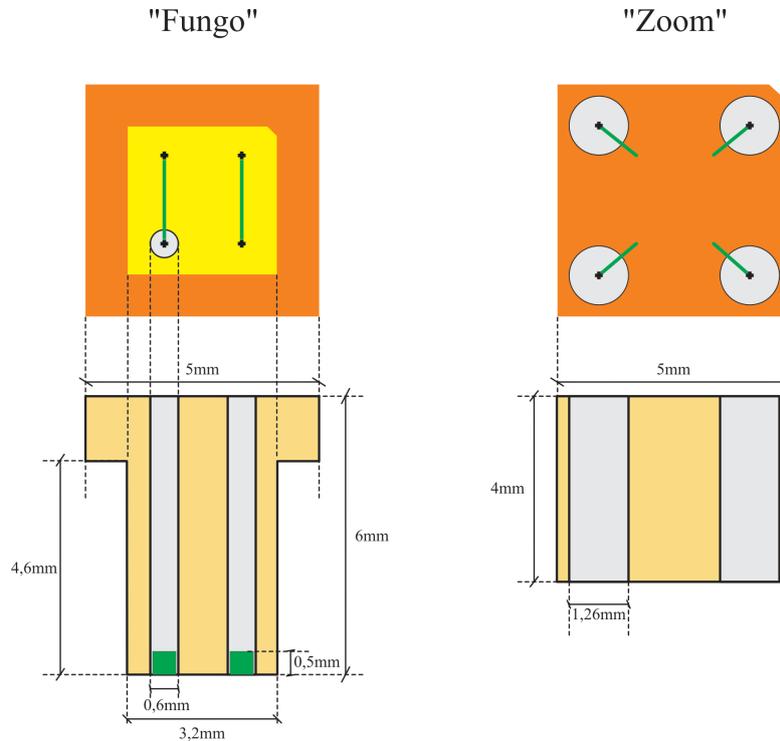


Figura 4.11: Disegni per il software Cenon di controllo della fresa CAM100 VHF per ciascuno dei due pezzi costitutivi del Conveyor; la vista in sezione del “Fungo” e dello “Zoom” è stata aggiunta per maggiore chiarezza.

Il substrato su cui è realizzato il “Fungo” è di 6 *mm* mentre quello dello “Zoom” di 4 *mm*.

I canali dello “Zoom” hanno profondità 2 *mm* e connettono i centri dei fori sul “Fungo” a quelli sullo “Zoom” stesso. Questi canali sono realizzati con una fresa di diametro 1 *mm* e, per questo, è sufficiente disegnarli come una linea che il macchinario si limiterà a seguire per l'intera lunghezza.

I canali sull Fungo sono invece profondi 0,5 *mm* e sono realizzati con una fresa di diametro 0,5 *mm*, anche questi sono disegnati come una linea.

I fori sul “Fungo” sono fatti con una punta da 0,6 *mm*, pertanto è sufficiente disegnare per il macchinario i riferimenti per il centro.

I fori sul “Zoom” invece devono avere un diametro di 1,26 *mm* per alloggiare degli aghi in acciaio, di facile reperibilità in commercio. La punta di diametro 1,26 *mm* non è disponibile, pertanto occorre disegnare i fori come cerchi che una fresa da 0,5 *mm* potrà liberare seguendo il profilo interno.

Le figure successive riportano i pezzi lavorati precedentemente all'incollaggio. In particolar modo le Figure 4.13, 4.14 sono ottenute al microscopio ottico e sono utili per fare delle misure ricorrendo al software accessorio al microscopio stesso (Leica LAS V4.4). Le misure consentono di verificare la correttezza del risultato,

quantificando l'errore di lavorazione.

In *Figura 4.14* è riportato il "Fungo" posizionato nella guida che sarà utilizzata per l'allineamento; così da verificare l'entità degli interstizi-gioco che potrebbero causare un eccessivo errore di allineamento.

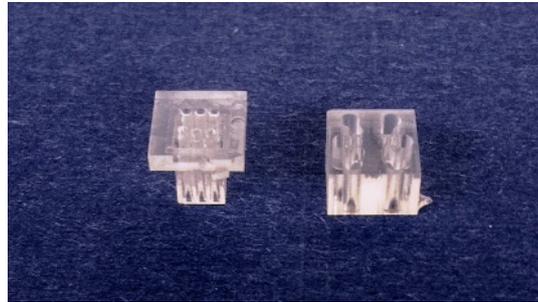


Figura 4.12: Risultati della lavorazione per il "Fungo" e lo "Zoom".



Figura 4.13: Foto al microscopio ottico della faccia inferiore del "Fungo".

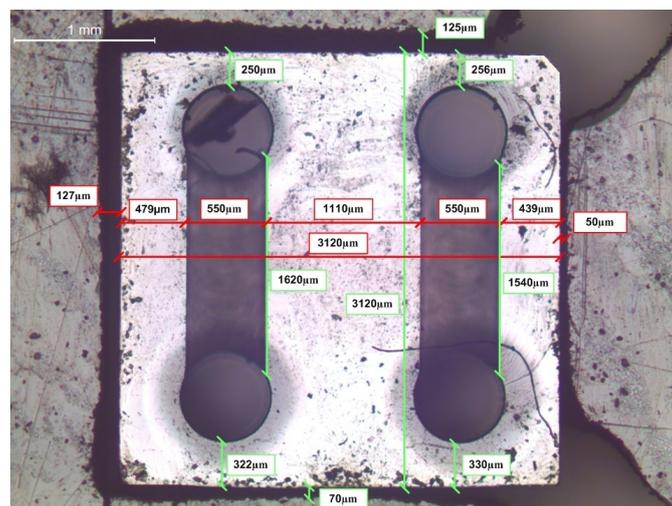


Figura 4.14: Foto al microscopio ottico del "Fungo" (faccia inferiore) alloggiato nella guida utilizzata per l'allineamento. Sull'immagine sono state riportate le misure.

I pezzi realizzati devono essere incollati sul chip.

Per prima cosa si procede ad incollare il “Fungo” che viene allineato con l’ausilio di una guida di alloggiamento, visibile in *Figura 4.15*.

Prima di depositare la colla e mettere a contatto il “Fungo” con il chip si utilizza la guida ed un allineatore che consente di spostarla in modo accurato (precisione dell’ordine del μm) nei tre assi x , y , z ; ottenuta la posizione si può togliere il “Fungo” dalla guida che resta bloccata preservando l’allineamento conseguito, depositare la colla e infine posizionarlo.

La colla utilizzata è *Cianocrilato*, di facile reperibilità in commercio e in grado di garantire un buon incollaggio e tenuta. La procedura di deposizione della colla è critica in quanto occorre dosarla in modo che ce ne sia a sufficienza per garantire l’adesione e l’isolamento dei canali, ma non sia troppa da andare ad occludere i fori e i canali e ricoprire i sensori.

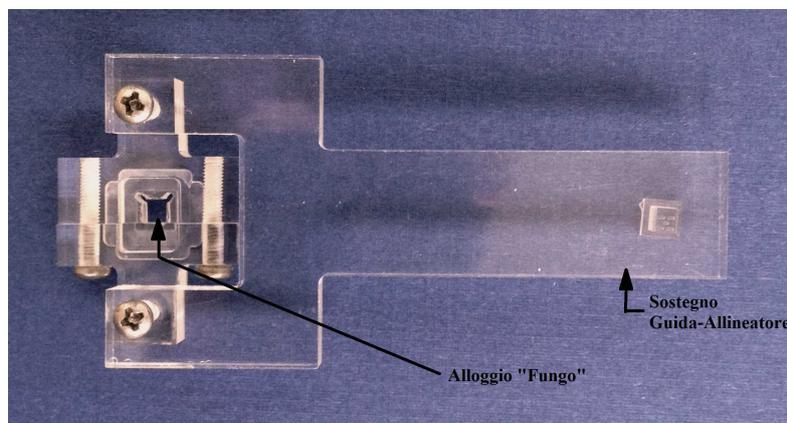


Figura 4.15: Guida per l’allineamento del “Fungo”.

Attendendo 1 *h* che la colla si sia essiccata è possibile smontare la guida e liberare il chip-package, il risultato è visibile nella successiva *Figura 4.16*.

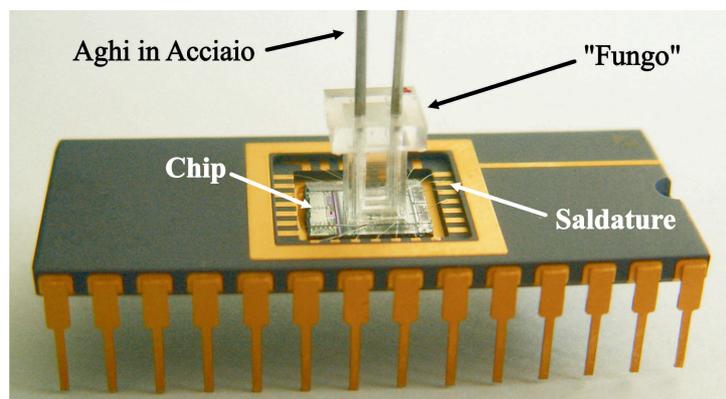


Figura 4.16: Risultato dell’incollaggio del “Fungo”.

Si procede a questo punto a rendere l'incollaggio meccanicamente più solido. Per fare questo si procede a fare una "colata" di *Cianocrilato* alla base del "Fungo". Anche la "colata" di rinforzo è una fase è molto critica, per due motivi:

- ◊ La "colata" di rinforzo cade anche sui Pad del chip e sulle saldature. Se si essicca troppo lentamente, a temperature e umidità non ottimali, si creano stress locali che possono andare a spezzare le saldature rendendo il chip inutilizzabile.
- ◊ La "colata" di rinforzo può penetrare tra il chip e il fungo andando ad occludere i canali rendendo così i sensori inutilizzabili.

Entrambi i problemi rendono il dispositivo inutilizzabile e pertanto devono essere controllati e prevenuti.

Il primo problema è risolto grazie all'utilizzo del *Cianocrilato* come colla di rinforzo; infatti rispetto alle resine epossidiche, apparentemente più idonee a sigillare, riesce a seccare adeguatamente a temperatura e umidità ambiente così da salvaguardare le saldature.

Il secondo problema viene risolto tenendo in sovrappressione i canali così che la colla non vi penetri. Per fare questo si fa fluire Azoto attraverso un gorgogliatore con acqua nei canali (si utilizzano gli aghi in acciaio in *Figura 4.16* per il collegamento). Il flusso viene attivato nel momento della colata e mantenuto finché non è trascorso sufficiente tempo per cui la colla possa essere considerata secca. Il flusso di azoto mantiene i canali ad una pressione più elevata di quella ambiente e la colla non riesce a penetrare. Poiché il *Cianocrilato* essicca più rapidamente in ambienti umidi, il gorgogliatore garantisce la corretta umidità nei canali, così che la colla che tenderebbe ad invaderli secchi bloccandosi alle pareti.

Per avere un'idea della criticità della fase di incollaggio del "Fungo" e della successiva "colata" di rinforzo, anche per quanto riguarda la scelta dei collanti da utilizzare, osservare la successiva *Figura 4.17*.

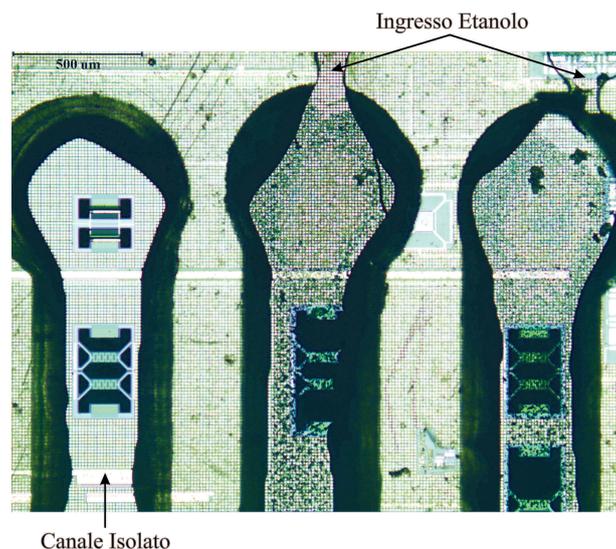


Figura 4.17: Foto al microscopio ottico illustrativa di un caso di fallimento nell'incollaggio del "Fungo".

La figura è una fotografia al microscopio ottico per una architettura diversa da quella anemometrica proposta, che ha la necessità di utilizzare tre flussimetri e pertanto ha bisogno di un fungo a tre vie.

L'incollaggio del fungo era stato fatto con *Resina Epossidica* anzichè con *Cianocrilato*. La *Resina Epossidica* infatti garantirebbe una corretta adesione e, seccando più lentamente del *Cianocrilato*, non costringerebbe a lavorare in modo sbrigativo; in questo modo il dosaggio potrebbe essere curato con maggiore precisione.

Passaggio intermedio, utile per valutare la bontà dell'incollaggio del "Fungo", è quello di iniettare Etanolo ai bordi esterni del fungo così da vedere se i canali sono isolati dall'esterno e di conseguenza stimare la criticità della successiva fase di "colata" di rinforzo.

Risulta fondamentale utilizzare l'etanolo e non l'acqua in quanto quest'ultima introdurrebbe problematiche durante l'asciugatura; infatti in prossimità dei canali evaporerebbe lentamente e si presenterebbe il fenomeno dello *Stiction* dannoso per i sensori [20].

Il problema è che la *Resina Epossidica* si è dimostrata incompatibile con l'Etanolo che l'attacca rimuovendola e causando il pessimo risultato visibile in *Figura 4.17*.

Terminato l'incollaggio del "Fungo" si può procedere a posizionare e fissare lo "Zoom". Lo "Zoom" viene allineato con l'ausilio del microscopio ottico e incollato utilizzando *Resina Epossidica* in quanto non presenta particolari criticità.

4.1.4 Assemblaggio complessivo

In questa sezione ci limitiamo a riportare solo alcune figure del prototipo complessivamente assemblato. Unici pezzi necessari all'assemblaggio complessivo, che non sono stati descritti nelle sezioni precedenti, sono:

- ◊ Un'anello di sostegno per il cilindro che viene incollato sul package del chip e sul quale il tubo cilindrico può essere innestato e fissato;
- ◊ Un disco ausiliario per facilitare il montaggio mantenendo i tubi in silicone nella corretta posizione;
- ◊ Una board di sostegno e connessione per il package.

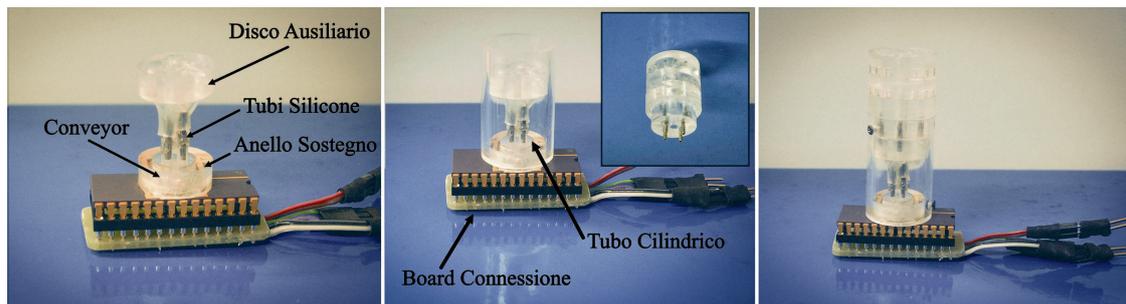


Figura 4.18: Foto delle tre fasi necessarie ad assemblare il cilindro anemometrico con il conveyor e il chip.



Figura 4.19: Foto del prototipo in seguito all'assemblaggio complessivo.

4.2 Caratterizzazione

In questo sottocapitolo sarà caratterizzato il sistema anemometrico proposto e assemblato.

Per prima cosa analizzeremo il comportamento del *Flowchip* e dei sensori su esso integrati, determinandone le caratteristiche flusso-tensione, alcune risposte in transitorio e altri aspetti utili a descriverne il comportamento.

Successivamente esporremo la caratterizzazione di un prototipo del vero e proprio anemometro, riportando alcune misure fatte mediante l'uso di una galleria del vento "artigianale" appositamente costruita e pensata per questa tipologia di test. L'esposizione della caratterizzazione dell'anemometro consentirà di fare maggiore luce sulle procedure adottate per ottenere la stima della velocità e dell'angolo d'incidenza del vento.

Infine discuteremo qualche risultato conseguito nella galleria del vento *Wright Brothers Wind Tunnel* del *Massachusetts Institute Technology, MIT*, dove il sensore è stato montato e testato su un aeromobile a controllo remoto (UAV).

4.2.1 Caratterizzazione dei flussimetri

La caratteristiche riportate in questa sezione, per i sensori *S1* ed *S3* di un campione di *Flowchip IV*, sono state ricavate ricorrendo ad un banco di prova disponibile nel laboratorio di *Tecnologie Microelettroniche* del Dipartimento di *Ingegneria dell'Informazione*, dell'*Università di Pisa*.

Il banco di prova utilizzato è schematizzato nella successiva *Figura 4.20*.

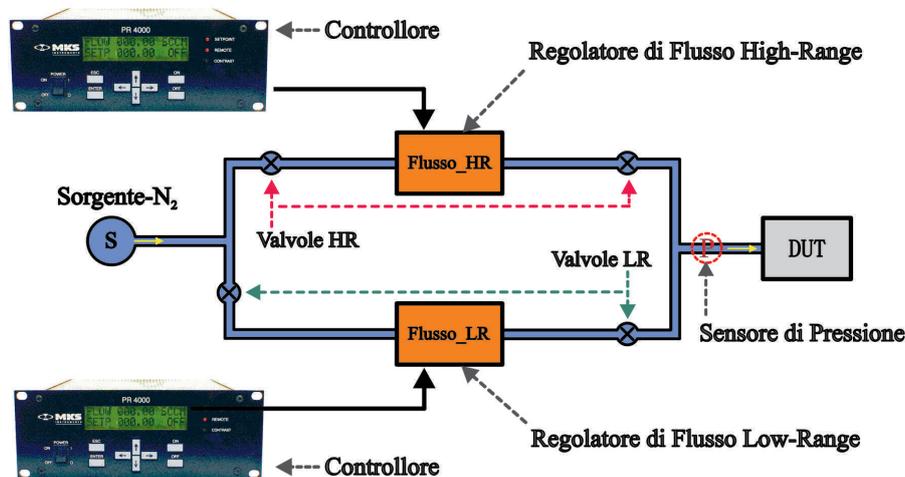


Figura 4.20: Schema del banco di prova utilizzato per caratterizzare i flussimetri.

Il banco di prova è alimentato da una bombola di Azoto. Sono predisposti due vie parallele attraverso le quali l'azoto può alternativamente fluire. La linea superiore ha come regolatore di flusso un *MKS mass_flo controller 1179A – 22c* che è pilotato da un controller *MKS PR 4000* così da fornire in uscita un flusso preciso (± 1 sccm) su un range ampio, che va da 10 sccm fino a 200 sccm. La linea inferiore ha come regolatore di flusso un *MKS mass_flo*

controller 1179A – 11c che è pilotato da un’altro controllore *MKS PR* 4000 così da fornire in uscita un flusso preciso ($\pm 0,1$ *sccm*) su un range meno esteso del precedente, che va da 0 *sccm* fino a 10 *sccm*.

Il sensore di pressione è interfacciato con i controllori che ne consentono la lettura.

Il Device Under Test (DUT) è connesso al banco di prova con tubi in silicone terminati da aghi di dimensioni opportune per innestarsi nel conveyor (*Sezione 4.1.3*). Variando il collegamento sul conveyor è possibile testare separatamente ciascuno dei due flussimetri, imponendo di volta in volta un flusso in direzione positiva o negativa a seconda dell’estremità del canale connesso.

La lettura dei flussimetri avviene poi con l’interfaccia presentata nel *Capitolo 3*, che permette di ottenere le misure su un PC in un file testuale in formato “*.txt”.

Isolamento dei canali

Una prima prova consiste nel verificare che i due canali siano tra loro isolati. Se questo non fosse verificato, ovvero qualora si presentasse cross-talking tra i canali, il flusso misurato da un sensore sarebbe influenzato dal flusso nel canale adiacente introducendo un inevitabile errore.

Per effettuare questa verifica si utilizza il regolatore di flusso High-Range imponendo il flusso massimo, 200 *sccm*, in un canale e leggendo il sensore nel canale adiacente. Chiaramente i canali risulteranno isolati solo se la lettura del sensore non differirà consistentemente dal caso di flusso applicato nullo; in altre parole si può affermare che il canale in cui risiede il sensore letto è isolato da quello adiacente a cui è imposto il flusso, se la lettura fatta è pari alla tensione di offset residua.

Dato che i sensori saranno utilizzati per misure di flusso di valore sicuramente inferiore a 200 *sccm*, imporre questo flusso rappresenta il caso peggiore a cui il sistema di misura può essere esposto. Per questo motivo se i canali risulteranno isolati in questa circostanza con elevata probabilità risulteranno isolati in qualsiasi caso.

Caratteristica flusso-tensione

Verificato l’isolamento per ciascun canale si procede a valutare la caratteristica flusso-tensione per entrambi i sensori, *S1* e *S3* applicando un flusso tra ± 200 *sccm* e leggendo la tensione in uscita. Nelle figure successive sono riportati i grafici ottenuti dai dati misurati.

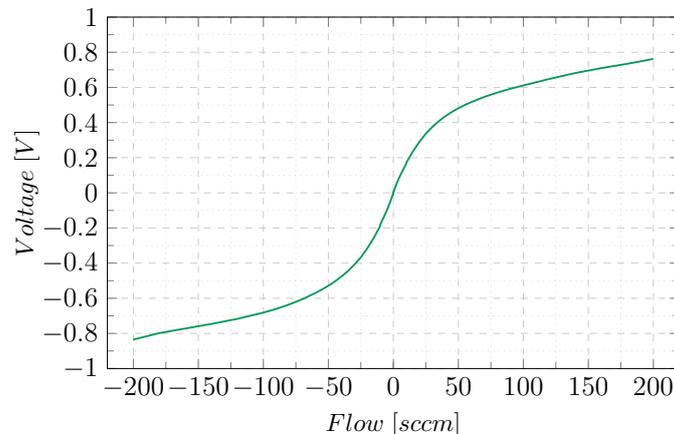


Figura 4.21: Caratteristica del sensore *S1*, ottenuta per corrente di alimentazione dei riscaldatori pari a 0,503 mA.

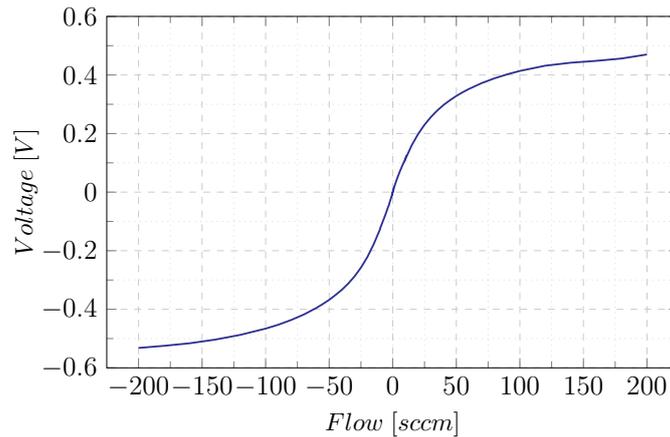


Figura 4.22: Caratteristica del sensore $S3$, ottenuta per corrente di alimentazione dei riscaldatori pari a $0,313\text{ mA}$.

La caratteristica in *Figura 4.21* è stata ricavata alimentando i riscaldatori del sensore $S1$ con una corrente di $0,503\text{ mA}$ mentre quella di *Figura 4.22* alimentando i riscaldatori di $S3$ con una corrente di uno step inferiore, pari a $0,313\text{ mA}$. Tali correnti sono state misurate utilizzando un amperometro in serie ai due riscaldatori e sono risultate essere attinenti a quanto descritto nella *Sezione 3.1.3*. Alimentando invece i riscaldatori di $S3$ con la medesima corrente di $S1$ e sovrapponendo i risultati ottenuti per un range in cui le risposte sono circa lineari ($\pm 10\text{ sccm}$), si ottiene il risultato nella successiva *Figura 4.23*

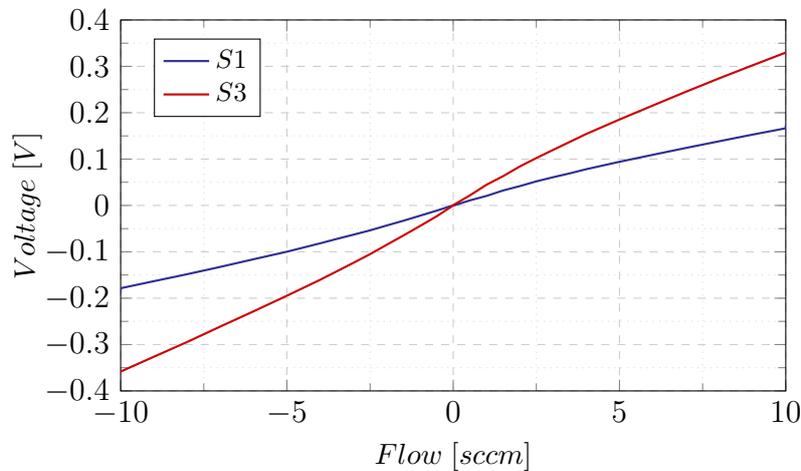


Figura 4.23: Caratteristiche dei sensori $S1$ e $S3$ a confronto, per flusso $\pm 10\text{ sccm}$ e corrente di alimentazione dei riscaldatori uguale ($I_A = 0,503\text{ mA}$).

Dal confronto delle due curve emerge che la sensibilità di $S3$ è superiore a quella di $S1$, esattamente come era stato previsto e affermato nel *Capitolo 4*. In alternativa l'utilizzo di un sensore con geometria uguale a $S3$ rispetto ad uno come $S1$, può essere giustificato nell'ottica di minimizzare il consumo di potenza. Infatti si può osservare che alimentando i riscaldatori del sensore $S3$ con una corrente $0,313\text{ mA}$, inferiore a quella utilizzata per quelli di $S1$ pari a $0,503\text{ mA}$, si riesce ad ottenere per i due sensori circa la medesima sensibilità; quindi $S3$ con-

sente di ottenere prestazioni comparabili a quelle di $S1$ con consumi di potenza inferiori.

Anticipiamo fin da adesso che per le misure del sistema anemometrico si utilizzerà il sensore $S1$ alimentato con corrente $0,503\text{ mA}$ (secondo step dei tre disponibili) e $S3$ con corrente inferiore e pari a $0,313\text{ mA}$ (primo step dei tre disponibili). Teoricamente si potrebbe alimentare i sensori con la massima corrente disponibile (terzo step, $0,8\text{ mA}$); questo sarebbe però, dal lato delle prestazioni, superfluo e da quello del consumo di potenza un spreco eccessivo; la configurazione esposta e adottata invece ottimizza il trade-off prestazioni-consumo.

Le caratteristiche ottenute e riportate nelle *Figure 4.21, 4.22*, pertanto saranno utilizzate successivamente in fase di correzione delle non linearità o, più in generale, di taratura dell'intero sistema anemometrico.

Caratterizzazione in transitorio

Ulteriore caratterizzazione effettuata per i flussimetri è in transitorio. I primo luogo si è cercato di monitorare il rumore introdotto dal banco di prova in fase di test. Leggendo il sensore $S1$ alimentato con corrente $0,503\text{ mA}$, registrando le letture e graficandole in funzione dell'istante temporale in cui sono state fatte, si ottiene un grafico come quello in *Figura 4.24*.

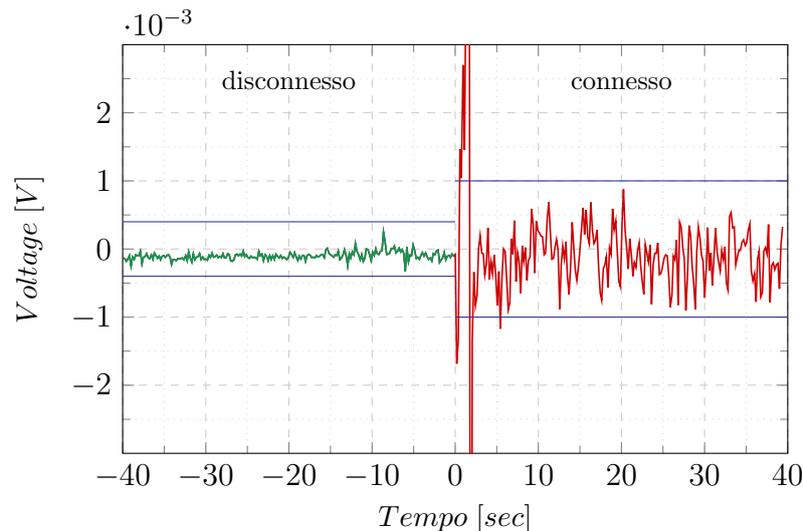


Figura 4.24: Stima del rumore introdotto dal banco di prova per flusso nullo quando il banco di prova è disconnesso e poi connesso al conveyor.

Nel grafico si distingue una prima zona, a sinistra, in cui il banco di prova è disconnesso dal conveyor e il rumore risulta essere ridotto, connettendo il sensore al banco di prova si ottiene la zona a destra dove il rumore risulta essere superiore (valore picco-picco superiore) al caso precedente.

Questo fenomeno è spiegabile nel seguente modo: nel caso in cui il conveyor sia disconnesso le inevitabili oscillazioni di pressione nell'ambiente circostante, il laboratorio dove viene effettuata la misura ed è posizionato il banco di prova, sono applicate circa allo stesso modo ai due ingressi del canale sul conveyor, causando la

generazione di un flusso e di un rumore del tutto trascurabile. Viceversa, quando si attacca il banco di prova, le oscillazioni di pressione tra i due ingressi del canale sono consistentemente diverse, pertanto si genera un flusso di entità superiore al caso precedente.

Il fenomeno è stato osservato ma è assai difficile da caratterizzare e modellare in modo accurato dovendo, in questo caso, “affrontare” equazioni fluidodinamiche non lineari, e un rumore che in generale potrebbe risultare non additivo.

Uno studio più dettagliato richiederebbe inoltre di quantificare il rumore introdotto dai regolatori di flusso *MKS mass_flo controller*. Questi infatti, come è riportato nel datasheet, implementano la regolazione mediante un attuatore meccanico in un anello di reazione con un misuratore di flusso a monte. L’attuatore meccanico introdurrà inevitabilmente un’ulteriore aliquota di rumore al sistema di misura, la cui stima non è banale.

Comunque sia ai fini delle misure che riporteremo in seguito l’entità del rumore picco-picco complessivo è trascurabile, per questo motivo non si è ritenuto necessario effettuare una caratterizzazione più approfondita e dettagliata a riguardo.

Si è cercato di caratterizzare i flussimetri in risposta ad un gradino di flusso. Ciascuno dei due sensori, *S1* e *S3*, è stato sollecitato con un gradino di flusso in salita-accensione di 5 sccm e uno in discesa-spegnimento di $5,2\text{ sccm}$.

Il transitorio in salita è più critico da valutare rispetto a quello in discesa per come è fatto internamente il regolatore di flusso *MKS mass_flo controller*. Infatti, mentre la generazione del gradino di flusso in spegnimento si traduce meramente in una chiusura di una valvola, la generazione di quello in salita equivale all’apertura della medesima; il problema è che il regolatore non riesce ad aprire la valvola in modo perfetto per ottenere subito i 5 sccm desiderati. In altre parole in accensione si riesce ad imporre un gradino che presenta un overshoot.

Per minimizzare l’overshoot si è verificato essere utile partire da una configurazione in cui il regolatore è già parzialmente attivo. In questa ottica si applica un gradino di 5 sccm partendo da un flusso iniziale di $0,2\text{ sccm}$. Il gradino in spegnimento viene ad essere conseguentemente pari a $5,2\text{ sccm}$.

Nelle successive *Figure 4.25, 4.26* si riportano i risultati ottenuti.

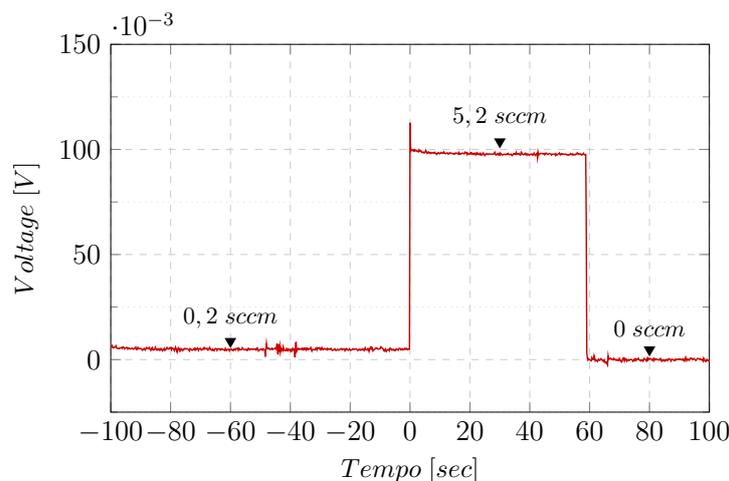


Figura 4.25: Risposta del sensore S1 (riscaldatori alimentati con $0,503\text{ mA}$) ad un gradino di flusso di 5 sccm in salita e $5,2\text{ sccm}$ in discesa, in funzione del tempo (sec).

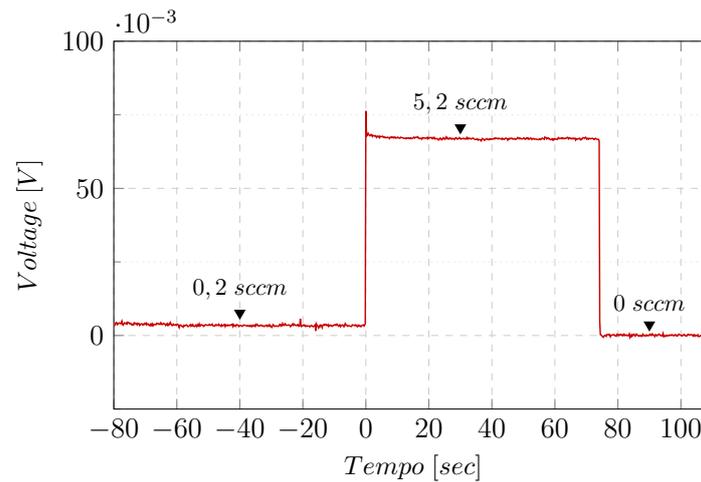


Figura 4.26: Risposta del sensore S3 (riscaldatori alimentati con $0,313 \text{ mA}$) ad un gradino di flusso di 5 sccm in salita e $5,2 \text{ sccm}$ in discesa, in funzione del tempo (sec).

Queste misure dimostrano che i sensori S1 ed S3 riescono a seguire e rilevare correttamente i gradini di flusso imposti. Questa risposta in transitorio è idonea alla misura anemometrica desiderata, pertanto l'impiego dei sensori nell'architettura proposta risulta coerente.

4.2.2 Caratterizzazione dell'anemometro.

Una prima caratterizzazione dell'anemometro proposto è stata effettuata nel laboratorio di *Tecnologie Microelettroniche* del Dipartimento di *Ingegneria dell'Informazione*, dell'*Università di Pisa*. Per questo scopo si è utilizzata una galleria del vento "artigianale", appositamente costruita per questo tipo di test e il cui schema è riportato nella successiva Figura 4.27.

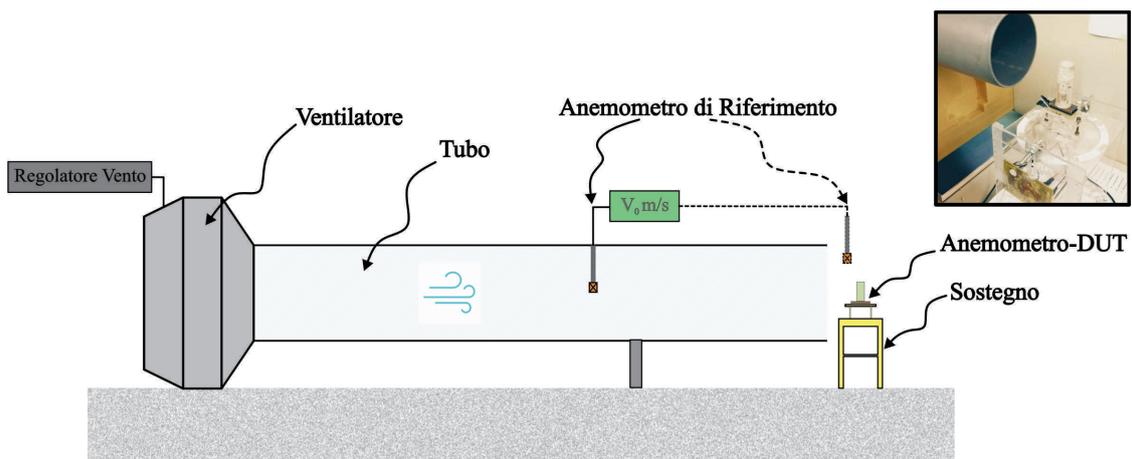


Figura 4.27: Schema della configurazione di test utilizzata durante la prima caratterizzazione dell'anemometro. In alto a destra, è stata riportata una foto del sistema di test reale.

La configurazione di test esposta emula una galleria del vento di ridotte dimensioni, in cui il tubo svolge la funzione di tunnel del vento. Il vento viene generato da un ventilatore controllato da un regolatore; in questo modo si riesce ad ottenere una velocità V_0 accordabile tra $0,8 \text{ m/s}$ e $8,5 \text{ m/s}$.

Un anemometro a filo caldo di riferimento viene utilizzato per verificare con accuratezza la velocità conseguita dal flusso ventoso.

L'anemometro di riferimento e quello sotto test (DUT) possono essere posizionati sia all'interno del tubo, che al suo esterno. Nei test effettuati si è preferito svolgere le misure fuori dal tubo, al fine di conseguire dei risultati più vicini a quella ottenibili nella configurazione di montaggio reale, su un aeromobile a pilotaggio remoto (UAV).

Il sostegno per l'anemometro sotto misura è dotato di un goniometro ed è in grado di ruotare con precisione.

Stima dell'angolo α di incidenza del vento

L'anemometro proposto è direzionale ovvero è in grado di determinare l'angolo di incidenza del flusso ventoso.

Pertanto, per prima cosa, si è cercato di determinare con quale approssimazione l'anemometro proposto è in grado di determinare la direzione di incidenza. Queste prime misure sono utili anche come validazione della teoria presentata nel *Capitolo 2*, per i dischi a Canali Pesati.

A questo scopo, per semplificare la misura, si è utilizzato un software di lettura leggermente diverso da quella sfruttato finora. Il programma è ancora scritto in linguaggio Python ed è simile al precedente come interfaccia grafica e modalità di utilizzo, ma consente di effettuare in parallelo la lettura di entrambi i sensori utili $S1$ ed $S3$.

In realtà la lettura continua ad essere sequenziale, essendo questo un vincolo imposto dal *Flowchip IV* e più in generale dall'hardware impiegato. Durante un primo istante di tempo il *Flowchip IV* è programmato per leggere il primo sensore utile mentre nel successivo l'altro e così via. Tuttavia il segnale che scandisce l'alternanza delle due letture ha un periodo breve e, in questo modo, il software consente di generare l'astrazione di una lettura simultanea.

Inoltre, per ottenere dei risultati più affidabili e immuni al rumore, è stata prevista per il programma la possibilità di stampare a schermo e registrare, per ciascun sensore, la media fatta su più letture consecutive.⁴

Utilizzando il software presentato si è proceduto a ruotare la struttura di sostegno, solidale all'anemometro, di un angolo tra 0 e 360 deg . Nei grafici successivi si riportano i risultati conseguiti per vari valori di V_0 .

I valori di V_0 impiegati sono verificati ricorrendo all'anemometro di riferimento.

⁴Il numero di letture su cui mediare è configurabile dall'utente.

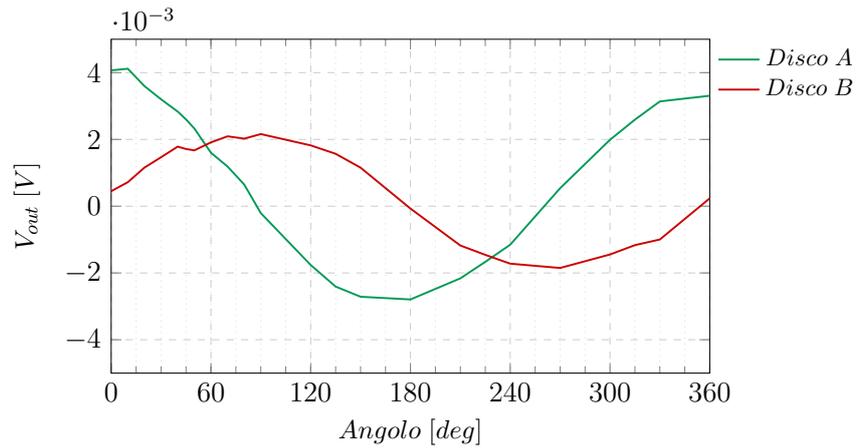


Figura 4.28: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} , ottenute per i due canali nel caso di variazione dell'angolo di incidenza del vento tra 0 e 360 [deg], $V_0 = 0,8 \text{ m/s}$.

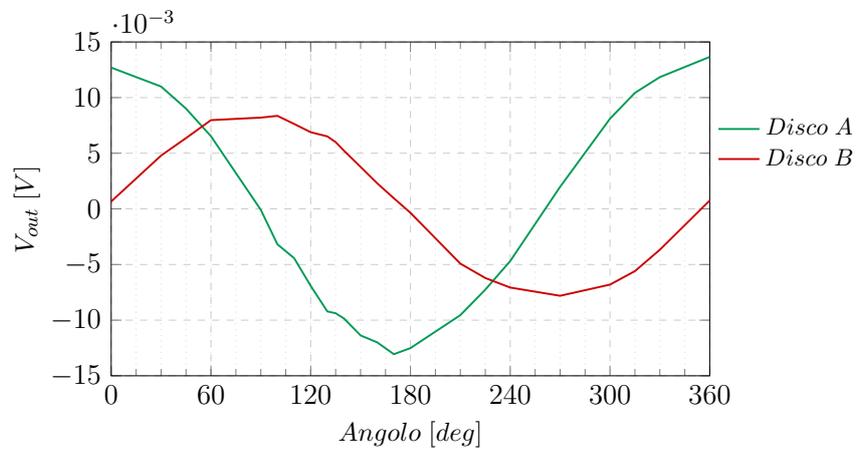


Figura 4.29: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} , ottenute per i due canali nel caso di variazione dell'angolo di incidenza del vento tra 0 e 360 [deg], $V_0 = 1,4 \text{ m/s}$.

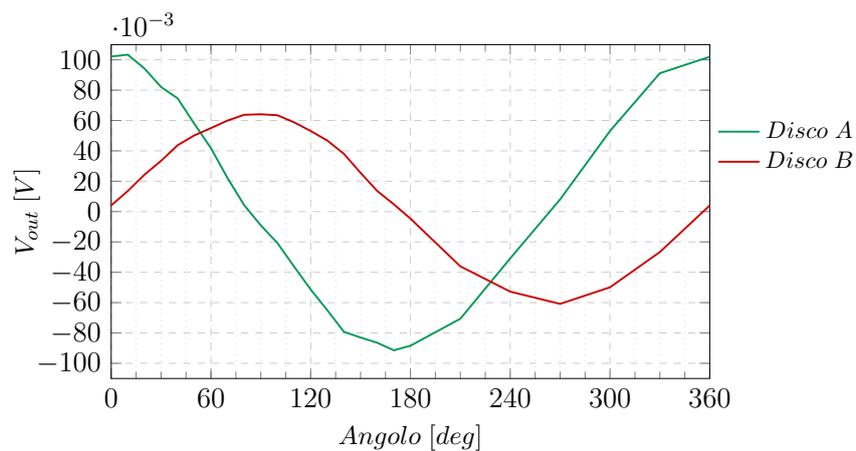


Figura 4.30: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} , ottenute per i due canali nel caso di variazione dell'angolo di incidenza del vento tra 0 e 360 [deg], $V_0 = 5 \text{ m/s}$.

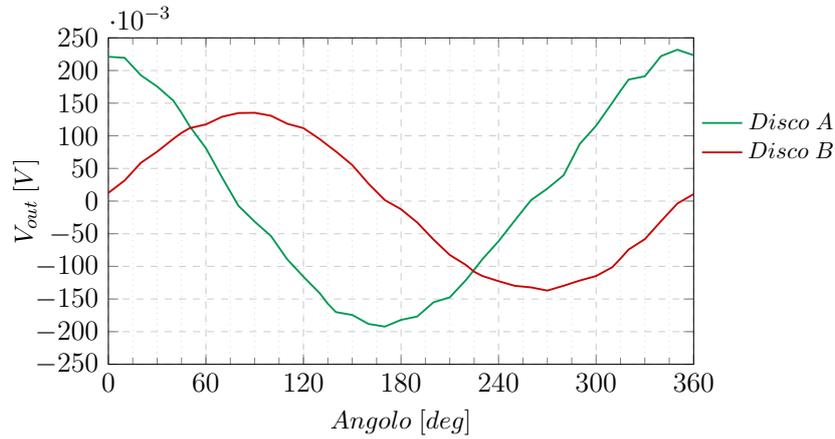


Figura 4.31: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} , ottenute per i due canali nel caso di variazione dell'angolo incidenza del vento tra 0 e 360 [deg], $V_0 = 8.5$ m/s.

Come si riesce a vedere già da una primissima osservazione delle figure, le forme d'onda approssimano un andamento cosinusoidale e sinusoidale rispettivamente, proprio come è desiderato che avvenga. Al fine di verificare questo risultato con maggiore accuratezza, nelle successive Figure 4.32, 4.33 ciascuna forma d'onda è stata normalizzata rispetto al suo valor massimo e sovrapposta alla funzione seno e coseno. Il confronto è stato effettuato per ciascun valore di V_0 imposto ma per brevità della trattazione si riporta soltanto per V_0 pari a 1, 4 m/s e 5 m/s.

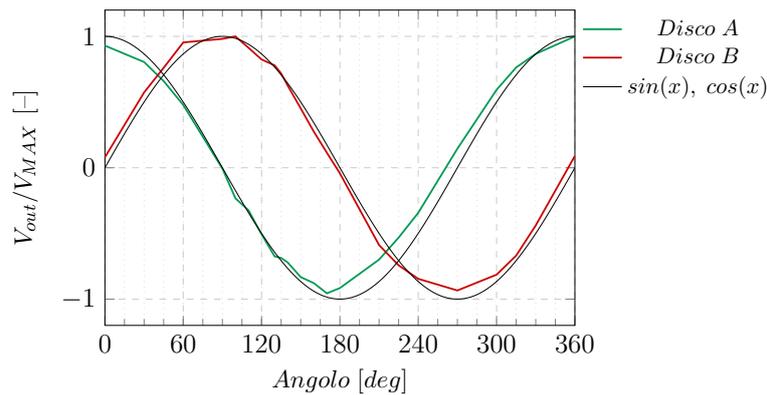


Figura 4.32: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} per rotazioni di α tra 0 e 360 [deg], normalizzate e confrontate con le funzioni ideali $\sin(x)$ e $\cos(x)$, $V_0 = 1, 4$ m/s.

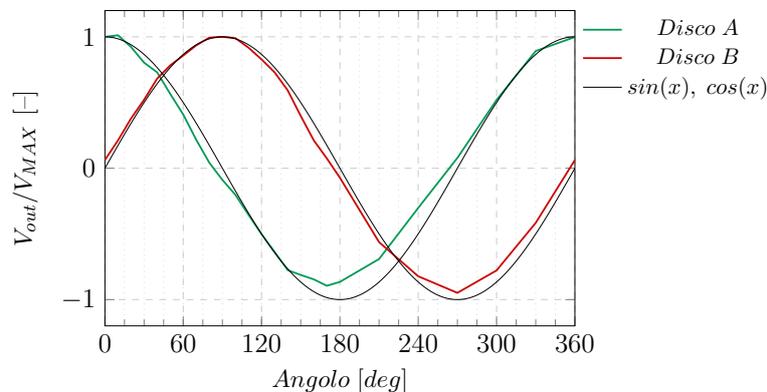


Figura 4.33: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} per rotazioni di α tra 0 e 360 [deg], normalizzate e confrontate con le funzioni ideali $\sin(x)$ e $\cos(x)$, $V_0 = 5$ m/s.

In fase di utilizzo reale dell'anemometro risulta impossibile sfruttare le curve normalizzate. Infatti il valore massimo dipenderà dalla velocità del vento che è a sua volta una quantità da misurare.

Per effettuare la misura dell'angolo si utilizzano direttamente i valori di tensione ottenuti per i rispettivi canali secondo la procedura che descriveremo in seguito. Affinché questa procedura fornisca risultati corretti è necessario però un doppio step preliminare:

- ◊ Occorre in primo luogo recuperare le non linearità introdotte dai due sensori utilizzati; questo è fattibile utilizzando le due caratteristiche ottenute e descritte nel paragrafo precedente.
- ◊ Occorre in secondo luogo equalizzare le sensibilità dei due sensori; questo può essere fatto, una volta recuperate le non linearità, semplicemente moltiplicando per un fattore correttivo dipendente dal rapporto delle sensibilità determinate in fase di caratterizzazione dei sensori.

Supponiamo di svolgere la procedura di correzione delle non linearità e di equalizzazione delle sensibilità dei sensori per misurare un vento massimo di circa 10m/s corrispondente ad un flusso massimo nei canali di $\pm 20\text{ sccm}$. Prendendo le caratteristiche dei due sensori e focalizzando l'attenzione in questi intervalli di flusso si ottengono i due grafici successivi (Figura 4.34, 4.35), nei quali è stata sovrapposta la caratteristica lineare che si vuole ottenere.

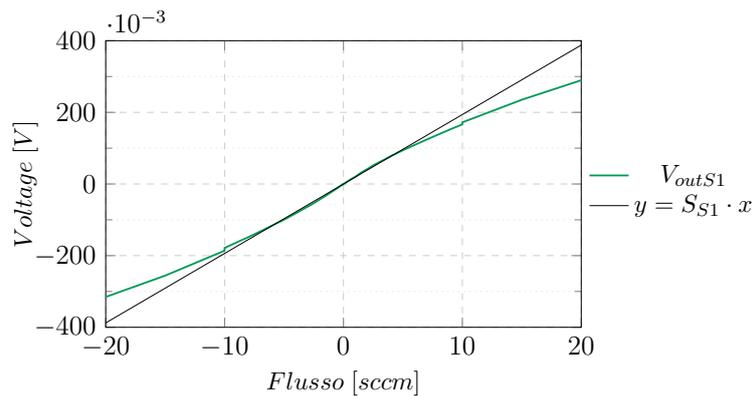


Figura 4.34: Caratteristica di **S1**, per corrente di alimentazione dei riscaldatori pari a $0,503\text{ mA}$, nella finestra di interesse ($\pm 20\text{ sccm}$) e sovrapposta alla retta $y = S_{S1} \cdot x$.

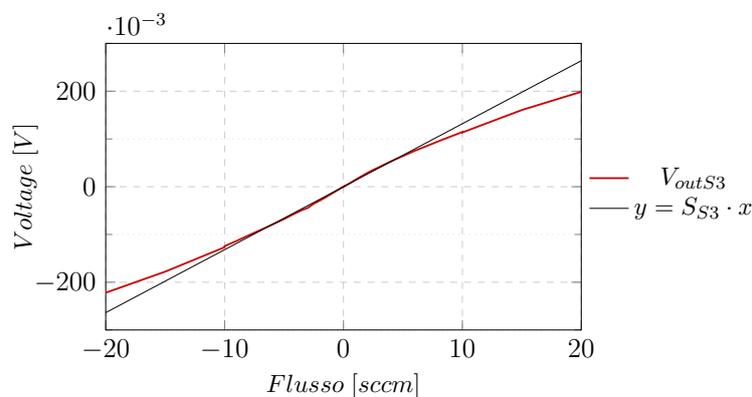


Figura 4.35: Caratteristica di **S3**, per corrente di alimentazione dei riscaldatori pari a $0,313\text{ mA}$, nella finestra di interesse ($\pm 20\text{ sccm}$) e sovrapposta alla retta $y = S_{S3} \cdot x$.

L'obiettivo della procedura di linearizzazione è quello di condizionare i valori misurati in modo che siano riportati sulla retta con coefficiente angolare pari alla sensibilità del sensore. Avendo a disposizione la caratteristica del sensore questo obiettivo è raggiungibile con relativa semplicità.

La caratteristica può essere infatti utilizzata per risalire al flusso Q_x , per ciascuna tensione da linearizzare V_y . La retta su cui si vuole ricondurre il valore misurato avrà equazione $V_{y-lin} = S \cdot Q_x$, in cui S è la sensibilità del sensore. Quindi il valore linearizzato è ottenibile semplicemente moltiplicando il flusso Q_x stimato, per la sensibilità del sensore S .

La procedura adottata, i cui passi sono elencati sotto, è stata implementata con un software scritto appositamente in linguaggio C così da renderla rapida ed immediata.

- ◊ Passo iniziale è quello di rendere la caratteristica del sensore utilizzabile da un software in C . Come spiegato nella sezione precedente, la caratteristica è stata ottenuta interpolando b-spline i risultati ottenuti in fase di misura. Ricorrendo al software *Origin Lab*, si riesce ad estrarre dalla curva un numero n di punti e a generare un file testuale che li renda disponibili al software C . Il numero n è dimensionato così che gli $n-1$ intervalli regolari che ne conseguono, siano di ampiezza confrontabile con il detection limit del sistema.
- ◊ Il software in C apre il file generato e copia ciascuna coppia di coordinate Q - V , distinte di un generico punto sulla caratteristica, in due array opportunamente dimensionati.
- ◊ Un algoritmo di ricerca è poi utilizzato per decretare quale è il punto con ordinata più vicina al valore misurato. L'ascissa di questo punto sarà esattamente quella da moltiplicare per la sensibilità del sensore per ottenere V_{y-lin} .
- ◊ Il software effettua la moltiplicazione e può così stampare direttamente il valore linearizzato. Per le misure che stiamo descrivendo, in fase di caratterizzazione dell'anemometro, si è preferito stampare i dati linearizzati in formato testuale. Il file *.txt* generato è infatti importabile con semplicità da software matematici utili in fase di analisi.

Linearizzati tutti i valori misurati per ciascuno dei due canali, non resta che recuperare la differenza di sensibilità tra i due sensori moltiplicando per un fattore correttivo. Nel caso pratico la sensibilità del sensore $S1$ è risultata essere pari a $S_{S1} = 0,01939$, mentre quella del sensore $S3$ pari a $S_{S3} = 0,01319$. Nei grafici e nelle argomentazioni successive si è equalizzato ad una sensibilità $S = S_{S1} = 0,01939$, pertanto i valori letti dal sensore $S3$ e linearizzati sono stati moltiplicati per un fattore $S_{S1}/S_{S3} = 1,47060$. I due grafici successivi (*Figura 4.36, 4.37*) raffigurano i risultati della procedura di linearizzazione ed equalizzazione delle sensibilità per due valori di V_0 , pari rispettivamente a 5 m/s e $8,5 \text{ m/s}$.

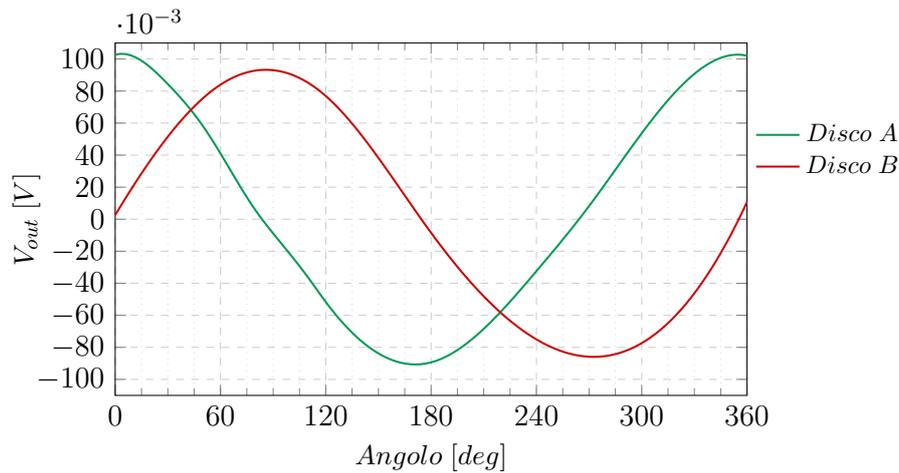


Figura 4.36: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} linearizzate ed equalizzate ($S = S_{S1} = 0,01939$). Andamenti in funzione dell'angolo di incidenza del vento (tra 0 e 360 [deg]) per $V_0 = 5$ m/s.

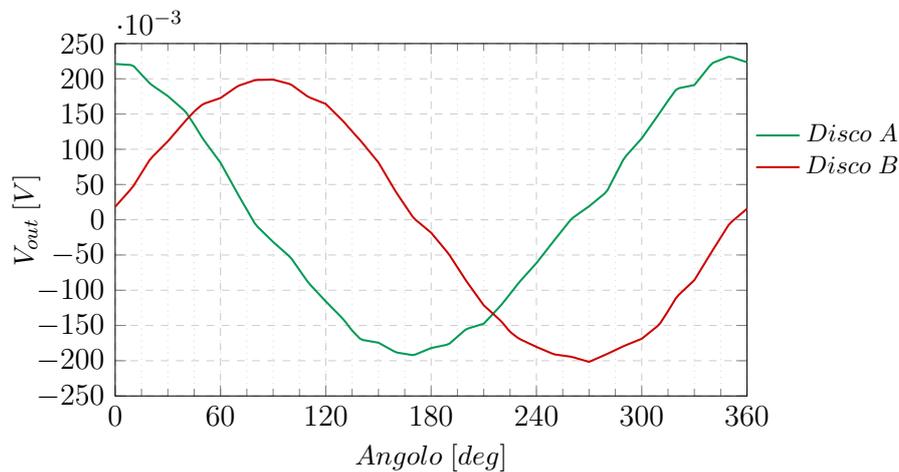


Figura 4.37: Andamento delle tensioni di uscita V_{out} linearizzate ed equalizzate ($S = S_{S1} = 0,01939$). Andamenti in funzione dell'angolo di incidenza del vento (tra 0 e 360 [deg]) per $V_0 = 8,5$ m/s.

Le misure ottenute, in seguito alla procedura di correzione delle non linearità e equalizzazione della sensibilità, consentono di ottenere una stima della direzione del vento incidente. Infatti due generiche tensioni di uscita del sistema potranno essere scritte, con buona approssimazione e in base a quanto spiegato in precedenza, nel seguente modo:

$$\begin{cases} V_{Cha-lin} = f(V_0) \cdot \cos(\alpha) \\ V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3} = f(V_0) \cdot \sin(\alpha) \end{cases}$$

in cui $V_{Cha-lin}$ è la tensione ottenuta dal flussimetro $S1$ e linearizzata, $V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3}$ è la tensione fornita dal flussimetro $S3$ linearizzata e a sensibilità equalizzata, $f(V_0)$ è una funzione uguale per le due misure e dipendente dalla velocità V_0 e, infine, α è l'angolo da stimare.

Facendo il rapporto tra $V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3}$ e $V_{Cha-lin}$ si otterrà pertanto il seguente risultato:

$$\frac{V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3}}{V_{Cha-lin}} = \frac{f(V_0) \cdot \sin(\alpha)}{f(V_0) \cdot \cos(\alpha)} = \tan(\alpha) \quad (4.4)$$

Notare che, qualora si ipotizzi la velocità costante viste le ridotte dimensioni del sistema e in particolar modo il ridotto spessore dei dischi a Canali Pesati, il rapporto delle due tensioni sarà scorrelato dalla velocità del flusso ventoso stesso.

Applicando adesso la funzione $atan2$ al rapporto esposto in *Relazione 4.4*, si riesce a stimare l'angolo α desiderato.

$$atan2\left(\frac{V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3}}{V_{Cha-lin}}\right) = \alpha \quad (4.5)$$

A livello computazionale, in realtà, la funzione $atan2(x, y)$ è una funzione a due argomenti che costituisce un'estensione della funzione arcotangente. La funzione $atan2(x, y)$ restituisce risultati nell'intervallo $[-180, 180]$ deg e, contrariamente all'arcotangente che restituisce risultati nell'intervallo $[-90, 90]$ deg, consente di discriminare correttamente l'angolo da stimare.

I due argomenti nel nostro caso saranno costituiti dai due valori $V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3}$ e $V_{Cha-lin}$; di questi valori, la funzione $atan2$, calcola il rapporto e successivamente l'arcotangente tenendo però conto del segno di ciascuno, in modo da fornire alla fine il risultato su 360 deg.

Il risultato finale deve poi essere fornito nell'intervallo $[0, 360]$ deg; è dimostrabile che per ottenere questo risultato è sufficiente sommare 360 deg quando la funzione $atan2(x, y)$ restituisce un valore negativo, ovvero nell'intervallo $[-180, 0]$ deg.

I successivi due grafici (*Figura 4.38, 4.39*) ritraggono gli esiti della stima dell'angolo nel caso di velocità V_0 pari a 5 m/s e $8,5$ m/s. Si può osservare che, in entrambi i casi, il risultato ottenuto segue correttamente il risultato ideale che si vorrebbe ottenere, costituito dalla bisettrice ($y = x$) del grafico stesso.

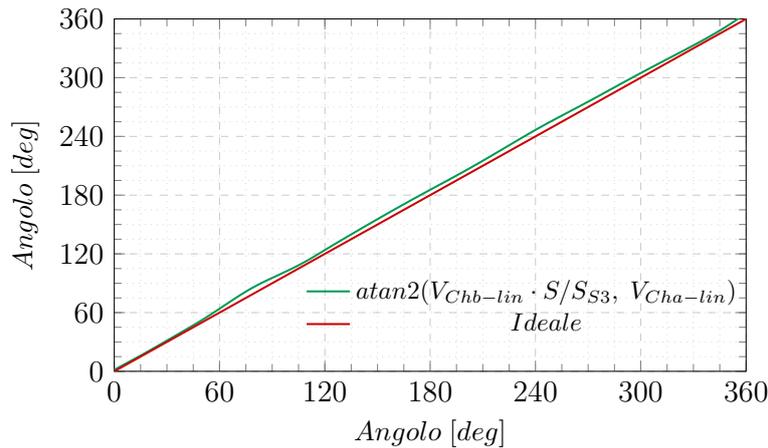


Figura 4.38: Angolo stimato applicando la funzione $atan2(a, b)$ ai valori misurati, una volta che è stata recuperata la non linearità dei sensori e la differenza di sensibilità. Confronto con la curva ideale, bisettrice. Risultato per $V_0 = 5$ m/s.

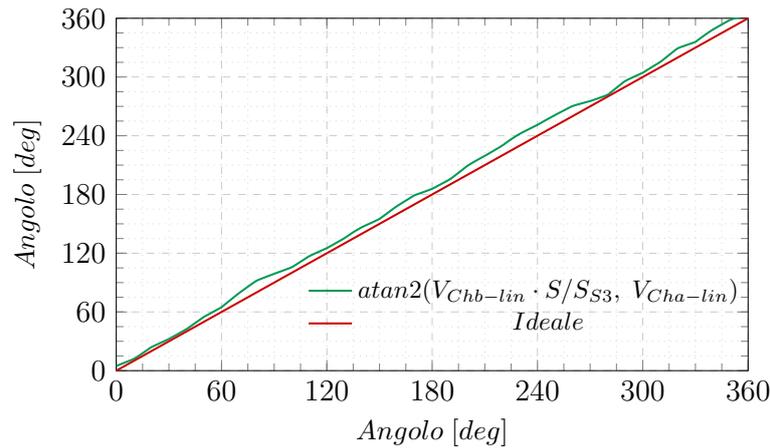


Figura 4.39: Angolo stimato applicando la funzione $\text{atan2}(a, b)$ ai valori misurati, una volta che è stata recuperata la non linearità dei sensori e la differenza di sensibilità. Confronto con la curva ideale, bisettrice. Risultato per $V_0 = 8,5 \text{ m/s}$.

Stima della velocità V_0 di incidenza del vento

Descritte le strategie adottate per stimare l'angolo di incidenza α , non resta che descrivere come il sistema proposto sia in grado di stimare la velocità V_0 , del flusso ventoso. A questo scopo si può partire dalle *Relazioni 4.4* e, supponendo valide le ipotesi fatte per la stima dell'angolo, procedere nel seguente modo[2]:

$$(V_{Cha-lin})^2 + (V_{Chb-lin} \cdot S/S_{S3})^2 = f^2(V_0) \cdot \underbrace{(\sin^2(\alpha) + \cos^2(\alpha))}_{=1} = f^2(V_0) \quad (4.6)$$

In termini pratici la procedura prevede di:

- ◊ Fissare un angolo di incidenza del vento, e ottenere la curva $f(V_0)$ mediante una procedura di calibrazione.
- ◊ Utilizzare la curva ottenuta in fase di calibrazione per risalire a V_0 a partire dalla somma dei valori misurati, linearizzati, equalizzati per la sensibilità ed elevati al quadrato.

Misure effettuate nella galleria del vento del MIT

Il prototipo dell'anemometro presentato è stato montato sull'aeromobile a controllo remoto (UAV) che deve equipaggiare. Successivamente è stato testato nella galleria del vento *Wright Brothers Wind Tunnel* del *Massachusetts Institute Technology, MIT*, durante una breve permanenza a Boston del prof. Paolo Bruschi.

Alcune prove preliminari sono state volte a verificare il punto migliore per il montaggio dell'anemometro. La posizione migliore è risultata essere centrale sopra all'UAV. In questa configurazione di montaggio si è verificato che, in assenza di vento $V_0 = 0 \text{ m/s}$, le quattro eliche dell'UAV non hanno influenza rilevante ai fini della misura. Tale influenza è risultata essere molto più rilevante nel caso in cui l'anemometro sia montato sotto al drone. Questo è spiegabile in quanto le equazioni della fluidodinamica sono non lineari, pertanto qualora si utilizzassero per modellare il comportamento delle eliche si noterebbe che il flusso e le turbolenze sopra e sotto di esse avrebbero entità diverse.

Si è in seguito passati a svolgere le misure vere e proprie ma, sfortunatamente, nel caso di imposizione di un flusso ventoso non nullo, si è riscontrato un errore più ingente rispetto a quello ottenuto in fase di caratterizzazione dell'anemometro a se stante.

Una prima ipotesi è stata che la simultanea azione del vento e delle eliche causi delle depressioni nella colonnina anemometrica che, a causa di un imperfetto assemblaggio del prototipo, si traduce in un errore nella misura.

Una seconda ipotesi invece è che in assenza di vento incidente, essendo la configurazione delle eliche simmetrica rispetto alla posizione dell'anemometro, gli effetti introdotti da queste si compensino annullandosi. Il vento incidente invece ha l'effetto di dissimmetrizzare sensibilmente la configurazione così che gli effetti delle eliche non si compensino più, traducendosi in un errore sulla misura aggiuntivo.

L'ingente numero di misure conseguite al MIT sono ancora in fase di elaborazione. Durante un lavoro successivo a questo progetto di tesi si cercherà di capire meglio cosa realmente accade nella configurazione di montaggio reale, per cercare di risolvere il problema riscontrato.

In quest'ottica risulterà utile validare il modello *COMSOL* per velocità superiori a quelle già validate, così da poter disporre simulazioni di configurazioni più vicine a quelle reali che presentano problematiche.

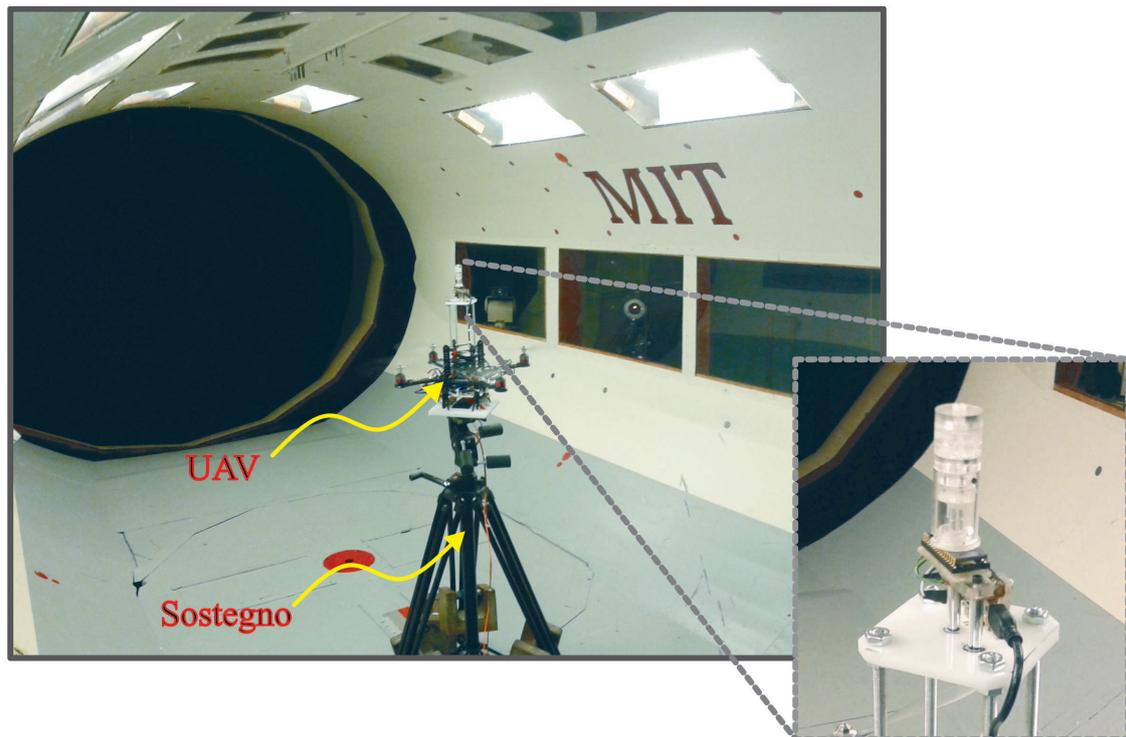


Figura 4.40: Foto del prototipo installato sull'UAV, durante le misure in galleria del vento al MIT. Nell'immagine si riporta l'ingrandimento dell'anemometro.

Conclusioni

In questo elaborato di tesi è stato proposto un anemometro direzionale MEMS che, grazie al suo ingombro ridotto e al basso consumo di potenza, è risultato essere idoneo per equipaggiare aeromobili a controllo remoto (UAV).

Alcune valutazioni preliminari sulle architetture anemometriche oggi disponibili in commercio hanno condotto alla presentazione di una architettura innovativa che, mettendo assieme i vantaggi degli anemometri termici e di quelli a pressione, consente di conseguire le misure desiderate preservando appunto le caratteristiche di ridotto ingombro e basso consumo.

Una prima fase del lavoro di tesi è stata dedicata a simulare il flusso attorno al cilindro circolare necessario per trasdurre il vento incidente in un'adeguata differenza di pressione. Utilizzando il software *COMSOL Multiphysics*, dopo aver validato il modello fisico utilizzato, si è proceduto a studiare una configurazione 3D prossima a quella realmente implementata. L'analisi dei risultati conseguiti in questa fase ci ha consentito di ottimizzare il dimensionamento del cilindro stesso e contemporaneamente prevederne il funzionamento in alcune situazioni particolari.

Una successiva fase del lavoro di tesi è stata dedicata alla progettazione della geometria interna del cilindro, necessaria ad ottenere la corretta trasduzione. Ulteriori simulazioni COMSOL hanno permesso di verificare le scelte progettuali effettuate e contemporaneamente validare il modello teorico appositamente sviluppato come ausilio alla progettazione stessa.

L'architettura proposta prevede di misurare la differenza di pressione, esito della trasduzione, attraverso dei flussimetri MEMS integrati assieme all'elettronica di lettura su un chip. Una fase centrale del lavoro di tesi è stata dedicata ad eseguire e mettere a punto i passi tecnologici del postprocessing, necessari a rendere i flussimetri utilizzabili. Il postprocessing ha presentato alcune criticità la cui osservazione e gestione ha consentito di ottenere dei risultati corretti e replicabili.

Il lavoro di tesi è poi proseguito con la realizzazione di tutte le strutture costituenti il sistema anemometrico. La successiva fase di assemblaggio ha condotto infine ad un prototipo che è stato oggetto di una caratterizzazione. Dopo aver caratterizzato i sensori MEMS impiegati nell'architettura, si è provveduto a determinare il comportamento del complessivo sistema anemometrico proposto.

Una prima caratterizzazione ha dimostrato ottimi risultati per le misure di direzione e velocità del vento incidente. L'anemometro è stato quindi montato sull'aeromobile a controllo remoto di destinazione e caratterizzato nella galleria del vento dei laboratori del MIT.

La seconda caratterizzazione da un lato ha confermato i risultati della prima e dall'altro ha messo in luce alcune problematiche. Si è osservato che l'azione si-

multanea del vento incidente e delle eliche dell'UAV degrada le prestazioni del sistema. Considerando invece i due effetti separatamente l'errore rimane trascurabile. In altre parole nel caso di assenza di vento le eliche non introducono un offset aggiuntivo al sistema anemometrico. Anche nel caso opposto di eliche interdette (misure non in volo) e presenza di vento i risultati delle misure, conseguiti nella seconda caratterizzazione, continuano ad essere buoni e congrui a quelli ottenuti nella prima.

Riguardo alle motivazioni che conducono a questi effetti indesiderati sono state fatte alcune ipotesi, tra cui la principale è correlata ad un assemblaggio imperfetto del cilindro anemometrico.

Un lavoro successivo a quello svolto in questa tesi, sarà volto a terminare l'elaborazione dell'ingente numero di dati ottenuti durante le fasi di test. In questo modo sarà possibile capire più a fondo l'origine delle problematiche riscontrate e conseguentemente trovare una strada per risolverle.

Sempre in quest'ottica risulterà utile la validazione di modelli COMSOL più complessi ed in grado di tenere conto delle turbolenze, per riuscire alla fine a simulare l'anemometro proposto anche nella reale configurazione di montaggio.

Concludiamo l'elaborato facendo notare al lettore che equipaggiare un UAV con un anemometro direzionale risulta sensato anche nel caso di misure non in volo. L'aeromobile infatti, pilotato da remoto, potrebbe comunque raggiungere zone inaccessibili all'utente umano, atterrare, effettuare la misura e muoversi nuovamente. Tuttavia si capisce che la possibilità di eseguire la misura direttamente in fase di volo, offre una ben maggiore flessibilità all'intero sistema. Per questo motivo risulta sensato continuare a lavorare su questo progetto e a perfezionare questo sistema anemometrico.

Bibliografia

- [1] P. Bruschi, M. Dei, M. Piotto,
A Low Power 2-D Wind Sensor Based on Integrated Flow Meters,
IEEE SENSORS JOURNAL, VOL. 9, NO. 12, (Dicembre 2009).
- [2] M. Piotto, G. Pennelli, P. Bruschi,
Fabrication and characterization of a directional anemometer based on a single chip MEMS flow sensor,
Microelectronic Engineering 88 2214-2217, (2011).
- [3] P. Bruschi, M. Piotto,
Design Issues for Low Power Integrated Thermal Flow Sensors with Ultra-Wide Dynamic Range and Low Insertion Loss,
Micromachines, 3, 295-314, (Aprile 2012).
- [4] M. Piotto, F. Butti, G. Pennelli, P. Bruschi,
Smart Flow Sensors Based on Advanced Packaging Techniques Applied to Single Chip Sensing Devices Sensors: Proceeding of the First National Conference on Sensors, Rome, (15-17 Febbraio 2012), Lecture Notes in E. Engineering.
- [5] Z. Rymuza,
Control tribological and mechanical properties of MEMS surfaces.,
Part 1: Critical review, Microsystem Technol., vol. 5, pp.173–180, (Luglio 1999.)
- [6] D. Han, S. Kim, and S. Park,
Two-dimensional ultrasonic anemometer using the directivity angle of an ultrasonic sensor,
Microelectron. J., vol. 39, pp. 1195–1199, (Ottobre 2008).
- [7] J. C. Wyngaard and S. F. Zhang,
Transducer-shadow effects on turbulence spectra measured by sonic anemometers,
J. Atmospheric Oceanic Technol., vol. 2, pp. 548–558, (1985).
- [8] F. Durst, A. Melling, J. H. Whitelaw,
Principles and practice of laser Doppler anemometry,
Academic Press, London, (1976).
- [9] K. Makinwa, J. Huijsing,
A smart wind sensor based on thermal sigma-delta modulation techniques,
Sensors & Actuators A97-98, pp. 15-20, (Aprile 2002).

-
- [10] H. Ruser,
Smart robust wind sensor using a simple optimization procedure,
in Proc. IEEE Sensors, Irvine, CA, pp. 1–4, (Ottobre 2005).
- [11] M. Domínguez, V. Jiménez, J. Ricart, L. Kowalski, J. Torres, S. Navarro,
J. Romeral, and L. Castañer,
A hot film anemometer for the Martian atmosphere,
Planetary and Space Science, vol. 56, pp.1169–1179, (Giugno 2008).
- [12] Y. Nakayama, R. F. Boucher,
Introduction to Fluid Mechanics,
Butterworth Heinemann, (1999).
- [13] F. M. White,
Fluid Mechanics,
Mc. Graw Hill, (2011).
- [14] M. M. Zdravkovich,
Flow Around Circular Cylinders: A Comprehensive Guide Through Flow Phenomena, Experiments, Applications, Mathematical Models and Computer Simulations,
Oxford Univ. Press, vol. 1, pp. 1–109, (1997).
- [15] Comsol,
CFD Module User's Guide,
www.comsol.com/community, (2012).
- [16] J. L. Heseltine,
Flow Around Circular Cylinder with Free End,
Tesi, Dipartimento di Ingegneria Meccanica, Università di Saskatchewan,
Canada, (August 2003).
- [17] A. Thom,
Flow past circular cylinder at low speed,
The Royal Society of London, Series A, Containing Papers of a Mathematical
and Physical Character, Vol. 141, No. 845, pp. 651-669, (September 1933).
- [18] P. Bruschi, M. Piotto, N. Bacci,
Postprocessing, readout and packaging methods for integrated gas flow sensors,
Microelectronic Engineering 40 1300-1307, (2009).
- [19] R. N. Toubert, S. Wolf,
Silicon Processing for the VLSI Era,
Lattice Press, Vol. 1, (Gennaio 1986).
- [20] J. D. Plummer, M. D. Deal, P. D. Griffin
Silicon VLSI Technology: Fundamentals, Practice, and Modeling,
Prentice Hall Electronics and VLSI Series- Charles Sodini Series EDITOR,
(2000).

- [21] A. Reisman, M. Berkenblit, S. A. Chan, F. B. Kaufman, D. C. Green,
The controlled etching in catalyzed ethylenediamine pyrocatechol watersolutions,
J.Electro-chem.Soc.126, 1406–1415, (1979).
- [22] O. Tabata, H. Funabashi, R. Ashai,
Anisotropic etching of Silicon in TMAH solutions,
Sensors and Actuators A, Vol. 34, 51-57, (1992).
- [23] O. Tabata,
pH-Controlled TMAH Etchants for Silicon Micromachining,
Sensors and Actuators A, Vol. 53, 335-339, (1996).
- [24] P. Bruschi,
Appunti del corso “Progettazione Mixed Signal”,
(2013).
- [25] A. Nannini,
Dispense del corso “Sensori e Microsistemi”,
(2013).
- [26] F. Butti,
Design of low power, low noise instrumentation amplifiers for MEMS sensor interfacing,
Tesi di Dottorato, Dipartimento Ingegneria dell’Informazione, UNIPI, (Giugno 2013).

L^AT_EX