



UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PISA
FACOLTÀ DI INGEGNERIA

CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

SVILUPPO DI UN SISTEMA PER LA
CANCELLAZIONE DELL'OFFSET DI
SENSORI DI PORTATA INTEGRATI

Candidato:

Luca ONIDA

Relatori:

Prof. Paolo BRUSCHI

Prof. Andrea NANNINI

Ing. Massimo PIOTTO

Ing. Michele DEI

ANNO ACCADEMICO 2007 / 2008

Ai miei genitori

Indice

Introduzione	iii
Capitolo 1. Flussimetri integrati	1
1.1. Sensori di flusso termici	2
1.2. Sensori di flusso a differenza di pressione	13
1.3. Sensori di flusso a trasferimento di forza	16
1.4. Sensori di flusso ottici	18
1.5. Alcuni dispositivi in commercio	19
Capitolo 2. Caratteristiche e tecnologia del chip	23
2.1. Tecniche di micro-machining	24
2.2. Caratteristiche del chip	30
2.3. Post-processing	34
Capitolo 3. Packaging del sensore e assemblaggio del sistema	38
3.1. Struttura fisica	39
3.2. Principio di funzionamento	41
3.3. Processo di Fabbricazione	44
3.4. Il sistema di misura	53
Capitolo 4. Risultati sperimentali	59
4.1. Set-up di misura	59
4.2. Tecnica di auto-zero	60
4.3. Modalità di funzionamento	63
4.4. L'ambiente software	64
4.5. Misure preliminari	69
4.6. Misure sul campione TO8	75
4.7. Misure sul campione ceramico	87
Conclusioni	93

INDICE

	ii
Appendice A. Codice	96
Bibliografia	110

Introduzione

La misura ed il rilevamento di flussi gassosi o liquidi rivestono un ruolo di primaria importanza in molteplici applicazioni. Nel campo dell'industria automobilistica e del riscaldamento domestico un preciso controllo della miscela di combustione consente sia un miglioramento nell'efficienza sia una benefica riduzione delle emissioni inquinanti. Un'alta risoluzione per il rilevamento di piccolissimi flussi è un importante obiettivo richiesto nello sviluppo di precisi sistemi di controllo di propellente nei moderni micromotori ionici per applicazioni spaziali.

Altre possibili applicazioni si hanno nell'ambito biomedico dove può essere di grande utilità un attento monitoraggio del flusso di sangue nei vasi sanguigni. Si prevede, in futuro, di riuscire a monitorare ed osservare parti importanti del sistema cardiovascolare.

La continua ricerca di prestazioni sempre più spinte ha condotto, grazie alle moderne tecniche di micro-lavorazione del silicio, ad una integrazione su chip delle strutture sensibili. L'esperienza ormai trentennale in tale campo ha dimostrato come la miniaturizzazione abbia permesso il raggiungimento di tempi di risposta sempre minori, ridotte dissipazioni di potenza ed un continuo incremento delle risoluzioni di misura.

L'applicazione di principi termici per la realizzazione di sensori di portata integrati ha riscontrato da subito un enorme successo per via della relativa semplicità strutturale e della compatibilità con i metodi elettronici standard di acquisizione dati e memorizzazione. Inoltre, ricoprendo con un sottile strato conduttivo termico gli elementi sensibili se ne evita il diretto contatto con il fluido.

Un problema, spesso trascurato nella progettazione dei sensori di flusso integrati, è legato alla presenza di un offset intrinseco dovuto ad

inevitabili asimmetrie presenti nella micro-struttura sensibile. Questo offset spesso risulta maggiore della risoluzione stessa del sensore e limita la possibilità di rilevamento di piccolissime portate.

Questo lavoro di tesi è nato dalla necessità di studiare un metodo di compensazione capace di attenuare tale offset ed eventualmente verificarne il mantenimento al variare delle condizioni operative di funzionamento del sensore.

È importante far notare come tale offset, non essendo dovuto all'interfaccia elettronica, non possa essere ridotto con l'utilizzo di metodi tradizionali, quali ad esempio amplificatori chopper.

Nel CAPITOLO 1 verrà esposta una breve rassegna dei sensori di flusso integrati classificati in base al loro principio fisico di funzionamento. Un maggior peso verrà dato ai sensori di flusso termici per via del loro ruolo preponderante. Non a caso il nostro lavoro si è basato sull'utilizzo di un sensore di flusso calorimetrico il quale incentra il proprio funzionamento sul micro-trasferimento di calore indotto dal passaggio del fluido. A seguire saranno presentati alcuni esempi di dispositivi in commercio allo scopo di fornire un'idea sull'attuale stato dell'arte.

Il CAPITOLO 2 è dedicato alla descrizione delle caratteristiche del chip sul quale sono integrate le strutture sensibili impiegate. La sua progettazione e realizzazione è frutto di precedenti lavori di tesi. In questa sede ne verranno ripresi i tratti salienti dando maggiore importanza ai passi tecnologici di post-processing che hanno condotto al definitivo completamento del chip. Una breve introduzione alle varie tecniche di micro-machining, attualmente in uso, servirà per una migliore comprensione delle fasi di processo che hanno condotto alla realizzazione dell'isolamento termico delle singole strutture sensibili dal substrato.

Una descrizione più dettagliata della struttura fisica utilizzata e del suo principio di funzionamento verrà riportata nel CAPITOLO 3. In particolare, grazie ad un semplice modello matematico, verranno confrontate le configurazioni a singolo ed a doppio riscaldatore tipiche dei sensori

calorimetrici e verrà evidenziata la possibilità di compensare gli effetti di offset intrinseci mediante un'opportuna polarizzazione.

A seguire, nel medesimo capitolo, saranno riportati i vari passi che hanno consentito il completamento del packaging per due campioni identici montati su differenti tipi di case. La realizzazione del package costituisce una delle fasi più critiche dell'intero processo in quanto i componenti dei quali è composto sono i principali responsabili del corretto convogliamento del fluido sulle micro-strutture. Particolare attenzione, pertanto, va dedicata ad evitare il danneggiamento degli elementi sensibili presenti sul sensore nonché alle eventuali perdite di gas.

Da ultimo seguirà un resoconto sui principali blocchi funzionali del sistema di misura adottato. Nello specifico verranno illustrati la linea del gas, l'elettronica di controllo ed un criostato a cella Peltier utilizzato per i test in temperatura.

Nel CAPITOLO 4 verrà presentato il set-up di misura impiegato. Particolare attenzione verrà dedicata alla descrizione di un'applicazione software appositamente realizzata che ha consentito una maggiore riproducibilità dei risultati ed un'automatizzazione dei processi. L'implementazione di un sistema di pilotaggio impulsato provvederà all'eliminazione degli offset di origine elettrica garantendo una caratterizzazione del sensore in funzione del solo offset strutturale.

Dopo alcuni test preliminari, nei quali si cercherà una conferma della possibilità di compensare tale offset strutturale mediante uno sbilanciamento nella polarizzazione dei riscaldatori, verranno esposte dettagliatamente le varie procedure di misura in differenti condizioni operative. In particolare sarà verificata la condizione di attenuazione dell'offset su un vasto range di temperature ed al variare del tipo di gas. Saranno scrupolosamente analizzate le varie problematiche insorte nell'utilizzo dei due campioni e presentate possibili soluzioni.

CAPITOLO 1

Flussimetri integrati

La necessità di rilevare il movimento di un fluido e valutarne la quantità è un obiettivo molto comune in ambito sensoristico. La misura può essere svolta sia in termini di flusso di massa, sia in termini di velocità media che di flusso volumetrico. È, pertanto, indispensabile¹ la realizzazione di un dispositivo in grado di convertire tale informazione nel dominio elettrico.

Una grande varietà di flussimetri tradizionali sono tuttora presenti in commercio ma sempre più spesso trovano difficoltà di inserimento negli apparati moderni. La loro limitata sensibilità, le grandi dimensioni e le difficoltà riscontrate nell'interfacciamento con dispositivi micro-fluidici ne restringono notevolmente l'ambito d'utilizzo.

Sono passati ormai più di trent'anni da quando, nel 1974, Van Putten e Middelhoek proposero il primo flussimetro basato su tecnologie al silicio. Da allora lo sviluppo di sensori sottoposti a processi di micro-machining è divenuto un importante campo di ricerca in numerose istituzioni accademiche internazionali. Le sempre più elevate prestazioni fornite dalla miniaturizzazione, la compatibilità con i processi standard di fabbricazione per i circuiti integrati, la conseguente possibilità di posizionare sullo stesso chip sia il sensore che l'elettronica per il condizionamento del segnale, nonché una potenziale riduzione dei costi, hanno favorito una crescita esponenziale d'interesse da parte delle maggiori aziende che hanno spinto ancor più la ricerca per una commercializzazione finale dei prodotti.

Numerosi sono i possibili campi di applicazione. Essi vanno dall'automotive al riscaldamento domestico, dall'ambito spaziale a quello chimico,

¹se si escludono semplici dispositivi a lettura manuale

alla metrologia, ai trasporti, etc.

C'è anche da dire, però, che nonostante i numerosi prototipi presentati in letteratura negli ultimi anni, il numero di prodotti attualmente in commercio è, in proporzione, considerevolmente basso. Uno tra i più importanti motivi è, sicuramente, legato alla necessità di realizzare package capaci di proteggere le micro-strutture (spesso molto delicate) ma anche di permettere una loro efficiente interazione con i fluidi.

In generale le problematiche riscontrate non sono trascurabili, ma i già ottimi risultati ottenuti rendono tale campo di ricerca in continua evoluzione ed oggetto di sempre più alti interessi che vanno spesso anche oltre il semplice sapere scientifico.

In questo capitolo viene fornita una panoramica dei vari tipi di flussimetri integrati esistenti catalogati in base ai loro principi fisici di funzionamento. In ciascuna sezione sono stati allegati alcuni esempi di prototipi proposti da ricercatori e possibili applicazioni.

Gran parte di questo lavoro di sintesi è dedicato ai sensori di portata termici in quanto questi recitano un ruolo preponderante nell'ambito della rilevazione del flusso.

1.1. Sensori di flusso termici

La stragrande maggioranza dei flussimetri integrati descritti in letteratura incentrano il loro funzionamento su principi termici. In pratica questa categoria di sensori si occupa di convertire il flusso di un fluido in un segnale elettrico sfruttando la variazione dei coefficienti di trasporto termico indotta dal flusso stesso.

La produzione commerciale di tali sensori è iniziata circa una decina di anni fa' con il rimpiazzo dei flussimetri tradizionali presenti sulle automobili. Tuttora sono molto utilizzati nei sistemi per l'iniezione elettronica i quali necessitano di una precisa conoscenza della portata massica di aria aspirata nei cilindri del motore così da controllare il corretto quantitativo di benzina da iniettare. Un'altra applicazione molto comune è rappresentata dai sistemi di ventilazione e condizionamento dell'aria nelle

abitazioni. Tale successo è strettamente legato alla loro intrinseca semplicità strutturale, alla affidabilità, sensibilità ed a ottimi tempi di risposta.

Il fenomeno del rilevamento termico, che accomuna tali sensori, può essere realizzato in diversi modi. L'utilizzo iniziale di diodi e transistori (molto adatti per le misure a bassissime temperature) è stato subito accantonato a favore di resistori, preferibili per via della loro maggiore riproducibilità e dei minor costi. Sono stati, perciò, impiegati materiali la cui resistenza è funzione della temperatura in maniera stabile nel tempo. Un'approssimazione lineare della legge (solitamente non lineare) che regola tale dipendenza può essere scritta come segue:

$$R = R(T_0)[1 + \alpha(T - T_0)] \quad (1.1)$$

Con T_0 si è indicata una generica temperatura di riferimento. Una particolare attenzione, invece, va dedicata al parametro α (detto anche TCR, acronimo di *Temperature Coefficient of Resistance*). Infatti è questo a fornire un buon criterio per la scelta del materiale da utilizzare nella realizzazione della struttura sensibile. Maggiore è il parametro α del materiale scelto, migliore sarà la sensibilità alle variazioni di temperatura e, di conseguenza, alla portata del flusso. Platino, oro, polisilicio, carburo di silicio sono solo alcuni esempi dei materiali impiegati.

Sono stati anche realizzati termistori al germanio per i quali la resistenza elettrica varia bruscamente con la temperatura ed in maniera fortemente non lineare. Come controparte essi offrono una sensibilità superiore a quella dei resistori al platino.

A partire dagli anni '80 la rilevazione termica in sensori integrati è stata affidata prevalentemente all'impiego di termopile. Queste offrono un segnale d'uscita virtualmente privo di offset in quanto, trattandosi di fenomeni termo-elettrici, non può essere generato alcun segnale elettrico in assenza di differenze di temperatura. La loro sensibilità risente meno delle variazioni di temperatura rispetto a ciò che accade per i transistori ed i resistori integrati. Inoltre, è importante sottolineare come la loro fabbricazione integrata sia assolutamente compatibile con i processi standard bipolare e CMOS.

L'esperienza ha confermato una regola generale valida durante la fase di progettazione di tale categoria di flussimetri. Questa afferma che ad una minore massa dell'elemento sensibile scelto per il rilevamento termico corrispondono un maggior isolamento, un minor tempo di risposta ed una sensibilità più elevata. Purtroppo l'uso di strutture siffatte rende il sensore troppo esposto a possibili rotture. Solitamente perciò si sceglie un buon compromesso, tenendo sempre conto dell'obiettivo della misura.

Una classificazione oculata dei vari sensori di flusso termici presentati in letteratura è un compito non semplice. Più diversificazioni sono state fatte ma nessuna ha fornito una certa uniformità di idee. In questo lavoro di tesi riportiamo la scelta proposta nel RIF.[6] dove sono stati distinti tre principi di funzionamento termici. Una particolare attenzione va fatta nell'utilizzo del termine "anemometro". Molto spesso, infatti, a tale nome non viene associato il classico significato di misuratore di vento ma, nel caso dei flussimetri integrati, tale nome è spesso associato, in senso lato, alla misura di una velocità locale interna a un condotto, per poi da questa arrivare a quella della portata del fluido.

I sensori di flusso termici possono essere così suddivisi:

- Sensori a filo caldo;
- Sensori calorimetrici (o a micro-trasferimento di calore);
- Sensori a tempo di volo.

Sensori a filo caldo. Ci si riferisce a sensori che misurano la quantità totale di calore persa da un singolo elemento caldo (come può essere, ad esempio, un filo, una pista od un film di polisilicio sottoposto ad un passaggio di corrente) una volta investito da un fluido². In generale, questa quantità di calore aumenta al variare del flusso incidente, dipendentemente dalla condizione operativa scelta per la struttura [7].

Nel caso in cui siano inseriti in un canale, che definisce la sezione di passaggio per il fluido, trovano applicazione come sensori di portata. In FIG.1 è riportato uno schema semplificato che ne illustra il principio di

²a volte, in letteratura, vengono impropriamente inseriti in questa categoria anche anemometri in cui si misura il trasferimento di calore tra due o più elementi attivi.

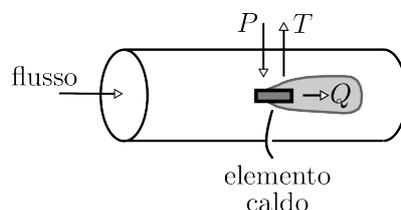


FIGURA 1. Illustrazione schematica del principio di funzionamento di un sensore di flusso a filo caldo.

funzionamento.

I flussimetri a filo/film caldo sono caratterizzati da avere tempi di risposta molto brevi dovuti alla loro piccola massa termica, ma purtroppo non consentono alcun rilevamento bidirezionale.

Questi possono operare in tre differenti modalità:

Potenza costante: L'elemento resistivo viene pilotato con una potenza costante che esso dissipa al passaggio del fluido. La temperatura risultante sul resistore viene misurata in relazione alla portata presente. Un incremento nella portata del fluido si ripercuote in una diminuzione della temperatura dell'elemento resistivo.

Temperatura costante: La temperatura del riscaldatore viene misurata direttamente e mantenuta costante al di sopra della temperatura presente nell'ambiente. La potenza elettrica necessaria a mantenere una temperatura costante corrisponde alla misura del flusso. In questa modalità si ha un rilevamento molto veloce del flusso ma è necessario un sistema addizionale per il controllo.

Differenza di temperatura costante: Questa è stata proposta più di recente rispetto alle precedenti modalità (Lammerink et al.[8]). Essa presuppone l'utilizzo di due sensori a filo caldo (uno a monte ed uno a valle) e la differenza di temperatura tra i due viene mantenuta pari a zero. Ciò viene realizzato mediante una distribuzione sbilanciata della potenza fornita ai due sensori. La misura del flusso si ricava dal rapporto tra tali potenze. Va notato come la temperatura non rimanga costante. Anzi varia

col flusso per ciascuno dei due sensori. Questo fenomeno è stato vantaggioso in quanto si è potuto così utilizzare anche sensori con caratteristiche non lineari in funzione della temperatura, purché presentassero una certa simmetria.

Un grosso vantaggio di questa modalità è che l'uscita del sistema non dipende dalla sensibilità dei singoli sensori. Quindi possono essere utilizzate anche termopile ad alta sensibilità metallo/semiconduttore che, pur essendo fortemente non lineari, posseggono una buona simmetria.

In realtà, va notato come il trasferimento di calore sia presente anche in condizioni di flusso nullo. Ciò comporta, pertanto, la generazione di un significativo valore di offset e la necessità di un'accurata calibrazione. Generalmente questa avviene sfruttando come riferimento di temperatura un apposito sensore posizionato in maniera tale da non essere investito dal fluido ma che comunque ne mantenga il contatto termico.

Una relazione semi-empirica, conosciuta come *Legge di King*, esprime la quantità di calore dissipata Q dall'elemento caldo in funzione della sua differenza di temperatura ΔT rispetto al fluido:

$$Q = (A + B\sqrt{w}) \Delta T \quad (1.2)$$

Con il termine $A \cdot \Delta T$ viene quantificato il calore ceduto per semplice conduzione all'ambiente circostante l'elemento riscaldante e quindi anche alle pareti di un possibile condotto. Il secondo termine $B\sqrt{w} \cdot \Delta T$, invece, è un'espressione del calore ceduto per convezione al fluido dove w ne indica la velocità. La relazione di proporzionalità tra il calore scambiato per convezione e la radice quadrata della velocità del fluido è derivata da considerazioni sullo strato limite in condizioni di regime laminare.

Per quanto riguarda i parametri A e B , essi dipendono dalla geometria del sensore ma anche dalle proprietà fisiche del fluido quali viscosità e conducibilità [5].

Nel caso di sensori di flusso a filo caldo integrati le distanze tra l'elemento riscaldante e le pareti del condotto sono talmente grandi da poter trascurare la conduzione verso queste. In generale la sensibilità del sensore viene migliorata riducendo il più possibile il valore del parametro A tramite la

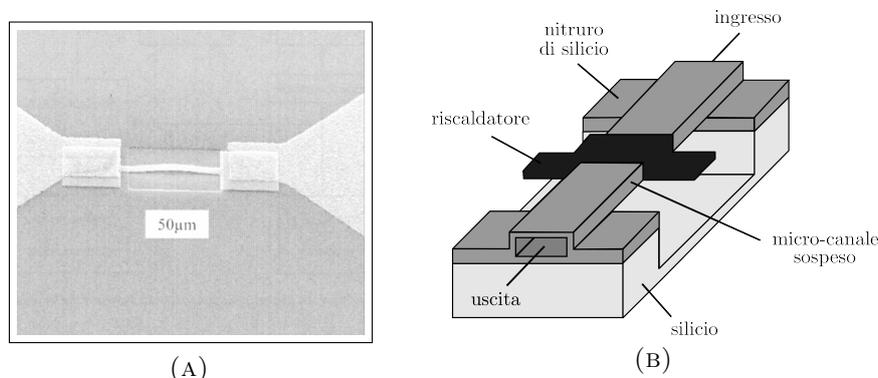


FIGURA 2. Fotografia del sensore di vento realizzato da Laghrouche et al.[22] (A), e schema illustrativo del sensore per liquidi proposto da Wu et al.[23] (B).

scelta di materiali a bassa conducibilità.

In letteratura si trovano numerose soluzioni per la misura di flussi sfruttando la tecnica del *hot wire*. Vediamone alcune.

Laghrouche et al.[22] hanno presentato un sensore per il rilevamento del vento dalle dimensioni molto ridotte. Questo consiste in un sottile filo di polisilicio drogato ottenuto mediante tecniche di surface micro-machining. A tale scopo è stato impiegato un iniziale strato sacrificale di SiO_2 successivamente rimosso una volta definita la struttura attiva. Le dimensioni sono riportate in FIG.2A. Il dispositivo è stato sperimentato utilizzando una galleria del vento e calibrato in aria per velocità che variano tra 0 e i 35 m/s.

Un sensore termico in grado di effettuare misure di portata nel range del nanolitro per minuto è stato proposto da Wu et al.[23]. L'elemento riscaldatore è costituito da un sottile film di polisilicio, drogato con boro. Questo è stato inserito sulla parete di un micro-canale appositamente realizzato, con tecniche di surface micro-machining, per il convogliamento del fluido. Il drogaggio è stato, meticolosamente, scelto per incrementare il coefficiente di resistenza termica del riscaldatore nei limiti tollerabili di rumore. In particolare, riducendo di un ordine di grandezza la concentrazione di boro (da $2 \cdot 10^{19} \text{ cm}^{-3}$ a $2 \cdot 10^{18} \text{ cm}^{-3}$) si è ottenuto un

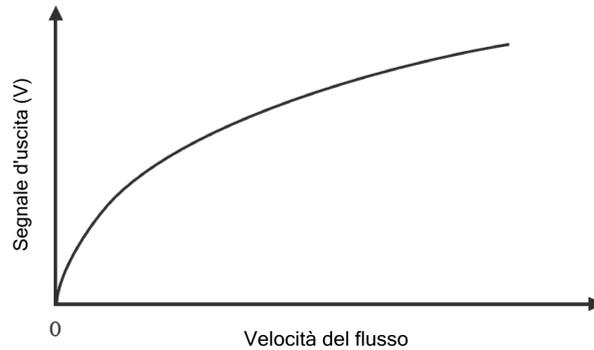


FIGURA 3. Andamento qualitativo di una tipica curva di risposta per un anemometro integrato realizzato con la tecnica del *hot wire* (filo caldo) in condizioni di polarizzazione a potenza costante.

miglioramento nella sensibilità del sensore. Un più soddisfacente isolamento termico è stato raggiunto sospendendo il micro-canale mediante un appropriato attacco isotropico del silicio sottostante. I test effettuati hanno confermato una risoluzione di portata pari a 0.4 nl/min e la capacità di rilevare, in tempo reale, la presenza di micro-bolle nel liquido.

In generale, i sensori a filo/film caldo possiedono un range di misura limitato inferiormente e sono suscettibili a contaminazione da parte di eventuali particelle presenti nel fluido e, nel peggiore dei casi, a danneggiamento. Pertanto, necessitano ripetutamente di una calibrazione.

In FIG.3 è mostrata una tipica curva di misura nel caso di polarizzazione avvenuta con potenza costante.

Sensori calorimetrici. Il principio di funzionamento dei sensori calorimetrici (o a micro-trasferimento di calore) consiste nel rilevamento di un gradiente di temperatura nella direzione del flusso. Sono richiesti almeno due elementi attivi, anche se la maggior parte dei dispositivi appartenenti a questa categoria usano un elemento riscaldatore posizionato tra due elementi sensibili alla temperatura (uno a monte ed uno a valle) in maniera tale da renderne bidirezionale il funzionamento (FIG.4). Il gradiente di temperatura è causato da un raffreddamento non omogeneo

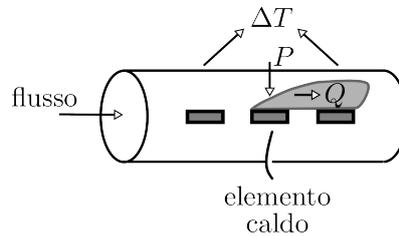


FIGURA 4. Illustrazione schematica del principio di funzionamento di un sensore calorimetrico (termo-trasferimento).

lungo la direzione del flusso. In particolare l'elemento sensibile a monte risente di un maggior raffreddamento rispetto quello a valle.

La differenza di temperatura rilevata può dipendere sia dalla portata che dalla direzione del flusso. Una verifica della polarità di tale ΔT svela, agevolmente, il relativo verso di percorrenza del fluido [5].

I sensori calorimetrici necessitano di una nuova calibrazione per ogni fluido in quanto il calore da esso trasportato è strettamente legato alle proprietà fisiche del fluido stesso (calore specifico, conducibilità termica). Inoltre sono in grado di operare a bassissime portate e posseggono alte sensibilità se comparati con i sensori a filo caldo. In compenso questi ultimi divengono vantaggiosi come anemometri per la misura di alte velocità di flusso.

In FIG.5 viene mostrata la tipica curva di misura di un sensore calorimetrico integrato, polarizzato con tensione costante. La curva presenta l'andamento della differenza di temperatura tra i due elementi sensibili in funzione della velocità del fluido. Si evidenzia un limite massimo di velocità oltre il quale la misura perde di significato.

Una simulazione degli andamenti delle temperature, per ciascun componente attivo del sensore, in funzione della velocità del fluido è riportata in FIG.6.

Alcuni di questi sensori sono capaci di misurare sia la velocità che la direzione del flusso su un intero angolo giro. Riportiamo di seguito una serie di prototipi ideati negli ultimi anni.

Nel RIF.[17] è stato proposto un sensore di vento realizzato con un

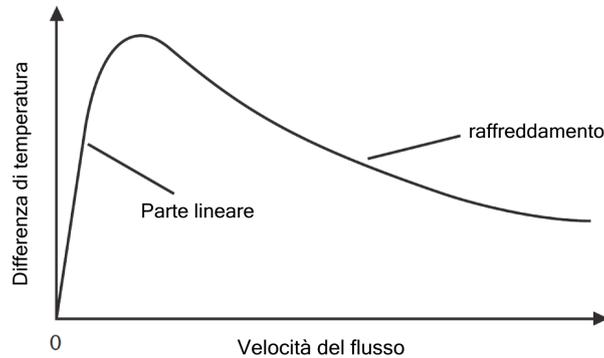


FIGURA 5. Andamento qualitativo di una tipica curva di risposta per un sensore calorimetrico integrato. La validità della misura è relegata alla sola parte lineare.

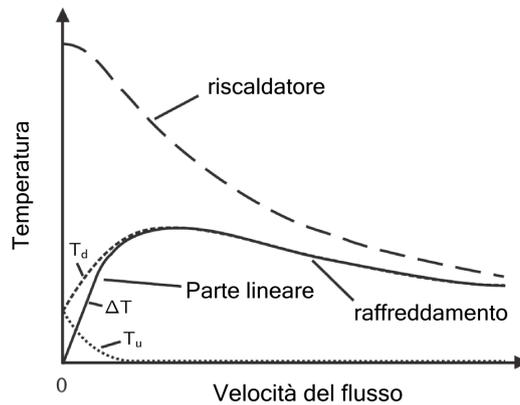


FIGURA 6. Andamento simulato della temperatura per i vari elementi del sensore. Con T_u e T_d sono state indicate le temperature relative agli elementi sensibili presenti a monte e a valle del riscaldatore. ΔT ne indica la differenza.

processo standard CMOS (FIG.7A-7B). Nel chip sono stati integrati quattro riscaldatori (resistori in polisilicio), quattro termopile ($Al/Si-p^+$) e nella parte centrale l'elettronica di controllo. Il die è stato incollato sulla superficie inferiore di un disco ceramico esponendo quella superiore al passaggio del flusso d'aria. Dal momento che la ceramica è un buon conduttore di calore, un gradiente di temperatura misurabile viene comunque indotto sul chip riscaldato. Le termopile misurano le componenti

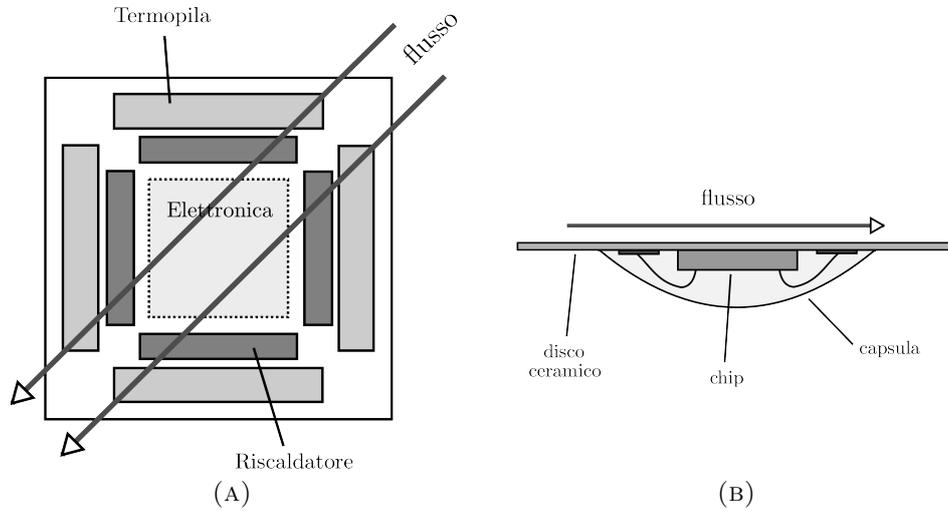


FIGURA 7. Layout schematico del sensore di vento proposto da Makinwa et al.[17] (A), e sezione del relativo package (B).

ortogonali del gradiente di temperatura indotto dal flusso. Si è provveduto inoltre all'incapsulamento del chip per proteggerlo da eventi atmosferici. La velocità e la direzione sono state misurate in una galleria del vento con una accuratezza di $\pm 4\%$ e $\pm 2^\circ$ su un range di 2-18 m/s.

Un'altro dispositivo sensibile alle variazioni di direzione del flusso è stato presentato da Park et al.[18]. Questo sensore ha una struttura di tipo circolare con un riscaldatore al centro e quattro rilevatori che lo circondano.

Il riscaldatore e le termopile sono stati realizzati in platino sul silicio, mentre l'elettronica di controllo è stata realizzata su un PCB di supporto. Anche in questo caso la direzione del vento viene misurata dal segnale differenziale dei rilevatori, mentre la velocità del fluido viene stimata tramite il segnale d'uscita del singolo riscaldatore. Per minimizzare gli effetti della conduzione termica e far sì che il trasferimento di calore avvenga solamente per convezione, in corrispondenza del riscaldatore è stata creata una membrana mediante tecniche di bulk micro-machining. Il sensore è stato testato per portate tra i 5 e i 10 m/s con un'accuratezza di 5° . Non è stato possibile effettuare misure contemporanee di direzione e flusso.

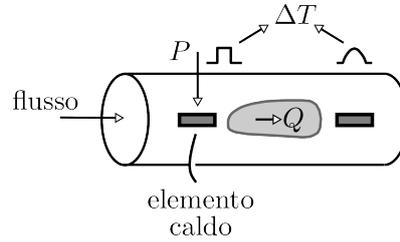


FIGURA 8. Illustrazione schematica del principio di funzionamento di un sensore a tempo di volo.

Un anemometro che consente di ridurre notevolmente i consumi di potenza è stato, recentemente, proposto da Bruschi et al.[19]. La misura viene svolta mediante l'utilizzo di due microsensori di portata posizionati internamente ad un cilindro in PMMA e collegati tramite appositi microcanali con l'ambiente esterno. L'esposizione al vento di tale cilindro comporta una particolare distribuzione di pressione sulla superficie. Il flusso d'aria derivato viene convogliato sui microcanali mediante un apposito sistema di canali supplementari in maniera tale che la portata misurata da ciascun microsensore risulti dipendente in modo sinusoidale dalla direzione del flusso. La configurazione ottima è stata ottenuta attraverso una fase di simulazione.

Sensori a tempo di volo. In questa categoria di sensori termici, l'elemento riscaldatore viene alimentato con impulsi di corrente periodici. Il calore così generato viene trasportato dal fluido verso un sensore di temperatura posizionato a valle ad una distanza nota (FIG.8). Quest'ultimo viene utilizzato per misurare il tempo trascorso dall'istante di generazione del calore al corrispettivo rilevamento.

La propagazione del calore avviene sostanzialmente per convezione forzata e per diffusione. Quest'ultimo fenomeno risulta prevalente nel rilevamento di bassi flussi, mentre diviene trascurabile per flussi elevati dove, pertanto, la misura ha una miglior resa.

Il range di misura può essere deciso cambiando la distanza tra l'elemento riscaldatore e quello sensibile. Per basse portate è necessario un avvicinamento dei due elementi, viceversa nel caso di alte portate è necessario un allontanamento. È bene notare, comunque, che il segnale

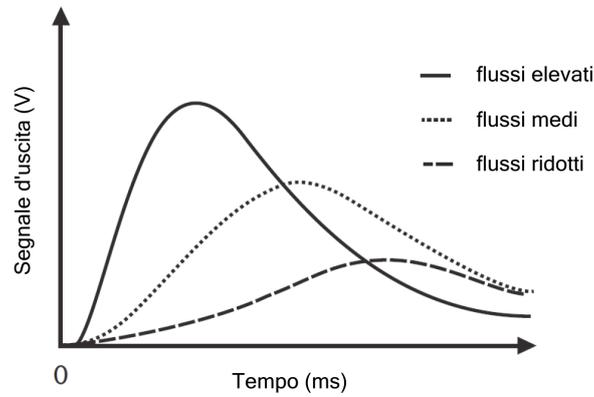


FIGURA 9. Andamento qualitativo di una tipica curva di risposta per un sensore a tempo di volo in tre condizioni di flusso. L'impulso di calore sull'elemento caldo è stato fornito per $t = 0$.

viene 'allargato' dal flusso e che, pertanto, una struttura troppo lontana non è più in grado di distinguere efficientemente alcun picco di calore. In FIG.9 viene riportato il segnale fornito dalla struttura sensibile posta a valle del riscaldatore. Si nota come per flussi elevati l'impulso giunga velocemente alla struttura sensibile mentre, per flussi ridotti, lo stesso impulso tenda ad allargarsi, a ridursi in ampiezza ed pervenga a destinazione con un certo ritardo.

Per via dei motivi appena esposti, tale categoria di flussimetri termici risulta la meno utilizzata. A volte, tuttavia, sono stati proposti sensori ibridi i quali, grazie al funzionamento combinato delle modalità calorimetrica ed a tempo di volo, hanno consentito un notevole incremento del range di misura [15][16].

1.2. Sensori di flusso a differenza di pressione

Per questa categoria di sensori, il principio di rilevamento del flusso è legato alla misura della differenza di pressione che si crea in un condotto al passaggio di un fluido.

La relazione che lega queste due quantità può essere dimostrata utilizzando la ben nota *equazione di Bernoulli* [10].

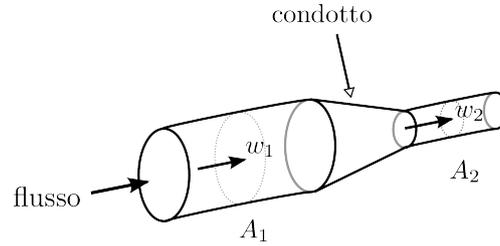


FIGURA 10. Condotto a sezione variabile per il passaggio del fluido.

Poniamoci nel caso di un condotto a sezione variabile (FIG.10) nel quale scorre un fluido di densità ρ nota e costante (fluido incompressibile). Il modello può essere considerato mono-dimensionale.

Supponendo trascurabili gli attriti, i contributi di energia potenziale ed il lavoro utile che il fluido potrebbe esercitare su eventuali parti mobili, si può riportare una versione semplificata dell'equazione di Bernoulli per unità di massa:

$$\frac{w_1^2}{2} + \frac{p_1}{\rho} = \frac{w_2^2}{2} + \frac{p_2}{\rho} \quad (1.3)$$

Con w_i e p_i sono state indicate rispettivamente la velocità e la pressione statica del fluido nelle due differenti sezioni del condotto. Il restringimento presente causa un aumento dell'energia cinetica del fluido e, per via dell'eq.(1.3), ciò avviene a discapito dell'energia associata alle forze di pressione.

Vediamo come correlare tale caduta di pressione con il fluido ed, in particolare, con la sua portata volumetrica.

Può essere utile scrivere il principio di conservazione della massa:

$$\rho w_1 A_1 = \rho w_2 A_2 \quad (1.4)$$

dove A_1 e A_2 indicano le due sezioni del condotto.

Sostituendo la (1.4) nell'eq.(1.3) ed esplicitando la portata volumetrica $w_1 A_1$, si ottiene che:

$$V = w_1 A_1 = \frac{A_2}{\sqrt{1 - \left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2}} \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho}} \quad (1.5)$$

La suddetta relazione dimostra come possa essere sfruttata la diminuzione di pressione in una sezione ridotta di un condotto per risalire ad una misura della portata del fluido.

Nella pratica questa misura può essere realizzata campionando tale caduta lungo il condotto, una volta nota la relativa resistenza fluidica R_f , e calcolando il corrispondente flusso da un equivalente fluidico della legge di Ohm³: $V = \Delta p / R_f$ [6].

Un esempio di flussimetro integrato che basa il proprio funzionamento sulla misura della ‘perdita di carico’ in un canale mediante l’uso di un sensore di pressione capacitivo, viene presentato nel RIF.[20]. In tal caso, viene sfruttata la dipendenza lineare che la caduta di pressione ha nei confronti della velocità del flusso laminare:

$$\Delta p = \frac{C}{2} \frac{L}{D_h^2} w \eta \quad (1.6)$$

dove con Δp si è indicata la perdita di carico, C è il coefficiente di attrito, L la lunghezza del canale, D_h il diametro idraulico, w la velocità del flusso e η la viscosità dinamica del fluido.

Il fluido entra nel chip attraverso un’apposita apertura con una pressione pari a p_1 , attraversa il canale e fuoriesce dal sensore con una pressione pari a p_2 (FIG.11). Il canale è abbastanza piccolo da creare una certa resistenza al flusso e, di conseguenza, una certa perdita di carico. La pressione al di sopra della membrana è stata mantenuta pari a quella in ingresso al sensore (p_1). Il sensore capacitivo, utilizzato per la lettura finale, è stato pilotato con una frequenza pari a 100 kHz.

Richter et al.[21] hanno proposto un semplice flussimetro per liquidi basato su tecnologie ormai consolidate. Questo consiste in un comune sensore di pressione piezo-resistivo, sulla cui membrana è stato realizzato un foro così da imporre una restrizione al flusso del liquido. Nel caso in cui il diametro del foro sia molto maggiore dello spessore della membrana, il segnale misurato diviene dipendente dalla temperatura. Gli esperimenti svolti hanno dimostrato come la risoluzione temporale del sensore sia

³dove con Δp è stata indicata la perdita di carico e con V la portata volumetrica.

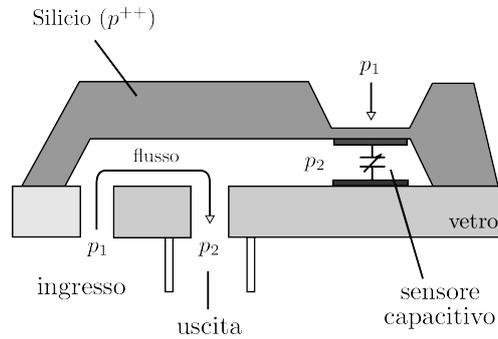


FIGURA 11. Schema illustrativo del sensore di flusso a differenza di pressione proposto da Cho et al.[20].

dell'ordine di un millisecondo. L'accuratezza del sensore dipende dall'accuratezza del rispettivo sensore di pressione e dall'equazione caratteristica di Torricelli. Per via di questa legge la sensibilità del flussimetro è buona ad alte portate ed insufficiente alle basse.

I vantaggi nell'utilizzo di tali sensori sono legati, principalmente, al trascurabile riscaldamento subito dal fluido. Questo comporta possibili applicazioni in ambito biomedico e chimico.

Gli svantaggi sono essenzialmente associati alla scarsa robustezza nei confronti di particelle nel condotto che disturbano percettibilmente la risposta del sensore. Inoltre la comprimibilità dei gas distorce i risultati della misura e, quindi, li rende non proprio adatti a questo utilizzo restringendo il campo di interesse ai soli liquidi.

1.3. Sensori di flusso a trasferimento di forza

Questa categoria di sensori di flusso si basa su principi di funzionamento limitatamente meccanici.

Un esempio viene riportato in FIG.12A. Il flusso può essere rilevato indirettamente sfruttando la forza di spinta che il fluido esercita sulla mensola realizzata in silicio.

In condizioni di flusso laminare, tale forza (parallela alla direzione del flusso) è fornita dalla *legge di Navier-Stokes*:

$$F = CLw\eta \quad (1.7)$$

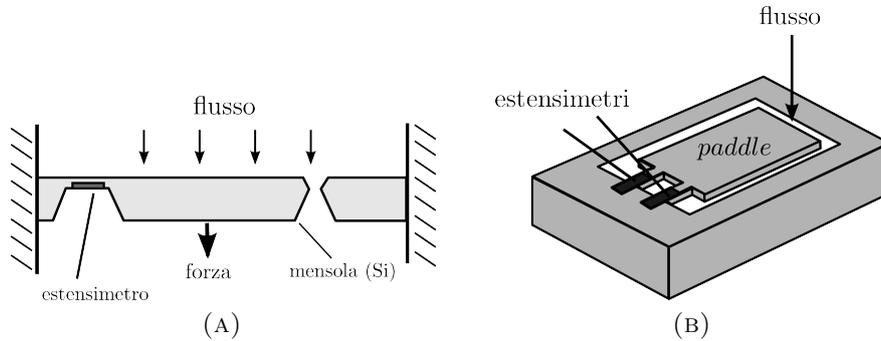


FIGURA 12. (A): Micro-mensola in Silicio sottoposta ad una forza di spinta dal fluido. (B): Flussimetro proposto da Zhang et al.[14].

dove C è una costante dipendente dalla forma della mensola, L la sua lunghezza, w la velocità del flusso e η la viscosità dinamica.

La conseguente deformazione della presente mensola può essere convertita in segnale elettrico mediante un apposito elemento piezo-resistivo integrato[13].

Zhang e al.[14] hanno proposto una soluzione ibrida capace di funzionare sia con il principio del trasferimento di forza, sopra esposto, sia a differenza di pressione. Uno schema illustrativo è mostrato in FIG.12B. I risultati sperimentali eseguiti hanno dimostrato un miglior funzionamento per basse portate ($< 10 \mu\text{l}/\text{min}$ in acqua) sfruttando la rilevazione della forza di spinta esercitata sulla paletta (*paddle*). La seconda modalità, invece, è risultata possibile per flussi elevati per via della caduta di pressione lungo il piccolo scavo che gira attorno alla paletta. Gli svantaggi del sensore proposto sono legati principalmente alla fragilità della struttura sospesa.

In generale, tutti i flussimetri che ricorrono alla conoscenza della forza di spinta esercitata dal flusso, sono molto delicati e, pertanto, rischiano un possibile danneggiamento. Particelle ad alta velocità, infatti, potrebbero distruggere la struttura sospesa (solitamente molto sottile per garantire una maggiore sensibilità della misura) mentre a basse velocità potrebbero ostruire il percorso del fluido e bloccare la struttura. È necessario, perciò,

un opportuno compromesso, nella fase di progetto, tra robustezza e sensibilità. Ciò comporta un difficile impiego in ambienti aggressivi come i motori delle autovetture.

Delle possibili applicazioni sono relegate, come accadeva per i sensori di flusso a differenza di pressione, all'uso durante reazioni chimiche o per la misura di fluidi sensibili alla temperatura. Infatti, anche per questa categoria, si nota un riscaldamento quasi nullo del fluido.

1.4. Sensori di flusso ottici

L'introduzione dell'utilizzo delle fibre ottiche per la realizzazione di flussimetri integrati ha portato numerosi vantaggi rispetto alla controparte elettrica. Infatti tale categoria di sensori risulta immune da interferenza di tipo elettromagnetico (cross-talk ridotto) ed, in alcune applicazioni, ha evidenziato una maggiore durata ad elevate temperature ed una miglior resistenza alla corrosione. Tuttavia le dimensioni non proprio ridotte di tali sistemi di misura e la loro necessità di operare in ambienti puliti ne hanno ristretto sensibilmente l'area d'impiego.

Un sensore di flusso che utilizza una mensola in silicio con una guida d'onda posizionata sulla sua superficie è stato descritto da Chun et al.[24]. Questo dispositivo sfrutta un principio simile a quello del sensore a trasferimento di forza precedentemente descritto ma, in questo caso, la rilevazione dell'informazione avviene otticamente. La curvatura della mensola da parte del flusso genera un offset tra la guida d'onda presente sulla mensola stessa e la guida d'onda posizionata sul substrato alla destra della mensola (FIG.13). Ciò causa una variazione dell'efficienza di accoppiamento delle due guide. Pertanto, l'intensità del fascio ottico rilevato cambia con la deformazione della mensola in silicio dovuta al flusso del fluido. Una fibra ottica è stata utilizzata per l'immissione della luce nella guida d'onda ed una seconda fibra ottica è stata utilizzata per il rilevamento della luce pervenuta al di là della mensola.

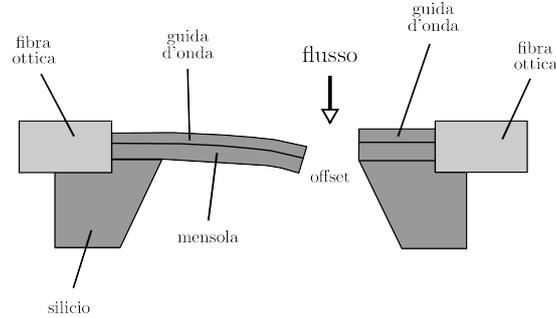


FIGURA 13. Schema illustrativo del sensore di flusso proposto da Chun et al.[24]. Appositi scavi a V sono stati utilizzati per l'accoppiamento delle fibre ottiche con il silicio.

1.5. Alcuni dispositivi in commercio

È stato fatto riferimento più volte al problema dovuto alla presenza di particolato nel flusso utilizzato. Questo può causare una lenta rimozione del layer di protezione presente sugli elementi sensibili del sensore creando possibili cortocircuiti o il danneggiamento degli stessi resistori. Una possibile soluzione consiste nel porre il sensore all'interno di un bypass aerodinamico come quello sviluppato da *Robert Bosch GmbH* (FIG.14). Il dispositivo finale, che comprende oltre al sensore ed al modulo per l'immissione dell'aria anche l'elettronica di controllo, è in commercio dal 1996 ed è attualmente uno dei più utilizzati dalle varie aziende automobilistiche.

Nelle normali condizioni operative le forti oscillazioni causate dal motore possono generare inversioni temporanee nella direzione del flusso. Il bypass sopra menzionato non solo previene il possibile danneggiamento da parte delle particelle presenti nell'aria ma contribuisce anche ad una sensibile correzione del valor medio del flusso che attraversa l'elemento sensibile.

Un altro sensore di flusso sviluppato principalmente per applicazioni nell'ambito dell'automotive viene prodotto dal *Fraunhofer Institute for Silicon Technology*. Essendo la fase di processing, necessaria per la sua realizzazione, completamente compatibile con il processo standard CMOS, i costi di produzione risultano estremamente ridotti. Inoltre le dimensioni

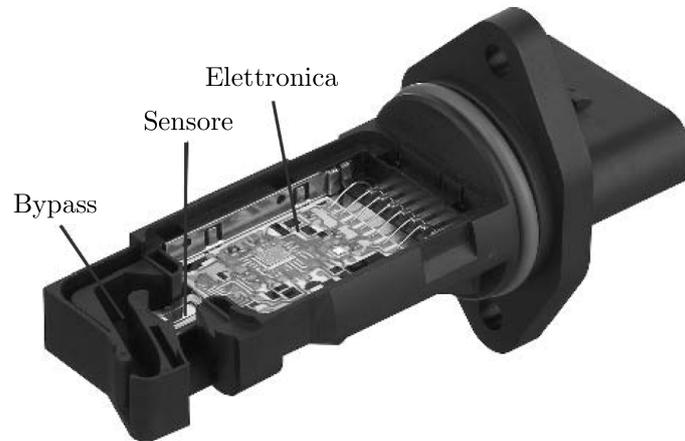


FIGURA 14. Fotografia del dispositivo sviluppato da *Robert Bosch GmbH* per applicazioni nel campo dell'automotive.

del chip ($2.6 \times 7.7 \text{ mm}^2$) consentono la fabbricazione di diverse centinaia di sensori su un singolo wafer. Il sensore è in grado di misurare la velocità del flusso d'aria in ambo le direzioni. In FIG.15 viene riportata una visuale ingrandita del flussimetro. Si noti come i vari elementi della struttura (resistore di riferimento e riscaldatori) siano posizionate su delle membrane (nitruro/ossido/nitruro) per un miglior isolamento termico.

Nel 2003 la *HSG-IMIT* [25] ha messo sul mercato un interessante sensore per la misurazione ed il controllo di flussi di differenti portate. È stato predisposto principalmente per un'applicazione nei sistemi di condizionamento dell'aria. La micro-struttura sensibile è costituita da un sottile elemento riscaldatore ($5 \mu\text{m}$ di larghezza) e da due termopile. Il tutto è stato posizionato su una membrana di 100 nm di spessore (FIG.16). Il sistema propone tre differenti tipi di package che consentono il funzionamento rispettivamente per piccoli condotti (FIG.17), condotti a largo diametro ed in flusso aperto. Il sensore è stato anche testato con fluidi ad alta viscosità quali colle, paste ed oli.

Un ulteriore applicazione, sviluppata dalla stessa *HSG-IMIT*, consiste nella possibilità di utilizzare tale sensore come accelerometro o inclinometro termodinamico. La configurazione utilizzata è la medesima del sensore

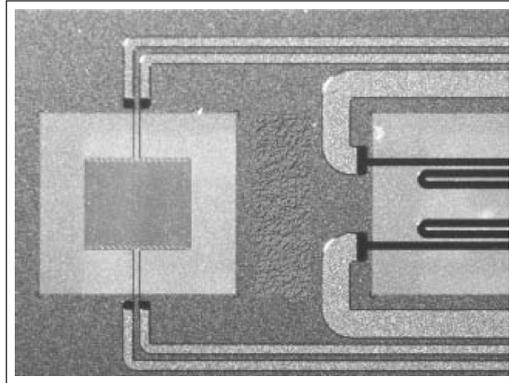


FIGURA 15. Fotografia del sensore di flusso termico sviluppato da *Fraunhofer Institute for Silicon Technology*. L'immagine mostra un particolare del sensore dove vengono evidenziate le membrane sulle quali sono stati posizionati gli elementi attivi. I resistori sono stati realizzati in titanio e ricoperti con un layer di nitruro per la passivazione.

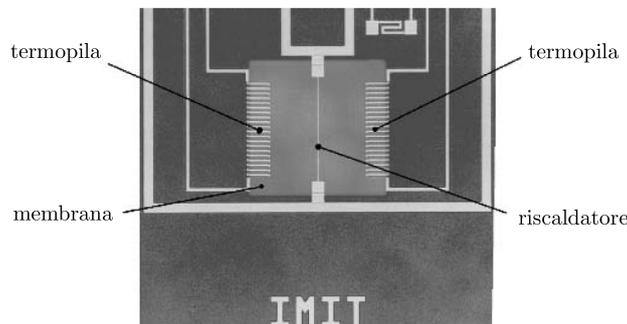


FIGURA 16. Micro-struttura del sensore di flusso termico (*HSG-IMIT*). La membrana di nitruro di silicio copre una superficie di $600 \times 600 \mu\text{m}^2$.

di flusso calorimetrico, ma gli elementi (riscaldatore e termopile) sono posizionati all'interno di una camera completamente chiusa riempita di gas. L'elemento riscaldatore produce fenomeni convettivi che introducono scambi di calore preferibilmente lungo la direzione del campo gravitazionale. Pertanto, qualsiasi movimento del sensore dovuto ad accelerazione od inclinazione causa uno sbilanciamento sulle termopile ed un conseguente rilevamento.



FIGURA 17. Fotografia del dispositivo prodotto da *HSG-IMIT* completo di package per il dosaggio di piccolissime quantità di fluido (ordine dei nanolitri).

CAPITOLO 2

Caratteristiche e tecnologia del chip

Sovente la realizzazione di sensori integrati richiede, oltre alle comuni tecnologie per la fabbricazione di IC (*Integrated Circuits*), dei passi addizionali di processo. Preferibilmente tali passi vengono svolti in una fase successiva al regolare completamento della sequenza standard di processo. In tal caso si parla di *Post-processing* (o *Post-CMOS* nel caso in cui il processo standard includa la tecnologia CMOS).

Tali passi addizionali devono, obbligatoriamente, essere compatibili con il processo standard utilizzato. Un esempio pratico può essere legato alla temperatura massima raggiungibile. Generalmente, questa non può superare i 400 °C così da preservare le eventuali interconnessioni in alluminio precedentemente realizzate.

Nella prima parte di questo capitolo vengono esposte sommariamente le principali tecniche utilizzate nella fase di post-processing per la micro-lavorazione di sensori integrati. In particolare si è fatto riferimento alla tecnica del *Bulk micro-machining* ed agli attacchi chimici del silicio per via della loro essenziale funzione nel processo. Sono stati fatti anche accenni alla tecnica del *Surface micro-machining* la quale, pur se molto utilizzata, non è idonea alla realizzazione di isolamenti termici mediante post-processing di chip standard. Gli isolamenti termici, come vedremo, sono richiesti dalla nostra applicazione.

Successivamente l'attenzione viene rivolta più propriamente al chip da noi utilizzato. Per la sua fabbricazione è stato impiegato il processo BCD3s della *STMicroelectronics*. Esso comprende le tecnologie bipolare, CMOS (1 μm) e DMOS, con due livelli di polisilicio e tre di metal (alluminio). Con questa tecnologia è stato possibile integrare, oltre all'elettronica di condizionamento, diverse microstrutture sensibili che consentono di

misurare il flusso di un fluido sfruttando il principio di trasferimento del calore. Una fase di fondamentale importanza per tutti i sensori integrati che basano il loro funzionamento su principi fisici di tipo termico è quella dell'isolamento della micro-struttura dal substrato. Questa è stata realizzata rimuovendo con un opportuno attacco anisotropo parte del silicio di substrato in corrispondenza delle micro-strutture sensibili presenti sul chip. Tale micro-lavorazione comporta un notevole impegno aggiuntivo ma consente di ottenere un dispositivo molto più sensibile. L'intera fase di post-processing è stata messa a punto e completata in un precedente lavoro di tesi [12].

Contestualmente vengono riportati i passi essenziali di post-processing e vengono descritte le strutture presenti nel chip. Questo consente di avere una visione globale della realizzazione del sensore di flusso e di comprendere al meglio il successivo sviluppo ed impiego svolto in questo lavoro di tesi.

2.1. Tecniche di micro-machining

Le tecniche di micro-lavorazione del silicio utilizzate per la realizzazione di sensori integrati si dividono in due principali categorie:

- *Bulk micro-machining*
- *Surface micro-machining*

La prima ha come obiettivo la rimozione selettiva di significativi quantitativi di silicio dal substrato. Nel caso in cui la rimozione avvenga, mediante apposito attacco chimico, dal lato inferiore del wafer si può parlare di *rear-bulk micro-machining*. Mentre nel caso in cui la rimozione venga eseguita dalla parte superiore del wafer si può parlare di *front-bulk micro-machining*.

La tecnica del *surface micro-machining*, a differenza della precedente, consiste nella deposizione (crescita nel caso di alcuni ossidi) di strati sovrapposti di vari materiali ed in una loro successiva definizione mediante opportuni attacchi chimici. L'uso di particolari strati intermedi, detti sacrificali, consente mediante la loro rimozione di ottenere mensole, travi e simili strutture che risultano in parte sospese rispetto al substrato.

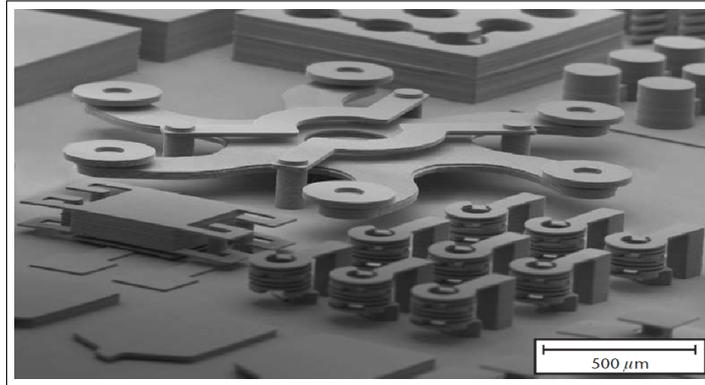


FIGURA 1. Esempio illustrativo della complessità strutturale che può essere raggiunta con le moderne tecniche di micro-lavorazione del silicio.

Bulk micro-machining. Questa tecnica, come già accennato, presenta la possibilità di rimuovere grandi quantità di silicio dal substrato monocristallino mediante l'utilizzo di appropriati attacchi chimici applicati alla superficie del chip. Il silicio è il materiale strutturale più utilizzato in quanto la purezza e la perfezione dei monocristalli che si riescono a produrre garantiscono un buon controllo delle sue proprietà meccaniche. La scelta accurata dell'attacco chimico è di fondamentale importanza per la riuscita della micro-lavorazione. Con opportuni attacchi anisotropi, infatti, è possibile realizzare strutture tridimensionali molto precise sfruttando la diversa velocità di attacco lungo le varie direzioni cristallografiche. In generale, la velocità d'attacco risulta maggiore lungo le direzioni $\langle 110 \rangle$ e $\langle 100 \rangle$ e più lenta lungo la direzione $\langle 111 \rangle$. Il fenomeno del sottoattacco risultante, spesso indesiderato, assume in questo caso una notevole rilevanza.

L'impiego di un attacco chimico isotropo è meno frequente in tale ambito. A volte, tuttavia, vengono utilizzate tecniche ibride di attacco nella quali la struttura viene prima esposta ad un attacco isotropo a base di XeF_2 e, una volta rimossa la parte di substrato necessaria, si provvede all'immersione dell'intera struttura in una soluzione di EDP (attacco anisotropo). Questa procedura viene abitualmente applicata nella fabbricazione di guide d'onda integrate [7]. La tecnica del bulk micro-machining può essere

realizzata sfruttando sia attacchi in fase liquida che dry ed in entrambi i casi può essere richiesta l'isotropia o meno del processo.

Attacchi isotropi in fase liquida: Questi attacchi, poco diffusi nell'ambito del micro-machining, vengono utilizzati principalmente per rimuovere grandi quantità di silicio dal bulk quando non è richiesta una precisa definizione nella forma dello scavo. La soluzione abitualmente utilizzata è costituita da acido nitrico e fluoridrico (HNO_3/HF) diluiti in acqua o acido acetico (CH_3COOH). I due acidi hanno una funzione distinta: HNO_3 trasforma il silicio in SiO_2 mentre HF agisce da agente complessante trasformando la silice in H_2SiF_6 , che essendo solubile nel diluente viene rimosso [27].

Attacchi anisotropi in fase liquida: Esistono svariate soluzioni in grado di attaccare il silicio in maniera anisotropa ma solo alcune di queste sono regolarmente impiegate per la fabbricazione di micro-strutture. Ci riferiamo al TMAH (*Tetramethylammonium hydroxide*), l'EDP (*Ethylene Diamine Pyrocatechol*) ed a soluzioni basate sull'impiego di KOH. Per tutte e tre, la velocità di attacco è dipendente dal piano cristallino. In particolare il piano $\langle 111 \rangle$ risulta il meno aggredito dall'attacco mentre una maggiore velocità, dipendente anche dalla composizione chimica della soluzione, si evidenzia per i piani $\langle 100 \rangle$ e $\langle 110 \rangle$. Un'altra caratteristica di tale categoria di attacchi è che la velocità di attacco dipende anche dal drogaggio del silicio. Si osserva infatti che la velocità di attacco quasi si annulla di fronte a strati di silicio fortemente drogati di boro. Questa proprietà è molto utile per la fabbricazione di particolari strutture, difficilmente ottenibili mediante l'utilizzo di attacchi isotropi. Un'illustrazione di tale tecnica è visibile in FIG.2.

La principale differenza nell'utilizzo di tali soluzioni è legata al loro comportamento rispetto ai materiali depositati sul substrato ed in particolare a quelli impiegati per la mascheratura. Per quanto riguarda il KOH vengono spesso utilizzati nitruro o carburo di silicio per la realizzazione delle maschere. Infatti

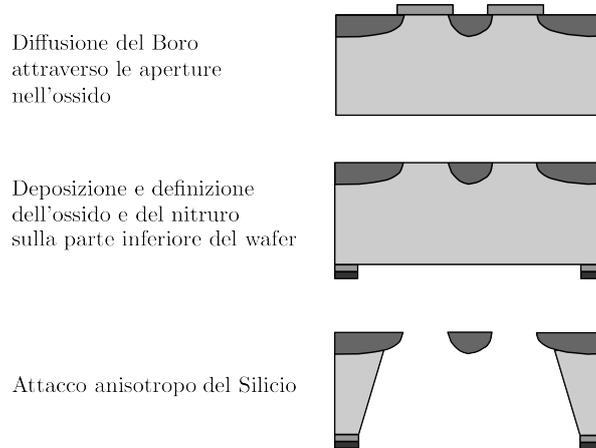


FIGURA 2. In questa illustrazione viene utilizzata la tecnica *Boron Etch Stop* per creare strutture flottanti quali mensole e membrane.

questi materiali, al contrario dell'ossido di silicio, vengono attaccati molto lentamente. Inoltre il KOH è corrosivo e, per tale motivo, danneggia i metalli presenti quali l'alluminio. Sostanze refrattarie, quali oro e titanio, non vengono comunque attaccate. Inoltre la presenza di ioni K^+ risulta dannosa per i componenti CMOS presenti sul chip, precludendo l'utilizzo di tale soluzione nella maggior parte dei casi.

L'ossido di silicio, invece, può essere impiegato come maschera quando si fa uso di TMAH, in quanto attaccato molto lentamente da tale soluzione. Inoltre, modificandone il pH con l'aggiunta di opportune sostanze (es. acido silicico) è possibile ridurre la velocità di attacco dell'alluminio portandola a livelli accettabili. Gli svantaggi sono legati prevalentemente alla non perfetta planarità delle superfici ottenute ed alla rapida alterazione della soluzione che, pertanto, necessita di essere ricondizionata ad intervalli regolari.

Infine, l'EDP permette l'utilizzo sia di ossido che di nitruro di silicio per la realizzazione delle maschere e risulta praticamente inerte su molti metalli. Fa eccezione l'alluminio la cui velocità di attacco può essere comunque ridotta modificando leggermente

TABELLA 1. Confronto tra gli attacchi anisotropi in fase liquida usati comunemente nelle tecniche di micro-lavorazione del silicio.

Proprietà	KOH	EDP	TMAH
Anisotropia	alta	media	media
Selettività SiO ₂	bassa	alta	alta
Selettività Al	bassa	media	media
Qualità	alta	media	bassa
Compatibilità CMOS	no	si	si
Costo	basso	alto	alto
Facilità d'uso	facile	difficile	media
Tossicità	bassa	alta	media
Reperibilità	facile	difficile	facile

la composizione della soluzione. Questa soluzione non necessita di alcun ricondizionamento e garantisce tempi di attacco non eccessivamente lunghi (al contrario del caso di utilizzo di TMAH). Lo svantaggio maggiore che si ha nell'utilizzo delle soluzioni di EDP consiste nel dover impiegare, a causa della tossicità dei componenti, un sistema di riflusso chiuso e termostato che garantisca il minimo contatto tra l'operatore ed i vapori della soluzione.

Attacchi isotropi dry: In pratica non vengono quasi mai utilizzati nella tecnica del bulk micro-machining.

Attacchi anisotropi dry: L'attacco dry più utilizzato nel micro-machining è quello RIE (*Reactive Ion Etching*) per via del suo alto grado di anisotropia che consente un maggior controllo delle geometrie delle strutture.

Tali tipi di attacchi vengono impiegati esclusivamente a livello industriale per via degli elevati costi delle apparecchiature. Nell'ambito della ricerca risultano di difficile gestione e quindi viene preferito l'utilizzo di attacchi in fase liquida per via dei minori costi e della relativa semplicità di utilizzo.

Surface micro-machining. Sebbene il bulk micro-machining sia la tecnologia più comune per la fabbricazione di sensori integrati, in alcuni casi può essere utile l'impiego della tecnica del surface micro-machining. Questa si basa sulla generazione di strutture meccaniche attraverso la lavorazione di film sottili depositi sulla superficie del chip. I materiali utilizzati agiscono spesso come layer sacrificali da rimuovere successivamente così da creare strutture sospese ed, in alcuni casi, persino parti mobili. Una tipica struttura realizzata con tale tecnica è mostrata in FIG.3. In tale esempio viene utilizzato ossido di silicio come layer sacrificale e polisilicio per la struttura sospesa. Nella maggior parte dei casi l'ossido viene depositato con la nota tecnica del CVD (*Chemical Vapour Deposition*) in quanto i tempi di attacco relativi sono molto inferiori a quelli necessari per la rimozione di un equivalente spessore di ossido cresciuto termicamente. Opportune aperture nell'ossido servono come ancoraggio per la futura micro-struttura. Segue la deposizione del polisilicio, la sua definizione e, per finire, l'attacco con HF per la rimozione dell'ossido sottostante la struttura.

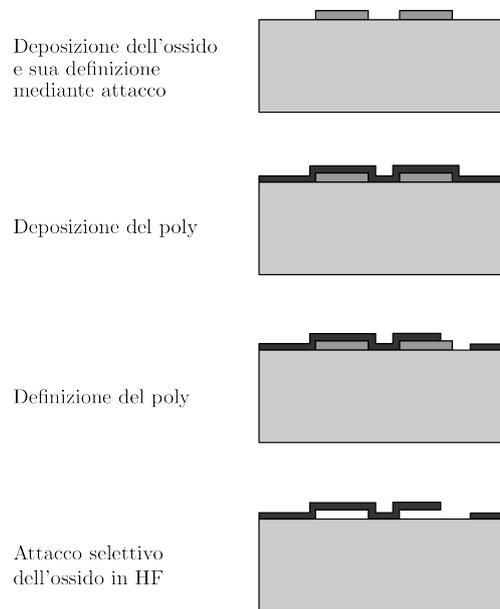


FIGURA 3. Tipica struttura flottante in polisilicio realizzata con la tecnica del surface micro-machining.

Nonostante esistano altre combinazioni di materiali impiegate per la realizzazione di strati sacrificali e strutturali, la combinazione formata da ossido di silicio e polisilicio è senza dubbio la più usata.

Tale tecnica ha una elevata compatibilità con le usuali tecnologie CMOS, ma le strutture così realizzate hanno il difetto di essere molto delicate e quindi sono inadatte ad essere adoperate in ambienti difficili. Inoltre, la presenza di strati sovrapposti di materiali diversi possono causare stress interni e deteriorarne l'integrità strutturale.

2.2. Caratteristiche del chip

Il chip da noi utilizzato è stato realizzato in sede di un precedente lavoro di tesi [12]. Era sorta infatti la necessità di realizzare un sistema atto alla rilevazione della portata di flusso di un gas inerte da impiegarsi per il controllo del propellente in motori ionici.

Tale obiettivo era stato raggiunto attraverso l'integrazione su uno stesso chip di varie strutture sensibili e di un'apposita elettronica idonea al controllo e al condizionamento dei segnali.

La tecnologia usata per il disegno e la successiva fabbricazione del chip è la BCD3s della *STMicroelectronics*. Di questo processo, che consente l'integrazione di dispositivi bipolari, CMOS e DMOS, è stato utilizzato prevalentemente il sottoinsieme di strutture CMOS (1 μm) grazie al quale sono state realizzate le termopile presenti nelle micro-strutture. In una successiva fase di post-processing si è provveduto all'isolamento termico dei relativi componenti sensibili dal substrato.

Il principio alla base del funzionamento delle micro-strutture è quello del micro-trasferimento di calore di cui si è già parlato nel precedente capitolo.

Nel chip è presente una serie di sei strutture *square-membrane* identiche ed allineate tra loro. Queste sono connesse attraverso le relative termopile ad appositi *signal-mux* (pilotabili dall'esterno) che consentono il rilevamento dei profili di velocità del flusso di gas e di temperatura, una volta impostata la corrente di polarizzazione dei rispettivi riscaldatori mediante un *power-mux*.

Erano state realizzate anche strutture sensibili di tipo *double-cantilever-beam* e *double-cantilever-beam/double-heater* con il solo scopo di testarne il funzionamento. In particolare, proprio due di queste strutture a doppio riscaldatore sono state da noi utilizzate nell'ambito di questo lavoro di tesi.

Trasduttori. Il progetto ha avuto come obiettivo la realizzazione di quattro tipi di micro-strutture: una square-membrane, una double-cantilever-beam, una double-cantilever-beam/double-heater ed una versione di quest'ultima con i bordi laterali delle mensole non squadrati ma obliqui.

Square-membrane: L'elemento riscaldatore è posizionato su una membrana sorretta da quattro braccetti. Su questi ultimi sono disposte le due termopile ed una pista di metal per la connessione del riscaldatore centrale con il circuito di pilotaggio. Il riscaldatore ha una resistenza di $2.76 \text{ k}\Omega$ ed è posizionato in maniera tale da garantire il medesimo effetto termico sulle due termopile in assenza di flusso. Ciascuna termopila è stata realizzata con una serie di 10 termocoppie metal/poly suddivise equamente su due braccetti adiacenti. La struttura nel suo complesso ha un ingombro d'area pari a $233 \times 233 \mu\text{m}^2$. In FIG.4 viene mostrato il relativo layout.

Double-cantilever-beam: In tale struttura sensibile, oltre che alla realizzazione di una membrana sospesa sulla quale è stato posizionato l'elemento riscaldatore, si è provveduto alla creazione

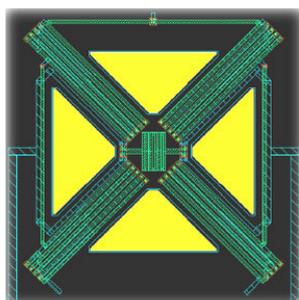
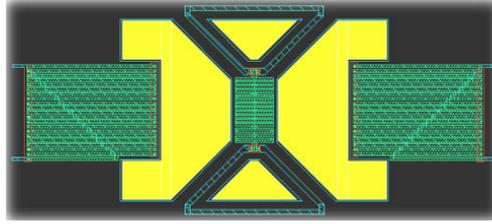
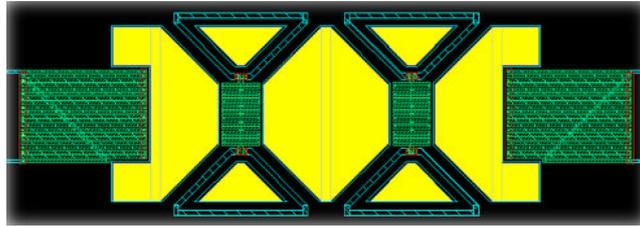


FIGURA 4. Layout della struttura *Square-membrane*.

FIGURA 5. Layout della struttura *Double-cantilever-beam*.FIGURA 6. Layout della struttura *Double-cantilever-beam/double-heater*.

di due mensole sulle quali disporre le due termopile. Queste ultime sono state realizzate con una serie di 20 termocoppie metal/poly ed hanno il relativo terminale caldo rivolto verso il riscaldatore ($4.8 \text{ k}\Omega$). Come si può vedere dalla FIG.5 anche in questo caso è stata ricercata una certa simmetria al fine di ridurre al minimo l'insorgere di offset. L'ingombro della struttura è di $404 \times 180 \mu\text{m}^2$.

Double-cantilever-beam/double-heater: Questo tipo di struttura differisce dalla precedente solo nella presenza di due riscaldatori identici ($4.8 \text{ k}\Omega$) posti centralmente tra le due termopile. Come vedremo, tale configurazione è stata sfruttata in questo lavoro di tesi per indagare l'effettiva possibilità di riduzione degli offset intrinseci. L'ingombro è ovviamente aumentato ed è pari a $580 \times 180 \mu\text{m}^2$. Il layout è visibile in FIG.6.

Accenni all'elettronica integrata. Pur non essendo stata utilizzata, riportiamo una descrizione sommaria dell'elettronica presente sul chip. Due multiplexer di segnale (*signal-mux* 8×1) permettono, attraverso tre bit di selezione, la connessione delle singole termopile presenti sulle

strutture square-membrane con un amplificatore differenziale per strumentazione. Un ulteriore multiplexer (*power-mux* 1×8) viene impiegato per la corretta polarizzazione dei relativi riscaldatori selezionati. Questo è costituito da un decoder con tre bit di selezione e da otto amplificatori montati a buffer con ingressi pass-gate per discriminarne il funzionamento o lo stand-by.

Per generare la tensione di riferimento necessaria alla polarizzazione in corrente del singolo riscaldatore selezionato si è utilizzato un riferimento di tensione a *band-gap* in tecnologia bipolare.

Layout del chip. In FIG.7 è riportato il layout completo del chip e sono state evidenziate le strutture sensibili S3 e S4 da noi utilizzate. Si nota, infine, come le strutture sensibili siano concentrate nella parte inferiore del die, mentre nella parte superiore sia stata integrata l'elettronica.

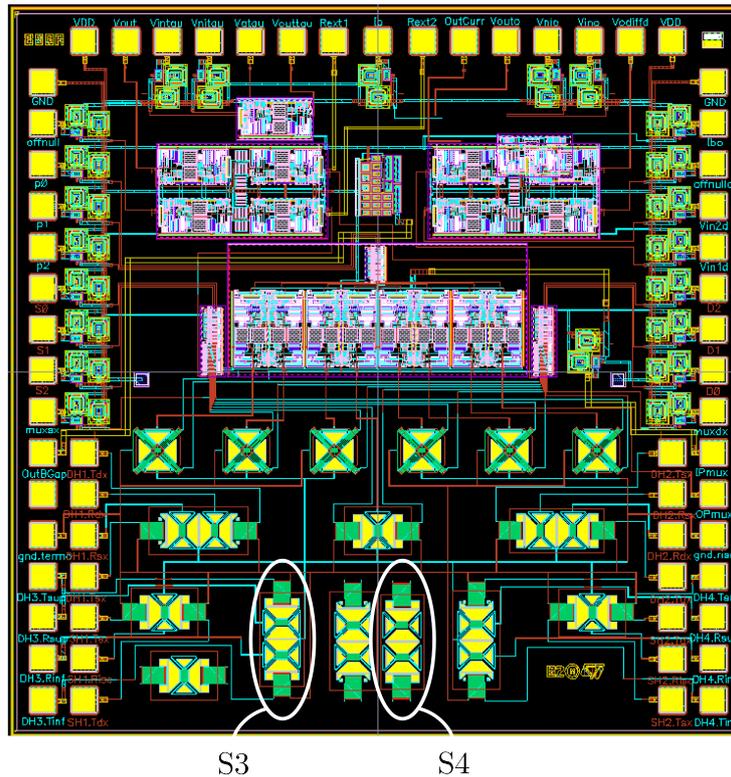


FIGURA 7. Layout del chip.

2.3. Post-processing

L'isolamento termico delle singole strutture dal substrato è stato realizzato in un'apposita fase di post-processing sfruttando, in particolar modo, la tecnica del front-bulk micro-machining.

In fase di progetto si era previsto che venissero rese accessibili alcune zone di silicio per essere successivamente sottoposte ad attacco anisotropo così da realizzare le strutture sospese. Queste aperture attraverso i vari strati di ossido, non previste nella sequenza standard di processo, sono state ottenute inpilando i vari layer *active area*, *contact*, *vias* e *pad-opening* durante il disegno del layout. La procedura eseguita è una chiara violazione delle regole di layout ma è comunque compatibile con alcuni vecchi processi CMOS.

Sfortunatamente, a causa di problemi tecnologici segnalati dalla fonderia, la struttura è stata modificata con la deposizione di due strati di metal nelle zone dove invece erano previste le aperture. Infatti, in processi CMOS con un gran numero di metal layer e spessi strati di ossido, come il BCD3s, le aperture richieste possono causare problemi ai successivi passi di fabbricazione del chip per via di un accumulo indesiderato di fotoresist nelle cavità.

I due metal layer utilizzati riducono la profondità di tali aperture e, di conseguenza, l'accumulazione di fotoresist.

Per tali motivi, durante la fase di post-processing, si è dovuto provvedere anche alla rimozione di questi strati di alluminio mediante l'impiego di un appropriato passo fotolitografico.

É stata indispensabile la creazione di un'apposita maschera col fine di proteggere i pad (anch'essi in alluminio). Vista la geometria del chip e la disposizione delle strutture sensibili è stata più che sufficiente una mascheratura a bassa risoluzione.

L'attacco degli strati di alluminio è avvenuto mediante una miscela di acido ortofosforico (H_3PO_4), acido nitrico (HNO_3) e acido acetico (CH_3COOH) diluiti in un 10% di acqua deionizzata.

In FIG.8 viene mostrata una fotografia realizzata al SEM di una delle strutture in seguito all'attacco dell'alluminio. La rugosità della superficie

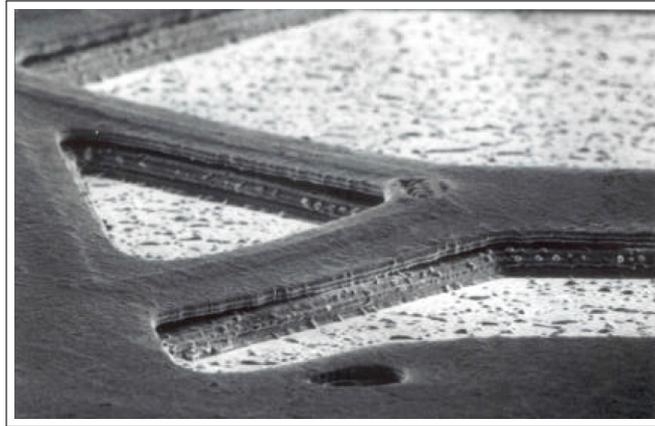


FIGURA 8. Fotografia realizzata al SEM di una struttura dopo esser stata sottoposta per 20 minuti all'attacco per la rimozione dei metal layer aggiunti. Gli strati di ossido non sono presenti in corrispondenza delle aperture in quanto precedentemente rimossi in fonderia durante la realizzazione di *vie e contact*.

del substrato, facilmente visibile in figura, è da addebitarsi ad attacchi RIE eseguiti in fonderia.

Si possono notare abbastanza chiaramente degli strati dielettrici sospesi, formatisi in conseguenza del sottoattacco del primo strato di metal utilizzato per la copertura delle aperture. La presenza di tali strati avrebbe potuto creare dei problemi dal punto di vista fluidodinamico limitando il passaggio del flusso sulle strutture sensibili e condizionando, di conseguenza, la sensibilità del sensore.

Pertanto ne è stata necessaria la rimozione. Non potendo utilizzare una soluzione di Buffered HF che avrebbe attaccato anche l'ossido sovrastante i riscaldatori e le termopile, si è provveduto ad un trattamento a base di ultrasuoni. La rimozione è stata completata in cinque minuti. In realtà sono rimaste delle rugosità in corrispondenza delle zone nelle quali erano agganciate le strutture sospese. Tuttora si ipotizza che tali residui possano essere causa di contributi di offset nella risposta del sensore.

L'attacco chimico del substrato di silicio è stato preceduto dalla rimozione del fotoresist utilizzato nella precedente fase di mascheratura e

da un brevissimo attacco con HF diluito all'1% per eliminare l'eventuale ossido nativo presente sul substrato.

Per la realizzazione dell'isolamento termico e la conseguente formazione di strutture sospese è stato scelto l'EDP nonostante la complessità della sua gestione. Tale decisione è stata presa per via dei tempi ridotti e di una migliore qualità degli scavi rispetto all'utilizzo del TMAH. Lo spessore dell'alluminio sui pad è stato considerato sufficiente per resistere all'attacco. Le soluzioni a base di KOH non sono state prese in considerazione a causa della loro elevata velocità di attacco nei confronti dell'ossido che nel nostro campione assume il ruolo di maschera per la definizione delle aree d'attacco. In realtà la completa incompatibilità delle soluzioni a base di KOH con i processi CMOS ne avrebbe comunque precluso l'utilizzo.

Si noti che nessuno dei suddetti attacchi anisotropi può essere mascherato con resist convenzionale in quanto l'elevata basicità delle soluzioni porta alla dissoluzione del resist stesso.

L'EDP è una soluzione diluita in acqua che possiede come componente primario l'etilendiammina mentre l'agente complessante è il pirocatecolo. Fissate le quantità di etilendiammina e di acqua, la velocità di attacco risulta proporzionale alla quantità di pirocatecolo in soluzione. Inoltre, nell'etilendiammina commerciale sono presenti dei contaminanti esterni, difficili da eliminare, quali la pirazina. Quest'ultima influenza il comportamento della soluzione ed, in particolare, aumenta la velocità di attacco lungo i piani cristallografici $\langle 100 \rangle$. Per avere un pieno controllo di tali comportamenti è necessario introdurre nella soluzione una quantità nota di pirazina.

Nel nostro caso è stata impiegata una soluzione EDP con la seguente composizione:

- Etilendiammina: 500 ml;
- Pirocatecolo: 80 g;
- Acqua: 66ml;
- Pirazina: 3 g.

Viste le differenti dimensioni delle strutture e la composizione scelta per la soluzione, i tempi di attacco ad una temperatura di 115 °C risultano i seguenti:

- Square-membrane: 135 min;
- Double-cantilever-beam: 92 min;
- Double-cantilever-beam/Double-heater: 114 min;

Per mantenere inalterate le caratteristiche della soluzione è necessario lavorare in atmosfera inerte, mentre è possibile variare la velocità d'attacco controllando la temperatura e l'agitazione della soluzione. A questo scopo viene utilizzato un particolare sistema di riflusso termostato realizzato in pyrex e teflon.

Nella FIG.9 vengono illustrati i vari passi di processo realizzati nella fase di post-processing. Nel caso specifico sono riportate le sezioni di una generica struttura Double-cantilever-beam.

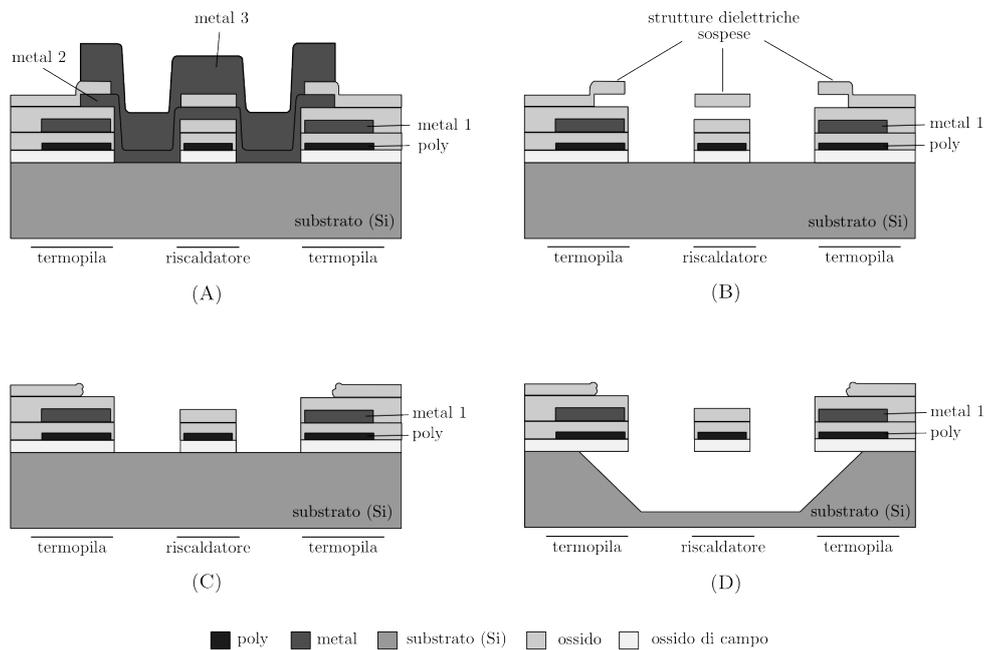


FIGURA 9. A: Struttura iniziale. B: Struttura dopo venti minuti di attacco dell'alluminio. C: Struttura dopo cinque minuti di ultrasuoni. D: Struttura finale dopo l'attacco in EDP.

CAPITOLO 3

Packaging del sensore e assemblaggio del sistema

In questo lavoro di tesi l'attenzione è stata rivolta allo studio di flussimetri integrati realizzati a partire da microstrutture a doppio riscaldatore. In particolar modo, come verrà spiegato a breve, è stata sfruttata la configurazione ad anello aperto e si è proceduto, con tecniche opportune, alla cancellazione di inevitabili offset. Questi sono dovuti principalmente ad asimmetrie delle strutture le quali, seppur lievi, modificano il processo di micro-rilevamento del calore.

Partendo da dei chip già sottoposti a post-processing in un precedente lavoro di tesi, ci si è inizialmente dovuti occupare della realizzazione del package. Questa fase svolge un ruolo di fondamentale importanza per il corretto funzionamento finale del sensore, in quanto si occupa di incanalare il flusso verso la microstruttura.

Più precisamente, sono stati realizzati due flussimetri integrati sfruttando chip nominalmente identici fabbricati con la tecnologia BCD3s. Un primo sensore di flusso è stato realizzato inserendo il rispettivo die in un case metallico di tipo TO8 a 12 pin, mentre per il secondo sensore è stato adoperato un contenitore ceramico DIL a 28 pin.

La fase di packaging è stata suddivisa in più stadi. Si è partiti da una prima fase di progetto nella quale i vari componenti sono stati pensati e dimensionati in previsione del loro scopo finale e delle interazioni con gli strumenti di misura usati. In particolar modo, in questo lavoro, ci siamo prefissati, come obiettivo principale, quello di caratterizzare gli effetti della temperatura sulla risposta del sensore. Quindi si è pensato alla realizzazione di un porta-campioni metallico cavo in grado, una volta posto a contatto con un criostato, di mantenere al suo interno una temperatura il più possibile omogenea in condizioni di regime. Il dimensionamento di

tale oggetto è seguito di pari passo con quello del package. Ovviamente, ci si è soffermati anche sulla scelta dei materiali più adatti allo scopo. Successivamente, si è passati alla fabbricazione dei vari componenti in officina. Per la realizzazione della camera termica in metallo è stato necessario l'utilizzo di un tornio. L'incarico è stato affidato ad un tecnico specializzato. I restanti componenti, nati con lo scopo di convogliare il flusso del fluido sulla struttura sensibile presente sul chip, sono stati realizzati per mezzo di una fresa a controllo numerico. Infine, si è proceduto all'assemblaggio. In quest'ultimo passaggio è stata dedicata particolare cura all'allineamento dei componenti del package con il chip ed in particolar modo con la microstruttura scelta.

A conclusione del capitolo viene mostrata una panoramica dei vari blocchi funzionali nei quali può essere diviso il sistema di misura adoperato.

3.1. Struttura fisica

La tipica struttura del flussimetro calorimetrico differenziale, sul quale è basato il nostro sensore, è costituita da un riscaldatore posizionato simmetricamente tra due sonde di temperatura (FIG.1A).

Tale riscaldatore, di solito un resistore, se polarizzato opportunamente determina un innalzamento della temperatura per effetto Joule. Il flusso di gas che attraversa la struttura longitudinalmente trasporta per fenomeni di convezione forzata una certa quantità di calore producendo una differenza di temperatura sulle due sonde. Avviene, dunque, un rilevamento della quantità di calore trasportata dal fluido.

La configurazione utilizzata in questo lavoro di tesi differisce nell'aver suddiviso il riscaldatore in due parti, isolate termicamente e pilotabili autonomamente (FIG.1B).

I due riscaldatori sono realizzati con resistori in polisilicio posizionati su membrane sospese di ossido. Tali membrane sono connesse al chip mediante quattro braccetti, sempre in ossido, con una inclinazione di 45° ciascuno.

Le sonde di temperatura sono, a loro volta, realizzate mediante due termopile, una a monte ed una a valle dei riscaldatori. I contatti caldi

sono situati alle estremità di apposite mensole (*cantilever-beam*) rivolte verso i riscaldatori. Quelli freddi sono posizionati sul *bulk*.

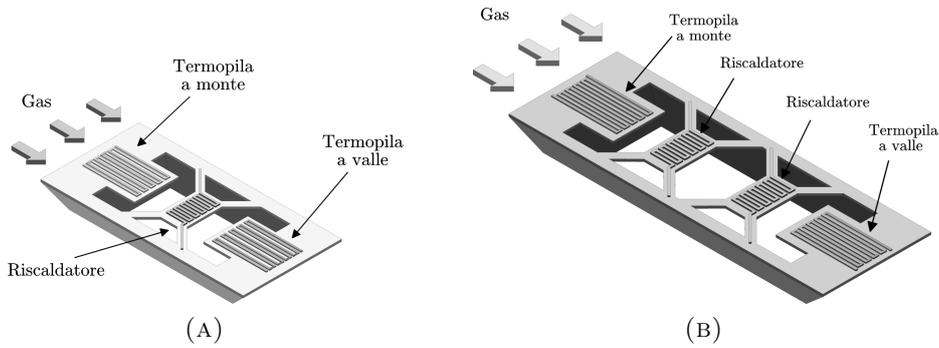


FIGURA 1. Microstruttura a singolo riscaldatore (A) ed a doppio riscaldatore (B).

Isolamento termico. Nel nostro caso, ciascun elemento della struttura è stato posizionato su una propria membrana dielettrica, sospesa su una cavità ottenuta mediante attacco anisotropo del substrato. Ciò garantisce un buon isolamento termico sia tra i singoli componenti sia tra questi ed il substrato, ma comporta una non trascurabile fragilità. Alcuni ricercatori hanno proposto delle valide alternative come quella di porre tutte le strutture su una singola membrana o quella di utilizzare un layer di silicio poroso ma entrambe, pur migliorando la robustezza, hanno condotto ad un minor isolamento e necessitano di un processo più complesso [3] [4].

Dimensioni. La struttura occupa uno spazio sul chip pari a $180 \mu\text{m} \times 580 \mu\text{m}$. I due resistori in polisilicio sono da $4.8 \text{ k}\Omega$ ciascuno, mentre le termopile sono formate da 20 termocoppie in $\text{poly-}n^+/\text{Al}$. Le mensole sono lunghe $35 \mu\text{m}$ e larghe $85 \mu\text{m}$, mentre le membrane dei riscaldatori sono lunghe $45 \mu\text{m}$ e larghe $60 \mu\text{m}$. La distanza tra mensola e membrana è di $60 \mu\text{m}$ e la distanza che separa le due membrane di $110 \mu\text{m}$.

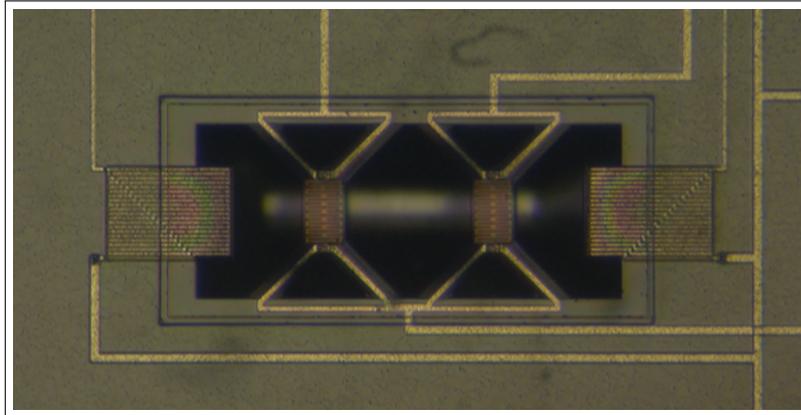


FIGURA 2. Foto al microscopio ottico della struttura a doppio riscaldatore.

3.2. Principio di funzionamento

Per capire meglio il funzionamento del sensore, è stato introdotto un semplice modello matematico [2]. A questo proposito sono state fatte delle ipotesi di lavoro:

- il flusso si trova alla medesima temperatura del substrato;
- gli unici meccanismi significativi nello scambio di calore sono la conduzione e la convezione forzata;
- le proprietà del gas (conducibilità termica, viscosità, etc) non cambiano con la temperatura.

Sotto queste condizioni, si può dimostrare che sussistono delle relazioni lineari tra le tensioni prodotte dalle termopile e le potenze dissipate da ciascun riscaldatore. Per arrivare a questo risultato si deve tener conto che l'uscita di una generica termopila è, approssimativamente, proporzionale alla differenza di temperatura presente tra giunzione calda e giunzione fredda.

In prima analisi, è utile studiare il comportamento della struttura a singolo riscaldatore. Ciò consente di evidenziare un problema di offset legato ad inevitabili *mismatch*. Indicando con P la potenza dissipata da ciascun riscaldatore, si può scrivere che $V_{T_1} = a_1P$ e $V_{T_2} = a_2P$. Da cui

segue la relazione:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = (a_2 - a_1)P \equiv f(Q)P \quad (3.1)$$

dove è stata espressa la dipendenza dei coefficienti dal flusso Q . Ora, facendo una approssimazione in serie di Taylor arrestata al primo ordine di tale funzione, si ha:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = f(0)P + \beta PQ \quad (3.2)$$

con $\beta = \partial f / \partial Q$. In condizioni ideali di perfetta simmetria della struttura si avrebbe $f(0) = 0$ e, di conseguenza, il primo addendo sarebbe nullo. Purtroppo inevitabili *mismatch* delle conduttività termiche e nelle sensibilità delle termopile fanno sì che tale termine sia diverso da zero. Ne risulta l'insorgere del termine di offset $f(0)P$ responsabile di una rilevante riduzione nella sensibilità del flussimetro.

L'introduzione della struttura a doppio riscaldatore, inizialmente proposta per essere utilizzata in una configurazione ad anello chiuso, può essere sfruttata, sotto opportune condizioni, per una significativa riduzione del termine di offset. Come nel caso precedente, la struttura può essere descritta da un sistema di due equazioni:

$$\begin{cases} V_{T_1} = a_{11}P_1 + a_{12}P_2 \\ V_{T_2} = a_{21}P_1 + a_{22}P_2 \end{cases} \quad (3.3)$$

dove a_{ij} sono coefficienti che tengono conto delle conduttività termiche e della sensibilità delle termopile, quindi strettamente legati ai percorsi termici. Proprio per questo motivo e per come sono state disegnate le termopile, tutti i coefficienti a_{ij} sono positivi ed è plausibile ipotizzare $a_{11} > a_{12}$ e $a_{22} > a_{21}$.

Dalla (3.3), sottraendo membro a membro, si ottiene:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = P_2(a_{22} - a_{12}) - P_1(a_{11} - a_{21}) \quad (3.4)$$

Ora, imponendo $a_{11} - a_{21} = f_1(Q)$ e $a_{22} - a_{12} = f_2(Q)$, viene esplicitata la dipendenza dal flusso ed usando un'approssimazione al primo ordine per ambo le funzioni $f_1(Q)$ e $f_2(Q)$ dalla (3.4), ne risulta la seguente

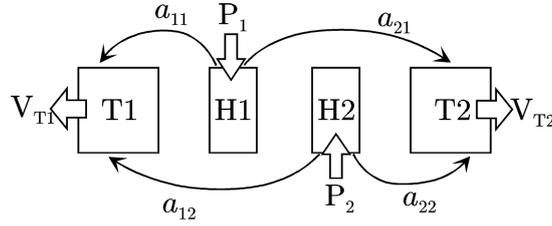


FIGURA 3. Rappresentazione grafica dei coefficienti di accoppiamento a_{ij} per la struttura a doppio riscaldatore.

relazione generale:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = (f_2(0)P_2 - f_1(0)P_1) + (\beta_2P_2 - \beta_1P_1)Q \quad (3.5)$$

dove $\beta_1 = \partial f_1 / \partial Q$ e $\beta_2 = \partial f_2 / \partial Q$.

Proprio da tale equazione si può trarre spunto per implementare due possibili metodi di applicazione della struttura.

Un **primo metodo** consiste nell'imporre una potenza costante sui riscaldatori e nel prendere come segnale di uscita V_{out} la tensione $V_{T_2} - V_{T_1}$. Questo utilizzo ad anello aperto della struttura a doppio riscaldatore è il punto di partenza sul quale si basa il presente lavoro di tesi.

La presenza dei due riscaldatori può essere sfruttata per cancellare o attenuare il più possibile il termine di offset ($f_2(0)P_2 - f_1(0)P_1$). Infatti, in condizioni reali, i due termini $f_1(0)$ e $f_2(0)$ risultano essere differenti tra loro anche se di poco, dati gli analoghi coefficienti termici. Con un piccolo sbilanciamento nelle potenze P_1 e P_2 è possibile compensare tale differenza e ridurre i fenomeni di offset.

Un caso particolare si ha considerando la struttura ideale e perfettamente simmetrica. Da considerazioni di carattere geometrico ne segue che $f_1(0) = f_2(0)$ e $\beta_1 = -\beta_2$.

Inoltre, imponendo una uguale polarizzazione sui riscaldatori, la (3.5) si riduce a:

$$V_{out} = (\beta_2 - \beta_1)PQ = 2\beta_2PQ \quad (3.6)$$

Tale relazione è equivalente alla (3.2) con i due riscaldatori che agiscono come uno singolo di maggiore ampiezza.

Un **secondo metodo**, che in questa sede viene accennato solo per completezza di trattazione, consiste nel montare la struttura in una configurazione ad anello chiuso. Una semplice implementazione è descritta nel RIF.[1].

I due riscaldatori sono pilotati in maniera differenziale attraverso un anello di reazione che forza la medesima temperatura su entrambe la termopile. Tutto ciò avviene indipendentemente dalla presenza o meno del flusso. Il segnale d'uscita risulta, perciò, proporzionale alla differenza $P_1 - P_2$.

É importante soffermarsi un attimo sui termini β e $f(0)$, introdotti con tale modello. Risulta interessante capire quali relazioni intercorrano tra tali termini e le proprietà fisiche del gas in quanto una loro conoscenza garantirebbe una miglior comprensione della risposta del sensore (eq.3.5). Per quanto riguarda il termine β , essendo presente in condizioni di flusso, risulta strettamente legato a fenomeni di convezione forzata. Ci si può aspettare, perciò, una forte dipendenza dal calore specifico c_p del gas. Al contrario, il termine $f(0)$, essendo legato allo scambio di calore in condizioni di flusso nullo, include solo termini legati alla conduzione e quindi dipende prevalentemente dalla conduttività termica k .

3.3. Processo di Fabbricazione

Alla fase di post-processing, descritta nel precedente capitolo, è seguita la preparazione dei due campioni.

In particolar modo un primo *die* è stato incollato mediante colla epossidica su un *case* in metallo a 12 pin di tipo TO8. In tal caso, è stata scelta la struttura sensibile a doppio riscaldatore S3 (indicata in FIG.7, pag.33). Una volta individuati i relativi pad, questi sono stati saldati ai pin del case sfruttando la tecnica del *wedge bonding*.

Un secondo die, invece, è stato incollato su un package ceramico a 28 pin di tipo DIL (*Dual in Line*). Per questo campione sono state utilizzate le due strutture sensibili S3 e S4 (FIG.7, pag.33). Anche in questo caso, dopo aver riconosciuto i relativi pad, si è proceduto alla loro connessione coi pin del package DIL.

Prima di passare alla fase successiva, sono state svolte delle misure preliminari di resistenza in maniera tale da verificare che i valori associati ai riscaldatori ed alle termopile fossero coerenti con i loro valori nominali. Ad esempio, per il campione TO8 sono stati ottenuti i seguenti valori: $R_1=4.86 \text{ k}\Omega$ e $R_2=4.86 \text{ k}\Omega$ per i riscaldatori, $R_{T_1}=69.0 \text{ k}\Omega$ e $R_{T_2}=69.1 \text{ k}\Omega$ per le termopile.

Packaging. Per convogliare il fluido verso la struttura sensibile è di fondamentale importanza il ruolo del package.

La sua progettazione, realizzazione ed assemblaggio costituisce una delle fasi più critiche nel processo di fabbricazione di un flussimetro.

Esso richiede requisiti di compatibilità ed adattabilità. Infatti la possibilità di confinare la zona di contatto tra fluido e chip garantirebbe un più vasto range di applicazioni che vanno dal rilevamento di liquidi a quello chimico. Inoltre è di essenziale rilevanza la compatibilità con chip prodotti sulla base di differenti processi tecnologici.

Compito non trascurabile è, quindi, la scelta del materiale da utilizzare. Prerogative indispensabili sono la trasparenza ed una buona robustezza. La prima, per agevolare l'allineamento della struttura sensibile nel canale (dove avverrà il passaggio del fluido), e la seconda per evitare graffi, incisioni, scalfiture non volute sull'adattatore durante la fase di assemblaggio e per permettere un'accurata esecuzione dello scavo. La scelta è caduta sul PMMA (polimetilmetacrilato)¹, un materiale molto trasparente, più del vetro al punto che possiede caratteristiche di comportamento assimilabili alla fibra ottica per qualità di trasparenza, e con la proprietà di essere più o meno in percentuali diverse, infrangibile a seconda della sua "mescola". Per queste ragioni soddisfa propriamente le esigenze presentate.

Per entrambi i campioni, la progettazione del package è stata coadiuvata dall'utilizzo di opportuni software dedicati alla grafica vettoriale.

Più componenti in PMMA, concepiti per l'assemblaggio finale, sono stati appropriatamente disegnati tenendo in considerazione le dimensioni effettive del chip. Avendo utilizzato chip fabbricati in tecnologia BCD3s si è

¹noto anche con il nome commerciale di *Plexiglas*

dovuto tener conto anche dello *shrink factor*, ossia del fattore di scala che lega le dimensioni di progetto alle dimensioni reali del chip. Nel nostro caso tale fattore è pari a 0.85.

I vari elementi sono stati realizzati utilizzando una fresa di precisione (VHF CAM 100). Questa è dotata di un'interfaccia grafica con la quale l'utente può interagire. Si ha la possibilità di impostare svariati parametri che vanno dalla profondità di scavo, al numero di passate, al tipo di punta e così via. Ciò consente un elevato grado di precisione nella realizzazione dell'oggetto finito.

In ambo i casi, il componente principale è costituito da un adattatore le cui dimensioni sono tali, una volta montato, da rendere liberi i contatti dei pad. Sulla superficie inferiore, che andrà a contattare il chip, è stato scavato un canale (*trench*), il quale avrà lo scopo di convogliare il gas sulla struttura sensibile. Due fori connettono le due estremità della trench con delle aperture, appositamente realizzate sulla parte superiore dell'adattatore. Quest'ultima è stata fatta più larga rispetto alla parte a contatto col chip, così da consentire una più agevole connessione alla linea del gas. Nel caso del campione ceramico, essendo due le strutture, sono stati realizzati due canali e, di conseguenza, quattro fori per la connessione alla linea del gas. Le dimensioni dell'adattatore sono $4 \text{ mm} \times 4.8 \text{ mm}$ per

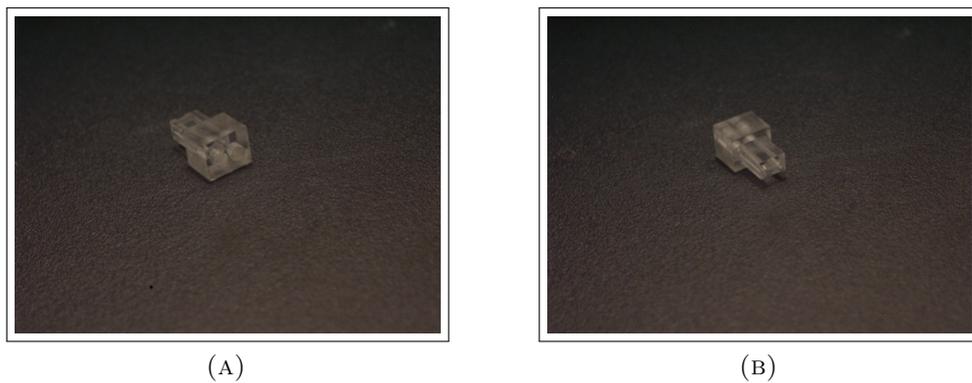


FIGURA 4. Adattatore realizzato per il campione TO8: vista dall'alto (A) e vista dal basso (B).

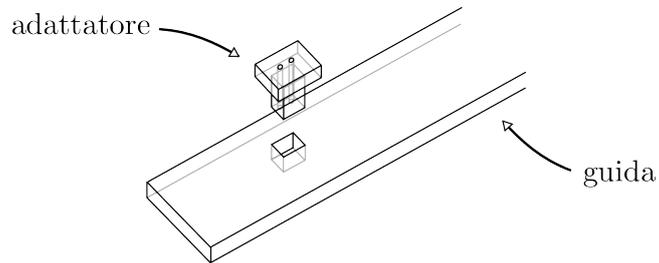


FIGURA 5. Componenti in PMMA realizzati per il package del campione TO8.

la superficie superiore e $2.20 \text{ mm} \times 3.20 \text{ mm}$ per quella inferiore. Il canale ha una lunghezza di circa 2 mm mentre i fori hanno un diametro di 0.7 mm.

Gli altri componenti sono sostanzialmente di supporto all'adattatore. Per il campione TO8 è stata realizzata una guida, consistente in una sottile sbarretta di PMMA sulla quale è stata fatta una piccola apertura delle medesime dimensioni della superficie inferiore dell'adattatore (FIG.5). Pur se molto precisa, la fresa ha dei limiti legati alla dimensione delle punte. L'impossibilità di creare aperture molto piccole con angoli vivi tali da garantire l'inserimento dell'adattatore, è stata superata introducendo opportune rientranze in corrispondenza degli spigoli.

Per quanto riguarda il campione ceramico, sono state realizzate una guida ed un coperchio delle medesime dimensioni (FIG.6). Su entrambe sono stati praticati due fori in modo da consentire il loro fissaggio con delle viti. La filettatura è stata eseguita successivamente al processo di fresatura.

Sulla guida, oltre all'apertura per l'inserimento dell'adattatore, è stato effettuato uno scavo nella parte inferiore. Questo ha un'area di dimensioni leggermente superiori a quelle del chip ed è stato realizzato per evitare il contatto con le saldature.

Il coperchio garantisce una buona stabilità meccanica spingendo l'adattatore verso il chip. Ciò ha trovato conferma nei risultati sperimentali che saranno descritti nel CAP.4. Inoltre, per assicurare il passaggio del flusso sono stati eseguiti quattro fori in corrispondenza dell'adattatore.

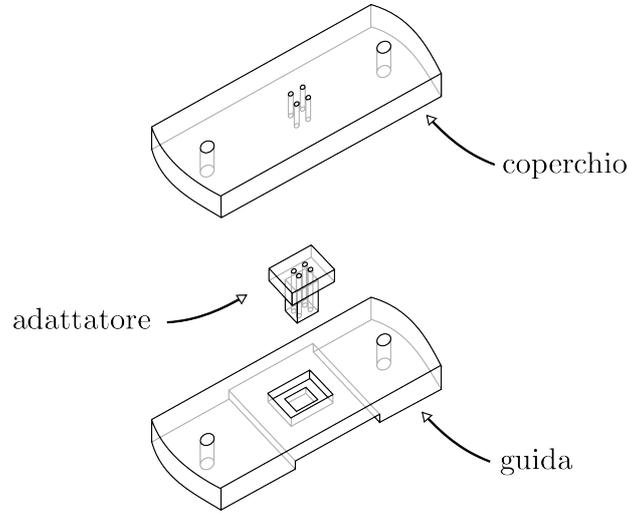


FIGURA 6. Componenti in PMMA realizzati per il package del campione Ceramico.

É importante puntualizzare che tali componenti di supporto sono stati progettati tenendo conto anche delle dimensioni della “camera termica”. Questa, come già accennato, consiste in un oggetto metallico cavo che, in contatto con un criostato, permette di ottenere una omogeneità di temperatura al suo interno. Il tempo necessario per raggiungere il regime termico dipende dal tipo di materiale utilizzato, in particolar modo dalla sua conducibilità termica. É stato scelto l’alluminio vista la sua buona conducibilità, un costo non elevato e la facile lavorabilità.

TABELLA 1. Conducibilità termiche di alcuni materiali a temperatura ambiente.

Materiale	k , W/(m·°C)
Argento	429
Rame	401
Oro	317
Alluminio	237
Ferro	80.2
Vetro	0.78

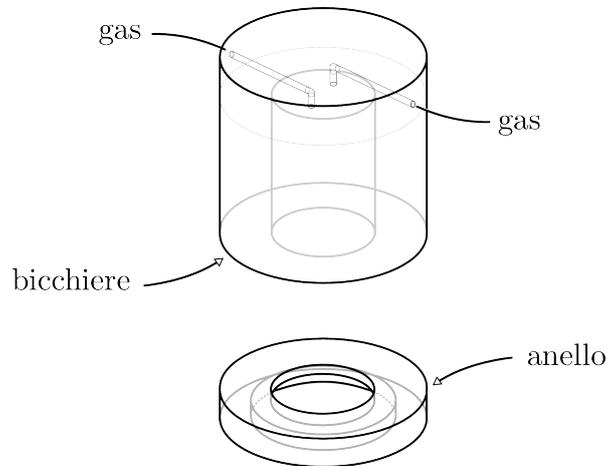


FIGURA 7. Componenti metallici realizzati per la caratterizzazione del sensore in temperatura. Nell'illustrazione non sono stati riportati i fori per le viti esclusivamente per semplicità grafica.

La camera è stata progettata per essere utilizzata principalmente con il campione TO8. Infatti sono stati realizzati due componenti metallici con i quali si è riusciti ad isolare completamente le parti sensibili del sensore dall'ambiente esterno. Una prima parte, a forma di anello, ha fatto da base per il flussimetro. Una seconda, simile nell'aspetto ad un bicchiere, ha fatto da coperchio. I due componenti sono stati fissati tra loro mediante viti. Inoltre, l'applicazione di un'apposita pasta sulle superfici di contatto ne ha migliorato la conducibilità.

Nel caso del campione ceramico non si è ottenuto il medesimo isolamento, ma le misure sperimentali hanno, comunque, condotto a buoni risultati. In tal caso, in effetti, si è utilizzato solo il "coperchio" metallico, all'interno del quale è stato possibile inserire l'intero package in PMMA. I fianchi del DIL28 sono, pertanto, rimasti scoperti causando delle dispersioni di calore nell'ambiente. Tuttavia tali perdite sono parse trascurabili.

Per riuscire a portare il gas sui campioni sono stati praticati due fori sulla base del bicchiere. La loro direzione è stata scelta in maniera tale da massimizzare il percorso del gas all'interno del metallo, così che, una volta

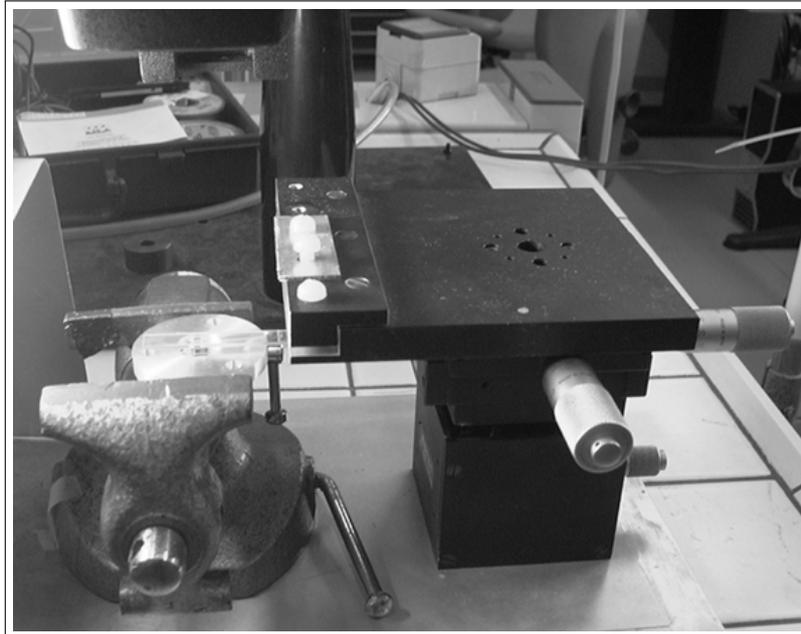


FIGURA 8. Banco di lavoro utilizzato nella fase di allineamento.

immesso, abbia tempo di scaldarsi e portarsi alla temperatura che si ha nella camera in condizione di regime. Il percorso è quello ad ‘L’ illustrato in FIG.7. Dei tubicini in acciaio sono stati fissati sui fori interni ed esterni per facilitare la connessione alla linea del gas ed al package. In questa circostanza è stata sfruttata una speciale colla epossidica bi-componente, molto resistente detta *araldite*.

L’assemblaggio finale dei package è nella quasi totalità costituito da una fase di allineamento, con la quale sono state posizionate le strutture sensibili all’interno dei canali facendo attenzione ad evitare qualsiasi minimo contatto con le saldature. Questa fase è stata scrupolosamente conclusa con l’aiuto di un microscopio ottico a basso ingrandimento. Una foto del banco di lavoro nel quale è stato svolto l’allineamento è mostrata in FIG.8. Vediamo la procedura per entrambi i flussimetri.

Campione TO8: Preliminarmente, sono stati connessi il case e l’anello in alluminio. È stata utilizzata della pasta termica per migliorare la conduzione nel contatto. Poi, i due pezzi con stati

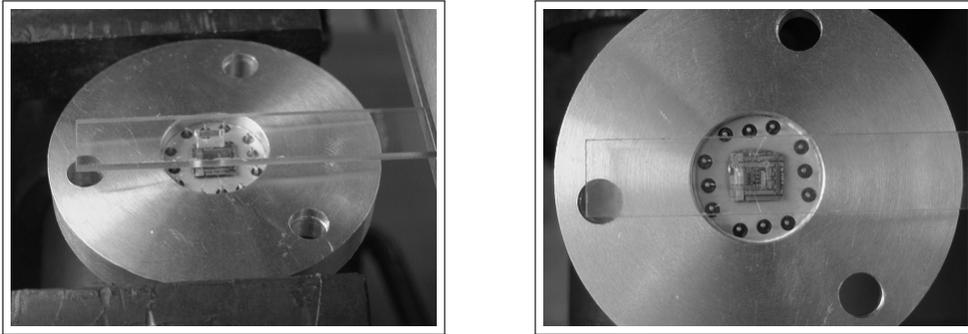


FIGURA 9. Fase di allineamento della guida per il campione TO8.

fissati con una colata di colla epossidica.

Successivamente, la guida è stata appoggiata sull'anello e meticolosamente allineata al chip così da permettere all'adattatore un corretto posizionamento senza rischiare di urtare le saldature (FIG.9). Si è proceduto all'inserimento dell'adattatore nell'apertura della guida e quindi al contatto con la superficie del chip. Dunque, è stato eseguito un allineamento più fine con lo scopo di posizionare la struttura sensibile nell'esatta collocazione all'interno del canale. Ad allineamento concluso, si è proceduto al fissaggio della guida e dell'adattatore mediante una colla a base di cianoacrilato.

La connessione dei fori di ingresso e di uscita alla linea del gas è avvenuta per mezzo di tubicini in acciaio inossidabile da 0.7 mm di diametro. Il fissaggio di tali tubicini all'adattatore è stato fatto con cianoacrilato.

Campione Ceramico: Tale campione è stato predisposto per un utilizzo contemporaneo di due strutture sensibili in previsione di un possibile futuro impiego come anemometro bidimensionale. Pertanto, nonostante in tale lavoro sia stato necessario l'utilizzo di una sola struttura, è stata verificata la funzionalità di entrambe.

L'assemblaggio ha presentato qualche difficoltà: in particolare nella connessione tra il package ed i fori interni al bicchiere per il corretto convogliamento del flusso sulla struttura. Dunque, sono

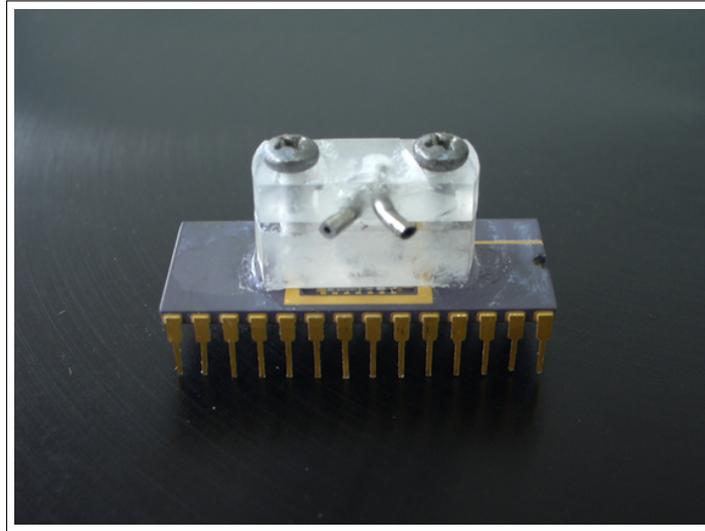


FIGURA 10. Il campione Ceramico alla fine della fase di packaging.

state apportate delle modifiche al coperchio in PMMA. É stato cambiato il percorso del flusso al suo interno, praticando due fori laterali e chiudendo quelli superiori. Su tali nuove aperture sono stati incollati dei tubicini in acciaio.

Come per il campione TO8, si è eseguito un accurato allineamento della guida e dell'adattatore con il chip ed il successivo fissaggio con cianoacrilato. Per finire, il sistema è stato completato posizionando il coperchio al di sopra del blocco guida-adattatore e chiudendo stabilmente con delle viti.

3.4. Il sistema di misura

L'apparato di misura, allestito per la caratterizzazione del flussimetro, può essere suddiviso in tre blocchi funzionali: la linea del gas, l'elettronica di controllo ed il criostato.

Di seguito tali blocchi vengono illustrati e descritti singolarmente.

La linea del gas. È stata implementata per un preciso controllo della portata del fluido inviato al dispositivo.

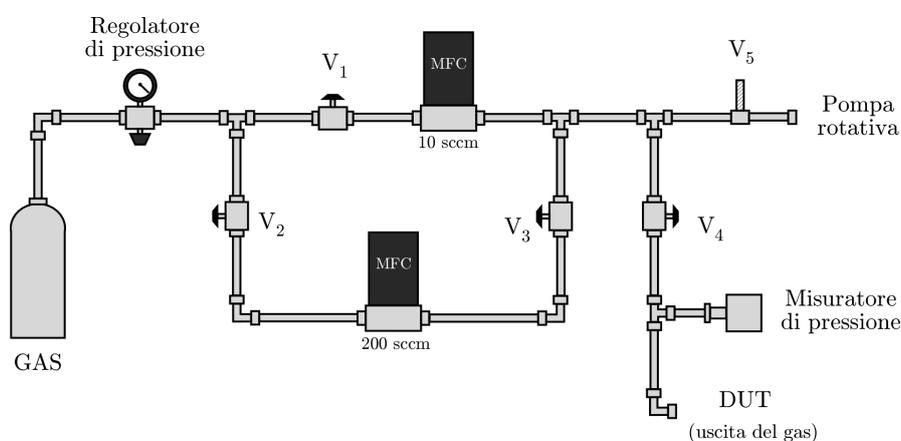


FIGURA 11. Schema della linea del gas utilizzata per la caratterizzazione del dispositivo. Con DUT si è indicato il dispositivo da caratterizzare.

Come mostrato in FIG.11, la linea è dotata di un misuratore di pressione (Baratron[®] MKS 750B), che ha fornito un valido riferimento nelle misure svolte, e di due controllori di flusso (MKS 1179B), uno con fondo scala di 10 sccm² e l'altro con un fondo scala di 200 sccm. Il range di controllo va dal 2% al 100% del fondo scala con un'accuratezza pari allo 0.5% del valore letto più lo 0.2% del fondo scala.

Tali controllori, indicati in figura con l'acronimo MFC (*Mass Flow Controller*), basano il loro funzionamento sul trasferimento di calore. Infatti rivelano lo spostamento termico e lo convertono in flusso sfruttando la

²SCCM è un acronimo in lingua inglese di Standard Cubic Centimeters per Minute (ovvero centimetro cubo standard al minuto) e rappresenta un'unità di misura del flusso.

conoscenza del calore specifico c_p del gas. Quindi essi funzionano mediante un meccanismo simile a quello dei nostri campioni, rispetto ai quali, tuttavia, presentano dimensioni e consumo di potenza notevolmente maggiori.

Per indicare il rapporto tra portate di differenti gas, che produrrebbero il medesimo segnale in uscita dal controllore, viene utilizzato un opportuno fattore di correzione detto GCF (*Gas Correction Factor*). Questo è funzione oltre che del calore specifico, della densità e della struttura molecolare del gas. L'azoto viene utilizzato come gas di riferimento ($\text{GCF}(N_2) = 1$). Riportiamo nella TAB.2 un elenco dei fattori di correzione per i gas impiegati.

TABELLA 2. *Gas Correction Factor* per i gas utilizzati.

GAS	Simbolo	Calore specifico (cal/g·°C)	Densità (g/l a 0°C)	GCF
Aria	—	0.240	1.293	1.00
Argon	<i>Ar</i>	0.1244	1.782	1.39
Azoto	N_2	0.2485	1.250	1.00
Xenon	<i>Xe</i>	0.0378	5.858	1.32

Il sistema di valvole è stato pensato in maniera tale da consentire l'isolamento di più parti della linea. Semplicemente chiudendo le valvole V_2 e V_3 e tenendo aperte la V_1 e la V_4 , è stato possibile controllare il flusso mediante il solo MFC da 10 sccm. Viceversa, aprendo V_2 e V_3 e chiudendo V_1 , il controllo è passato al MFC da 200 sccm.

Non sono mancati i casi nei quali è stato necessario un funzionamento contemporaneo di entrambi i controllori. Ad esempio, le misure per la caratterizzazione del sensore al variare del tipo di gas sono state precedute da uno svuotamento della linea mediante l'utilizzo di una pompa rotativa (V_1, V_2 e V_4 chiuse e V_1, V_3 e V_5 aperte) e da un successivo "risciacquo" con il nuovo gas (entrambi i MFC accesi, V_1, V_2, V_3 aperte e V_5 chiusa).

Da notare come la valvola V_5 , differente dalle altre in quanto *a spillo*, sia rimasta chiusa per tutte le misure e sia stata utilizzata solo per la necessità di svuotare la linea dal gas presente derivante dalle misure precedenti.

L'elettronica di controllo. Sono state utilizzate principalmente due schede: una per la lettura del segnale di uscita ed un'altra per la polarizzazione dei riscaldatori via software.

In FIG.12 è mostrato lo schema del sistema adottato per leggere il segnale proveniente dalle termopile. Lo stadio di ingresso è stato realizzato con l'amplificatore per strumentazione a basso rumore AD620 il quale è stato regolato mediante il resistore R_G per avere un guadagno pari a 100. Le due termopile della struttura hanno un terminale comune, posto a massa. I restanti terminali delle termopile sono connessi alle porte d'ingresso V_{T1} e V_{T2} . La loro differenza costituisce il segnale da leggere. Per ridurre il rumore complessivo e migliorare, quindi, la risoluzione è stato utilizzato un filtro di Butterworth del II ordine con una frequenza di taglio di 10 Hz ed un guadagno fissato ad 1.5. Inoltre, sono state introdotte delle capacità (non presenti in figura) tra gli ingressi e massa in maniera tale da filtrare gli eventuali disturbi RF presenti nell'ambiente. Questi, infatti, attraverso le non linearità di IC1 potrebbero essere traslati a frequenze basse rientrando nella banda del filtro di IC2.

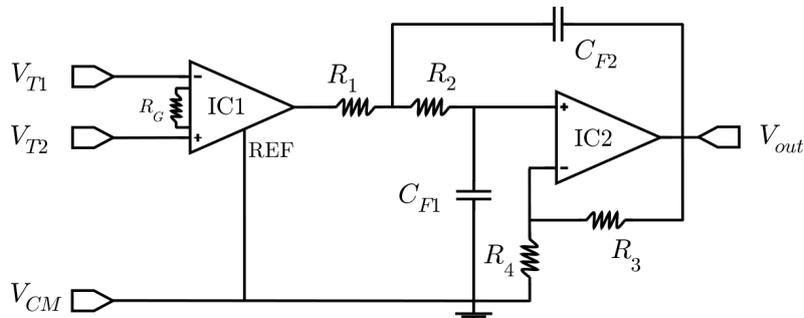


FIGURA 12. Circuito per la lettura del segnale d'uscita.

Per la polarizzazione dei riscaldatori è stata utilizzata una seconda scheda, frutto di un precedente lavoro [11].

Questa scheda offre un interfacciamento tra il sistema di condizionamento dei segnali e il PC, tramite porta USB. Essa prevede degli ingressi analogici, tipicamente segnali provenienti da sensori, un microcontrollore

che consente di dialogare con il PC e delle uscite analogiche da collegare a degli attuatori. Il microcontrollore viene programmato mediante porta seriale RS232 mentre nella modalità operativa la scheda viene unicamente collegata al PC tramite l'interfaccia USB. Questa viene utilizzata sia per dialogare con il computer che per prelevare la tensione di alimentazione, senza la necessità di un'alimentazione esterna al sistema.

I blocchi funzionali che contraddistinguono la scheda sono il microcontrollore che integra anche un ADC e due DAC, il transceiver RS232, il modulo di interfacciamento per la porta USB, l'alimentazione e l'elettronica di condizionamento dei segnali.

Il microcontrollore, presente sulla scheda, è un ADUC842 nel quale sono integrati un ADC (SAR a 12bit con velocità massima di conversione 420 KSPS) auto calibrante a 8 canali e due DAC. L'ADC accetta in ingresso tensioni nel range $[0V \div V_{ref}]$, dove V_{ref} è una tensione di riferimento pari a 2.5 V ad alta precisione (15ppm/°C) fornita dal microcontrollore stesso. Opzionalmente può essere utilizzata una tensione di riferimento esterna. La conversione a 12bit fornisce una risoluzione di tensione pari a 0.61 mV (2.5V/4096).

Per le uscite analogiche vengono utilizzati due DAC con range di tensione da 0V a V_{ref} , oppure da 0V a AV_{dd} . È possibile operare su 12bit o 8bit; questa scelta viene effettuata mediante settaggi software.

Per interfacciare i dati in formato *parallel-FIFO* forniti dal microcontrollore alla porta USB e viceversa, è presente sulla scheda il modulo UM245R. L'USB permette una trasmissione dati più veloce rispetto ai sistemi seriali RS232 e paralleli standard. Inoltre è alquanto versatile e universale in quanto i moderni PC e palmari sono tutti dotati di tale interfaccia. La scheda viene normalmente alimentata tramite la tensione di alimentazione (5V) della porta USB.

Per programmare il microcontrollore si utilizza la porta seriale RS232 ed è quindi presente sulla scheda un transceiver in grado di traslare i livelli di tensione propri del protocollo RS232 ed adattarli a quelli del microcontrollore. A tale scopo sulla scheda è montato l'integrato MAX232.

La scheda prevede un connettore per l'alimentazione a 5V e un regolatore di tensione da utilizzare quando non è presente la connessione con

la porta USB. Il posizionamento di un jumper consente di selezionare la modalità di alimentazione: da USB o da alimentatore esterno.

Per quanto riguarda il blocco di condizionamento sono disponibili quattro segnali d'ingresso e quattro segnali d'uscita analogici. I segnali d'ingresso sono bufferizzati e inviati al microcontrollore mediante l'integrato LMC6484A (Quad amplifier). In uscita vengono fornite due tensioni di riferimento a 2.5V e a 1.25V, e le uscite dei due DAC presenti nel microcontrollore. Queste ultime possono essere semplicemente bufferizzate o amplificate tramite il posizionamento di un apposito jumper. Questo consente di espandere la dinamica d'uscita a 5V.

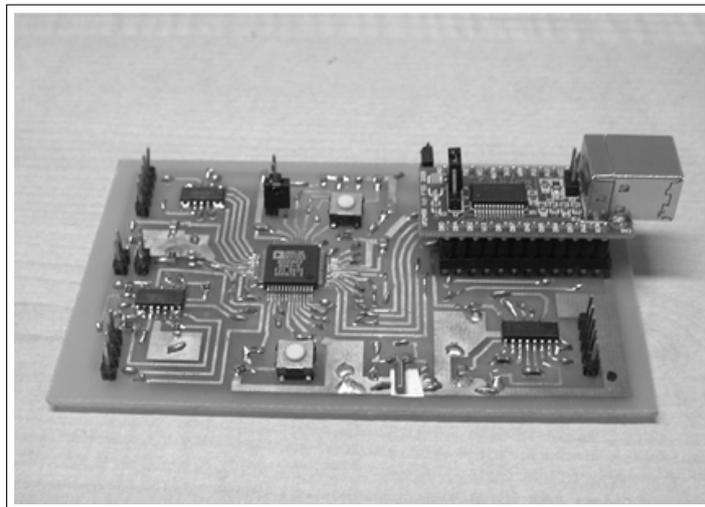


FIGURA 13. Scheda utilizzata per la polarizzazione dei riscaldatori mediante software.

Con la suddetta scheda si è riusciti ad impostare le tensioni di polarizzazione dei riscaldatori. Tramite porta USB, si è potuto trasferire dal PC tali informazioni alla scheda, la quale, a sua volta, le ha fornite in uscita dai due DAC (operanti a 12bit). La dinamica d'uscita del corrispettivo segnale analogico è stata settata a 5V, mentre l'alimentazione è stata fornita mediante porta USB, come di default.

Le uscite analogiche sono state poi portate, mediante appositi cavi, sui terminali dei riscaldatori.

Il criostato. Le misure in funzione della temperatura sono state effettuate usando un apposito criostato basato su una cella di Peltier. Lo schema a blocchi del circuito di controllo è mostrato in FIG.14. Il controllore analogico PI (proporzionale-integrale) fornisce una stabilità di temperatura nel tempo inferiore a $250 \mu\text{K/h}$. La combinazione di un sensore di temperatura PT100 e di amplificatori a basso rumore (ULNA) forniscono una precisa misura di temperatura e garantiscono una buona stabilizzazione termica. L'accuratezza delle misure di temperatura è di 0.1K sull'intero range di funzionamento ($-20 \div 100 \text{ }^\circ\text{C}$) [29].

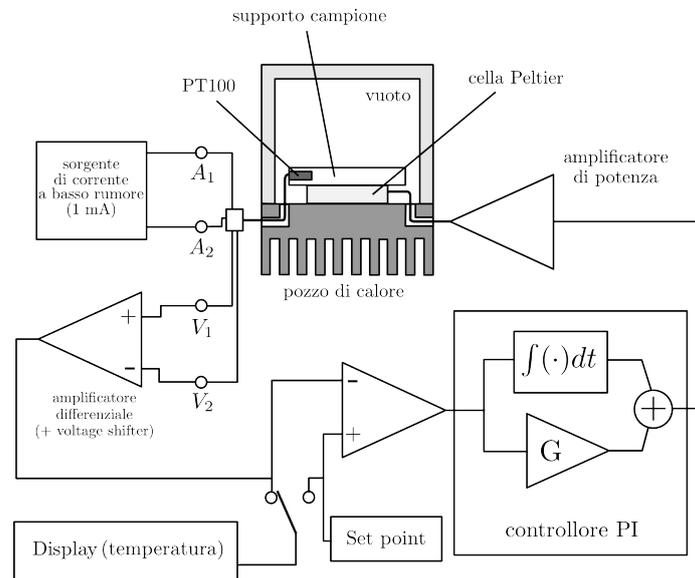


FIGURA 14. Circuito di controllo del criostato.

CAPITOLO 4

Risultati sperimentali

4.1. Set-up di misura

Nel precedente capitolo sono stati illustrati, singolarmente, i principali blocchi funzionali. Lo schema del set-up di misura completo è mostrato in FIG.1. Con le varie connessioni sono stati evidenziati i versi di percorrenza dei segnali elettrici, termici e del flusso gassoso.

Il dispositivo da caratterizzare, nel nostro caso un flussimetro, è dotato di sei terminali elettrici e due terminali per la connessione con la linea del gas. I terminali elettrici sono identificabili con i due riscaldatori, le uscite delle termopile e le due tensioni di riferimento. Questi sono collegati con l'elettronica di controllo che si occupa sia di impostare le tensioni prestabilite sui due riscaldatori, sia di prelevare i segnali prodotti dalle singole termopile. Il segnale utile viene, dunque, prelevato dal sensore,

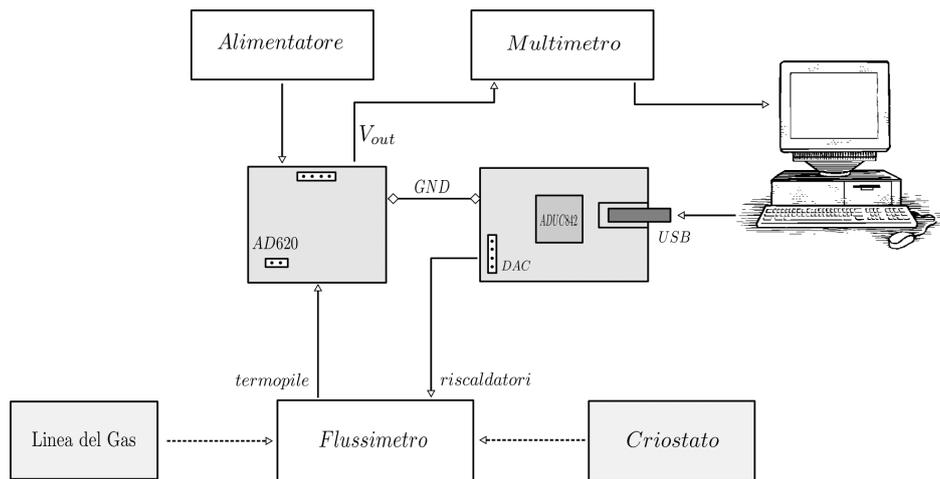


FIGURA 1. Schema a blocchi del sistema di misura.

trattato elettronicamente ed inviato ad un apposito multimetro per la visualizzazione del dato. Questo, a sua volta, viene inoltrato, mediante cavo seriale, al PC. È importante fare delle puntualizzazioni circa la forma del segnale in uscita dalla scheda. Questo è il risultato della differenza tra le tensioni generate dalle singole termopile, amplificata di un fattore pari a 150. Perciò i risultati delle misure, riportati in tale capitolo, sono amplificati del fattore citato.

La polarizzazione dei riscaldatori avviene sfruttando due convertitori digitale-analogico montati su una scheda PCB, controllata via software da PC. La connessione è avvenuta mediante cavo USB che fornisce anche la relativa alimentazione.

La quasi totalità delle misure sono state svolte sfruttando un'applicazione software realizzata appositamente su PC. Questa ha consentito un'automatizzazione dei processi, una maggiore riproducibilità nei risultati ed un considerevole risparmio di tempo. Inoltre ha ridotto notevolmente la possibilità di errore da parte dell'operatore nell'esecuzione delle misure.

Per quanto riguarda la linea del gas, la connessione è avvenuta utilizzando dei semplici tubicini molto flessibili. Questi sono stati collegati ai terminali appositamente presenti sul flussimetro per una sua completa caratterizzazione in entrambe le direzioni del flusso. L'inversione di direzione è stata ottenuta scambiando i terminale di ingresso e uscita. Le misure sono avvenute prevalentemente in azoto. D'ora in avanti, dove non specificato, sarà questo il gas di riferimento.

4.2. Tecnica di auto-zero

I primi test effettuati sui campioni hanno evidenziato una instabilità della tensione d'uscita in condizioni di flusso nullo dipendente anche dalla posizione del sensore.

Probabilmente le cause di tale instabilità sono da ricercare in disturbi elettro-magnetici presenti nell'ambiente ma anche nelle sorgenti di offset della scheda di acquisizione che dipendono dalla temperatura.

Dei primi tentativi di migliorare il segnale, quali l'utilizzo di schermature e di filtri di soppressione per RF in ingresso all'amplificatore per strumentazione, hanno giovato solo parzialmente.

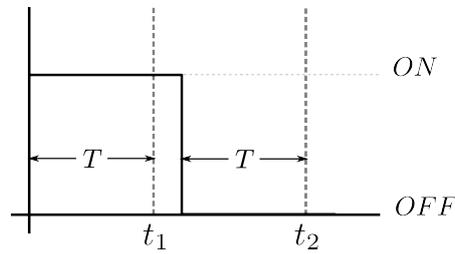


FIGURA 2. Ciclo di misura per la cancellazione di offset esterni.

Si è, perciò, pensato ad un sistema di misura che eliminasse il problema alla radice. Il segnale utile è stato ottenuto eseguendo, prima le misure con i riscaldatori accesi nella condizione operativa scelta, e successivamente spegnendo i riscaldatori. La differenza tra i risultati conseguiti fornisce un segnale proprio del sensore, depurato da ogni componente di offset di altra origine. Queste componenti, infatti, sono presenti in entrambe le condizioni operative e possono essere eliminate con una semplice sottrazione.

Il ciclo di misura può essere schematizzato come in FIG.2. Gli istanti di campionamento, indicati con t_1 e t_2 , coincidono con la lettura del segnale d'uscita nei casi in cui i riscaldatori siano, rispettivamente, accesi e spenti. D'ora in avanti chiameremo V_{ON} e V_{OFF} le rispettive tensioni acquisite nei due istanti. La loro differenza V_{risul} rappresenta il segnale utile voluto.

Con T si è indicato il *delay*, ossia il tempo che intercorre tra una commutazione ON/OFF (OFF/ON) sui riscaldatori ed il successivo istante di campionamento.

Il sistema proposto è stato implementato via software. Come parametri di ingresso sono stati passati:

- il delay T , indispensabile per consentire al sistema di andare a regime dopo una commutazione;
- informazioni relative alla polarizzazione dei riscaldatori;
- un parametro opzionale N , indicante il numero di acquisizioni da fare per ogni istante di campionamento e sui cui, poi, eseguire una media aritmetica.

Il programma fornisce in uscita i risultati delle misure V_{ON} e V_{OFF} e la

loro differenza V_{risul} .

Nel caso sia stato abilitato il parametro N , ossia tale parametro assuma un valore maggiore dell'unità, le tensioni V_{ON} e V_{OFF} sono i risultati delle relative medie mentre V_{risul} la differenza delle medie.

In una prima realizzazione del programma, in cui il multimetro operava in modalità asincrona, il tempo T era gravato anche dal tempo necessario affinché il multimetro finisse la misura precedente, non comandata dal computer ma iniziata ad un'istante scorrelato con la commutazione dei riscaldatori.

Per ovviare a ciò, si è ricorso alla modalità triggerata del multimetro. È stata creata un'apposita funzione **multi-trig** che impone l'inizio di una singola misura solo all'invio di un comando dal computer. Tutte le modalità di funzionamento implementate sfruttano tale funzione per l'acquisizione dati.

Per una migliore leggibilità dei risultati, si è pensato di passare le informazioni relative alla polarizzazione dei riscaldatori in termini di tensioni di modo comune e di modo differenziale. Pertanto, dette V_{H_1} e V_{H_2} le effettive tensioni sui riscaldatori, sono stati impostati i seguenti parametri:

$$\begin{cases} V_{CM} = \frac{V_{H_1} + V_{H_2}}{2} \\ \Delta V(\%) = 100 \cdot \frac{V_{H_1} - V_{H_2}}{V_{CM}} \end{cases} \quad (4.1)$$

Ciò equivale a dire che:

$$\begin{cases} V_{H_1} = V_{CM} + \frac{1}{2} \frac{\Delta V(\%)}{100} V_{CM} \\ V_{H_2} = V_{CM} - \frac{1}{2} \frac{\Delta V(\%)}{100} V_{CM} \end{cases} \quad (4.2)$$

Tali tensioni, come è stato precisato volutamente, sono quelle effettive che cadranno sui resistori e non quelle nominali imposte in ingresso ai DAC. Ciò non costituisce un dettaglio trascurabile in quanto sono proprio le tensioni effettive sui riscaldatori (e di conseguenza, le potenze loro associate), debitamente scelte, a favorire la compensazione dell'offset. Una volta

scelti i parametri desiderati, sarà il programma a calcolare i corrispondenti valori da inviare ai DAC in modo da correggere individualmente gli errori di questi ultimi. A tale scopo è stata necessaria la caratterizzazione dei singoli convertitori.

4.3. Modalità di funzionamento

Un'analisi dettagliata del comportamento del sensore ha delineato l'insorgere di molteplici condizioni operative. Queste ci hanno portato a creare, in ambiente software, delle modalità di funzionamento standard adattabili alle varie circostanze derivate.

Single. Tale modalità permette, una volta stabilita la condizione di polarizzazione dei riscaldatori, di acquisire il segnale d'uscita nelle sue tre componenti V_{risul} , V_{ON} e V_{OFF} . È importante far notare che i segnali V_{ON} e V_{OFF} , pur non avendo un particolare significato per i nostri scopi, vengono comunque acquisiti e memorizzati. Questo perchè, nell'eventualità si presentino anomalie nel segnale V_{risul} , è possibile verificare la presenza di errori dovuti ad un cattivo svolgimento della misura.

Mediante un'apposita variabile è possibile memorizzare, a seconda del tipo di misura che si sta svolgendo, le condizioni di flusso o la temperatura dell'ambiente. Questa può essere aggiornata ad ogni singola scansione pre-impostando un appropriato parametro che ne definisce il passo.

Nonostante tale modalità sia stata molto comoda per un'immediata verifica del tipo di risposta del sensore, la maggior parte delle acquisizioni è avvenuta sfruttando la modalità Multi-mode.

Multi-mode. Questa differisce dalla precedente per il maggior contenuto informativo fornito all'utente. Infatti consiste nell'esecuzione consecutiva di quattro misure di tipo Single in quattro differenti condizioni di polarizzazione:

- pari tensioni sui riscaldatori ($\Delta V(\%) = 0$);
- tensioni, misurate empiricamente, che accertano l'annullamento dell'offset della struttura nelle condizioni di default (in azoto a temperatura ambiente);

- tensioni che impongono un completo sbilanciamento sui riscaldatori in un verso;
- e tensioni che impongono un completo sbilanciamento nell'altro.

Anche in questo caso, a seconda del tipo di misura, è possibile memorizzare le condizioni operative di flusso o di temperatura.

Repeat. È una modalità adeguata per la valutazione dell'andamento del segnale utile nel tempo. La durata è indicata mediante un'apposita costante fissata dall'utente prima dell'avvio della misura. Come per la modalità Single, è necessario predisporre la polarizzazione dei riscaldatori.

Sweep-heaters. Con quest'ultima modalità di funzionamento si è riusciti a valutare la condizione di azzeramento dell'offset del sensore. La procedura è molto semplice: si svolge una scansione della tensione V_{risul} al variare del termine di modo differenziale utilizzato per la polarizzazione dei riscaldatori, avendo precedentemente fissato V_{CM} ad un valore appropriato.

4.4. L'ambiente software

Per l'implementazione di tali modalità di funzionamento è stato utilizzato l'ambiente software LabWindows™/CVI di *National Instruments*. Questo è un ambiente di sviluppo interattivo progettato per la strumentazione virtuale. L'impiego del linguaggio ANSI C, con il supporto di specifiche funzioni integrate, ci ha consentito un perfetto controllo degli strumenti di misura ed una precisa acquisizione delle informazioni. Inoltre, sfruttando la modalità grafica offerta dal CVI per la creazione di "GUI" (*Graphic User Interface*), è stato possibile sviluppare un'interfaccia utente intuitiva e di facile utilizzo. Questa è mostrata in FIG.3 mentre il codice sorgente è allegato in appendice A.

Diamo, dunque, in sintesi, una descrizione dei vari oggetti presenti sul pannello di controllo così da chiarirne il funzionamento.

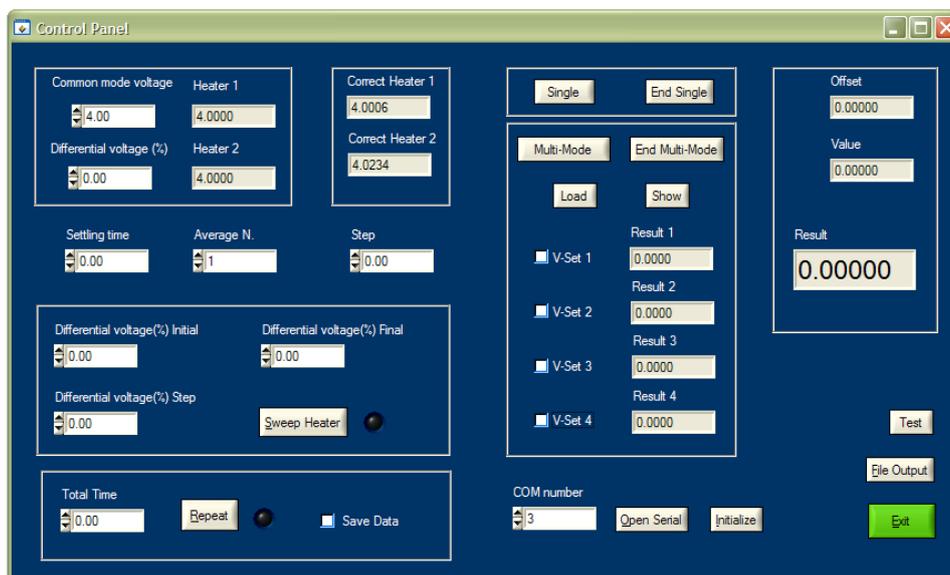


FIGURA 3. Interfaccia utente sviluppata per una più comoda realizzazione delle misure.

Prima di eseguire qualsiasi tipo di misura, è di fondamentale importanza inizializzare il dialogo tra il PC e la scheda di test. Tale compito viene debitamente espletato con i tasti «Open serial» e «Initialize», oltre che con il controllo numerico «COM number». In quest'ultimo va inserito il numero della porta seriale del PC alla quale è connessa la scheda. La successiva esecuzione delle due funzioni provvede all'apertura della porta indicata ed alla inizializzazione effettiva del dialogo mediante l'invio di un apposito carattere ("%") per lo sblocco del microcontrollore. Appena inviato il carattere opportuno il programma caricato come firmware nel microcontrollore entra in modalità interattiva. L'avvenuta inizializzazione viene comunicata con un apposito messaggio di popup.

I parametri legati alla polarizzazione dei riscaldatori vengono passati al programma mediante degli appositi controlli numerici. Questi, indicati sul pannello con «Common mode voltage» e «Differential voltage(%)», sono inizializzati rispettivamente a 4 V e 0.00. Una modifica di tali valori implica un immediato aggiornamento e visualizzazione, mediante appositi indicatori, delle nuove tensioni presenti sui riscaldatori («Heater1» e

«Heater2») e dei relativi segnali che il programma dovrà inviare in ingresso ai DAC per una corretta conversione («Correct Heater1» e «Correct Heater2»).

I risultati, a loro volta, vengono riportati su tre indicatori numerici. Con «Offset» si è indicata la tensione V_{OFF} definita in precedenza. Con «Value» la tensione V_{ON} mentre «Result» identifica il segnale utile cercato.

«Settling time», «Average N.» e «Step» sono parametri numerici opzionali per le modalità di funzionamento Single e Multi-mode. Dei primi due si è già parlato e non necessitano di alcuna aggiunta anche perchè, in pratica, non sono mai stati utilizzati. Il terzo, invece, è stato molto utile per aggiornare, ad ogni singola misura, il contenuto di un'apposita variabile **TorF** nella quale sono state memorizzate le informazioni riguardanti lo stato di funzionamento del flussimetro. In particolar modo, a seconda del tipo di misura avviata, si è tenuto conto della portata del flusso o della temperatura di lavoro.

L'esecuzione di una misura di tipo Single o di tipo Multi-mode avvia automaticamente una procedura che consente la memorizzazione dei dati acquisiti su file. Difatti, a misura terminata, il programma apre un'apposita finestra nella quale si può scegliere se salvare i dati, scartarli o ripetere l'acquisizione nelle medesime condizioni operative. In quest'ultimo caso, il programma semplicemente non aggiorna il contenuto della variabile **TorF** con lo step pre-impostato. Al contrario un salvataggio, od una misura scartata, implicano un aggiornamento di **TorF**. Tale puntualizzazione è dovuta in quanto anche l'informazione sullo stato di funzionamento del sensore, contenuta nella variabile **TorF**, viene memorizzata su file. Se ancora non è stato aperto alcun file sul quale salvare i dati, è il programma stesso a chiederci il nome del file destinatario e la relativa cartella (FIG.4). Una volta creato, questo resterà aperto sino a che non verranno premuti i tasti «End Single» o «End Multi-mode» che identificano la fine delle misure rispettivamente di tipo Single e di tipo Multi-mode. Il file destinatario può essere anche indicato precedentemente utilizzando l'apposito tasto «File output».

Vediamo, più in dettaglio, la modalità di funzionamento Multi-mode.

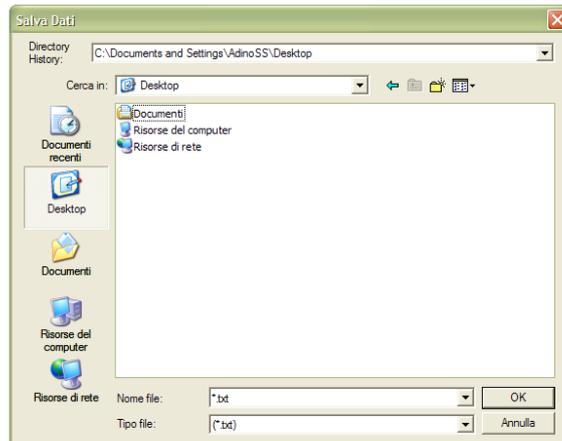


FIGURA 4. Finestra con la quale il programma ci chiede su quale file salvare i dati acquisiti.

Questa può eseguire sino a quattro misure di tipo Single consecutivamente. A ciascuna è associata una condizione di polarizzazione ($V\text{-set}$) che il programma preleva da un file di testo appositamente pre-compilato dall'utente (FIG.5). In esso sono presenti otto righe su ciascuna delle quali sono indicati i parametri di polarizzazione voluti. Più precisamente, il programma sfrutta due funzioni pre-esistenti `read_par` e `cerca_par` per scansionare il file contenente i parametri ed utilizza delle strutture di tipo 'parametri' come appoggio. Questo tipo di struttura, opportunamente definito, è composto da una chiave, una stringa di 20 caratteri e da un dato reale. Con `read_par` viene trasferito il contenuto del file su strutture di tipo 'parametri' dichiarate come `pars`. In seguito, l'esecuzione della funzione `cerca_par` cerca le stringhe volute su tali strutture e copia il dato reale, a loro associato, su un opportuno vettore. Nel nostro caso sono stati utilizzati due vettori: `comune[]` e `delta[]`.

Nell'interfaccia sono presenti quattro "check box", ciascuno associato ad un proprio $V\text{-set}$. É, pertanto, possibile spuntare indipendentemente ciascuna casella e scegliere, di conseguenza, in quali condizioni di polarizzazione operare. Di fianco, degli indicatori numerici presentano i risultati delle relative misure.

I tasti «Load» e «Show» servono, rispettivamente, per la lettura del file



FIGURA 5. File di testo, appositamente pre-compilato, nel quale appaiono le informazioni riguardanti la polarizzazione dei riscaldatori in quattro differenti condizioni operative.

di testo pre-compilato dall'utente ed una verifica dei dati effettivamente prelevati dal software.

Per quanto riguarda le due ulteriori modalità, Repeat e Sweep-heaters, il funzionamento è di immediata comprensione. Una volta forniti i parametri, la misura viene avviata direttamente con i relativi tasti. Opportuni indicatori luminosi sottolineano l'esecuzione o meno della misura. Anche in questo caso si ha la possibilità di memorizzare su file i risultati delle misure.

Sistema di salvataggio dati su file. Sono state utilizzate due variabili di controllo: `type_mis` e `file_open`. La prima può assumere i valori 0, 1 e 2 a seconda della modalità di funzionamento in esecuzione. Più precisamente: 0 nei casi Sweep-heaters e Repeat, 1 per Single e 2 per Multi-mode. La variabile `file_open`, invece, assume i valori 0 e 1 a seconda che il file di output (sul quale si trasferiscono i dati) sia chiuso o aperto.

Ogni volta che si manda in esecuzione un qualsiasi tipo di misura, viene effettuato un controllo su `type_mis`, aggiornandone, se necessario, il contenuto. Al termine della misura, il valore di `type_mis` va riportato a quello di default (che assumiamo sia 0) ed il file di output, se aperto, va chiuso (`fclose(fout)`). Tale procedura viene svolta in automatico al termine delle modalità Sweep-heaters e Repeat, mentre, nelle modalità

Single e Multi-mode (avanzamento manuale) è eseguibile, arbitrariamente, dall'utente con i tasti «End Single» e «End Multi-mode».

Il controllo sulla variabile `file_open` avviene, essenzialmente, in tre circostanze: prima di ogni salvataggio dei dati durante le modalità Single e Multi-mode, alla chiamata della funzione Sweep-heaters ed a quella della funzione Repeat nel caso si sia deciso di memorizzare i risultati ottenuti.

4.5. Misure preliminari

Dinamica del sensore. Nella caratterizzazione di un flussimetro è importante valutare per quale range di portata il segnale utile mantiene un comportamento lineare. I limiti di tale zona, detta dinamica, sono parametri fondamentali per un corretto utilizzo dell'attuatore.

A tal proposito sono stati utilizzati entrambi i controllori di flusso. Data la loro differente sensibilità, sono stati ripetuti alcuni punti-campione al di sotto del punto di raccordo, ovvero 10 sccm. Sono state raggiunte portate dell'ordine dei 100 sccm in ambo le direzioni, ma già per portate superiori ai $10 \div 15$ sccm il segnale ha iniziato a saturare. Inoltre, si è notata una buona simmetria nella risposta a flussi positivi e negativi (FIG.6).

La misura è stata effettuata in azoto (GCF=1) a temperatura ambiente. È stata utilizzata una singola scheda PCB con la quale, oltre all'acquisizione del segnale d'uscita, si è provveduto ad alimentare i due riscaldatori con una tensione pari a 4 V. È evidente come tale misura sia affetta da disturbi EM presenti nell'ambiente, ma comunque consente una valutazione qualitativa della dinamica.

Nella fattispecie, il campione TO8 è stato collegato alla linea del gas con dei tubicini plastici molto flessibili. In tal caso, così come per tutte le altre misure svolte, l'acquisizione dei dati in condizioni di flusso negativo è avvenuta semplicemente invertendo il collegamento dei tubicini sul sensore.

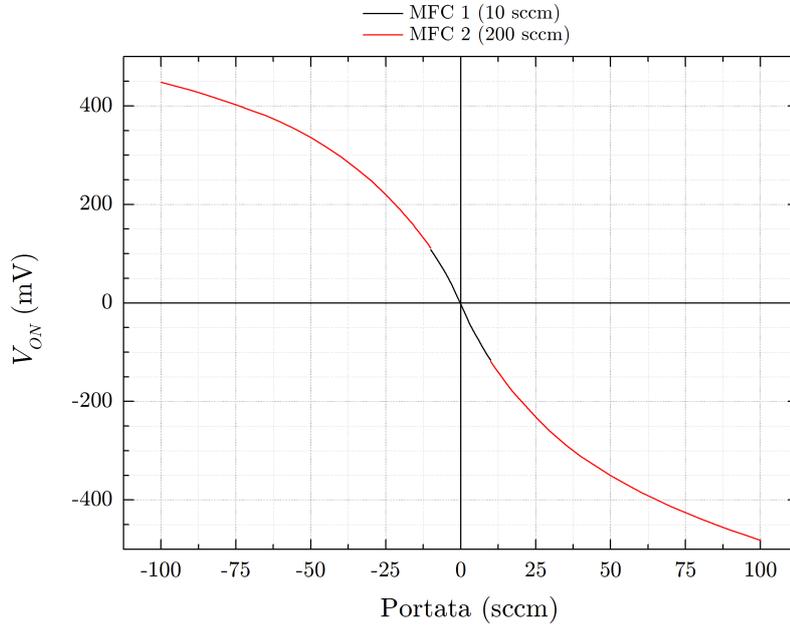


FIGURA 6. Dinamica del flussimetro TO8 per grandi portate.

Taratura dei DAC. Da semplici test sui due DAC si è potuto osservare come il loro comportamento sia leggermente differente, pur applicando un uguale segnale digitale in ingresso. Ciò significa che un qualsiasi valore scelto come tensione di polarizzazione del riscaldatore viene convertito dai due DAC in valori differenti l'uno dall'altro. Questo errore, pur se di lieve entità, non è ammissibile per i nostri scopi. Infatti la conoscenza degli effettivi valori di tensione sui riscaldatori è di fondamentale importanza per una precisa cancellazione dell'offset del sensore.

Si è proceduto perciò ad una taratura dei DAC ed a tale fine è stata sfruttata una interfaccia LabWindows pre-esistente. Poichè i convertitori operano a $12bit$ è stata pianificata una scansione completa (0 – 4096) dei codici da fornire in ingresso. È stato utilizzato un passo pari a 10. I valori in uscita sono stati letti dal solito multimetro, collegato al PC tramite seriale, e nel contempo memorizzati.

Per l'acquisizione dei dati ci si è serviti della funzione **multi-trig** già implementata nel nostro programma.

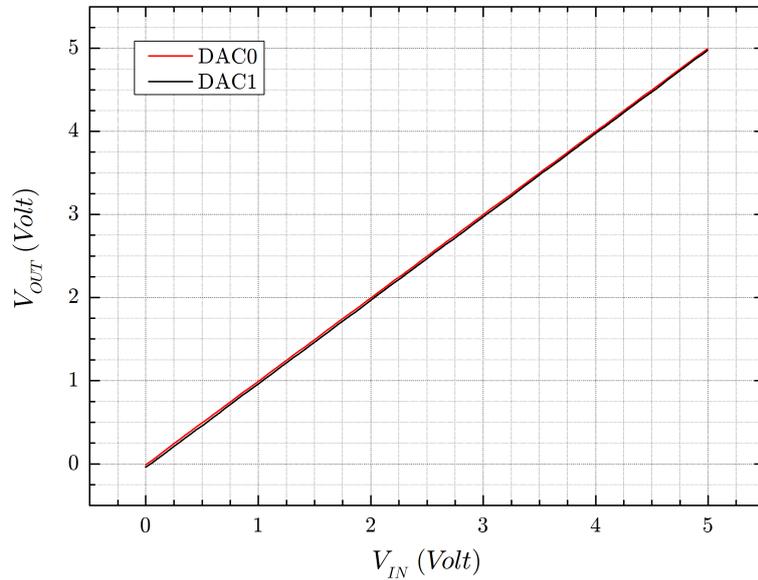


FIGURA 7. Approssimazioni lineari delle caratteristiche ingresso-uscita dei DAC.

Una volta terminata la misura, i dati sono stati rielaborati così da poter riportare in appositi grafici gli andamenti dei segnali d'uscita V_{OUT} in funzione di quello in ingresso V_{IN} . Quest'ultimo è stato ottenuto dalla conversione dei codici forniti in ingresso, tenendo conto del fatto che la dinamica dei segnali analogici in uscita dai DAC è stata fissata a 5V ($V_{IN} = (codice/4096) \cdot 5$).

In FIG.7 sono indicate le relative interpolazioni lineari.

Le equazioni associate:

$$\begin{cases} V_{OUT}(DAC0) = a_0 \cdot V_{IN} + b_0 \\ V_{OUT}(DAC1) = a_1 \cdot V_{IN} + b_1 \end{cases}$$

sono state utili per la correzione, direttamente via software, dell'errore suddetto.

Di seguito i coefficienti trovati:

$$[a_0 = 1.00231, b_0 = -0.00988], [a_1 = 1.00458, b_1 = -0.04184].$$

SWEEP sui riscaldatori. La modalità di funzionamento Sweepheaters, come si è visto, è stata implementata mediante un'apposita funzione nel pannello di controllo. Questa serve a descrivere l'andamento del segnale utile V_{risul} al variare del parametro $\Delta V(\%)$, una volta stabilita la tensione di modo comune V_{CM} . Fissati il valore iniziale e finale di $\Delta V(\%)$ ed il passo della scansione, è stata avviata la misura.

Con una semplice acquisizione è stato possibile dimostrare che, in condizioni di flusso nullo, un piccolo sbilanciamento nella polarizzazione dei riscaldatori è in grado di compensare completamente l'offset proprio del sensore. Questo era stato ipotizzato per via teorica nel modello matematico descritto a pag.43 ed ora trova un considerevole riscontro nella pratica. L'importante risultato, ripetibile mantenendo invariate le condizioni di lavoro, è riportato in FIG.8. In tale circostanza si è operato sul campione ceramico a temperatura ambiente in condizioni sature di azoto. La cancellazione dell'offset è coincisa con uno sbilanciamento sui riscaldatori pari a circa 40 mV ($\Delta V(\%) \simeq 1$), al quale corrisponde un rapporto tra potenze P_1/P_2 di 1.02. È immediato, a tal punto, chiedersi come tale condizione di annullamento si comporti al variare della temperatura ed al variare del tipo di gas. Questo aspetto verrà approfondito più avanti.

Prima di ciò è importante scoprire quale influenza può esercitare il parametro V_{CM} sulla condizione di annullamento dell'offset. A tal proposito riprendiamo la relazione generale (3.5) di pag.43:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = (f_2(0)P_2 - f_1(0)P_1) + (\beta_2P_2 - \beta_1P_1)Q$$

che, in condizioni di flusso nullo, si riduce a:

$$V_{T_2} - V_{T_1} = f_2(0)P_2 - f_1(0)P_1$$

Date le inevitabili asimmetrie nella microstruttura, si ha che $f_2(0) \neq f_1(0)$ e quindi, per avere un uscita nulla in condizioni di flusso nullo, è necessario agire sui termini P_1 e P_2 . Ma operare sulle potenze in gioco equivale a modificare le tensioni di polarizzazione V_{H_1} e V_{H_2} . Sotto l'ipotesi plausibile che i due riscaldatori abbiano resistenze identiche, si può pertanto scrivere:

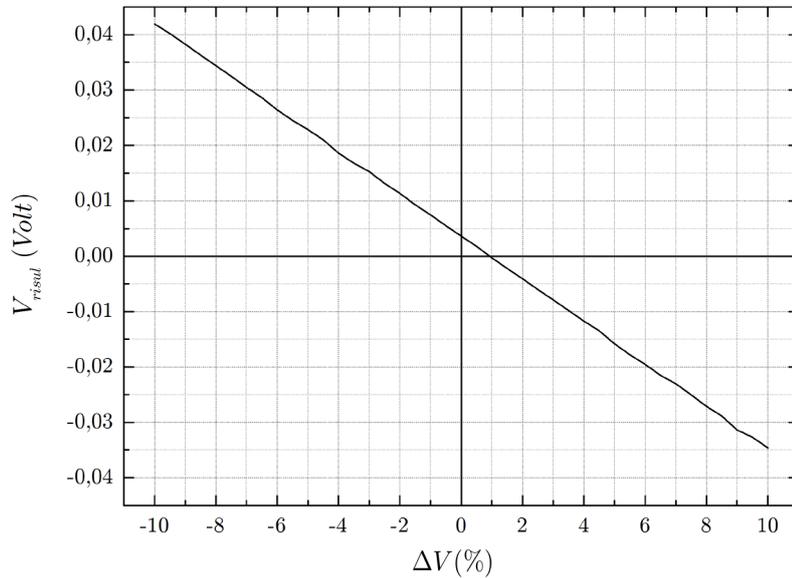


FIGURA 8. Andamento del segnale utile V_{risul} in funzione della variazione percentuale di tensione imposta sui due riscaldatori. La misura è stata effettuata in assenza di flusso con $V_{CM} = 4V$, $\Delta V_{min}(\%) = -10$, $\Delta V_{max}(\%) = 10$ e $\Delta V_{step}(\%) = 0.5$.

$$P_1 = \frac{V_{H_1}^2}{R} \quad P_2 = \frac{V_{H_2}^2}{R}$$

Sottraendo membro a membro, si ha che:

$$\frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{V_{H_1}}{V_{H_2}} \right)^2 \quad (4.3)$$

Il problema si riduce a trovare quale relazione, se esiste, lega il rapporto V_{H_1}/V_{H_2} con la tensione di modo comune V_{CM} . Si erano definite V_{CM} e $\Delta V(\%)$ in tal modo:

$$\begin{cases} V_{CM} = \frac{V_{H_1} + V_{H_2}}{2} \\ \Delta V(\%) = 100 \cdot \Delta V = 100 \cdot \frac{V_{H_1} - V_{H_2}}{V_{CM}} \end{cases}$$

Isolando le tensioni sui singoli riscaldatori:

$$\begin{cases} V_{H_1} = V_{CM} + \frac{\Delta V}{2} V_{CM} \\ V_{H_2} = V_{CM} - \frac{\Delta V}{2} V_{CM} \end{cases}$$

e facendone il rapporto, si ha che:

$$\frac{V_{H_1}}{V_{H_2}} = \frac{1 + \Delta V/2}{1 - \Delta V/2} \quad (4.4)$$

È evidente che il rapporto tra le potenze dissipate sui riscaldatori non dipende in alcun modo da V_{CM} . Quindi, almeno in teoria, la condizione di annullamento dell'offset risulta invariante con la tensione di modo comune applicata ai riscaldatori.

Purtroppo ciò che teoricamente è evidente non ha avuto un uguale esito dalle misure. Tale insuccesso parziale si è addebitato al non ideale funzionamento dei convertitori digitale-analogico. Ciò, nonostante le operazioni di taratura svolte.

4.6. Misure sul campione TO8

Una volta montato il sistema di set-up, il campione è stato testato in modalità Multi-mode. È stata studiata la risposta al variare del flusso di gas in condizioni di temperatura ambiente (~ 18.9 °C).

Queste prime misure sono state eseguite in azoto, collegando il campione alla linea del gas ed invertendo opportunamente la connessione dei terminali per una corretta caratterizzazione del sensore in entrambe le direzioni del flusso.

Il file, contenente le informazioni riguardanti le condizioni di polarizzazione dei riscaldatori, è stato pre-compilato con i valori presenti in TAB.1. La condizione di cancellazione dell'offset, in essa presente, è stata ricavata empiricamente.

È importante puntualizzare che le misure sono state eseguite esclusivamente per basse portate ($-10 \div 10$ scm). Questo perchè, in condizioni di maggior flusso, si è notata una propensione a saturare da parte del segnale.

Le condizioni di lavoro, nel caso specifico del V-set1, sono molto simili a quelle impiegate per valutare la dinamica del sensore (pag. 69). In realtà, la presente misura è più raffinata in quanto in essa si è tenuto conto sia del differente comportamento tenuto dai DAC nella conversione dati, sia dei disturbi e delle sorgenti di rumore che, precedentemente, degradavano il segnale.

Nelle FIG.9-10 sono mostrate le risposte del flussimetro al variare della portata del gas. Queste hanno tutte un andamento abbastanza prevedibile. Si può notare come, in assenza di flusso, sia presente un certo

TABELLA 1. Condizioni di polarizzazione dei riscaldatori per il campione TO8.

V-Set	Condizione	V_{CM} (Volt)	$\Delta V(\%)$
1	tensioni uguali	4	0.00
2	cancellazione offset	4	0.73
3	sbilanciamento 1	2	200
4	sbilanciamento 2	2	-200

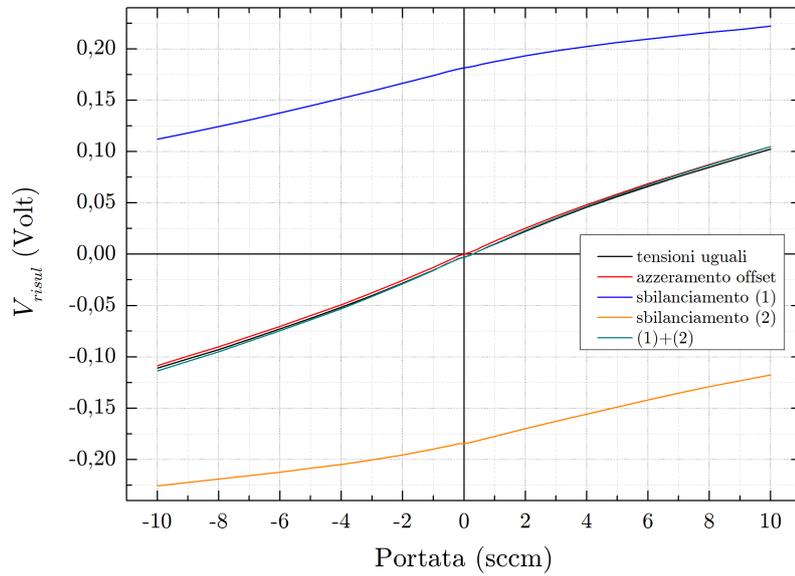


FIGURA 9. Risposta del campione TO8 al variare del flusso di azoto nelle quattro condizioni di polarizzazione pre-impostate. Le misure sono state eseguite a temperatura ambiente.

offset (-2.79 mV) nel caso di pari polarizzazione dei riscaldatori, e come tale termine risulti attenuato imponendo un appropriato sbilanciamento. Inoltre, viene mostrato come la sovrapposizione delle risposte nei casi di completo sbilanciamento, risulti quasi coincidere con il segnale utile ottenuto impostando il V-set1.

Nella FIG.10 viene evidenziata la considerevole attenuazione dell'offset. Questa, dai risultati sperimentali, è stata valutata superiore ad un ordine di grandezza.

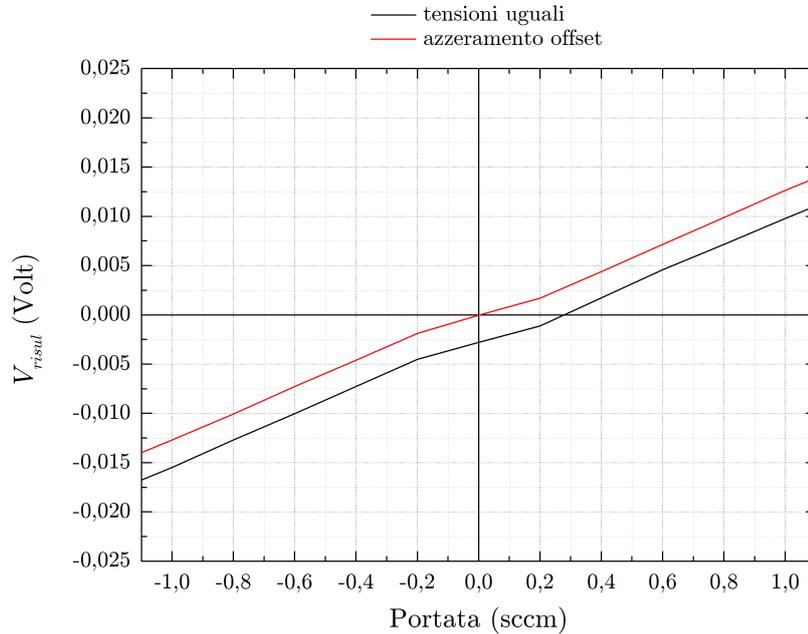


FIGURA 10. Risposta del campione TO8 per bassissimi flussi.

Test sulle singole termopile. La tecnica utilizzata per l'azzeramento dell'offset ha trovato importanti conferme dalle misure effettuate sulle singole termopile.

Abbiamo collegato a massa il terminale invertente dell'amplificatore AD620 ed abbiamo utilizzato quello non-invertente per leggere le singole tensioni. Le misure sono state effettuate in modalità Multi-mode, al variare del flusso per basse portate ($-10 \div 10$ sccm). Come sarà consuetudine per tutte le misure, è stata scelta una risoluzione maggiore per portate inferiori all'unità.

Dalle risposte presentate nelle FIG.11-12-13-14 si evidenziano:

- un perfetto annullamento dell'offset nel caso sia stato impostato il V-set2. Difatti, le caratteristiche delle due termopile assumono identici valori proprio in corrispondenza di flusso nullo. Come ci si poteva aspettare, nel caso di medesima polarizzazione sui riscaldatori, l'intersezione tra le due curve risulta traslata verso flussi positivi.

- una maggiore sensibilità per flussi negativi per entrambe le termopile. Ciò è, probabilmente, dovuto al fatto che la microstruttura non risulta centrata nel canale utilizzato per il convogliamento del flusso, ma è più prossima ad una delle due aperture.
- comportamenti completamente speculari nei due casi di forte sbilanciamento.

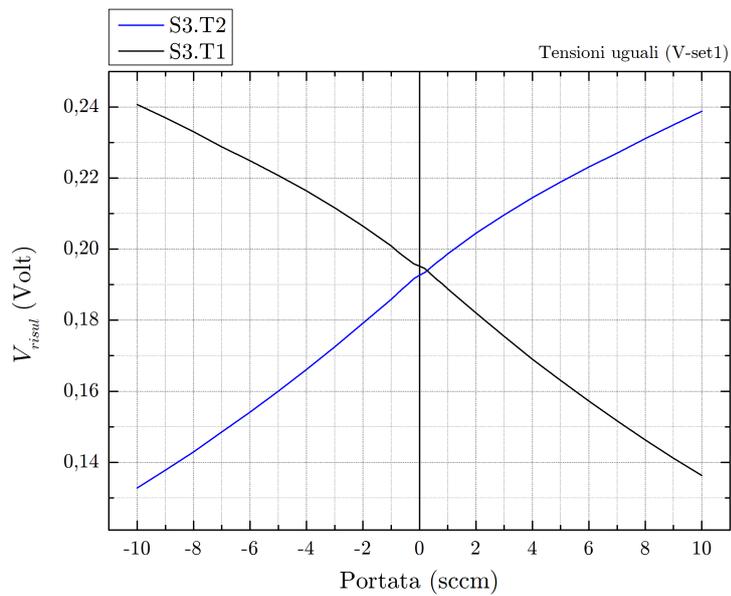


FIGURA 11. Risposta fornita da ciascuna termopila in condizioni di (V-set1).

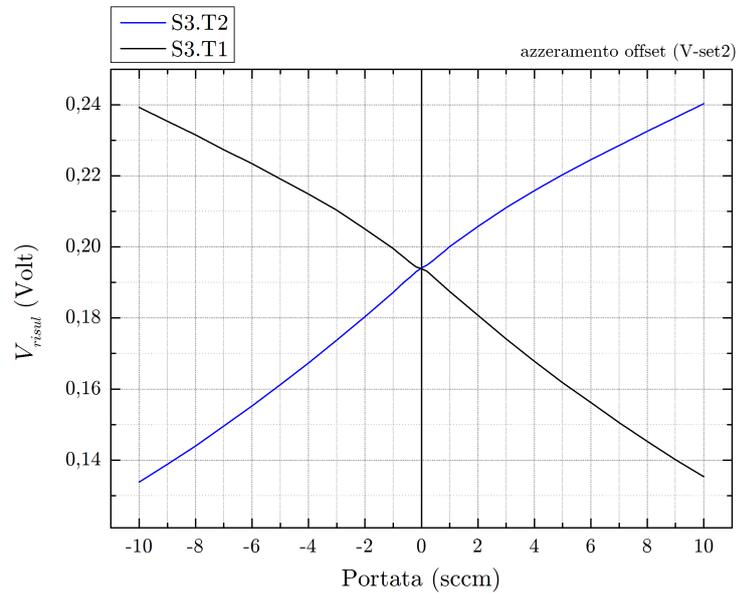


FIGURA 12. Risposta fornita da ciascuna termopila in condizioni di (V-set2).

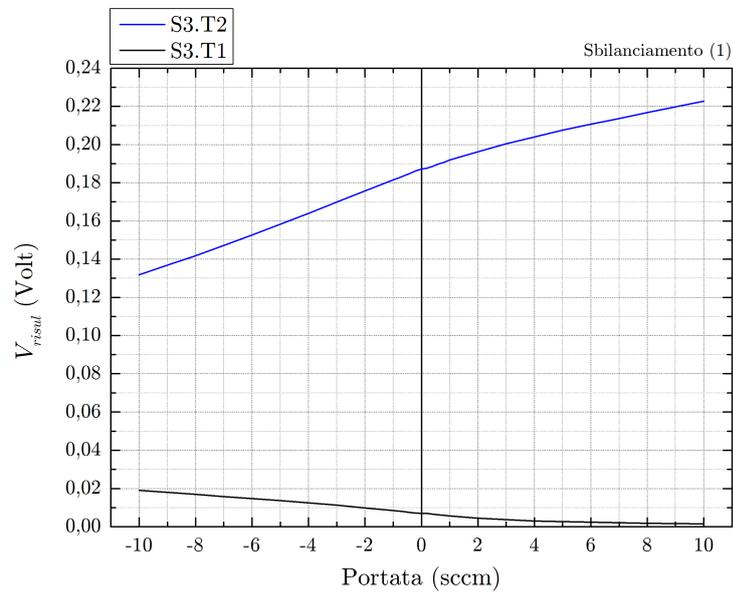


FIGURA 13. Risposta fornita da ciascuna termopila in condizioni di (V-set3).

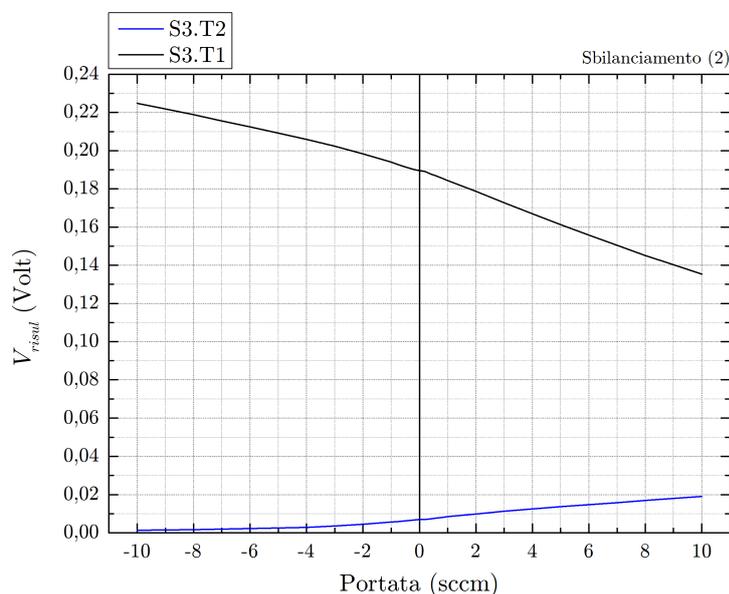


FIGURA 14. Risposta fornita da ciascuna termopila in condizioni di (V-set4).

Test in temperatura. La manifesta attenuazione dell'offset è un risultato di indubbio valore sperimentale che ci ha portato ad espandere gli obiettivi della nostra indagine. La verifica della stabilità di tale correzione al variare della temperatura è un passo quasi obbligato.

A tale scopo, è stato installato un appropriato sistema di misura. Il campione è stato inserito all'interno della camera termica, appositamente realizzata. Successivamente, con degli appropriati tubicini flessibili, si è provveduto alla connessione con la linea del gas. Come precedentemente descritto (pag. 50, CAP.3), il percorso del gas all'interno della camera è stato ottimizzato in maniera tale da consentire al fluido il raggiungimento della temperatura di lavoro.

La base del bicchiere in alluminio è stata messa a contatto con un piatto in rame, la cui temperatura è stata imposta ricorrendo all'utilizzo di una cella Peltier controllata elettronicamente (Criostato). Una volta raggiunto il regime termico, si è provveduto alla verifica dell'effettiva temperatura del sensore mediante l'utilizzo di un sensore resistivo al platino (PT100). Questo è stato collocato sulla superficie della camera e fissato con pasta

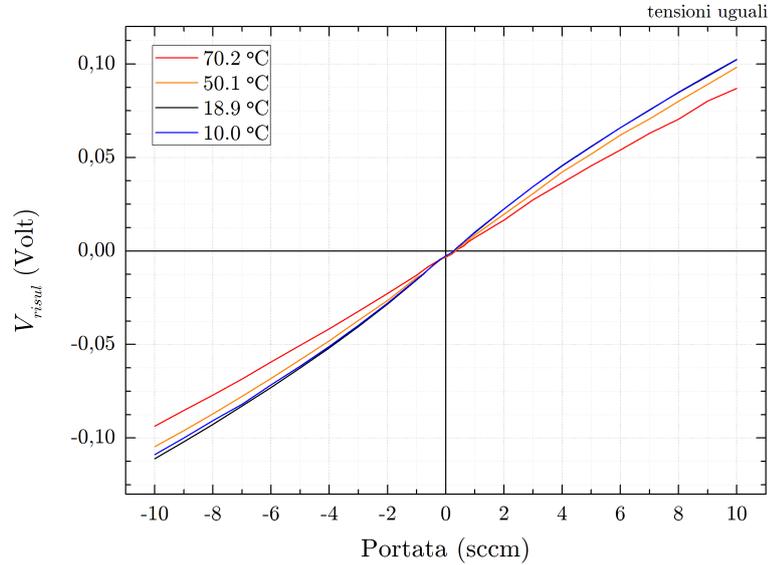


FIGURA 15. Risposta del campione TO8 per differenti temperature (V-set 1).

termica. Il relativo valore di resistenza è stato, poi, letto con l'ausilio di un multimetro.

Le misure sono state eseguite in modalità Multi-mode per quattro differenti temperature: 10 °C, 18.9 °C, 50.1 °C e 70.2 °C. Di seguito sono riportate le risposte del sensore al variare del flusso di azoto nelle quattro condizioni di polarizzazione di TAB.1.

I casi di azzeramento dell'offset e di pari polarizzazione sui riscaldatori hanno evidenziato una diminuzione non lineare della sensibilità del sensore all'aumentare della temperatura (FIG.15-16). Sarebbe un errore legare tale fenomeno ad una maggior difficoltà da parte dei riscaldatori di imporre una ΔT rispetto alla temperatura già presente nella camera, in quanto, essendo la potenza fissata, risulta pure fissato il sovrariscaldamento ΔT rispetto alla temperatura del gas e del substrato, indipendentemente da quest'ultima.

D'altro canto, la conducibilità termica dell'azoto (ed in generale di tutti i gas), tende ad aumentare con la temperatura. Ciò comporta un più

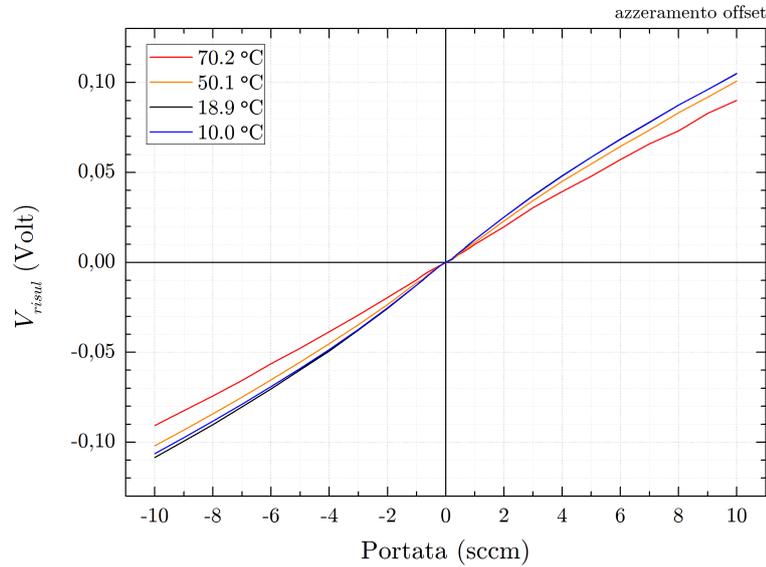


FIGURA 16. Risposta del campione TO8 per differenti temperature (V-set 2).

efficiente trasferimento del calore dal riscaldatore al gas e, di conseguenza, un aumento del flusso termico. L'esito, dunque, dovrebbe essere una maggiore sensibilità della microstruttura alla variazione di flusso per temperature crescenti e, quindi, un aumento (in modulo) del segnale utile rilevato.

Tutti questi ragionamenti portano ad una conclusione che è diametralmente opposta a quella deducibile dalle misure svolte.

Inoltre, resta da spiegare un'apparente anomalia visto che, per certi tratti, la caratteristica a 10 °C risulta meno sensibile di quella a 18.9 °C.

Come vedremo a breve, sono state necessarie ulteriori misure per chiarire l'origine di tali discordanze.

La condizione di azzeramento dell'offset sembrerebbe conservarsi al variare della temperatura. Tuttavia, dato che è stata messa in dubbio la veridicità degli esperimenti, sono necessarie ulteriori indagini anche su questo aspetto.

Per quanto riguarda le condizioni di completo sbilanciamento nella polarizzazione dei riscaldatori, dai grafici riportati nelle FIG.17-18 è stato possibile ottenere alcune utili informazioni. Sono stati notati:

- un aumento (in modulo) dell'offset del sensore al crescere della temperatura;
- un differente comportamento per flussi positivi e flussi negativi, come, in effetti, dovrebbe essere per strutture fortemente sbilanciate;
- una evidente simmetria del segnale nei due casi opposti di completo sbilanciamento.

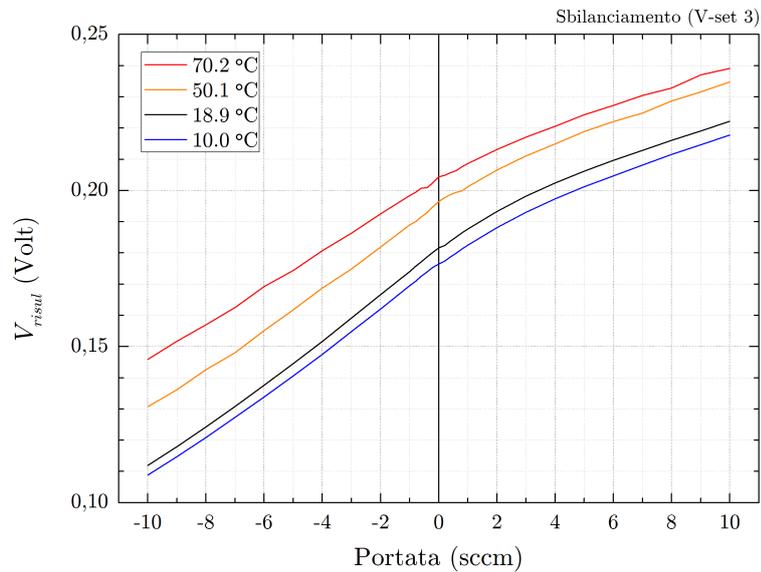


FIGURA 17. Risposta del campione TO8 per differenti temperature (V-set 3).

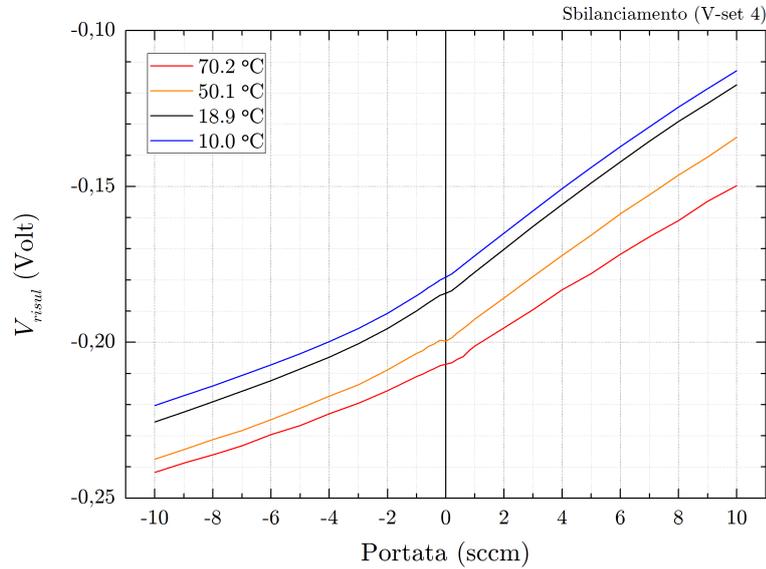


FIGURA 18. Risposta del campione TO8 per differenti temperature (V-set 4).

Test statici in temperatura. Per dare un significato ai discutibili risultati, appena ottenuti, si è pensato di verificare il comportamento del sensore con una misura speculare alla precedente. È stata valutata la risposta al variare della temperatura, in condizioni costanti di flusso (misure ‘statiche’). Sono stati presi dieci punti-campione in un range di temperature compreso tra i 10 °C ed i 70 °C. L’acquisizione dei dati è stata ripetuta per i seguenti flussi costanti di azoto: -10, -1, 1, 10 sccm. Anche in questo caso si è sfruttata la modalità software Multi-mode.

In FIG.19 è mostrata la risposta del campione, avendo impostato V-set1 sui riscaldatori. È subito evidente un repentino cambiamento nella pendenza delle curve per temperature superiori ai 40 °C. Questo fenomeno è accentuato all’aumentare dell’entità del flusso immesso. Tale anomalia ha confermato i dubbi sorti sulla veridicità dei test termici sinora eseguiti. Abbiamo, pertanto, ipotizzato un malfunzionamento del campione attribuibile ad una imperfetta tenuta del package in PMMA. Presumibilmente, la dilatazione termica del materiale ha prodotto un

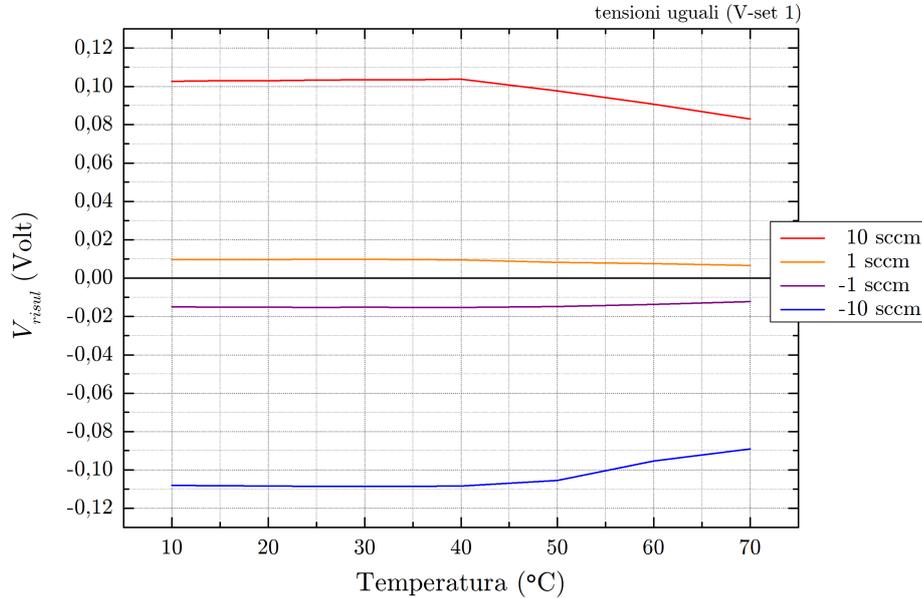


FIGURA 19. Risposta del campione TO8 al variare della temperatura, in quattro differenti condizioni di flusso (V-set1).

parziale distacco dell'adattatore causando perdite di azoto in prossimità della superficie di contatto con il chip. Ricordiamo che nella versione TO8 l'adattatore è mantenuto in contatto con il chip solo dalla guida, la quale dilatandosi può, in modo reversibile, variarne l'aderenza.

Le speranze di un significativo risultato sperimentale, che descriva rettamente il comportamento del flussimetro al variare della temperatura, sono, perciò, affidate interamente al campione ceramico nel quale le viti esercitano una pressione affidabile tra il chip e l'adattatore.

C'è da dire che è stato compiuto un ultimo tentativo per porre rimedio all'instabilità meccanica del campione TO8.

Si è pensato, infatti, di sigillare permanentemente l'adattatore al die. A tale scopo, esercitando un'opportuna pressione sul package, è stato eseguito un versamento di colla epossidica nell'incavo contenente il chip e l'adattatore. È stata impiegata un speciale epossidica bi-componente,

molto invasiva nella fase liquida. Questa, una volta essiccata, avrebbe dovuto garantire rigidità ed indeformabilità.

Purtroppo tutte le accortezze prese per questa delicata operazione di fissaggio non sono bastate. Infatti, ci si è resi subito conto come la colla, per via della sua invasività e, probabilmente a causa delle irregolarità presenti nella superficie del chip, sia risalita lungo i canali dell'adattatore per capillarità, ostruendo il passaggio.

4.7. Misure sul campione ceramico

Le misure preliminari svolte sul campione ceramico ci hanno fornito importanti conferme sulla possibilità di attenuare l'offset del sensore con piccoli sbilanciamenti nella polarizzazione dei riscaldatori (pag. 71).

Questi risultati ci hanno spinto ad indagare la stabilità di tale correzione al variare della temperatura. Abbiamo già visto gli esiti, non proprio soddisfacenti, di tali misure nel caso del campione TO8. Tuttavia, la maggior stabilità meccanica fornita dal differente package del campione ceramico ci hanno fatto presagire risultati migliori.

Il set-up di misura è quello solito, descritto approfonditamente in precedenza. Il sensore è stato inserito all'interno del cilindro cavo di alluminio così come spiegato a pag. 49. Gli interstizi laterali al package DIL sono stati accuratamente chiusi utilizzando una membrana adesiva molto flessibile, adatta al nostro scopo. Così come per il campione TO8, si è provveduto al riscaldamento mediante l'utilizzo di un criostato e la temperatura è stata continuamente verificata con un sensore PT100.

Non è stato necessario apportare alcuna modifica all'applicazione software sviluppata nell'ambiente LabWindows. Piuttosto è stato sufficiente modificare, con un semplice editor di testo, il file contenente le informazioni sulla polarizzazione dei riscaldatori. In particolar modo, vi è stata inserita la nuova condizione di azzeramento dell'offset ricavata sperimentalmente. I relativi parametri sono mostrati in TAB.2. La semplicità con cui si può adattare il programma a campioni con caratteristiche differenti è indice della flessibilità dello strumento che abbiamo sviluppato.

TABELLA 2. Condizioni di polarizzazione dei riscaldatori per il campione Ceramico.

V-Set	Condizione	V_{CM} (Volt)	$\Delta V(\%)$
1	tensioni uguali	4	0.00
2	cancellazione offset	4	1.00
3	sbilanciamento 1	2	200
4	sbilanciamento 2	2	-200

Le misure sono state svolte a temperatura ambiente al variare del flusso ($-10 \div 10$ sccm). Esse sono state ripetute per due differenti temperature, nominalmente $50\text{ }^{\circ}\text{C}$ e $70\text{ }^{\circ}\text{C}$. Le risposte del sensore sono mostrate nelle FIG.20-21.

Si nota, da subito, un comportamento differente rispetto a quello tenuto dal campione TO8. In particolar modo, si osserva un leggero incremento della sensibilità del sensore al crescere della temperatura, visibile specialmente alle portate più elevate. Questo risultato conferma quello che avevamo soltanto ipotizzato precedentemente, ossia la dipendenza di tale fenomeno dalla conducibilità termica del gas. Infatti, questa cresce con l'innalzamento della temperatura causando un più efficace trasporto del calore lungo la microstruttura e, di conseguenza, un maggior segnale utile.

Questo risultato è stato reputato più affidabile di quello ottenuto con il campione TO8 in quanto per il campione ceramico possiamo escludere la presenza di perdite significative.

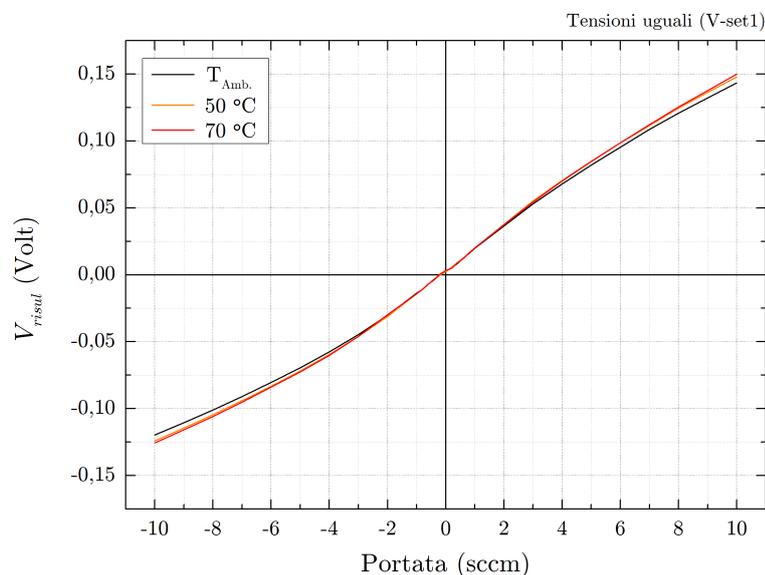


FIGURA 20. Risposta del campione Ceramico per differenti temperature (V-set1).

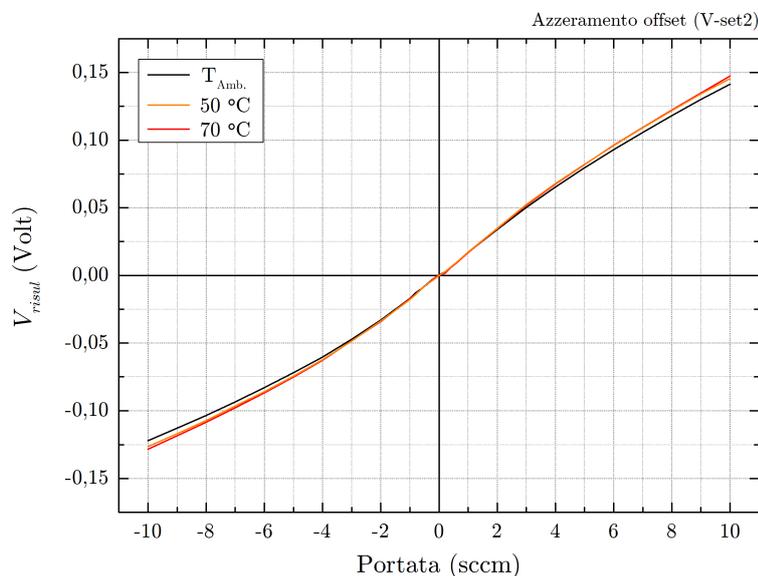


FIGURA 21. Risposta del campione Ceramico per differenti temperature (V-set2).

Per ciò che riguarda la condizione di annullamento dell'offset, dai risultati sperimentali è evidente come l'attenuazione dell'offset si mantenga al variare della temperatura e sia quantificabile in circa un ordine di grandezza. Nella TAB.3 vengono riportati i valori dell'offset nelle due condizioni di polarizzazione (con e senza correzione) per le temperature 19 °C e 70 °C.

TABELLA 3. Variazioni dell'offset con la temperatura.

P_1/P_2	$T = 19\text{ °C}$	$T = 70\text{ °C}$
1.02	$2.29 \cdot 10^{-4}\text{ V}$	$3.85 \cdot 10^{-4}\text{ V}$
1.00	$2.55 \cdot 10^{-3}\text{ V}$	$3.25 \cdot 10^{-3}\text{ V}$

Comportamento al variare del tipo di gas. La caratterizzazione del campione ceramico è stata completata verificando l'andamento della risposta al variare del tipo di gas utilizzato. Le misure, già svolte in azoto, sono state nuovamente eseguite in argon e xenon. Da subito sono state

riscontrate delle complicanze legate alla difficoltà di evitare contaminazioni del gas presente nel sensore ad opera dell'aria. I primi test in xenon hanno subito evidenziato una accentuata instabilità del segnale elettrico, la cui origine è stata attribuita appunto ad un probabile rimescolamento del gas con l'aria presente nell'ambiente di misura.

La contaminazione è stata più evidente per bassi flussi (o flusso nullo) a causa del ridotto apporto sul sensore del gas sotto test. Riteniamo che l'aria sia penetrata attraverso la linea d'uscita ed eventuali piccole aperture presenti nell'interfaccia tra l'adattatore ed il chip.

Tali problematiche non si erano presentate con l'utilizzo dell'azoto in quanto quest'ultimo, essendo il costituente principale dell'atmosfera (78,08% in volume), non manifestava alcun effetto dovuto a mescolamento con l'aria.

Si è provveduto, perciò, ad isolare il campione dall'ambiente esterno inserendolo integralmente all'interno di un'apposita camera in metallo. Le uniche aperture, in essa presenti, sono quelle per il collegamento con la linea del gas. Infatti, i segnali elettrici sono stati portati verso l'esterno mediante degli appositi passanti sigillati che ne attraversano la parete.

La camera, una volta chiusa ermeticamente, è stata riempita col gas scelto sino al raggiungimento di una certa stabilità da parte del segnale elettrico. Per ottenere ciò si è fatto in modo che il campione scaricasse il gas in uscita proprio dentro la camera. Il raggiungimento di una condizione di segnali stabili ha confermato l'ipotesi fatta sull'origine delle irregolarità nel comportamento.

Le misure sono state svolte in modalità Multi-mode al variare della portata del flusso ($-10 \div 10$ sccm). Il passaggio da un tipo di gas ad un'altro ha comportato una maggiore accortezza. Infatti, al termine di ogni misura, si è dovuto provvedere al completo svuotamento della linea e della camera ed al successivo risciacquo con il nuovo gas. A tale scopo è stato molto utile il sistema di valvole presente sulla linea del gas, nonché la pompa rotativa. Inoltre, si è dovuto provvedere, ogni volta, a cambiare il relativo valore del fattore di correzione GCF su ciascun controllore di flusso (CAP.3, TAB.2, pag.54).

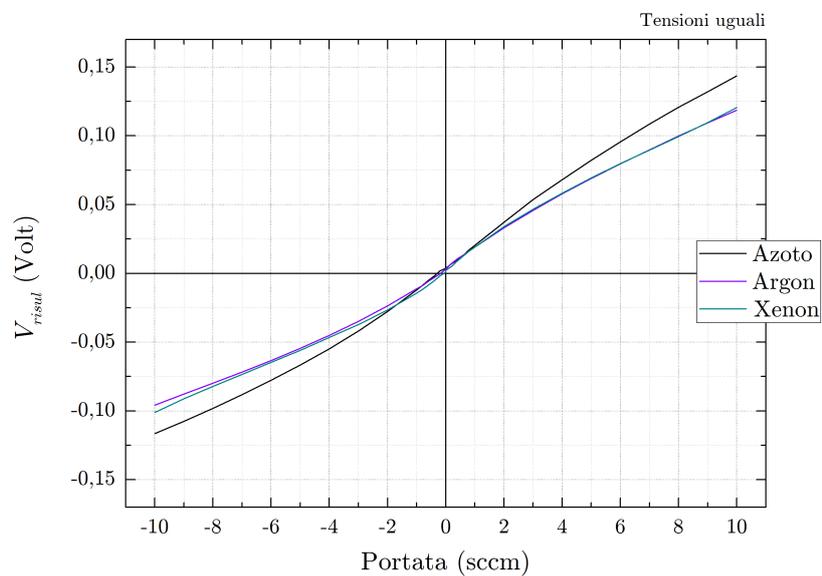


FIGURA 22. Risposta del campione Ceramico per differenti tipi di Gas (V-set1).

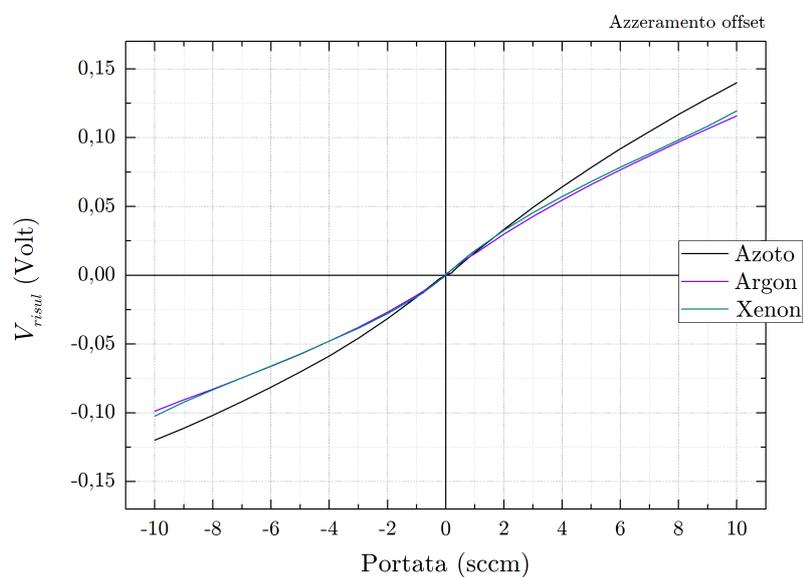


FIGURA 23. Risposta del campione Ceramico per differenti tipi di Gas (V-set2).

TABELLA 4. Variazioni dell'offset con il tipo di gas.

P_1/P_2	Azoto	Argon	Xenon
1.02	$-1.80 \cdot 10^{-4}$ V	$-7.75 \cdot 10^{-6}$ V	$2.91 \cdot 10^{-4}$ V
1.00	$3.71 \cdot 10^{-3}$ V	$3.18 \cdot 10^{-3}$ V	$1.62 \cdot 10^{-3}$ V

Nelle FIG.22-23 sono riportate le risposte del flussimetro nei due casi di uguale polarizzazione sui riscaldatori e di azzeramento dell'offset.

Le curve presentano l'andamento già riscontrato nel RIF.[28]. In particolare si nota una non linearità accentuata nella risposta da parte dello xenon. Tale gas, infatti, per basse portate segue l'andamento dell'azoto mentre tende a comportarsi come l'argon all'aumentare della portata.

Nella TAB.4 sono riportati i valori dell'offset nelle due condizioni di polarizzazione (con e senza correzione) per i tre tipi di gas utilizzati. È ben visibile come la condizione di attenuazione dell'offset sia mantenuta in tutti e tre i casi e sia quantificabile in circa un ordine di grandezza. Il valore $-7.75 \cdot 10^{-6}$ V, ottenuto per l'argon una volta impostata la condizione di compensazione (V-set2), non è attendibile in quanto inferiore al rumore termico dei riscaldatori riportato a valle del sistema elettronico di lettura ($\sim 150 \mu\text{V}$). La ridotta entità del valore ottenuto è pertanto associabile alla singola misura svolta e non può essere presa come valido riferimento.

Conclusioni

L'incessante richiesta di prestazioni sempre più spinte nell'ambito dei sensori integrati di portata ha condotto la ricerca a fronteggiare differenti problematiche.

La necessità di rilevare piccolissime portate di fluido ha evidenziato un problema legato alla presenza di offset intrinseci dovuti principalmente ad asimmetrie nelle micro-strutture del sensore. In effetti tali offset risultano spesso maggiori della stessa risoluzione del sensore e ne limitano pertanto il campo d'impiego. La presenza di forti derive termiche degli offset strutturali riduce l'efficacia di tecniche di compensazione puramente elettroniche.

In questo lavoro di tesi è stata proposta una tecnica per la cancellazione di tali offset e ne è stata verificata la validità per diverse condizioni di temperatura ed al variare del tipo di gas.

È stato utilizzato un semplice modello matematico in grado di evidenziare analiticamente il problema nella classica configurazione a singolo riscaldatore di un sensore calorimetrico differenziale. L'introduzione della struttura a doppio riscaldatore, solitamente meno utilizzata per via di un maggiore ingombro sul chip e di una maggiore dissipazione di potenza, ha sottolineato la possibilità, in un primo momento solo teorica, di ridurre significativamente il termine di offset. Il modello matematico ha, infatti, messo in risalto come una differente polarizzazione sui due riscaldatori possa essere utilizzata quale mezzo di compensazione per l'errore introdotto dagli inevitabili mismatch strutturali. Tale tecnica è stata successivamente provata sperimentalmente.

Le indagini sono state eseguite mediante un apposito set-up di misura che impiega un sistema di controllo elettronico a basso rumore per il

prelievo dei segnali prodotti dalle singole termopile e per la polarizzazione dei relativi riscaldatori.

La quasi totalità delle operazioni svolte è avvenuta sfruttando un'applicazione software appositamente implementata che ha consentito un perfetto controllo degli strumenti di misura ed una precisa acquisizione delle informazioni. In particolare il programma realizzato è stato dotato di un apposito sistema di pilotaggio impulsato che provvede all'eliminazione degli offset di origine elettrica consentendo una caratterizzazione in funzione del solo offset di origine strutturale. Inoltre sono state implementate più modalità di misura adattabili ai vari tipi di test prestabiliti.

Nelle misure in temperatura, svolte mediante l'utilizzo di un criostato a cella Peltier, è stata dedicata particolare attenzione alla risoluzione di problemi legati alla tenuta del package. Questi sono stati riscontrati su un primo campione montato su un case di tipo TO8 nel quale la dilatazione termica del materiale ha prodotto un parziale distacco dell'adattatore causando perdite di gas in prossimità della superficie di contatto con il chip. Con la realizzazione di un secondo tipo di package, stavolta montato su un case DIL a 28 pin, si è ovviato al problema. Questo, più stabile meccanicamente, è risultato meno sensibile alle variazioni termiche garantendo risultati affidabili.

Dai test effettuati è emerso il mantenimento della condizione di attenuazione dell'offset al variare della temperatura. Si è riscontrata, in effetti, una diminuzione dell'offset quantificabile in circa un ordine di grandezza per un range di temperature abbastanza ampio (dai 20 ai 70 °C). Inoltre la procedura di cancellazione dell'offset non ha mutato affatto l'andamento delle caratteristiche confermando l'attendibilità della risposta.

Successivi test effettuati cambiando il tipo di gas impiegato hanno condotto a simili risultati. L'attenuazione dell'offset è stata quantificata in circa un ordine di grandezza per tutti e tre i tipi di gas utilizzati. Ciò ha conferito un valore ancor più rilevante alla tecnica proposta.

L'intero campione è stato incluso in una camera stagna per evitare possibili contaminazioni del gas presente nel sensore ad opera dell'aria. Si è fatto in modo che il campione scaricasse il gas in uscita proprio all'interno della camera stessa in maniera tale da saturarne l'ambiente. La stabilità

elettrica dei segnali prelevati ha fornito una prova consistente della bontà dei risultati ottenuti.

Le indagini sperimentali eseguite hanno dunque confermato la validità della tecnica di cancellazione proposta. I favorevoli risultati conseguiti hanno costituito la base di partenza per l'integrazione dell'intero sistema su un unico chip realizzato con un processo tecnologico più moderno, quale è il BCD6 della *STMicroelectronics*. In particolare si prevede di integrare sul chip stesso un'elettronica di lettura a bassissimo rumore, un *driver* per il pilotaggio sbilanciato dei riscaldatori e le medesime strutture a doppio riscaldatore.

APPENDICE A

Codice

In questa appendice viene riportato il codice sorgente completo dell'interfaccia utente realizzata in ANSI C. Oltre alle comuni librerie, già pre-definite nell'ambiente LabWindows™/CVI, son state richiamate le librerie `aduc8xx.h` e `brulib.h`. Queste contengono un insieme di funzioni sviluppate negli ultimi anni all'interno del dipartimento universitario di ingegneria elettronica.

```
1 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
2 //                                dheater.c                                //
3 ////////////////////////////////////////////////////////////////////
4
5
6 #include <gpib.h>
7 #include <ansi_c.h>
8 #include <utility.h>
9 #include <rs232.h>
10 #include <cvirte.h>
11 #include <userint.h>
12 #include "dheater.h"
13 #include "aduc8xx.h"
14 #include "brulib.h"
15
16 int num_seriale=0;
17 int typ_mcu=ADUC842;
18
19 double Vdac_min=0;
20 double Vdac_max=5.0;
21 const double DACO_G=1.00231, DACO_B=-0.00988, DAC1_G=1.00458, DAC1_B
    =-0.04184;
22
23                                     // parametri guadagno (G) e termine noto (B)
24                                     // ricavati della taratura dei due DAC
25
26 void calcola2(void);
27 void output(void);
28 void default_stat(void);
```

```
27 parametri pars[100]; //100 strutture di tipo parametri
28 double V_ON[5],V_OFF[5],V_RISUL[5];
29 int ST[5];
30
31 FILE *fout;
32 double TorF;
33 double step;
34
35 double comune[5];
36 double delta[5];
37
38 int type_mis=0;
39 int file_open=0;
40
41 int mult_dev1=-1,mult_ad1=13;
42
43 typedef struct {
44     double com,delta;
45     double vh1,vh2,times;
46     int nmedie;
47     double voff,von,risul;
48     } dati;
49
50 static int panelHandle;
51 static int panelMeasure;
52
53
54 int main (int argc, char *argv[])
55 {
56     if (InitCVIRTE (0, argv, 0) == 0)
57         return -1; /* out of memory */
58     if ((panelHandle = LoadPanel (0, "dheater.uir", PANEL)) < 0)
59         return -1;
60     if ((panelMeasure = LoadPanel (0, "dheater.uir", MEASURE)) < 0)
61         return -1;
62     DisplayPanel (panelHandle);
63     calcola2();
64     default_stat();
65     RunUserInterface ();
66     DiscardPanel (panelHandle);
67     DiscardPanel (panelMeasure);
68     return 0;
69 }
70
71
72 int CVICALLBACK seropen (int panel, int control, int event,
73     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
74 {
75     int seriale;
76     switch (event)
77     {
78     case EVENT_COMMIT:
79         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_SERNUM, &seriale);
```

```

80         if (num_seriale > 0) CloseCom(num_seriale);
81         num_seriale=seriale;
82         rs232_9600(num_seriale);
83         break;
84     }
85     return 0;
86 }
87
88
89 int CVICALLBACK serinit (int panel, int control, int event,
90     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
91 {
92     char linea[40];
93     switch (event)
94     {
95     case EVENT_COMMIT:
96         aduc_sblocca(); //manda il carattere % per sbloccare
97             il uC
98         read_line(linea);
99         MessagePopup ("", linea);
100        break;
101    }
102    return 0;
103 }
104
105 int CVICALLBACK fine (int panel, int control, int event,
106     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
107 {
108     switch (event)
109     {
110     case EVENT_COMMIT:
111         QuitUserInterface (0);
112         break;
113     }
114     return 0;
115 }
116
117
118 void cd_to_v1v2(dati *in)
119 {
120     in->vh1 = in->com + 0.5*in->com*(in->delta/100);
121     in->vh2 = in->com - 0.5*in->com*(in->delta/100);
122 }
123
124
125
126 void dac_correct(dati *in2)
127 {
128     in2->vh1 = (in2->vh1 - DAC0_B)/DAC0_G;
129     in2->vh2 = (in2->vh2 - DAC1_B)/DAC1_G;
130 }
131

```

```

132
133
134 void meas_single(dati *dat)
135 {
136     int i;
137     dac_wrt(0,Vdac_min,Vdac_max,1);    //valore 0 sul DAC1
138     dac_wrt(0,Vdac_min,Vdac_max,0);    //valore 0 sul DAC0
139     Delay(dat->times);                // Aspetta il numero di
        secondi indicato da dat->times
140     dat->voff=mult_vdc_5d_trg(mult_dev1);
141
142     for (i=1; i<dat->nmedie; i++)
143         dat->voff=dat->voff+mult_vdc_5d_trg(mult_dev1);
144     dat->voff=dat->voff/dat->nmedie;
145
146     dac_wrt(dat->vh1,Vdac_min,Vdac_max,0);
147     dac_wrt(dat->vh2,Vdac_min,Vdac_max,1);
148     Delay(dat->times);
149     dat->von=mult_vdc_5d_trg(mult_dev1);
150
151     for (i=1; i<dat->nmedie; i++)
152         dat->von=dat->von+mult_vdc_5d_trg(mult_dev1);
153     dat->von=dat->von/dat->nmedie;
154
155     dat->risul=dat->von-dat->voff;
156 }
157
158
159
160 int CVICALLBACK single (int panel, int control, int event,
161     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
162 {
163
164     dati s_meas;
165     switch (event)
166     {
167     case EVENT_COMMIT:
168
169         if (type_mis==2)
170         {
171             MessagePopup ("AVVISO", "Misura Multi-Modo in
                corso. \n Chiudi il file di output, prima di
                effettuare una nuova misura.");
172             break;
173         }
174         if (type_mis==0) type_mis=1;
175
176
177         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_COMUNE, &s_meas.com);
178         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_DELTA, &s_meas.delta);
179         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_MEDIE, &s_meas.nmedie);
180         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_TIMES, &s_meas.times);
181         GetCtrlVal(panelHandle,PANEL_STEP,&step);

```

```

182
183         if ((mult_dev1== -1)) mult_dev1=strum_init(mult_ad1,"
            HP3478");
184
185
186         cd_to_v1v2(&s_meas);
187         dac_correct(&s_meas);
188
189         meas_single(&s_meas);
190
191         SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_OUTOFF, s_meas.voff);
192         SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_OUTON, s_meas.von);
193         SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_RISUL, s_meas.risul);
194
195         GetCtrlVal(panelMeasure,MEASURE_T_OR_F,&TorF);
196
197         SetCtrlVal(panelMeasure,MEASURE_T_OR_F,TorF+step);
198
199         DisplayPanel (panelMeasure);
200
201         break;
202     }
203     return 0;
204 }
205
206
207
208 int CVICALLBACK ripetute (int panel, int control, int event,
209     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
210 {
211     dati r_meas;
212     int sd;
213     double t_tot,t_iniz,t_att;
214     switch (event)
215     {
216     case EVENT_COMMIT:
217
218         GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_SDati, &sd);
219         if (sd) // Casella di spunto "SALVA DATI
            "
220     {
221         if (type_mis!=0)
222         {
223             MessagePopup ("AVVISO", "Termina la
                misura in corso.");
224             break;
225         }
226         if (file_open==0) output();
227     }
228     else {
229         if (type_mis!=0)
230         {

```

```

231         MessagePopup ("AVVISO", "Termina
                la misura in corso.");
232         break;
233     }
234 }
235 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_COMUNE, &r_meas.com);
236 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_DELTA, &r_meas.delta);
237 cd_to_vlv2(&r_meas);
238 dac_correct(&r_meas);
239 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_MEDIE, &r_meas.nmedie);
240 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_TIMES, &r_meas.times);
241 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_TOTAL, &t_tot);
242 SetCtrlVal (panelHandle, PANEL_LED2, 1);
243 ProcessSystemEvents();
244
245 if ((mult_dev1===-1)) mult_dev1=strum_init(mult_ad1, "
        HP3478");
246 t_iniz=tempo(0); t_att=0;          // tempo(0) : secondi
        trascorsi dal momento in cui il programma è stato
        avviato -(0)
247 while (t_att<t_tot)
248 {
249     meas_single(&r_meas);
250     SetCtrlVal (panelHandle, PANEL_RISUL, r_meas.risul);
251     if (sd)
252     {
253         fprintf(fout, " %g %g", t_att, r_meas.risul
                );
254         fprintf(fout, "\n");
255     }
256     t_att=tempo(t_iniz);
257 }
258 type_mis=0;
259 if (sd) fclose(fout);
260 file_open=0;
261 SetCtrlVal (panelHandle, PANEL_LED2, 0);
262 break;
263 }
264 return 0;
265 }
266
267
268 int CVICALLBACK file_out (int panel, int control, int event,
269     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
270 {
271     char nome[MAX_PATHNAME_LEN];
272     char dir_name[MAX_PATHNAME_LEN];
273     int i=0;
274     switch (event)
275     {
276     case EVENT_COMMIT:
277         i=FileSelectPopup ("dir_name", "*.txt", "", "Salva Dati"
                , VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, nome);

```

```

278         if(!i) break;
279         fout=fopen(nome, "a");
280         file_open=1;
281         break;
282     }
283     return 0;
284 }
285
286
287 void output(void)
288 {
289     char nome[MAX_PATHNAME_LEN];
290     char dir_name[MAX_PATHNAME_LEN];
291     int i=0;
292
293     i=FileSelectPopup ("dir_name", "*.txt", "", "Salva Dati"
294         , VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, nome);
295
296     fout=fopen(nome, "a");
297     file_open=1;
298 }
299
300 int CVICALLBACK save (int panel, int control, int event,
301     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
302 {
303     dati s_out;
304     int j;
305     switch (event)
306     {
307         case EVENT_COMMIT:
308
309         if (type_mis==1)
310         {
311             if (file_open==0) output();
312             GetCtrlVal(panelMeasure, MEASURE_T_OR_F, &TorF);
313             fprintf(fout, "%g", TorF);
314             GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_RISUL, &s_out.
315                 risul);
316             GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_OUTON, &s_out.von)
317                 ;
318             GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_OUTOFF, &s_out.
319                 voff);
320             fprintf(fout, " %g %g %g", s_out.risul,
321                 s_out.von, s_out.voff);
322
323             fprintf(fout, "\n");
324             HidePanel (panelMeasure);
325         }
326     }
327
328     if (type_mis==2) //salva i dati della misura Multi-mode
329     {

```

```

326         if (file_open==0) output();
327
328         GetCtrlVal(panelMeasure,MEASURE_T_OR_F,&TorF);
329         for      (j=1; j<=4; j++)
330         {
331             if (ST[j])
332             {
333                 fprintf(fout," %g %g %g %g",TorF
                        ,V_RISUL[j],V_ON[j],V_OFF[j])
                        ;
334             }
335         }
336         fprintf(fout,"\n");
337         HidePanel (panelMeasure);
338     }
339     break;
340 }
341 return 0;
342 }
343 }
344
345
346 int CVICALLBACK discard (int panel, int control, int event,
347     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
348 {
349     switch (event)
350     {
351         case EVENT_COMMIT:
352             HidePanel (panelMeasure);
353             break;
354     }
355     return 0;
356 }
357
358
359 int CVICALLBACK retry (int panel, int control, int event,
360     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
361 {
362     switch (event)
363     {
364         case EVENT_COMMIT:
365             GetCtrlVal(panelMeasure,MEASURE_T_OR_F,&TorF);
366             HidePanel (panelMeasure);
367             SetCtrlVal(panelMeasure,MEASURE_T_OR_F,TorF-step);
368             break;
369     }
370     return 0;
371 }
372
373
374 int CVICALLBACK calcola (int panel, int control, int event,
375     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
376 {

```

```

377
378     switch (event)
379     {
380         case EVENT_COMMIT:
381             calcola2();
382             break;
383     }
384     return 0;
385 }
386
387
388 void calcola2(void)
389 {
390     dati input;
391     double comune,delta;
392
393
394     GetCtrlVal (panelHandle,PANEL_COMUNE, &comune);
395     GetCtrlVal(panelHandle,PANEL_DELTA, &delta);
396
397
398     input.com = comune;
399     input.delta= delta;
400     cd_to_v1v2(&input);
401     SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_HEATER1, input.vh1);
402     SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_HEATER2, input.vh2);
403     dac_correct(&input);
404     SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_CHEATER1, input.vh1);
405     SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_CHEATER2, input.vh2);
406
407 }
408
409
410 int CVICALLBACK test (int panel, int control, int event,
411                      void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
412 {
413     double dato;
414     double medio_1;
415     int nchiavi,i;
416     char nome_par[MAX_PATHNAME_LEN];
417     switch (event)
418     {
419         case EVENT_COMMIT:
420             i=FileSelectPopup ("dir_name", "*.txt", "", "Salva Dati"
421                               , VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, nome_par);
422             if(!i) break;
423             nchiavi=read_par(nome_par,pars);
424             cerca_par("ttt",&medio_1,pars,nchiavi);
425             cerca_par("hjk",&dato,pars,nchiavi);
426             printf("\n medio= %g %g\n",medio_1,dato);
427
428             break;
429     }

```

```
429         return 0;
430     }
431
432
433 void default_stat(void)
434 {
435     comune[1]=2.0;
436     comune[2]=2.0;
437     comune[3]=2.0;
438     comune[4]=2.0;
439     delta[1]=0;
440     delta[2]=0;
441     delta[3]=0;
442     delta[4]=0;
443 }
444
445
446 int CVICALLBACK load (int panel, int control, int event,
447                      void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
448 {
449     char nome_par[MAX_PATHNAME_LEN];
450     int nchiavi,i;
451     switch (event)
452     {
453         case EVENT_COMMIT:
454
455             i=FileSelectPopup ("dir_name", "*.txt", "", "Leggi Dati"
456                               , VAL_OK_BUTTON, 0, 0, 1, 1, nome_par);
457             if(!i) break;
458
459             nchiavi=read_par(nome_par,pars);
460             cerca_par ("comune1",&comune[1],pars,nchiavi);
461             cerca_par ("comune2",&comune[2],pars,nchiavi);
462             cerca_par ("comune3",&comune[3],pars,nchiavi);
463             cerca_par ("comune4",&comune[4],pars,nchiavi);
464             cerca_par ("delta1",&delta[1],pars,nchiavi);
465             cerca_par ("delta2",&delta[2],pars,nchiavi);
466             cerca_par ("delta3",&delta[3],pars,nchiavi);
467             cerca_par ("delta4",&delta[4],pars,nchiavi);
468             break;
469         }
470     return 0;
471 }
472
473
474 int CVICALLBACK show (int panel, int control, int event,
475                      void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
476 {
477     char str[250];
478     switch (event)
479     {
480         case EVENT_COMMIT:
```

```

481         sprintf(str," comune1= %g  delta1= %g \n comune2= %g
           delta2= %g \n comune3= %g  delta3= %g \n comune4= %g
           delta4= %g \n",comune[1],delta[1],comune[2],delta
           [2],comune[3],delta[3],comune[4],delta[4]);
482     MessagePopup ("Dati", str);
483     break;
484     }
485     return 0;
486 }
487
488
489 int CVICALLBACK multi_mode (int panel, int control, int event,
490     void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
491 {
492
493     dati s_meas;
494     int i;
495
496     switch (event)
497     {
498         case EVENT_COMMIT:
499
500         if (type_mis==1)
501         {
502             MessagePopup ("AVVISO", "Misura Single in corso.
                    \n Chiudi il file di output, prima di
                    effettuare una nuova misura.");
503             break;
504         }
505         if (type_mis==0) type_mis=2;
506
507
508         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_VSET1, &ST[1]);
509         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_VSET2, &ST[2]);
510         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_VSET3, &ST[3]);
511         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_VSET4, &ST[4]);
512
513         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_MEDIE, &s_meas.nmedie);
514         GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_TIMES, &s_meas.times);
515         GetCtrlVal(panelHandle, PANEL_STEP, &step);
516
517         if ((mult_devi== -1)) mult_devi=strum_init(mult_ad1, "
                    HP3478");
518
519
520         for (i=1; i<=4; i++)
521         {
522             if(ST[i])
523             {
524                 s_meas.vh1 = comune[i] + 0.5*comune[i]*(
                    delta[i]/100);
525                 s_meas.vh2 = comune[i] - 0.5*comune[i]*(
                    delta[i]/100);

```

```

526
527
528         dac_correct(&s_meas);
529
530         meas_single(&s_meas);
531         switch(i)
532         {
533             case 1: SetCtrlVal (panelHandle,
534                             PANEL_RISUL1, s_meas.risul);
535                             break;
536             case 2: SetCtrlVal (panelHandle,
537                             PANEL_RISUL2, s_meas.risul);
538                             break;
539             case 3: SetCtrlVal (panelHandle,
540                             PANEL_RISUL3, s_meas.risul);
541                             break;
542             case 4: SetCtrlVal (panelHandle,
543                             PANEL_RISUL4, s_meas.risul);
544                             break;
545         }
546         V_ON[i]=s_meas.von;
547         V_OFF[i]=s_meas.voff;
548         V_RISUL[i]=s_meas.risul;
549     }
550 }
551
552         GetCtrlVal(panelMeasure, MEASURE_T_OR_F, &TorF);
553         SetCtrlVal(panelMeasure, MEASURE_T_OR_F, TorF+step);
554         DisplayPanel (panelMeasure);
555         break;
556     }
557     return 0;
558 }
559
560 int CVICALLBACK end_misure (int panel, int control, int event,
561                             void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
562 {
563     const double zero=0;
564     switch (event)
565     {
566         case EVENT_COMMIT:
567             type_mis=0;
568             if (file_open==1) fclose(fout);
569             file_open=0;
570             SetCtrlVal(panelMeasure, MEASURE_T_OR_F, zero);
571             break;
572     }

```

```

571         return 0;
572     }
573
574
575     int CVICALLBACK sweep (int panel, int control, int event,
576                          void *callbackData, int eventData1, int eventData2)
577     {
578
579         double comune;
580         double delta1, delta2, delta_step;
581         dati dats;
582
583         switch (event)
584         {
585             case EVENT_COMMIT:
586
587                 if (type_mis!=0)
588                 {
589                     MessagePopup ("AVVISO", "Termina la misura in
590                                   corso.");
591                     break;
592                 }
593
594                 if (file_open==0) output();
595
596                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_DELTA_1, &delta1);
597                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_DELTA_2, &delta2);
598                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_DELTA_STEP, &delta_step);
599                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_COMUNE, &comune);
600                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_MEDIE, &dats.nmedie);
601                 GetCtrlVal (panelHandle, PANEL_TIMES, &dats.times);
602                 SetCtrlVal (panelHandle, PANEL_LED1, 1);
603                 ProcessSystemEvents();
604
605                 if ((mult_dev1== -1)) mult_dev1=strum_init(mult_ad1, "
606                                   HP3478");
607
608                 dats.com=comune;
609
610                 while (delta1 <= delta2)
611                 {
612                     dats.delta=delta1;
613                     cd_to_v1v2(&dats);
614                     dac_correct(&dats);
615
616                     meas_single(&dats);
617                     fprintf(fout, " %g %g", delta1, dats.risul);
618                     fprintf(fout, "\n");
619                     delta1 = delta1 + delta_step;
620                 }
621                 type_mis=0;

```

```
622         fclose(fout);
623         file_open=0;
624
625         SetCtrlVal (panelHandle,PANEL_LED1, 0);
626
627         break;
628     }
629     return 0;
630 }
```

Bibliografia

- [1] P. Bruschi, A. Diligenti, D. Navarrini, M. Piotto, *A double heater integrated gas flow sensor with thermal feedback*, Sens. Actuators A 123-124 (2005) pp.210-215.
- [2] P. Bruschi, M. Piotto, N. Bacci, *Postprocessing Technologies, Interface Circuits and Packaging Strategies for CMOS Compatible Gas Flow Sensors*, Proc. IEEE (2007).
- [3] D. Moser, H. Baltes, *A high sensitivity CMOS gas sensor on a thin dielectric membrane*, Sens. Actuators A 37-38 (1993) pp.33-37.
- [4] G. Kaltsas, A.A. Nassiopoulou, A.G. Nassiopoulou, *Characterization of a silicon thermal gas flow sensor with porous silicon thermal isolation*, Proc. IEEE Vol.2 No.5 (2002) pp.463-475.
- [5] B.W. van Oudheusden, *Silicon flow sensors*, Sens. Actuators A 30 (1992) pp.5-26.
- [6] S. Beeby, et al., *MEMS Mechanical Sensors*, Artech House, Boston, (2004).
- [7] A. Rasmussen, M.E. Zaghoul, *In the flow with MEMS*, Proc. IEEE (1998).
- [8] T.S.J. Lammerink, , N.R. Tas, G.J.M. Krijnen, M. Elwenspoek, *A new class of thermal flow sensors using $\Delta T = 0$ as a control signal*, Proc. International Conference on MEMS, Miyazaki, Japan, (2000), pp.525-530.
- [9] A. Nannini, P. Bruschi, *Sensori e Rivelatori*, SEU, Pisa, (2000), pp.35-65.
- [10] A. Cavallini, L. Mattarolo, *Termodinamica applicata*, Ed.CLEUP, Padova, (1992), pp.51-59.

- [11] L. Donatini, *Progetto e realizzazione di una scheda di acquisizione per sensori con interfaccia USB*, Tesi di Laurea, Università di Pisa, (2007).
- [12] E. Germani, *Realizzazione e caratterizzazione di sensori integrati di portata per gas*, Tesi di Laurea, Università di Pisa, (2003).
- [13] N.T. Nguyen, *Micromachined flow sensors – a review*, Flow. Meas. Instrum., Vol.8, No.1, (1997), pp.7-16.
- [14] L. Zhang, et al., *A micromachined single-crystal silicon flow sensor with a cantilever paddle*, Proc.IEEE,Nagoya, Japan, No.1, pp.225-229 (1997).
- [15] M. Ashauer, et al., *Thermal flow sensor for liquid and gases base on combinations of two principles*, Sens. Actuators A 73 (1999) pp.7-13.
- [16] R.J. Rodrigues, R. Furlan, *Design of microsensors for gases and liquids flow measurement*, Microelectronics Journal Vol.34 (2003) pp.709-711.
- [17] K.A.A. Makinwa, J.H. Huijsing, *A smart wind sensor using thermal sigma-delta modulation technique*, Sens. Actuators A 97-98 (2002) pp.15-20.
- [18] S. Park, S. Kim, T. Nam *Measurement of flow direction and velocity using a micromachined flow sensor*, Sens. Actuators A 114 (2004) pp.312-318.
- [19] P. Bruschi, M. Piotta, *Sensore a basso consumo per il rilevamento della velocità e della direzione del vento*, Domanda di brevetto n.PI2007A000071 (8/06/2007).
- [20] S. Cho, K.D. Wise, *A high-performance microflowmeter with built-in self test*, Sens. Actuators A 36 (1993) pp.47-56.
- [21] M. Richter, et al., *A novel flow sensor with high time resolution based on differential pressure principle*, Proc. International Conference on MEMS, Orlando, (1999) pp.118-123.
- [22] M. Laghrouche, et al., *A miniature silicon hot wire sensor for automatic wind speed measurements*, Renewable Energy, A 30 (2005) pp.1881-1896.

- [23] S. Wu, Q. Lin, Y. Yuen, Y. Tai *MEMS flow sensor for nano-fluidic applications*, Sens. Actuators A 89 (2001) pp.152-158.
- [24] D. Chun, W. Yaqiang, W. Yuelin, Y. Zhonghe *Discussion on the optical-coupling in silicon optical type micromechanical sensors*, Proc. International Conference of Solid-State and Integrated Circuit Technology, (1998) pp.953-956.
- [25] <http://www.hsg-imit.de/>
- [26] H. Baltes, O. Paul, O. Brand, *Micromachined Thermally Based CMOS Microsensors*, Proc. IEEE Vol.86 No.8 (1998) pp.1660-1675.
- [27] A. Diligenti, A. Nannini, *Materiali, Tecnologie e Dispositivi per la Microelettronica*, Vol.1, SEU, Pisa, (2001), pp.145-152.
- [28] P. Bruschi, M. Piotta, G. Barillaro, *Effects of gas type on the sensitivity and transition pressure of integrated thermal flow sensors*, Sens. Actuators A 132 (2006) pp.182-187.
- [29] P. Bruschi, A. Nannini, D. Navarrini, M. Piotta, *Flicker Noise In Heterocyclic Conducting Polymer Thin Film Resistors*, Fluctuations and Noise Letters, Vol. 2, No. 1 (2002) R1-R10.