

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria dell'Informazione
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica



OTTIMIZZAZIONE DELLA GEOMETRIA E DELLE PRESTAZIONI DI MAGNETOMETRI MEMS TRAMITE INNOVATIVE TECNICHE DI PILOTAGGIO DELLA CORRENTE

Relatore: Prof. Giacomo LANGFELDER

Correlatore: Ing. Paolo MINOTTI

Tesi di Laurea Specialistica di

Giacomo LAGHI

matr. 770150

Anno Accademico 2012/13

Indice

Introduzione	x
1 Sensori di campo magnetico	1
1.1 Quadro generale	1
1.2 Stato dell'arte	2
1.2.1 Hall effect sensors	2
1.2.2 Anisotropic magnetoresistive sensors (AMR)	3
1.2.3 Magnetic tunnel junction sensors (MTJ)	6
1.3 Limiti delle tecnologie allo stato dell'arte	8
1.4 Sensori di campo magnetico MEMS	8
1.4.1 Principi di funzionamento: magnetometri MEMS a Forza di Lorentz	11
1.4.2 Funzione di trasferimento di un MEMS	12
1.4.3 Lettura attraverso condensatori a piatti piani e paralleli	17
1.4.4 Magnetometri MEMS operati a risonanza	18
1.5 Oltre lo stato dell'arte: sensori MEMS a forza di Lorentz operati con mismatch in frequenza	21
2 Analisi di rumore ed implementazione scheda	28
2.1 Dispositivi utilizzati per le misure	28
2.2 Circuito di readout	30
2.2.1 I stadio: TIA	30
2.2.2 I stadio: CA	35
2.2.3 II stadio: INA	39
2.3 Realizzazione PCB	42

3	Misure su dispositivi esistenti	45
3.1	Setup sperimentale	45
3.1.1	Generatore di campo magnetico	45
3.1.2	PCB di driving	47
3.1.3	Strumentazione elettronica utilizzata	48
3.2	Misure effettuate	49
3.2.1	Misure di sensitività	50
3.2.2	Misure di risoluzione	53
3.3	Risultati finali	57
4	Progetto di dispositivi oltre lo stato dell'arte	60
4.1	Completamento della teoria del mismatch di frequenza	60
4.2	Progetto del magnetometro sensibile al campo magnetico lungo l'asse Z	62
4.2.1	Idea di base della struttura	62
4.2.2	Affinamento del layout	63
4.2.3	Metodi di sensing per il magnetometro Z	70
4.3	Progetto del magnetometro sensibile al campo magnetico lungo l'asse X o Y	72
4.3.1	Magnetometro torsionale: principio di funzionamento	73
4.3.2	Idea di base della struttura	76
4.3.3	Affinamento del layout	78
4.3.4	Struttura del package	82
4.4	Modello elettrico	82
4.4.1	Modello elettrico per il magnetometro Z	83
4.4.2	Modello elettrico per il magnetometro XY	88
4.4.3	Modello elettrico complessivo	91
4.5	Progetto del risonatore MEMS	92
	Conclusioni	95
	Bibliografia	98

Elenco delle figure

1.1	Effetto Hall: un materiale immerso in un campo magnetico attraverso il quale viene fatta passare della corrente genera una differenza di potenziale ai suoi capi	3
1.2	(a) variazione dell'angolo (Θ) con il campo magnetico, (b) valore di MR in funzione dell'angolo (Θ)	4
1.3	Connessione a ponte di Wheatstone di 4 sensori AMR (rappresentati circuitalmente come resistenze)	6
1.4	Struttura di un sensore MTJ (<i>Magnetic Tunnel Junction Sensor</i>)	7
1.5	Curve di livello del campo magnetico terrestre (2010)	10
1.6	Rappresentazione schematica di struttura di un magnetometro a forza di Lorentz. (a) visione in prospettiva, (b) vista dall'alto, con rappresentazione dei principali parametri elettrici e meccanici	11
1.7	Modellizzazione di un <i>MEMS</i> : risonatore meccanico ad un grado di libertà	12
1.8	Modulo della funzione di trasferimento normalizzata tra forza applicata e spostamento di un <i>MEMS</i> , presentata per diversi valori del fattore di qualità Q	14
1.9	Rappresentazione schematica di un condensatore differenziale formato dall'affacciamento tra due elettrodi fissi (<i>statori</i>) e la massa mobile (<i>rotore</i>). (a) il rotore si trova in condizione di riposo, (b) il rotore si muove sotto l'effetto di una forza cambiando il valore delle due capacità.	17

1.10	Funzione di trasferimento tra forza applicata e spostamento di un magnetometro <i>MEMS</i> . Si può vedere la differenza tra le bande nell'operazione a risonanza (5 Hz) o con mismatch in frequenza di 300 Hz (85 Hz) e la differenza nell'amplificazione: per l'operazione a risonanza è molto maggiore rispetto all'operazione con mismatch di frequenza, ed in particolare è visibile il valore di Q_{eff} e come sia stato definito proprio per permettere un confronto diretto con il fattore di qualità Q dell'operazione a risonanza.	25
2.1	Struttura del magnetometro MEMS a 8 piatti di sensing utilizzato per le misure	29
2.2	Schematizzazione circuitale del primo stadio a Transimpedance Amplifier (TIA) dell'elettronica di lettura utilizzata per il magnetometro	31
2.3	Topologia circuitale utilizzata per le misure di un Transimpedance Amplifier con capacità di ingresso. Il generatore di corrente mostrato indica lo statore, ossia l'oggetto che fisicamente fornisce la corrente. Per il primo stadio del circuito di readout vengono utilizzati due di questi oggetti.	32
2.4	Guadagno d'anello del TIA al variare della frequenza: fornisce l'informazione sulla stabilità del circuito	33
2.5	Trasferimento da corrente di ingresso a tensione di uscita dello stadio TIA	34
2.6	G_{loop} vs frequenza: da questo grafico si può osservare la stabilità del circuito	36
2.7	Trasferimento da corrente di ingresso a tensione di uscita dello stadio TIA	37
2.8	Forme d'onda di tensione di uscita (a) dai Charge Amplifiers, come si può notare le due onde sono in opposizione di fase (b) in rosso e verde ancora le tensioni in uscita dai Charge Amplifiers, ed in blu la forma d'onda di tensione in uscita dall'INA, che amplifica la differenza tra le altre due del guadagno proprio dell'INA	39
2.9	Schema circuitale dell'apparato di lettura comprendente anche l'instrumentational amplifier (INA) utilizzato per amplificare la differenza tra i due segnali uscenti dal primo stadio	40

2.10	Funzione di trasferimento tra ingressi di corrente al primo stadio ed uscita in tensione all'INA	41
2.11	Layout per la stampa della PCB (a) vista dal basso, (b) vista dall'alto	43
2.12	Layout per la stampa della PCB (a) vista dal basso, (b) vista dall'alto	43
2.13	Schematizzazione circuitale dell'INA utilizzato per il secondo stadio con il filtro passa-alto per l'eliminazione dell'offset tra il morsetto di reference e di uscita	44
3.1	Generatore di campo magnetico utilizzato per effettuare le misure . . .	46
3.2	Calibrazione del generatore di campo magnetico a magneti permanenti presente in laboratorio. E' mostrata l'intensità di campo magnetico in funzione del numero di giri delle viti graduate. Turns = 0 corrisponde ad una distanza tra le due viti di 5,5 cm, i valori di turns positivi corrispondono ad un avvicinamento delle due e quelli negativi ad un allontanamento.	47
3.3	Immagine della PCB utilizzata per l'iniezione della corrente nelle molle del MEMS	48
3.4	Schema delle connessioni del circuiti al Lock-In Amplifier ed all'oscilloscopio	49
3.5	Foto al microscopio SEM del magnetometro MEMS a 8 piatti di sensing utilizzato per le misure presentate in questo capitolo	49
3.6	Tensione in uscita dal Lock-In misurata al variare del campo magnetico. La pendenza delle curve ricavate è la sensitività del dispositivo	52
3.7	Rumore di tensione dell'apparato MEMS @ 0.2 mbar + elettronica di readout misurato a differenti frequenze di eccitazione: a risonanza e con diversi mismatch di frequenza	55
3.8	Rumore di tensione dell'apparato MEMS + elettronica di readout per entrambi i dispositivi a diverse frequenze di eccitazione. I punti rappresentano i valori misurati sperimentalmente, mentre le linee tratteggiate uniscono i punti calcolati teoricamente per gli stessi valori di frequenza attraverso un software Matlab appositamente programmato. Si può vedere come nel picco di risonanza i valori misurati e quelli calcolati teoricamente corrispondano, mentre allontanandosi da esso comincia a dominare il rumore dell'elettronica	58

4.1	Prima bozza di struttura per il magnetometro sensibile al campo fuori piano. In rosso è evidenziato il percorso delle piste metalliche nelle quali scorre la corrente.	62
4.2	Schematizzazione del percorso della corrente, della conseguente Forza di Lorentz e dei suoi effetti sulla struttura	63
4.3	Evoluzione della struttura con l'implementazione di un semplice tuning fork	63
4.4	Movimento della struttura in presenza di un'accelerazione diretta nel verso indicato e conseguente alterazione (indesiderata) della capacità differenziale	64
4.5	Modo fuori piano della struttura, si trova a frequenze simili a quelle del modo di interesse e altera il funzionamento del dispositivo	64
4.6	Modo di interesse della struttura di esempio mostrata	65
4.7	L'idea della struttura viene mantenuta, ma viene cambiato il tuning fork per offrire migliori prestazioni	65
4.8	Primi due modi della struttura con il nuovo tuning fork implementato (a) I modo, dovuto alla Forza di Lorentz causata dalla presenza di campo magnetico (b) III modo, dovuto alla presenza di un'accelerazione	66
4.9	Struttura finale del magnetometro Z. In figura è rappresentata la sola struttura di Polisilicio.	67
4.10	Primi tre modi della struttura definitiva e relativi valori di frequenza caratteristica (a) I modo, dovuto alla Forza di Lorentz causata dalla presenza di campo magnetico (b) II modo, è un modo fuori piano dovuto alla massa concentrata al centro della struttura (c) III modo, dovuto alla presenza di un'accelerazione	69
4.11	Struttura finale del magnetometro Z completa di strip metalliche . . .	70
4.12	Visualizzazione schematica delle piste metalliche e delle piste di isolante deposte sopra la struttura di polisilicio con relative dimensioni	71
4.13	Condensatori a comb fingers utilizzati per il sensing capacitivo di alcune strutture. In figura è mostrato anche il comportamento in regime di free molecular flow	72
4.14	Particolare della struttura del magnetometro Z con metodo di lettura a condensatori a piatti piani paralleli	72

4.15	Rappresentazione schematica degli urti tra molecole di gas e (a) condensatori a piatti piani e paralleli, (b) condensatori a piatti piani e paralleli 'bucati' in regime di free molecular flow	73
4.16	Principio di funzionamento del magnetometro torsionale MEMS a Forza di Lorentz	74
4.17	Particolare del magnetometro torsionale con struttura a bilanciere in cui è indicato l'angolo di torsione in relazione alla Forza di Lorentz applicata	75
4.18	Bozza di struttura di polisilicio per la realizzazione di un magnetometro sensibile alle componenti di campo magnetico lungo gli assi X o Y . . .	76
4.19	Struttura del magnetometro XY modificata in modo da ottenere un bilanciamento delle Forze di Lorentz ai due lati	77
4.20	Vincoli tecnologici per le distanze tra i fori nella massa mobile	78
4.21	Struttura del magnetometro XY con l'implementazione dei vincoli tecnologici legati ai fori e piste metalliche messe in evidenza	79
4.22	Configurazioni alternative di molle torsionali applicate alla struttura in esame	79
4.23	Magnetometro XY con l'implementazione della piccola struttura centrale	80
4.24	Struttura definitiva del sensore per campo magnetico lungo le direzioni X o Y. In blu sono rappresentati gli elementi ancorati al substrato, in grigio la massa sospesa. A lato è stata messa in evidenza la novità introdotta riguardante le molle nei lati corti della struttura	81
4.25	Modi meccanici caratteristici della struttura definitiva del magnetometro XY (a) I modo, quello di interesse poichè produce una variazione della capacità differenziale (b) II modo, dovuto alla forte presenza di massa ai lati	81
4.26	Disposizione delle tre strutture all'interno del modulo	82
4.27	Percorsi della corrente nelle piste metalliche (in rosso) e nel polisilicio (in blu). Il primo è un percorso obbligato, mentre per il polisilicio ci sono diversi percorsi possibili in parallelo	84
4.28	Modello resistivo dettagliato della struttura di polisilicio del magnetometro Z	85
4.29	Modello resistivo semplificato della struttura di polisilicio del magnetometro Z	86

4.30	Modello resistivo del magnetometro Z in cui sono rappresentate la resistenza complessiva delle piste metalliche e quella complessiva della struttura di polisilicio	87
4.31	Percorsi della corrente nelle piste metalliche (in rosso) e nel polisilicio (in blu). Il primo è un percorso obbligato, mentre per il polisilicio ci sono diversi percorsi possibili in parallelo	88
4.32	Modello resistivo dettagliato del magnetometro XY	90
4.33	Modello resistivo del magnetometro XY in cui sono rappresentate la resistenza offerta complessivamente dalle piste metalliche e quella offerta complessivamente dalla struttura di polisilicio	91
4.34	Modello resistivo del package, che comprende tutte e tre le strutture e le piste di collegamento tra esse	91
4.35	Struttura di un risonatore di Tang, modificata ed utilizzata per il lavoro di tesi	93
4.36	Modi meccanici caratteristici del risonatore (a) I modo, in piano, quello di interesse (b) II modo, modo fuori piano ad alta frequenza . .	93
4.37	Disposizione di tutti i dispositivi all'interno di un modulo	94
4.38	Densità spettrale di rumore in uscita dall'apparato di misura in scala lineare (l'area sottesa è il valore quadratico medio del rumore) per il dispositivo a 0.2 mbar. E' evidente il peso che ha il picco di risonanza del MEMS.	95

Elenco delle tabelle

1.1	Principali specifiche di un magnetmetro ad effetto Hall (Ashai Kasci AK8975) [1] (* valore inteso per dispositivo triassiale)	4
1.2	Principali specifiche di un magnetmetro AMR (STM LIS3MDL) [2] (* valore inteso per dispositivo triassiale)	6
1.3	Principali specifiche di un magnetmetro MTJ (Freescale MAG3110) [3] (* valore inteso per dispositivo triassiale)	8
1.4	Principali specifiche di un magnetmetro in tecnologia <i>MEMS</i> utilizzato in precedenza all'interno del laboratorio in cui si è svolto il lavoro di tesi (* valore inteso per dispositivo triassiale)	21
1.5	Confronto tra magnetometri costruiti con le tecnologie più avanzate allo stato dell'arte, particolare importanza riveste la figura di merito FOM, parametro di confronto diretto tra sensori in diverse tecnologie	27
2.1	Principali caratteristiche meccaniche ed elettriche del dispositivo in utilizzo. Il valore di b è stato stimato in misure effettuate precedentemente	30
2.2	42
3.1	Posizioni delle viti graduate e corrispondenti intensità di campo magnetico utilizzate come riferimenti per le misure	46
3.2	Frequenze di risonanza misurate dei due dispositivi testati	51
3.3	Valori del mismatch (in Hz) utilizzati per le misure di rumore. Per mismatch si intende $\Delta f = f_0 - f_d$, dunque i valori di segno positivo indicano una frequenza minore della risonanza e viceversa.	54
4.1	61
4.2	84

Introduzione

I *MEMS* (*Micro Electro Mechanical Systems*) sono dispositivi micrometrici che coniugando principi meccanici ed elettrici sono in grado di effettuare una misura di molte grandezze di interesse, come ad esempio accelerazione, campo magnetico e velocità angolare ed altre. L'inizio dello sviluppo di questi dispositivi risale agli anni '70 [4], a seguito dell'idea lanciata da Richard Feynman nel famoso discorso '*There's plenty of room at the bottom*' del 1960 [5]. Sebbene inizialmente non abbiano riscosso un grande successo - prevalentemente a causa di limitazioni tecnologiche - l'interesse per questi dispositivi è aumentato molto negli ultimi anni, tanto che a fronte di un calo del mercato ICT del 2% nell'ultimo anno, il mercato di questi dispositivi ha visto una crescita del 10%, con prospettive future che tendono a confermare questo trend positivo negli anni a venire [6]. In particolare si sta ponendo grande attenzione allo sviluppo di sistemi inerziali multiparametro a 9 o 10 assi (9-DOF IMU e 10-DOF IMU) - composte da accelerometro triassiale, magnetometro triassiale, giroscopio triassiale e sensore di pressione - sia per applicazioni consumer che automotive, che stanno assumendo dimensioni sempre più importanti all'interno del mercato *MEMS* [6].

Accelerometri e giroscopi *MEMS* sono quelli che ad oggi, rispetto alle tecnologie concorrenti, offrono il miglior compromesso prestazioni - qualità - prezzo, mentre non è così per i magnetometri, per i quali oggi si utilizzano tecnologie come AMR (Anisotropic MagnetoResistance), MTJ (Magnetic Tunnel Junction) o sensori ad effetto Hall. Data la convenienza a livello di spazio utilizzato e prezzo nel creare una IMU interamente *MEMS*, questo lavoro di tesi - svolto presso il Sensors and Detectors Laboratory (SanDLab) del Politecnico di Milano - verte sullo studio e sullo sviluppo di sensori di campo magnetico in tecnologia *MEMS*. Il principio fisico su cui si basano i dispositivi proposti è la Forza di Lorentz, generata grazie alla presenza di una corrente all'interno della struttura e di un campo magnetico. Questa causa uno spostamento della massa mobile che viene misurato attraverso opportune tecniche di sensing

capacitivo. Tutti i dispositivi di questo tipo presenti in letteratura sono utilizzati iniettando al loro interno una corrente alla frequenza di risonanza caratteristica della struttura, ma nel complesso, in termini di minimo campo misurabile, banda e potenza dissipata, nessuno di questi ha mostrato di poter raggiungere le specifiche preposte.

Nel **capitolo 1** viene proposta una nuova tecnica di pilotaggio dei magnetometri, consistente nell'iniettare al loro interno una corrente ad una frequenza minore della risonanza di un fattore Δf di poche centinaia di Hz ; questo in linea teorica comporta molti vantaggi, tra cui una miglior risoluzione e la possibilità di utilizzare una banda più larga di quella propria del dispositivo. Questo comporta la necessità di un'elettronica di lettura a basso rumore, in modo tale che il minimo campo magnetico misurabile sia limitato proprio dal dispositivo. Nel **capitolo 2** viene dunque descritta la PCB (*Printed Circuit Board*) da me sviluppata, composta da due *Preamplificatori di carica* ed un *Instrumentational Amplifier*, grazie alla quale è possibile misurare direttamente il rumore termo-meccanico del *MEMS*. Utilizzando questa scheda, nel **capitolo 3** vengono mostrate le misure da me effettuate su dispositivi già presenti in laboratorio, frutto di lavori di ricerca precedenti, allo scopo di verificare quanto esposto al **capitolo 1**. Nel **capitolo 4** viene proposta una tecnica che, unitamente a quanto enunciato nel **capitolo 1**, dovrebbe garantire un'ulteriore miglioramento delle prestazioni di questi dispositivi, che consiste nel ricircolo della corrente all'interno della struttura. Unificando tutte le specifiche risultanti dalla teoria viene dunque mostrato lo sviluppo, unitamente alle simulazioni che ho effettuato grazie a *Comsol Multiphysics*, di geometrie innovative per magnetometri sensibili al campo magnetico lungo i tre assi; in particolare viene proposta una geometria sensibile al campo magnetico fuori piano (lungo l'asse Z) ed una sensibile al campo magnetico in piano (lungo l'asse X ed Y).

Capitolo 1

Sensori di campo magnetico

1.1 Quadro generale

L'importanza della misura del *campo magnetico* è stata osservata dall'uomo migliaia di anni fa, quando venne sviluppata la bussola: essa non era in grado di valutare l'entità del campo magnetico nelle varie direzioni, ma semplicemente di specificare l'orientazione di un determinato oggetto rispetto al campo magnetico terrestre. Con il passare del tempo ed il crescente sviluppo tecnologico si è resa utile, se non necessaria, la misura non solo della direzione, ma per alcune applicazioni anche dell'entità del campo magnetico in cui un oggetto è immerso. Altre applicazioni invece necessitano ancora solamente dell'informazione sulla direzione, ma per essere calcolata con maggiore precisione è necessario essere in grado di misurare la componente di campo magnetico presente in ognuno dei tre assi. Ad oggi i sensori di campo magnetico sono presenti nei più svariati settori e nelle più svariate applicazioni. Siamo tutti, ad esempio, circondati ogni giorno da essi: cellulari, automobili, aeroplani, computer, ed altri oggetti hanno al loro interno questo tipo di sensori, senza i quali non potrebbero funzionare così efficacemente.

Sono utilizzate diverse tipologie di sensori a seconda della risoluzione richiesta dall'applicazione. A questo proposito possiamo distinguere tre categorie [7], la cui discriminante è l'intensità del campo magnetico terrestre. Per applicazioni *industriali*, *misura di corrente o readout di memorie magnetiche*, in cui i campi in gioco sono molto maggiori di quello terrestre, non sono richiesti sensori con una risoluzione particolarmente alta ($\approx mT$). In applicazioni per le quali è necessario misurare cambiamenti di intensità o direzione del campo magnetico terrestre, come ad esempio

la *navigazione assistita*, sono necessari sensori con una migliore risoluzione ($\approx \mu T$); spingendosi poi ad applicazioni come la *Magnetic Anomaly Detection*, tecnologia utilizzata ad esempio in campo militare, che è in grado di riconoscere distorsioni di campo magnetico create da oggetti metallici anche a grande distanza, si rende necessario l'utilizzo di sensori con una risoluzione elevatissima ($\approx nT$).

Un'ulteriore area di utilizzo è quella della biomedicina, che ha visto negli ultimi anni una forte crescita ed un forte sviluppo tecnologico, dove alcuni esempi di utilizzo sono la detection di molecole opportunamente marcate o il controllo della corretta ibridazione del DNA.

1.2 Stato dell'arte

Fino ad oggi sono stati individuati svariati metodi per la misura del campo magnetico, basati su determinate proprietà meccaniche o elettriche di alcuni materiali, sfruttando le competenze acquisite nei più svariati rami della fisica. Da ognuna di queste intuizioni è nato un diverso sensore, e tutt'ora non ne è presente uno universalmente migliore degli altri: la ricerca in questo campo è ancora molto vasta e complessa. Per molte applicazioni, come quella consumer, lo sviluppo è orientato principalmente su sensori a basso costo e basso consumo di potenza, mentre per altre applicazioni non è necessario. In particolare per le applicazioni di interesse per questo lavoro di tesi, che rientrano nei sensori in grado di misurare campi magnetici dell'ordine di quello terrestre, allo stato dell'arte le tipologie di dispositivi che offrono migliori prestazioni sono principalmente tre.

1.2.1 Hall effect sensors

Il principio di funzionamento di questa tipologia di sensori [8] è l'effetto Hall, un effetto elettrico di alcuni materiali ben noto ed utilizzato da più di un secolo. L'effetto Hall è stato osservato per la prima volta da Edwin H. Hall su una forma rettangolare sottile di oro. Ponendo questo materiale in un forte campo magnetico perpendicolare al piano del rettangolo e facendo scorrere una corrente tra due lati opposti di esso, si osserva la nascita di una differenza di potenziale tra gli altri due lati, dovuta al fatto che un elettrone in movimento sottoposto a campo magnetico sperimenta una forza - *forza di Lorentz* - perpendicolare sia alla direzione della corrente che a quella del campo magnetico. Il moto rettilineo dei portatori che si avrebbe in assenza di campo

magnetico subisce quindi una deviazione, portando ad un accumulo dei portatori su uno dei due lati adiacenti a quello di iniezione e creando una differenza di potenziale. Una visualizzazione grafica semplificata di questo effetto è mostrata in figura 1.1

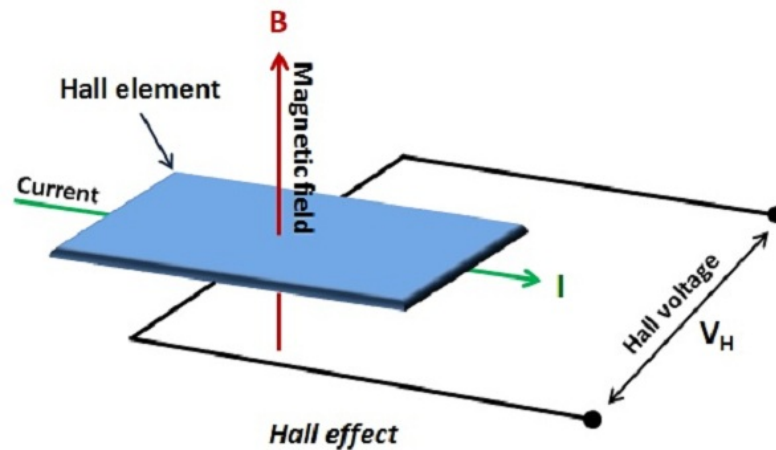


Figura 1.1 Effetto Hall: un materiale immerso in un campo magnetico attraverso il quale viene fatta passare della corrente genera una differenza di potenziale ai suoi capi

Poichè la differenza di potenziale generata è dipendente anche dalla velocità dei portatori, ad oggi questi sensori sono realizzati con materiali semiconduttori appartenenti al terzo e quinto gruppo, grazie all'elevata mobilità che presentano elettroni e lacune al loro interno. Note le proprietà del materiale e la corrente iniettata, il campo magnetico è dunque proporzionale alla tensione misurata come

$$V_H = k * \vec{I} * \vec{B} \quad (1.1)$$

dove k è una costante che tiene conto di proprietà elettriche e geometriche del materiale. In tabella 1.1 sono presentate le principali caratteristiche di un sensore di campo magnetico allo stato dell'arte in tecnologia Hall [1].

1.2.2 Anisotropic magnetoresistive sensors (AMR)

I sensori *AMR* [9] sono così chiamati perchè costruiti con materiali che hanno una particolare proprietà: *magnetoresistenza anisotropa*. Questi materiali [10], come il permalloy - una lega di Nickel-Ferro - presentano cioè una variazione della resistenza se immersi in un campo magnetico: la magnetoresistenza (*MR*) è infatti definita come la variazione di resistenza del materiale rispetto a quella che si avrebbe in

SPECIFICHE	
Banda	4 Hz
Full Scale Range (FSR)	1.2 mT
Risoluzione (B_{\min})	0.25 μT
Consumo di corrente	350 μA *
Potenza dissipata	1.25 mW *

Tabella 1.1 Principali specifiche di un magnetmetro ad effetto Hall (Ashai Kasci AK8975) [1] (* valore inteso per dispositivo triassiale)

assenza di campo magnetico ($\Delta R/R$). Il vettore magnetizzazione di questi materiali ruota verso la direzione del campo in cui sono immersi, e l'angolo di cui ruota è dipendente dall'intensità del campo magnetico esterno. La resistenza del permalloy dipende dall'angolo (Θ) tra il vettore magnetizzazione e la direzione in cui fluisce la corrente con cui è alimentato: al crescere di questo angolo la resistenza del materiale diminuisce (approssimativamente con il quadrato del coseno dell'angolo), ed è minima quando i due vettori sono perpendicolari. In figura 1.2a è illustrato schematicamente come varia l'angolo di interesse in presenza di campo magnetico, ed in figura 1.2b l'andamento della magnetoresistenza al variare di questo angolo.

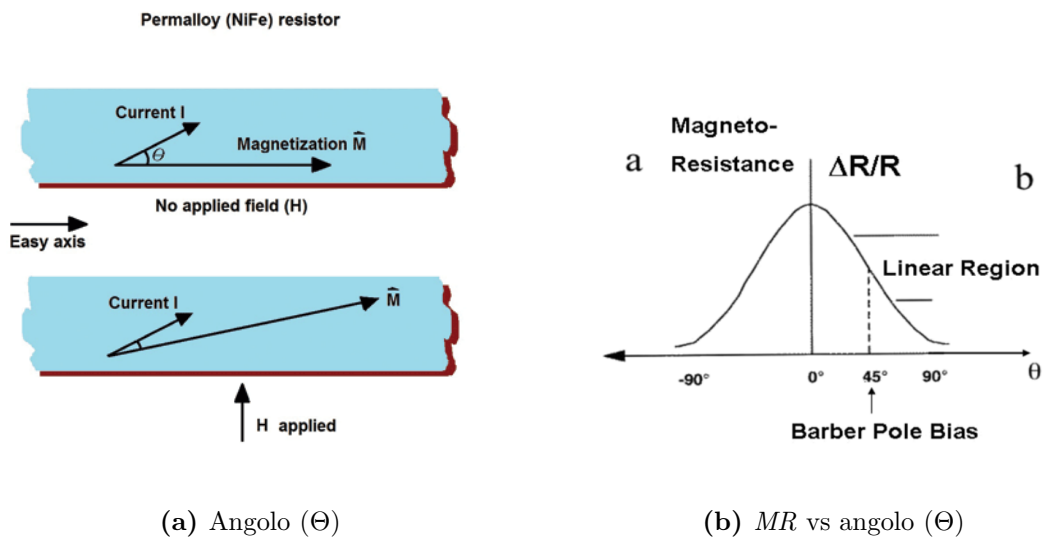


Figura 1.2 (a) variazione dell'angolo (Θ) con il campo magnetico, (b) valore di MR in funzione dell'angolo (Θ)

La forma a campana assunta dalla caratteristica della magnetoresistenza in funzione dell'angolo (Θ) è dovuta al fatto che il vettore magnetizzazione in presenza

di un campo esterno non si allinea esattamente a questo per diversi fattori, ad esempio:

- *easy axis*, ossia la direzione lungo la quale preferisce stare il vettore magnetizzazione, determinata dal campo magnetico presente durante la deposizione del film
- *forma del film*, ad esempio per forme sottili ed allungate come quelle in analisi il vettore magnetizzazione tende a stare parallelo al piano del film ed orientato come quest'ultimo
- *anisotropia cristallina*, il vettore magnetizzazione tende ad essere allineato a certe direzioni preferenziali a livello cristallografico

Si cerca dunque di far lavorare questo sensore nella zona lineare evidenziata in figura 1.2b; risulta perciò sensibile solamente ad un determinato range di campi magnetici, ossia quelli per cui l'angolo (Θ) tra vettore di magnetizzazione e direzione della corrente è compreso nella regione lineare.

A causa di errori sul valore della resistenza dovuti ad esempio a mismatch in fase di fabbricazione, solitamente questo tipo di sensore viene utilizzato in configurazione a ponte di Wheatstone: vengono depositi quattro strati lunghi e sottili di permalloy sul medesimo substrato, e connessi ad esempio come schematicamente mostrato in figura 1.3

In questo modo le differenze intrinseche di resistenza risultano in uscita in una tensione, detta tensione di offset, che grazie proprio a questa configurazione circuitale può essere con buona approssimazione annullata [7]. Poichè invertendo il verso del vettore magnetizzazione la tensione ai capi del ponte cambia segno, si effettuano due misure: la prima con il vettore magnetizzazione in un verso, al variare del campo magnetico, e la seconda con il vettore magnetizzazione nel verso opposto (questo si ottiene applicando un campo magnetico molto forte per periodo di tempo breve) ancora al variare del campo magnetico. Sottraendo punto per punto i valori di tensione ottenuti si ottiene l'annullamento dell'offset; il valore di tensione ottenuto in uscita rappresenta il doppio rispetto a quello dovuto al campo magnetico applicato (per via della configurazione a ponte di Wheatstone).

In tabella 1.2 sono presentate le principali caratteristiche di un sensore di campo magnetico allo stato dell'arte in tecnologia AMR [2].

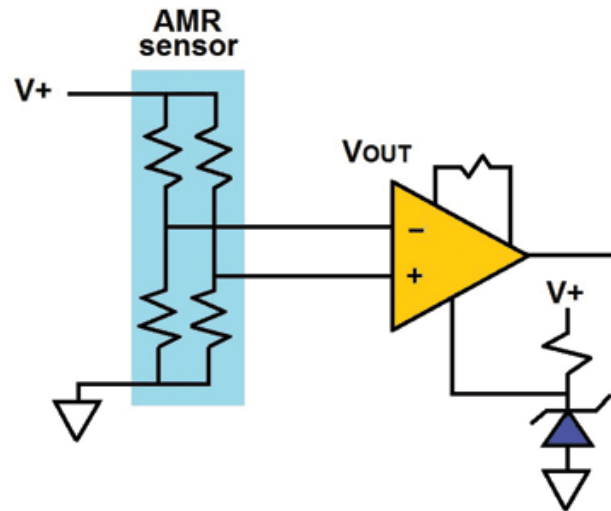


Figura 1.3 Connessione a ponte di Wheatstone di 4 sensori AMR (rappresentati circuitualmente come resistenze)

SPECIFICHE	
Banda	40 Hz
Full Scale Range (FSR)	1.6 mT
Risoluzione (B_{\min})	0.4 μ T
Consumo di corrente	270 μ A *
Potenza dissipata	1 mW *

Tabella 1.2 Principali specifiche di un magnetmetro AMR (STM LIS3MDL) [2] (* valore inteso per dispositivo triassiale)

1.2.3 Magnetic tunnel junction sensors (MTJ)

Concepiti per la prima volta nel 1991 [11], questi sensori fanno parte, come gli AMR, dei sensori che sfruttano il fenomeno della magnetoresistenza, e derivano direttamente dai sensori *GMR* (*Giant Magnetoresistance Sensors*), realizzati per la prima volta nel 1988 [12]. Il principio di funzionamento [7] [13] è quello dell'effetto tunnel quantistico; per comprenderlo si osservi ad esempio la struttura a cinque layer depositati su un substrato in figura 1.4. I due layer più esterni sono contatti elettrici, mentre il cuore del sensore è costituito da due layer di materiale ferromagnetico separati da un sottile strato di isolante, spesso circa 1 nm e costituito solitamente da Al_2O_3 .

Uno dei due contatti elettrici è un layer antiferromagnetico che ha la funzione di impedire la rotazione del vettore magnetizzazione del layer ferromagnetico adiacente.

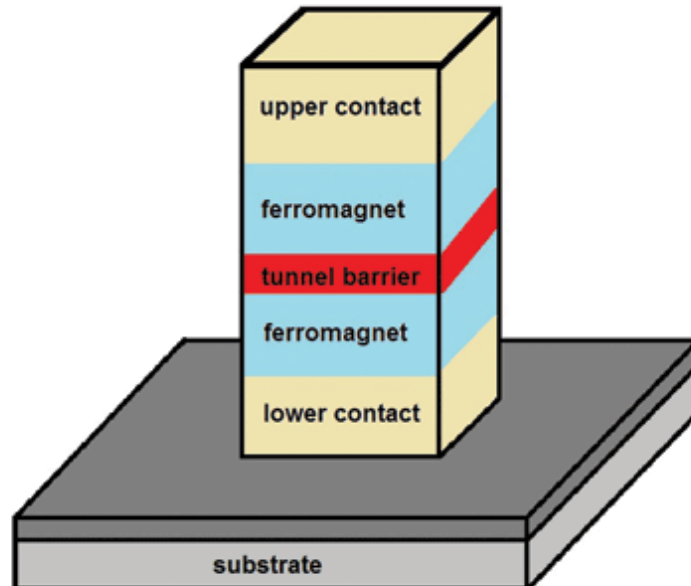


Figura 1.4 Struttura di un sensore MTJ (Magnetic Tunnel Junction Sensor)

All'interno dei materiali ferromagnetici la corrente è costituita da due correnti parziali, una portata da elettroni con *spin-up* ed una da elettroni con *spin-down*. La corrente per effetto tunnel si ha quando c'è uno sbilanciamento delle magnetizzazioni dei layer ferromagnetici: quando hanno verso opposto la corrente di tunnel è nulla, mentre quando hanno lo stesso verso è massima. Poiché il vettore magnetizzazione di un layer è bloccato, in presenza di un campo magnetico varierà solamente la magnetizzazione del layer libero, aumentando o diminuendo la corrente di tunnel a seconda della direzione e dell'intensità del campo. Poiché un elettrone che per effetto tunnel passa nell'altro layer di materiale ferromagnetico conserva il proprio spin, la corrente di tunnel tende a bilanciare le magnetizzazioni dei due layer, cioè tende a riportare le concentrazioni di elettroni con *spin-up* e *spin-down* alla situazione di equilibrio, ossia quella per cui tra i due layer non si ha corrente di tunnel. La variazione della magnetizzazione nei layer comporta un cambiamento di conduttanza, e dunque un cambiamento della loro magnetoresistenza (*MR*). Attraverso la misura della variazione della *MR* dei due layer ferromagnetici si ottiene dunque una misura precisa dell'intensità di campo magnetico in cui è immerso il sensore. In tabella 1.3 sono presentate le principali caratteristiche di un sensore di campo magnetico allo stato dell'arte in tecnologia MTJ [3].

SPECIFICHE	
Banda	0.5 Hz
Full Scale Range (FSR)	1 mT
Risoluzione (B_{\min})	0.3 μ T
Consumo di corrente	17 μ A *
Potenza dissipata	0.06 mW *

Tabella 1.3 *Principali specifiche di un magnetmetro MTJ (Freescale MAG3110) [3] (* valore inteso per dispositivo triassiale)*

1.3 Limiti delle tecnologie allo stato dell'arte

Le tecnologie elencate offrono - come specificato - le migliori prestazioni raggiungibili al giorno d'oggi, tuttavia sono soggette ad alcune limitazioni intrinseche, di cui sono riportate le principali riguardanti in particolare le tecnologie AMR ed MTJ:

- Ogni sensore è sensibile solamente al campo magnetico in una determinata direzione. Volendo realizzare un sensore triassiale, sensibile cioè al campo magnetico in direzione X, Y e Z, si è costretti ad utilizzare tre strutture identiche, delle quali una è necessariamente tiltata, ossia ruotata verticalmente di 90° rispetto al substrato. Ciò risulta in un notevole spreco di spazio, e non permette al sensore triassiale di rispettare le specifiche di package ultrasottili (<0.7mm) previste per i prossimi anni
- La fabbricazione di questi sensori richiede la deposizione di strati di materiali magnetici, che sono intrinsecamente soggetti a cicli di isteresi. L'evitare il comportamento isteretico di tali materiali si traduce in un compromesso tra sensibilità e massimo campo magnetico misurabile (si veda ad esempio la figura 1.2b)
- Ancora per la loro struttura comprendente materiali magnetici, si rendono necessarie spire di reset per ripristinare la corretta funzionalità del sensore a seguito di campi magnetici perturbativi di elevato valore.

1.4 Sensori di campo magnetico MEMS

Molti settori di ricerca - dalla navigazione assistita per il mercato consumer ad applicazioni militari - guardano con interesse sempre crescente al possibile sviluppo di

un'unità inerziale di misura (*IMU*) triassiale e multi-parametro di piccole dimensioni, a basso costo e basso consumo di potenza. Sebbene per i sensori di campo magnetico ci sia concorrenza sulla tecnologia di fabbricazione, come specificato in 1.2, per accelerometri e giroscopi la tecnologia che ad oggi offre il miglior compromesso area - potenza - costo - prestazioni è la tecnologia *MEMS* (*Micro Electro Mechanical System*). L'obiettivo è dunque quello di creare una *IMU* a 9 gradi di libertà (*9-DOF IMU*), ossia un dispositivo comprendente un accelerometro triassiale, un giroscopio triassiale ed un magnetometro triassiale al minor costo e che occupi minor volume possibile [14] [15]. Allo stato dell'arte sono presenti svariati esempi di *6-DOF IMU* [16] [17] in tecnologia *MEMS* integrati in un singolo chip, ma per la realizzazione di una *9-DOF IMU* vengono affiancati da sensori di campo magnetico triassiali costruiti con le tecnologie già elencate. Si ottiene dunque un oggetto costituito da due diversi package, con conseguente spreco di spazio - si consideri anche il problema dello spazio verticale citato in 1.2 - e la necessità di produrre i due chip con differenti tecnologie si traduce in un dispositivo non così economico come potrebbe invece risultare dalla sua fabbricazione interamente in tecnologia *MEMS*. Per le motivazioni elencate si è dunque iniziato, fin dagli anni Novanta [18] [19], a sviluppare anche sensori di campo magnetico in tecnologia *MEMS*, cercando di renderli sempre più competitivi con le tecnologie che offrivano (e tutt'ora offrono) prestazioni migliori.

Il lavoro di tesi focalizzerà l'attenzione sulla tipologia di sensore utilizzata in applicazioni che richiedono la misura di campi magnetici di intensità dell'ordine di quello terrestre. Come si nota in figura 1.5 le intensità dei campi magnetici in gioco sono dell'ordine di $20 \div 70 \mu\text{T}$ a seconda dell'area geografica.

Alcune delle più importanti specifiche di cui tener conto nella progettazione di un dispositivo di questo tipo sono:

- *Risoluzione*, ovvero minimo campo magnetico misurabile dell'ordine di frazioni di μT (micro Tesla) su una banda di circa 50 Hz, per garantire circa 1° di precisione nella direzione
- *Sensitività*: se si utilizza un dispositivo a lettura capacitiva è definita come $(\Delta C/\Delta B)$, ovvero la variazione di capacità corrispondente ad una variazione di campo magnetico. Questo parametro deve idealmente essere più grande possibile, in modo da facilitare il lavoro dell'elettronica di readout ed ottenere quindi una sempre miglior risoluzione

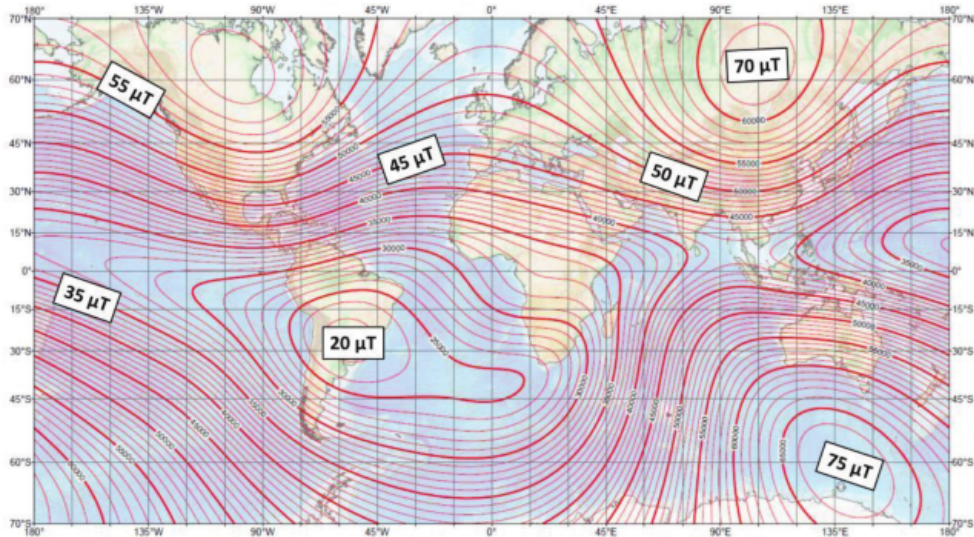


Figura 1.5 Curve di livello del campo magnetico terrestre (2010)

- *FSR (Full Scale Range)*, la capacità di misurare campi magnetici fino a circa 1 o 2 *mT* (milli Tesla)
- *Frequenza di risonanza*, preferibilmente maggiore di 20 KHz, in modo da non risentire di disturbi dovuti a segnali audio
- *Dissipazione di potenza* comparabile a quella delle tecnologie con cui compete (*mW* o frazioni di esso)
- *Temperatura di operazione*: deve essere garantita in un range che va almeno da -40°C a $+85^{\circ}\text{C}$
- *Dimensioni*: oltre ad essere tutti e tre dispositivi planari, devono essere abbastanza piccoli da poter stare all'interno del tipico *die* dei *MEMS* (circa 1,5 mm di lato)
- *Pressione del package*: le prestazioni del dispositivo dipendono molto, soprattutto per quanto riguarda il rumore intrinseco e quindi il minimo campo misurabile, dalla pressione del package. Il dispositivo deve quindi essere progettato in modo da avere un funzionamento adeguato alle pressioni che si riescono ad ottenere nel processo di packaging (circa $0.1 \div 1$ mbar).

1.4.1 Principi di funzionamento: magnetometri MEMS a Forza di Lorentz

In letteratura sono presenti molti esempi di sensori di campo magnetico sviluppati con questa tecnologia [15] [20] [21] [22]. La maggior parte di essi sfrutta la *Forza di Lorentz* per tradurre l'informazione di intensità di campo magnetico in un segnale meccanico, e una lettura capacitiva per tradurre il segnale meccanico in un segnale elettrico in grado di essere processato dall'elettronica di readout [23]. Un semplice esempio di struttura che utilizza questi principi è schematicamente rappresentato in figura 1.6a

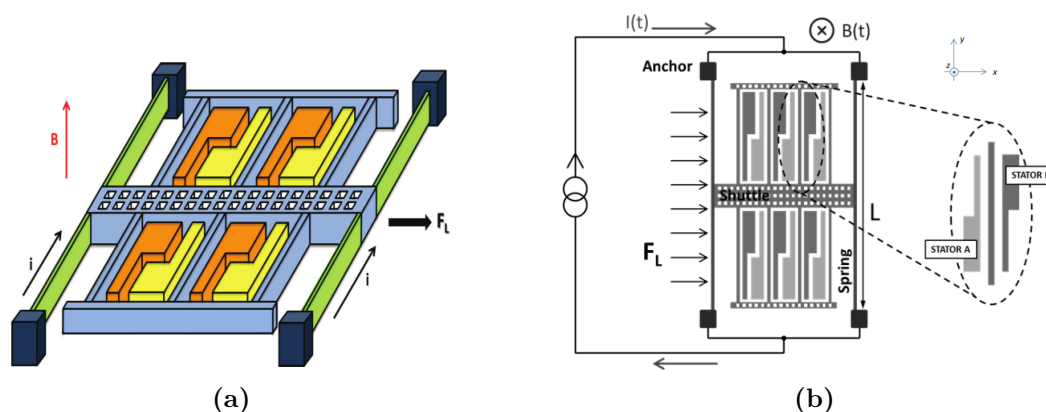


Figura 1.6 Rappresentazione schematica di struttura di un magnetometro a forza di Lorentz. (a) visione in prospettiva, (b) vista dall'alto, con rappresentazione dei principali parametri elettrici e meccanici

Il dispositivo è costituito da quattro molle ancorate al substrato ad un'estremità, ed alla massa mobile all'altra estremità, in modo da permettere alla massa mobile il solo movimento traslazionale in una sola direzione. La particolare struttura di questo frame permette l'inserimento, in spazi appositamente progettati, di elettrodi fissi (*statori*); gli affacciamenti tra questi e il rotore (frame centrale) creano un set di condensatori differenziali, utilizzati per trasdurre il segnale meccanico (spostamento della massa mobile) in segnale elettrico (variazione di capacità). All'interno delle molle viene iniettata una corrente sinusoidale $i(t)$ (figura 1.6b), e se il dispositivo è immerso in un campo magnetico che presenta delle componenti lungo l'asse Z (perpendicolari al piano della struttura) si genera una forza (*Forza di Lorentz*) distribuita su entrambe le molle. La *Forza di Lorentz* è definita, per una particella di carica q che si muove con velocità v all'interno di un campo magnetico B come:

$$\vec{F}_L = q \cdot \vec{v} \times \vec{B} \quad (1.2)$$

Nel caso in esame la forza agente sulle molle è data dalla somma vettoriale di tutte le Forze di Lorentz agenti sulle singole cariche in moto. Poichè la struttura è idealmente sensibile solamente ad una forza in direzione X, possiamo riscrivere l'espressione della Forza di Lorentz tenendo conto solamente del campo magnetico in direzione Z:

$$F_L(t) = \sum q \cdot v_i(t) \cdot B_z = qv(t)n \cdot A L B_z = j(t)A \cdot L B_z = i(t) \cdot L \cdot B_z \quad (1.3)$$

dove n è il numero di cariche per unità di volume, L è la lunghezza della singola molla, A è la sezione della molla, $j(t)$ è la densità di corrente totale, $i(t)$ è la corrente totale (in entrambe le molle) e dunque $F_L(t)$ è la *Forza di Lorentz* totale agente sulla struttura. In questo modo si è però calcolata la forza come se fosse concentrata tutta al centro delle molle, ma poichè in questo caso si ha a che fare con una forza distribuita in modo uguale lungo esse, è necessario tener conto di un *fattore 2*, che rappresenta una buona stima dell'effetto che ha la distribuzione della forza sulle molle. La *Forza di Lorentz equivalente* agente sulle molle in direzione X è dunque:

$$F_{L,eq}(t) = \frac{1}{2} i(t) L B_z \quad (1.4)$$

1.4.2 Funzione di trasferimento di un MEMS

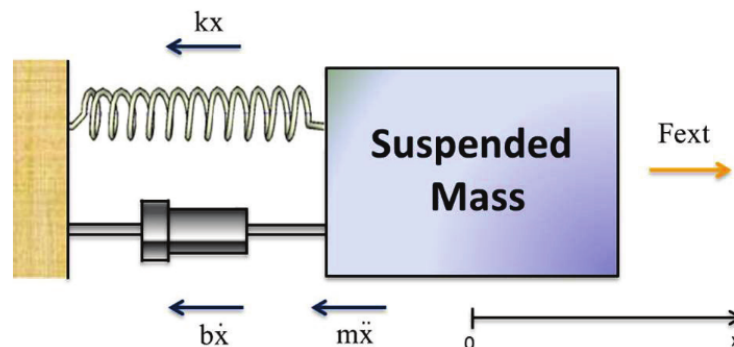


Figura 1.7 Modellizzazione di un MEMS: risonatore meccanico ad un grado di libertà

In generale un *MEMS* è modellizzabile come un sistema *massa-molla-smorzatore* a parametri concentrati. Facendo riferimento alla figura 1.7 e considerando la massa concentrata in un solo punto, possiamo scrivere le forze agenti su di essa come:

- *Forza elastica della molla*, proporzionale allo spostamento tramite la sua costante elastica k

$$F_k = -k \cdot x \quad (1.5)$$

- *Forza di attrito viscoso*, proporzionale alla velocità tramite il *coefficiente di damping*

$$F_b = -b \cdot \dot{x} \quad (1.6)$$

- *Forza esterna*, in generale dipende dal sensore considerato, nel caso in esame è proprio la *Forza di Lorentz* calcolata in 1.4

$$F_{\text{ext}} = F_L \quad (1.7)$$

La seconda legge della dinamica (legge di *Newton*) afferma che l'accelerazione (\ddot{x}) di un corpo è determinata dalla forza F che agisce su di esso in modo proporzionale, e dalla sua massa in modo inversamente proporzionale. Il vettore della forza indica inoltre la direzione e il verso in cui sarà diretto il vettore accelerazione agente sul corpo in esame.

$$F_{\text{tot}} = m \cdot a = m \cdot \ddot{x} \quad (1.8)$$

Con le espressioni appena calcolate è possibile scrivere l'equazione differenziale che descrive il moto del sistema meccanico:

$$F_{\text{tot}} = F_k + F_b + F_{\text{ext}} \quad (1.9)$$

Rielaborando l'espressione si ottiene:

$$F_{\text{ext}} = F_{\text{tot}} - F_k - F_b = m \cdot \ddot{x} + b \cdot \dot{x} + k \cdot x \quad (1.10)$$

Applicando la trasformata di *Laplace*:

$$F_{\text{ext}}(s) = ms^2 \cdot X(s) + bs \cdot X(s) + k \cdot X(s) \quad (1.11)$$

e dunque, la *funzione di trasferimento* tra forza applicata alla massa e il suo spostamento è:

$$T_{FX}(s) = \frac{X(s)}{F_{\text{ext}}(s)} = \frac{1}{ms^2 + bs + k} \quad (1.12)$$

Questa è la tipica espressione di un sistema risonante, che rielaborata mette in evidenza alcuni parametri caratteristici di esso:

$$T_{FX}(s) = \frac{X(s)}{F_{\text{ext}}(s)} = \frac{1}{m} \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \quad (1.13)$$

dove ω_0 è detta *pulsazione di risonanza* del sistema:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.14)$$

e Q è detto *fattore di qualità* del sistema:

$$Q = \frac{\sqrt{km}}{b} = \frac{\omega_0 m}{b} = \frac{1}{2\xi} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega_0} \quad (1.15)$$

con ξ *fattore di smorzamento* e $\Delta\omega_0$ *larghezza di banda*, ossia larghezza a metà altezza del picco di risonanza che presenta la funzione di trasferimento (figura 1.8)

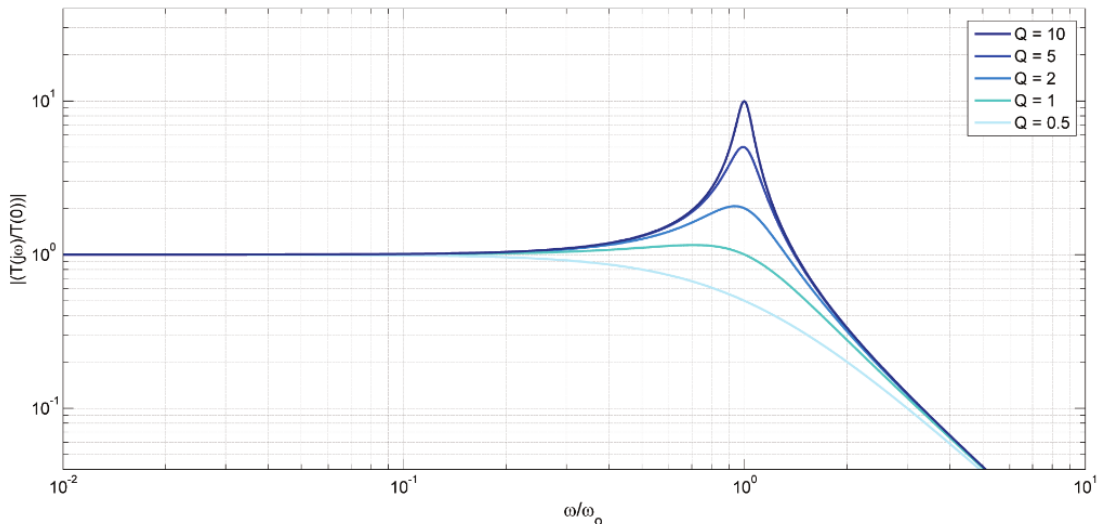


Figura 1.8 Modulo della funzione di trasferimento normalizzata tra forza applicata e spostamento di un MEMS, presentata per diversi valori del fattore di qualità Q

La curva in figura è ottenuta considerando il modulo della *trasformata di Fourier* della funzione di trasferimento, che si ricava semplicemente sostituendo $s = j\omega$ nella 1.13

$$|T_{\text{FX}}(j\omega)| = \frac{1}{m} \left| \frac{1}{\omega_0^2 + \frac{\omega_0}{Q}j\omega - \omega^2} \right| = \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega\right)^2}} \quad (1.16)$$

Il fattore di qualità Q è un parametro adimensionale che gioca un ruolo molto importante nella risposta meccanica del risonatore. Come si può vedere dalla figura 1.8 la variazione di Q definisce in modo molto netto il comportamento del sistema quando si opera in un intorno della frequenza di risonanza ω_0 . In particolare:

- $Q < 1$: sistema *sovrasmorzato*. La funzione di trasferimento ha due poli reali negativi, la risposta all'impulso è la somma di due esponenziali decrescenti e non presenta pertanto alcuna oscillazione;
- $Q = 1$: sistema *criticamente smorzato*. La funzione di trasferimento ha due poli reali coincidenti, la risposta all'impulso presenta la più rapida decrescita esponenziale e non presenta alcuna oscillazione;
- $Q > 1$: sistema *sottosmorzato*. La funzione di trasferimento ha due poli complessi coniugati, La risposta all'impulso presenta un'oscillazione alla frequenza di risonanza la cui ampiezza decresce esponenzialmente nel tempo.

Dalla curva in figura 1.8 si possono inoltre distinguere quattro regioni di lavoro ben definite, a seconda della frequenza di sollecitazione del sistema:

- Per frequenze inferiori a quella di risonanza, lo spostamento risulta proporzionale alla forza applicata secondo la *legge di Hooke*:

$$\omega \ll \omega_0 \implies |T_{\text{FX}}(\omega)| \simeq \frac{1}{k} \quad (1.17)$$

tipica condizione di lavoro degli *accelerometri MEMS*.

- Per frequenze superiori rispetto a quella di risonanza si ha una relazione del tipo:

$$\omega \gg \omega_0 \implies |T_{\text{FX}}(\omega)| = \frac{1}{m\omega^2} \quad (1.18)$$

A causa di questa forte dipendenza dalla frequenza questa condizione di lavoro è di poco interesse, e non viene di norma utilizzata in alcuna applicazione.

- Per frequenze coincidenti a quella di risonanza, la relazione che lega lo spostamento alla forza applicata è la seguente:

$$\omega = \omega_0 \implies |T_{\text{FX}}(\omega)| = \frac{Q}{k} \quad (1.19)$$

ed antitrasformando si ottiene la loro relazione nel tempo:

$$x(t) = \frac{Q}{k} \cdot F_{\text{ext}}(t) \quad (1.20)$$

Questa condizione di lavoro risulta molto interessante, soprattutto per quanto riguarda il caso dei magnetometri *MEMS*. Come si può notare dalla figura 1.8 infatti, nell'intorno della frequenza di risonanza il picco è tanto più alto quanto maggiore è Q , e dunque a parità di forza applicata si ha uno spostamento tanto più grande quanto maggiore è Q .

- L'ultima condizione di lavoro proposta si ha quando la frequenza della corrente di sollecitazione è minore della frequenza di risonanza naturale:

$$\omega = \omega_0 - \Delta\omega \quad (1.21)$$

dove $\Delta\omega$ assume un valore di poche centinaia di Hertz ($\omega = \omega_0 - \Delta\omega$). Guardando il grafico della funzione di trasferimento significa lavorare in un punto in cui questa sta crescendo per arrivare al picco di risonanza, ma non è così crescente da variare sensibilmente in un range di pochi Hertz. Questa condizione di lavoro è stata proposta per la prima volta durante lo sviluppo di questo lavoro di tesi [24] ed i vantaggi apportati sulle prestazioni del dispositivo verranno meglio discussi nel seguito.

Qualunque sia la condizione di lavoro in cui ci si pone, lo spostamento ottenuto deve essere tradotto in segnale elettrico.

1.4.3 Lettura attraverso condensatori a piatti piani e paralleli

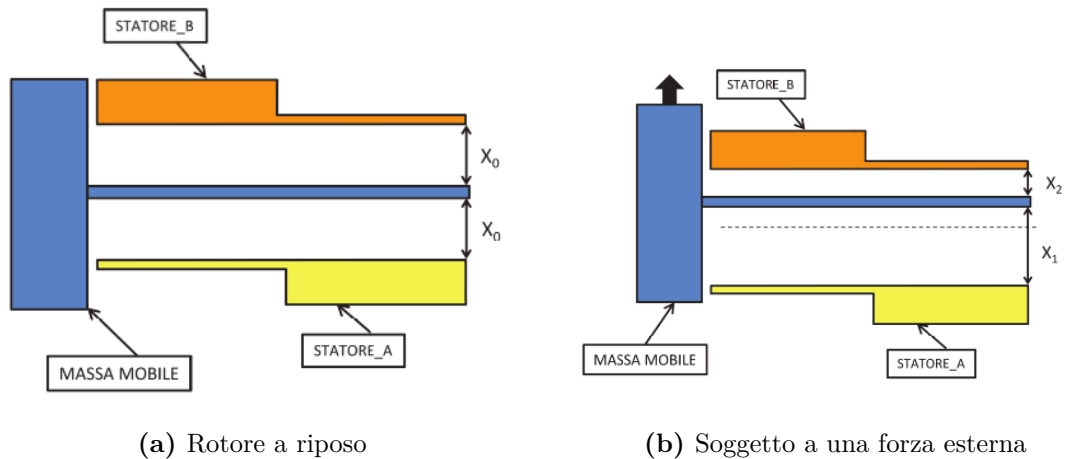


Figura 1.9 Rappresentazione schematica di un condensatore differenziale formato dall'affacciamento tra due elettrodi fissi (statori) e la massa mobile (rotore). (a) il rotore si trova in condizione di riposo, (b) il rotore si muove sotto l'effetto di una forza cambiando il valore delle due capacità.

Nella maggior parte dei dispositivi presenti in letteratura l'operazione di conversione da spostamento a variabile elettrica è compiuta per mezzo di una serie di condensatori a piatti piani paralleli, formati dall'affacciamento della massa mobile (*rotore*) con alcuni elettrodi fissi (*statori*). In figura 1.9 e 1.6a sono rappresentati schematicamente un condensatore differenziale, e come queste celle sono disposte all'interno di una struttura di un *MEMS*. In assenza di una forza agente dall'esterno (figura 1.9a) le due capacità C_1 (tra rotore e statore A) e C_2 (tra rotore e statore B) sono nominalmente uguali e valgono:

$$C_1 = C_2 = C_0 = \frac{\epsilon_0 A}{x_0} \quad (1.22)$$

dove ϵ_0 è la costante dielettrica del vuoto, A la superficie di affacciamento tra le armature e x_0 è il gap tra rotore e statore a riposo. In presenza di una forza agente dall'esterno la situazione è come in figura 1.9b, ossia la capacità C_1 aumenta, mentre C_2 diminuisce. Per un valore di F_{ext} quasi stazionario che induce nella struttura uno

spostamento x rispetto alla posizione di riposo:

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{x_1} = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 + x} \quad (1.23a)$$

$$C_2 = \frac{\epsilon_0 A}{x_1} = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 - x} \quad (1.23b)$$

La capacità differenziale (ΔC_{diff}) tiene conto delle variazioni di entrambe le capacità, e dunque:

$$\Delta C_{\text{diff}} = C_2 - C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 - x} - \frac{\epsilon_0 A}{x_0 + x} = \epsilon_0 A \cdot \left(\frac{2x}{(x_0 - x)(x_0 + x)} \right) \quad (1.24)$$

Nell'ipotesi di piccoli spostamenti ($x \ll x_0$) il termine in x^2 che risulterebbe dallo sviluppo del denominatore è, per l'assunzione fatta, molto minore del termine x_0 con cui deve essere confrontato, e dunque può essere trascurato. Si ottiene:

$$\Delta C_{\text{diff}} = 2 \cdot \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot x = 2C_0 \cdot \frac{x}{x_0} \quad (1.25)$$

Poichè il rotore è generalmente tenuto a massa virtuale, questa variazione di capacità induce negli statori una variazione di carica, che viene letta e processata da un'apposita elettronica di readout.

1.4.4 Magnetometri MEMS operati a risonanza

Data la debole intensità della Forza di Lorentz tipicamente ottenibile in strutture *MEMS* con ridotti consumi di corrente si è spesso preferito mettersi nella condizione di lavoro che massimizza il guadagno di trasduzione, cioè alla frequenza di risonanza. Questo significa iniettare nelle molle una corrente sinusoidale $i(t)$ a frequenza ω_0 . Per la trattazione al paragrafo 1.4.2 possiamo dunque scrivere:

$$x = \frac{Q}{k} F_L \quad (1.26)$$

dove per i ed F_L si intendono rispettivamente il valore massimo della forma d'onda di corrente ed il corrispondente valore (massimo dunque) della Forza di Lorentz. Sostituendo ad F_L l'espressione della 1.4 si ottiene:

$$x = \frac{Q}{2k} \cdot i \cdot B_z \cdot L \quad (1.27)$$

Facendo riferimento alla 1.25, e sostituendo ad x quanto appena ottenuto, e chiamando $B_z = B$:

$$\Delta C_{\text{diff}} = \frac{C_0}{x_0} \cdot \frac{Q}{k} iBL \quad (1.28)$$

Per estendere la trattazione a tutte le celle di condensatori differenziali della struttura è possibile valutare la ΔC_{diff} su una cella, come fatto fino ad ora, e moltiplicare il risultato ottenuto per N , cioè il numero totale di celle, e dunque:

$$\Delta C = \frac{C_0}{x_0} \cdot \frac{Q}{k} \cdot iBL \cdot N = \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot \frac{Q}{k} \cdot iBL \cdot N \quad (1.29)$$

Rielaborando l'espressione, per le relazioni 1.14 e 1.15:

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 A}{x_0^2} \cdot \frac{1}{\omega_0 b} \cdot iBL \cdot N \quad (1.30)$$

Se il package del *MEMS* è tale per cui si possa definire operante all'interno del *molecular flow regime* [25] (assunzione in generale valida per pressioni nel range $0.1 \div 10$ mbar) il coefficiente di damping b può essere definito come:

$$b = b_{\text{area}} \cdot 2 A N \quad (1.31)$$

dove il fattore 2 è dovuto al fatto che le facce di area A da considerare per ogni cella sono 2. Semplificando l'espressione che risulta dalla sostituzione di b :

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 iBL}{x_0^2 \omega_0 b_{\text{area}}} \quad (1.32)$$

Prendendo in considerazione una variazione di campo magnetico ΔB ed il suo conseguente effetto sulla variazione di capacità totale ΔC si ottiene una importante figura di merito per i magnetometri *MEMS*: la *sensitività* (S)

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{\epsilon_0 i L}{2 x_0^2 \omega_0 b_{\text{area}}} \quad (1.33)$$

Esprimendo la relazione trovata in funzione della frequenza ($\omega = 2\pi f$) si ottiene in altra forma l'espressione di questo importante parametro.

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{\epsilon_0 i L}{4 \pi x_0^2 f_0 b_{\text{area}}} \quad (1.34)$$

Un altro importante parametro per la caratterizzazione di un magnetometro *MEMS* è il minimo campo magnetico misurabile B_{min} . Per riuscire a ricavare teoricamente questo parametro è necessario calcolare il *rapporto segnale rumore intrinseco* (SNR), ossia il SNR dovuto solamente al minimo segnale misurabile dal dispositivo al variare del campo magnetico ed al suo rumore intrinseco. In una struttura *MEMS* il rumore intrinseco dominante è dovuto al moto browniano delle particelle all'interno della massa, il cui movimento genera una forza, detta *forza di fluttuazione* (F_n). Si può dimostrare [26] che lo spettro di rumore dovuto a questa forza (S_{F_n}) è bianco, indipendente dalla frequenza e pari a:

$$S_{F_n} = 4 k_B T b \quad (1.35)$$

dove k_B è la *costante di Boltzmann* e T è la temperatura assoluta misurata in gradi Kelvin. Lo spettro di rumore della forza si traduce in spostamento della massa come una forza applicata dall'esterno, ma poichè si tratta di uno spettro la funzione di trasferimento deve essere elevata al quadrato. Andando a calcolare il SNR in termini di spostamento (x) otteniamo dunque:

$$SNR_{\text{res}} = \frac{x}{\sqrt{S_{F_n} \cdot \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot BW_{-3\text{dB}}}} = \frac{\frac{Q}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L}{\sqrt{4k_B T b \cdot \left(\frac{Q}{k}\right)^2 \cdot BW_{-3\text{dB}}}} \quad (1.36)$$

per la quale è stata utilizzata la 1.20. $BW_{-3\text{dB}}$ è da considerarsi la più grande banda (a -3dB) raggiungibile, ovvero la larghezza a metà altezza del picco della funzione di trasferimento. Poichè la funzione di trasferimento del *MEMS* è assimilabile a quella di un circuito *RLC* risonante, si può considerare la banda determinata proprio dal fattore di qualità:

$$BW_{-3\text{dB}} = \frac{f_0}{2Q} \quad (1.37)$$

Ponendo ora il $SNR_{\text{res}} = 1$ si ottiene il minimo campo magnetico teoricamente misurabile:

$$B_{\min, \text{res}} = \frac{8 BW_{-3\text{dB}}}{i L} \sqrt{\pi k_B T m} = \frac{4 f_0}{i L Q} \sqrt{\pi k_B T m} \quad (1.38)$$

Dalle espressioni appena ricavate si vede come una banda ($BW_{-3\text{dB}}$) maggiore comporta un fattore di qualità peggiore, dunque sensitività minore, SNR peggiore, e minimo campo misurabile maggiore, peggiorando quindi globalmente le prestazioni del *MEMS* soprattutto in termini di risoluzione. D'altro canto è necessario che la banda non sia troppo piccola, altrimenti variazioni anche poco rapide del campo magnetico B non si riuscirebbero a misurare.

Come già accennato, allo stato dell'arte i dispositivi *MEMS* a Forza di Lorentz presenti in letteratura non riescono ad eguagliare le prestazioni ottenute con altre tecnologie. Un esempio di essi è il dispositivo fornito da *STMicroelectronics*, azienda leader nella progettazione e produzione di sensori *MEMS*

SPECIFICHE	
Banda	26 Hz
Full Scale Range (FSR)	2 mT
Risoluzione (B_{\min})	2.4 μ T
Frequenza di risonanza	> 20 KHz
Consumo di corrente	900 μ A *

Tabella 1.4 Principali specifiche di un magnetmetro in tecnologia MEMS utilizzato in precedenza all'interno del laboratorio in cui si è svolto il lavoro di tesi (* valore inteso per dispositivo triassiale)

1.5 Oltre lo stato dell'arte: sensori MEMS a forza di Lorentz operati con mismatch in frequenza

I sensori di campo magnetico *MEMS* appena descritti, quando operati a risonanza, presentano una serie di limiti e svantaggi che non consentono il raggiungimento delle specifiche desiderate. Ricollegandosi all'analisi effettuata in 1.4.4:

- *Trade-off* tra banda ($BW_{-3\text{dB}}$) e fattore di qualità (Q)
- *Sensitività*: riportando per comodità la sua espressione, già ricavata alla 1.34 si osserva come, fissati alcuni parametri tecnologici, sia molto difficile da migliorare.

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{\epsilon_0 i L}{4 \pi x_0^2 f_0 b_{\text{area}}} \quad (1.39)$$

x_0 è il valore del gap minimo, ed è fissato dalla tecnologia, f_0 deve essere maggiore di 20 KHz per evitare le interferenze audio, L ed I possono essere aumentate ma a costo di una maggior dissipazione di potenza, oltre al fatto che L non può essere grande a piacere per questioni di dimensione del package. Un fattore da mettere bene in evidenza è che l'espressione della sensitività *non dipende* dal numero di celle (N) utilizzate per il sensing. Il coefficiente b_{area} merita invece una trattazione più approfondita: esso è responsabile del valore del fattore di qualità (Q), da cui dipende la banda ($BW_{-3\text{dB}}$), e dunque per rispettare i requisiti di banda ($BW_{-3\text{dB}} \propto b_{\text{area}}$) è necessario avere un valore di questo fattore adeguato. Per quanto riguarda la sola sensitività inoltre sarebbe conveniente che questo fattore assumesse il valore maggiore possibile, ma così facendo si osserva la nascita di un trade-off, infatti il rumore intrinseco del dispositivo, come verrà mostrato nel seguito, è $\propto \sqrt{b_{\text{area}}}$, e dunque per minimizzarlo si vorrebbe ottenere il valore di b_{area} minore possibile. Questo viene definito dalla pressione del package che, sebbene si riesca a controllare con relativa facilità - al di là della varianza di processo, che viene risolta da una calibrazione iniziale - fino ad un certo limite inferiore che ad oggi è $\approx 1\text{mbar}$, varia al variare della *temperatura*.

Altri limiti di questo tipo di sensori riguardano il circuito di driving di cui necessitano, ossia il circuito utilizzato per iniettare corrente all'interno delle molle.

- Non può essere realizzato con un *oscillatore ad anello aperto*, a causa del fatto che sia la frequenza di risonanza f_0 che il fattore di qualità Q sono soggetti a varianza dei processi di fabbricazione. Poiché il dispositivo deve lavorare alla frequenza di risonanza, ad esempio, non è possibile iniettare una corrente alla f_0 nominale quando si hanno dispositivi con f_0 diversa (anche solo di pochi Hz), perchè il picco di risonanza è molto stretto, come si vede in figura 1.8.
- Un *oscillatore ad anello chiuso* in cui l'elemento risonante è proprio il magneto-metro stesso (circuito utilizzato attualmente per il driving dei giroscopi *MEMS*) è molto difficile da realizzare, poichè il movimento meccanico del sensore per chiudere il loop è dipendente dal valore del flusso di campo magnetico nella

direzione sensibile (ad esempio B_z per il dispositivo mostrato in precedenza). Se per esempio ci si trova in una situazione in cui questa componente è nulla, sarà nullo anche il movimento meccanico, il loop è quindi aperto e l'oscillazione si spegne: non viene più iniettata corrente nel *MEMS*.

- Nell'implementazione di un *sensore triassiale* non è possibile utilizzare la stessa corrente di driving per i tre sensori all'interno del package poichè, a causa della varianza di processo che ne influenza tutti i più importanti parametri caratteristici, ci si troverebbe in una situazione in cui la corrente è iniettata ad una certa frequenza (ad esempio f_0 nominale) ed i picchi di risonanza mostrati dai tre *MEMS* sarebbero con grande probabilità a frequenze diverse da questa (e tra loro), rendendo necessario un circuito di driving per ogni dispositivo.

Una soluzione a questi problemi potrebbe essere non operare più questi dispositivi a risonanza, ma con un *mismatch in frequenza* (Δf) [24], ossia iniettare una corrente ad una frequenza (f_d) inferiore di poche centinaia di Hz rispetto a quella nominale della struttura. In questo modo è possibile utilizzare un circuito di driving ad anello aperto, la cui frequenza è selezionata attraverso un risonatore ausiliario, anch'esso in tecnologia *MEMS* in modo che, costruito all'interno dello stesso package, risenta in modo molto simile al sensore delle variazioni di temperatura e della varianza di processo. In questo modo le frequenze di risonanza dei due dispositivi variano circa allo stesso modo, mantenendo pressochè costante il *mismatch* Δf . Poichè, dunque

$$\Delta f = f_0 - f_d \quad (1.40)$$

in questa condizione di operazione la 1.16 diventa

$$|T_{\text{FX}}(j\omega_d)| = \left| \frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega_d - \omega_d^2} \right| = \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt{(\omega_0 - \omega_d)^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega_d\right)^2}} \quad (1.41)$$

Sviluppando l'espressione si ottiene

$$|T_{\text{FX}}(j\omega_d)| = \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt{\omega_0^4 + \omega_d^4 - 2\omega_0^2\omega_d^2 + \left(\frac{\omega_0}{Q}\omega_d\right)^2}} \quad (1.42)$$

Se $Q \gg 1$ e $\Delta f \ll f_0$, ipotesi che sono sempre verificate per i dispositivi di interesse, in quanto i package sono a pressioni molto basse ed il valore di Δf è deciso arbitrariamente, è possibile trascurare il termine $\left(\frac{\omega_0}{Q}\omega_d\right)^2$, poichè è inferiore di un fattore Q (che solitamente vale circa 1000 rispetto a tutti gli altri termini. Quindi:

$$|T_{\text{FX}}(j\omega_d)| \approx \frac{1}{m} \frac{1}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega_d^2)^2}} = \frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0^2 - \omega_d^2} = \frac{1}{m} \frac{1}{\omega_0^2 + (\omega_0 - \Delta\omega)^2} \quad (1.43)$$

Trascurando il termine in $\Delta\omega^2$ che risulta dallo sviluppo del quadrato, si ottiene la seguente relazione:

$$|T_{\text{FX}}(j\omega_d)| = |x(j\omega_d)/F_L(j\omega_d)| \approx \frac{1}{k} \frac{\omega_0}{2\Delta\omega} = \frac{1}{k} \frac{f_0}{2\Delta f} = \frac{1}{k} Q_{\text{eff}} \quad (1.44)$$

Q_{eff} è chiamato *fattore di qualità efficace* ed è definito come $Q_{\text{eff}} = \frac{f_0}{2\Delta f}$, dove Δf rappresenta il mismatch tra la frequenza della corrente (f_d) e la frequenza di risonanza naturale del dispositivo (f_0), e non come la larghezza a mezza altezza del picco di risonanza, che invece troviamo come definizione nell'espressione del fattore di qualità ($Q = f_0/2\Delta f$). Q_{eff} rappresenta l'amplificazione residua tra forza esterna e spostamento ottenuta operando il dispositivo con un mismatch in frequenza (figura 1.10)

Partendo dalla relazione appena ricavata, con l'utilizzo della 1.4, si può facilmente giungere a

$$x = \frac{Q_{\text{eff}}}{k} \cdot F_L = \frac{Q_{\text{eff}}}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L \quad (1.45)$$

Con la stessa trattazione del rumore effettuata in precedenza si può dunque calcolare anche per il caso di operazione con mismatch in frequenza il *rapporto segnale rumore (SNR)*:

$$SNR_{\text{mis}} = \frac{\frac{Q_{\text{eff}}}{2k} \cdot i \cdot B \cdot L}{\sqrt{4k_B T b \frac{Q_{\text{eff}}^2}{k^2} \cdot BW}} \quad (1.46)$$

dove BW non rappresenta più la larghezza a metà altezza del picco della funzione di trasferimento, com'era per l'operazione a risonanza. In questo caso rappresenta la

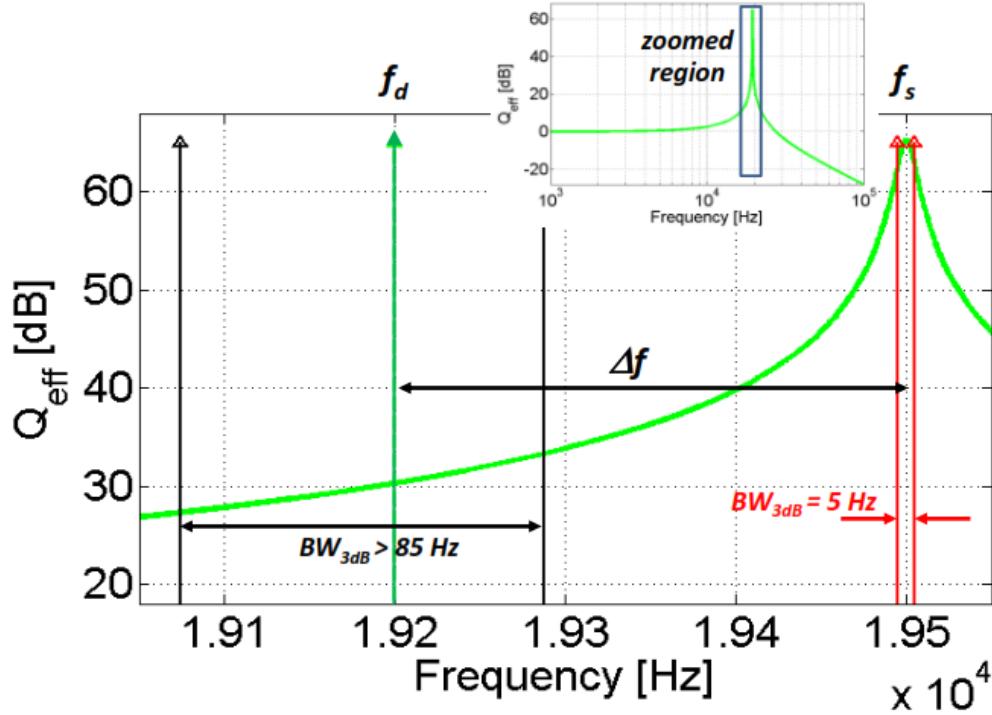


Figura 1.10 Funzione di trasferimento tra forza applicata e spostamento di un magnetometro MEMS. Si può vedere la differenza tra le bande nell'operazione a risonanza (5 Hz) o con mismatch in frequenza di 300 Hz (85 Hz) e la differenza nell'amplificazione: per l'operazione a risonanza è molto maggiore rispetto all'operazione con mismatch di frequenza, ed in particolare è visibile il valore di Q_{eff} e come sia stato definito proprio per permettere un confronto diretto con il fattore di qualità Q dell'operazione a risonanza.

banda del filtraggio elettronico utilizzato nel readout, e sarà quella banda compresa tra i valori a $\pm 3dB$ rispetto a quello assunto dalla funzione di trasferimento ad f_d (come mostrato in figura 1.10). Per facilitarne la comprensione la si può pensare come un filtraggio con polo in BW (85 Hz nel caso della figura) effettuato dopo la demodulazione ad f_d . Come per l'analisi effettuata sull'operazione a risonanza, ponendo il $SNR_{\text{mis}} = 1$ si può calcolare il minimo campo magnetico misurabile:

$$B_{\text{min,mis}} = \frac{4}{iL} \sqrt{k_B T b \cdot BW} \quad (1.47)$$

Semplificando le espressioni ottenute per SNR_{res} ed SNR_{mis}

$$SNR_{\text{res}} = \frac{iBL}{2 \cdot \sqrt{4k_B T b BW_{-3dB}}} \quad (1.48a)$$

$$SNR_{\text{mis}} = \frac{iBL}{2 \cdot \sqrt{4k_B T b BW}} \quad (1.48b)$$

si nota come il *rapporto segnale rumore* risulti identico per i due casi, a parità di banda ($BW_{-3dB} = BW$). Se questa condizione è verificata risulta migliore, indipendentemente dalla condizione di utilizzo, un dispositivo con un b minore. Come è già stato evidenziato, per quanto riguarda l'operazione a risonanza una modifica del coefficiente di damping b produce un cambiamento del fattore di qualità e della banda (BW_{-3dB}), con tutte le conseguenze elencate. Nel caso di operazione con *mismatch* di frequenza b può essere variato arbitrariamente (diminuendo la pressione del package ad esempio) senza alcun effetto sulla banda (BW), poichè questa è definita dall'elettronica di readout e non dal fattore di qualità del dispositivo. A patto di riuscire a ridurre b adeguatamente, dunque, può essere mantenuta costante la banda garantendo un miglior valore di SNR intrinseco. Poichè la banda può essere aumentata fino ad una buona frazione di Δf bisogna porre attenzione al filtraggio elettronico del picco di risonanza [24].

L'operare il dispositivo con un *mismatch in frequenza* offre inoltre altre soluzioni ai problemi dell'operazione a risonanza elencati precedentemente:

- Il valore di Q_{eff} rimane pressochè costante a fronte anche di variazioni di Q ed f_0 , e dunque ci si rende quasi del tutto indipendenti dalle modifiche subite dai dispositivi a seguito della varianza di processo
- Anche varianze di processo sul risonatore utilizzato per il circuito oscillatore di driving ad anello aperto non causano problemi, proprio per il fatto che si lavora in una zona della funzione di trasferimento praticamente costante: piccole variazioni della frequenza f_d non alterano in alcun modo il funzionamento del dispositivo
- Grazie ancora al fatto che piccole differenze su Δf non alterano il funzionamento del sistema, è possibile utilizzare la stessa corrente (sinusoidale a frequenza f_d) per tutti e tre i dispositivi di un eventuale magnetometro triassiale, poichè non importa se le frequenze di risonanza delle tre strutture sono diverse tra loro, a patto che la differenza dalla f_0 nominale sia molto minore di Δf .

Per mettere a confronto più facilmente dispositivi costruiti con diverse tecnologie, può essere definita [20] una *figura di merito (FOM)*, ossia un parametro che definisce le prestazioni di un dispositivo in termini di *risoluzione per unità di banda per unità di corrente di driving*

$$[FOM] = \frac{[\mu T] \cdot [\mu A]}{[\sqrt{Hz}]} \quad (1.49)$$

In tabella 1.5 sono riportate le caratteristiche salienti di sensori di campo magnetico costruiti con le tecnologie che allo stato dell'arte offrono prestazioni migliori, confrontandole con quelle attualmente raggiungibili con magnetometri *MEMS* a Forza di Lorentz e con quelle teoricamente calcolate per magnetometri *MEMS* operati con mismatch di frequenza.

DISPOSITIVO	Banda [Hz]	FSR [mT]	B_{\min} [μT]	Corrente [μA]	Potenza [mW]	FOM [$\frac{\mu T \mu A}{\sqrt{Hz}}$]
Ashai Kasci AK8975 (Hall)	4	1.2	0.25	350	1.25	43.7
STM LIS3MDL (AMR)	40	1.6	0.4	270	1	17.1
Freescale MAG3110 (MTJ)	0.5	1	0.3	17	0.06	7.5
Lorentz (risonanza)	26	>2	2.4	900	b	423.6
Lorentz (mismatch)	50	>2	0.7	300	b	29.6

Tabella 1.5 Confronto tra magnetometri costruiti con le tecnologie più avanzate allo stato dell'arte, particolare importanza riveste la figura di merito FOM, parametro di confronto diretto tra sensori in diverse tecnologie

Capitolo 2

Analisi di rumore ed implementazione scheda

2.1 Dispositivi utilizzati per le misure

Allo scopo di verificare sperimentalmente quanto presentato teoricamente nel capitolo precedente sono state effettuate alcune misure su dispositivi progettati nel laboratorio in cui si è svolto il lavoro di tesi, e prodotti in tecnologia *ThELMA* da *STMicroelectronics*. E' stato preso in considerazione principalmente un dispositivo basato sullo schema di figura 1.6, di cui in figura 2.1 si può vedere la struttura attraverso una foto scattata con l'ausilio di un microscopio a scansione elettronica (SEM).

Come si può notare in tabella 2.1 per la medesima geometria del dispositivo sono state utilizzate due diverse pressioni del package. Il magnetometro in analisi ha una struttura e quindi un funzionamento molto simile a quello trattato in 1.4.1, infatti è composto da quattro molle nelle quali viene iniettata una corrente sinusoidale ad una certa frequenza, ed in presenza di campo magnetico si genera una *Forza di Lorentz*. Essa genera un movimento della struttura, ed il sensing di questo spostamento è effettuato tramite 8 celle differenziali di condensatori a piatti piani paralleli (il cui funzionamento è descritto brevemente in 1.4.3).

Le misure verranno effettuate iniettando nelle molle una corrente sinusoidale prima alla frequenza di risonanza propria della struttura, poi con un mismatch Δf in frequenza. Questa operazione verrà compiuta su entrambi i dispositivi nei package a diverse pressioni allo scopo di validare la teoria precedente, per la quale

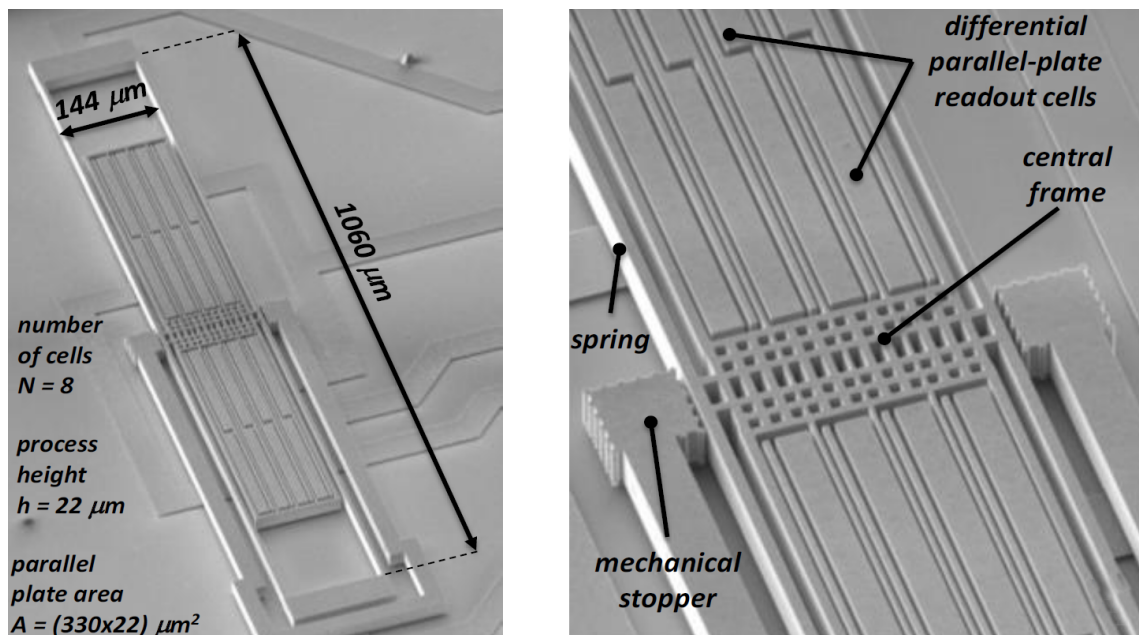


Figura 2.1 Struttura del magnetometro MEMS a 8 piatti di sensing utilizzato per le misure

il $SNR_{ris} = SNR_{mis}$, ma nell'operazione con mismatch di frequenza c'è molta più libertà nel variare b , e dunque al diminuire di questo parametro il dispositivo operato con mismatch di frequenza riesce ad avere un buon B_{min} con un valore di banda costante, al contrario del dispositivo operato a risonanza, per il quale una modifica di b si ripercuote sulla banda.

Fino a prima di questo lavoro di tesi non era stato possibile misurare sperimentalmente il minimo campo magnetico intrinsecamente ottenibile dal dispositivo, a causa del fatto che il rumore del primo prototipo di elettronica di readout, sviluppata in precedenti lavori di tesi [27] [28], sovrastava il rumore del dispositivo, e dunque il minimo campo misurabile era limitato dall'elettronica e non dal magnetometro. Verrà dunque proposta una nuova soluzione a questo problema, ma verrà utilizzato comunque un circuito a componenti discreti, che a causa dei valori di resistenze e capacità disponibili sul mercato ed al maggior peso dei parassiti rispetto ai circuiti integrati, come si vedrà nel seguito non consentono facilmente di diminuire il rumore fino ad ordini di grandezza sotto quello del dispositivo.

PARAMETRO	DISPOSITIVO 1	DISPOSITIVO 2
Lunghezza molle (L) [μm]	1060	1060
Larghezza molle (W) [μm]	5.9	5.9
Altezza di processo (h) [μm]	22	22
Massa molle (m_{spring}) [nKg]	0.13	0.13
Massa totale (m) [nKg]	1.22	1.22
Frequenza di risonanza (f_0) [KHz]	21	21
Numero piatti (N)	8	8
Costante elastica (k) [N/m]	19.28	19.28
Fattore di qualità (Q)	220	765
Capacità a riposo (C_0) [fF]	244.36	244.36
Area totale [m^2]	58e-8	58e-8
Fattore di damping (b) [$N \cdot s/m$]	8.13e-7	1.63e-7
Pressione del package [$mbar$]	1	0.2 (nominale)

Tabella 2.1 Principali caratteristiche meccaniche ed elettriche del dispositivo in utilizzo. Il valore di b è stato stimato in misure effettuate precedentemente

2.2 Circuito di readout

Il circuito di lettura analizzato in questa sezione è composto da due amplificatori operazionali reazionati grazie ai quali vengono tenuti gli statori del *MEMS* ad una tensione fissa ($\pm V_{bias}$) e la differenza di carica su di essi - dovuto al movimento del piatto centrale connesso alla massa mobile del dispositivo - viene trasformata in un valore di tensione alla loro uscita. Le due tensioni risultanti (onde sinusoidali sfasate di 180°) sono portate in ingresso ad un *Instrumentational Amplifier (INA)* che ne amplifica la differenza. Si ottiene dunque in uscita una tensione direttamente proporzionale al valore della capacità differenziale. Nel corso dell'analisi più dettagliata di questi stadi che viene mostrata nel seguito verranno confrontate due soluzioni, una che utilizza stadi a transimpedenza (*Transimpedance Amplifiers, TIA*), l'altra a transcapacità (*Charge Amplifier, CA*)

2.2.1 I stadio: TIA

I criteri di scelta dei componenti di questo circuito sono sviluppati ed approfonditi in [28], e sono stati dettati principalmente dalla massimizzazione della sensibilità, dalle specifiche di banda e dalla stabilità. La frequenza di risonanza caratteristica del *MEMS*, come già visto, è $\approx 20KHz$, è dunque necessario che il polo introdotto

dalla resistenza e dalla capacità in feedback all'operazionale sia ad una frequenza superiore di almeno una decade rispetto a quella del dispositivo. Il minimo valore di capacità a discreti esistente sul mercato è nominalmente di $0.25pF$, e dunque per ottenere una frequenza di polo sufficientemente alta ci si può spingere a valori di resistenza R_F di qualche $M\Omega$. I componenti scelti sono dunque un amplificatore operazionale fornito da *Analog Devices (AD8065)* [29] per le sue prestazioni di banda e rumore, una capacità (C_F) da $250fF$ ed una resistenza (R_F) da $3M\Omega$. Se si considera anche la presenza di una capacità in ingresso (C_{in}) - che comprende la capacità del condensatore differenziale di sensing e le capacità parassite all'ingresso dell'amplificatore operazionale - di circa $1pF$, lo schema circuitale del primo stadio di readout del *MEMS* è quello visibile in figura 2.2

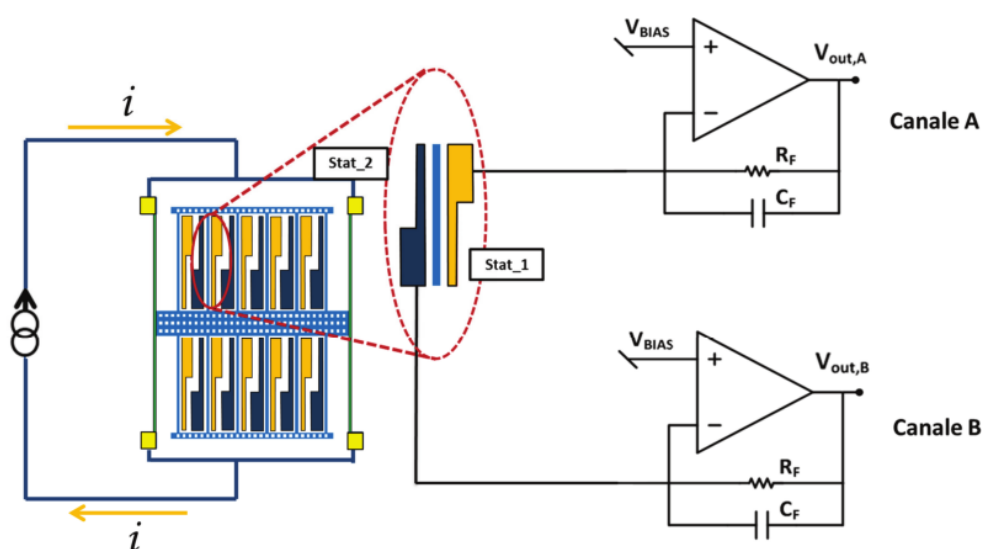


Figura 2.2 Schematizzazione circuitale del primo stadio a Transimpedance Amplifier (TIA) dell'elettronica di lettura utilizzata per il magnetometro

La topologia circuitale utilizzata per le simulazioni, effettuate grazie al tool *Multisim* fornito da *National Instruments*, è invece mostrata in figura 2.3

Per prima cosa è necessario studiare la stabilità del circuito in esame: per il $G_{loop}(s)$ del TIA in figura 2.3 si ottiene:

$$G_{loop}(s) = -\frac{A_0}{1 + s\tau_0} \frac{1 + sC_F R_F}{1 + sR_F(C_{in} + C_F)} \quad (2.1)$$

Dall'espressione è possibile disegnare il grafico di $G_{loop}(j\omega)$ in frequenza, mostrato

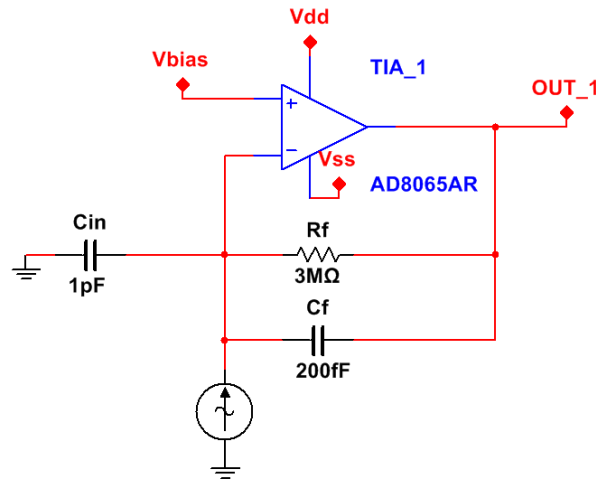


Figura 2.3 Topologia circuitale utilizzata per le misure di un Transimpedance Amplifier con capacità di ingresso. Il generatore di corrente mostrato indica lo statore, ossia l'oggetto che fisicamente fornisce la corrente. Per il primo stadio del circuito di readout vengono utilizzati due di questi oggetti.

in figura 2.4. Poichè dal datasheet si ricava che il primo polo dell'operazionale *AD8065* è a circa 1KHz , mentre il polo e lo zero del $G_{\text{loop}}(s)$ sono rispettivamente a circa 50KHz e 260KHz , si può notare come l'attraversamento dell'asse a 0dB avvenga con una pendenza di 20dB/dec , fornendo un margine di fase di circa 90° e dunque garantendo stabilità al circuito.

Il trasferimento del circuito da corrente in ingresso a tensione in uscita è mostrato in figura 2.5 e può essere scritto come:

$$|T(j\omega)| = \left| \frac{V_{\text{OUT}}(j\omega)}{I_{\text{IN}}(j\omega)} \right| = \frac{R_{\text{F}}}{1 + j\omega \cdot C_{\text{F}}R_{\text{F}}} \quad (2.2)$$

Da questa espressione si può vedere infatti l'andamento del trasferimento in frequenza: vale R_{F} a bassa frequenza, fino all'intervento del polo con costante di tempo $R_{\text{F}}C_{\text{F}}$. Con i valori dei parametri scelti in precedenza è dunque possibile ricavare la banda di segnale dello stadio:

$$BW = \frac{1}{2\pi R_{\text{F}}C_{\text{F}}} = 265\text{KHz} \quad (2.3)$$

Le frequenze di operazione del dispositivo ($\approx 20\text{KHz}$) sono molto inferiori rispetto al limite di banda dello stadio, e quindi è possibile assumere che la zona di lavoro sia quella in cui il circuito ha trasferimento costante R_{F} , senza doversi preoccupare

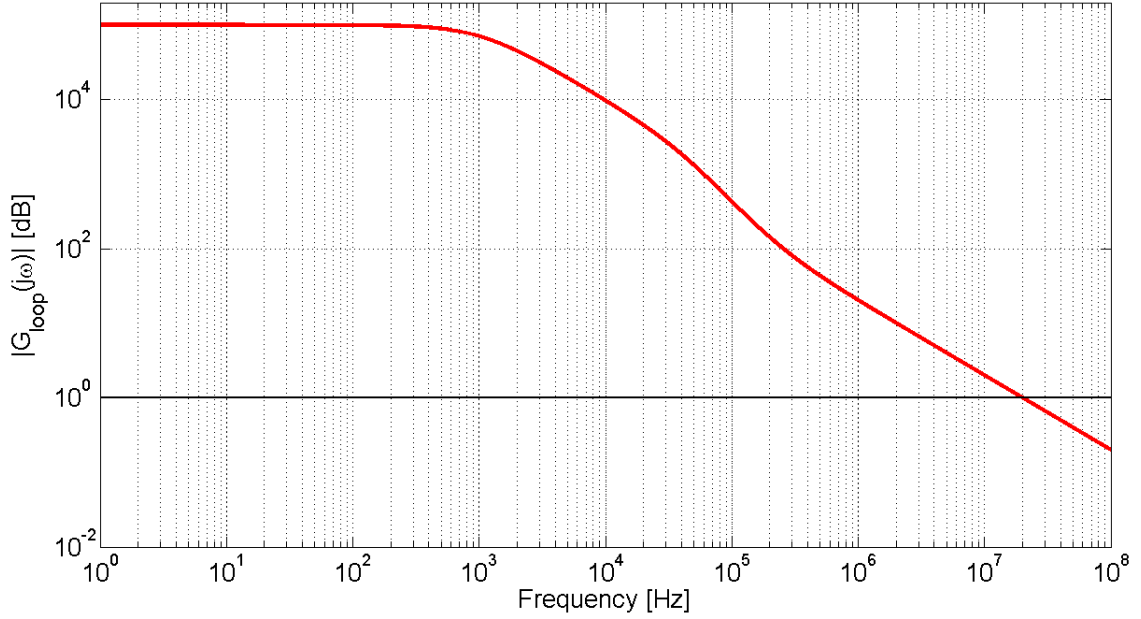


Figura 2.4 Guadagno d'anello del TIA al variare della frequenza: fornisce l'informazione sulla stabilità del circuito

dell'azione del polo. Per il caso in esame si avrà dunque:

$$V_{\text{OUT}}(t) = R_F \cdot I_{\text{IN}}(t) \quad (2.4)$$

Il movimento della massa mobile causato dalla Forza di Lorentz induce una corrente ai capi del condensatore, pari a:

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = C(t) \cdot \frac{dV(t)}{dt} + V(t) \cdot \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.5)$$

Poichè la tensione di polarizzazione degli statori è tenuta fissa attraverso la massa virtuale del TIA, ed il potenziale della massa mobile si può ragionevolmente considerare a massa, $V(t)$ può essere considerata con buona approssimazione uguale a V_{BIAS} , ed il termine $\frac{dV(t)}{dt}$ può dunque essere considerato nullo. Quindi:

$$I(t) = V_{\text{BIAS}} \cdot \frac{dC(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Poichè la forma d'onda della corrente iniettata nelle molle è di tipo sinusoidale, le due capacità che compongono il condensatore differenziale variano in opposizione di fase tra loro attorno al valore C_0 della capacità di riposo con la relazione seguente:

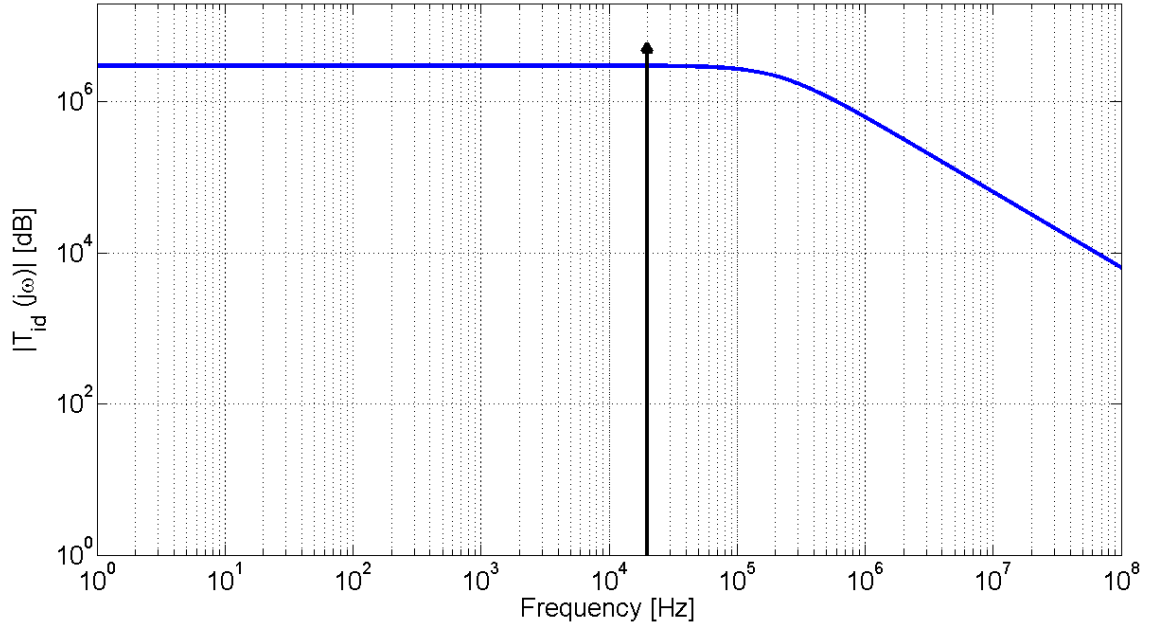


Figura 2.5 Trasferimento da corrente di ingresso a tensione di uscita dello stadio TIA

$$C(t) = C_0 + \Delta C_0 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (2.7)$$

Dunque la derivata del valore della capacità in funzione del tempo:

$$\frac{dC(t)}{dt} = \Delta C_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (2.8)$$

La corrente sugli statori del condensatore differenziale di lettura è dunque definita come:

$$I(t) = V_{\text{BIAS}} \cdot \frac{dC(t)}{dt} = V_{\text{BIAS}} \cdot \Delta C_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (2.9)$$

Facendo riferimento alla 2.4, in cui è stata ricavata l'espressione della tensione di uscita dello stadio TIA, ed utilizzando la 2.9, si ottiene:

$$V_{\text{OUT}}(t) = R_F \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \Delta C_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (2.10)$$

con $\omega = \omega_0 = 2\pi f_0$ se la corrente di alimentazione è alla frequenza di risonanza della struttura, $\omega = \omega_d = 2\pi f_d$ se è invece utilizzata la tecnica del mismatch di frequenza. Per una certa variazione di campo magnetico ΔB si avrà dunque:

$$\frac{\Delta V}{\Delta B} = R_F \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \omega \frac{\Delta C}{\Delta B} = R_F \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \omega \cdot S \quad (2.11)$$

dove S è la sensitività del *MEMS*. Il rumore elettronico di questo stadio è dovuto principalmente al rumore termico della resistenza R_F , e può essere scritto come:

$$\sigma_{\text{TIA}}^2 = 4k_B T R_F \quad (2.12)$$

e supposto questo come minimo segnale misurabile dall'elettronica ($\Delta V_{\text{min,TIA}}$), si può ricavare l'espressione del minimo campo magnetico misurabile:

$$\Delta B_{\text{min,TIA}} = \frac{\Delta V_{\text{min,TIA}}}{S \omega R_F V_{\text{BIAS}}} = \frac{\sqrt{4k_B T R_F B W}}{S \omega R_F V_{\text{BIAS}}} = \frac{\sqrt{4k_B T B W}}{S \omega V_{\text{BIAS}} \sqrt{R_F}} \quad (2.13)$$

Considerando ad esempio un dispositivo con una sensitività $\frac{\Delta C}{\Delta B} = 2 \frac{\text{aF}}{\mu\text{T}}$, una tensione applicata agli statori V_{BIAS} di 2V ed una banda elettronica di circa 30Hz si ottiene un minimo campo magnetico misurabile dovuto alla sola elettronica pari a:

$$B_{\text{min,TIA}} \approx 800\text{nT} \quad (2.14)$$

2.2.2 I stadio: CA

Poichè si vuole ridurre il rumore dell'elettronica allo scopo di renderlo inferiore a quello intrinseco del *MEMS*, e dunque aumentare la risoluzione, si è cercato di modificare lo stadio TIA appena presentato. Da quanto calcolato al paragrafo precedente (2.13) si può notare come il minimo campo magnetico misurabile sia inversamente proporzionale a $\sqrt{R_F}$; al di là dell'aumentare la tensione di alimentazione degli statori V_{BIAS} quindi, l'unico modo di incrementare la risoluzione è aumentare il valore di R_F . Seguendo questo approccio, ed utilizzando una R_F maggiore di quella già considerata, l'effetto che si ottiene sul G_{loop} è lo spostamento a più bassa frequenza delle due singolarità (polo e zero) dovute a resistenze e capacità, mentre il polo dell'operazionale rimane alla frequenza di circa 1kHz come da datasheet, rafforzando la stabilità del circuito. Per quanto riguarda il trasferimento invece si ottiene un aumento del guadagno a bassa frequenza a discapito della banda, dunque la risoluzione è aumentata, ma non vengono più rispettati i requisiti di banda. Volendo comunque aumentare il valore di R_F allo scopo di diminuire il minimo campo rilevabile, è

necessario aumentare il valore della capacità per aumentare la banda; in questo modo il circuito, pur mantenendo la stessa topologia circuitale, non si comporta più come uno stadio a transimpedenza, ma comincia a comportarsi come un *preamplificatore di carica*. Questo significa che alle frequenze di operazione ($\approx 20\text{KHz}$) la reazione dell'amplificatore operazionale non può più essere approssimata alla sola resistenza R_F , ma diventa approssimabile alla sola capacità C_F . Poichè la configurazione circuitale non cambia, le espressioni letterali del $G_{\text{loop}}(j\omega)$ e del trasferimento da ingresso ad uscita ($T(j\omega)$) non cambiano rispetto al caso del TIA, ma in questo caso i valori di R_F e C_F vengono scelti in modo tale che il polo del trasferimento avvenga prima delle frequenze di utilizzo, in particolare circa una decade prima, in modo da diminuire drasticamente il contributo di rumore portato in uscita dalla resistenza R_F . I valori selezionati teoricamente sono tali che il polo del trasferimento avvenga ad una frequenza di 2KHz , e dunque si scelgono $R_F = 160\text{M}\Omega$ e $C_F = 0.5\text{pF}$. Con questi valori, il circuito è stabile, poichè come nel caso precedente il grafico del $G_{\text{loop}}(j\omega)$ taglia l'asse a 0dB con una pendenza di 20db/dec , garantendo un margine di fase poco inferiore a 90° (figura 2.6).

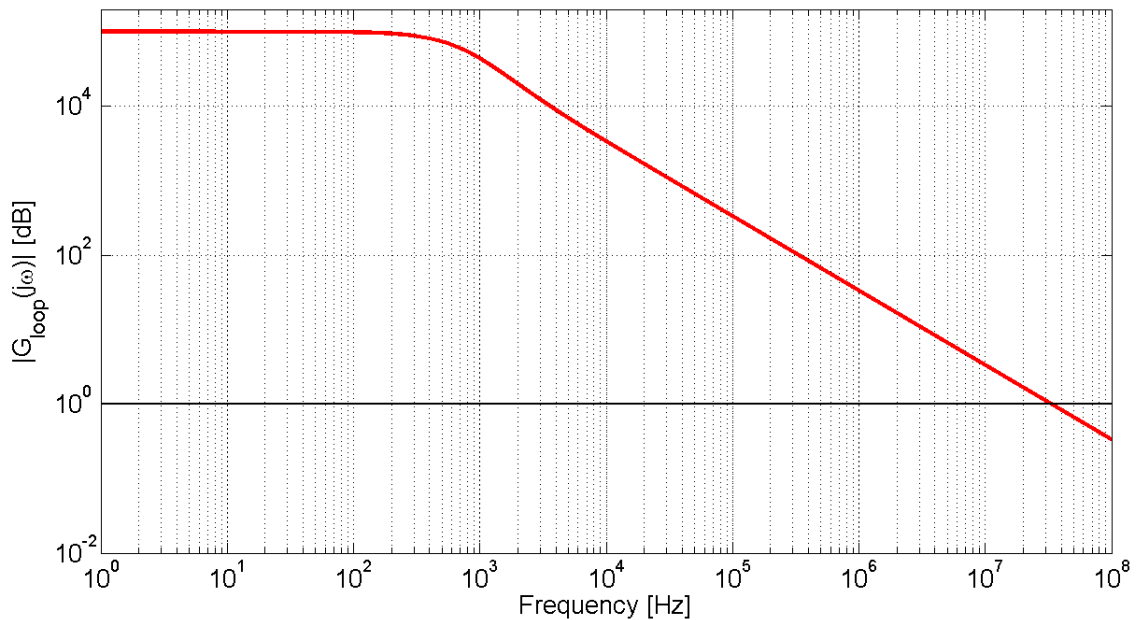


Figura 2.6 G_{loop} vs frequenza: da questo grafico si può osservare la stabilità del circuito

Il trasferimento da corrente di ingresso a tensione di uscita è invece visibile in figura 2.7.

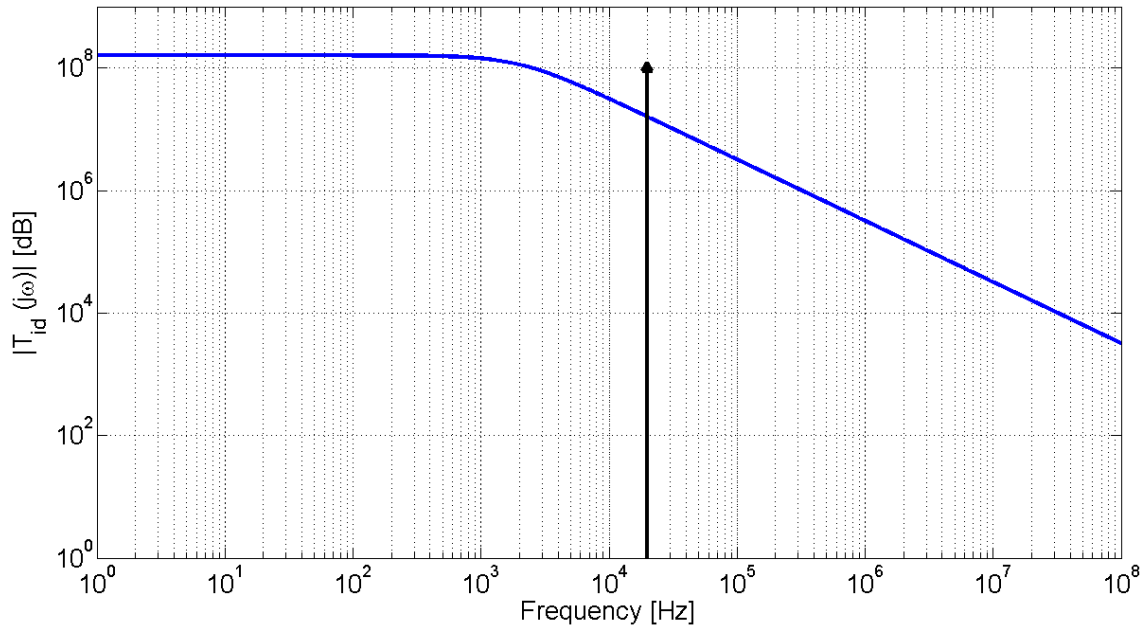


Figura 2.7 Trasferimento da corrente di ingresso a tensione di uscita dello stadio TIA

Generalizzando la trattazione effettuata per il TIA, per la configurazione circuitale in oggetto si ha

$$V_{\text{OUT}}(t) = I_{\text{IN}}(t) \cdot Z_{\text{F}} \quad (2.15)$$

dove Z_{F} è l'impedenza in feedback all'amplificatore operazionale. Nel caso di utilizzo come charge amplifier $Z_{\text{F}} = \frac{1}{j\omega C_{\text{F}}}$, ed utilizzando la 2.9 si ottiene:

$$V_{\text{OUT}}(t) = \frac{1}{j\omega C_{\text{F}}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \Delta C_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) \quad (2.16)$$

A fronte di una variazione del campo magnetico ΔB si ha:

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta B} = \frac{1}{C_{\text{F}}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \frac{\Delta C}{\Delta B} = \frac{1}{C_{\text{F}}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot S \quad (2.17)$$

Da quanto appena ricavato si può vedere come in questo caso la tensione in uscita non dipende dalla frequenza, cosa che non accade invece per quanto riguarda il rumore della resistenza in feedback R_{F} . Il rumore termico proprio della resistenza, espresso in 2.12 non è più trasferito in uscita inalterato, ma a causa del polo a bassa frequenza introdotto dal nuovo dimensionamento della resistenza e della capacità in feedback, il rumore in uscita si può esprimere come il rumore in corrente della

resistenza moltiplicato per la funzione di trasferimento del circuito al quadrato, poichè si tratta di un valore quadratico medio, e dunque:

$$\sigma_{CA}^2 = \frac{4k_B T}{R_F} \left(\frac{R_F}{\sqrt{1 + \omega R_F C_F}} \right)^2 \cdot BW \quad (2.18)$$

Chiamando

$$\omega_F = \frac{1}{C_F R_F} \approx 2\pi \cdot 2KHz \quad (2.19)$$

e tenendo presente che $\omega = \omega_0$ se si fa lavorare il *MEMS* alla sua frequenza di risonanza naturale o $\omega = \omega_d = \omega_0 - \Delta\omega$ se si utilizza la tecnica del mismatch di frequenza, il minimo valore di tensione rilevabile in uscita è:

$$\sigma_{CA}^2 = \frac{4k_B T R_F}{1 + \left(\frac{\omega_0}{\omega_F}\right)^2} \cdot BW = \frac{4k_B T R_F}{1 + \left(\frac{f_0}{f_F}\right)^2} \cdot BW \quad (2.20)$$

Se $f_0/f_F \gg 1$, si ottiene dunque:

$$\sigma_{CA}^2 = \frac{4k_B T R_F}{\left(\frac{f_0}{f_F}\right)^2} \cdot BW \quad (2.21)$$

Il valore minimo del campo magnetico ora misurabile è:

$$\Delta B_{\min,CA} = \frac{\Delta V_{\min,TIA}}{S \cdot \frac{1}{C_F} \cdot V_{BIAS}} = \frac{\sqrt{\frac{4k_B T R_F}{\left(\frac{f_0}{f_F}\right)^2} \cdot BW}}{S \cdot \frac{1}{C_F} \cdot V_{BIAS}} \quad (2.22)$$

Rielaborando l'espressione, tenendo conto della 2.19 si ottiene:

$$\Delta B_{\min,CA} = \frac{\sqrt{\frac{4k_B T}{f_{op}^2} \cdot BW}}{2\pi \cdot V_{BIAS} \cdot S \cdot \sqrt{R_F}} \quad (2.23)$$

dove $f_{op} = f_0$ per l'operazione a risonanza, e $f_{op} = f_0 - \Delta f$ per l'operazione con la tecnica del mismatch di frequenza. Il minimo campo magnetico misurabile risulta come prima inversamente proporzionale alla radice quadrata di R_F , ma in questo caso il suo valore è molto maggiore di quello considerato in precedenza. Ripetendo l'esempio numerico portato nel caso dell'amplificatore a transimpedenza, ossia un

dispositivo con sensitività $S = 2 \frac{aF}{\mu T}$, una tensione di alimentazione degli statori di $V_{BIAS} = 2V$ ed una banda elettronica di $30Hz$, ma questa volta considerando i nuovi valori di $R_F = 160M\Omega$ e $C_F = 0.5pF$ si ottiene:

$$B_{min,CA} \approx 110nT \quad (2.24)$$

una risoluzione nettamente migliore rispetto al caso del TIA.

2.2.3 II stadio: INA

I segnali di tensione uscenti dal primo stadio, indipendentemente dalla configurazione scelta (TIA o CA) sono due tensioni sinusoidali - a fronte di una corrente di ingresso sinusoidale - in opposizione di fase tra loro. Per portarli in uscita ed ottenere un unico valore proporzionale all'intensità del campo magnetico in cui è immerso il dispositivo si è scelto di utilizzare un *Instrumentational Amplifier* (*INA 129* fornito dalla *Texas Instruments*) [30]. Ai suoi ingressi entrano i segnali di uscita dal primo stadio centrati a V_{BIAS} (figura 2.8a), l'*INA* ne amplifica la differenza, ed in uscita si ha un segnale di tensione amplificato, centrato a $0V$ (figura 2.8b)

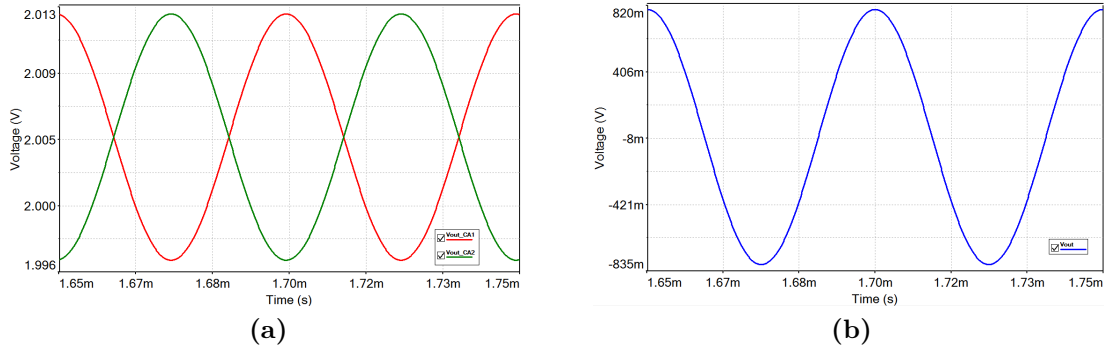


Figura 2.8 Forme d'onda di tensione di uscita (a) dai Charge Amplifiers, come si può notare le due onde sono in opposizione di fase (b) in rosso e verde ancora le tensioni in uscita dai Charge Amplifiers, ed in blu la forma d'onda di tensione in uscita dall'INA, che amplifica la differenza tra le altre due del guadagno proprio dell'INA

e di ampiezza proporzionale alla differenza tra i due secondo il fattore:

$$G_{INA} = 1 + \frac{49.4K\Omega}{R_G} \quad (2.25)$$

dove R_G è la resistenza esterna da inserire tra due piedini del package dell'amplificatore, lasciati appositamente per farne decidere il guadagno all'utilizzatore. Nel caso in esame, per questioni di FSR dell'apparato di misura che sarà descritto nel seguito, si è scelto di ottenere con l'INA un guadagno di ≈ 50 , e dunque una resistenza $R_G = 1K\Omega$. La configurazione descritta è mostrata in figura 2.9.

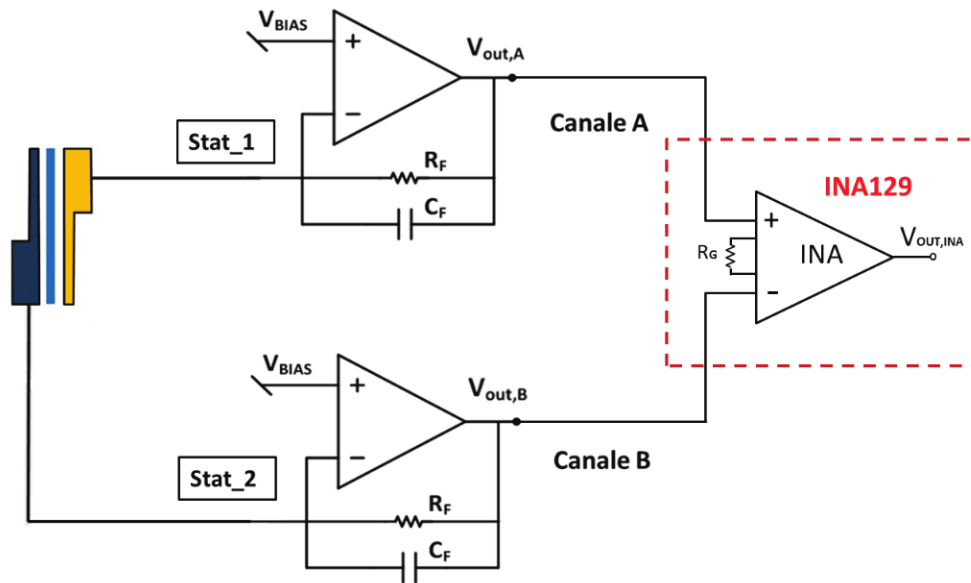


Figura 2.9 Schema circuitale dell'apparato di lettura comprendente anche l'instrumental amplifier (INA) utilizzato per amplificare la differenza tra i due segnali uscenti dal primo stadio

Altri parametri dell'INA 129 che ne hanno determinato la scelta sono:

$$CMRR = 120dB @ G = 100 \quad (2.26a)$$

$$\sqrt{S_V} = 8 \frac{nV}{\sqrt{Hz}} \quad (2.26b)$$

$$\sqrt{S_I} = 0.3 \frac{pA}{\sqrt{Hz}} \quad (2.26c)$$

mentre la tensione di offset, pari a

$$V_{OS} = \pm 10 \pm \frac{100}{G_{INA}} \approx 12\mu V \quad (2.27)$$

viene eliminata mediante un filtraggio passa-alto attivo tra il pin di *reference* e l'uscita dell'INA. Utilizzando la configurazione circuitale in figura 2.9 si osserva una funzione di trasferimento tra ingressi e uscita come in figura 2.10.

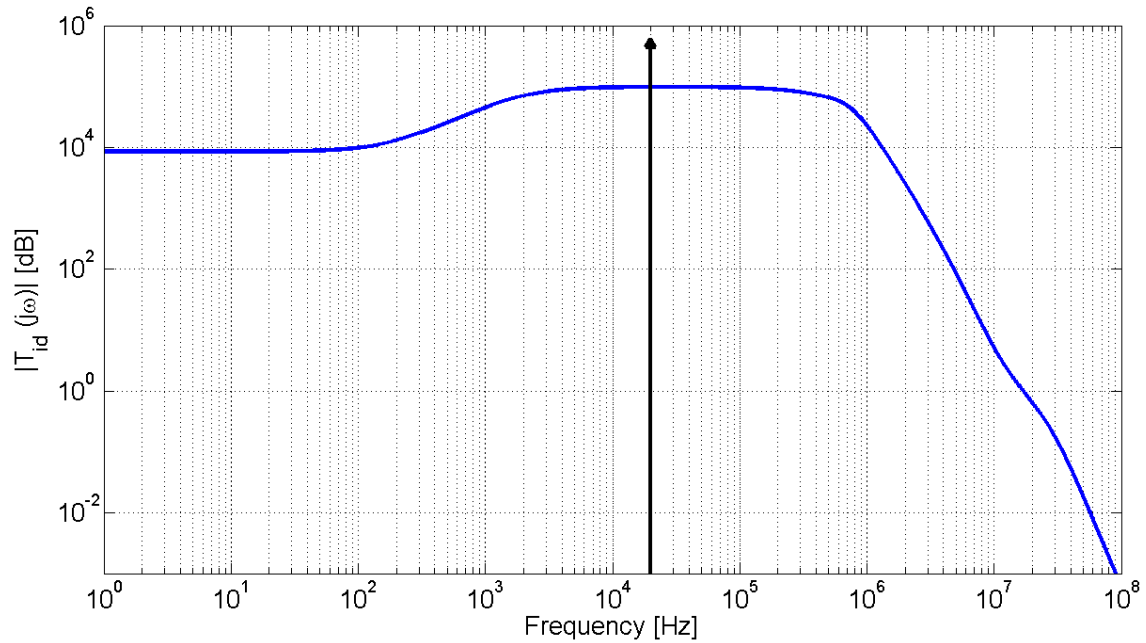


Figura 2.10 Funzione di trasferimento tra ingressi di corrente al primo stadio ed uscita in tensione all'INA

Si può osservare che alle frequenze di interesse ($\approx 20\text{KHz}$) ci si trova in una zona di funzionamento del circuito a guadagno costante e massimo. Il segnale di tensione in uscita dall'INA può dunque essere considerato pari a:

$$V_{\text{OUT,INA}} = (V_{\text{CA},1} - V_{\text{CA},2}) \cdot G_{\text{INA}} \quad (2.28)$$

Poichè $V_{\text{CA},1} = -V_{\text{CA},2}$, dalla 2.11 qui riportata in forma generale

$$\frac{\Delta V}{\Delta B} = Z_{\text{F}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \omega \cdot S \quad (2.29)$$

si ottiene:

$$V_{\text{OUT,CA}} = Z_{\text{F}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \omega \cdot S \cdot B \quad (2.30)$$

e dunque:

$$V_{\text{OUT,INA}} = G_{\text{INA}} \cdot Z_{\text{F}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot \omega \cdot S \cdot B = G_{\text{INA}} \cdot \frac{1}{C_{\text{F}}} \cdot V_{\text{BIAS}} \cdot S \cdot B \quad (2.31)$$

Riprendendo l'esempio numerico effettuato per i precedenti paragrafi, supponendo

di lavorare con un primo stadio a *Charge Amplifiers*, a fronte di una variazione di campo magnetico $\Delta B = 1\mu T$, si ottiene un segnale in uscita dai CA di ampiezza $8\mu V$. Se moltiplicato per il guadagno dell'INA, posto ≈ 50 , si ottiene in uscita una sinusoide di tensione di ampiezza pari a $800\mu V$. A fronte invece di una variazione di campo magnetico di $\Delta B = 1mT$, seguendo lo stesso procedimento, si ottiene invece un segnale in uscita dagli amplificatori di carica di $8mV$ e dunque un segnale in uscita dall'INA di ampiezza $0.8V$.

2.3 Realizzazione PCB

Con l'ausilio di simulazioni circuitali sulla topologia mostrata in figura 2.9 sono stati ottenuti i valori dei componenti elencati nel paragrafo precedente, riassunti in tabella 2.2

PARAMETRO	VALORE
$R_{F,CA}$	$200M\Omega$
$C_{F,CA}$	$0.5fF$
$R_{HPF,INA}$	$750K\Omega$
$C_{HPF,INA}$	$220pF$
$R_{G,INA}$	$1K\Omega$

Tabella 2.2

Per la realizzazione della scheda si è dunque scelto di utilizzare uno stadio di lettura a *Charge Amplifiers* e non più a *Transimpedance Amplifiers*, con tutti i vantaggi già elencati. La realizzazione della PCB (*Printed Circuit Board*) ha dei vincoli di dimensioni lungo una direzione, a causa del setup di misura utilizzato che verrà descritto nel seguito. Nonostante questo si è preferito realizzare il circuito su un'unica schedina, per rendere il tutto più compatto e minimizzare distorsioni ed attenuazioni dei segnali. Il layout della schedina, realizzata mediante l'utilizzo di *Altium Designer*, è visibile in figura 2.11, ed un'immagine della schedina finita in figura 2.12.

La R_G che definisce il guadagno dell'INA è stata realizzata con un potenziometro da $1K\Omega$, in modo da poter variare il guadagno a seconda dei campi magnetici in gioco: se ad esempio il dispositivo è immerso in un campo magnetico debole, è preferibile aumentare il guadagno dell'INA per avere un segnale di tensione più ampio in uscita.

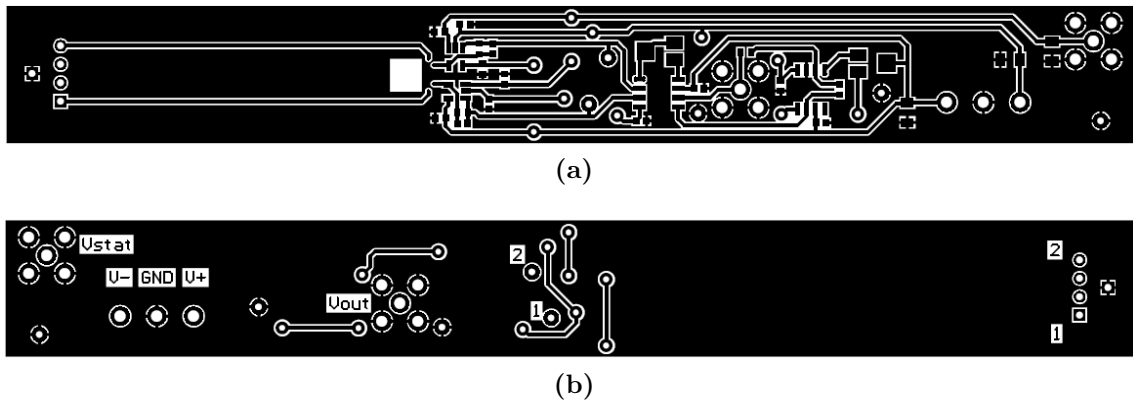


Figura 2.11 Layout per la stampa della PCB (a) vista dal basso, (b) vista dall'alto

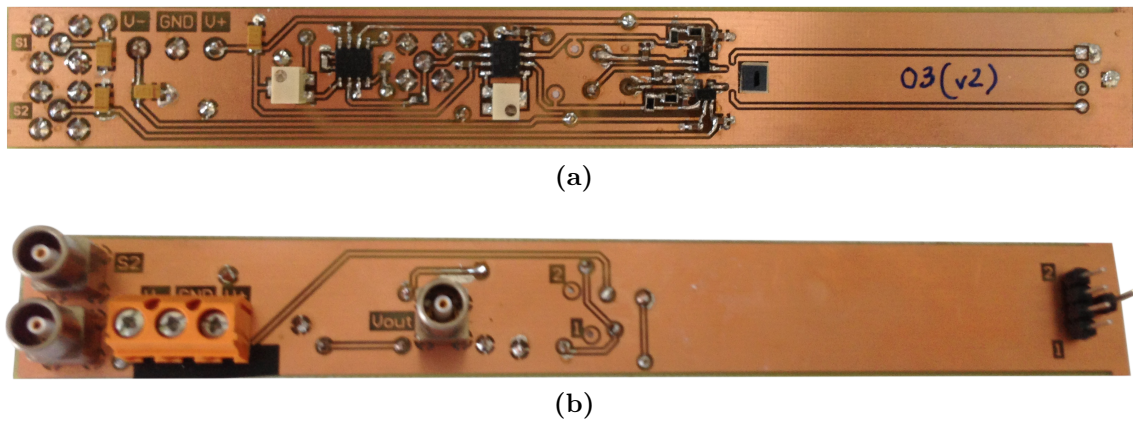


Figura 2.12 Layout per la stampa della PCB (a) vista dal basso, (b) vista dall'alto

Come resistenza di feedback nei *Charge Amplifiers* sono state utilizzate due resistenze da $100M\Omega$ in serie, con valore complessivo di R_F di $200M\Omega$ e non $160M\Omega$ come calcolato teoricamente, a causa del fatto che una resistenza con questo valore non è disponibile in commercio. Sono presenti due *LEMO* per l'alimentazione degli statori, in modo da avere la possibilità di polarizzarli separatamente, un connettore per l'alimentazione degli amplificatori operazionali (in figura 2.12b è visibili in arancione), un *Lemo* utilizzato per l'iniezione della corrente nelle molle, oltre a due *probe*, ossia punti nei quali è possibile misurare le forme d'onda di tensione in uscita dai due *Charge Amplifiers* per mezzo dell'inserimento di sonde direttamente collegate ad un oscilloscopio, ed un ulteriore *Lemo* per la misura della tensione in uscita dall'INA. La resistenza $R_{HPF,INA}$ e la capacità $C_{HPF,INA}$ sono i due componenti grazie ai quali è realizzato il filtro passa alto presente tra morsetto di reference e di uscita dell'INA. Per avere prestazioni migliori è stato realizzato un filtro passa-alto utilizzando come

elemento attivo un *OPA 130* fornito dalla *Texas Instruments* secondo lo schema visibile in figura 2.13.

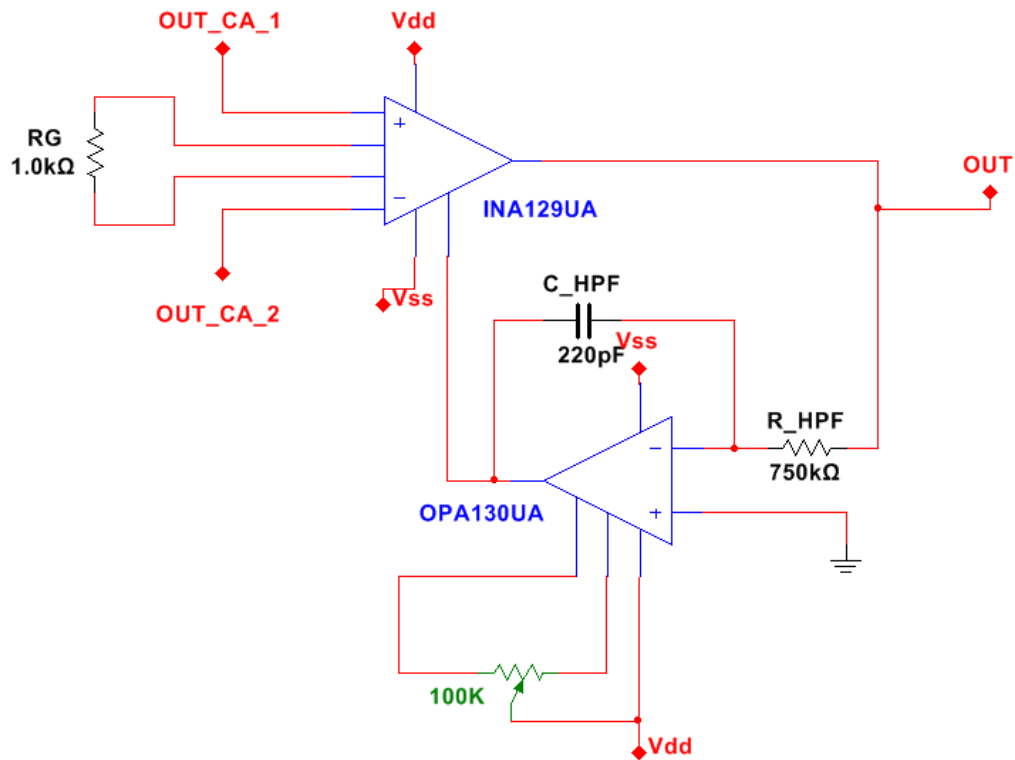


Figura 2.13 Schematizzazione circuitale dell'INA utilizzato per il secondo stadio con il filtro passa-alto per l'eliminazione dell'offset tra il morsetto di reference e di uscita

Il filtro realizzato, grazie al suo polo nell'origine ed allo zero ad una frequenza di circa 1 KHz, è inserito per eliminare problemi dovuti a tensioni continue in ingresso all'INA, in particolare la sua tensione di offset. E' stato scelto proprio l'*OPA 130* grazie alla presenza di due morsetti ai quali è possibile collegare un trimmer da $100\text{k}\Omega$ [31], visibile in figura 2.11a e 2.12a, per eliminare la sua tensione di offset. Grazie a tutto questo è dunque possibile ottenere un segnale sinusoidale di tensione in uscita centrato a 0V .

Capitolo 3

Misure su dispositivi esistenti

3.1 Setup sperimentale

Il setup utilizzato per effettuare le misure è composto da elementi già presenti in laboratorio, progettati in precedenti lavori anch'essi indirizzati a misure con sensori di campo magnetico. Esso consiste in una struttura in grado di generare un campo magnetico lungo una direzione ben definita ed una scheda di driving, in grado di erogare corrente al MEMS. La lettura del segnale generato dal MEMS viene poi effettuata attraverso la scheda di readout descritta nel capitolo precedente.

3.1.1 Generatore di campo magnetico

Il generatore di campo magnetico utilizzato è visibile in figura 3.1.

Si tratta di una struttura formata da una colonna portante sulla quale sono predisposte due guide adatte allo scorrimento di due piattaforme appositamente progettate. A loro volta queste due piattaforme presentano degli alloggiamenti per due oggetti circolari filettati al cui interno sono presenti due magneti permanenti anch'essi circolari, composti da una lega di Neodimio, Ferro e Boro (NdFeB). Questi due magneti, grazie alla reciproca posizione sulla struttura, sono in grado di generare un campo magnetico diretto lungo l'asse Z la cui intensità è inversamente proporzionale alla loro distanza. Grandi variazioni di campo magnetico sono effettuate muovendo le piattaforme sulle guide, mentre variazioni più fini sono ottenute facendo compiere dei giri alle viti graduate in cui alloggiavano i magneti: in particolare ogni giro intero compiuto dalla vite ne provoca una variazione in altezza di $1mm$. Per decidere a quale intensità di campo magnetico verranno effettuate le misure è necessario

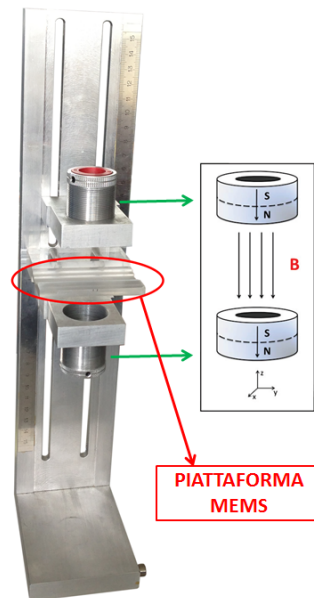


Figura 3.1 Generatore di campo magnetico utilizzato per effettuare le misure

calibrare il generatore: questa operazione viene effettuata per mezzo di un sensore ad effetto Hall (*EQ411L* [datasheet]). Il risultato della calibrazione è mostrato in figura 3.2.

Questa curva è stata ottenuta mantenendo le piattaforme fisse ad una distanza di 5.5cm una dall'altra, con la struttura di plexiglass predisposta all'alloggiamento del MEMS ad una distanza intermedia tra le due. In particolare sono state selezionate 4 intensità di campo magnetico, che verranno utilizzate per tutte le misure mostrate nel seguito, e riassunte in tabella 3.1. La posizione di riferimento, corrispondente ad un numero di giri pari a 0, è quella tale per cui le estremità delle viti graduate più vicine al MEMS sono a filo con la fine della piattaforma che le sostiene.

POSIZIONE (turns)	B [mT]
7	13.5
0	8.25
-7	5.25
-12	3.8

Tabella 3.1 Posizioni delle viti graduate e corrispondenti intensità di campo magnetico utilizzate come riferimenti per le misure

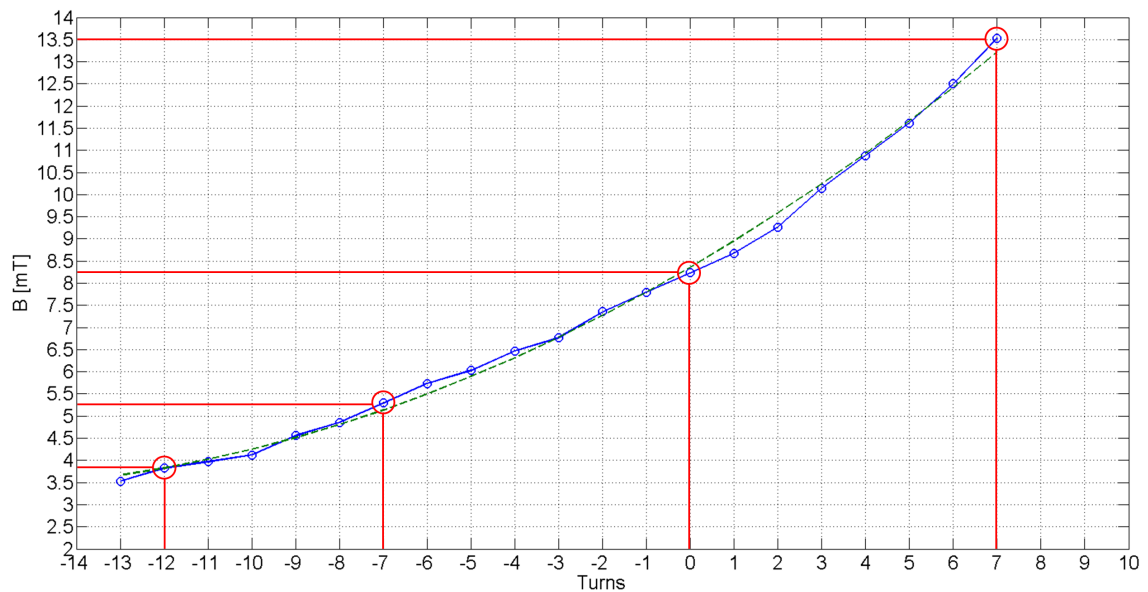


Figura 3.2 Calibrazione del generatore di campo magnetico a magneti permanenti presente in laboratorio. E' mostrata l'intensità di campo magnetico in funzione del numero di giri delle viti graduate. Turns = 0 corrisponde ad una distanza tra le due viti di 5,5 cm, i valori di turns positivi corrispondono ad un avvicinamento delle due e quelli negativi ad un allontanamento.

3.1.2 PCB di driving

Per l'iniezione della corrente all'interno delle molle del MEMS si è utilizzata una scheda già presente in laboratorio, visibile in figura 3.3

Il suo funzionamento è basato su un convertitore tensione-corrente, grazie al quale a partire da una tensione, fornita alla scheda attraverso una Howland, viene iniettata una corrente nel MEMS attraverso una resistenza di valore noto e tolleranza 0,1%: la frequenza della corrente nel dispositivo sarà dunque uguale a quella dell'onda di tensione in ingresso al circuito. Sulla scheda sono inoltre presente una serie di traslatori studiati in modo tale che ai due capi del MEMS i due segnali di tensione siano in antifase tra loro. Grazie a questo ed alla simmetria del dispositivo utilizzato, questa tecnica di driving ha un ulteriore vantaggio: a patto che le resistenze delle molle siano tutte uguali la parte centrale della struttura (che comprende anche i piatti mobili dei condensatori differenziali) è a potenziale nullo, evitando l'insorgere di forze elettrostatiche che sbilancerebbero l'equilibrio dei condensatori alterando la misura o addirittura provocando il malfunzionamento del MEMS.

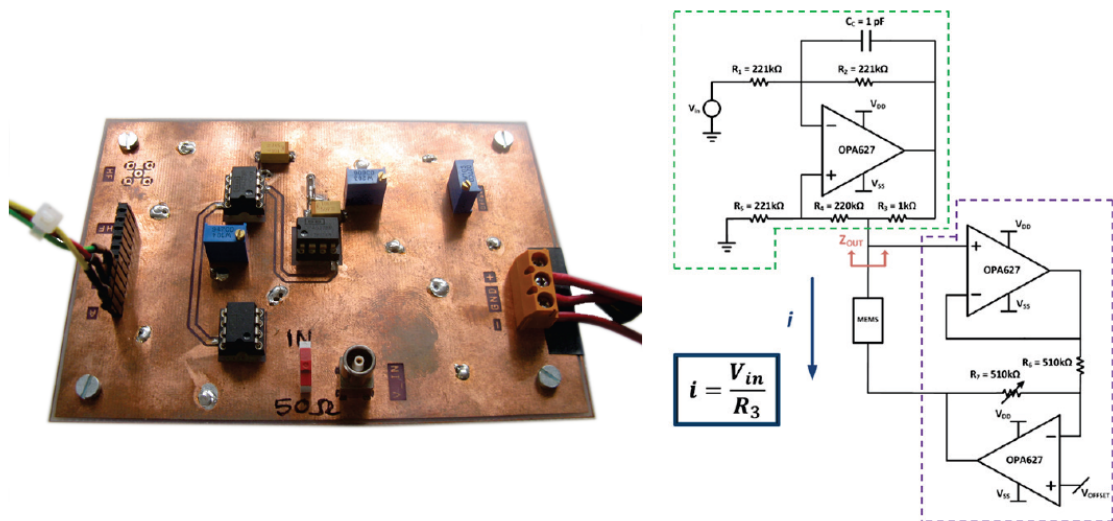


Figura 3.3 Immagine della PCB utilizzata per l'iniezione della corrente nelle molle del MEMS

3.1.3 Strumentazione elettronica utilizzata

La scheda utilizzata per il readout del MEMS, alla quale il dispositivo è bondato, è stata descritta nella sezione 2.3 del capitolo precedente. Ad essa giungono i segnali di alimentazione degli statori utilizzando due generatori di tensione: uno fornisce un valore di tensione iniziale, un altro l'offset presente tra le tensioni dei due. Se questo secondo generatore viene tenuto a zero la tensione sui due statori è la medesima. Questa soluzione è stata implementata allo scopo di annullare possibili offset meccanici, dovuti a tolleranze di processo, presenti nelle celle di condensatori differenziali; differenziando le tensioni dei due statori è infatti possibile creare forze elettrostatiche di attrazione e repulsione del piatto centrale diverse e dunque se la posizione di riposo del piatto non è precisamente quella centrale è possibile correggere questo errore. Un ulteriore generatore di tensione è utilizzato per alimentare gli amplificatori operazionali. L'uscita dell'INA, prelevata attraverso un connettore *LEMO*, è portata ad un *Lock-In Amplifier (SR830 di Stanford Research Systems)* utilizzato anche per fornire il segnale di tensione di ingresso alla scheda di driving descritta in 3.1.2. L'uscita del Lock-In è portata ad un oscilloscopio (*DPO 3054 di Tektronix*) per la visualizzazione dei risultati ottenuti. In figura 3.4 è rappresentato schematicamente l'apparato di misura utilizzato.

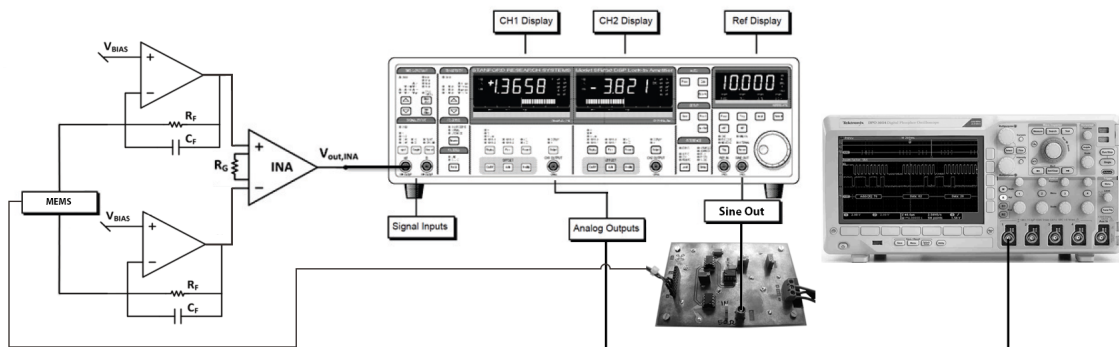


Figura 3.4 Schema delle connessioni del circuiti al Lock-In Amplifier ed all'oscilloscopio

3.2 Misure effettuate

Allo scopo di verificare la teoria esposta nel capitolo 1 sono state effettuate misure su dispositivi già presenti in laboratorio e presentati nel paragrafo 2.1 a pagina 28. Per semplicità di lettura in figura 3.5 è riportata la struttura del sensore.

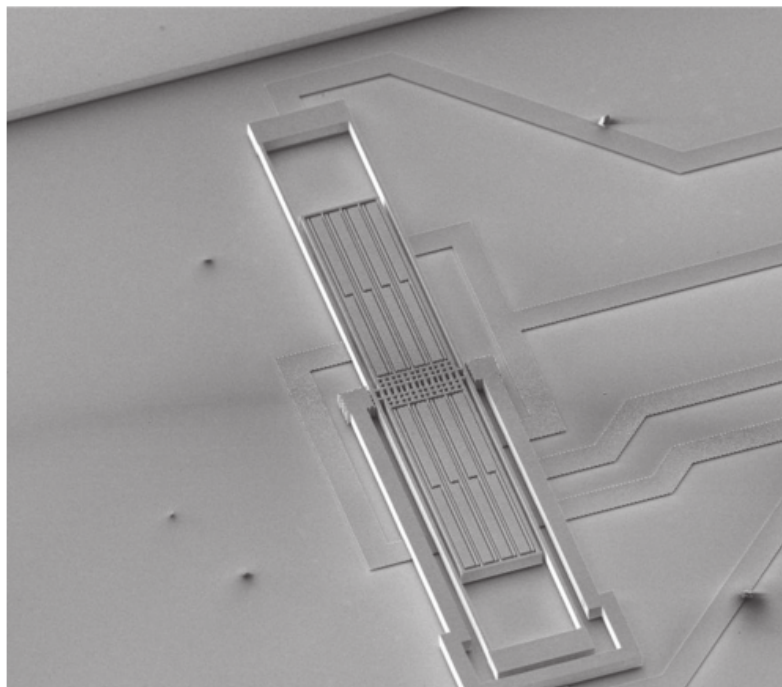


Figura 3.5 Foto al microscopio SEM del magnetometro MEMS a 8 piatti di sensing utilizzato per le misure presentate in questo capitolo

E' necessario sottolineare che la struttura utilizzata è unica, ma presente in package a diverse pressioni: in particolare sono stati utilizzati un dispositivo ad una

pressione nominale di 1mbar , ed un altro dispositivo ad una pressione nominale di 0.2mbar .

- Il dispositivo a pressione maggiore è stato testato solamente operandolo a risonanza, in quanto la banda a -3dB della sua funzione di trasferimento, tenuto conto che il fattore di qualità (Q) è circa 170, risulta essere sufficientemente grande:

$$BW_{-3\text{dB}} = \frac{f_0}{2Q} \approx 50\text{Hz} \quad (3.1)$$

che è proprio la banda richiesta a questi dispositivi. Nonostante si possano comunque ottenere alcuni vantaggi con l'operazione con mismatch di frequenza, è difficile ottenere un buon guadagno utilizzando un mismatch maggiore di 50 Hz, e dunque per quei dispositivi che intrinsecamente hanno una banda che corrisponde alle specifiche si preferisce utilizzare la tecnica dell'operazione a risonanza.

- Il dispositivo a pressione minore è invece stato testato in entrambe le modalità. Questo infatti, poichè b (coefficiente di damping) è minore grazie alla minore pressione, ha un fattore di qualità maggiore e dunque una banda ($BW_{-3\text{dB}}$) più stretta, vale infatti circa 10Hz . Per il dispositivo in queste condizioni sono stati scelti due punti di lavoro oltre quello a risonanza: un mismatch di 100 Hz e uno di 200 Hz (per mismatch si intende un valore Δf tale che la frequenza di lavoro $f_d = f_0 - \Delta f$).

3.2.1 Misure di sensitività

E' necessario notare che le frequenze di risonanza alle quali verranno effettuate le misure sui due dispositivi non corrispondono a quella nominale, presente in tabella 2.1, poichè a causa della tensione utilizzata agli statori, ovvero 6 V, si ha una diminuzione della frequenza di risonanza dovuta al fenomeno dello *spring softening*. L'effetto delle forze elettrostatiche che si creano si può modellizzare come una costante elettrostatica (k_{el}), che va a diminuire il valore della costante elastica totale della struttura, diminuendone dunque la frequenza di risonanza. Le frequenze di risonanza misurate dei due dispositivi, con una tensione agli statori di 6 V, sono mostrate in tabella 3.2; la differenza tra loro è dovuta a tolleranze nel processo costruttivo.

Pressione del MEMS	Frequenza di risonanza
1 mbar	17.5 KHz
0.2 mbar	18.5 KHz

Tabella 3.2 *Frequenze di risonanza misurate dei due dispositivi testati*

Inizialmente sono state effettuate misure per valutare la sensitività ($\Delta C/\Delta B$) dei dispositivi. Grazie all'utilizzo dell'amplificatore *Lock-In* e della scheda di driving è stato possibile iniettare una corrente di ampiezza $102\mu A$ alla frequenza desiderata all'interno del MEMS; l'uscita del circuito di readout è stata poi portata al Lock-In come segnale in ingresso. Il Lock-In è stato impostato per avere una costante di tempo del filtro passa-basso presente al suo interno di $\tau_{LI} = 3ms$, corrispondente ad una $BW_{-3dB} = 53Hz$, ed è stato utilizzato un filtro a doppio polo (impostando il valore di *slope* a $12dB/oct$, ossia $40dB/dec$). Il primo dispositivo ad essere testato è stato il MEMS a pressione maggiore: è stato regolato il Lock-In per iniettare al suo interno una corrente alla sua frequenza di risonanza ($17.5kHz$) e si è letta direttamente all'amplificatore Lock-In l'ampiezza della componente in fase del segnale di uscita (massima alla frequenza di risonanza) al variare del campo magnetico. Sono stati rilevati i valori di tensione in uscita dal Lock-In a quattro diverse intensità di campo magnetico, che corrispondono a quelle elencate in tabella 3.1. La stessa operazione è poi stata compiuta per il dispositivo in package a pressione minore per le tre condizioni di operazione elencate al punto precedente, ed i risultati ottenuti sono visibili in figura 3.6

La ragione per cui il dispositivo con pressione nominale di $0.2mbar$ è stato definito ad una pressione semplicemente $< 0.5mbar$ in figura è che la tecnologia utilizzata per il packaging non è in grado di generare con esattezza le pressioni inferiori ad $1mbar$. Il packaging è effettuato dunque in modo che la pressione sia sicuramente molto minore di $1mbar$, ma non ne si conosce precisamente il valore. Nel corso del capitolo 1, e precisamente nell'equazione 1.39 a pagina 22 è stata ricavata l'espressione della sensitività per un dispositivo operante a risonanza. I valori di sensitività in figura si riferiscono però a quella riportata all'uscita del circuito di readout, dunque è necessario modificare la formula ricavata in precedenza. Utilizzando la 2.17, e considerando il guadagno dell'INA, pari a 12 (ottenuto posizionando il trimmer ad un valore di resistenza di $4.5K\Omega$):

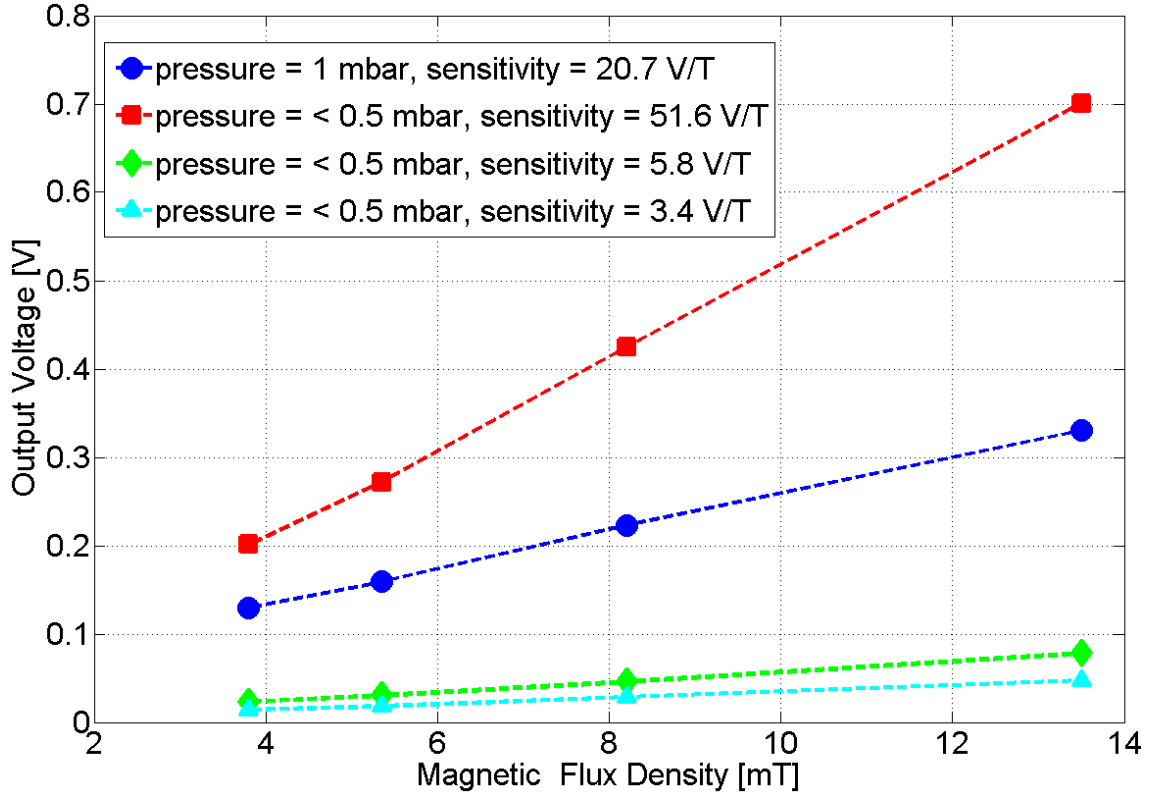


Figura 3.6 Tensione in uscita dal Lock-In misurata al variare del campo magnetico. La pendenza delle curve ricavate è la sensibilità del dispositivo

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta B} = \frac{\Delta C}{\Delta B} \cdot \frac{V_{\text{BIAS}}}{C_F} \cdot G_{\text{INA}} = \frac{\epsilon_0 i L}{4 \pi x_0^2 f_0 b_{\text{area}}} \cdot \frac{V_{\text{BIAS}}}{C_F} \cdot G_{\text{INA}} \quad (3.2)$$

Poichè alla pressione di 1mbar il valore di b_{area} è circa $7 \left[\frac{\text{Ns}}{\text{m}^3} \right]$ ed il guadagno dell'INA è impostato a 12, utilizzando una tensione di polarizzazione degli statori di 6 V, la sensibilità in uscita risulta:

$$\frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta B} = 20.3 \text{V/T} \quad (3.3)$$

che è un valore molto simile a quello ottenuto sperimentalmente (20.7V/T).

Come è già stato detto nel corso del capitolo 1, il valore di b_{area} , e conseguentemente di b , varia proporzionalmente alla pressione. Per quanto riguarda il dispositivo a bassa pressione dunque, se operato a risonanza (18.5kHz), ci si aspetta che la sensibilità aumenti proporzionalmente alla diminuzione del coefficiente di damping, ossia proporzionalmente alla diminuzione della pressione. Come si può vedere dalla figura 3.6 il valore di risonanza ricavato sperimentalmente è 51.6V/T , mentre il valore

atteso teoricamente, supponendo il package ad una pressione effettiva di 0.2mbar è:

$$S_{0.2\text{mbar, res}} = S_{1\text{mbar, res}} \cdot \frac{1\text{mbar}}{0.2\text{mbar}} = 101.5V/T \quad (3.4)$$

Una spiegazione possibile al fatto che questo valore risulti molto diverso da quello misurato può essere dovuta alla pressione del package: come è già stato detto infatti essa non è facilmente controllabile per quanto riguarda valori $< 1\text{mbar}$, e dunque si può ragionevolmente supporre che il dispositivo testato non sia esattamente a 0.2mbar , ma circa a 0.35mbar . Con questo valore si ottiene teoricamente una sensitività pari a:

$$S_{0.35\text{mbar, res}} = S_{1\text{mbar, res}} \cdot \frac{1\text{mbar}}{0.35\text{mbar}} = 58V/T \quad (3.5)$$

molto simile al valore ottenuto sperimentalmente. Per quanto riguarda l'operazione con mismatch di frequenza pari a 100 Hz dalle misure si ottiene invece un valore di $5.8V/T$. Iniettando nelle molle del MEMS una corrente ad una frequenza di $18.5\text{kHz} - 100\text{Hz} = 18.4\text{kHz}$ il punto di lavoro si sposta dal picco di risonanza della funzione di trasferimento in una posizione in cui il guadagno tra forza e spostamento della massa mobile, ovvero tra forza e variazione di capacità, diminuisce. La relazione tra forza e spostamento può infatti essere definita [24] non più come Q/k , ma come Q_{eff}/k , e dunque Q_{eff}/Q è la differenza tra le sensitività nei due casi. Nel caso in esame, utilizzando la 1.44 si ha:

$$S_{0.2\text{mbar, mis100}} = S_{0.2\text{mbar, res}} \cdot \frac{Q_{\text{eff}, 0.2\text{mbar, mis100}}}{Q_{0.2\text{mbar}}} = \frac{S_{\text{res}}}{Q_{0.2\text{mbar}}} \cdot \frac{f_0}{2\Delta f} = 5.9V/T \quad (3.6)$$

La variazione misurata della sensitività del dispositivo, come si può vedere, è perfettamente in linea con le previsioni teoriche. Nel caso di mismatch di 200 Hz , invece, il valore di sensitività misurato è di $3.4V/T$. Anche in questo caso il valore ottenuto è in linea con le aspettative teoriche ($3V/T$), confermando dunque la validità della relazione che lega sensitività a risonanza e con mismatch.

3.2.2 Misure di risoluzione

Successivamente sono state effettuate le misure relative al minimo campo magnetico misurabile con i dispositivi. Per eseguire queste misure è stato utilizzato ancora il

Lock-In per fornire il segnale di tensione in ingresso alla PCB di driving, e grazie al Lock-In stesso è possibile effettuare una demodulazione a frequenza variabile ed decisa arbitrariamente. Del segnale risultante la componente in fase, differentemente da prima, è fornita in ingresso all'oscilloscopio. Valutare il minimo campo magnetico misurabile significa valutare il rumore totale, in $[T_{\text{rms}}]$, dell'insieme di MEMS ed elettronica di readout. Questo si può esprimere come:

$$B_{\text{min,rms}} = \frac{V_{\text{OUTmin,rms}}}{S} \quad (3.7)$$

dove S è la sensitività all'uscita del circuito di readout, calcolata nel set di misure effettuato in precedenza. Lo scopo della misura diventa quindi quello di osservare il minimo segnale di tensione osservabile teoricamente dall'apparato MEMS + elettronica, ossia quel segnale che rende il *rapporto segnale-rumore* uguale ad 1; occorre dunque misurare il rumore totale, espresso in V_{rms} . Questa operazione è stata effettuata variando la frequenza della corrente di eccitazione del MEMS attraverso il Lock-In ed osservando sull'oscilloscopio il valore *rms* di tensione del rumore, che è costituito dalla somma quadratica del rumore del MEMS e dell'elettronica di readout. Quest'ultimo, come visto nel capitolo precedente, è dominato dal rumore delle resistenze in feedback ai *Charge Amplifier*.

Il rumore osservato all'oscilloscopio è quello in uscita dal Lock-In, che definisce la banda del filtraggio elettronico per i dispositivi operati con mismatch di frequenza. Questo viene riportato all'uscita dell'INA, dividendolo per il guadagno del Lock-In, per essere confrontato con il rumore dell'elettronica di readout. Per effettuare le misure sono stati utilizzati valori di frequenza che per ogni dispositivo hanno una distanza uguale dalla frequenza di risonanza propria, e sono riportati in tabella 3.3

500	300	200	100	50	0	-50	-100	-200	-300	-500
-----	-----	-----	-----	----	---	-----	------	------	------	------

Tabella 3.3 Valori del mismatch (in Hz) utilizzati per le misure di rumore. Per mismatch si intende $\Delta f = f_0 - f_d$, dunque i valori di segno positivo indicano una frequenza minore della risonanza e viceversa.

dove con il valore 0 si intende la frequenza di risonanza.

Per quanto riguarda il dispositivo ad *1mbar* di pressione l'unico valore di interesse è quello misurato alla frequenza di risonanza, ossia $220\mu V_{\text{rms}}$, che diviso per la sensitività misurata precedentemente diventa:

$$B_{\min,1\text{mbar, res}} = \frac{V_{\min,1\text{mbar, res}}}{S_{1\text{mbar, res}}} = \frac{220\mu V_{\text{rms}}}{20.7V/T} = 10.6\mu T_{\text{rms}} \quad (3.8)$$

Per quanto riguarda invece il dispositivo a pressione nominale di 0.2mbar i valori misurati sono mostrati in figura 3.7

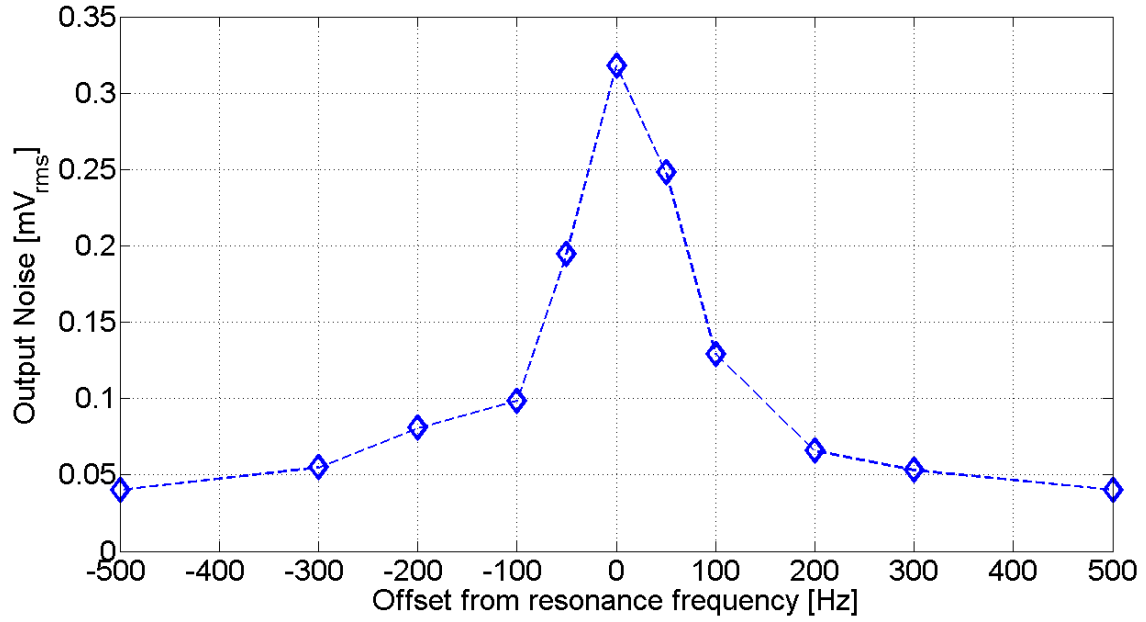


Figura 3.7 Rumore di tensione dell'apparato MEMS @ 0.2 mbar + elettronica di readout misurato a differenti frequenze di eccitazione: a risonanza e con diversi mismatch di frequenza

Per questo dispositivo, al contrario di quello precedente, non è di interesse il solo valore a risonanza, ma anche quelli negli altri due punti di lavoro presi come riferimento, ovvero con un mismatch di 100 Hz e 200 Hz. Il valore che si ottiene a risonanza è di $320\mu V_{\text{rms}}$ che, diviso per la sensibilità misurata per questo dispositivo in questa condizione di operazione, risulta in un campo magnetico minimo:

$$B_{\min,0.2\text{mbar, res}} = \frac{V_{\min,0.2\text{mbar, res}}}{S_{0.2\text{mbar, res}}} = \frac{320\mu V_{\text{rms}}}{51.6V/T} = 6.2\mu T_{\text{rms}} \quad (3.9)$$

Il valore di campo magnetico minimo più basso del precedente è coerente con la variazione del coefficiente di damping, ossia con la più bassa pressione del package. Poichè da teoria il minimo campo misurabile varia con la radice di b , ossia con la radice della variazione di pressione, per una pressione di 0.2 mbar si ottiene:

$$B_{\min,0.2\text{mbar, res}} = B_{\min,1\text{mbar, res}} \sqrt{\frac{0.2}{1}} = 4.7\mu T_{\text{rms}} \quad (3.10)$$

che è non è molto simile al valore ottenuto. Ancora una volta, supponendo il package ad una pressione di 0.35mbar si ha:

$$B_{\min,0.35\text{mbar, res}} = B_{\min,1\text{mbar, res}} \sqrt{\frac{0.35}{1}} = 6.2\mu T_{\text{rms}} \quad (3.11)$$

che è esattamente il valore ottenuto. Questo fornisce un'ulteriore conferma all'ipotesi che la pressione del package in test è da considerarsi di $\approx 0.35\text{mbar}$, contro gli 0.2mbar nominali, ed inoltre conferma la diminuzione del minimo segnale rivelabile con la diminuzione della pressione.

Osservato il dispositivo con un mismatch in frequenza di 100 Hz, ovvero iniettando una corrente a frequenza 18.4 kHz si ottiene un valore di tensione minima misurabile di $100\mu V_{\text{rms}}$, che corrisponde a:

$$B_{\min,0.2\text{mbar, mis100}} = \frac{V_{\min,0.2\text{mbar, mis100}}}{S_{0.2\text{mbar, mis100}}} = \frac{100\mu V_{\text{rms}}}{5.8 \frac{V}{T}} = 17\mu T_{\text{rms}} \quad (3.12)$$

Questo valore è maggiore del valore rilevato a risonanza, ma è anche ottenuto per una banda molto maggiore. Per una pressione così bassa infatti la funzione di trasferimento del MEMS (equazione 1.16) avrà un Q molto alto, e dunque sarà molto piccata. La $BW_{-3\text{dB}}$ della funzione di trasferimento del MEMS, che è la responsabile del filtraggio quando operato a risonanza, è infatti di circa 10 Hz in questo caso. Per quanto riguarda l'operazione con mismatch di frequenza invece la banda utilizzata per il filtraggio è quella del Lock-In, ossia 53 Hz. Per valutare le prestazioni di questa condizione rispetto alla risonanza è opportuno dunque normalizzare in banda i due valori ottenuti. Poichè il minimo campo misurabile va con la radice della banda, per l'operazione a risonanza si ha:

$$B_{\min,0.2\text{mbar, res, norm}} = \frac{B_{\min,0.2\text{mbar, res}}}{\sqrt{BW_{-3\text{dB, MEMS}}}} = \frac{6.2\mu T_{\text{rms}}}{\sqrt{10\text{Hz}}} = 2 \frac{\mu V_{\text{rms}}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (3.13)$$

mentre per l'operazione con mismatch di 100 Hz:

$$B_{\min,0.2\text{mbar, mis100, norm}} = \frac{B_{\min,0.2\text{mbar, mis100}}}{\sqrt{BW_{-3\text{dB, LI}}}} = \frac{17.2\mu T_{\text{rms}}}{\sqrt{53\text{Hz}}} = 2.33 \frac{\mu V_{\text{rms}}}{\sqrt{\text{Hz}}} \quad (3.14)$$

Come si può notare i valori sono praticamente identici, e dunque si ottiene una conferma sperimentale della teoria enunciata al capitolo 1, per la quale il minimo campo misurabile per l'operazione a risonanza e con mismatch di frequenza è il medesimo a parità di banda. Questa evidenza è ulteriormente confermata dall'osservazione del comportamento con un mismatch di 200 Hz. Per questa condizione, infatti, si ottiene un minimo segnale di tensione misurabile pari a $60\mu V$, che corrisponde, diviso per la sensibilità calcolata, a:

$$B_{\min,0.2\text{mbar,mis200}} = \frac{V_{\min,0.2\text{mbar,mis200}}}{S_{0.2\text{mbar,mis200}}} = \frac{60\mu V_{\text{rms}}}{3.4\frac{V}{T}} = 17\mu T_{\text{rms}} \quad (3.15)$$

Poichè la banda del filtraggio è la stessa dell'operazione con mismatch di 100Hz , ossia quella del Lock-In, si ottiene lo stesso risultato ottenuto precedentemente, ossia $B_{\min,0.2\text{mbar,mis200,norm}} = 2.33\frac{\mu V_{\text{rms}}}{\sqrt{\text{Hz}}}$.

3.3 Risultati finali

L'elaborazione delle misure effettuate ha fornito sotto alcuni aspetti risultati molto soddisfacenti:

- La PCB presentata nel corso del capitolo 2 ha dato risultati molto vicini a quelli aspettati, ossia si è riusciti ad ottenere una scheda elettronica con un rumore molto basso. Questo ha permesso di riuscire a vedere e misurare il rumore termo-meccanico del MEMS, che in frequenza presenta la stessa forma della funzione di trasferimento del dispositivo (figura 1.8). In figura 3.8 sono messi a confronto sullo stesso grafico i valori di rumore misurati con i due dispositivi alle diverse pressioni.

Come si può vedere in figura il rumore termo-meccanico è visibile lungo tutto il picco di risonanza. Al di fuori di questo, all'aumentare del mismatch, il rumore intrinseco del MEMS diventa confrontabile e poi minore del rumore dell'elettronica, che dunque diventa dominante.

- Le evidenze sperimentali riscontrate hanno dato conferma della teoria formulata al capitolo 1, secondo la quale un dispositivo alla medesima pressione ed a parità

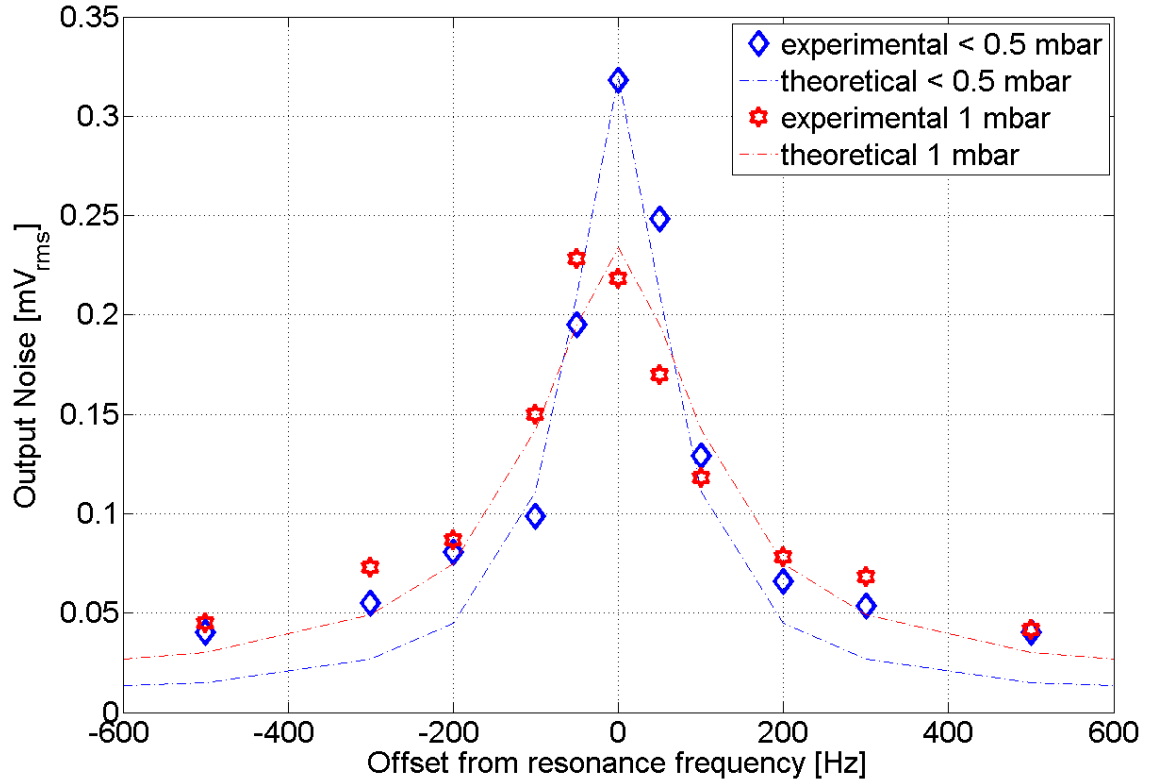


Figura 3.8 Rumore di tensione dell'apparato MEMS + elettronica di readout per entrambi i dispositivi a diverse frequenze di eccitazione. I punti rappresentano i valori misurati sperimentalmente, mentre le linee tratteggiate uniscono i punti calcolati teoricamente per gli stessi valori di frequenza attraverso un software Matlab appositamente programmato. Si può vedere come nel picco di risonanza i valori misurati e quelli calcolati teoricamente corrispondano, mentre allontanandosi da esso comincia a dominare il rumore dell'elettronica

di banda, operato a risonanza o con mismatch di frequenza, presenta lo stesso rapporto segnale-rumore. Riportando le espressioni ricavate in precedenza:

$$SNR_{\text{res}} = \frac{i B L}{2 \cdot \sqrt{4 k_B T b BW_{-3\text{dB},\text{MEMS}}}} \quad (3.16a)$$

$$SNR_{\text{mis}} = \frac{i B L}{2 \cdot \sqrt{4 k_B T b BW_{-3\text{dB},\text{LI}}}} \quad (3.16b)$$

si può notare infatti che, se $BW_{-3\text{dB},\text{MEMS}} = BW_{-3\text{dB},\text{LI}}$ le due espressioni sono uguali, e confrontando i risultati ottenuti per B_{min} a parità di banda per il dispositivo a 0.2 mbar operato a risonanza ed in mismatch di frequenza se ne ha la conferma.

- Dalla figura 3.8 si può osservare che allontanandosi dalla frequenza di risonanza il valore totale del rumore misurato risulta maggiore di quello stimato teoricamente. Non è dunque stato possibile effettuare misure con un mismatch Δf maggiore di 200 Hz, perchè oltre questa soglia il rumore comincia ad essere dominato dall'elettronica e non più dal dispositivo. Utilizzando un'elettronica a più basso rumore si sarebbe in grado di operare a mismatch maggiori, potendo così ottenere un miglior filtraggio elettronico del picco di risonanza del dispositivo, e dunque diminuire il contributo al rumore apportato da esso.

Capitolo 4

Progetto di dispositivi oltre lo stato dell'arte

4.1 Completamento della teoria del mismatch di frequenza

Come è stato mostrato nel paragrafo 1.5 l'operazione dei magnetometri *MEMS* con un mismatch rispetto alla frequenza di risonanza naturale apporta potenzialmente notevoli miglioramenti nelle prestazioni dei sensori. Oltre quanto è già stato detto è possibile utilizzare una tecnica, già proposta in letteratura [32], che le migliora ulteriormente: l'utilizzo di percorsi multipli che permettono alla corrente di ricircolare nel dispositivo. Chiamando N_p il numero di ipotetici percorsi multipli, si ha un netto miglioramento delle prestazioni: a parità di campo magnetico infatti, la Forza di Lorentz agente sulle molle sarà quella agente su una molla moltiplicata per il numero di molle, ossia il numero di percorsi; come conseguenza la variazione di capacità sarà maggiore di un fattore N_p , e dunque il segnale in uscita sarà più grande dello stesso fattore. Poiché la corrente non varia rispetto al caso di una sola molla, la FOM (*Figure of Merit*) introdotta nella 1.49 diminuisce proprio di un fattore N_p , e dunque riferendosi ai dati proposti in tabella 1.5 è possibile ottenere un dispositivo con prestazioni paragonabili, od addirittura migliori rispetto a quelli più performanti attualmente presenti in commercio. Il miglioramento di prestazioni è mostrato in tabella 4.1, supponendo $N_p = 10$.

L'utilizzo di questa tecnica permette dunque di aumentare la risoluzione poiché con la stessa elettronica utilizzata in precedenza il minimo segnale di tensione rilevabile

DISPOSITIVO	Banda [Hz]	FSR [mT]	B_{\min} [μ T]	Corrente [μ A]	Potenza [mW]	FOM [$\frac{\mu T \mu A}{\sqrt{Hz}}$]
Lorentz (mismatch, $N_p = 10$)	50	>2	0.7	300	b	3.0

Tabella 4.1

corrisponde ad un campo magnetico inferiore di un fattore N_p . Supponendo che il rumore dell'elettronica utilizzata per la lettura sia inferiore al rumore termo-meccanico del *MEMS*, utilizzando la 1.47, si ha:

$$B_{\min, \text{mis}} = \frac{4}{i L} \sqrt{k_B T b \cdot BW} \cdot \frac{1}{N_p} \quad (4.1)$$

La presenza di percorsi multipli implica che la corrente deve effettuare un percorso molto più lungo e poichè, per esigenze tecnologiche, è utile che la caduta di tensione ai capi della massa mobile sia sempre pari alla tensione di alimentazione (ad esempio 6 V), si sarebbe costretti ad utilizzare una corrente di ampiezza molto minore, e dunque si andrebbero ad indebolire o addirittura perdere i vantaggi derivanti dall'inserimento dei percorsi multipli. Per questo problema è stata proposta una soluzione [32] [24] che consiste nel deporre piste metalliche sopra la struttura, facendo scorrere la corrente in queste e non più nel polisilicio. Poichè la resistenza (Ω/quadro) del metallo è molto minore di quella del PolySi si rende possibile l'utilizzo di una corrente pari o superiore a quella utilizzata in precedenza, e dunque si ottiene un effettivo miglioramento delle prestazioni del sensore.

Per la realizzazione di un dispositivo triassiale, ossia sensibile al campo magnetico lungo gli assi X, Y e Z si è resa necessaria la progettazione di diversi tipi di strutture, oltre all'aggiunta di due step tecnologici al processo di fabbricazione utilizzato discussi nel seguito. Un sensore è stato progettato per essere sensibile alla componente di campo magnetico lungo il piano del package, e dunque si utilizzano due strutture identiche, semplicemente ruotate di 90° orizzontalmente una rispetto all'altra, per il sensing del campo magnetico lungo l'asse X e Y; un altro sensore è stato progettato per essere sensibile alla componente di campo fuori piano, dunque lungo l'asse Z.

4.2 Progetto del magnetometro sensibile al campo magnetico lungo l'asse Z

Uno dei principali difetti dei magnetometri triassiali costruiti in tecnologie diverse da quella *MEMS* è presentare un dispositivo sensibile al campo magnetico fuori piano ruotato verticalmente rispetto agli altri, dunque un notevole spreco di spazio verticale, che come detto non rientra nelle specifiche dei package ultrasottili del prossimo futuro. Si è dunque resa necessaria la progettazione di una struttura planare poichè, oltre a questo, la tecnologia *MEMS* non consente la costruzione di una struttura fuori piano: tutti i dispositivi progettati sono fabbricati con il processo ThELMA (*Thick Epitaxial Layer for Microactuators and Accelerometer*) di *STMicroelectronics*.

4.2.1 Idea di base della struttura

Per la progettazione della struttura del magnetometro Z si è deciso innanzitutto di utilizzare la teoria del ricircolo della corrente in percorsi multipli per rendere migliori le prestazioni del sensore. Partendo dunque dalla necessità di utilizzare diverse molle nelle quali far scorrere la corrente, un primo esempio schematico di geometria può essere quello rappresentato in figura 4.1.

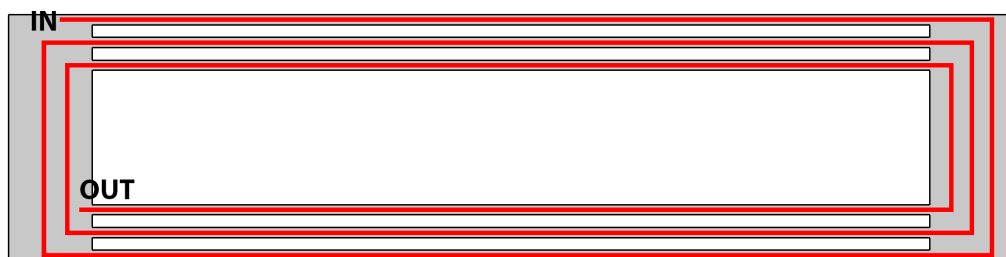


Figura 4.1 Prima bozza di struttura per il magnetometro sensibile al campo fuori piano. In rosso è evidenziato il percorso delle piste metalliche nelle quali scorre la corrente.

Poichè la corrente scorre all'interno delle piste metalliche, in presenza di un campo magnetico diretto lungo l'asse Z ed entrante nel piano del foglio si ha una Forza di Lorentz agente sulle molle diretta verso l'esterno sia per quanto riguarda il set di molle nella parte alta della struttura, sia per quanto riguarda quello nella parte bassa. L'effetto generato è una deformazione, visibile in figura 4.2

Per sfruttare adeguatamente il fenomeno mostrato, lavorando a risonanza o nei pressi di essa, è necessario che la deformazione delle molle, seppur in verso

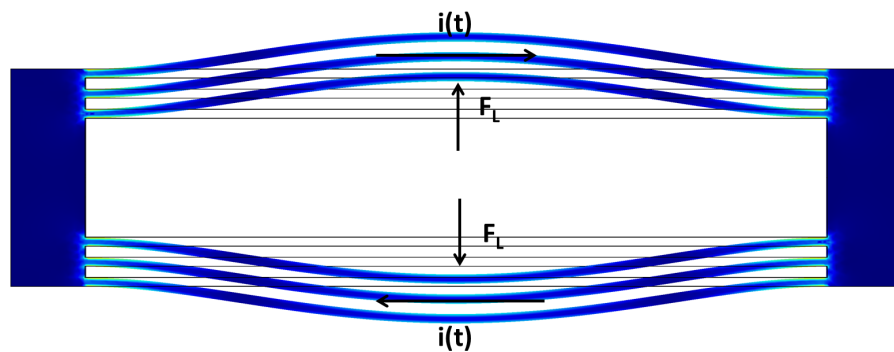


Figura 4.2 Schematizzazione del percorso della corrente, della conseguente Forza di Lorentz e dei suoi effetti sulla struttura

opposto per la parte alta e bassa della struttura, avvenga in modo completamente simmetrico. Per fare questo bisognerebbe collegare tra loro tutte le molle, ma se venissero collegate tramite una struttura rigida se ne impedirebbe la deformazione. Si rende quindi necessario l'utilizzo di un *tuning fork*, ossia un oggetto che non impedisce la deformazione delle molle ma allo stesso tempo vincola ad essere uguali ed opposti i loro movimenti: un oggetto che rende la struttura perfettamente simmetrica. Un semplice esempio di *tuning fork* è mostrato in figura 4.3.

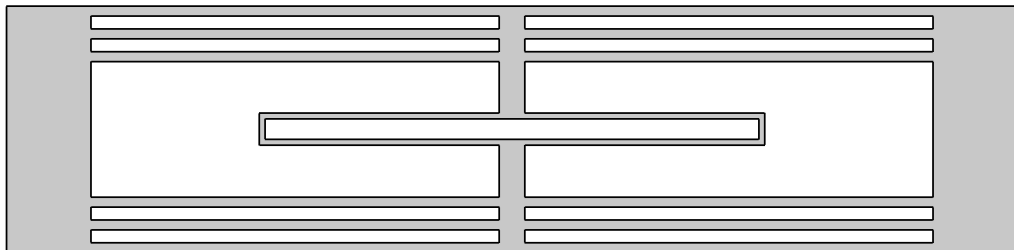


Figura 4.3 Evoluzione della struttura con l'implementazione di un semplice *tuning fork*

Collegando infine delle celle di condensatori differenziali al frame che unisce le molle e il *tuning fork* è possibile effettuare il sensing della variazione di capacità e dunque misurare il valore di campo magnetico presente lungo l'asse Z.

4.2.2 Affinamento del layout

La struttura descritta fino a questo momento presenta un importante problema dovuto all'implementazione del particolare tipo di *tuning fork* mostrato. Questa struttura infatti, oltre al comportamento descritto in presenza di campo magnetico, è molto sensibile all'accelerazione. Le molle della struttura, in presenza di un'accelerazione,

subiscono una deformazione identica sia nella parte inferiore che superiore del dispositivo, causando il movimento rigido del tuning fork ed alterando dunque la misura della capacità differenziale, come mostrato in figura 4.4

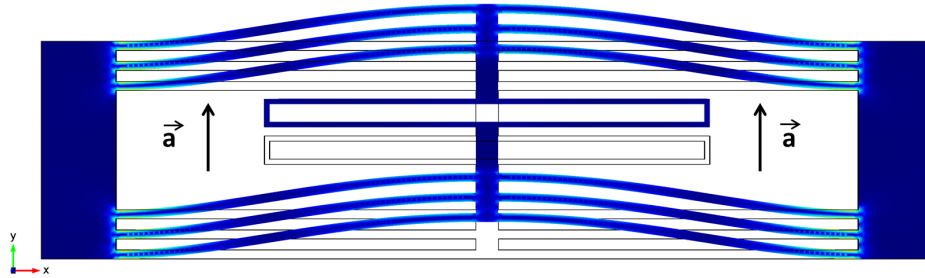


Figura 4.4 Movimento della struttura in presenza di un'accelerazione diretta nel verso indicato e conseguente alterazione (indesiderata) della capacità differenziale

Poichè provoca una deformazione statica questo comportamento, dal punto di vista elettronico, ha il ruolo di un modo comune sul segnale in uscita, e sarebbe dunque filtrabile dal circuito di readout; c'è però il rischio che, in presenza di forti accelerazioni, la deformazione risulti troppo grande e tale da far saturare la misura, provocando ad esempio il fenomeno del *pull-in*, ossia il contatto tra due piatti dei condensatori di sensing. Un ulteriore problema è la presenza di un modo fuori piano, mostrato in figura 4.5 che altera significativamente il comportamento del dispositivo avendo una frequenza di risonanza propria non molto differente da quella del modo di interesse (mostrato in figura 4.6).

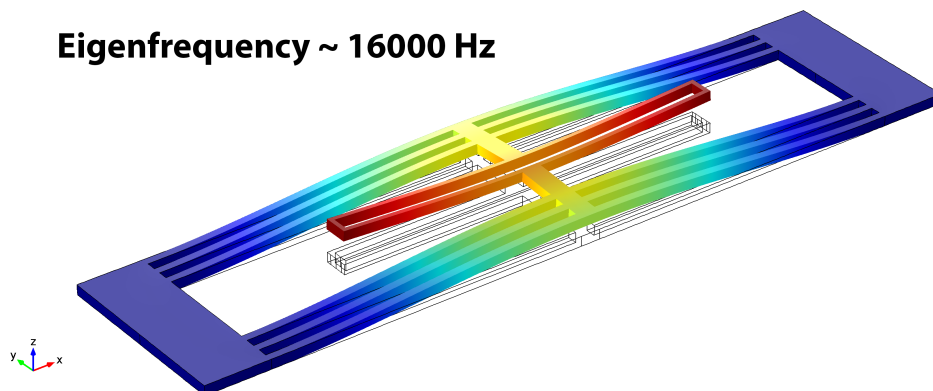


Figura 4.5 Modo fuori piano della struttura, si trova a frequenze simili a quelle del modo di interesse e altera il funzionamento del dispositivo

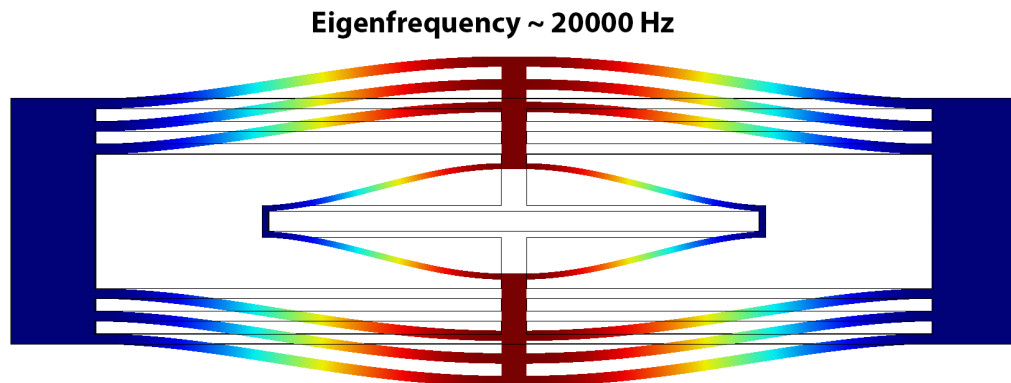


Figura 4.6 *Modo di interesse della struttura di esempio mostrata*

Una soluzione a questo problema, che sarà quella adottata per il layout definitivo, è cambiare la struttura del tuning fork. Il dispositivo mostrato in figura 4.7 presenta un tuning fork con una struttura romboidale ancorata al centro di due risonatori 'clamped – clamped', ossia ancorati al substrato ad entrambe le estremità.

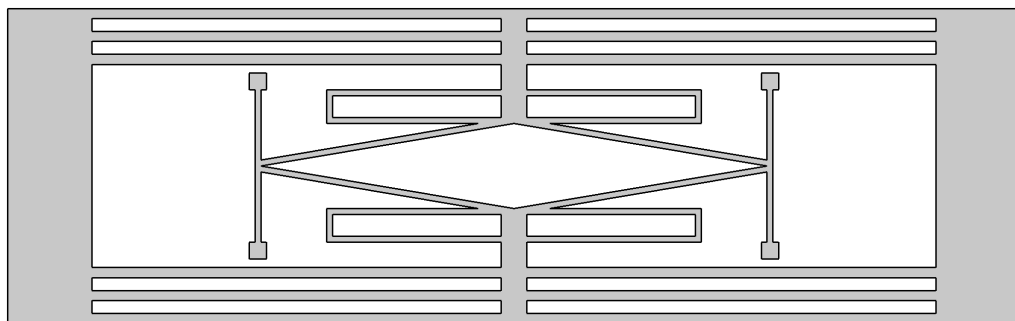


Figura 4.7 *L'idea della struttura viene mantenuta, ma viene cambiato il tuning fork per offrire migliori prestazioni*

Questo nuovo tipo di tuning fork è disegnato in maniera tale da spingere a frequenze alte il modo dovuto all'accelerazione. In questo caso infatti il primo modo dei due risonatori è quello dovuto al movimento in antifase delle molle, ossia al movimento causato dalla Forza di Lorentz in presenza di campo magnetico, mentre il movimento delle molle dovuto all'accelerazione, terzo modo della struttura, è causa del secondo modo dei risonatori (figura 4.8).

Il secondo modo della struttura è invece un modo fuori piano, ed è situato ad una frequenza di risonanza propria simile a quella del terzo modo. Così, dimensionando la struttura per avere il primo modo alla frequenza di circa 20KHz , tutti gli altri modi

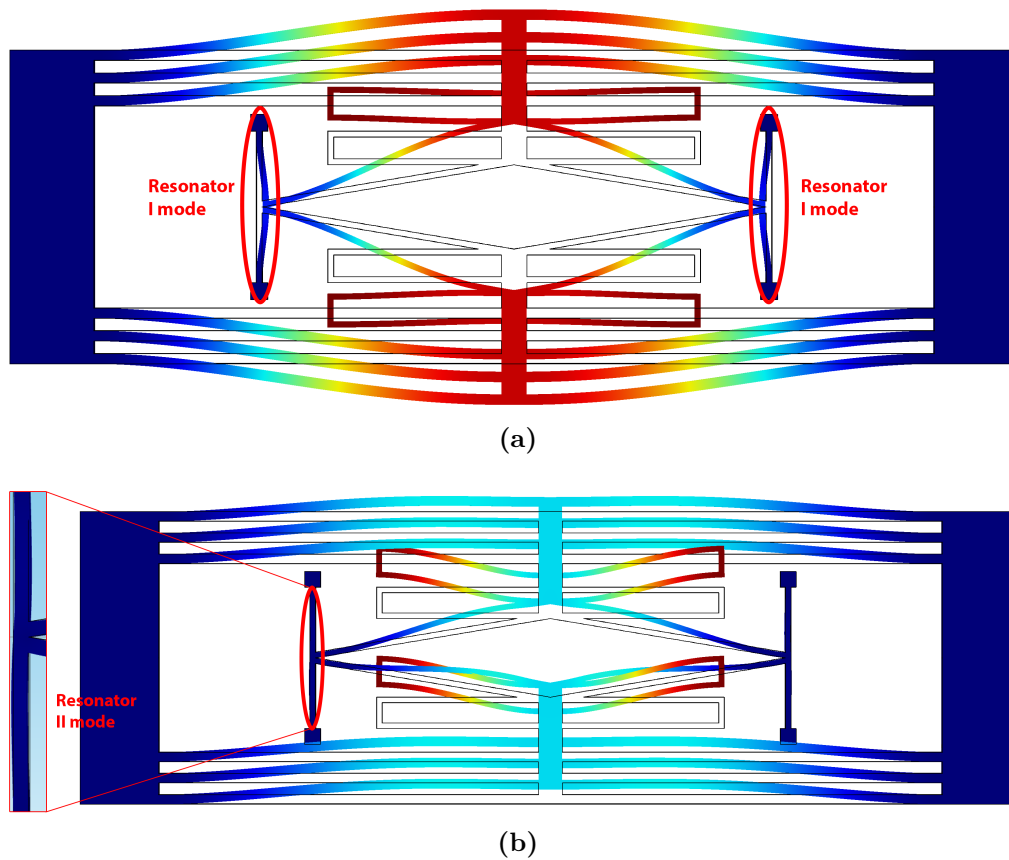


Figura 4.8 Primi due modi della struttura con il nuovo tuning fork implementato (a) I modo, dovuto alla Forza di Lorentz causata dalla presenza di campo magnetico (b) III modo, dovuto alla presenza di un'accelerazione

avranno luogo a frequenze molto più alte, e con un adeguato filtraggio elettronico è facilmente possibile ricavare solamente l'informazione desiderata.

Per migliorare ulteriormente le prestazioni del sensore si è scelto di utilizzare un numero maggiore di percorsi per la corrente, che strutturalmente si traduce in un maggior numero di molle. Sono presenti numerosi vincoli per la progettazione di una struttura ottimizzata, alcuni dei quali sono:

- La frequenza di risonanza della struttura, ossia quella dovuta al primo modo dei resonatori del tuning fork, deve essere ad una frequenza di $\approx 20\text{KHz}$, ossia al limite superiore della banda audio. L'aumento del numero di molle aumenta la costante elastica (k) della struttura, che deve essere adeguatamente progettata per raggiungere un valore di f_0 accettabile.
- Per realizzare un sensore triassiale è necessario che tutti i dispositivi siano

fabbricati all'interno dello stesso modulo. E' dunque indispensabile progettare una struttura di dimensioni adeguate, ossia abbastanza grande da ottenere un buon valore di Forza di Lorentz e dunque di sensitività, ma abbastanza piccolo da fare in modo che tutti i dispositivi possano stare nello stesso modulo

- Inserire un numero di condensatori differenziali adeguato per ottenere un valore di capacità - e sua variazione relativa in presenza di campo - abbastanza grande da poter essere facilmente processato dall'elettronica di readout
- Devono essere tenute ben presente tutte le limitazioni relative alla tecnologia, come ad esempio la dimensione minima di larghezza di una pista, la dimensione minima che una struttura in polisilicio deve avere per rimanere ancorata al substrato, e molte altre.

Per unire queste ed altre specifiche poste come obiettivi del dispositivo finale è stato creato uno script *Matlab* che, a partire dalla tipologia di struttura descritta fino ad ora, ha fornito indicazioni sulle principali dimensioni da utilizzare. Da questo è dunque stata derivata, con qualche piccola modifica per portare la frequenza di risonanza ad un valore ottimale, la struttura finale del magnetometro per l'asse Z che verrà mandata in produzione e successivamente testata.

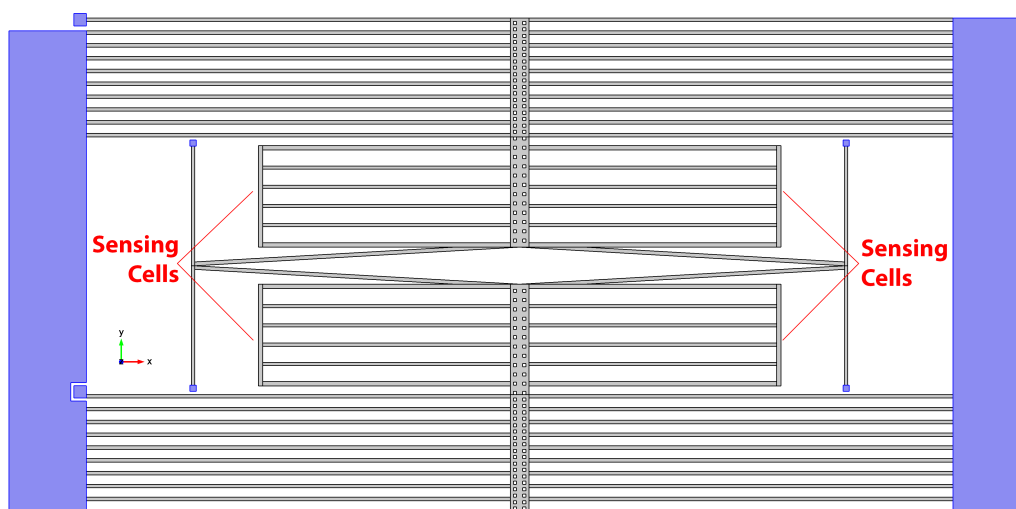


Figura 4.9 Struttura finale del magnetometro Z. In figura è rappresentata la sola struttura di Polisilicio.

In figura 4.9 è rappresentata la sola struttura di Polisilicio, che verrà fabbricata da *STMicroelectronics* con un'altezza di processo pari a $15\mu m$. Come si può vedere

la struttura definitiva è composta da 10 molle nella parte superiore e 10 nella parte inferiore: il valore di N_p è dunque uguale a 10. Le parti della struttura ancorate al substrato sono mostrate in blu, mentre la massa sospesa, o massa mobile, è rappresentata in grigio. La lunghezza delle molle è di $1.4mm$, ed è la massima dimensione per la quale è possibile creare una massa sospesa. La distanza tra esse non dipende da un requisito tecnologico, ma è la dimensione ottima per bilanciare alcuni *trade-off* riscontrati durante lo sviluppo: la dimensione lungo y della struttura deve essere minore possibile, ma è necessario lo spazio per i risonatori del tuning fork - opportunamente dimensionati per la frequenza di risonanza desiderata - e le celle di sensing capacitivo. D'altra parte fare le molle troppo vicine una all'altra diminuisce la frequenza caratteristica del modo fuori piano mostrato nel seguito e diminuisce la costante elastica della struttura, alterando la frequenza caratteristica del modo di interesse, in particolare allontanandola da quella desiderata. La dimensione delle celle di sensing capacitivo è invece ottimizzata per fornire il massimo valore di capacità possibile, evitando l'insorgere di modi a bassa frequenza propri di questa particolare sottostruttura, cosa che avverrebbe allungandole.

In figura 4.10 sono rappresentati i primi tre modi della struttura e le relative frequenze caratteristiche. Il primo, l'unico di interesse per l'applicazione in esame, è quello dovuto alla Forza di Lorentz generata dalla presenza di un campo magnetico, il secondo è un modo fuori piano, dovuto alla massa concentrata al centro della struttura, mentre il terzo è quello dovuto all'accelerazione.

Come si può vedere la frequenza del secondo modo è molto maggiore rispetto a quella del primo modo, e dunque difficilmente eccitabile da vibrazioni o accelerazioni esterne che si manifestano tipicamente con frequenze inferiori a $10KHz$, e facilmente filtrabile elettronicamente. Attraverso apposite simulazioni è stato verificato che la presenza delle piste metalliche influenza in maniera totalmente trascurabile le frequenze caratteristiche dei modi, per questo non sono state rappresentate nelle immagini mostrate. La struttura, completa di piste, è rappresentata in figura 4.11

Essa mostra come la grande dimensione degli ancoraggi laterali sia necessaria per il corretto passaggio di tutte le piste, che nel lato corto del dispositivo vengono allargate per diminuire la resistività complessiva del percorso. Lungo le molle invece la larghezza delle piste metalliche è la minore possibile, a causa del fatto che le molle di polisilicio devono essere più sottili possibile per non aumentare troppo la costante elastica della struttura, che va con il cubo di questa dimensione. Per evitare problemi dovuti al fatto che la corrente possa tendere a scorrere in parte non trascurabile

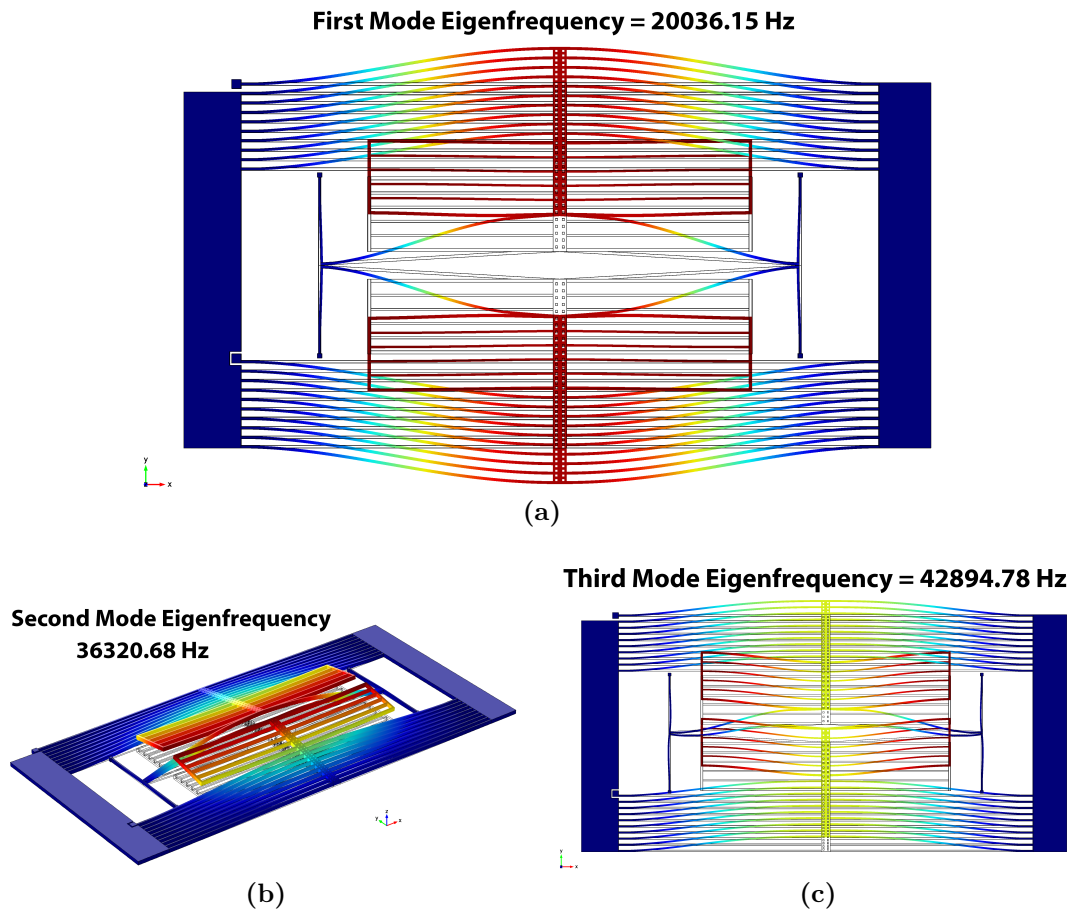


Figura 4.10 Primi tre modi della struttura definitiva e relativi valori di frequenza caratteristica (a) I modo, dovuto alla Forza di Lorentz causata dalla presenza di campo magnetico (b) II modo, è un modo fuori piano dovuto alla massa concentrata al centro della struttura (c) III modo, dovuto alla presenza di un'accelerazione

anche nel PolySi le piste metalliche non sono applicate direttamente sulla struttura. Tra esse è presente uno strato di *SiC* (*Carburo di Silicio*) di circa $0.7\mu\text{m}$, ossia un isolante, che evita che questo accada. Le piste metalliche, deposte sopra il SiC, sono di *Alluminio*, ed hanno uno spessore di circa $0.2\mu\text{m}$. Poichè la larghezza minima delle piste metalliche è circa $2\mu\text{m}$, ed è necessario circa $1\mu\text{m}$ per parte di spazio per la loro deposizione, le piste di SiC hanno una larghezza di circa $4\mu\text{m}$, e per lo stesso motivo le molle di PolySi hanno una larghezza di circa $6\mu\text{m}$. Nella struttura in esame, infatti, le molle sono state progettate con una dimensione di $5.7\mu\text{m}$ (figura 4.12).

Gli unici punti in cui la pista di alluminio è deposta a diretto contatto con il Polisilicio, ed è spessa circa $0.9\mu\text{m}$, sono i due contatti agli estremi dei percorsi

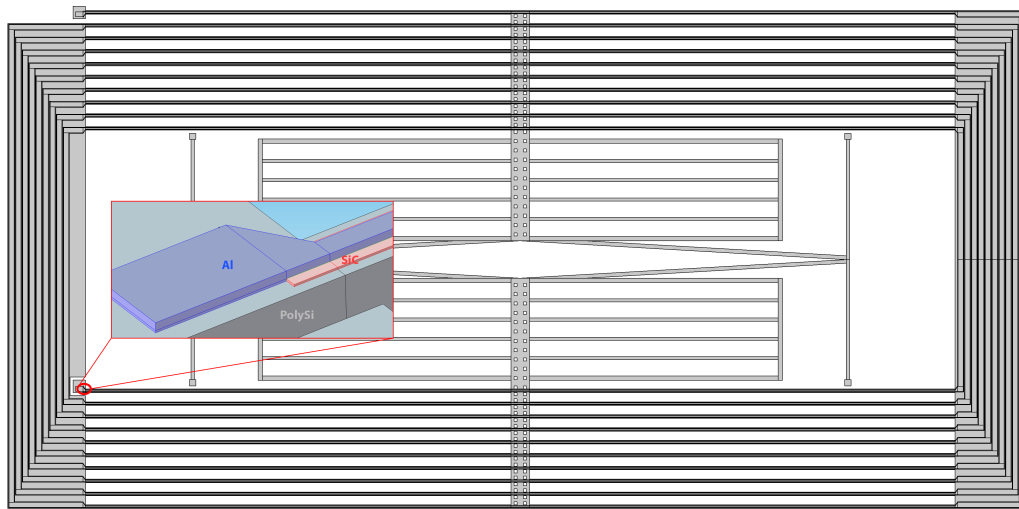


Figura 4.11 Struttura finale del magnetometro Z completa di strip metalliche

multipli, poichè la corrente viene portata ed estratta da essi attraverso piste sepolte di polisilicio molto larghe (a bassa resistività) all'interno del modulo: è qui dove la corrente dal PolySi passa al metallo, vedendo una resistenza molto minore, e dal metallo passa al PolySi in uscita.

4.2.3 Metodi di sensing per il magnetometro Z

A causa della bassa pressione a cui sono fabbricati i dispositivi all'interno del package ci si trova in una condizione di *Free Molecular Flow Regime* [25], ossia una condizione nella quale il percorso medio delle particelle tra un urto e l'altro può essere considerato maggiore della dimensione dell'oggetto in esame (il package in questo caso), dunque una condizione in cui gli unici urti presenti sono quelli delle molecole di gas contro le pareti dei dispositivi presenti all'interno del package. In questa particolare condizione è possibile formulare relazioni approssimate che descrivano il comportamento dei parallel plates, ma, ad esempio, non è ancora stata trovata alcuna relazione che descriva il comportamento dei condensatori a comb fingers (mostrati in figura 4.13).

Al fine di ottenere un dispositivo con le prestazioni migliori possibili sono dunque state progettate strutture in cui la sola differenza è il metodo di sensing capacitivo. Basandosi sulle conoscenze acquisite da misure effettuate su dispositivi esistenti, si è deciso di produrre la medesima struttura mostrata al paragrafo precedente in tre varianti:

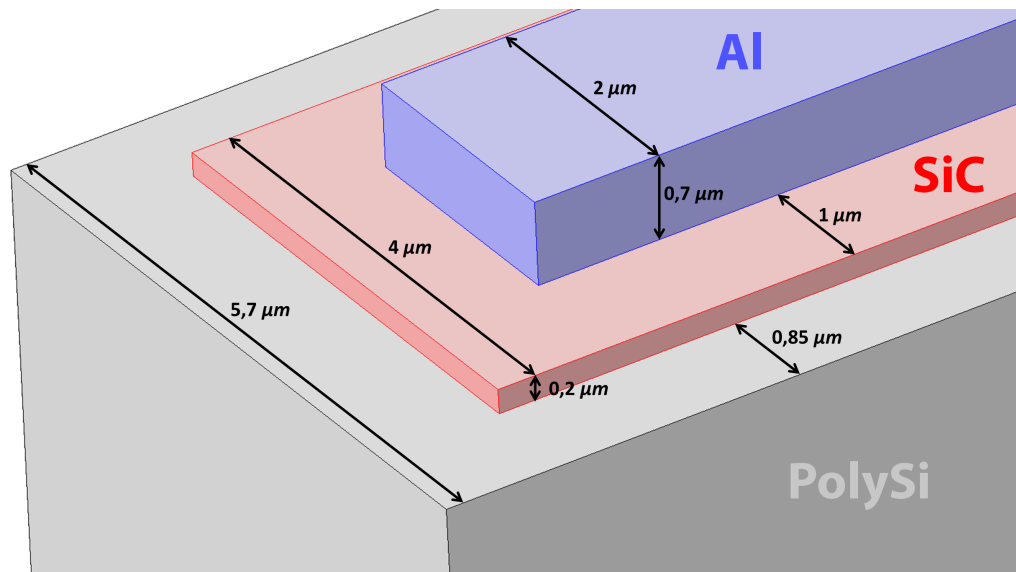


Figura 4.12 Visualizzazione schematica delle piste metalliche e delle piste di isolante deposte sopra la struttura di polisilicio con relative dimensioni

- La prima struttura utilizza una tecnica di lettura a celle di condensatori differenziali a piatti piani paralleli, ed è quella utilizzata fino ad ora come esempio. In particolare utilizza 20 celle di sensing, anche se in un primo prototipo alcune potrebbero essere sostituite da elettrodi di tuning per la frequenza di risonanza del dispositivo. In figura 4.14 è mostrata la parte della struttura completa utilizzata per il readout, nella quale si vedono le celle di condensatori differenziali a piatti piani paralleli.
- La seconda struttura utilizza il sensing attraverso condensatori a comb fingers.
- La terza struttura utilizza invece una tecnica molto simile a quella di condensatori differenziali a piatti piani paralleli. Questa struttura di sensing, ideata dal prof. Frangi [33], è formata da piatti piani e paralleli forati periodicamente, ma con una dimensione tale che le linee di campo arrivino anche alle porzioni di PolySi non direttamente affacciate tra loro. In questo i fori non hanno effetto sul valore della capacità, mentre permettono alle particelle che urtano un piatto di uscire attraverso i fori presenti nei piatti, e non continuare a rimbalzare tra essi. L'effetto è dunque una capacità a riposo inalterata, ma un coefficiente di damping minore, e quindi una maggior variazione di capacità a parità di campo magnetico esterno. In figura 4.15 è rappresentata schematicamente

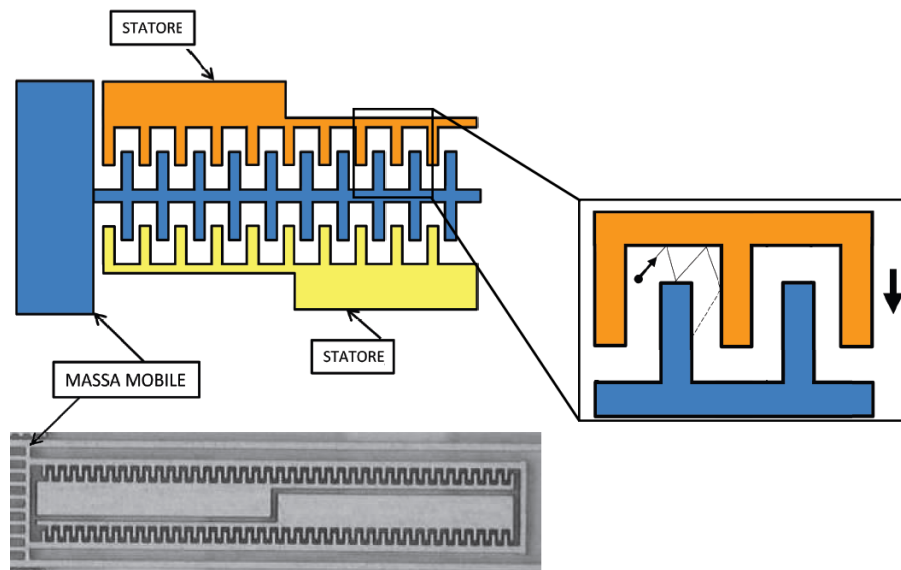


Figura 4.13 Condensatori a comb fingers utilizzati per il sensing capacitivo di alcune strutture. In figura è mostrato anche il comportamento in regime di free molecular flow

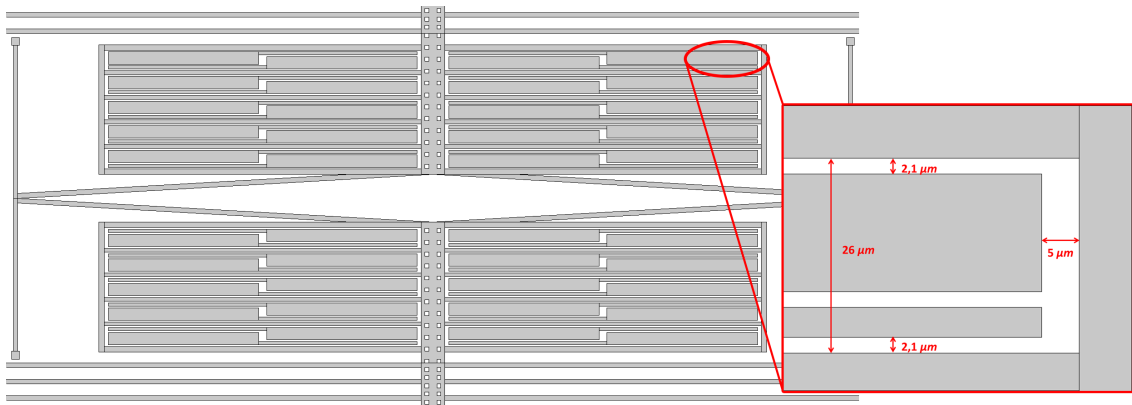


Figura 4.14 Particolare della struttura del magnetometro Z con metodo di lettura a condensatori a piatti piani paralleli

l'interazione di molecole di gas con i condensatori a piatti piani paralleli e con questo particolare tipo di condensatori.

4.3 Progetto del magnetometro sensibile al campo magnetico lungo l'asse X o Y

Per quanto riguarda la misura dell'intensità del campo magnetico lungo gli assi X ed Y - paralleli al piano del substrato - è possibile utilizzare una sola tipologia di

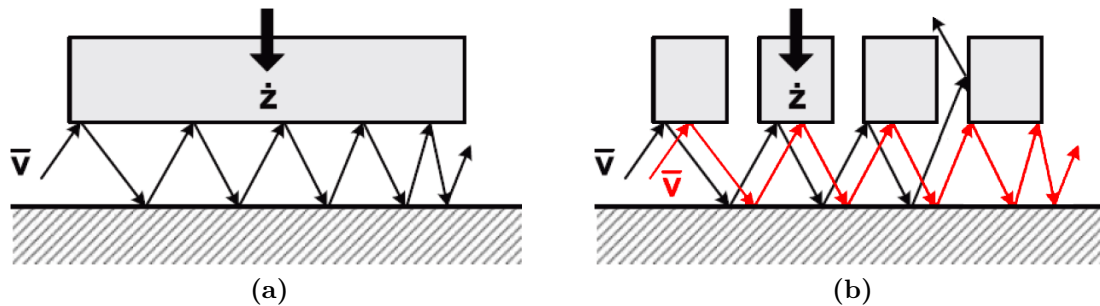


Figura 4.15 Rappresentazione schematica degli urti tra molecole di gas e (a) condensatori a piatti piani e paralleli, (b) condensatori a piatti piani e paralleli 'bucati' in regime di free molecular flow

struttura, ma è necessario averne due repliche all'interno del package disposte a 90° orizzontalmente una rispetto all'altra. In questo modo è presente un dispositivo sensibile alla componente di campo magnetico in direzione X, ed uno a quella in direzione Y. Anche in questo caso, per i motivi già elencati al paragrafo precedente, è necessario progettare una struttura planare: questo vincolo porta però al disegno di una geometria molto diversa da quella mostrata per il magnetometro Z. In questo caso infatti, la corrente scorre come prima in direzione planare, ma anche la componente di campo magnetico da misurare giace sullo stesso piano: la Forza di Lorentz generata ha dunque una direzione perpendicolare alle altre due grandezze, costringendo la struttura ad effettuare un movimento fuori piano. E' quindi necessario che la struttura sia progettata in maniera tale da sfruttare questo effetto proprio per il sensing dell'intensità del campo. Un dispositivo con queste caratteristiche, di cui in letteratura sono presenti alcuni esempi [34], è chiamato magnetometro torsionale.

4.3.1 Magnetometro torsionale: principio di funzionamento

Il magnetometro torsionale è un tipo di dispositivo progettato in modo che la Forza di Lorentz non generi un movimento di traslazione della massa mobile, come era invece per il magnetometro sensibile al campo lungo l'asse Z, ma un momento torcente.

Facendo riferimento alla figura 4.16 si può osservare come solo la componente di campo magnetico in direzione Y è in grado di mettere in moto la massa mobile: un campo magnetico in direzione Z, infatti, induce una Forza di Lorentz che tende a comprimere od allargare tutta la struttura, ma non ne causa movimento, mentre uno in direzione X induce una Forza di Lorentz in direzione Z solamente nei bracci

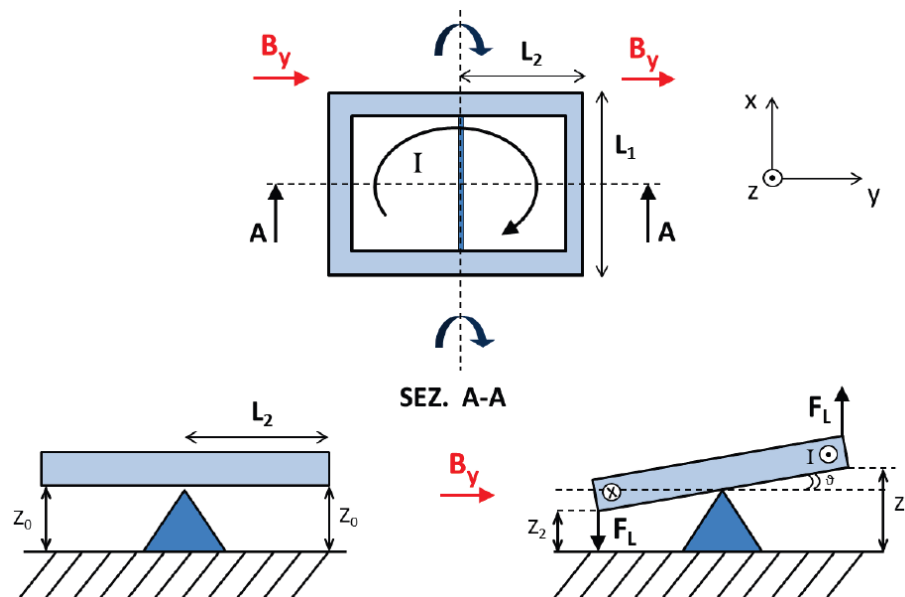


Figura 4.16 Principio di funzionamento del magnetometro torsionale MEMS a Forza di Lorentz

orizzontali, ed ancora una volta la struttura resta immobile. Un campo magnetico in direzione Y, come indicato in figura, nei bracci orizzontali ha la stessa direzione della corrente e dunque non induce alcuna Forza di Lorentz, mentre per quanto riguarda i bracci verticali induce una Forza di Lorentz lungo l'asse Z uguale ed opposta per i due, di intensità

$$F_L = i(t) \cdot B_Y \cdot L_1 \quad (4.2)$$

In questo modo, supponendo una corrente sinusoidale centrata sullo zero, la struttura oscilla attorno ad un perno costituito dalla molla centrale con una frequenza pari a quella della corrente. Il sensing per questo dispositivo è effettuato tramite elettrodi di lettura posti sotto la struttura, parallelamente al substrato. Il movimento descritto crea infatti una variazione di capacità differenziale tra massa mobile ed elettrodi sottostanti che può essere misurata utilizzando l'elettronica di lettura descritta al capitolo 2. L'esempio mostrato in figura 4.16 è un particolare tipo di struttura detta a bilanciere, proprio perchè la molla a torsione posta al centro fa in modo che essa si comporti come una bilancia. La costante elastica di questo tipo di struttura non è definita $k = F/x$ come per i dispositivi basati sul principio di traslazione della massa mobile, ma è:

$$k_T = \frac{M_T}{\Theta} \quad (4.3)$$

dove M_T è il momento torcente causato dalla Forza di Lorentz, e Θ è l'angolo di torsione. Facendo riferimento alla figura 4.17,

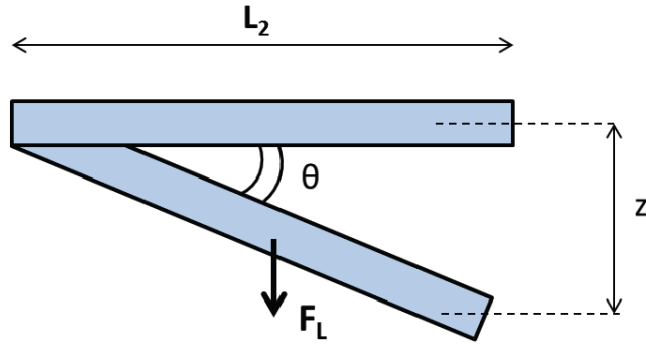


Figura 4.17 Particolare del magnetometro torsionale con struttura a bilanciere in cui è indicato l'angolo di torsione in relazione alla Forza di Lorentz applicata

$$M_T = F_L \cdot L_2 = I \cdot L_1 \cdot B_Y \cdot L_2 \quad (4.4)$$

e dunque:

$$\Theta = \frac{M_T}{k_T} = \frac{I \cdot L_1 \cdot B_Y \cdot L_2}{k_T} \quad (4.5)$$

In approssimazione di piccoli angoli, si può ragionevolmente approssimare

$$\tan(\Theta) = \Theta \quad (4.6)$$

e dunque, se operato alla sua frequenza di risonanza:

$$z = L_2 \cdot \tan(\Theta) \cdot Q = L_2 \cdot \Theta \cdot Q \quad (4.7)$$

Per quanto visto nel paragrafo 1.4.3, poichè anche in questo caso la tecnica utilizzata per il sensing è quella di condensatori a piatti piani e paralleli si ottiene, a fronte di uno spostamento z della massa mobile, una variazione di capacità differenziale:

$$\Delta C \approx 2 \frac{C_0}{z_0} \cdot z \quad (4.8)$$

Si può dunque ricavare la sensitività per il magnetometro torsionale, che per piccoli spostamenti va come:

$$S = \frac{\Delta C}{\Delta B_Y} = \frac{\Delta C}{\Delta z} \cdot \frac{\Delta z}{\Delta B_Y} = 2 \frac{C_0}{z_0} \cdot Q \cdot L_2 \frac{i(t)L_1L_2}{k_T} \quad (4.9)$$

4.3.2 Idea di base della struttura

Anche per quanto riguarda il dispositivo sensibile al campo magnetico lungo gli assi X ed Y si è deciso di utilizzare la tecnica del ricircolo della corrente in percorsi multipli allo scopo di ottenere un miglioramento prestazionale, e si è deciso di utilizzare un numero di percorsi N_p pari a 10. Si è dunque presentato fin dal principio un *trade-off* per quanto riguarda le dimensioni: è infatti necessario creare una struttura abbastanza piccola da permettere la fabbricazione in un unico package di un dispositivo triassiale, ma allo stesso tempo è necessario crearla grande, poichè più le piste sono lunghe maggiore è il contributo della Forza di Lorentz, e più è larga più è grande il contributo del momento torcente. La variazione di capacità differenziale risulta così maggiore, incrementando la sensitività.

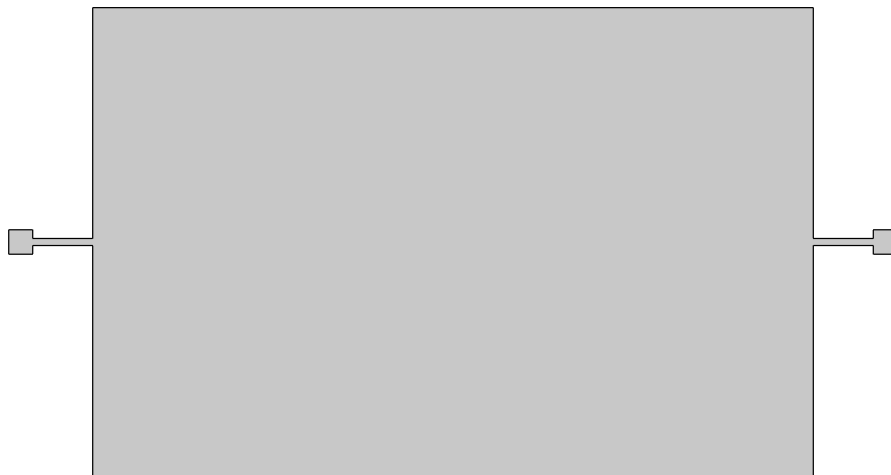


Figura 4.18 Bozza di struttura di polisilicio per la realizzazione di un magnetometro sensibile alle componenti di campo magnetico lungo gli assi X o Y

In figura 4.18 è mostrata una prima bozza della struttura: come si può vedere si utilizza una grande massa mobile, ancorata al substrato per mezzo di quattro risonatori (in rosso). Sono questi gli oggetti torsionali utilizzati come perno di oscillazione dalla massa mobile. Questa struttura mostra però evidenti problemi, due dei principali sono:

- Non è possibile realizzare un numero intero di percorsi per la corrente, creando così uno sbilanciamento tra le intensità delle Forze di Lorentz agenti sul lato sinistro e destro: la misura della capacità differenziale viene dunque alterata
- E' presente un modo fuori piano molto accentuato - e ad una frequenza caratteristica vicina a quello di interesse - a causa della grande concentrazione di massa al centro della struttura. Questo ha effetto sia sul comportamento dei risonatori che sulla variazione di capacità, alterando la misura e rendendo il dispositivo inadeguato allo scopo

Una soluzione a questo problema potrebbe essere quella di sbilanciare i bracci della coppia, e dunque, sulla base della stessa struttura di polisilicio disporre le piste in maniera che, seppur dalle due parti il numero di piste di metal è differente, la Forza di Lorentz risultante non lo sia. Una ulteriore soluzione per ottenere il bilanciamento delle Forze di Lorentz, rendendo la struttura simmetrica, è quella mostrata in figura 4.19 ed utilizzata nella geometria finale, ossia l'inserimento di altri due risonatori identici.

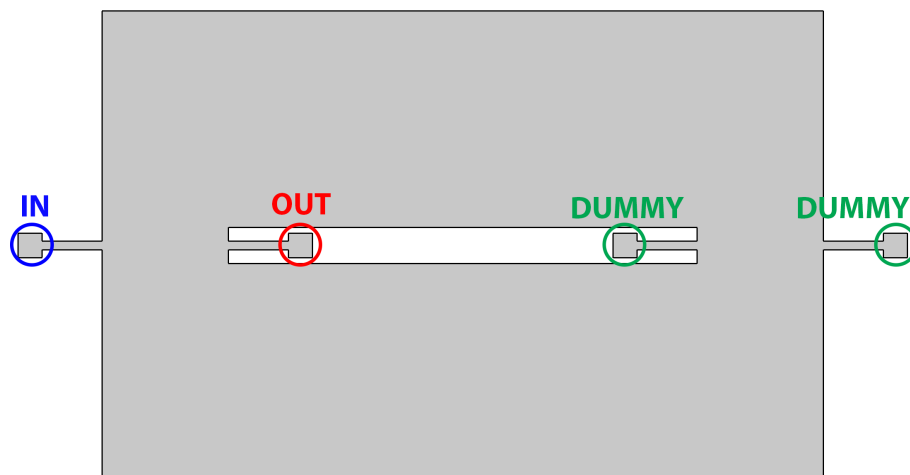


Figura 4.19 Struttura del magnetometro XY modificata in modo da ottenere un bilanciamento delle Forze di Lorentz ai due lati

Come si può vedere dall'indicazione dei contatti di ingresso ed uscita, in questa configurazione la corrente compie un numero intero di giri, e dunque l'intensità della Forza di Lorentz che si crea sulla parte sinistra della massa è uguale a quella sulla parte destra.

4.3.3 Affinamento del layout

Le strutture mostrate fino ad ora presentano una grande quantità di massa che deve rimanere sospesa per poter reagire al campo magnetico con un movimento torsionale. Le regole tecnologiche non permettono però di creare una così grande massa mobile: per creare strutture sospese si utilizzano acidi che rimuovono il materiale sottostante la massa mobile, che diventerà dunque tale. Questi acidi scavano tanto più in profondità quanto più sono lasciati agire; se lasciati agire per troppo tempo, però, c'è il rischio che rimuovano materiale utile, poichè non si riesce a controllare bene la loro propagazione. La soluzione adottata per far fronte a questo problema è creare sulla massa mobile un array di fori attraverso i quali verranno iniettati questi acidi. Forando la struttura in punti abbastanza vicini tra loro la loro diffusione sarà molto più controllabile, poichè agiranno solo per poco tempo, permettendo di rendere sospese solo le parti di struttura volute con una grande precisione. Con la tecnologia attuale è possibile ottenere fori alla distanza massima di $\approx 15\mu m$. Come si può vedere in figura 4.20, dunque, la massima distanza tra due lati del foro è di circa $10\mu m$.

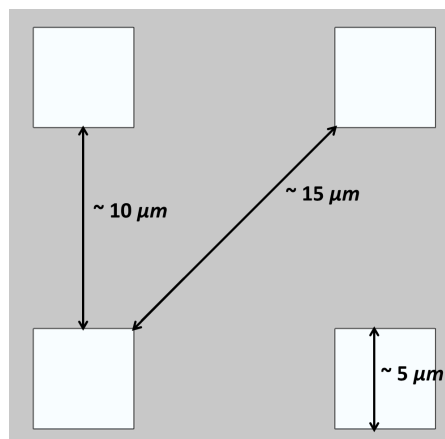


Figura 4.20 Vincoli tecnologici per le distanze tra i fori nella massa mobile

Per ridurre la resistività del percorso della corrente è conveniente utilizzare piste metalliche più larghe possibile. Si sfrutta dunque la massima distanza ottenibile tra due fori per ottenere piste di isolante (SiC) di larghezza $8\mu m$ e piste metalliche (Al) di larghezza $6\mu m$. In figura 4.21 è mostrata la struttura che si ottiene con l'introduzione dei fori e delle piste metalliche.

In letteratura sono proposte diverse configurazioni di molle torsionali [35], ed in figura 4.22 sono visibili alcuni esempi di queste applicate alla struttura in esame.

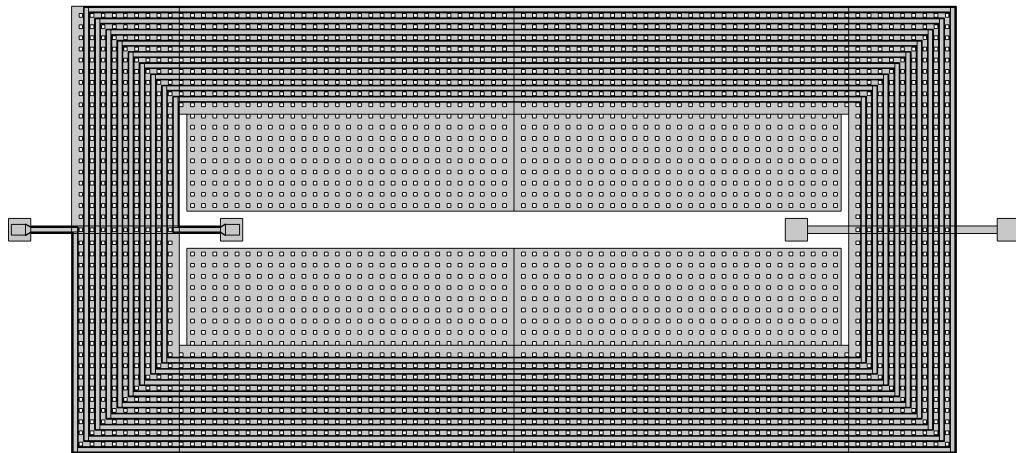


Figura 4.21 Struttura del magnetometro XY con l'implementazione dei vincoli tecnologici legati ai fori e piste metalliche messe in evidenza

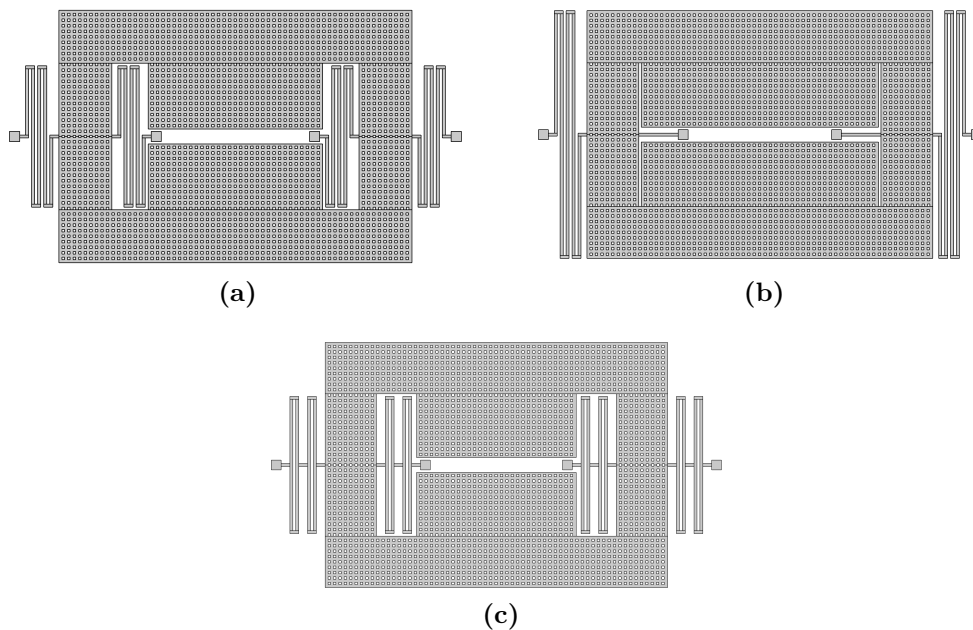


Figura 4.22 Configurazioni alternative di molle torsionali applicate alla struttura in esame

Molte di queste varianti sono state simulate con *Comsol Multiphysics*, strumento utilizzato per effettuare tutte le simulazioni strutturali mostrate fino ad ora, ma nessuna di queste soluzioni si è rivelata soddisfacente per il dispositivo, soprattutto a causa del fatto che queste tipologie di molle presentano una grande quantità di modi propri, alcuni dei quali con frequenze di risonanza simili a quella del modo di

interesse. Si è quindi scelto di procedere nell'ottimizzazione del layout con i semplici risonatori mostrati in figura 4.21. Questa geometria mostra però ancora un difetto: per raggiungere la frequenza di risonanza desiderata è necessaria la presenza di una grande quantità di massa mobile, poichè in caso contrario bisognerebbe allungare molto i risonatori rompendo i vincoli dimensionali. Questa causa un modo fuori piano molto accentuato, che come già commentato altera in maniera significativa le prestazioni del sensore. A questo problema si è rimediato con l'introduzione di una piccola struttura al centro del dispositivo, ancorata al substrato e progettata in modo tale da bloccare i movimenti indesiderati della struttura ma non alterare (se non in maniera trascurabile) il movimento torsionale desiderato. La struttura con l'implementazione di questa piccola modifica è mostrata in figura 4.23.

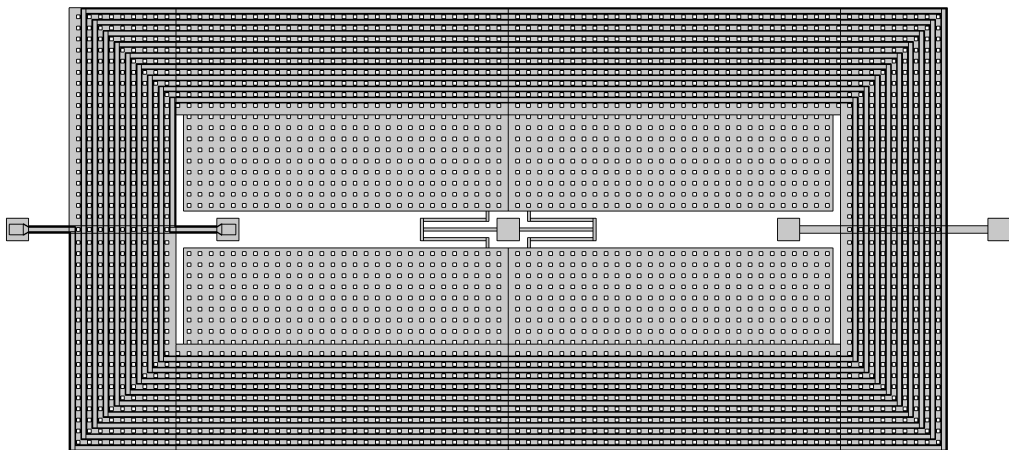


Figura 4.23 Magnetometro XY con l'implementazione della piccola struttura centrale

Il problema del percorso resistivo del polisilicio, che verrà analizzato meglio nel seguito, costringe ad effettuare una variazione rispetto a questa struttura. Dal contatto di ingresso al contatto di uscita si ha infatti un percorso molto corto, che risulta in una resistenza quasi comparabile con quella del percorso su piste metalliche, non rendendola più così preferita. Per questo si apporta una modifica, visibile in figura 4.24, per aumentare la resistività del percorso in Polisilicio da ingresso ad uscita: i lati corti della struttura vengono divisi in 10 molle ognuno. Grazie a questo si giunge alla struttura definitiva, scelta per essere fabbricata come primo prototipo.

La larghezza delle piste metalliche sulle molle presenti nei lati corti della struttura è inferiore rispetto ai $6\mu\text{m}$ di larghezza che presentano quelle sui lati lunghi. Anche questa caratteristica è stata progettata al fine di rendere il percorso su pista metallica preferibile rispetto a quello su polisilicio: la larghezza inferiore della molla conferisce

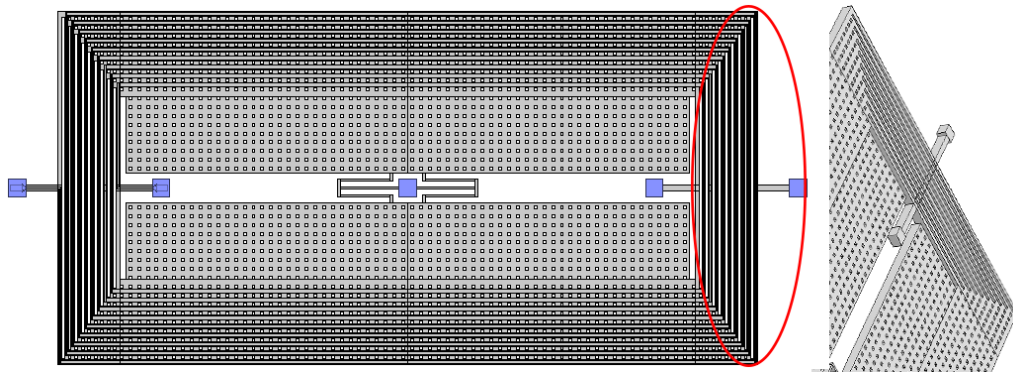


Figura 4.24 Struttura definitiva del sensore per campo magnetico lungo le direzioni X o Y . In blu sono rappresentati gli elementi ancorati al substrato, in grigio la massa sospesa. A lato è stata messa in evidenza la novità introdotta riguardante le molle nei lati corti della struttura

infatti una maggior resistività ad entrambi i percorsi, ma in proporzione influenza molto di più quello del Polisilicio, rendendolo più resistivo e dunque meno preferibile per la corrente. Le dimensioni sono state ottimizzate per ottenere per primo il modo meccanico desiderato, ad una frequenza di risonanza di *approx* 20KHz , mentre gli altri modi sono tutti situati a frequenze molto maggiori, e dunque facilmente filtrabili elettronicamente (figura 4.25). Si ottiene dunque un oggetto con una massa centrale di $1.2\text{mm} \times 0.6\text{mm}$, e risonatori lunghi *approx* $60\mu\text{m}$.

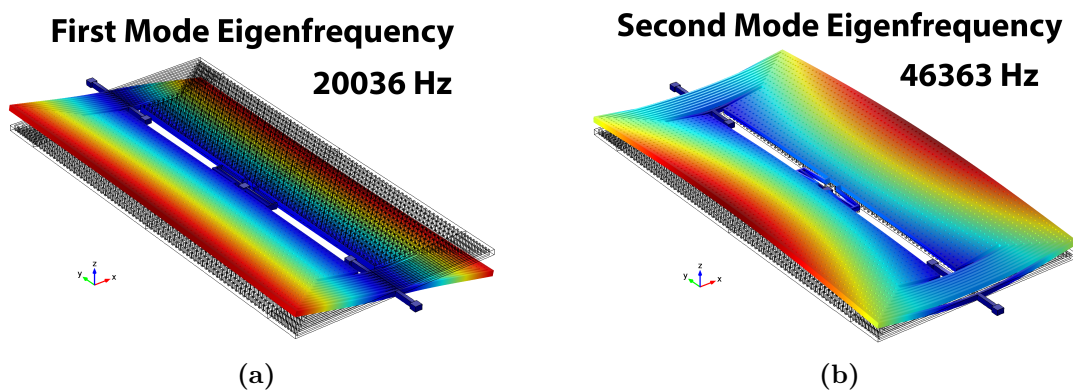


Figura 4.25 Modi meccanici caratteristici della struttura definitiva del magnetometro XY (a) I modo, quello di interesse poiché produce una variazione della capacità differenziale (b) II modo, dovuto alla forte presenza di massa ai lati

Come per il caso del magnetometro per asse Z , le simulazioni strutturali sono mostrate su un modello senza la presenza di piste metalliche per renderne la visua-

lizzazione più immediata: si è constatato infatti che l'alterazione delle frequenze proprie dei modi data dalla presenza delle piste è trascurabile.

4.3.4 Struttura del package

Una volta ottenute le geometrie definitive per tutti e tre gli assi, è necessario disporre all'interno del package, per crearne un primo prototipo da realizzare. I moduli standard utilizzati da *STMicroelectronics* hanno una dimensione di 2.56mm di lunghezza e 1.92mm di larghezza. In figura 4.26 si può vedere un esempio di disposizione dei tre sensori all'interno del modulo.

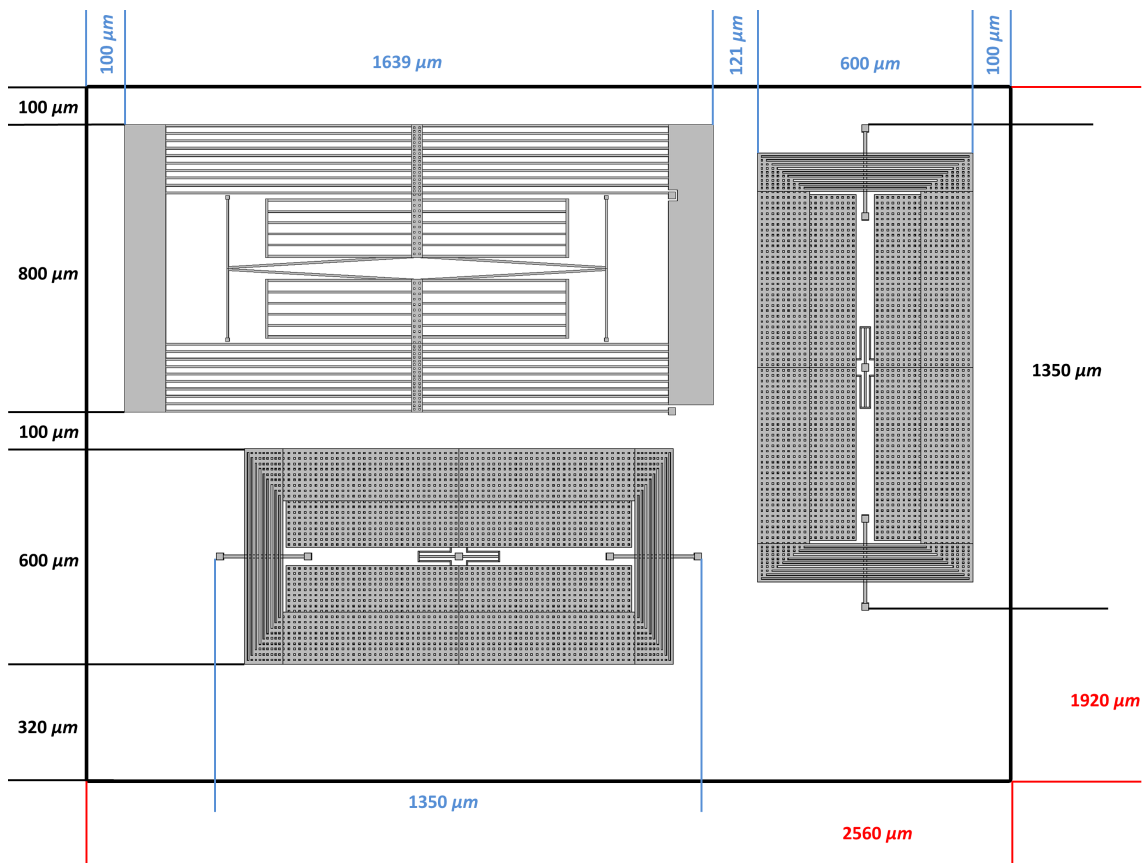


Figura 4.26 Disposizione delle tre strutture all'interno del modulo

4.4 Modello elettrico

Al fine di perseguire l'obiettivo prefissato, ovvero la progettazione di un magnetometro triassiale in un unico package, oltre ai vincoli dimensionali già citati è necessario

effettuare uno studio elettrico che consideri i dispositivi nel loro insieme. Questo si rende necessario in quanto nel capitolo 1 era stata accennata la possibilità, utilizzando la tecnica di alimentazione con una corrente a frequenza inferiore rispetto a quella di risonanza, di pilotare tutti i dispositivi facendo uso della medesima corrente. La caduta di tensione ai capi del dispositivo ha un valore costante, a causa del fatto che le tecnologie di circuiti integrati con cui dovrà essere utilizzato il sensore hanno a disposizione solo valori di tensione limitati per alimentare le periferiche: per limitare la dissipazione di potenza complessiva, oppure per ottenere migliori prestazioni a parità di potenza dissipata, è necessario che ogni dispositivo (o l'insieme di tre dispositivi) mostri una resistenza R_{TOT} tale che $i = V_{SUPPLY}/R_{TOT}$ sia la corrente desiderata, tale a sua volta che $V_{SUPPLY} \cdot i = P_{MAX}$, vincolo sulla potenza.

4.4.1 Modello elettrico per il magnetometro Z

Facendo riferimento alla figura 4.11, ovvero alla struttura definitiva del magnetometro Z, si può vedere come la corrente, portata ad esso dal contatto di ingresso, possa scegliere due percorsi: uno all'interno del polisilicio ed uno all'interno delle piste metalliche. Il polisilicio offre una resistenza per unità di superficie ($\Omega/quadro$) molto maggiore rispetto a quella delle piste metalliche, ma il percorso della corrente nel polisilicio è più breve rispetto a quello nel metallo: per un'idea intuitiva della motivazione si faccia riferimento alla figura 4.27.

Poichè la corrente scorrerà per la maggior parte nel percorso meno resistivo, è necessario stimare la resistenza complessiva offerta dai due percorsi, in modo che attraverso un semplice partitore di corrente si possa capire quanta corrente passa nel percorso metallico e quanta in quello di polisilicio della struttura. L'obiettivo è che la frazione di corrente che scorre all'interno del polisilicio sia la più piccola possibile, in quanto essa seguirebbe un percorso non favorevole alla Forza di Lorentz, tagliando attraverso il centro del dispositivo: la caduta di tensione che ci si può aspettare si ha infatti nel caso ideale in cui tutta la corrente passi nelle piste metalliche, ed è $V_Z = I \cdot R_{metal,Z}$. Il percorso metallico è un percorso unico a spirale, e mostra una resistenza pari a:

$$R_{metal,Z} = R_{quadro,Al} \cdot \frac{L_{tot,small}}{W_{small}} + R_{quadro,Al} \cdot \frac{L_{tot,large}}{W_{large}} \quad (4.10)$$

dove $L_{tot,small}$ è la lunghezza totale delle piste metalliche più strette, W_{small}

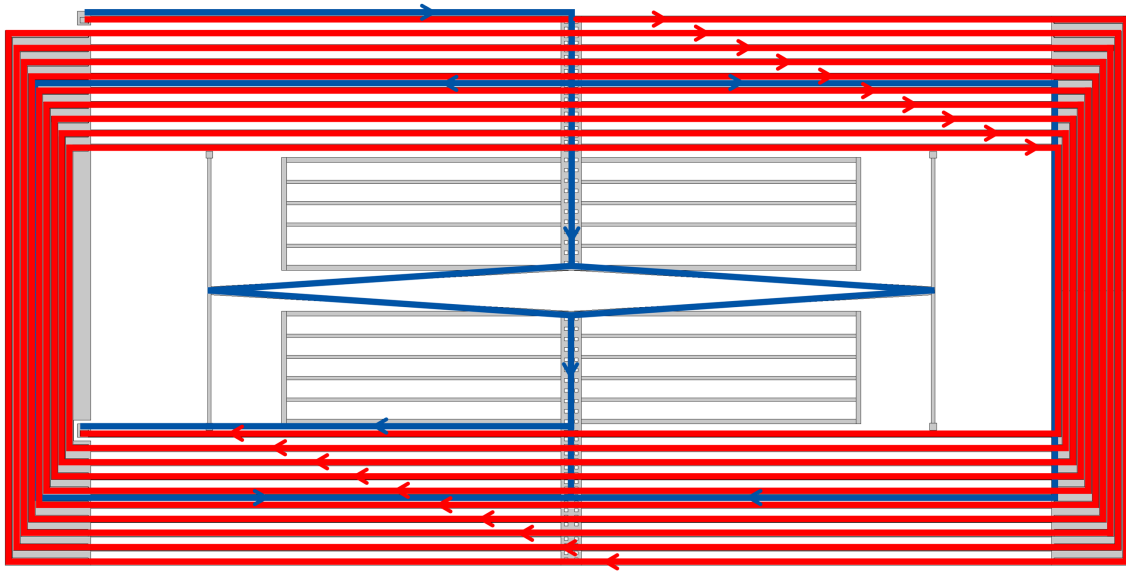


Figura 4.27 Percorsi della corrente nelle piste metalliche (in rosso) e nel polisilicio (in blu). Il primo è un percorso obbligato, mentre per il polisilicio ci sono diversi percorsi possibili in parallelo

indica la larghezza di queste piste, e lo stesso vale per il pedice *large*. $R_{\text{quadro,Al}}$ è detta *resistenza per quadro*, ed indica il valore di resistenza assunto da un quadrato composto da uno specifico materiale, in questo caso Alluminio. Questa grandezza, che varia con lo spessore del materiale, se moltiplicata per il numero di quadrati (in questo caso $L_{\text{tot,small}}/W_{\text{small}}$ fornisce il valore totale di resistenza di un certo percorso. In tabella 4.2 sono forniti i valori di questo parametro per i materiali utilizzati.

MATERIALE	Altezza [μm]	$R[\Omega/\text{quadro}]$
Alluminio	0.2	0.04
Polisilicio	15	20.45

Tabella 4.2

Poichè la lunghezza delle molle è pari a $1400\mu\text{m}$ si ottiene:

$$R_{\text{metal,Z,small}} = 0.04 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{1400\mu\text{m} \cdot 10 \cdot 2}{2\mu\text{m}} = 560\Omega \quad (4.11)$$

Per quanto riguarda le 19 piste larghe ai lati, larghe $8\mu\text{m}$, si può ragionevolmente assumere che la loro lunghezza complessiva sia pari a circa 19 volte la lunghezza di quella più centrale ($\approx 750\mu\text{m}$), e dunque:

$$R_{\text{metal,Z,large}} = 0.04 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{750\mu\text{m} \cdot 19}{8\mu\text{m}} = 71.25\Omega \quad (4.12)$$

La resistenza complessiva offerta dal percorso metallico per il magnetometro Z è circa:

$$R_{\text{metal,Z}} = R_{\text{metal,Z,small}} + R_{\text{metal,Z,large}} \approx 600\Omega \quad (4.13)$$

Il percorso in polisilicio è più laborioso da valutare di quello su pista metallica; la resistenza complessiva è frutto di molti possibili percorsi all'interno della struttura. Una schematizzazione si può vedere in figura 4.28

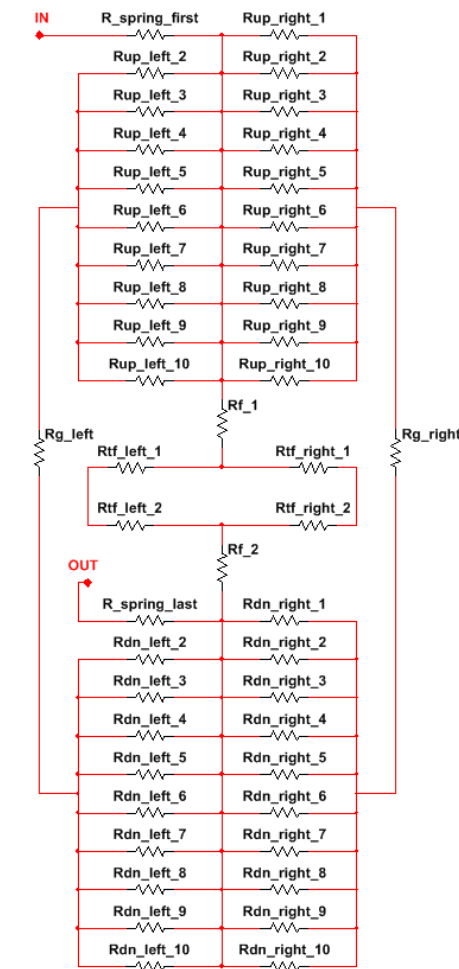


Figura 4.28 Modello resistivo dettagliato della struttura di polisilicio del magnetometro Z

Da essa si vede chiaramente come i quattro gruppi di mezza molle, escluse la

prima metà ($R_{\text{spring,first}}$), connessa al contatto d'ingresso, e l'ultima metà ($R_{\text{spring,last}}$), connessa al contatto di uscita, siano composti da un parallelo di resistenze. Poichè le resistenze sono tutte uguali, si può definire:

$$R_{\text{spring,first}} = R_{\text{spring,last}} = R_{\text{up,right,i}} = R_{\text{up,left,i}} = R_{\text{dn,right,i}} = R_{\text{dn,left,i}} = R \quad (4.14)$$

Poichè la resistenza della parte centrale della struttura può essere ricondotta ad una sola:

$$R_{\text{center}} = 2 \cdot R_f + 4 \cdot R_{\text{tf}} \quad (4.15)$$

si può rappresentare il magnetometro Z con un modello resistivo molto semplificato, come in figura 4.29.

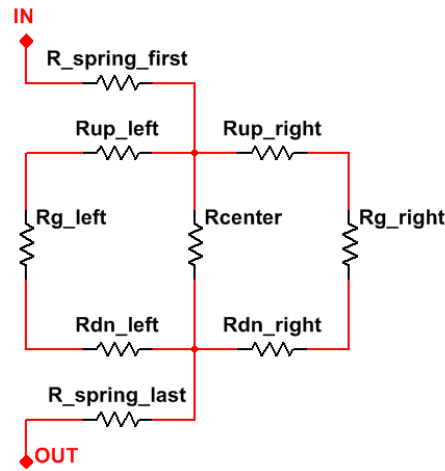


Figura 4.29 Modello resistivo semplificato della struttura di polisilicio del magnetometro Z

R è il valore di resistenza di metà molla, e vale:

$$R = R_{\text{quadro,Polysi}} \cdot \frac{L_{\text{molla}}/2}{W_{\text{molla}}} = 20.45 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{700\mu\text{m}}{5.7\mu\text{m}} = 2.5\text{K}\Omega \quad (4.16)$$

e dunque $R_{\text{up,right}} = R_{\text{dn,right}} = R/10$ valgono circa 250Ω e $R_{\text{up,left}} = R_{\text{dn,left}} = R/9$ valgono circa 275Ω . Il valore di R_{tf} è dell'ordine di grandezza di R , poichè le aste che compongono il tuning fork hanno circa lo stesso spessore delle molle, e la lunghezza

è paragonabile. Le resistenze R_g , che rappresentano i due grandi ancoraggi laterali, valgono circa

$$R_g = 20.45 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{800\mu\text{m}}{125\mu\text{m}} = 130\Omega \quad (4.17)$$

e sono quindi molto minori rispetto agli altri valori di resistenze in gioco. Dunque il parallelo di resistenze è dominato dai due rami contenenti le R_g , che valgono circa 500Ω l'uno. La struttura in polisilicio può quindi essere approssimata ad una serie di tre resistenze: la prima vale R e rappresenta la metà della prima molla, la terza vale R e rappresenta la metà dell'ultima molla, la seconda vale circa 300Ω e rappresenta la resistenza offerta complessivamente dal percorso per giungere da metà della prima molla a metà dell'ultima. Complessivamente il magnetometro Z può dunque essere modellizzato (figura 4.30) come un parallelo di due resistenze, dove una rappresenta la resistenza offerta dal percorso in piste di metal ($\approx 600\Omega$) e l'altra quella offerta dal percorso lungo la struttura di polisilicio ($\approx 5.3K\Omega$). Si può quindi ragionevolmente assumere che quasi tutta la corrente scorra nel percorso di piste metalliche.

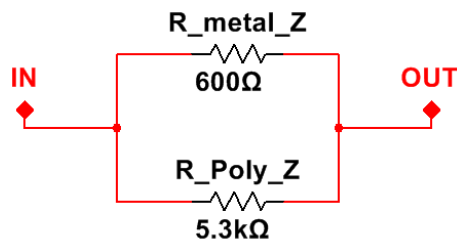


Figura 4.30 Modello resistivo del magnetometro Z in cui sono rappresentate la resistenza complessiva delle piste metalliche e quella complessiva della struttura di polisilicio

Il Carburo di Silicio, utilizzato come isolante, può essere rappresentato come una serie di capacità distribuite tra le reti di resistenze distribuite rappresentate da piste di metal e struttura di polisilicio sottostante, ma non sono state rappresentate perchè in prima approssimazione sembrano giocare un ruolo del tutto trascurabile. Dati i valori di resistenze calcolati infatti, per quanto piccola possa essere l'impedenza delle capacità la corrente scorrerà sempre nel percorso meno resistivo, ossia quello delle piste metalliche, e non tornerà a scorrere nel polisilicio. Lo strato di isolante viene comunque depositato sul primo prototipo, in modo da essere sicuri che non ci siano davvero scambi di corrente tra i due percorsi.

4.4.2 Modello elettrico per il magnetometro XY

Per quanto riguarda il magnetometro sensibile al campo lungo gli assi X ed Y, sono mostrati in figura 4.31 i possibili percorsi della corrente da ingresso ad uscita sia lungo le piste metalliche sia all'interno della struttura di polisilicio.

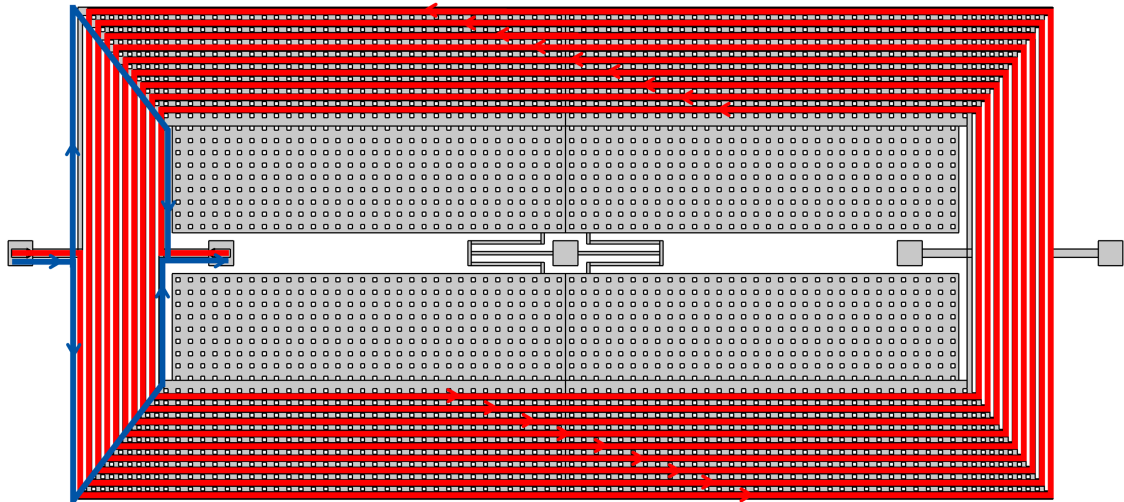


Figura 4.31 Percorsi della corrente nelle piste metalliche (in rosso) e nel polisilicio (in blu). Il primo è un percorso obbligato, mentre per il polisilicio ci sono diversi percorsi possibili in parallelo

Come si può vedere il percorso della corrente all'interno delle piste metalliche è un percorso unico, e come nel caso precedente è calcolabile in questo modo:

$$R_{\text{metal,XY}} = R_{\text{quadro,Al}} \cdot \frac{L_{\text{tot,small}}}{W_{\text{small}}} + R_{\text{quadro,Al}} \cdot \frac{L_{\text{tot,large}}}{W_{\text{large}}} \quad (4.18)$$

In questo caso le piste più strette, indicate da $L_{\text{tot,small}}$ e W_{small} sono quelle verticali e quelle deposte sui due risonatori, mentre quelle più larghe sono quelle orizzontali. La lunghezza totale delle piste più strette può essere calcolata con buonissima approssimazione come la il doppio della lunghezza di quelle della parte inferiore della struttura, che a sua volta può essere ben approssimata come 9 volte la lunghezza della pista con lunghezza media ($L_{\text{small,medium}} = 476\mu\text{m}$). Dunque, poiché $W_{\text{small}} = 2\mu\text{m}$:

$$\begin{aligned}
R_{\text{metal,XY,small}} &= R_{\text{quadro,Al}} \cdot \frac{9 \cdot 2 \cdot L_{\text{small,medium}}}{W_{\text{small}}} = \\
&= 0.04 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{9 \cdot 2 \cdot 476 \mu\text{m}}{2 \mu\text{m}} = 170 \Omega
\end{aligned} \tag{4.19}$$

La lunghezza totale delle piste più larghe può anch'essa essere considerata con buonissima approssimazione come il doppio della lunghezza totale delle piste di un lato, che a sua volta può essere considerata circa 9 volte la lunghezza della pista media. Dunque, avendo presente che $L_{\text{large,medium}} = 1094 \mu\text{m}$ e $W_{\text{large}} = 6 \mu\text{m}$:

$$\begin{aligned}
R_{\text{metal,XY,large}} &= R_{\text{quadro,Al}} \cdot \frac{9 \cdot 2 \cdot L_{\text{large,medium}}}{W_{\text{large}}} = \\
&= 0.04 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{9 \cdot 2 \cdot 1094 \mu\text{m}}{8 \mu\text{m}} = 98 \Omega
\end{aligned} \tag{4.20}$$

La resistenza complessiva del percorso su piste metalliche per questo tipo di dispositivo risulta dunque:

$$R_{\text{metal,XY}} = R_{\text{metal,XY,small}} + R_{\text{metal,XY,large}} \approx 270 \Omega \tag{4.21}$$

Sebbene la lunghezza di questo percorso non sia molto differente da quella del magnetometro Z, la resistenza è sensibilmente minore a causa del fatto che in questa struttura la maggior parte del percorso è composta da piste larghe, a differenza del caso precedente in cui la corrente è costretta a scorrere quasi interamente su piste di larghezza minima. Il percorso della corrente all'interno della struttura di polisilicio è, come prima, più complesso da valutare. Come si può vedere in figura 4.31 nella maggior parte della struttura non scorre corrente. Si tratta certamente di un'approssimazione, ma ben giustificata dal fatto che i due percorsi paralleli che la corrente compie nella parte superiore tengono i due lati della struttura circa allo stesso potenziale, e dunque nella restante parte del dispositivo scorre una quantità di corrente trascurabile. Questo rende la maggior parte della massa mobile unipotenziale, e poichè essa costituisce i piatti del condensatore differenziale il readout è agevolato. Un modello resistivo della struttura di polisilicio è rappresentato in figura 4.32

Come si può facilmente vedere anche la struttura in polisilicio di questo dispositivo è approssimabile con una serie di tre resistenze, di cui due rappresentano la resistenza

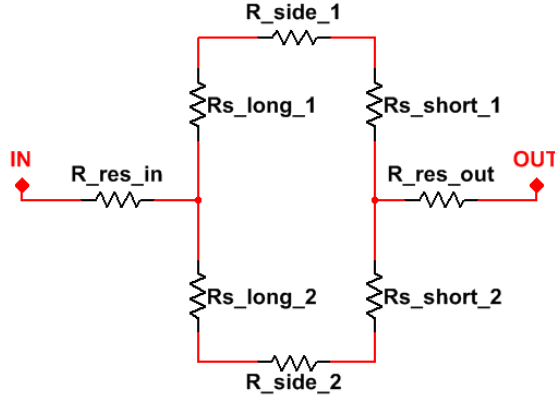


Figura 4.32 Modello resistivo dettagliato del magnetometro XY

offerta dai due risonatori in ingresso ed in uscita, e la terza la resistenza complessiva offerta dalla struttura centrale. Quest'ultima, grazie alla presenza di due percorsi paralleli, può essere vista come:

$$R_{\text{center,XY}} = \frac{R_{s,\text{long}} \cdot R_{\text{side}} \cdot R_{s,\text{short}}}{2} \quad (4.22)$$

R_{side} rappresenta la resistenza della parte di struttura che congiunge l'estremità della molla più lunga a quella della molla più corta, ed è approssimabile ad una porzione di polisilicio di lunghezza $\approx 150\mu\text{m}$ e larghezza $\approx 6\mu\text{m}$, ossia alla diagonale che congiunge i due punti. Poichè $R_{s,\text{short}}$ e $R_{s,\text{long}}$ rappresentano rispettivamente la resistenza offerta da metà della molla più corta e metà di quella più lunga, si ottiene, essendo larghe anch'esse $6\mu\text{m}$:

$$\begin{aligned} R_{\text{center,XY}} &= R_{\text{quadro,PolySi}} \cdot \frac{L_{s,\text{long}} + L_{\text{side}} + L_{s,\text{short}}}{W_{\text{spring}}} \cdot \frac{1}{2} = \\ &= 20.45 \frac{\Omega}{\text{quadro}} \cdot \frac{300\mu\text{m} + 150\mu\text{m} + 175\mu\text{m}}{6\mu\text{m}} \cdot \frac{1}{2} = 1.06\text{K}\Omega \end{aligned} \quad (4.23)$$

A questo valore vanno sommate le resistenze offerte dai due risonatori, che, larghi $10\mu\text{m}$ e lunghi $60\mu\text{m}$, offrono una resistenza di 125Ω l'uno. Si ottiene un valore di resistenza complessivo per il percorso in polisilicio di:

$$R_{\text{PolySi,XY}} = 2 \cdot R_{\text{res}} + R_{\text{center,XY}} = 1.3\text{K}\Omega \quad (4.24)$$

Anche questo dispositivo, dal punto di vista elettrico, può essere visto come il

parallelo di due resistenze: una rappresenta il percorso su pista metallica ed uno all'interno della struttura di polisilicio (figura 4.33).

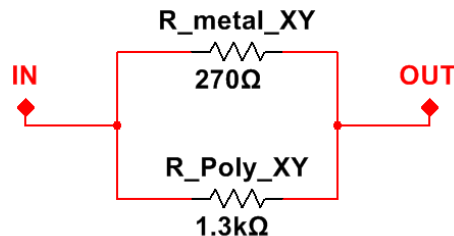


Figura 4.33 Modello resistivo del magnetometro XY in cui sono rappresentate la resistenza offerta complessivamente dalle piste metalliche e quella offerta complessivamente dalla struttura di polisilicio

Dai valori delle due resistenze calcolati in precedenza si può approssimare, anche per questo dispositivo, che la maggior parte della corrente usufruisca del percorso meno resistivo offerto dalle piste metalliche.

4.4.3 Modello elettrico complessivo

Una volta modellizzati elettricamente i dispositivi è necessario modellizzare elettricamente l'intero package, in modo da capire quali ampiezze di corrente è possibile utilizzare. Un semplice modellino resistivo del package è quello mostrato in figura 4.34, nel quale si distinguono chiaramente i tre dispositivi utilizzati: il magnetometro Z e due repliche della struttura del magnetometro XY.

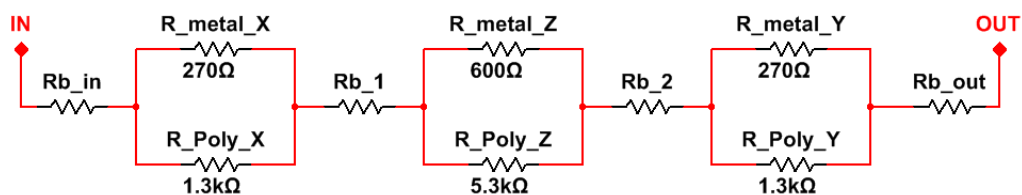


Figura 4.34 Modello resistivo del package, che comprende tutte e tre le strutture e le piste di collegamento tra esse

Le resistenze $R_{b,x}$ rappresentano le piste sepolte di Polisilicio create nel substrato per portare la corrente ai contatti di ingresso dei dispositivi. Si può ragionevolmente approssimare che la loro resistenza sia trascurabile rispetto alle altre resistenze in gioco, perchè oltre la possibilità di fare piste molto larghe, saranno anche corte in quanto si disporranno i dispositivi in modo che il percorso che li congiunge sia

il minore possibile. Approssimando i valori di resistenza dei dispositivi alle sole resistenze offerte dalle piste metalliche, si ottiene una resistenza complessiva di circa $1.1K\Omega$; poichè la tensione ai capi del package si suppone fissa ad 1.8 V, la massima corrente utilizzabile risulta $\approx 1.6mA$

4.5 Progetto del risonatore MEMS

Come è già stato accennato nel capitolo 1, un ulteriore vantaggio dell'operazione con mismatch di frequenza è quello di poter effettuare il driving attraverso un oscillatore il cui elemento risonante non è il dispositivo stesso, come avviene per l'operazione a risonanza. In linea teorica sarebbe possibile utilizzare un qualunque tipo di oscillatore, l'unica condizione è quella di avere alla sua uscita una corrente (o una tensione sulle resistenze) alla frequenza desiderata; in prima analisi, visto l'alto fattore di qualità ed il conseguente basso rumore di fase, la soluzione migliore è apparsa quella di utilizzare come elemento oscillante un risonatore MEMS costruito all'interno dello stesso package del sensore. Questa soluzione, ed in particolare l'essere costruito all'interno dello stesso package, offre molti vantaggi, ad esempio:

- La temperatura è la stessa per sensore e risonatore, e dunque eventuali variazioni di essa determinano variazioni di frequenza di risonanza e magnetometro percentualmente simili ($\Delta T/T$ per il Polisilicio è dovuto alla variazione di elasticità del materiale, ovvero alla variazione del modulo di Young, che solitamente vale circa - 20 ppm/°C);
- Eventuali tolleranze di processo affliggono in modo uguale tutte le strutture, e dunque una eventuale variazione della frequenza di risonanza del risonatore corrisponde alla medesima variazione per le strutture che compongono il sensore

Il Δf tra le strutture varierà dunque poco con T e con il processo. In figura 4.26 è stata mostrata la disposizione che i tre sensori avranno all'interno del modulo. Come si può notare risultano vincoli dimensionali molto stringenti per il risonatore, in particolare per quanto riguarda la sua larghezza. La struttura che si è scelto di utilizzare per creare il risonatore MEMS è chiamata *Risonatore di Tang* [36], modificata in modo da rispondere ai requisiti richiesti dall'applicazione in oggetto. La struttura disegnata e progettata è visibile in figura 4.35.

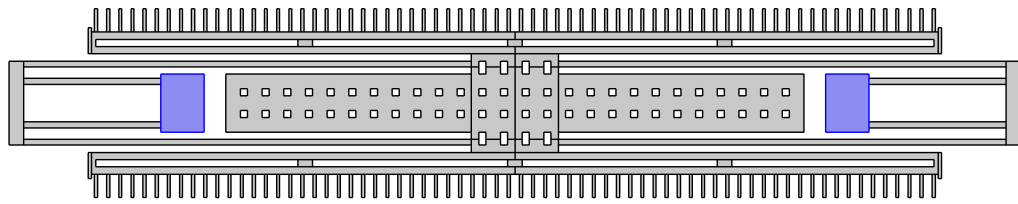


Figura 4.35 Struttura di un risonatore di Tang, modificata ed utilizzata per il lavoro di tesi

Come si può vedere è una struttura molto sottile, ancorata al substrato in due punti sull'asse di simmetria. La massa sospesa di questo oggetto è quindi in grado di compiere un movimento traslazionale, generato da un'attuazione per mezzo di condensatori a comb fingers. Ai lati, infatti, sono presenti due serie di celle di condensatori a comb fingers, delle quali una è appunto utilizzata per l'attuazione, mentre dall'altra è generata la corrente alla frequenza desiderata, ovvero quella di risonanza propria di questa struttura. La massa mobile aggiunta e le dimensioni della struttura nel suo complesso sono state ottimizzate per ottenere il valore di frequenza di risonanza voluto. Per i primi prototipi di questo magnetometro triassiale verranno fabbricati moduli da operare a risonanza e moduli da operare con mismatch di frequenza, dunque dovranno essere utilizzati due risonatori dimensionati diversamente allo scopo di ottenere una corrente alla frequenza di risonanza dei sensori o ad una frequenza minore di una quantità Δf . La grande quantità di massa concentrata al centro della struttura in questo caso non crea problemi, come invece succedeva per il magnetometro XY: in figura 4.36 sono mostrati i primi due modi meccanici di questa struttura.

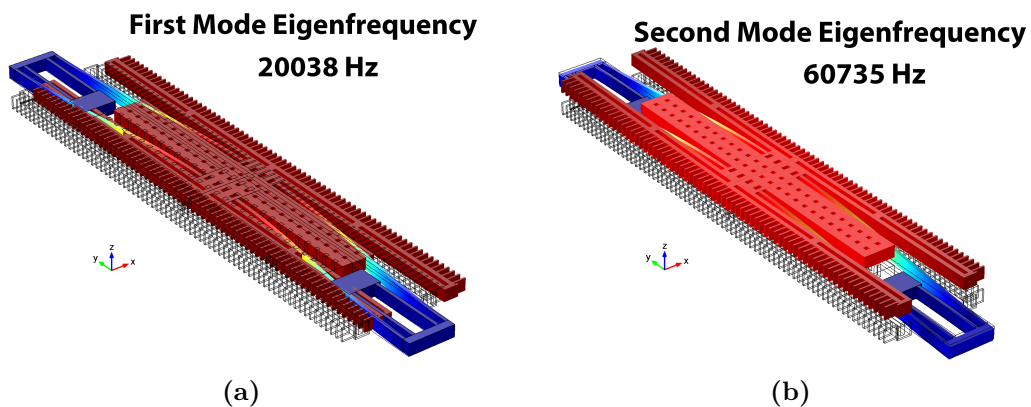


Figura 4.36 Modi meccanici caratteristici del risonatore (a) I modo, in piano, quello di interesse (b) II modo, modo fuori piano ad alta frequenza

Come si può notare il secondo modo ha una frequenza caratteristica circa tripla rispetto a quella del primo modo, e dunque non crea problemi poichè può essere filtrata dall'elettronica. In figura 4.37 è mostrato un esempio di modulo contenente le tre strutture dei sensori e quella del risonatore.

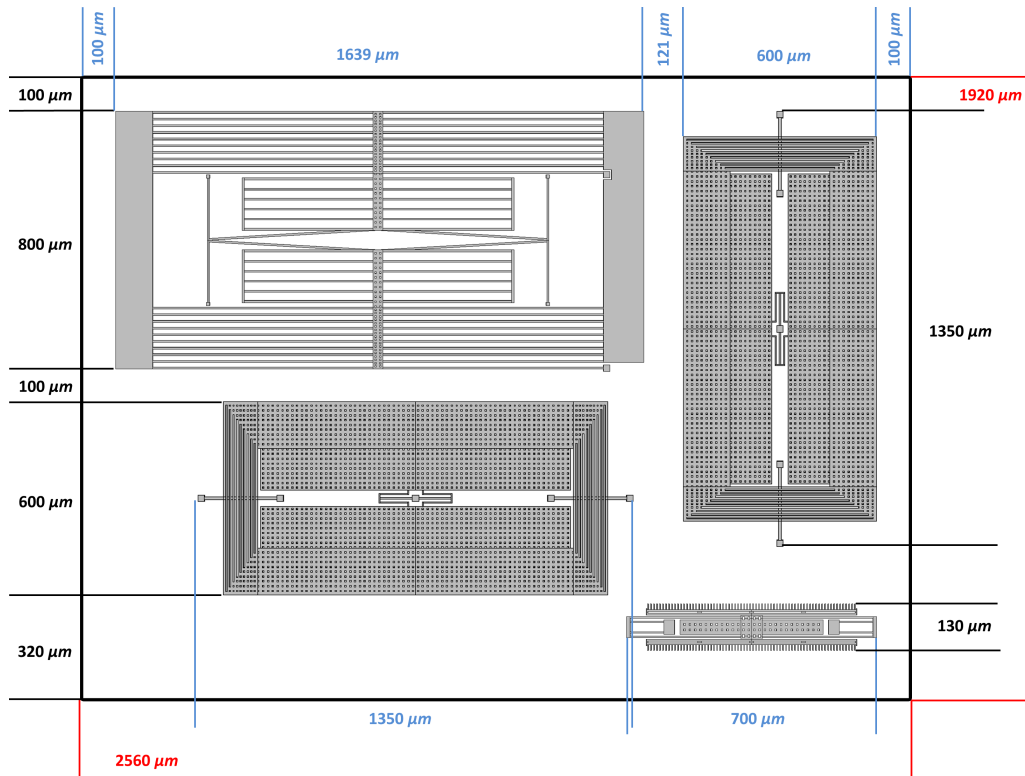


Figura 4.37 Disposizione di tutti i dispositivi all'interno di un modulo

Conclusioni

Il lavoro di tesi svolto ha portato ad alcune conferme sperimentali della teoria di operazione con mismatch di frequenza enunciata nel capitolo 1. Per quanto riguarda il dispositivo con pressione di 0.2mbar , operato sia a risonanza che con mismatch di frequenza, è stata dimostrata l'equivalenza del *rapporto segnale-rumore* (a parità di banda) nelle due modalità, ma con il vantaggio dell'estensione della banda massima di lettura. I risultati ottenuti per quanto riguarda il minimo segnale misurabile con questo dispositivo non sono però significativamente migliori di quello ad una pressione di 1mbar ; questo accade perchè il filtraggio elettronico effettuato dal Lock-In non elimina il rumore dovuto al MEMS, come invece idealmente dovrebbe essere. In figura 4.38 è mostrato infatti come la componente di rumore dovuta al MEMS abbia un peso non trascurabile sul rumore totale del dispositivo a 0.2mbar .

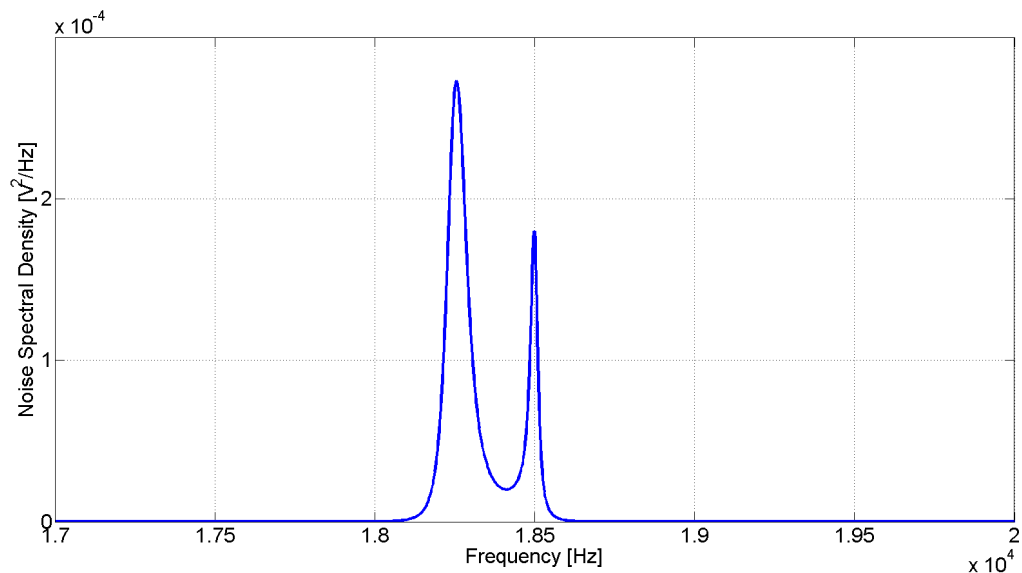


Figura 4.38 Densità spettrale di rumore in uscita dall'apparato di misura in scala lineare (l'area sottesa è il valore quadratico medio del rumore) per il dispositivo a 0.2 mbar . È evidente il peso che ha il picco di risonanza del MEMS.

A causa del fatto che il rumore dell'elettronica di readout è leggermente maggiore di quanto previsto, si è costretti a lavorare a mismatch (Δf) non troppo grandi ($100 \div 200 \text{ Hz}$), proprio perchè il rumore dell'elettronica, per Δf maggiori, domina rispetto a quello intrinseco del MEMS. Operando con mismatch così piccoli non si è riusciti a filtrare in maniera adeguata il picco di risonanza del MEMS, e dunque, sebbene sia stata dimostrata l'equivalenza del *rapporto segnale-rumore* per le due modalità di operazione, non si è riusciti ad verificare un significativo miglioramento in termini di risoluzione per i due dispositivi a diversa pressione. Per ottenere prestazioni migliori si possono utilizzare diversi approcci:

- Diminuire il coefficiente di damping (b) o diminuendo la pressione del package, ma i valori utilizzati per le misure nel lavoro di tesi sono già vicini al limite tecnologico attuale, oppure utilizzando tecniche di sensing come i condensatori a piatti piani e paralleli bucati descritti alla sezione 4.2.3 ed in [33]
- Operare il dispositivo con un mismatch in frequenza maggiore a quello utilizzato (200 Hz). Nel corso delle misure effettuate per il lavoro di tesi non è stato possibile farlo poichè, come detto, il rumore dovuto all'elettronica di readout utilizzata, oltre un mismatch di $\approx 200 \text{ Hz}$ diventa dominante rispetto a quello intrinseco del MEMS. Utilizzando un mismatch maggiore sarebbe infatti possibile ottenere un filtraggio molto migliore del picco di risonanza dovuto al MEMS, diminuendo il rumore totale all'uscita dell'apparato di misura e dunque migliorando la risoluzione del dispositivo.
- Diminuire il rumore dell'elettronica di readout: o attraverso l'aumento del valore della resistenza di feedback (R_F) dei *Charge Amplifier*, poichè come è mostrato nel capitolo 1 va in maniera inversamente proporzionale a $\sqrt{R_F}$ o riprogettando la scheda elettronica passando alla tecnologia integrata, potenzialmente meno rumorosa di quella realizzata con componenti discreti, grazie ai valori di resistenze e capacità così ottenibili.

Un ulteriore metodo di miglioramento delle prestazioni dei dispositivi è stato sviluppato nel capitolo 4: le strutture dei dispositivi, grazie alla tecnica del ricircolo della corrente, dovrebbero infatti fornire molteplici vantaggi, tra i quali una miglior risoluzione ed una migliore sensibilità. Le strutture mostrate per il magnetometro Z, XY e per il risonatore sono ad oggi prototipi, ed è necessario finalizzare il layout completo del modulo. Questo sarà poi fabbricato grazie alla collaborazione con

STMicroelectronics, ed i test comparativi su questo primo *run*, condotti tra le varie strutture elencate al capitolo 4, forniranno indicazioni e linee guida per gli sviluppi futuri, allo scopo di raggiungere le specifiche preposte ed essere dunque integrati in un'unità di misura inerziale multiparametro.

Bibliografia

- [1] Asahi Kasei. *3-axis Electronic Compass. AK8975 Datasheet*, 2010.
- [2] STMicroelectronics. *Digital output magnetic sensor: ultra low-power, high performance 3-axis magnetometer. LIS3MDL Datasheet*, 2013.
- [3] Freescale Semiconductor. *Xtrinsic MAG3110 Three-Axis, Digital Magnetometer. MAG3110 Datasheet*, 2013.
- [4] F. Ura. Thin film thermal print head. *Helwett-Packard Company, Palo Alto, CA*, 1976.
- [5] R. Feynman. There's plenty of room at the bottom. *Caltech Engineering and Science*, vol. 23, pp. 22-36, 1960.
- [6] E. Mounier and L. Robin. Status of the MEMS Industry. Technical report, Yole DÃ©veloppement, 2013.
- [7] J. Lenz and Alan S. Edelstein. Magnetic sensors and their applications. *Sensors Journal, IEEE*, 2006.
- [8] R.S. Popovic. *Hal effect devices*. Institute of Physics Publishing, Bristol and Philadelphia, 2004.
- [9] A. Platif, J. Kubik, M. Vopalensky, and P. Ripka. Precise amr magnetometer for compass. In *Sensors, 2003. Proceedings of IEEE*, 2003.
- [10] T.R. McGuire and R.I. Potter. Anisotropic magnetoresistance in ferromagnetic 3d alloys. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 1975.
- [11] T. Miyazaki, T. Yaoi, and S. Ishio. Large magnetoresistance effect in 82ni-fe/al-al2o3/co magnetic tunneling junction. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 1991.

-
- [12] M. N. Baibich, J. M. Broto, A. Fert, F. Nguyen Van Dau, F. Petroff, P. Etienne, G. Creuzet, A. Friederich, and J. Chazelas. Giant magnetoresistance of (001)fe/(001)cr magnetic superlattices. *Physical Review Letters*, 1988.
- [13] J.G. Zhu and C. Park. Magnetic tunnel junctions. *Materials Today*, 2006.
- [14] C.M.N. Brigante, N. Abbate, A. Basile, A.C. Faulisi, and S. Sessa. Towards miniaturization of a mems-based wearable motion capture system. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2011.
- [15] G. Langfelder, C. Buffa, A. Frangi, A. Tocchio, E. Lasalandra, and A. Longoni. Z -axis magnetometers for mems inertial measurement units using an industrial process. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, 2013.
- [16] STMicroelectronics. *iNemo inertial module: 3D accelerometer and 3D gyroscope. LSM330DLC Datasheet*, 2012.
- [17] InvenSense inc. *6-axis (Gyro + Accelerometer) MEMS Motion Tracking. MPU-6100/MPU-6150 Datasheet*, 2012.
- [18] H. Emmerich, M. Schofthaler, and U. Knauss. A novel micromachined magnetic-field sensor. In *Micro Electro Mechanical Systems, 1999. MEMS '99. Twelfth IEEE International Conference on*, 1999.
- [19] C.T.-C. Nguyen and R.T. Howe. Cmos micromechanical resonator oscillator. In *Electron Devices Meeting, 1993. IEDM '93. Technical Digest., International*, 1993.
- [20] C. Buffa, G. Langfelder, A. Longoni, A. Frangi, and E. Lasalandra. Compact mems magnetometers for inertial measurement units. In *Sensors, 2012 IEEE*, 2012.
- [21] M. El Ghorba, N. Andre, S. Sobieski, and J.-P. Raskin. Cmos compatible out-of-plane in-plane magnetometers. In *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, 2007.
- [22] Behraad Bahreyni and C. Shafai. A resonant micromachined magnetic field sensor. *Sensors Journal, IEEE*, 2007.

-
- [23] Mo Li, V.T. Rouf, M.J. Thompson, and D.A. Horsley. Three-axis lorentz-force magnetic sensor for electronic compass applications. *Microelectromechanical Systems, Journal of*, 2012.
- [24] G. Langfelder and A. Tocchio. On the operation of lorentz-force mems magnetometers with a frequency offset between driving current and mechanical resonance.
- [25] V. Kempe. *Inertial MEMS Principle and Practice*. Cambridge University Press, 2011.
- [26] D. Laudi. Tecniche di sensing capacitivo in magnetometri mems a forza di lorentz operanti alla frequenza di risonanza, 2013.
- [27] C. Buffa. Design of mems magnetic field sensors and readout electronics, 2013-XXV.
- [28] R. Mazzola. Magnetometri mems: sviluppo del setup sperimentale e caratterizzazione di prototipi innovativi, 2012.
- [29] Analog Devices. *High Performance, 145 MHz FastFET Op Amps. AD8065 Datasheet*, 2010.
- [30] Texas Instruments. *Precision, Low Power Instrumentational Amplifier. INA129 Datasheet*, 2005.
- [31] Texas Instruments. *Low Power, Precision Fet-Input Operational Amplifiers. OPA130 Datasheet*, 2006.
- [32] J. Kyynaraine, J. Saarilahti, H. Kattelus, A. Kärkkäinen, T. Meinander, A. Oja, P. Pekko, H. Seppä, M. Suhonen, H. Kuisma, S. Ruotsalainen, and M. Tilli. A 3d micromechanical compass. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2008.
- [33] A. Frangi, B. De Masi, G. Langfelder, and D. Paci. Optimization of lorentz-force mems magnetometers using rarefied-gas-theory.
- [34] Mo Li, V. T. Rouf, G. Jaramillo, and Horsley D. A. MemS lorentz force magnetic sensor based on a balanced torsional resonator. 2013.

-
- [35] G. Barillaro, A. Molfese, A. Nannini, and F. Pieri. Analysis, simulation and relative performances of two kinds of serpentine springs. *Journal of Micromechanics and Microengineering*, 2005.
- [36] H.G. Barrow, T.L. Naing, R.A. Schneider, T.O. Rocheleau, V. Yeh, Zeying Ren, and C.T.-C. Nguyen. A real-time 32.768-khz clock oscillator using a 0.0154-mm² micromechanical resonator frequency-setting element. In *Frequency Control Symposium (FCS), 2012 IEEE International*, 2012.