

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria dell'Informazione

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettronica
Dipartimento di Elettronica e Informazione



MAGNETOMETRI MEMS: PROGETTAZIONE DEI SENSORI E SVILUPPO DELL'ELETTRONICA DI PILOTAGGIO E LETTURA

Relatore: Prof. Antonio LONGONI

Correlatore: Ing. Cesare BUFFA

Tesi di Laurea Specialistica di:
Marco ROSSI
Matr. n. 735200

Anno Accademico 2009-2010

Indice degli argomenti

Introduzione	4
1. I sensori micromeccanici.....	8
1.1. Sistema MEMS a lettura capacitiva.....	8
1.2. Il pull-in	13
1.3. Relazione tra spostamento e forza esterna	15
1.4. Il magnetometro a forza di Lorentz	20
1.5. Lo stato dell'arte	22
1.5.1. Magnetometri non MEMS	23
1.5.2. Magnetometri MEMS	25
2. Modelli Simulink	29
2.1. Il Magnetometro Parallel-Plates	30
2.1.1. Principio di funzionamento.....	30
2.1.2. Calcolo dei parametri	30
2.1.3. Calcolo dello spostamento e della variazione di capacità	33
2.2. Il Magnetometro Clamped-Clamped	41
2.2.1. Principio di funzionamento.....	41
2.2.2. Calcolo dei parametri	41
2.3. Magnetometro Parallel-Plates ad Omega Costante	45
2.4. Considerazioni sulla sensitività dei magnetometri	49
2.4.1. Sensitività.....	49
2.4.2. Progettazione a frequenza di risonanza fissata o variabile	50
2.5. Nuovo design dei magnetometri Parallel-Plates	52
2.5.1. Il processo ThELMA	53

2.5.2.	Problemi di design e soluzioni adottate	54
2.5.3.	I nuovi magnetometri	55
3.	Elettronica di lettura e caratterizzazione per misure di capacità real-time	62
3.1.	Introduzione alle tecniche di caratterizzazione	62
3.1.1.	Tecnica di lettura real-time.....	62
3.1.2.	Curva di caratterizzazione statica	64
3.1.3.	Curva di caratterizzazione dinamica: lo smorzamento	65
3.2.	Elettronica di lettura a bassa frequenza	68
3.2.1.	Scheda ad 1MHz.....	68
3.2.2.	Raddrizzatore a diodi.....	71
3.2.3.	Lettura a due canali	73
3.2.4.	Misure sperimentali e caratterizzazione della scheda	74
3.3.	Elettronica di lettura ad alta frequenza	80
3.3.1.	Vantaggi della nuova elettronica	80
3.3.2.	Lo stadio a transimpedenza	81
3.3.3.	Lo stadio di guadagno	83
3.3.4.	Il filtro passa banda	85
3.3.5.	Caratterizzazione del frontend	86
3.3.6.	Il raddrizzatore current-mode.....	91
3.3.7.	L'attuazione.....	95
3.3.8.	Layout della PCB.....	96
3.3.9.	Misure sperimentali e di caratterizzazione della scheda	97
4.	Setup ed elettronica di lettura per magnetometri	103
4.1.	Struttura meccanica di prova	103
4.2.	Generatore di corrente	105

4.2.1.	Improved Howland Current Pump	106
4.2.2.	Scelta dei parametri	111
4.2.3.	Tensione differenziale sul carico	112
4.3.	Misure sperimentali	113
5.	Conclusioni.....	120
6.	Ringraziamenti.....	124
7.	Schematici elettrici completi	125
7.1.	Electronica di lettura a bassa frequenza	125
7.2.	Electronica di lettura ad alta frequenza	127
7.3.	Electronica di pilotaggio	129
8.	Indice delle figure	130
9.	Indice delle tabelle.....	133
10.	Bibliografia.....	134

Introduzione

Negli ultimi anni il mercato dei sensori ha visto lo sviluppo e l'affermazione di nuovi trasduttori realizzati con tecnologia a film sottile: i Micro Electro Mechanical Sensors (MEMS). Ad oggi, dispositivi costruiti su tale piattaforma tecnologica, si possono trovare in molte applicazioni di carattere industriale e rivolte al mercato consumer. La possibilità di adattare la fabbricazione di sensori di questo tipo al ben noto e consolidato processo CMOS ha permesso una crescita esponenziale ed una presenza capillare in quasi tutti gli ambiti elettronici. Si possono, infatti, trovare sensori inerziali, come accelerometri e giroscopi, nei meccanismi di controllo degli Airbag per il settore automobilistico, o nei sistemi di controllo attivo delle testine degli Hard Disk. In ambito bio-medicale stanno nascendo dispositivi per la microchirurgia, lab-on-chip, e sensori impiantabili [1], mentre nel settore delle telecomunicazioni la possibilità di creare guide d'onda per radiofrequenze ed interruttori ottici ha permesso di esplorare nuove soluzioni per il processamento dei segnali [2]. Infine nel settore aerospaziale sensori per la navigazione in tecnologia MEMS si stanno rapidamente imponendo come punto di riferimento.

Negli ultimi anni, con la diffusione sempre maggiore di dispositivi multimediali portatili e smartphone sempre più evoluti, il mercato consumer ha trascinato la crescita delle vendite di sensori MEMS inerziali e per la navigazione. Considerando i soli sensori per l'orientamento nello spazio (*electronic compasses*), gli analisti di settore di iSuppli prevedono una crescita di circa 540 milioni di unità prodotte nel 2013 contro 8,7 milioni di unità del 2008 [3].

Tra tali dispositivi, l'attenzione si è rivolta soprattutto allo sviluppo di sensori in grado di rilevare il campo magnetico terrestre da poter integrare con i sistemi di rilevazione globale della posizione. Uno dei vantaggi principali nel conoscere la direzione verso cui il dispositivo è diretto è infatti la possibilità di affinare le tecniche di *Dead Reckoning*, ovvero quelle tecniche che consentono, in assenza di segnale di geo-

localizzazione, di ricostruire la posizione, sulla base di informazioni quali velocità, accelerazione e direzione del movimento.

Il mio lavoro di tesi si inserisce nell'ambito di una collaborazione tra STMicroelectronics, uno dei maggiori leader mondiali nel settore della microelettronica e MEMS, ed il laboratorio di "Sensori e Rivelatori" coordinato dal professor Antonio Longoni, presso il Dipartimento di Elettronica e Informazione del Politecnico di Milano. Tale collaborazione prevede diverse attività sui sensori MEMS tra cui il design di nuovi sensori magnetometrici per la rilevazione del campo magnetico terrestre, relativa elettronica di caratterizzazione e pilotaggio nonché la parte di testing sulle proprietà elettrico-meccaniche.

La tesi si è rivolta in primo luogo allo sviluppo di un modello comportamentale tale da supportare il design e la nuova progettazione dei dispositivi, ed in secondo luogo al miglioramento del setup di caratterizzazione di mems a lettura capacitiva, con particolare attenzione alla creazione di un setup di pilotaggio e di lettura specifico per il testing di nuovi magnetometri.

La tesi si sviluppa in quattro capitoli.

Nel primo capitolo viene spiegato il principio di funzionamento dei sensori mems a lettura capacitiva, descrivendo le forze agenti sulle strutture mobili che contribuiscono a determinare l'equazione della dinamica tipica di un sistema massa-molla-smorzatore. Particolare attenzione è poi posta sulla relazione esistente tra lo spostamento delle parti mobili e la forza esterna, associata alla grandezza fisica da trasdurre, indicando i parametri caratteristici del sistema, quali la frequenza di risonanza ed il fattore di qualità. In particolare viene dedicato un paragrafo al principio di funzionamento dei magnetometri mems a forza di Lorentz. Infine viene riportata una breve analisi dello stato dell'arte per sensori magnetometrici sia fabbricati in tecnologia micromeccanica, sia di altro tipo.

Nel secondo capitolo viene illustrato il modello comportamentale di un magnetometro a piatti piani paralleli, sviluppato con l'ambiente Mathworks Simulink, integrato in Matlab. La possibilità di avere un modello versatile e facilmente adattabile dall'utente ha permesso di fornire un valido strumento sia per il controllo delle strutture già disegnate e ancora da testare, sia per lo sviluppo di nuovi dispositivi.

Modificando infatti i principali fattori geometrici esso è in grado di simulare il funzionamento del dispositivo, fornendo all'utente i principali parametri che caratterizzano il sistema. Grazie all'estrema versatilità di tale modello è stato possibile creare un'ulteriore versione, adattata alle specifiche di STMicroelectronics. L'utilizzo di tale modello è stato fondamentale per il design di nuovi dispositivi magnetometrici. In particolare è stato possibile verificare da simulazione alcune osservazioni sulla sensibilità di dispositivi costruiti a pulsazione di risonanza fissata, emersi nel corso della tesi. Viene infine descritto il design dei nuovi magnetometri parallel-plates indicando le dimensioni geometriche e gli accorgimenti posti in atto per garantire una maggiore affidabilità rispetto a quelli precedenti.

Nel terzo capitolo si illustra in dettaglio la progettazione dell'elettronica a componenti discreti per il setup di caratterizzazione di dispositivi MEMS e per la lettura di capacità ad alta risoluzione. Con questo lavoro di tesi sono stati apportati dei miglioramenti alla preesistente versione del setup di lettura, introducendo la possibilità di una lettura differenziale su due canali e migliorando lo stadio di demodulazione. Ciò ha permesso di velocizzare notevolmente la fase di test, eliminando la necessità di tarature ad ogni cambio di dispositivo. In seguito, viene presentata una nuova piattaforma di lettura migliorata. La tecnica di lettura su cui si basano le piattaforme sopra citate utilizza un segnale sinusoidale di test a frequenza elevata ($1MHz$) rispetto alla frequenza di risonanza meccanica dei dispositivi. Il rapporto SNR nella misura della capacità aumenta con la frequenza del segnale test, che quindi condiziona proporzionalmente la possibilità di apprezzare variazioni minori dello spostamento della massa mobile rispetto agli elettrodi di lettura. La frequenza del segnale di test, è stata pertanto aumentata di un ordine di grandezza, permettendo, a pari sensibilità, di utilizzare segnali di ampiezza minore, perturbando di meno il sistema.

Poiché la nuova elettronica di caratterizzazione, realizzata con componenti discreti commerciali, offre inoltre la possibilità di poter testare dispositivi con frequenze di risonanza più elevata, essa costituisce uno strumento versatile per il testing elettro-meccanico di una vasta gamma di dispositivi mems. Si riportano, infine,

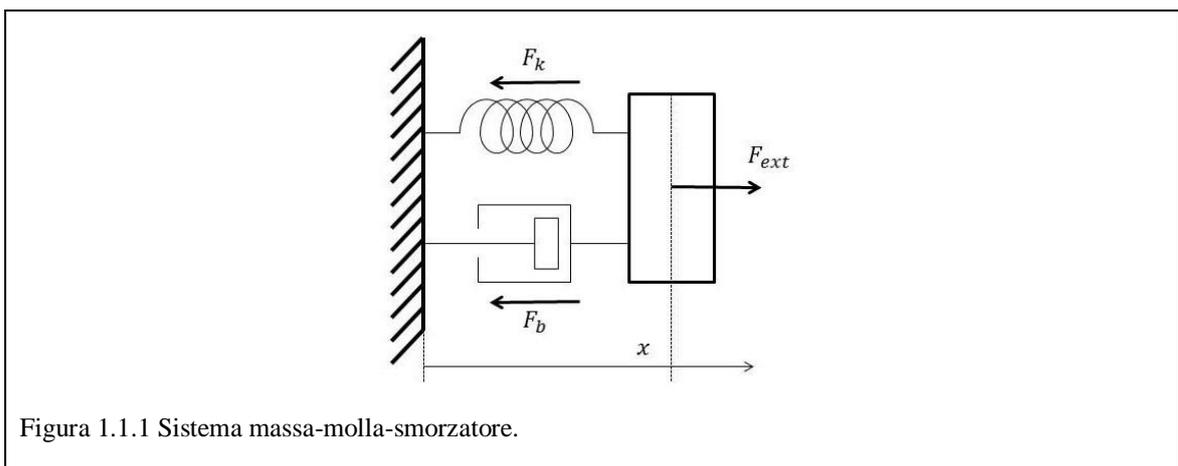
le misure sperimentali volte a verificare la bontà dell'elettronica di lettura e necessarie per la sua calibrazione.

Nel quarto ed ultimo capitolo viene descritto il setup sperimentale sviluppato specificatamente per i sensori MEMS di campo magnetico basati sulla forza di Lorentz. Per effettuare misure di sensitività a livello di laboratorio si rende necessario lo sviluppo di un simulatore stabile di campo magnetico e un generatore di corrente per il pilotaggio dei dispositivi. Per la generazione del campo magnetico si è optato per una soluzione a magneti permanenti opportunamente sorretti da una struttura di alluminio non magnetico e con la possibilità di regolare l'intensità del campo spostando la distanza reciproca dei magneti. Per il generatore di corrente si è implementata una soluzione circuitale capace di erogare una corrente continua o sinusoidale di intensità variabile fino a qualche decina di milliampere, e frequenza massima dell'ordine delle decine di kilohertz. Oltre a poter impostare direttamente intensità e frequenza, il generatore eroga una corrente bipolare e differenziale. Ciò consente di mantenere ad una tensione costante, prossima al valor nullo, il punto centrale del carico, che in un magnetometro parallel-plates corrisponde alla massa mobile, non introducendo alcuna componente di forza elettrostatica aggiuntiva.

1. I sensori micromeccanici

1.1. Sistema MEMS a lettura capacitiva

Qualunque sensore mems a lettura capacitiva è composto nella sua forma più semplice da una parte mobile ed una parte fissa. La prima è costituita da una massa mobile sospesa rispetto al substrato ed ancorata mediante un sistema di molle in pochi punti strategici, in modo da permettere il movimento su uno o più assi, a seconda della funzione svolta. La parte fissa è invece costituita da strutture rigide, ancorate al substrato, sulle quali vengono creati gli elettrodi di lettura. Comunemente la terminologia adottata per indicare le diverse parti proviene dalla meccanica, indicando con statori le parti fisse, e con rotore la massa mobile. In generale è possibile leggere un segnale di corrente che varia in funzione della posizione del rotore rispetto ad uno statore. Il numero, la forma e la dimensione degli elettrodi sugli statori, nonché della massa mobile, dipendono dalle possibilità tecnologiche del processo di produzione, dalle specifiche di progetto e dalle scelte nell'implementazione.



Il sistema meccanico sopradescritto è un sistema massa-molla-smorzatore, come indicato in *Figura 1.1.1*. Il movimento del rotore rispetto al substrato è descritto dalle equazioni della dinamica che ne determinano il moto. Si può in prima approssimazione

utilizzare un modello a parametri concentrati, dove tutta la massa del rotore viene considerata puntiforme.

Secondo la legge di Newton della dinamica, la risultante delle forze applicate su un corpo è pari al prodotto della sua massa per l'accelerazione:

$$\vec{F}_{tot} = ma \quad (1.1.1)$$

Indicando con x lo spostamento rispetto alla posizione di equilibrio, la forza totale applicata risulta essere la somma vettoriale della forza elastica F_k , della forza di smorzamento F_b , entrambe contrarie allo spostamento, e della forza esterna F_{ext} , di natura diversa a seconda della tipologia di sensore. Pertanto risulta:

$$F_{ext} - F_k - F_b = ma \quad (1.1.2)$$

Il modulo della forza elastica è proporzionale allo spostamento mediante la rigidità elastica k , mentre lo smorzamento è proporzionale alla velocità, che è la derivata prima dello spostamento. Il parametro b viene indicato con il nome di coefficiente di smorzamento o coefficiente di damping:

$$F_k = kx \quad (1.1.3)$$

$$F_b = b\dot{x} \quad (1.1.4)$$

Ricordando infine che l'accelerazione è la derivata seconda dello spostamento, l'equazione della dinamica diventa quindi:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx = F_{ext} \quad (1.1.5)$$

L'equazione (1.1.5) ha validità generale per la maggior parte di mems.

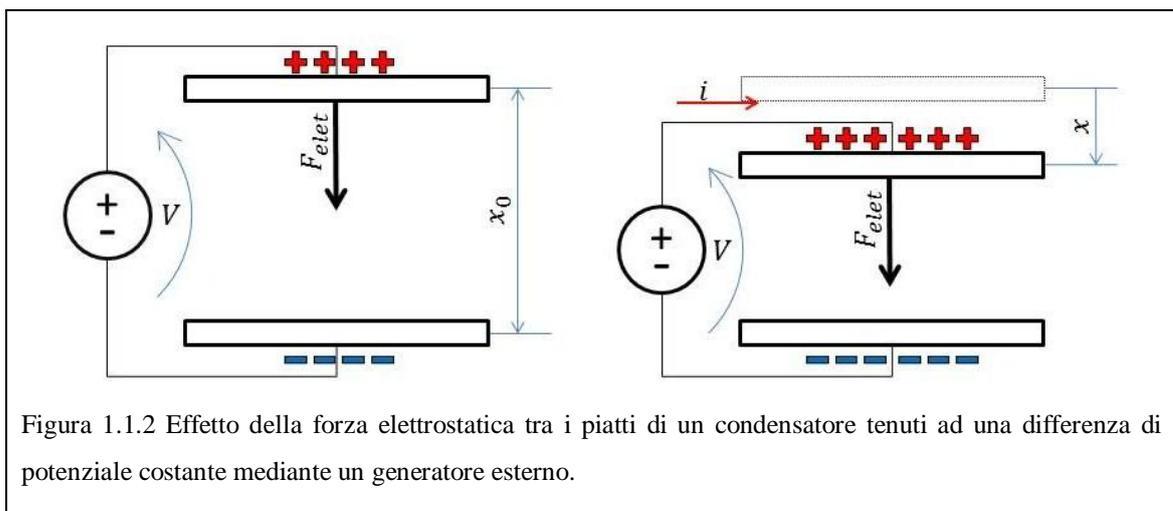


Figura 1.1.2 Effetto della forza elettrostatica tra i piattini di un condensatore tenuti ad una differenza di potenziale costante mediante un generatore esterno.

In particolare per la classe di sensori a lettura capacitiva è possibile integrare il modello proposto esplicitando tra le forze esterne, le componenti di forze elettrostatiche che si generano tra gli elettrodi di lettura e la massa mobile. Questi sistemi infatti possono essere modellizzati attraverso il riconoscimento di un condensatore di tipo differenziale. I due statori vanno a formare i due piatti esterni del condensatore, mentre l'armatura centrale si identifica con la superficie della massa mobile che si affaccia sullo statore. In presenza di una differenza di potenziale tra i piatti del condensatore e la massa mobile centrale, si sviluppano due forze elettriche F_{elet_1} e F_{elet_2} in competizione, che tendono a far attrarre la massa mobile verso i due piatti. Per trovare la relazione che lega la forza elettrica alla tensione applicata ed allo spostamento, si consideri per semplicità un condensatore a piatti piani paralleli tenuto, tra le due armature, ad una differenza di potenziale costante mediante un generatore di tensione (*Figura 1.1.2*). Vi sarà quindi una certa quantità di carica positiva su un piatto, e una analoga quantità di carica di segno opposto sull'altro piatto.

Nell'ipotesi che le due armature siano libere da vincoli, esse tenderanno ad avvicinarsi per opera della forza elettrica di attrazione tra le cariche di segno opposto. La forza elettrica compie quindi un lavoro meccanico legato allo spostamento. Inoltre l'energia immagazzinata nel condensatore aumenta. È il generatore di tensione che si occupa di fornire l'energia necessaria, sotto forma di lavoro elettrico, sia per compiere il lavoro meccanico, sia per fornire la carica necessaria per mantenere costante la tensione ai capi del condensatore.

Pertanto per il principio di conservazione dell'energia si ha:

$$dW_{mec} = dW_{elet} - dE_C \quad (1.1.6)$$

Ricordando le equazioni che governano un condensatore, l'energia elettrostatica immagazzinata dallo stesso è pari a:

$$E_C = \frac{1}{2} CV^2 \quad (1.1.7)$$

Differenziando l'equazione (1.1.7) otteniamo:

$$dE_C = CV \cdot dV + \frac{1}{2} V^2 \cdot dC \quad (1.1.8)$$

Non essendoci alcuna variazione di potenziale ai capi del condensatore, il primo termine si annulla e pertanto diventa:

$$dE_C = \frac{1}{2} V^2 dC \quad (1.1.9)$$

Il lavoro meccanico è dato dal prodotto tra la forza responsabile del movimento, ovvero la forza elettrica, e lo spostamento.

$$dW_{mec} = F_{elet} \cdot dx \quad (1.1.10)$$

Per ricavare il lavoro elettrico è necessario prima trovare la variazione di carica, che si ricava differenziando l'equazione fondamentale della carica di un condensatore e ricordando ancora una volta che non vi è variazione di potenziale:

$$Q = CV \quad (1.1.11)$$

$$dQ = C \cdot dV + V \cdot dC = V \cdot dC \quad (1.1.12)$$

Se la capacità aumenta, la carica sui piatti aumenta per poter sostenere la differenza di potenziale costante ai capi del condensatore. Il lavoro elettrico è pertanto dato dal prodotto di questa tensione per la variazione di carica:

$$dW_{elet} = V \cdot dQ \quad (1.1.13)$$

Infine sostituendo la (1.1.12) nella (1.1.13) si ottiene:

$$dW_{elet} = V^2 \cdot dC \quad (1.1.14)$$

La forza elettrica che si crea è facilmente ricavabile sfruttando le equazioni (1.1.6), (1.1.9), (1.1.10) e (1.1.14), esplicitando la relazione che lega la forza alle altre variabili:

$$F_{elet} \cdot dx = V^2 \cdot dC - \frac{1}{2} V^2 dC \quad (1.1.15)$$

Da cui:

$$F_{elet} = + \frac{1}{2} V^2 \cdot \frac{dC}{dx} \quad (1.1.16)$$

Come si può intuire, la forza elettrica che si crea tra i due piatti di un condensatore dipende strettamente dalla forma geometrica che esso assume. Di seguito viene riportata la relazione che lega il valore della capacità in funzione delle dimensioni fisiche nel caso di un condensatore a piani piatti paralleli:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{d} \quad (1.1.17)$$

Con la variabile d si intende la distanza tra i piatti, mentre ϵ_0 è la costante dielettrica nel vuoto ed A è la superficie delle due armature. Per uniformità di riferimento, si tenga presente che se il piatto mobile si sposta avvicinandosi verso

quello fisso di un valore pari a x , allora la nuova distanza tra i piatti sarà pari alla differenza tra il valore a riposo x_0 e lo spostamento x , quindi:

$$C = \frac{\epsilon_0 A}{x_0 - x} \quad (1.1.18)$$

Differenziando rispetto allo spostamento si ottiene la variazione di capacità:

$$dC = \frac{\epsilon_0 A}{(x_0 - x)^2} \cdot dx \quad (1.1.19)$$

Se aumento x , la distanza tra i piatti diminuisce e la capacità totale aumenta. Sostituendo la (1.1.19) nella (1.1.16) si ottiene il valore della forza elettrica attrattiva tra due piatti di un condensatore a piatti piani paralleli tenuti ad una differenza di potenziale costante pari a V :

$$F_{elet} = + \frac{1}{2} \cdot \frac{\epsilon_0 A \cdot V^2}{(x_0 - x)^2} \quad (1.1.20)$$

Ora si consideri il caso più generale di un condensatore differenziale a piatti piani paralleli, con il piatto centrale che si muove rispetto i due laterali e una differenza di potenziale tra i piatti tenuta ad un valore costante mediante opportuni generatori di tensione che forniscono quindi la carica necessaria (Figura 1.1.3). Si può notare che mentre la forza elettrica è sempre di tipo attrattivo, grazie all'elevamento al quadrato, il valore che essa assume cresce per un piatto e decresce per l'altro.

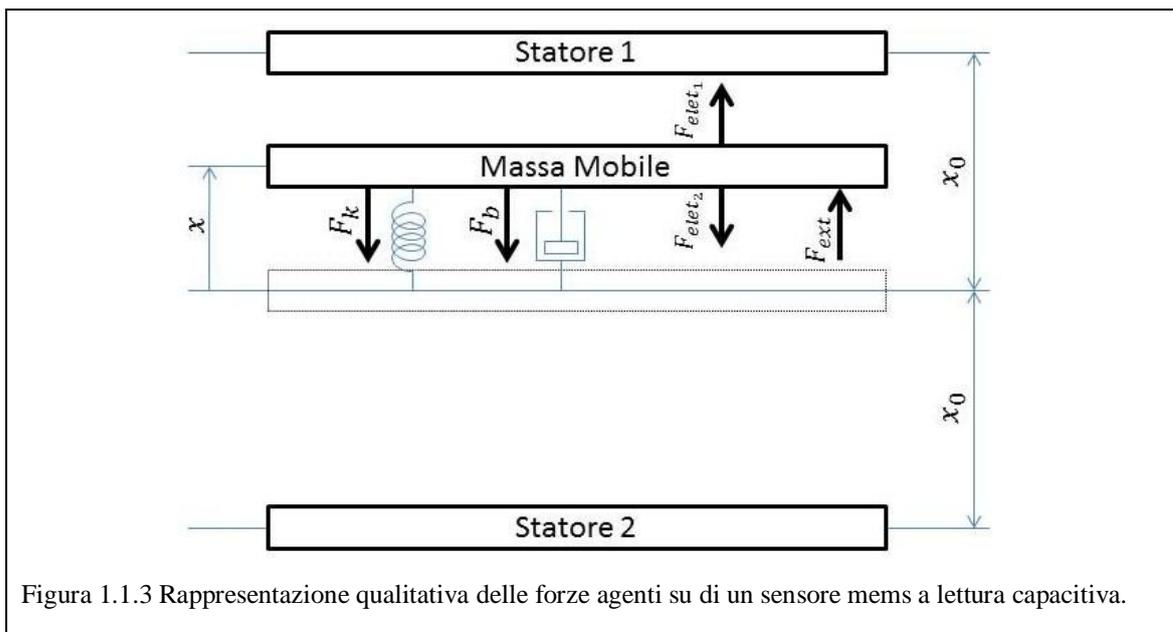


Figura 1.1.3 Rappresentazione qualitativa delle forze agenti su di un sensore mems a lettura capacitiva.

Indicando con V_1, V_2 e V_m i valori di tensione rispettivamente dello statore 1, dello statore 2 e della massa mobile centrale, per uno spostamento x , in direzione dello statore 1, abbiamo i seguenti valori di forza elettrica agenti in direzioni opposte:

$$|\vec{F}_{elet_1}| = +\frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 A \cdot \frac{(V_1 - V_m)^2}{(x_0 - x)^2} \quad (1.1.21)$$

$$|\vec{F}_{elet_2}| = +\frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 A \cdot \frac{(V_m - V_2)^2}{(x_0 + x)^2} \quad (1.1.22)$$

Nella *Figura 1.1.3* viene riportato uno schema riassuntivo delle forze che governano il moto di una massa mobile in un sensore mems a lettura capacitiva, la cui equazione della dinamica è la seguente:

$$m\ddot{x} + b\dot{x} + kx + F_{elet_2} - F_{elet_1} - F_{ext} = 0 \quad (1.1.23)$$

1.2. Il pull-in

Dalle precedenti considerazioni si evince che qualora la massa mobile fosse ad una tensione differente dagli statori, e venisse a trovarsi troppo vicino ad uno dei due statori, la forza elettrostatica di attrazione potrebbe assumere un valore tale da vincere le forze di richiamo elastica e di damping, nonché la forza elettrostatica tra gli altri due piatti. La massa mobile centrale collaserebbe sullo statore. Questo fenomeno viene chiamato in letteratura con nome di *pull-in*, mentre il sensore si troverebbe in una situazione di *stiction*, contrazione di *static friction*.

Per ricavare la tensione tale da scaturire il pull-in, si consideri un condensatore semplice a piatti piani paralleli. All'equilibrio, la forza meccanica di richiamo sarà pari alla forza elettrostatica di attrazione in modulo ma discorde nel verso. Pertanto ricordando le equazioni (1.1.3) e (1.1.21) otteniamo il seguente bilancio:

$$F_{mecc} = F_{elet} \quad (1.2.24)$$

Da cui:

$$k \cdot x = +\frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 A \cdot \frac{V^2}{(x_0 - x)^2} \quad (1.2.25)$$

Esplicitando in funzione della differenza di potenziale si ha:

$$V = \sqrt{\frac{2kx_0^2}{\epsilon_0 A} \cdot x \cdot \left(1 - \frac{x}{x_0}\right)} \quad (1.2.26)$$

L'equazione (1.2.26) ci restituisce il valore di tensione necessaria a consentire che il sistema resti all'equilibrio in una posizione generica spostata rispetto alla posizione iniziale x_0 di una quantità x . Affinché non avvenga il pull-in la tensione non dovrà mai superare il valore massimo, ricavabile derivando l'espressione in x e ponendo la derivata nulla:

$$\frac{dV}{dx} = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A}} \cdot \left(\frac{x_0 - x}{2\sqrt{x}} - \sqrt{x} \right) = \sqrt{\frac{2k}{\epsilon_0 A}} \cdot \left(\frac{x_0 - 3x}{2\sqrt{x}} \right) = 0 \quad (1.2.27)$$

Si ottiene:

$$x_{pullin} = \frac{x_0}{3} \quad (1.2.28)$$

Sostituendo la (1.2.28) nella (1.2.26) si ottiene la tensione di pull-in:

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{8}{27} \cdot \frac{2kx_0^3}{\epsilon_0 A}} \quad (1.2.29)$$

Per valori di tensione ai capi del condensatore maggiori della tensione di pull-in, la massa mobile si schianta sullo statore. Per valori inferiori il sistema ha due punti di equilibrio, uno stabile, per $x < x_{pullin}$, ed uno instabile per $x > x_{pullin}$.

Le considerazioni fin qui fatte sono valide anche per un sistema differenziale dove all'equilibrio il bilancio di forze viene fatto tenendo in considerazione entrambe le forze elettrostatiche, agenti in opposizione, e la forza meccanica di richiamo. La posizione di equilibrio è ovviamente con la massa mobile centrale rispetto ai due statori. In questo caso la tensione di pull-in risulta essere più alta dato che la forza elettrostatica tra piatti vicini deve essere maggiore della somma della forza meccanica di richiamo e della forza elettrostatica che agisce tra i piatti distanti, in verso opposto e di valore in modulo inferiore.

Pertanto si ha:

$$F_{mecc} + F_{elet_2} = F_{elet_1} \quad (1.2.30)$$

Da cui:

$$k \cdot x + \frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 A \cdot \frac{V^2}{(x_0 + x)^2} = + \frac{1}{2} \cdot \epsilon_0 A \cdot \frac{V^2}{(x_0 - x)^2} \quad (1.2.31)$$

Nella (1.2.31) è stata fatta l'ipotesi che la tensione tra statori e massa mobile è identica, pari a V . Procedendo in maniera analoga alla precedente dimostrazione si ottiene:

$$V_{pi} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \frac{2kx_0^3}{\epsilon_0 A}} \quad (1.2.32)$$

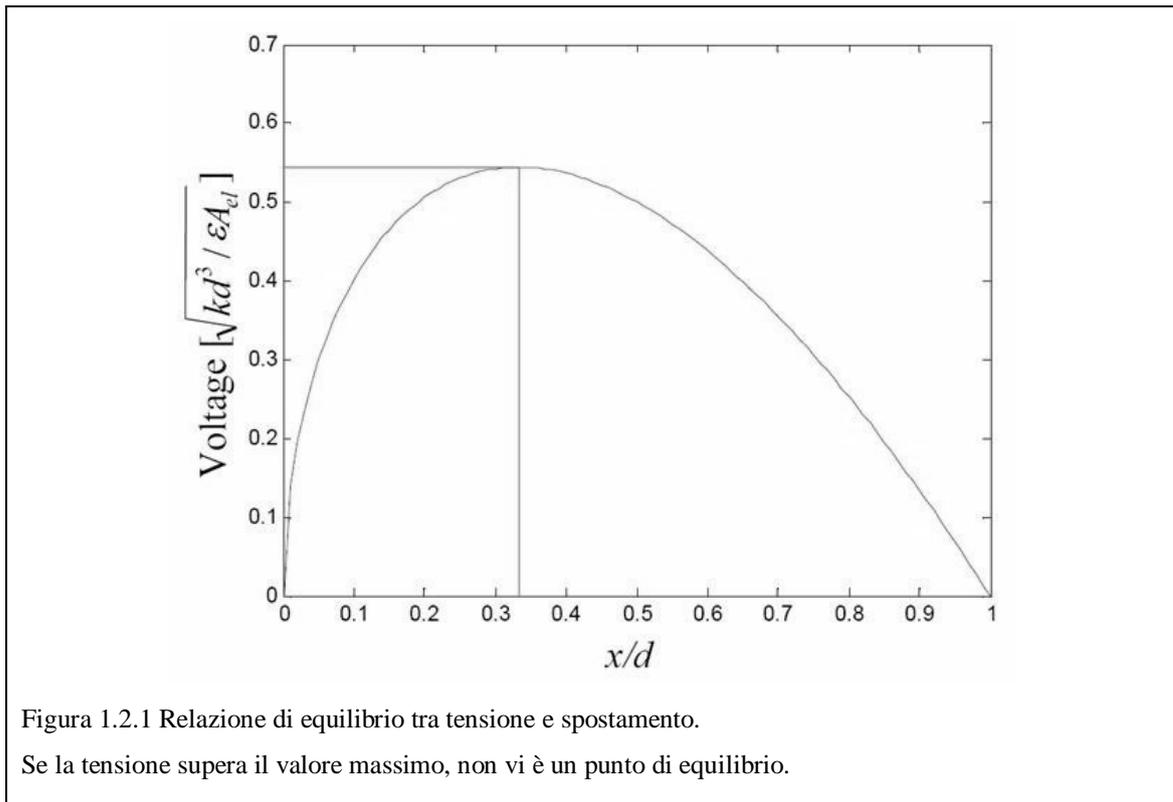


Figura 1.2.1 Relazione di equilibrio tra tensione e spostamento.
Se la tensione supera il valore massimo, non vi è un punto di equilibrio.

1.3. Relazione tra spostamento e forza esterna

Come risulta dall'equazione della dinamica (1.1.5), la relazione che lega lo spostamento della massa mobile alla forza esterna è una equazione differenziale del secondo ordine. Pertanto per ricavare la funzione di trasferimento tra lo spostamento in funzione della forza è possibile ricorrere alla trasformata di Laplace esplicitando in s le derivate di x :

$$ms^2X(s) + bsX(s) + kX(s) = F_{ext}(s) \quad (1.3.33)$$

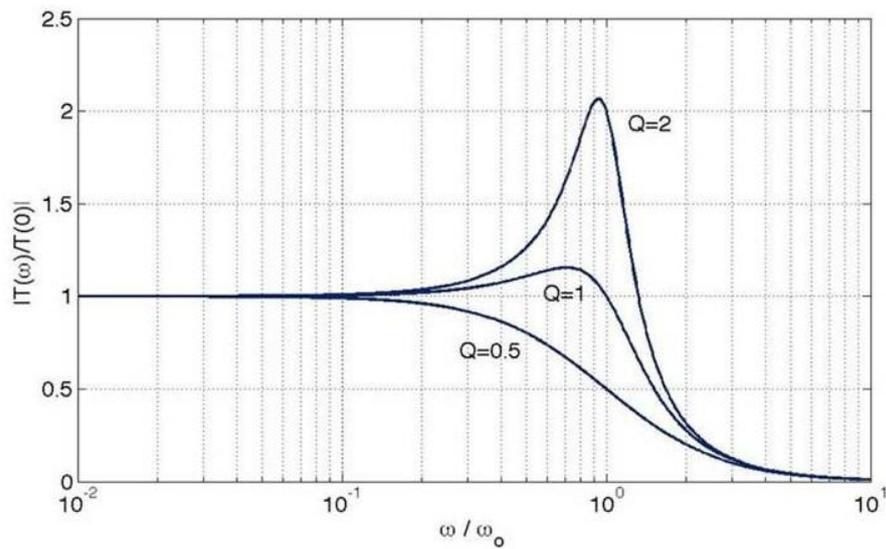


Figura 1.3.1 Andamento in frequenza del modulo della funzione di trasferimento tra forza e spostamento, al variare del fattore di qualità.

Da cui:

$$\begin{aligned} \frac{X(s)}{F_{ext}(s)} &= \frac{1}{ms^2 + bs + k} = \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} = \\ &= \frac{\frac{1}{m}}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2} \end{aligned} \quad (1.3.34)$$

Nella (1.3.34) sono stati esplicitati i parametri tipici di una funzione di trasferimento di un sistema del secondo ordine. Di seguito vengono riportati per chiarezza le equivalenze.

Indicando con ω_0 la pulsazione di risonanza del sistema massa-molla-smorzatore si ha:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (1.3.35)$$

Indicando con Q il fattore di qualità della rete risonante, con ξ il coefficiente di smorzamento, con $\Delta\omega$ la larghezza di banda nel picco di risonanza, si ha:

$$Q = \frac{\sqrt{km}}{b} = \frac{\omega_0 \cdot m}{b} = \frac{1}{2\xi} = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (1.3.36)$$

Per valutare come il sistema reagisce in presenza di una sollecitazione esterna considero il modulo della trasformata di Fourier della funzione di trasferimento:

$$\begin{aligned}
 |T(\omega)| &= \left| \frac{X(\omega)}{F_{ext}(\omega)} \right| = \\
 &= \left| \frac{\frac{1}{m}}{(j\omega)^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega + \omega_0^2} \right| = \left| \frac{\frac{1}{m}}{\omega_0^2 - \omega^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega} \right| \quad (1.3.37)
 \end{aligned}$$

La *Figura 1.3.1* mostra l'andamento del modulo della funzione di trasferimento al variare della frequenza, per valori diversi di Q . Quando il sistema viene sollecitato mediante una forza esterna ad una frequenza molto più bassa della frequenza di risonanza, lo spostamento è proporzionale alla forza (legge di Hooke):

$$\omega \ll \omega_0 \rightarrow \left| \frac{X(\omega)}{F_{ext}(\omega)} \right| \approx \frac{1}{\omega_0^2} = \frac{1}{k} \quad (1.3.38)$$

Un esempio di sensori che operano in tale condizione di lavoro sono gli accelerometri mems.

Se la sollecitazione avviene ad una frequenza molto più grande la funzione di trasferimento tende ad annullarsi, rendendo tale condizione di lavoro non di interesse per la costruzione di sensori mems.

$$\omega \gg \omega_0 \rightarrow \left| \frac{X(\omega)}{F_{ext}(\omega)} \right| = \left| \frac{\frac{1}{m}}{\omega^2 \left(-1 + j\frac{\omega_0}{Q\omega} + \frac{\omega_0^2}{\omega^2} \right)} \right| \approx \frac{1}{\omega^2} = \quad (1.3.39)$$

Di maggiore interesse è quando si sollecita ad una frequenza prossima a quella di risonanza. Il sistema lavora alla sua frequenza di risonanza e il modulo della funzione di trasferimento presenta un picco:

$$\omega = \omega_0 \rightarrow \left| \frac{X(\omega_0)}{F_{ext}(\omega_0)} \right| = \left| \frac{\frac{1}{m}}{\omega_0^2 - \omega_0^2 + j\frac{\omega_0}{Q}\omega_0} \right| = \frac{Q}{m\omega_0^2} = \quad (1.3.40)$$

Operando alla frequenza di risonanza del sistema, otteniamo ancora una proporzionalità tra spostamento e forza ma questa volta la funzione di trasferimento presenta un'ulteriore amplificazione di un valore pari al fattore di qualità. Ciò vuol dire che per ottenere uno spostamento uguale occorre una forza minore. Nei dispositivi sollecitati alla frequenza di risonanza viene sfruttato questo meccanismo per incrementare la sensibilità del sensore, come verrà illustrato successivamente.

Tra le forze esterne può essere considerata anche la componente di rumore sempre presente in un sistema massa-molla-smorzatore. La massa sismica infatti non è mai completamente immobile. Le molecole presenti nell'aria attorno alla struttura infatti, muovendosi di moto browniano per agitazione termica urtano la massa sismica in istanti di tempo casuali, trasferendo ad essa una certa quantità di moto. Ad ogni urto la massa acquista quindi energia mentre attraverso il meccanismo di damping il sistema dissipa energia. Anche nel caso di massa sismica posta in ambiente sottovuoto vi sono forze che perturbano la posizione di equilibrio. In questo caso il coefficiente di damping è piccolo, determinando pertanto un fattore di qualità più elevato e quindi uno smorzamento minore, che causa a sua volta un allungamento del tempo di oscillazione del sistema.

In definitiva, tutto ciò si riassume constatando che la temperatura della massa sismica non può mai essere inferiore alla temperatura dell'ambiente che la circonda.

Per ricavare l'espressione dello spettro di rumore di un mems, si consideri l'espressione del bilancio delle forze, dopo aver operando la trasformata di Laplace, come in equazione (1.3.33). Si espliciti la velocità sapendo che essa è la derivata dello spostamento:

$$V(s) = \mathcal{L}[v(t)] = s \cdot X(s) \quad (1.3.41)$$

Viene riscritta l'espressione in funzione della nuova variabile:

$$m \cdot s \cdot V(s) + b \cdot V(s) + \frac{k}{s} \cdot V(s) = F_n(s) \quad (1.3.42)$$

Quindi:

$$V(s) = \frac{1}{m \cdot s + b + \frac{k}{s}} \cdot F_n(s) = T(s) \cdot F_n(s) \quad (1.3.43)$$

Applicando la trasformata di Fourier ed esplicitando la funzione di trasferimento si ottiene:

$$T(j\omega) = \frac{1}{m \cdot j\omega + b + \frac{k}{j\omega}} = \frac{1}{b + j \left(m\omega - \frac{k}{\omega} \right)} \quad (1.3.44)$$

Ora viene ricavato il modulo quadro:

$$|T(j\omega)|^2 = \left| \frac{1}{b + j\left(m\omega - \frac{k}{\omega}\right)} \right|^2 = \frac{1}{b^2 + \left(m\omega - \frac{k}{\omega}\right)^2} \quad (1.3.45)$$

Ricordando le relazioni che legano il coefficiente di damping, la massa, il fattore di qualità e la pulsazione di risonanza, ed operando qualche sostituzione si ottiene:

$$|T(j\omega)|^2 = \frac{1}{b^2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \quad (1.3.46)$$

Quindi lo spettro di rumore riferito alla velocità è:

$$S_{v_n}(\omega) = \frac{1}{b^2} \cdot \frac{1}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \cdot S_{F_n}(\omega) \quad (1.3.47)$$

Con $S_{F_n}(\omega)$ viene indicato lo spettro di rumore della forza, che è per ora incognito.

Per trovare la varianza della velocità è necessario integrare lo spettro di rumore su tutta la banda.

$$\begin{aligned} \overline{v^2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty S_{v_n}(\omega) \cdot d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi b^2} \int_0^\infty \frac{S_{F_n}(\omega)}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \cdot d\omega = \\ &= \frac{\omega_0}{2\pi b^2} \int_0^\infty \frac{S_{F_n}(\omega)}{1 + Q^2 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \cdot d\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \\ &= \frac{\omega_0}{2\pi b^2} \int_0^\infty g(\tilde{\omega}) \cdot S_{F_n}(\tilde{\omega}) \cdot d\tilde{\omega} \end{aligned} \quad (1.3.48)$$

La funzione $g(\tilde{\omega})$ ha un picco in $\omega = \omega_0$. Per fattori di qualità elevati, la funzione è approssimabile ad una delta di Dirac. Si può quindi considerare costante il valore che lo spettro di rumore assume all'interno della banda $\Delta\omega$, centrata attorno alla pulsazione di risonanza.

Inoltre:

$$\int_0^\infty g(\tilde{\omega}) \cdot d\tilde{\omega} = \frac{1}{Q} \int_0^\infty \frac{Q}{1 + Q^2 \left(\tilde{\omega} - \frac{1}{\tilde{\omega}}\right)^2} \cdot d\tilde{\omega} = \frac{1}{Q} \cdot \frac{\pi}{2} \quad (1.3.49)$$

Sotto questa ipotesi si ottiene:

$$\begin{aligned}\overline{v^2} &= \frac{\omega_0}{2\pi b^2} S_{F_n}(\omega_0) \cdot \int_0^\infty g(\tilde{\omega}) \cdot d\tilde{\omega} = \\ &= \frac{\omega_0}{2\pi b^2} S_{F_n}(\omega_0) \cdot \frac{1}{Q} \cdot \frac{\pi}{2} = \frac{S_{F_n}(\omega_0)}{4mb}\end{aligned}\tag{1.3.50}$$

È necessario trovare l'espressione della varianza. Essa è legata all'energia cinetica associata ad una particella, che è uguale all'energia di un sistema ad un singolo grado di libertà. Pertanto:

$$\frac{1}{2} \cdot m \cdot \overline{v^2} = \frac{1}{2} \cdot K_B \cdot T\tag{1.3.51}$$

Dalla (1.3.51) ricavo la fluttuazione della velocità che sostituisco nella (1.3.50) per ottenere che lo spettro di rumore della forza risulta essere:

$$S_{F_n}(\omega_0) = 4K_B T \cdot b\tag{1.3.52}$$

Risulta indipendente dalla frequenza di risonanza ed è analogo allo spettro di potenza del rumore termico dato che l'origine fisica che sta alla base del fenomeno è la stessa (moto browniano molecole).

1.4. Il magnetometro a forza di Lorentz

Nell'ambito della tesi, l'attenzione è stata rivolta maggiormente alla comprensione ed allo studio di sensori di campo magnetico basati sulla tecnologia micromeccanica. Un magnetometro è un dispositivo in grado di rilevare l'intensità e la direzione del campo magnetico presente, entro certi limiti, per valori di campi alti o bassi, a seconda di come il sensore è stato costruito e a seconda del principio fisico sul quale si basa la trasduzione. In particolare negli ultimi anni, grazie al continuo sviluppo dell'elettronica consumer, è in crescita la richiesta di sensori in grado di rilevare il campo magnetico terrestre (circa $30\mu T$) per una maggiore interazione con i già presenti sistemi di rilevazione di posizione, e quindi la possibilità di sviluppare nuove applicazioni commerciali. Conoscendo infatti la variazione dell'intensità del campo in funzione delle tre direzioni spaziali, è possibile risalire alla direzione in cui il dispositivo è orientato, operando quindi come bussola.

In letteratura si possono trovare diversi esempi di magnetometri sia mems che di altro tipo. In particolare, riguardo a quelli implementati mediante una tecnologia

mems, sono diffusi sensori che si basano sulla ben nota forza di Lorentz [4] [5] [6] [7] [8] [9].

Se si eroga una certa corrente in un conduttore posto in un campo magnetico trasversale al flusso, si genera una forza proporzionale alla velocità dei portatori ed alla carica, quindi all'intensità di corrente, ed al valore del campo magnetico, diretta nella direzione ortogonale ad entrambi, secondo la ben nota relazione:

$$\vec{F}_L = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (1.4.53)$$

Con q viene indicata la carica elementare, F la forza di Lorentz e B il campo magnetico nel vuoto. Indicando con l la lunghezza del conduttore si ha:

$$\vec{F}_L = l \cdot \vec{i} \times \vec{B} \quad (1.4.54)$$

In generale questa forza viene poi utilizzata per muovere un'armatura di un condensatore, tenuto a tensione costante, generando uno spostamento di carica che viene successivamente letto da un circuito di frontend. In realtà per sfruttare al meglio questa tecnica ed ottenere prestazioni migliorate del doppio, si muove il piatto centrale di un condensatore di tipo differenziale, con la massa mobile che si sposta dal centro verso uno dei due piatti esterni, allontanandosi dall'altro. Il modello più semplice è la topologia a piatti piani paralleli (*Parallel-Plates*), descritto ampiamente in letteratura ed utilizzato anche per il design di alcuni tra i primi magnetometri ideati dal gruppo di ricerca del Dipartimento di Elettronica e Informazione del Politecnico di Milano.

In dispositivi di questo tipo è pertanto la distanza tra i piatti a variare di una quantità pari allo spostamento della massa centrale. Nell'ipotesi di campo magnetico trasverso B_T , per una corrente continua pari a i_{DC} , lo spostamento è pari a:

$$x(t) = \frac{1}{k} \cdot l \cdot i_{DC} \cdot B_T \quad (1.4.55)$$

Facendo fluire una corrente alternata alla frequenza di risonanza f_0 , di intensità i_{AC} :

$$x(t) = \frac{Q}{k} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot B_T \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (1.4.56)$$

Come già detto si ottiene in questo modo un aumento dello spostamento di un fattore pari al fattore di qualità Q .

1.5. Lo stato dell'arte

I sensori di campo magnetico attualmente presenti sul mercato possono essere classificati in tre categorie principali [10] [11] [12], a seconda della sensibilità, della risoluzione e della massima intensità di campo magnetico, tale da permettere di utilizzare il sensore nell'intervallo di funzionamento lineare dove vale la proporzionalità tra segnale elettrico in uscita e il segnale rilevato e trasdotto. Con sensibilità si intende il rapporto tra la variabile elettrica di interesse e il valore del campo magnetico, mentre con il termine risoluzione viene indicata la minima variazione di campo magnetico apprezzabile dal sensore.

Nella prima categoria possiamo raggruppare tutti i magnetometri che hanno una bassa sensibilità ma sufficiente per rilevare campi magnetici di intensità superiori al campo magnetico terrestre. Sono utilizzati maggiormente per applicazioni in ambito industriale.

Una seconda categoria raggruppa tutti i sensori progettati con sensibilità e risoluzioni adeguate a rilevare intensità di campo molto deboli, per scopi prevalentemente biomedicali e di controllo.

La terza categoria consiste in magnetometri realizzati per la rilevazione dell'intensità e direzione del campo magnetico terrestre. La sensibilità è pertanto tale da poter apprezzare valori di campo dell'ordine delle decine di microtesla, con risoluzioni dell'ordine di qualche centinaio di nanotesla. In particolare, i magnetometri scalari sono in grado di rilevare solo l'intensità del campo magnetico in un punto, indistintamente dalla conformazione che assumono le linee del campo, mentre quelli vettoriali sono in grado di misurare anche l'intensità delle singole componenti del campo lungo uno o più assi prestabiliti. In questo caso è pertanto possibile sfruttare l'informazione relativa a tre distinti assi per ricreare una bussola. In particolare, i magnetometri sviluppati dal DEI e visti nel corso della tesi sono di tipo uniassiale, cioè in grado di restituire il valore del campo magnetico in una sola direzione.

1.5.1. Magnetometri non MEMS

Per maggiore completezza nella trattazione, vengono descritte brevemente le principali tecniche non di tipo MEMS, per la rilevazione di un campo magnetico [11].

Una tra le più importanti sfrutta l'effetto Hall. Se si fa fluire una certa intensità di corrente all'interno di un materiale conduttore, in presenza di campo magnetico, si viene a creare una differenza di potenziale tra i lati trasversali al campo ed alla direzione in cui scorre la corrente. Il fenomeno si spiega ricordando che la corrente è dovuta allo spostamento di elettroni, cariche negative, che in movimento e all'interno di un campo magnetico sono soggette alla forza di Lorentz, come già descritto nell'equazione (1.4.53). Quindi si crea uno strato di carica sulla superficie del conduttore. All'equilibrio si crea un potenziale di Hall tale da mantenere un campo elettrico che si opponga all'arrivo di nuove cariche. Il modulo è quindi proporzionale all'intensità del campo magnetico e della corrente che fluisce. Per semplicità considerando un conduttore a forma di parallelepipedo, con la dimensione trasversa al campo magnetico di grandezza maggiore in modo da aumentare i portatori soggetti alla forza di Lorentz, la differenza di potenziale che si sviluppa è:

$$\Delta V_H = \frac{1}{nq} \cdot \frac{I \cdot B}{b} = R_H \cdot \frac{I \cdot B}{b} \quad (1.5.57)$$

Con b viene indicata la larghezza del conduttore e con R_H viene indicata la costante di Hall, che dipende dalla densità di elettroni n e dalla carica totale q .

Altro fenomeno fisico sfruttato è la magnetoresistenza, la proprietà di alcuni materiali di variare la loro resistenza se sottoposti ad un campo magnetico esterno. Una configurazione adottata più di frequente è la disposizione di quattro elementi magnetoresistivi di pari valore a riposo, in configurazione a ponte di Wheatstone che massimizza la sensibilità del sensore. I moduli inerziali LSM303DLH [13] prodotti da STMicroelectronics, contengono al loro interno sensori di questo tipo, prodotti da Honeywell.

Per sensibilità molto alte, quindi campi magnetici molto bassi, vengono utilizzati i sensori chiamati *superconducting quantum interference device* (SQUID). Questi sensori sono però utilizzati in ambienti biomedicali e di nicchia perché necessitano di operare a bassissime temperature, mediante raffreddamento con elio liquido.

I *search-coil* si basano invece sulla legge di Faraday:

$$e.m.f = -\frac{d\phi}{dt} \quad (1.5.58)$$

Se un solenoide viene posto in un campo magnetico tempo-variante, oppure viene spostato in un campo magnetico non uniforme, o ancora, viene ruotato in un campo magnetico statico, ai suoi capi si sviluppa una differenza di potenziale che dipende dalla variazione di flusso magnetico. Con un'opportuna elettronica di lettura è quindi possibile risalire al valore del campo magnetico presente. È inoltre possibile aumentare la sensitività mediante l'inserimento di un nucleo ferromagnetico.

In particolare per un solenoide, indicando con n il numero di spire, con A l'area della spira, con \vec{B} il vettore di induzione magnetica, con \vec{H} il campo magnetico e con ϕ il flusso magnetico si trova una differenza di potenziale pari a:

$$V = -n \cdot \frac{d\phi}{dt} = -n \cdot A \cdot \frac{dB}{dt} = -\mu_0 n \cdot A \cdot \frac{dH}{dt} \quad (1.5.59)$$

Infine per ultimi, si citano i sensori Fluxgate. Due spire separate sono avvolte su uno stesso nucleo magnetico. La prima eccita per induzione la seconda spira, facendo scorrere una corrente alternata al suo interno. L'induzione è tuttavia modificata a seconda delle condizioni di eccitazione e dal campo magnetico esterno presente. Questi sensori si basano sulla periodica modulazione della permeabilità magnetica di un materiale, grazie alla saturazione del vettore di induzione magnetica \vec{B} , quando il nucleo è sottoposto ad un forte campo magnetico \vec{H} all'interno di un materiale con permeabilità magnetica μ_r . Ricordando infatti le proprietà magnetiche di un materiale, indicando con \vec{M} il vettore di polarizzazione magnetica si ha:

$$\vec{B} = \mu_0(\vec{H} + \vec{M}) \quad (1.5.60)$$

$$\vec{M} = (\mu_r - 1) \cdot \vec{H} \quad (1.5.61)$$

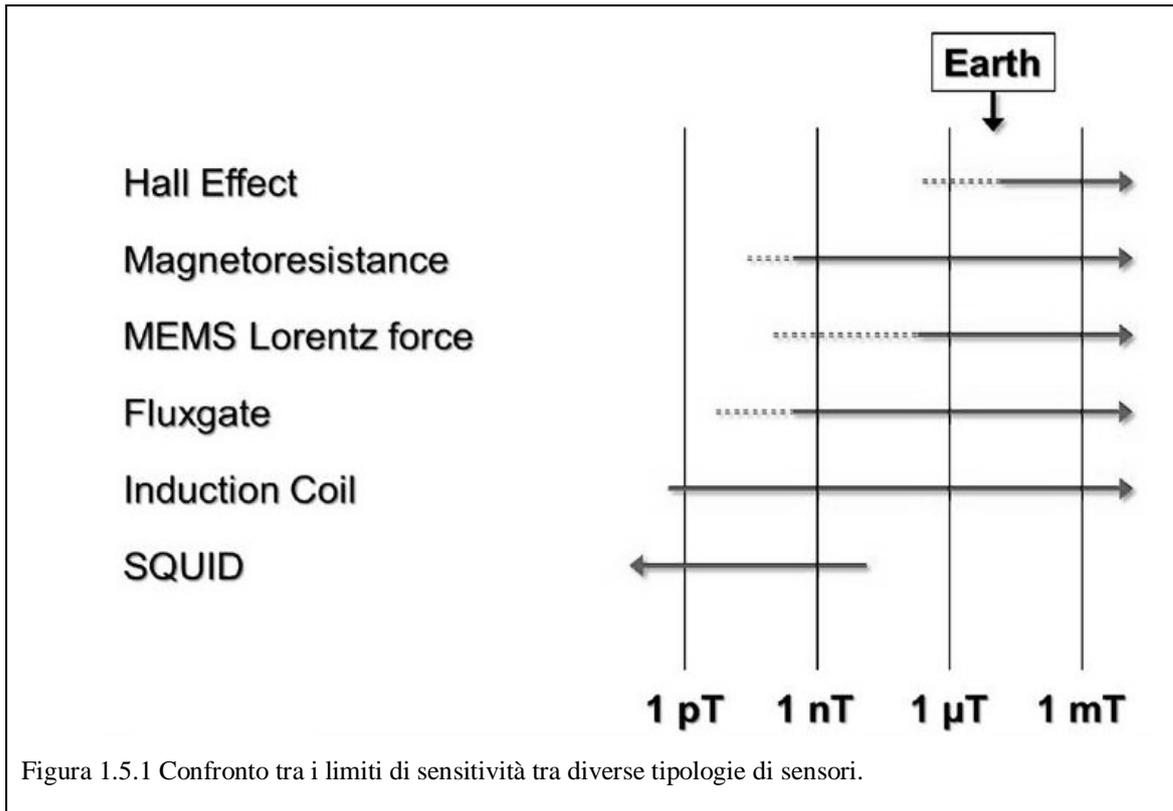
Quindi:

$$\vec{B} = \mu_r \mu_0 \vec{H} \quad (1.5.62)$$

Se il campo magnetico è abbastanza grande, il vettore di polarizzazione magnetica satura e pertanto il campo di induzione magnetica aumenta con il campo magnetico.

Prima della saturazione, la permeabilità magnetica è $\mu = \mu_r \mu_0$, ed ha un valore alto, permettendo ad un campo magnetico esterno di entrare facilmente nel nucleo

ferro-magnetico. Quando invece opera in regime saturato, la riluttanza del nucleo, inversamente proporzionale alla permeabilità, aumenta e quindi è come se il campo esterno fosse interrotto. La spira che si occupa della rilevazione vede al netto una variazione di campo, e pertanto si genera una differenza di potenziale che dipende dal campo esterno. Uno degli svantaggi di questa tecnologia è la difficoltà di miniaturizzare i solenoidi e di integrare nei processi l'uso di materiali ferromagnetici.



Nella *Figura 1.5.1* viene riportato un utile confronto tra le diverse tecniche di misurazione, indicando i limiti di sensibilità per ciascuna tipologia di sensore.

1.5.2. Magnetometri MEMS

Sebbene non vi siano ad oggi ancora sensori magnetici basati sulla tecnologia micromeccanica, in letteratura si possono trovare numerosi e significativi esempi di prototipi basati tutti sulla Forza di Lorentz, come spiegato nei precedenti paragrafi. Ciò che differenzia un sensore dall'altro è la tecnologia utilizzata per la fabbricazione, la forma del dispositivo ed il metodo di lettura adottato.

Il lavoro del gruppo di ricerca riprende quanto proposto da H. Emmerich e M. Schöfthaler del *Sensor Technology Center (STZ)* di Robert Bosch GmbH, Reutlingen, in

Germania nel 2000 [4]. La corrente viene fatta scorrere all'interno di un beam centrale che trasla lateralmente, quando è soggetto alla forza di Lorentz che si origina in presenza di campo magnetico trasverso. Il sensore in oggetto è pertanto uniassiale e la lettura è di tipo capacitiva differenziale, quindi basata sulla variazione di capacità tra i due statori e la massa mobile centrale, raggiungendo un limite di campo magnetico rilevabile di $200nT$ con una banda tra $1Hz$ e $10Hz$.

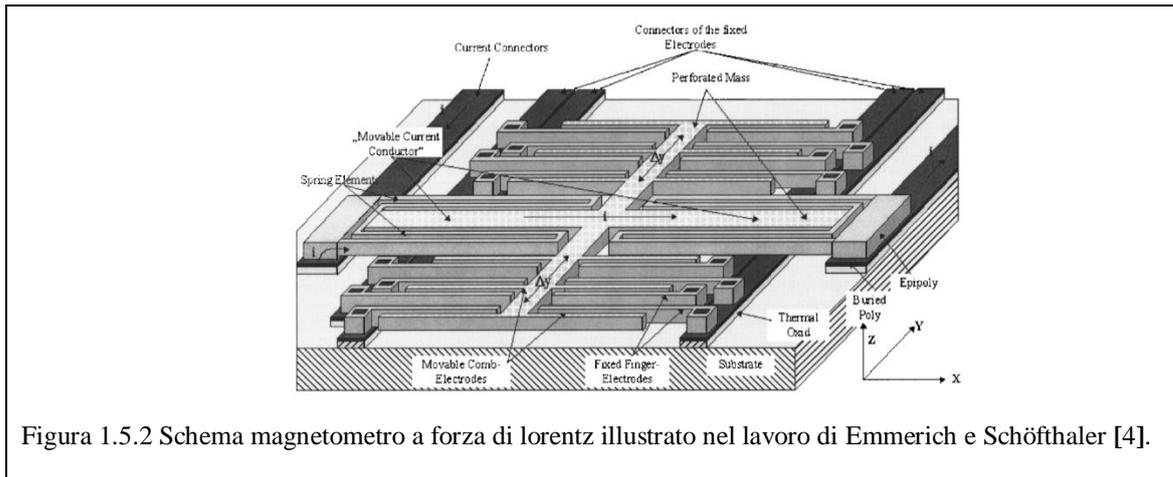


Figura 1.5.2 Schema magnetometro a forza di lorentz illustrato nel lavoro di Emmerich e Schöfthaler [4].

Nella struttura visibile in *Figura 2.5.4*, la corrente viene fatta fluire ad una frequenza pari alla frequenza di risonanza della struttura in modo da sfruttare l'aumento di sensibilità pari al fattore di qualità, come illustrato nel capitolo 1.3. Questa particolare topologia di magnetometro a piatti piani paralleli verrà trattata in maggior dettaglio nel capitolo 2.1.

La tecnologia usata è la *Bosch Standard Surface Micromachining*, processo simile a quello ThELMA di STMicroelectronics (capitolo 2.5.1), basato sulla litografia e l'attacco chimico.

Un secondo esempio è il lavoro di M. J. Thompson e D. A. Horsley lavorando al *Mechanical and Aerospace Engineering, University of California, Davis* nel 2009 [5]. Il sensore costruito mediante un processo SOIMUMPS raggiunge una sensibilità di $31.4nV/\mu T$ con una banda di $90Hz$.

I sensori appena citati sono tutti operanti con un campo magnetico out-of-plane, ovvero trasversale al piano sul quale è fabbricato il magnetometro mems. Il lavoro proposto da J. Kynnäräinen et al. [6] del *Technical Research Centre of Finland* nel 2008 si distingue dai prototipi precedenti per la particolare architettura realizzata, realizzata

per permettere di rilevare le componenti di campo magnetico in-plane. La forza di Lorentz non trasla una massa mobile, bensì viene fatta scorrere una certa corrente attraverso una struttura tale da consentire una torsione in presenza di campo magnetico, come visibile in *Figura 1.5.3*.

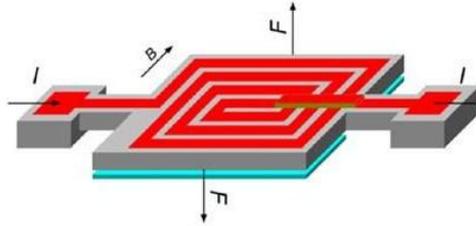


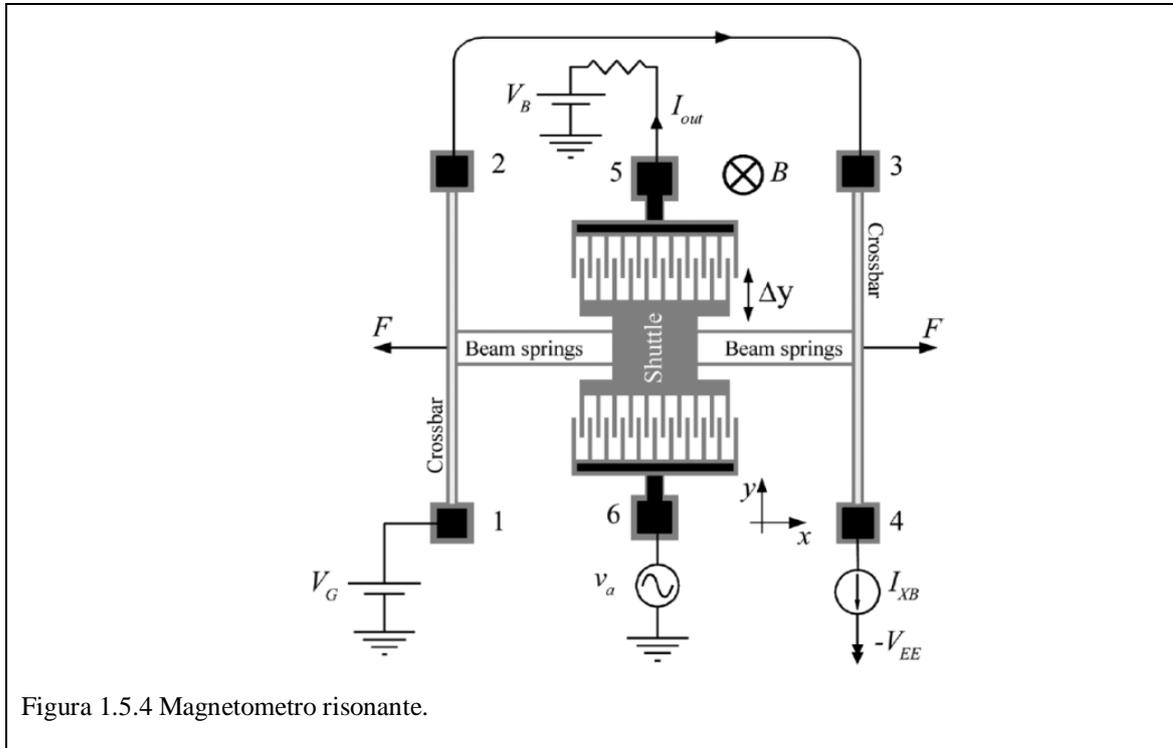
Figura 1.5.3 Magnetometro torcente.

Anche in questo caso la lettura è di tipo capacitiva basata sulla variazione della forma geometrica tra i piatti di sensing. Il processo di fabbricazione si basa sull'allineamento diretto tra le superfici SOI (*Silicon On Insulator*) opportunamente levigate di due wafer differenti. Il pilotaggio di tali dispositivi avviene in corrente, attraverso un circuito elettronico ripreso nel capitolo 4.2.

Esistono inoltre magnetometri in cui la lettura non avviene capacitivamente bensì otticamente [8], dove la luce riflessa dalla struttura, rilevata dall'ottica di lettura, varia in modulo a seconda della forma assunta dal sensore in presenza o meno del campo magnetico. In alcuni casi la lettura avviene mediante un vibrometro laser, capace di sfruttare l'effetto Doppler per ricostruire la variazione dello spostamento della massa centrale rispetto alla posizione di equilibrio. Operando infatti ad alla frequenza di risonanza, la traslazione aggiuntiva della massa per opera della forza di Lorentz viene interpretata dal vibrometro come una variazione nella frequenza.

Infine, sebbene non trattati nel corso della tesi, vengono citati i sensori magnetometrici risonanti [7]. Si consideri la struttura di *Figura 2.5.4*. L'elemento centrale (*shuttle*) è collegato a due lunghe barre (*crossbars*) attraverso quattro molle (*beam springs*). Le barre sono disegnati in modo da essere molto più rigide nella direzione y rispetto alla direzione x . Il principio di funzionamento di basa sul fatto che la frequenza di risonanza di una trave varia quando è sottoposta ad uno stress assiale. In assenza di campo magnetico esterno la massa centrale è tenuta oscillante alla sua frequenza di risonanza mediante un'attuazione elettrostatica. In presenza di campo

magnetico, la forza di Lorentz agisce sulle barre esterne, nelle quali viene fatta scorrere una certa corrente, facendone variare la frequenza di risonanza. La variazione nella frequenza viene letta capacitivamente.



La struttura geometrica simile ad un pettine è detta *Comb-Finger*. La lettura capacitiva non si basa sulla variazione della distanza tra i piatti del condensatore, bensì sulla variazione dell'area totale delle armature.

2. Modelli Simulink

Nell'ambito della tesi sono state considerate due tipologie di magnetometri a lettura capacitiva, entrambi sviluppati dal Dipartimento di Elettronica ed Informazione del Politecnico di Milano: il modello *Parallel-Plates* e quello *Clamped-Clamped*.

Per queste strutture è stato creato un modello comportamentale, con l'obiettivo di ricreare un modello dinamico e versatile che permettesse di tenere conto sia dei processi fisici che sono alla base del dispositivo, sia dei parametri geometrici del sensore, sia dei parametri tecnologici associati al processo ThELMA. Inserendo i valori che assumono le variabili elettriche in ingresso, il sistema provvede a simulare il comportamento del dispositivo e restituisce in uscita gli andamenti della capacità single-ended e di quella differenziale, oltre ai valori dei parametri caratteristici del sistema.

Lo scopo è stato quindi di fornire un utile strumento per aiutare e verificare la progettazione di successivi dispositivi dello stesso tipo, ma con parametri geometrici e di processo differenti.

L'ambiente di sviluppo utilizzato per la creazione dei modelli è Simulink, della software-house Mathworks. È un ambiente di sviluppo perfettamente integrato nel più famoso Matlab, che permette la creazione algoritmi e modelli tempo varianti, di sistemi anche molto complessi, mediante la connessione intuitiva di semplici blocchi funzionali.

Per la creazione del modello è stato scelto un approccio bottom-up, consistente nel dividere il problema complessivo in sotto blocchi, in modo da ridurre man mano la complessità di realizzazione.

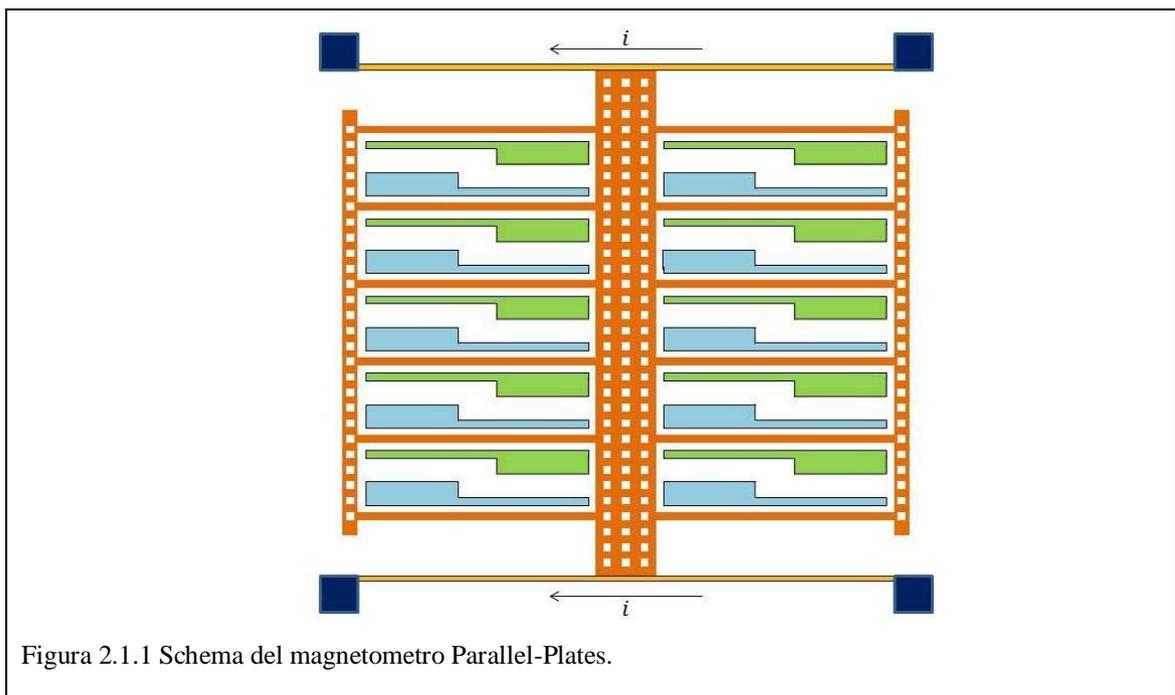
Il sistema in generale è costituito da un nucleo centrale, dove viene modellizzata la fisica del sistema, un blocco ove specificare i parametri geometrici e costruttivi del sistema, e vari blocchi per il calcolo dei parametri necessari e caratteristici per la topologia di sensore.

Di seguito sono descritti i modelli creati.

2.1. Il Magnetometro Parallel-Plates

2.1.1. Principio di funzionamento

La *Figura 2.1.1* schematizza il magnetometro *Parallel-Plates*, che costituisce la tipologia più semplice e maggiormente diffusa in letteratura. La massa mobile al centro è tenuta sospesa mediante due coppie di molle, ancorate al substrato in quattro punti. Facendo scorrere una certa corrente nelle molle, in presenza di campo magnetico trasversale, si origina la forza di Lorentz che tende a far traslare la massa mobile, che a sua volta è solidale con i piatti centrali di condensatori differenziali. Il numero di singole celle differenziali è ripetuto per aumentare la superficie effettiva tra statori e massa mobile. Viene quindi considerato lo spostamento della massa mobile, con conseguente variazione di capacità, proporzionale all'intensità del campo magnetico.



Il macromodello è suddiviso in otto parti diverse come visibile in *Figura 2.1.2*, descritte nei successivi paragrafi.

2.1.2. Calcolo dei parametri

Nel primo sottoblocco di *Figura 2.1.4* è consentita la modifica dei parametri geometrici del dispositivo quali la lunghezza e la larghezza della singola molla nella quale scorre la corrente, la lunghezza nominale del piatto dello statore, la distanza

(gap) tra i piatti del condensatore differenziale e la larghezza nominale dell'armatura mobile. Sono inoltre definite la costante dielettrica del vuoto e le costanti relative ai materiali impiegati nel processo di realizzazione della massa mobile del dispositivo quali il modulo di Young e la densità del materiale. In particolare per poter realizzare una struttura mobile, sospesa rispetto al substrato è necessario definire un pattern di buchi grazie ai quali è possibile procedere all'etching del substrato e quindi permettere la mobilità della struttura. Per poter fare ciò vi sono delle dimensioni minime da rispettare legate ai limiti tecnologici minimi. Pertanto esiste una dimensione minima sotto la quale non è possibile realizzare una parte mobile ed una distanza minima tra le strutture mobili.

È stata infine lasciata l'opportunità di definire l'overetching della tecnologia come parametro in ingresso, così come il numero di coppie di condensatori differenziali. Tutte le altre dimensioni geometriche vengono calcolate in automatico dal modello, rendendolo estremamente versatile.

Nel blocco logico di *Figura 2.1.3* viene calcolata in modo automatico l'area totale dell'armatura della capacità del mems e la massa totale del sistema. Analizzando in dettaglio il sottoblocco si può notare che come prima fase vengono modificate tutte le dimensioni geometriche, in modo da tenere in considerazione l'effetto dell'overetch.

Per quanto riguarda l'area totale dell'armatura del condensatore, viene calcolata prima quella di una singola cella e poi moltiplicato il valore ottenuto per due volte il numero di coppie di condensatori differenziali, indicando con N il numero totale di condensatori differenziali:

$$A_{tot} = A_0 \cdot N = L_c \cdot H \cdot N \quad (2.1.1)$$

La massa del dispositivo invece viene ottenuta moltiplicando la dimensione verticale per la superficie totale. La geometria del magnetometro parallel-plates è di tipo simmetrico. Il beam centrale, ancorato mediante quattro molle identiche, varia in lunghezza a seconda del numero di coppie differenziali che forniamo in ingresso. In modo analogo si estendono i due beam laterali che mantengono solidali i piatti centrali che costituiscono la massa mobile. Tuttavia non è garantito a priori che la lunghezza ottenuta moltiplicando il pitch per il numero di coppie sia un multiplo esatto tale da consentire di rispettare i valori tecnologici di distanza minima per l'etch e dimensione

del buco. Mediante l'implementazione di un codice Matlab in un sottoblocco, viene pertanto calcolata la lunghezza effettiva delle strutture laterali e centrale, garantendo la possibilità di realizzazione tecnologica e nello stesso tempo mantenendo invariata la geometria della cella base.

La superficie totale viene calcolata sottraendo alla superficie considerata piena la superficie relativa ai buchi necessari per l'etching.

Infine viene data la possibilità all'utilizzatore di escludere dal calcolo della massa totale del dispositivo la massa delle quattro molle, in genere comunque trascurabile rispetto alla parte restante.

È stata inoltre implementata la possibilità di considerare una versione modificata del dispositivo, con la presenza di strutture trasversali più rigide utilizzate per evitare una deformazione non voluta della massa mobile che può causare una possibile condizione di *stiction*, ledendo il funzionamento corretto del magnetometro. Anche in questo caso si dà l'opportunità all'utilizzatore di omettere o meno questa parte nel calcolo della massa totale. In generale la massa è quindi data da una parte fissa e da una parte variabile che dipende dalla singola cella differenziale moltiplicato per il numero di celle:

$$m_{tot} = m_{fissa} + N \cdot m_0 \quad (2.1.2)$$

La costante elastica totale delle molle del dispositivo viene fornita dal sottoblocco di *Figura 2.1.5*. Prima di procedere al calcolo vengono ricavate le dimensioni fisiche reali tenendo conto dell'overetching.

Si considera una molla di cui una estremità è ancorata al substrato mentre la restante è ancorata alla massa mobile. Viene calcolata l'inerzia o momento d'inerzia della struttura:

$$I = \frac{H \cdot W^3}{12} \quad (2.1.3)$$

H è la dimensione verticale della molla, caratteristica del processo di fabbricazione e W la larghezza.

Viene poi calcolata la costante elastica della singola molla e quella totale moltiplicando per un fattore quattro:

$$k_{singola} = \frac{12 \cdot E \cdot I}{L^3} \quad (2.1.4)$$

$$k_{tot} = 4 \cdot k_{singola} \quad (2.1.5)$$

E è il modulo di Young, I è l'inerzia, L è la lunghezza della molla.

Infine viene data la possibilità di considerare se il modello è a parametri concentrati o distribuiti. Nel primo caso si considera una forza deformante esercitata sulla molla applicata in un punto, nel secondo viene considerata una forza che agisce in modo uniforme su tutta la struttura.. Pertanto la costante elastica totale è:

$$k_{tot\ conc} = 4 \cdot \frac{E \cdot H \cdot W^3}{L^3} \left[\frac{N}{m} \right] \quad (2.1.6)$$

Grazie alla collaborazione con il Dipartimento di Ingegneria Strutturale, è stato fornito il valore della costante di damping per una struttura di riferimento, a piatti piani paralleli, di area del condensatore nota. Viene quindi sfruttata la proporzionalità tra la costante di damping e la lunghezza dell'armatura L_c , per ricavare quella relativa alla struttura voluta. Viene prima calcolato il valore per la singola cella differenziale e poi moltiplicato per il numero di celle totali secondo la relazione:

$$b = \frac{b^*}{L^*} \cdot L_c \cdot N = \hat{b} \cdot L_c \cdot N \left[\frac{N \cdot s}{m} \right] \quad (2.1.7)$$

Come dall'equazione (1.4.54), il blocco descritto in *Figura 2.1.7* si occupa di calcolare la forza di Lorentz, dato un campo magnetico in ingresso e la corrente che fluisce nelle molle. La lunghezza totale è data dalla somma della lunghezza effettiva delle due molle e della larghezza del beam centrale.

2.1.3. Calcolo dello spostamento e della variazione di capacità

Il blocco descritto in *Figura 2.1.10* costituisce il nucleo del modello. In esso infatti viene implementata l'equazione della dinamica del magnetometro come in equazione (1.1.23). In ingresso vengono forniti i parametri fisici caratteristici, calcolati dai precedenti blocchi, oltre alle variabili elettriche fornite in ingresso al modello dall'utilizzatore. La forza di Lorentz viene data in ingresso come forza esterna responsabile del movimento della massa mobile. Il nucleo implementato è pertanto valido per qualunque tipo di sensore mems a lettura capacitiva. I blocchi integratori servono per ricavare lo spostamento, la velocità ed l'accelerazione l'uno dall'altro. Esiste una limitazione sullo spostamento per evitare che integrando la velocità si possa

avere uno spostamento divergente, che porterebbe all'inevitabile impossibilità del programma di avere una soluzione valida. La forza elettrica tra due piatti vicini, che tendono ad avvicinarsi sempre più, diverge. Il programma provvede ad eseguire l'algoritmo necessario, fornendo in uscita solo il valore dello spostamento, essendo l'unica variabile di interesse. Nel blocco di *Figura 2.1.9* viene infine calcolata la variazione di capacità singola e differenziale.

Nel primo caso si considera la variazione della massa mobile rispetto ad un solo statore. Considerando C_0 la capacità a riposo, essa è definita dalla seguente espressione:

$$\begin{aligned}
 \Delta C_{single}(x) &\stackrel{\text{def}}{=} C_0 - C(x) = \\
 &= C_0 \left(1 - \frac{C(x)}{C_0} \right) = \\
 &= C_0 \left(1 - \frac{A\varepsilon_0}{x_0 - x} \cdot \frac{x_0}{A\varepsilon_0} \right) = \\
 &= C_0 \cdot \frac{x}{x_0 - x}
 \end{aligned} \tag{2.1.8}$$

La capacità differenziale è invece definita considerando lo spostamento della massa mobile rispetto ad entrambi gli statori. In questo modo si ottiene una maggiore sensibilità. Di seguito viene riportata la definizione:

$$\begin{aligned}
 \Delta C_{diff}(x) &\stackrel{\text{def}}{=} \Delta C_{single_2}(x) - \Delta C_{single_1}(x) = \\
 &= (C_0 - C_2(x)) - (C_0 - C_1(x)) = \\
 &= C_1(x) - C_2(x) = \\
 &= \frac{A\varepsilon_0}{x_0 - x} - \frac{A\varepsilon_0}{x_0 + x} = \\
 &= A\varepsilon_0 \cdot \frac{x_0 + x - (x_0 - x)}{(x_0 + x)(x_0 - x)} = \\
 &= A\varepsilon_0 \cdot \frac{2x}{x_0^2 - x^2}
 \end{aligned} \tag{2.1.9}$$

Le variabili in uscita vengono poi plottate in Matlab, mediante un opportuno codice.

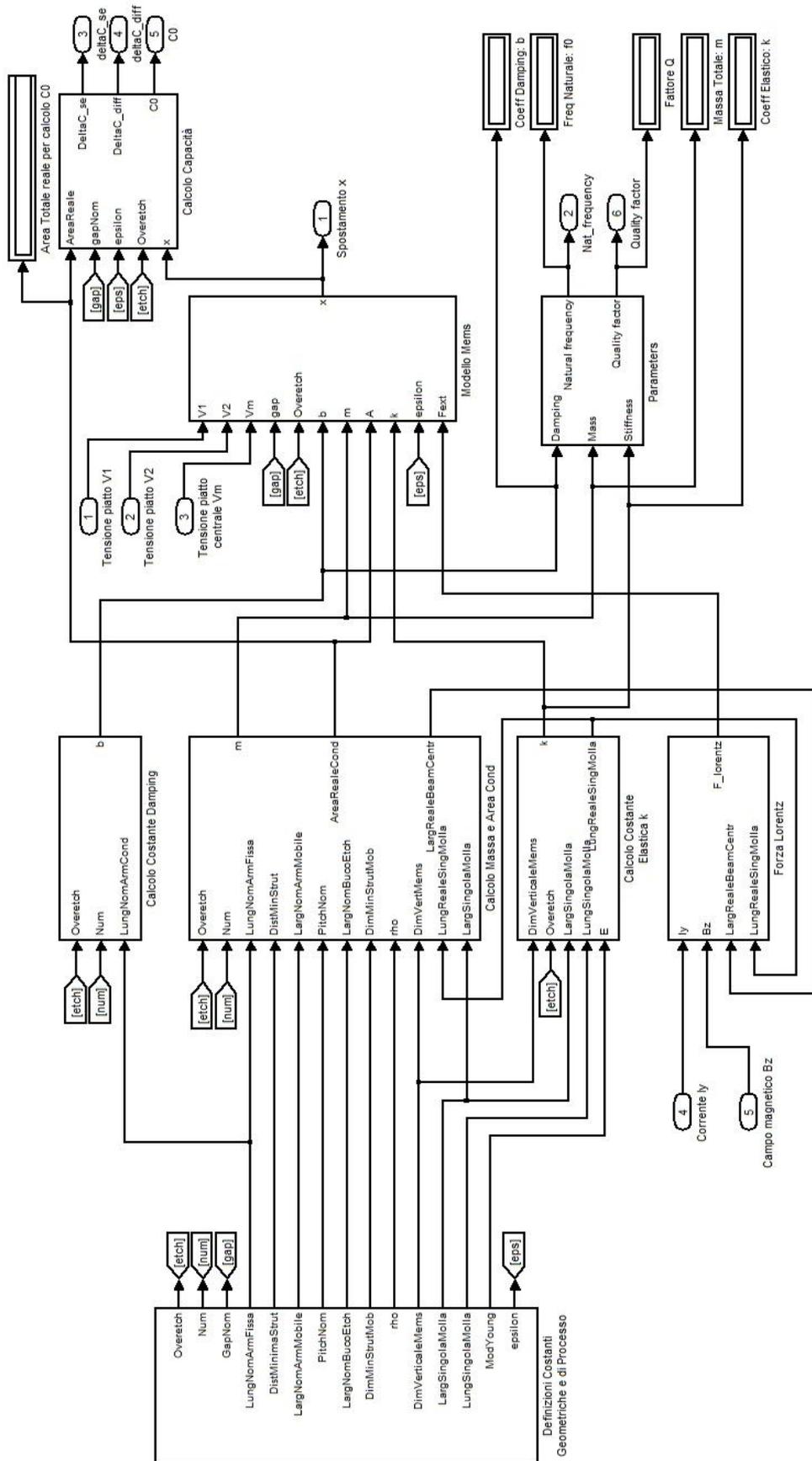


Figura 2.1.2 Modello Simulink di un magnetometro Parallel-Plates.

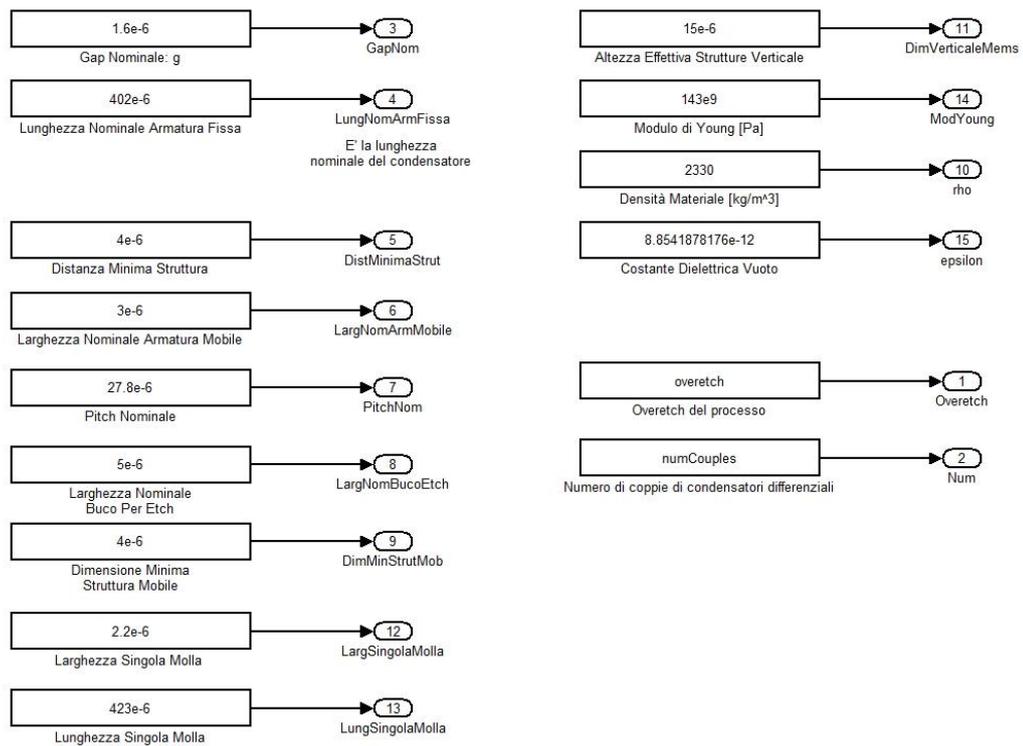


Figura 2.1.4 Inserimento dei parametri geometrici e di processo.

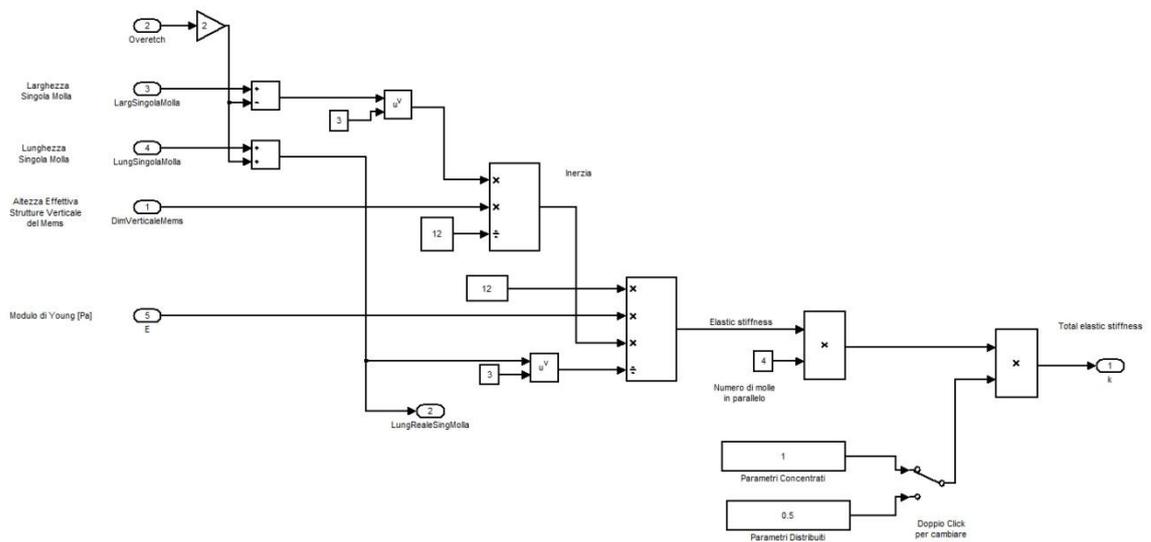


Figura 2.1.5 Calcolo della costante elastica totale.

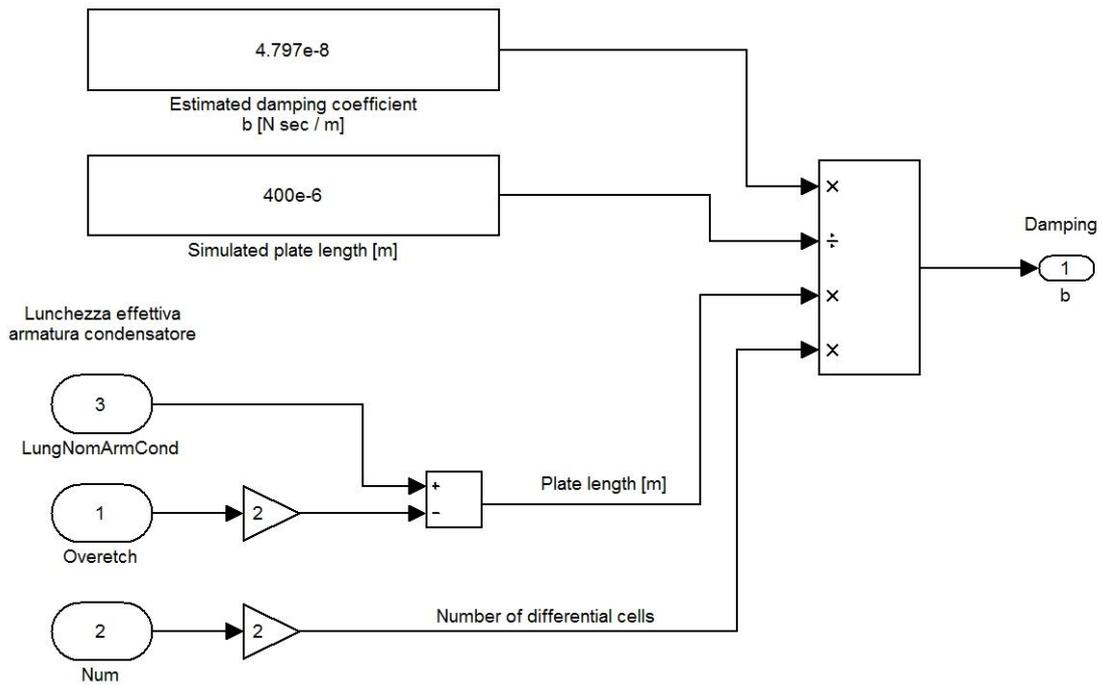


Figura 2.1.6 Calcolo della costante di damping.

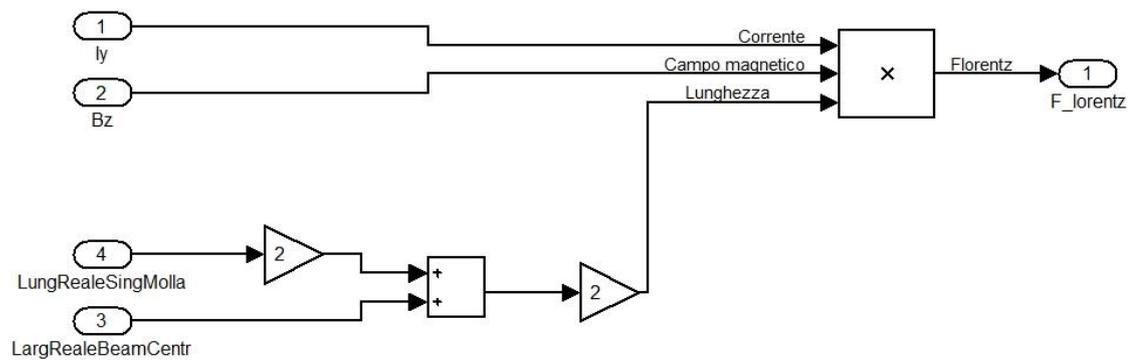


Figura 2.1.7 Calcolo della forza di Lorentz.

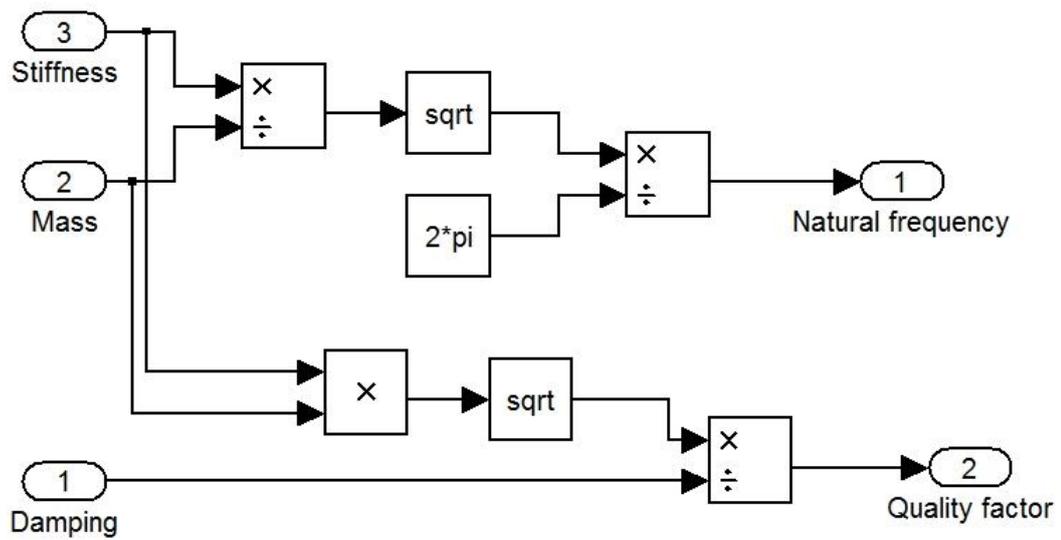


Figura 2.1.8 Calcolo della frequenza di risonanza e del fattore di qualità.

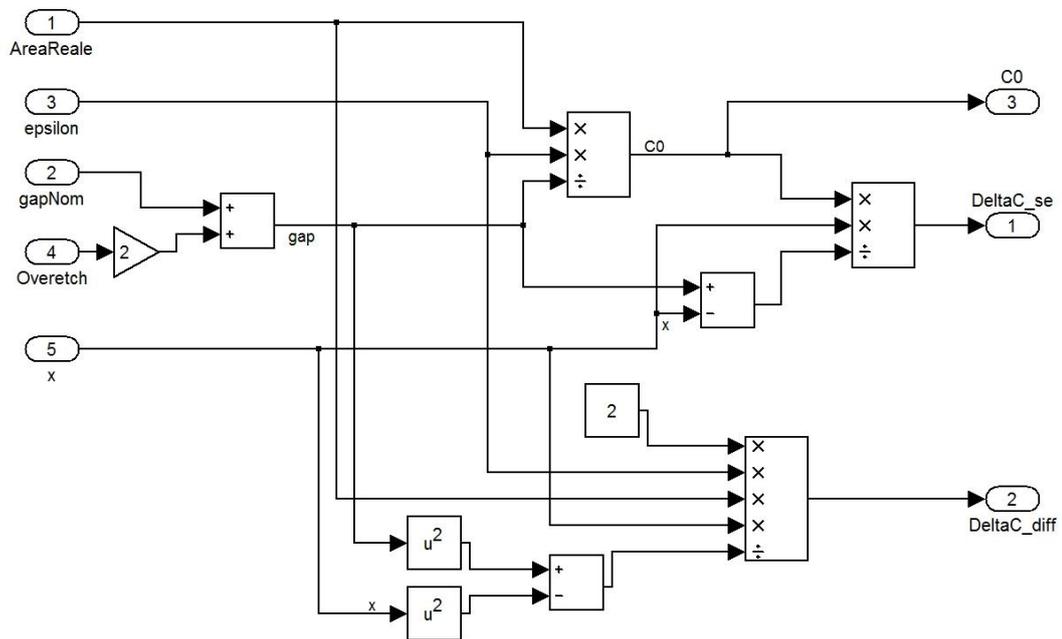


Figura 2.1.9 Calcolo della capacità totale a riposo e delle variazioni di capacità singole e differenziali.

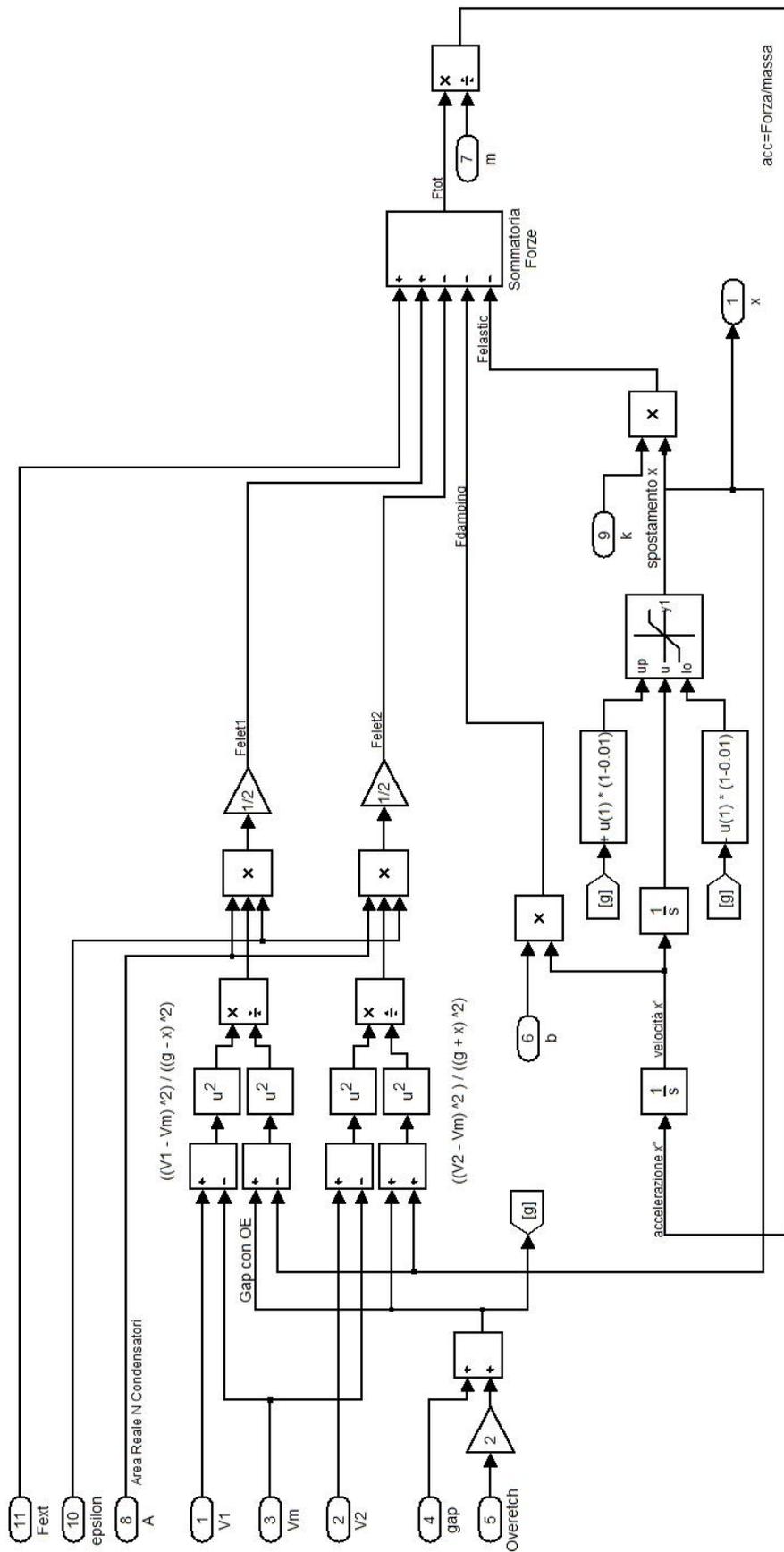


Figura 2.1.10 Nucleo del modello: implementazione della legge della dinamica che governa il moto.

2.2. Il Magnetometro Clamped-Clamped

2.2.1. Principio di funzionamento

La seconda tipologia di magnetometro, di cui si è implementato un modello comportamentale, è la struttura chiamata *Clamped-Clamped*. La massa mobile è essa stessa una molla, ancorata al resto della struttura ai suoi due capi, da cui la denominazione. Quindi la massa costituisce quasi nella sua interezza il piatto centrale del condensatore differenziale, mentre i due statori sono posti lateralmente. Questa struttura risulta essere più compatta ma deve essere ripetuta per incrementare la sensibilità totale.

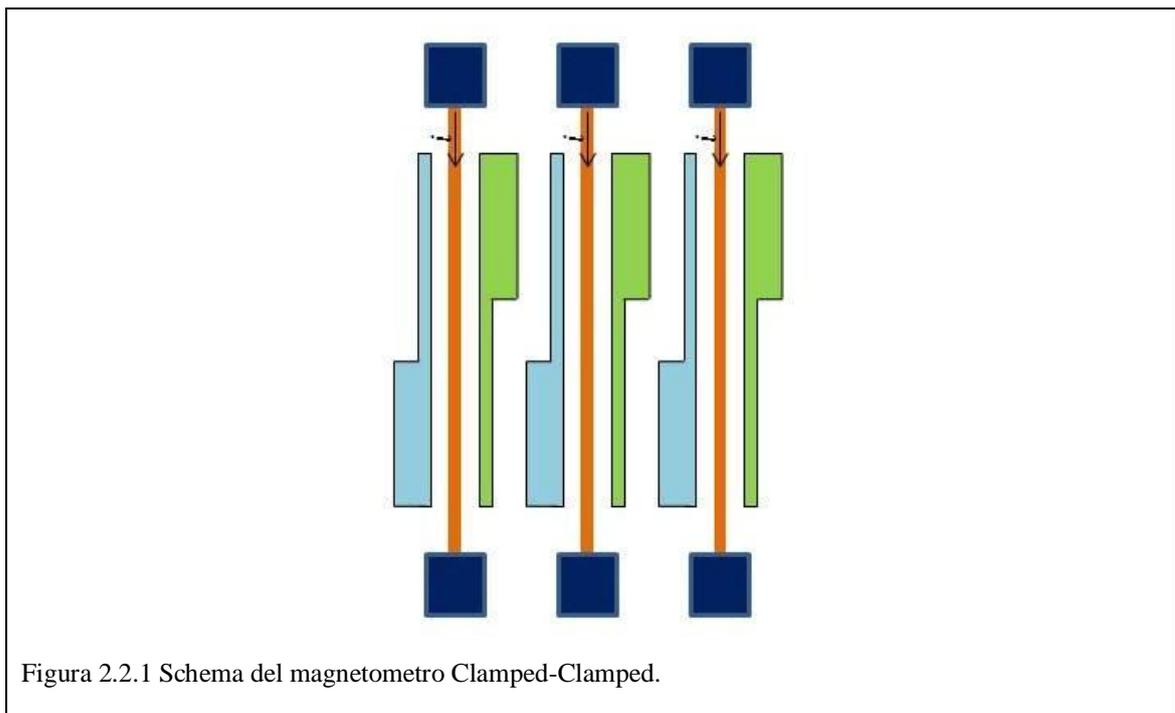


Figura 2.2.1 Schema del magnetometro Clamped-Clamped.

La corrente viene fatta fluire attraverso il beam centrale, che quando è soggetto alla forza di Lorentz si deforma, avvicinandosi ad uno dei due statori.

2.2.2. Calcolo dei parametri

A causa del vincolo su entrambe le terminazioni, la massa-molla si deforma curvandosi, pertanto la variazione di capacità deve tenere conto della distanza non

uniforme tra il piatto dello statore e della massa mobile. La distanza minima si ha nel centro della sbarretta, e va ad aumentare procedendo lungo l'asse, verso i vincoli. La funzione che descrive l'andamento della deformazione della molla lungo l'asse nel tempo viene indicata con "deformata" e si indica con:

$$x(y, t) = x(y) \cdot x(t) \quad (2.2.10)$$

Tale funzione che dipende dalla forma geometrica della molla e dalla forza applicata, deve soddisfare l'equazione di Eulero-Bernoulli. Indicando con E il modulo di Young, I l'inerzia, A la sezione e ρ la densità del materiale, si ha:

$$\frac{\partial^2 x(y, t)}{\partial t^2} = -\frac{EI}{A\rho} \cdot \frac{\partial^4 x(y, t)}{\partial t^4} \quad (2.2.11)$$

Cercando una soluzione generica a parametri separati si ottiene una soluzione del tipo:

$$x(y, t) = x(y) \cdot \cos(\omega t) \quad (2.2.12)$$

La funzione $x(y)$ viene chiamata deformata normalizzata in ampiezza:

$$x(y) = A \cosh(\beta y) + B \sinh(\beta y) + C \cos(\beta y) + D \sin(\beta y) \quad (2.2.13)$$

Imponendo le condizioni al contorno, ovvero derivata e funzione nulla agli estremi, dove vi sono i vincoli, si trovano opportuni autovalori ed autofunzioni dell'equazione (2.2.10). Per una trattazione più rigorosa della teoria vedere [14].

Vengono qui riportate solo le formule relative alle costanti elastiche del primo e terzo ordine, considerando una forza che agisce distribuita su tutta la molla (come la forza di Lorentz) ed indicando con H l'altezza della struttura, con W la larghezza e con L la lunghezza della molla:

$$k_1 = EI \int_0^L \left(\frac{\partial x(y)}{\partial y} \right)^2 dy = \frac{\pi^4 EHW^3}{12L^3} \quad (2.2.14)$$

$$k_3 = \frac{1}{2} E \frac{HW}{L} \left[\int_0^L \left(\frac{\partial x(y)}{\partial y} \right)^2 dy \right]^2 = \frac{\pi^4 EHW}{16L^3} \quad (2.2.15)$$

Per il calcolo della variazione della capacità è stato sviluppato un codice matlab, dove si considera la capacità totale data dal parallelo di molteplici condensatori a piatti piani paralleli di larghezza molto minore rispetto a quella totale ed con una distanza tra i piatti variabile.

Quindi considerando una variazione infinitesimale di:

$$dC_{1,2} = \frac{\varepsilon_0 \cdot H}{x_0 \pm x(y, t)} dy \quad (2.2.16)$$

Il segno al denominatore cambia a seconda di quale statore prendiamo in considerazione, rispetto alla massa-molla mobile. Pertanto si ha:

$$\begin{aligned} C_{1,2} &= \varepsilon_0 \cdot H \cdot \int_0^L \frac{1}{x_0 \pm x(y, t)} dy \\ &= \frac{\varepsilon_0 \cdot H}{x_0} \cdot \int_0^L \frac{1}{x_0 \cdot \left(1 \pm \frac{x(y) \cdot x(t)}{x_0}\right)} dy \end{aligned} \quad (2.2.17)$$

Infine mediante l'implementazione di un codice matlab, si è data la possibilità all'utilizzatore di avviare molteplici simulazioni parametriche, dando in ingresso più valori per uno stesso parametro geometrico.

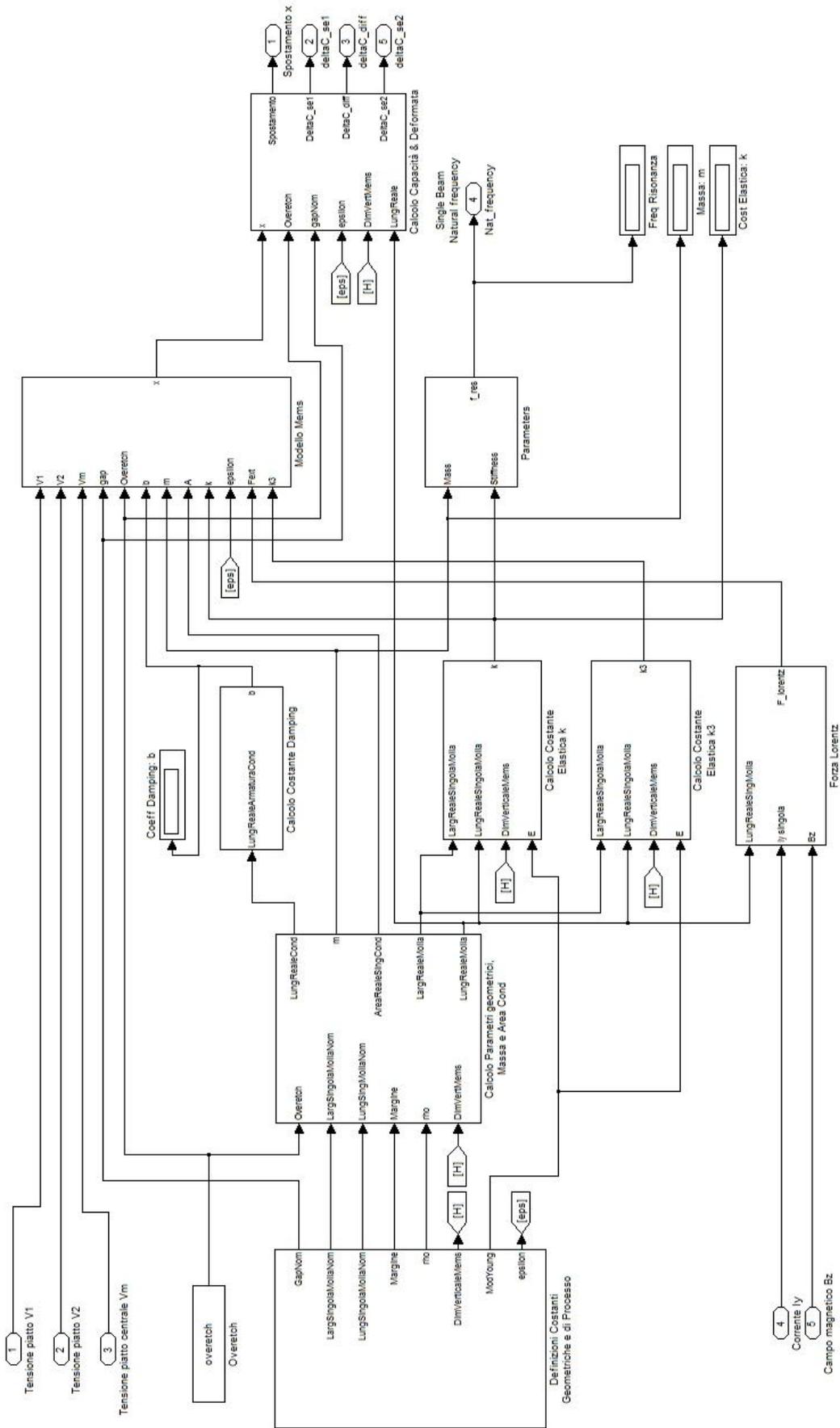


Figura 2.2.2 Modello Simulink di un magnetometro Clamped-Clamped.

2.3. Magnetometro Parallel-Plates ad Omega Costante

Il modello descritto nei precedenti paragrafi è stato concepito per una verifica delle prestazioni e del comportamento di magnetometri fornendo in ingresso i principali parametri geometrici. Tuttavia è stato necessario modificare il modello a Parallel-Plates per riuscire a sviluppare un nuovo magnetometro che soddisfacesse alle specifiche legate alla frequenza di risonanza. Dalla forma geometrica degli elementi che compongono il sensore, si può facilmente ricavare la massa, la costante elastica e la costante di damping. Questi tre elementi determinano la pulsazione di risonanza ed il fattore di qualità, come descritto nelle equazioni (1.3.35) ed (1.3.36). Tuttavia se si vuole mettere un vincolo sulla frequenza di risonanza, è necessario rendere una dimensione fisica non impostabile dall'utilizzatore, bensì calcolabile dal modello. Si è scelto di fare trovare al modello il valore della larghezza delle molle, strettamente legato alla costante elastica. Si è scelto di rendere indipendente questo parametro perché è quello di minore interesse in fase realizzativa, dato che non modifica in modo sostanziale la geometria e dimensione totale della struttura. È possibile quindi inserire tutti i precedenti parametri geometrici oltre ovviamente alla frequenza di risonanza, ora diventata una specifica di progetto.

Nella *Figura 2.3.2* è possibile notare un blocco IC (Initial Conditions), all'interno del quale è presente un valore arbitrario iniziale di larghezza. La larghezza delle molle non modifica infatti solo la costante elastica ma anche la massa totale della struttura. Per mantenere costante la pulsazione di risonanza è quindi necessario modificare nuovamente la larghezza, reiterando più volte. Il modello si occupa in maniera automatica di convergere ad una soluzione, ma necessita tuttavia di una condizione iniziale prossima al valore finale. Simulink infatti traduce i blocchi circuitali in una serie di equazioni risolvibili con il metodo di Newton, il quale, per poter convergere ad una soluzione, necessita di una condizione iniziale vicina al valore finale. Nel modello in esame è stata apportata una miglioria, includendo all'interno dell'equazione della dinamica anche un termine per simulare il rumore browniano di un mems, come visibile in *Figura 2.3.1*.

Data una banda impostabile dall'utente, dato lo spettro di rumore riferito alla forza, come in equazione (1.3.52), il programma calcola il valor medio di rumore e lo moltiplica per un numero casuale secondo una distribuzione gaussiana a media nulla e varianza unitaria, simulando di fatto un segnale di rumore.

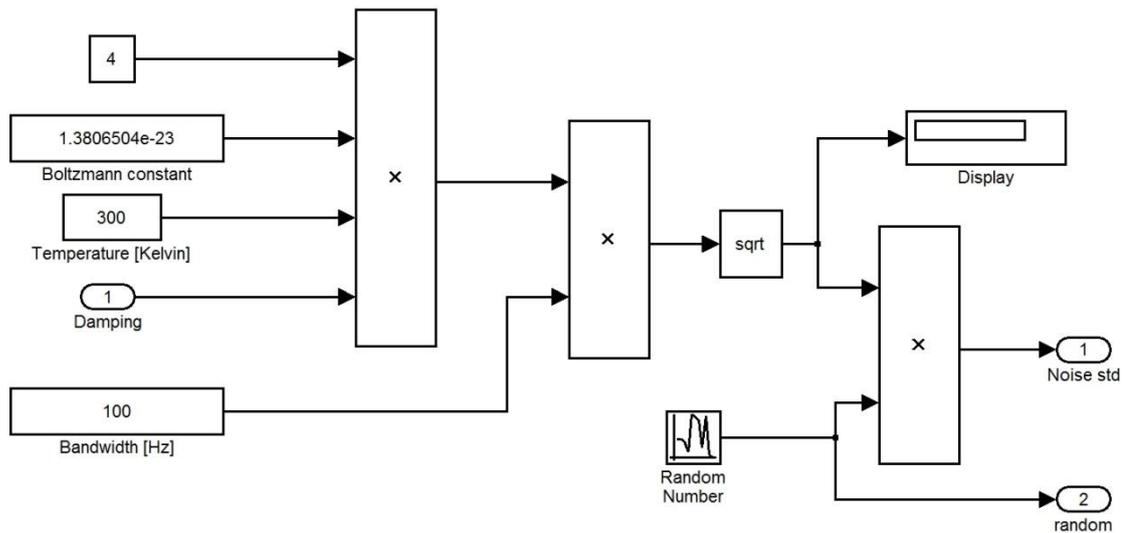


Figura 2.3.1 Calcolo della componente di rumore browniano.

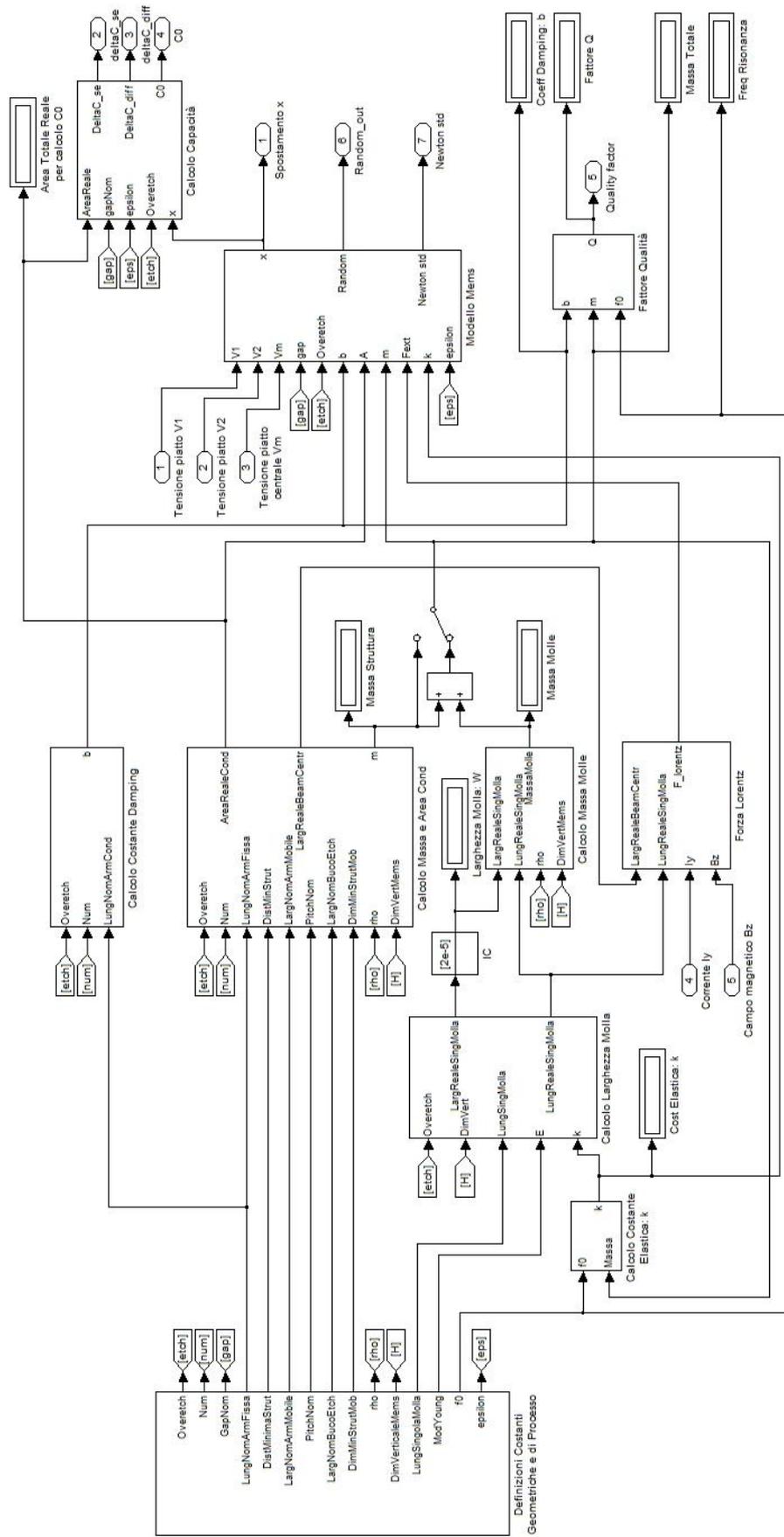


Figura 2.3.2 Modello Simulink di un magnetometro Parallel-Plates con pulsazione di risonanza costante.

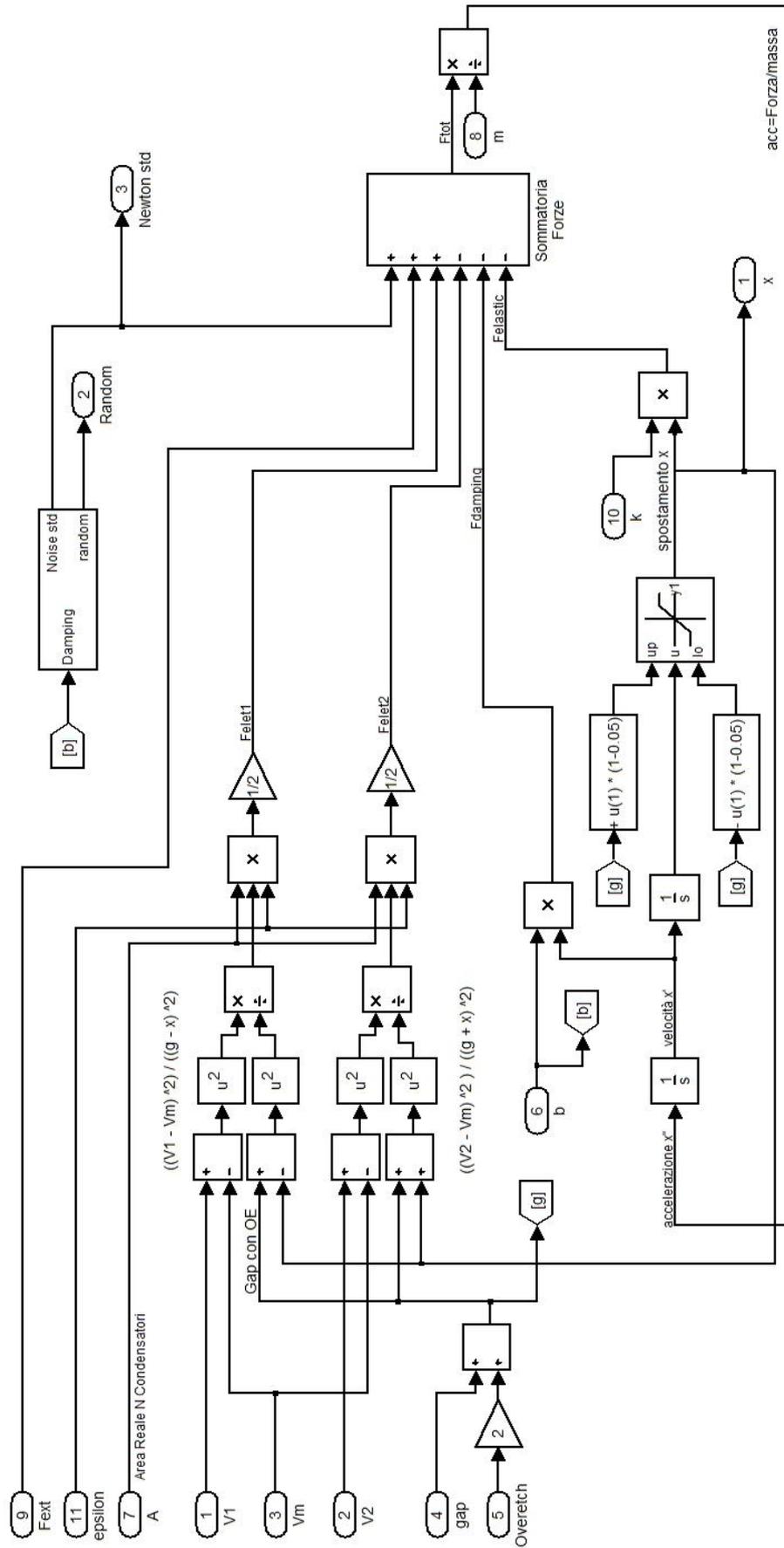


Figura 2.3.3 Modellizzazione dell'equazione della dinamica per un magnetometro, con l'aggiunta della componente di rumore.

2.4. Considerazioni sulla sensitività dei magnetometri

I modelli analizzati sono stati utilizzati per verificare il funzionamento di dispositivi già realizzati e per il design di nuovi magnetometri a piatti piani paralleli. In particolare è stato utilizzato maggiormente il modello ad omega costante così da soddisfare il vincolo sulla frequenza di risonanza.

A tal proposito si è verificato che per dispositivi diversi ma con frequenza di risonanza costante la sensitività non aumenta all'aumentare del numero di singole celle differenziali, come invece può sembrare intuitivamente.

2.4.1. Sensitività

La sensitività di un dispositivo è definita come la variazione di spostamento o di capacità per unità di campo magnetico. Essa si può ricavare facilmente ricordando lo spostamento della massa mobile in funzione del campo magnetico, per dispositivi che operano a risonanza:

$$x(t) = \frac{Q}{k} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot B_T \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.4.18)$$

Pertanto si ha:

$$\frac{\Delta x(t)}{\Delta B_T(t)} = \frac{Q}{k} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.4.19)$$

Con l si indica la lunghezza complessiva della molla, nella quale scorre la corrente totale i_{AC} . Ricordando le espressioni del fattore di qualità (1.3.36) e della pulsazione di risonanza (1.3.35) si ha:

$$\frac{\Delta x(t)}{\Delta B_T(t)} = \frac{m \cdot \omega_0}{b \cdot k} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot \sin(2\pi f_0 t) \quad (2.4.20)$$

Ricordando la variazione di capacità ed indicando con A_{tot} l'area totale del condensatore, si ha:

$$\Delta C_{diff}(t) = A_{tot} \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{2 \cdot \Delta x}{x_0^2 - \Delta x^2} \approx 2 \cdot A_{tot} \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{\Delta x}{x_0^2} \quad (2.4.21)$$

Nell'equazione (2.4.21) si considera lo spostamento molto più piccolo della distanza tra i piatti, operando una semplice approssimazione. Unendo le espressioni (2.4.20) e (2.4.21) si ottiene:

$$\begin{aligned}\frac{\Delta C_{diff}(t)}{\Delta B_T(t)} &= \frac{\Delta C_{diff}(t)}{\Delta x(t)} \cdot \frac{\Delta x(t)}{\Delta B_T(t)} = \\ &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A_{tot}}{x_0^2} \cdot \frac{m \cdot \omega_0}{b \cdot k} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot \sin(2\pi f_0 t) = \\ &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A_{tot}}{x_0^2} \cdot \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{m}{k}} \cdot l \cdot i_{AC} \cdot \sin(2\pi f_0 t)\end{aligned}\quad (2.4.22)$$

In generale quindi, trascurando il termine sinusoidale e considerando solo l'ampiezza dell'oscillazione, per un magnetometro eccitato alla pulsazione di risonanza si ha:

$$\frac{\Delta C_{diff}(t)}{\Delta B_T(t)} = 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A_{tot}}{x_0^2} \cdot \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{m}{k}} \cdot l \cdot i_{AC} \quad (2.4.23)$$

2.4.2. Progettazione a frequenza di risonanza fissata o variabile

Realizzando il dispositivo, con frequenza di risonanza non fissata, si può semplificare l'espressione (2.4.23) ricordando le espressioni (2.1.1), (2.1.2) e (2.1.7), e ricordando che la lunghezza totale delle molle su cui agisce la forza di Lorentz è pari a circa due volte la lunghezza di una sola molla, ovvero $l = 2L_s$, si ha:

$$\begin{aligned}\frac{\Delta C_{diff}(t)}{\Delta B_T(t)} &= 2\varepsilon_0 \cdot \frac{L_c \cdot H \cdot N}{x_0^2} \cdot \frac{2 \cdot L_s}{\hat{b} \cdot L_c \cdot N} \cdot \sqrt{\frac{m_{fissa} + N \cdot m_0}{k}} \cdot i_{AC} = \\ &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{2 \cdot L_s \cdot H}{\hat{b} \cdot x_0^2} \cdot \sqrt{\frac{m_{fissa} + N \cdot m_0}{k}} \cdot i_{AC}\end{aligned}\quad (2.4.24)$$

Dalla (2.4.24) si evince che aumentando il numero di singole celle differenziali la sensibilità complessiva aumenta. Tuttavia come contropartita si trova che il dispositivo presenta una frequenza di risonanza che diminuisce con l'aumentare di N , essendo legata alla radice dell'inverso della massa.

Qualora sia invece necessario soddisfare una specifica legata alla frequenza di risonanza si evidenzia un'importante considerazione. Si consideri l'espressione (2.4.23) ma questa volta esplicitando le dipendenze da ω_0 :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta C_{diff}(t)}{\Delta B_T(t)} &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{A_{tot}}{x_0^2} \cdot \frac{1}{b} \cdot \sqrt{\frac{m}{k}} \cdot l \cdot i_{AC} = \\ &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{L_c \cdot H \cdot N}{x_0^2} \cdot \frac{1}{\hat{b} \cdot L_c \cdot N} \cdot \frac{1}{\omega_0} \cdot 2 \cdot L_s \cdot i_{AC} = \quad (2.4.25) \\ &= 2 \cdot \varepsilon_0 \cdot \frac{2 \cdot L_s \cdot H}{x_0^2 \cdot \hat{b}} \cdot \frac{1}{2\pi f_0} \cdot i_{AC} \end{aligned}$$

Si può notare come la sensitività non sia più influenzata dal numero di singole celle differenziali, a patto che la massa fissa sia trascurabile rispetto alla parte variabile, che aumenta con il numero di celle. Per aumentare la sensitività è pertanto possibile agire solo sulla lunghezza delle molle e sulla corrente che fluisce nelle molle. Diminuire la distanza tra i piatti a riposo x_0 , peggiora le prestazioni, abbassando il valore della tensione di pull-in, mentre il fattore di damping \hat{b} è strettamente legato al processo, in quanto dipende dalla pressione alla quale sono incapsulati i dispositivi all'interno del package.

Per confermare tali considerazioni sono state effettuate, mediante il modello parallel-plates ad omega costante, molteplici simulazioni, variando di volta in volta il numero di coppie di condensatori differenziali (N). Nella *Tabella 2.4.1* sono riportati i risultati. I restanti parametri sono stati invece mantenuti fissi:

$$\begin{aligned} f_0 &= 20kHz & x_0 &= 1.4\mu m & i_{tot} &= 1mA \\ overetch &= 0.335\mu m & H &= 21.5\mu m & & \end{aligned}$$

N	1	2	3	4	5	10	25	50
k [N/m]	11	14	16	19	22	34	70	128
Q	904	565	451	396	360	281	231	212
C_0 [fF]	73.82	148	221	295	369	738	1845	3691
W_{molla} [μm]	5.13	5.53	5.87	6.18	6.45	7.50	9.53	11.66
m_{tot} [μg]	0.692	0.866	1.036	1.212	1.373	2.156	4.426	8.116

$\Delta x / \Delta B$ [pm/ μ T]	69.58	35.77	23.91	17.946	14.359	7.181	2.872	1.436
$\Delta C / \Delta B$ [aF/ μ T]	4.9627	5.1015	5.1165	5.1195	5.1205	5.1213	5.1213	5.1213

Tabella 2.4.1 Simulazioni di sensitività.

Si può notare che per $N > 5$ la sensitività rimanga quasi invariata. Per tale numero di condensatori la massa risulta essere proporzionale al numero stesso, mentre la parte fissa diventa sempre più trascurabile rispetto alla parte restante.

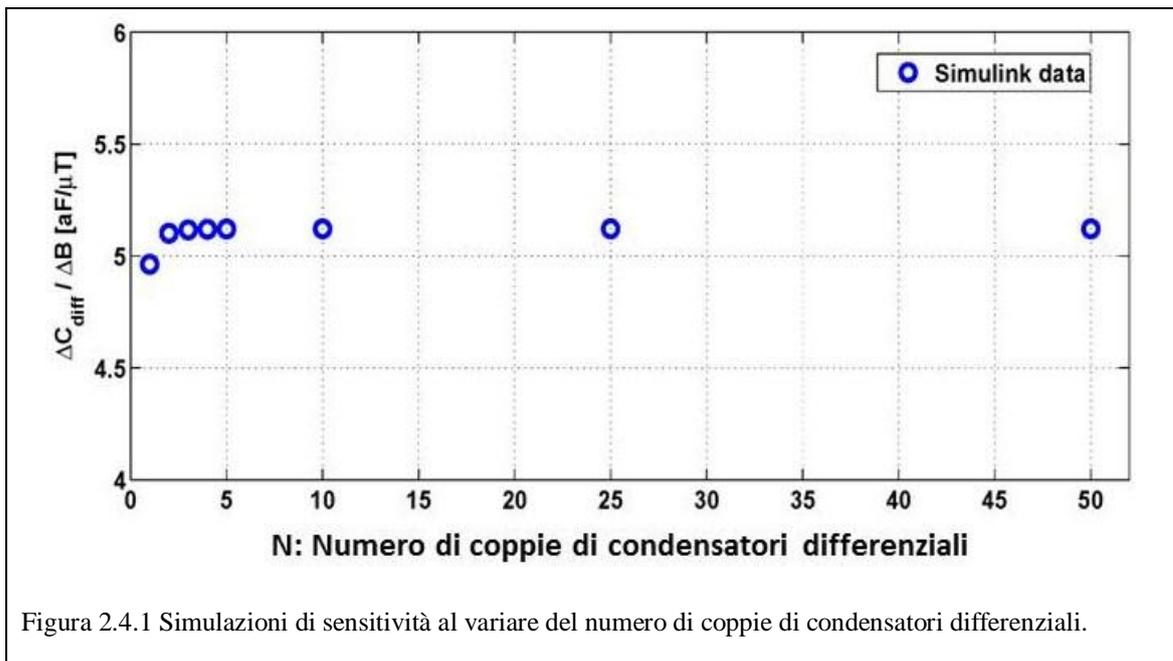


Figura 2.4.1 Simulazioni di sensitività al variare del numero di coppie di condensatori differenziali.

Le considerazioni sulla sensitività hanno portato allo sviluppo di nuovi dispositivi magnetometri a piatti piani paralleli, con un numero di condensatori variabili in modo da poter verificare sperimentalmente le conclusioni sopraindicate [10].

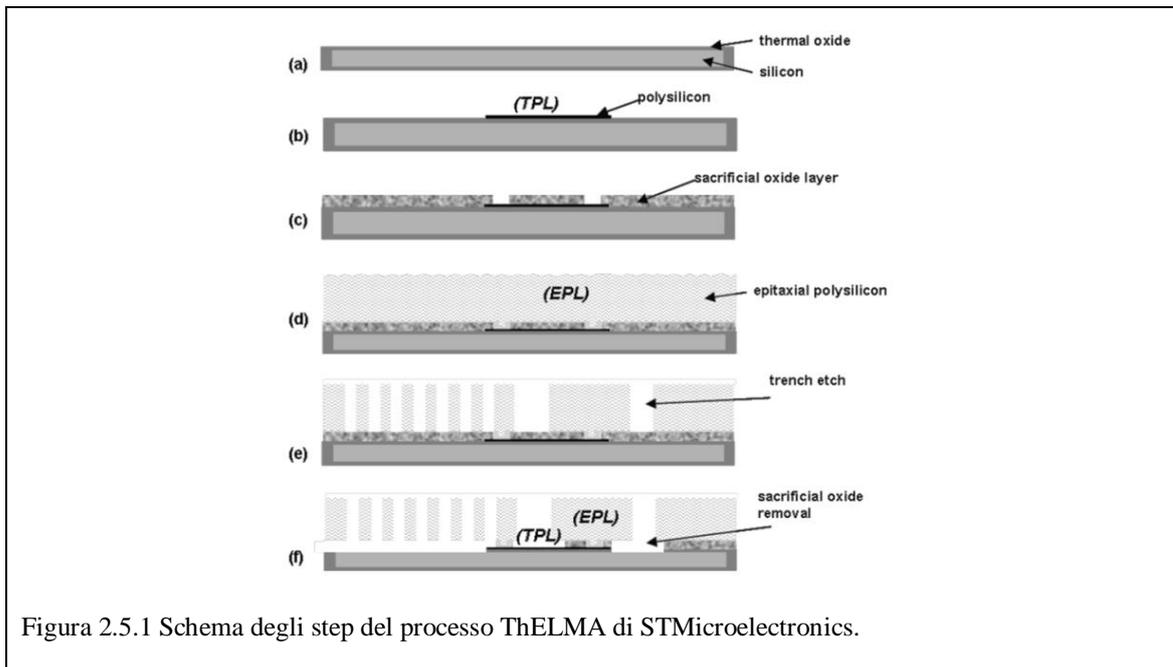
2.5. Nuovo design dei magnetometri Parallel-Plates

L'analisi dei sensori magnetometrici precedentemente disegnati e fabbricati, assieme all'utilizzo del modello comportamentale ha permesso di realizzare nuovi magnetometri a piatti piani paralleli. I primi sensori hanno infatti presentato notevoli

errori, portando ad avere il rapporto tra dispositivi funzionanti e quelli non funzionanti di 1 ogni 4.

2.5.1. Il processo ThELMA

Prima di procedere alla descrizione delle nuove strutture realizzate, viene riportata una breve descrizione del processo di fabbricazione ThELMA (*Thick Epi-Poly Layer for Microactuators and Accelerometers*) adottato da STMicroelectronics, in modo da capire più facilmente le problematiche esposte nel paragrafo successivo.



Il processo di fabbricazione dei sensori mems è schematizzato in *Figura 2.5.1* e si compone delle seguenti fasi [15]:

- a) Il substrato di silicio viene ossidato realizzando uno strato di spessore di circa $2\mu\text{m}$ (*Ossidazione termica del substrato*).
- b) Viene deposto uno strato sottile di polisilicio, detto TPL (*Thin Polysilicon Layer*), mediante il quale si creano le interconnessioni elettriche tra le diverse parti del sensore. Lo spessore di tale layer è di circa 650nm.
- c) Viene quindi deposto uno strato di ossido sacrificiale, che verrà successivamente rimosso per consentire alle strutture soprastanti di essere separate dal substrato. La deposizione avviene mediante PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition*)

-
- d) La fase successiva consiste nella crescita di uno strato di polisilicio epitassiale sopra l'ossido sacrificale, creando l'EPL (*Epitaxial Polysilicon Layer*). È con tale layer che vengono create le masse mobili.
 - e) Segue la fase di trench etching, nella quale vengono stabilite le forme delle parti mobili sospese, andando a rimuovere l'ossido sacrificale e l'epi-poly, scavando attraverso un processo DRIE (*Deep Reactive Ion Etching*), fino a raggiungere il substrato.
 - f) Infine per sospendere le parti mobili rispetto al TPL viene rimosso lo strato di ossido sacrificale mediante un attacco chimico, liberando quindi le strutture sovrastanti. Per consentire tale step di processo le strutture mobili presentano un pattern a buchi, necessario per consentire di rimuovere lo strato sacrificale sottostante.

2.5.2. Problemi di design e soluzioni adottate

Durante la fase di test dei primi prototipi di magnetometri sono stati riscontrati diversi problemi, il primo dei quali è stato l'eccessiva flessibilità delle molle che collegano la massa mobile agli ancoraggi. Una rigidità minore ha comportato infatti la possibilità in alcuni sensori, di far colpire la massa mobile contro la struttura rigida ancorata al substrato, causando un danneggiamento del dispositivo. Un eccessivo spostamento della massa mobile potrebbe infatti portare in condizioni di *stiction* i piatti centrali dei condensatori differenziali, solidali con la massa mobile, che si avvicinano allo statore, fino al contatto ed eventuale danneggiamento. Una soluzione è stata quella di introdurre particolari strutture dette *stopper*, che evitano spostamenti troppo elevati della massa mobile. Grazie alla particolare forma, visibile in *Figura 2.5.2*, costituita da molteplici strutture a semicerchio, lo stopper evita che la massa mobile si avvicini troppo, limitando quindi l'escursione massima dello spostamento. Grazie alla particolare conformazione, lo stopper evita inoltre che la massa mobile resti attaccata una volta a contatto con tale struttura, dato che l'area di contatto rimane molto limitata.

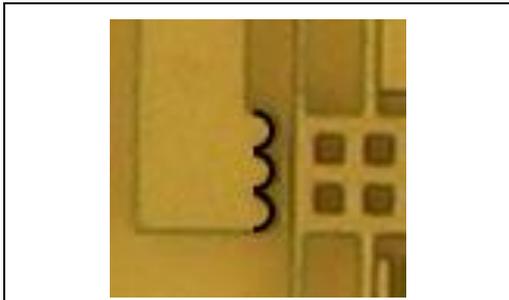


Figura 2.5.2 Fotografia SEM di uno stopper. È stata evidenziata la forma a semicerchio.

Un secondo problema riscontrato è stata la variazione delle dimensioni di alcune strutture costituenti il sensore a causa dell'overetch, causando una non corretta funzionalità di tali strutture. L'overetch è un parametro statistico del processo di fabbricazione dei sensori mems, e rappresenta la variazione tra le dimensioni reali e quelle di progetto, a causa di un eccessivo attacco

chimico, nel corso della fabbricazione. Tale fenomeno ha determinato un eccessivo assottigliamento di alcune strutture, non preventivato in fase di progetto. Avendo riscontrato dispositivi già in una condizione di stiction, si è ipotizzato una probabile rottura alla base, della parte di polisilicio epitassiale che costituisce gli statori. Per evitare ciò sono state aumentate le dimensioni di tale strutture.

2.5.3. I nuovi magnetometri

La fase di design dei nuovi dispositivi nasce dalla necessità, da una parte di risolvere i problemi riscontrati con i precedenti dispositivi, e dall'altra di procedere alla realizzazione dei primi prototipi di magnetometri con frequenze di risonanza pari a $20kHz$, come definito dalla specifica di STMicroelectronics. Per ottenere molteplici strutture tutte realizzate con la medesima frequenze di risonanza, è stato sviluppato ed utilizzato il modello comportamentale ad omega costante magnetometro, descritto nel capitolo 2.3. Grazie a tale modello, fissata la lunghezza del piatto del condensatore differenziale, e fissata la lunghezza delle molle, è stato possibile ottenere in modo del tutto automatico il valore della larghezza delle molle, parametro che incide direttamente sulla rigidità elastica della struttura e quindi sulla frequenza di risonanza impostata a $20kHz$.

Sono state inoltre realizzate molteplici strutture con un numero di coppie di condensatori differenziali crescenti da 2 a 16 in modo da verificare sperimentalmente quanto emerso dalla trattazione sulla sensibilità di magnetometri a frequenza di

risonanza costante (capitolo 2.4.2). In tale caso infatti la sensitività dei dispositivi non dovrebbe variare con il numero di coppie di condensatori differenziali.

Il design dei nuovi sensori magnetometrici è stato realizzato attraverso l'uso di Cadence Custom IC Design Tool. Questo programma permette infatti di disegnare direttamente le tre strutture principali necessarie per fabbricare il sensore:

- a) Polisilicio epitassiale (EPL): è il layer con il quale si disegnano tutte le strutture che rimangono sospese rispetto al substrato. Tali strutture devono essere di dimensioni tali da permettere all'attacco chimico di rimuovere l'ossido sacrificale sotto la struttura.
- b) Polisilicio TPL: è il layer usato per disegnare le interconnessioni elettriche tra le diverse strutture.
- c) Ancoraggio: permette di indicare in quali punti i primi due layer sono contattati verticalmente, rispetto al piano del wafer. Permettono pertanto il contatto elettrico tra EPL e TPL, e non consentono alla struttura sovrastante la libertà di movimento.

Nella *Tabella 2.5.1* vengono riportate le principali dimensioni geometriche implementate per i quattro layout differenti. Il modello, utilizzato per il corretto dimensionamento, restituisce da simulazione la larghezza reale della molla, valore ottenuto considerando anche l'overetch. Per procedere al design di tali dispositivi, è stato quindi aumentato il valore ottenuto dal modello di una quantità pari all'overetch. Tale parametro è stato stimato attorno a $0,335\mu m$ per lato, quindi la larghezza complessiva è stata maggiorata del doppio, pari a $0,67\mu m$, arrotondando alla frazione decimale di micron.

# coppie di celle differenziali:	2	4	8	16
Larghezza molle da simulazione:	5,396 μm	5,991 μm	6.898 μm	8.144 μm
Larghezza molle da design:	6,1 μm	6,7 μm	7 μm	9,1 μm
Lunghezza elettrodi:	330 μm	330 μm	330 μm	330 μm
Distanza tra i piatti (gap):	1,4 μm	1,4 μm	1,4 μm	1,4 μm

Tabella 2.5.1 Lista dei principali valori geometrici del layout dei nuovi magnetometri.

Particolare attenzione va posta sul dimensionamento del magnetometro con 8 coppie di condensatori differenziale (16 in tutto). Purtroppo per rispettare alcune regole di design riportate nel rispettivo manuale (ThELMA Design Rule Handbook [16]), non si è potuto maggiorare in modo opportuno il valore della larghezza della molla.

L'incremento tra il valore dato da simulazione e quello di progetto infatti è di soli $0,102\mu m$, ben lontano dai $0,67\mu m$ necessari. Ciò è dovuto al fatto che la larghezza massima che possono assumere strutture mobili, quindi separate dal substrato, è di $7\mu m$, valore che consente all'attacco chimico di rimuovere l'ossido sacrificale al di sotto del layer di polisilicio epitassiale, consentendo quindi il movimento della struttura. Per dimensione maggiore è necessario costruire un pattern di buchi per permettere l'etching sottostante, come visibile per il corpo centrale delle masse mobili.

Infine per quanto riguarda la larghezza delle molle del dispositivo a 32 celle differenziali, la molla è stata costruita con una larghezza maggiore, tale da consentire tuttavia di disegnare la molla con un pattern di buchi al centro, in modo da consentire comunque il rilascio di tale struttura dall'ossido sacrificale sottostante.

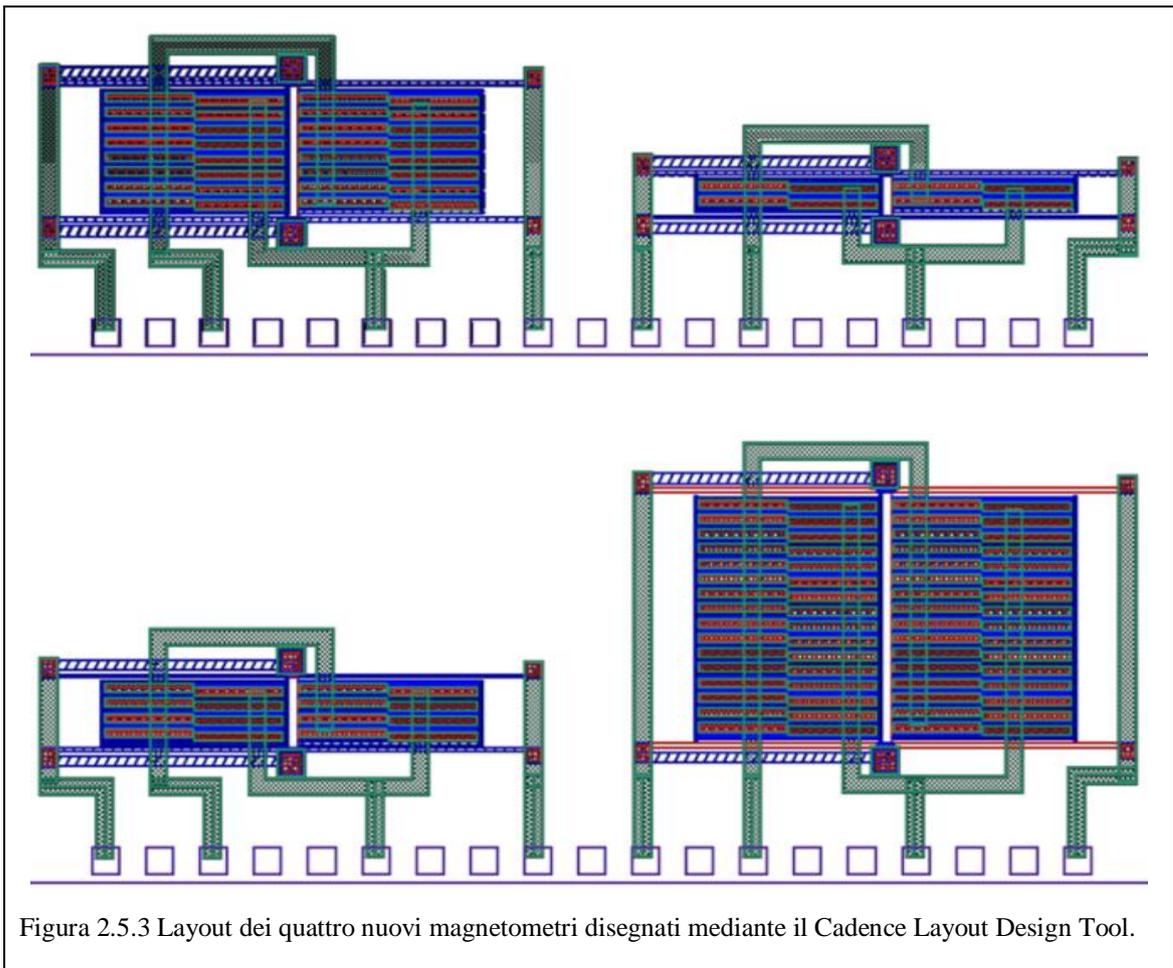


Figura 2.5.3 Layout dei quattro nuovi magnetometri disegnati mediante il Cadence Layout Design Tool.

Nella *Figura 2.5.3* sono riportati i quattro sensori, che hanno una sensibilità simulata di circa $4aF/\mu T$ per una corrente totale che scorre nelle molle di $1mA$.

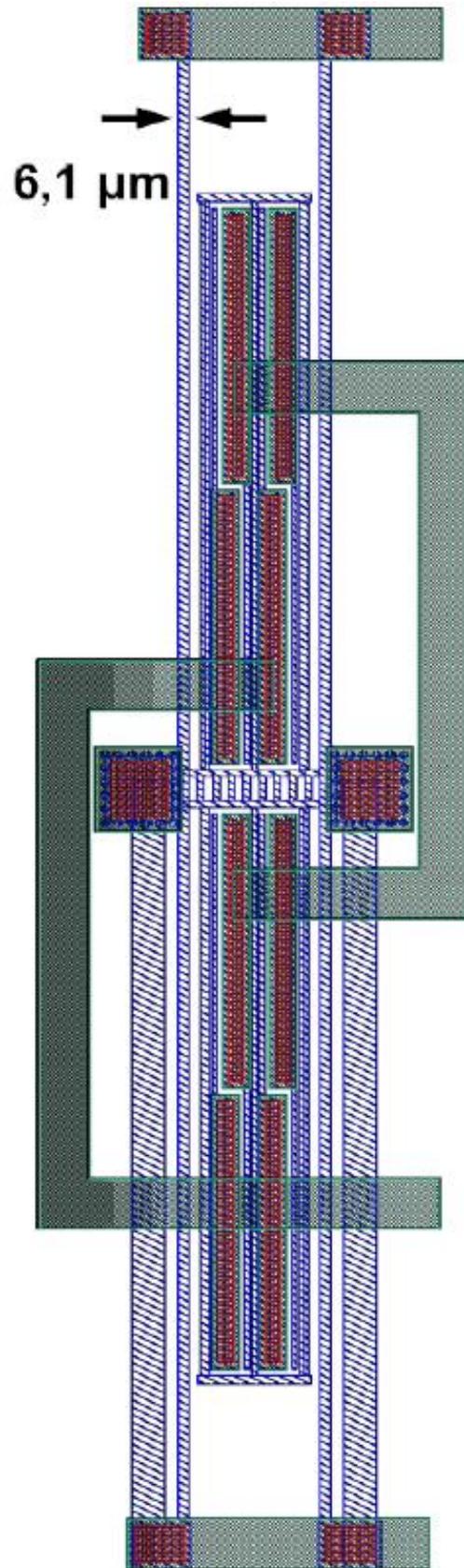


Figura 2.5.4 Design del magnetometro con 2 coppie di celle differenziali.

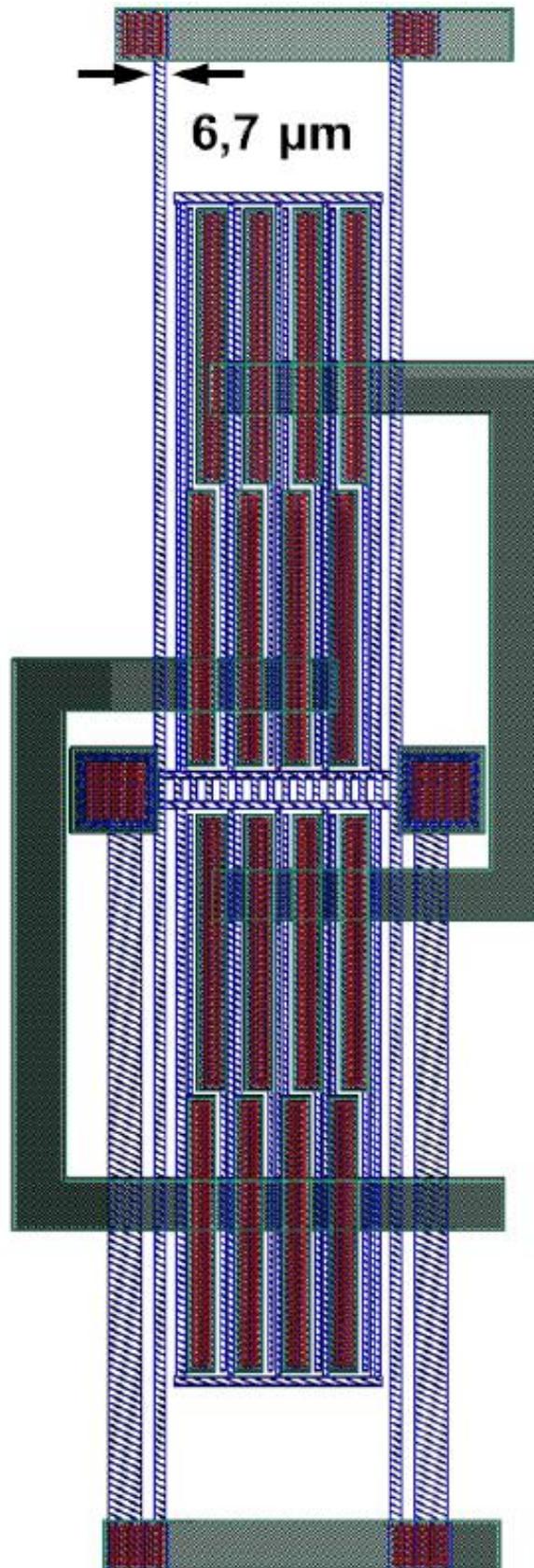


Figura 2.5.5 Design del magnetometro con 4 coppie di celle differenziali.

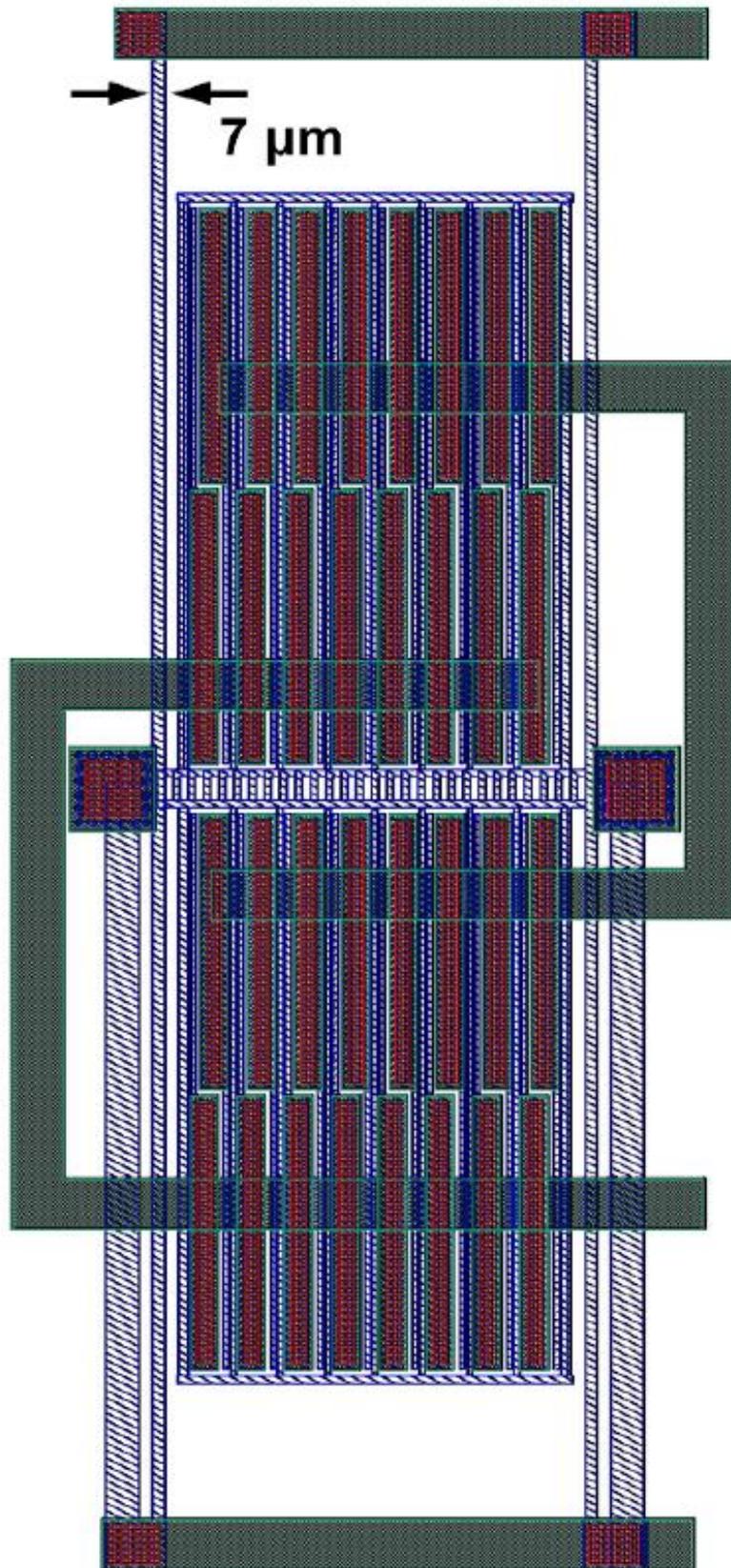


Figura 2.5.6 Design del magnetometro con 8 coppie di celle differenziali.

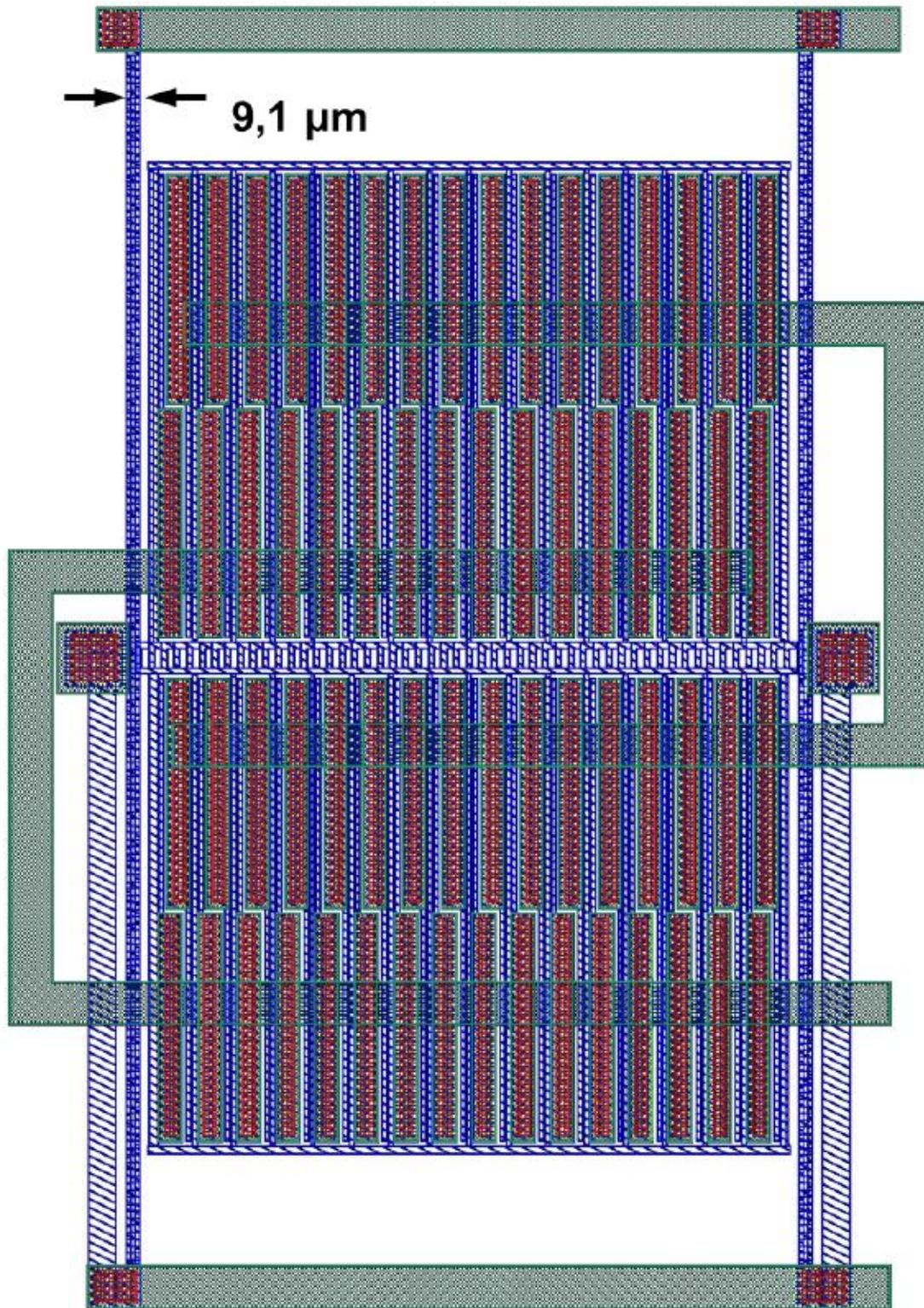


Figura 2.5.7 Design del magnetometro con 16 coppie di celle differenziali.

3. Elettronica di lettura e caratterizzazione per misure di capacità real-time

3.1. Introduzione alle tecniche di caratterizzazione

Uno degli aspetti che risultano essere più importanti nell'ambito dello sviluppo di sensori micro-elettromeccanici è senza dubbio la fase di testing degli stessi, per verificarne sperimentalmente le proprietà statiche e dinamiche, nonché verificare che i parametri caratteristici come il fattore di qualità e la pulsazione di risonanza siano effettivamente prossimi a quelli voluti in fase di design. La particolare tecnica di lettura [17] permette di leggere in tempo reale la variazione di capacità del sensore mems, con risoluzioni dell'ordine della frazione decimale di femtofarad.

La caratterizzazione del dispositivo avviene attraverso due fasi separate: nella prima si verifica che il dispositivo possa essere in grado di mostrare una variazione di capacità quando è soggetto ad una sollecitazione esterna, nella seconda si misurano i parametri ω_0 e Q che possono essere differenti da quelli voluti in fase di progetto a causa di variazioni nel processo di fabbricazione.

3.1.1. Tecnica di lettura real-time

Si consideri una struttura semplificata di mems a lettura capacitiva, come il parallel-plates descritto nel capitolo 2.1. Il sensore è rappresentato da una capacità variabile, la cui variazione dipende dallo spostamento delle strutture mobili a causa dell'effetto di una forza esterna. Un piatto del condensatore C_s è solidale con la massa mobile, mentre l'altro piatto è fisso. Nel caso della geometria a piatti piani paralleli, i due piatti si possono avvicinare o allontanare.

La posizione che assumono i due piatti, quindi la capacità del mems, può essere misurata considerando la corrente che scorre attraverso il condensatore C_S quando viene applicata una tensione V_S ai suoi capi:

$$i_S(t) = \frac{dQ_S(t)}{dt} = C_S(t) \cdot \frac{dV_S(t)}{dt} + V_S(t) \cdot \frac{dC_S(t)}{dt} \quad (3.1.1)$$

Se la tensione V_S applicata sulla capacità è costante, allora in secondo termine ci restituisce l'informazione riguardante la variazione di capacità, legata allo spostamento della massa mobile. Applicare una tensione costante tuttavia ha due principali svantaggi: il primo è l'impossibilità di leggere il valore della capacità assoluta del mems, ma solo una sua variazione; il secondo svantaggio è il fatto che la tensione V_S applicata ai capi del condensatore introduce una forza elettrostatica non voluta, proporzionale a V_S^2 , che può perturbare la struttura e quindi alterare la misura di capacità.

La soluzione trovata è stata di applicare un segnale sinusoidale di tensione, con una frequenza f_0 di qualche ordine di grandezza superiore alla frequenza di risonanza della struttura:

$$V_S(t) = V_{mm} \sin(2\pi f_0 t) \quad (3.1.2)$$

In tal modo la corrente che scorre tra i capi del condensatore è:

$$\begin{aligned} i_S(t) &= C_S(t) \cdot V_{mm} \cdot 2\pi f_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t) + V_{mm} \sin(2\pi f_0 t) \cdot \frac{dC_S(t)}{dt} \\ &\approx C_S(t) \cdot V_{mm} \cdot 2\pi f_0 \cdot \cos(2\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

Grazie al termine derivativo la corrente risulta proporzionale al prodotto tra la tensione applicata V_{mm} , alla frequenza f_0 , ed al valore della capacità $C_S(t)$. Il secondo termine dell'equazione (3.1.3) risulta infatti trascurabile rispetto al primo.

Tale tecnica porta ad avere due vantaggi. Si può infatti ridurre la tensione applicata sulla massa mobile in modo da ridurre gli effetti elettrostatici perturbativi introdotti con la misura, senza tuttavia perdere in risoluzione grazie al fattore legato alla frequenza del segnale f_0 .

Pertanto il segnale di corrente letto dall'elettronica di lettura, è un segnale ad alta frequenza modulato dalla variazione di capacità. Lo spettro in frequenza di tali variazioni ha una banda di qualche ordine di grandezza inferiore a f_0 .

La variazione della capacità viene quindi ricostruita dall'elettronica raddrizzando tale segnale ed operando una media. L'elettronica viene descritta nei paragrafi successivi.

3.1.2. Curva di caratterizzazione statica

Il controllo delle proprietà meccanico-statiche del dispositivo avviene sollecitando la massa mobile mediante una forza elettrostatica esterna ed osservando la variazione della capacità indotta. Si opera in regime quasi-statico: viene imposta una tensione, di forma a gradino, su uno dei due elettrodi fissi, che quindi agisce da attuatore, con un periodo di tempo necessario tra un incremento di tensione, tale da fare in modo che la massa mobile si assesti nella nuova posizione di equilibrio.

Si costruisce quindi un grafico con la tensione di attuazione V_{att} sulle ascisse ed in ordinata il valore di capacità letta con la tecnica esposta nel paragrafo 3.1.1. La curva che si ottiene è la una curva CV. Spesso viene considerata solo la variazione di capacità dal valore C_0 di riposo senza attuazione, essendo il dato più significativo.

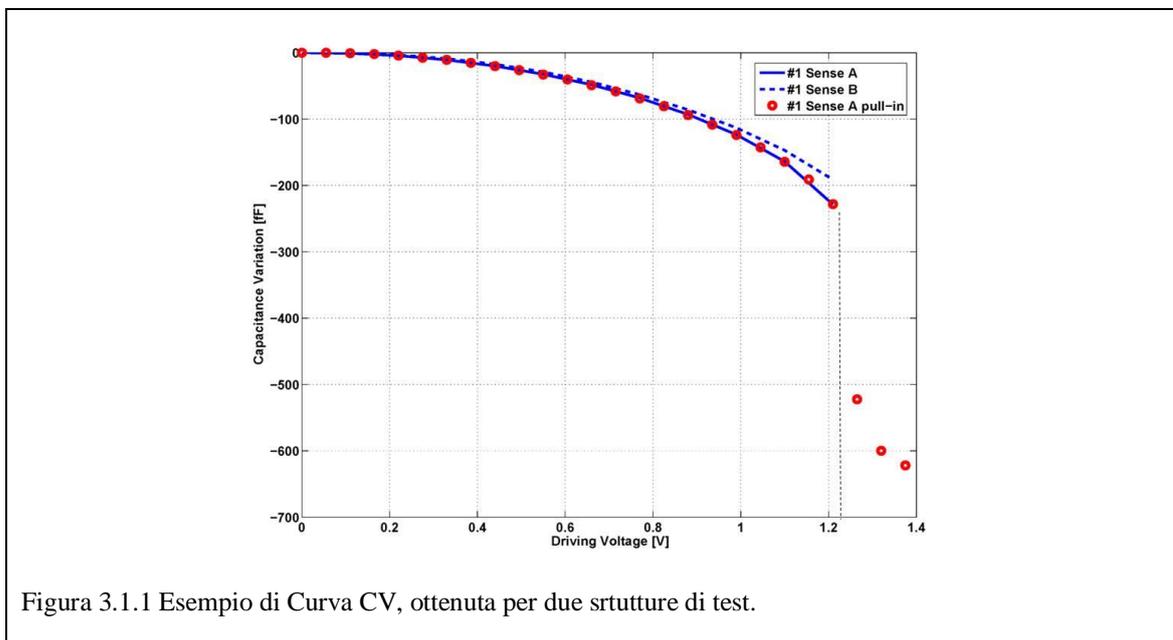


Figura 3.1.1 Esempio di Curva CV, ottenuta per due strutture di test.

Nella *Figura 3.1.1* è illustrato un esempio di curva ottenuta caratterizzando alcune strutture di test. A seconda del tipo di dispositivo e di come sono disposti gli elettrodi di attuazione rispetto a quelli di sensing, si possono ottenere variazioni negative o positive di capacità. Se l'elettrodo di attuazione, richiamando elettrostaticamente la massa mobile, fa allontanare quest'ultima dallo statore di

sensing, allora la curva presenta una variazione negativa di capacità. Al contrario se la massa mobile si avvicina all'elettrodo di sensing si osservano variazioni positive di capacità.

Per dispositivi nei quali esiste la tensione di pull-in, ovvero esiste una condizione per la quale la massa mobile si schianta contro lo statore, se il valore di tensione di attuazione si avvicina al valore della tensione di pull-in, la curva assume una pendenza, in modulo, di valore sempre maggiore, evidenziando quindi il fenomeno, e permettendo quindi di stimare tale tensione di pull-in.

3.1.3. Curva di caratterizzazione dinamica: lo smorzamento

Nella seconda fase si controllano le caratteristiche dinamiche del sensore, misurando frequenza di risonanza e coefficiente di damping. In questo caso il dispositivo viene attuato in maniera analoga al punto precedente ma questa volta come segnale di attuazione viene utilizzata un'onda quadra, con ampiezza tra zero ed un valore di tale da evitare il pull-in, alla frequenza di poche decine di Hertz. Il sistema massa-molla-smorzatore (capitolo 1.3) ha infatti due poli complessi coniugati, pertanto la sua risposta allo scalino presenta una sovraelongazione che dipende dal coefficiente di smorzamento del sistema ξ , che a sua volta è legato all'inverso del fattore di qualità Q secondo la relazione riportata in equazioni (1.3.36) e (3.1.7). La sovraelongazione massima percentuale rispetto al valore di regime è data dalla seguente espressione [18]:

$$S\% = 100 \cdot \exp\left(\frac{-\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right) = 100 \cdot \exp\left(\frac{-\pi}{\sqrt{4Q^2-1}}\right) \quad (3.1.4)$$

Maggiore è il fattore di qualità del sistema, maggiore risulta essere la sovraelongazione, pertanto occorre che la tensione di attuazione abbia un'ampiezza tale per cui, considerando anche la sovraelongazione, il valore di tensione che si sviluppa sulla massa mobile sia insufficiente ad innescare il fenomeno del pull-in. Come scelta conservativa si mantiene generalmente una tensione ridotta di circa un terzo rispetto al valore di pull-in.

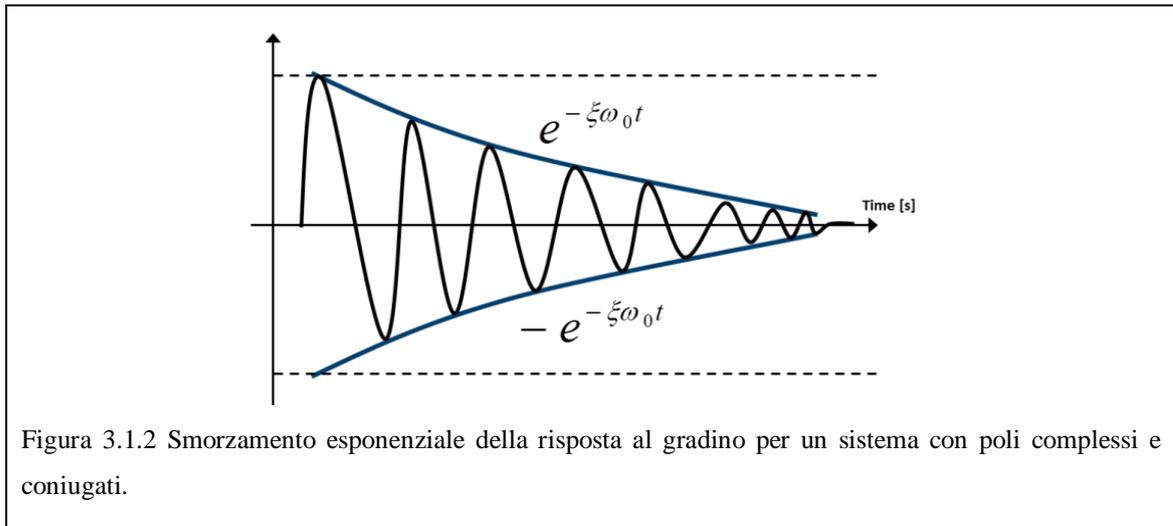


Figura 3.1.2 Smorzamento esponenziale della risposta al gradino per un sistema con poli complessi e coniugati.

Nella curva di caratterizzazione dinamica, ciò che si osserva è il comportamento che il sensore assume sulle transizioni veloci dei fronti di salita o discesa dell'onda quadra. Il comportamento del sistema è dato dalla seguente espressione:

$$\frac{C(t)}{C_\infty} = \left(1 - \frac{e^{-\xi\omega_0 t}}{\sqrt{1-\xi^2}} \cdot \sin\left(\omega_0 t \sqrt{1-\xi^2} + \arccos(\xi)\right) \right) \quad (3.1.5)$$

Pertanto il comportamento è oscillante dato dall'involuppo di un termine sinusoidale e di un termine esponenziale che tende a smorzare l'oscillazione verso il valore di regime, come in *Figura 3.1.2*. Da tale andamento si possono quindi misurare i parametri caratteristici secondo le formule riportate sotto:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{T} \quad (3.1.6)$$

$$Q = \frac{1}{2\xi} \quad (3.1.7)$$

La costante di tempo dell'involuppo esponenziale dell'oscillazione, indicata con τ , è:

$$\tau = \frac{1}{\xi \cdot \omega_0} = \frac{2Q}{\omega_0} \quad (3.1.8)$$

Nella *Figura 3.1.3* viene mostrato un esempio di curva ottenuta, nella quale sono ben visibili le oscillazioni smorzate.

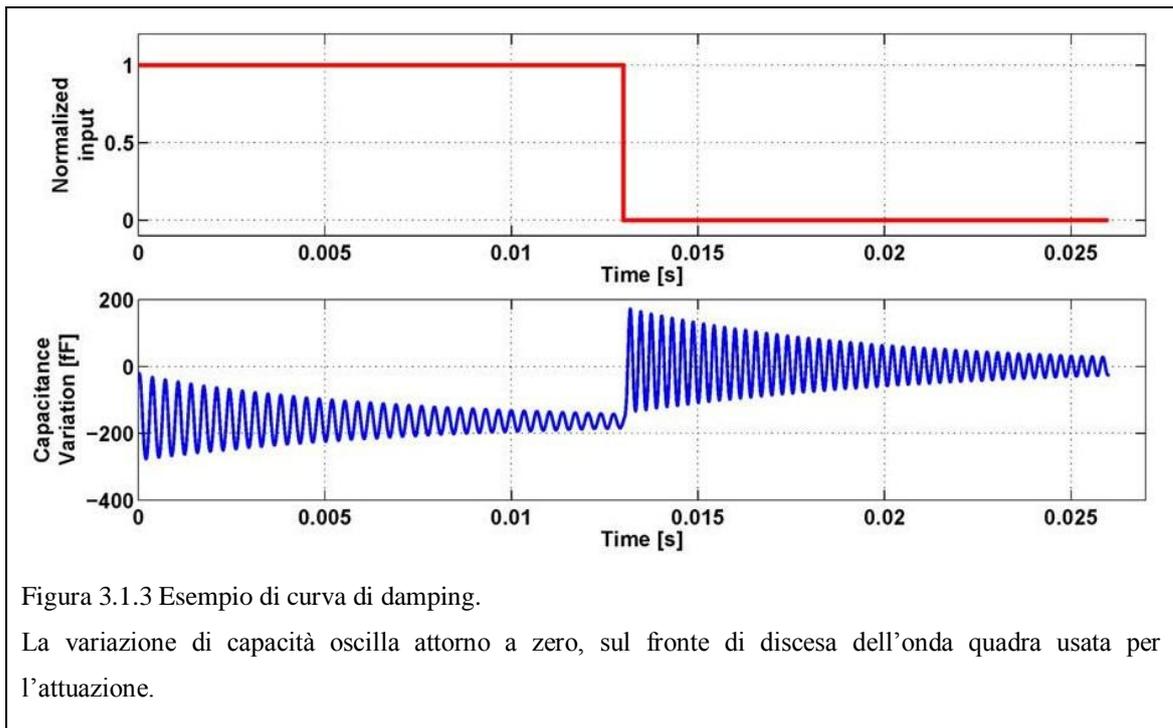


Figura 3.1.3 Esempio di curva di damping.

La variazione di capacità oscilla attorno a zero, sul fronte di discesa dell'onda quadra usata per l'attuazione.

Generalmente per questo tipo di prove sperimentali, si è soliti osservare maggiormente il fronte di discesa della tensione, in modo che la posizione di equilibrio attorno a cui oscilla il sistema sia quella in assenza di sollecitazioni esterne, in quanto entrambi gli statori si trovano a potenziale nullo. A tal proposito, al posto dell'onda quadra, viene spesso utilizzato un segnale a dente di sega, composto da un tratto a rampa con pendenza limitata, da una transizione ripida, e da un tratto piano a potenziale nullo.

Un'importante considerazione emerge da quanto esposto fin ora. Nel caso si voglia mantenere fisso il valore della pulsazione di risonanza, come richiesto dalle specifiche di STMicroelectronics per i nuovi magnetometri disegnati (capitolo 2.5), si deve tenere conto di un compromesso tra il fattore di qualità, responsabile di un incremento nella sensibilità del sensore quando si opera sollecitando in risonanza, ed il tempo complessivo di assestamento, che deve essere ragionevolmente dell'ordine di qualche decina di millisecondi.

3.2. Elettronica di lettura a bassa frequenza

La particolare tecnica di lettura esposta nel paragrafo 3.1.1, si basa sull'utilizzo di un segnale sinusoidale di test alla frequenza f_0 di qualche ordine di grandezza maggiore rispetto alla banda in frequenza della variazioni della capacità del sensore mems che si sta leggendo. Aumentando la frequenza di tale segnale è possibile aumentare la risoluzione dell'elettronica di lettura, consentendo di apprezzare variazioni di capacità anche dell'ordine delle centinaia di attofarad.

Riprendendo il lavoro svolto dal gruppo di ricerca sulla piattaforma di lettura, con segnale di test ad 1MHz [17], si è cercato di introdurre migliorie nello stadio raddrizzatore, per consentire un utilizzo più facile di tale piattaforma, eliminando la necessità di tarature da regolare ad ogni cambio di dispositivo. Successivamente è stata poi progettata una nuova elettronica di lettura, con l'obiettivo di operare con un segnale di test a più alta frequenza.

3.2.1. Scheda ad 1MHz

In *Figura 3.2.1* è riportato lo schema concettuale dell'elettronica di lettura sviluppata dal gruppo di ricerca precedentemente al lavoro di tesi [17]. La scheda opera con segnali di test sulla massa mobile dell'ordine delle centinaia di millivolt ed alla frequenza fissa di 1MHz.

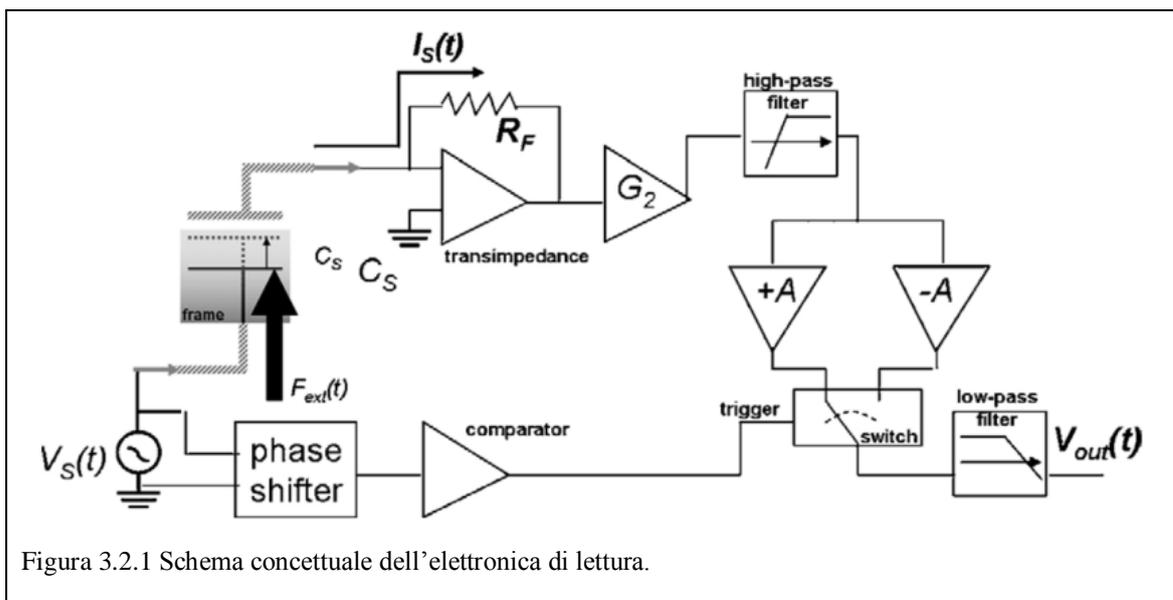


Figura 3.2.1 Schema concettuale dell'elettronica di lettura.

Come riportato nel paragrafo 3.1.1, il sensore mems è modellizzato da una semplice capacità. La massa mobile costituisce il piatto su cui viene applicato il segnale di test, mentre l'altro piatto sul quale è posto l'elettrodo di sensing, viene contattato alla terra virtuale di uno stadio a transimpedenza. La corrente che scorre da o verso l'armatura del condensatore viene trasformata in un segnale di tensione. Lo schematico viene riportato in *Figura 7.1.1*.

L'OP42 ha un GBWP di 10MHz ed è stata aggiunta una capacità da 47pF in parallelo alla resistenza da $R_f = 4,75k\Omega$ creando un primo filtraggio passa-basso alla frequenza di circa 712,9kHz. La perdita di segnale alla frequenza di 1MHz non è stata ritenuta importante. Il secondo stadio è un semplice stadio di guadagno invertente pari a $G_2 = -47$ all'uscita del quale è stato posto un filtro passa-alto del secondo ordine mediante l'utilizzo di elementi discreti: un condensatore da 10nF ed un induttore da 470μF. I due poli sono alla frequenza di circa 73kHz. Tale filtraggio consente di eliminare le componenti di rumore a bassa frequenza, come il rumore flicker, ed eventuali offset. Infine gli stadi di frontend, terminano con un buffer non invertente. Questa parte di elettronica non è stata modificata.

La seconda parte dell'elettronica provvede a raddrizzare il segnale e a fornire in uscita il valor medio, che è quindi proporzionale al valore della capacità in ingresso.

Indicando con G il guadagno complessivo dell'elettronica di frontend, con R_f la resistenza di feedback dello stadio a transresistenza, la tensione in uscita è:

$$V_{out_{frontend}}(t) = G \cdot R_f \cdot C_s(t) \cdot V_{mm} \cos(2\pi f_0 t) \cdot 2\pi f_0 \quad (3.2.9)$$

Il valor medio di un segnale sinusoidale raddrizzato a doppia semionda è:

$$\begin{aligned} \overline{V_{medio}} &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} f(t) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{+T/2} |A \sin(2\pi f_0 t)| \cdot dt = \frac{2A}{\pi} \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

Quindi in uscita dalla scheda di lettura otteniamo un segnale pari a:

$$\overline{V_{out}} = 4 \cdot f_0 \cdot G \cdot R_f \cdot C_s(t) \cdot V_{mm} \quad (3.2.11)$$

Il valor medio varia proporzionalmente alla variazione della capacità del sensore. Nella versione esistente il raddrizzatore è stato creato mediante l'utilizzo di uno switch SPDT (*Single-Pole Double-Throw*), il MAX333A. Il commutatore è comandato dal piedino 1 e cortocircuita alternativamente i piedini 2 o 4 al piedino 3, che è quindi il terminale di uscita. Il segnale ad alta frequenza da raddrizzare viene precedentemente mandato sul piedino di ingresso 2 non invertito, mentre giunge sul piedino 4 invertito di segno. In questo modo, facendo commutare lo switch in fase con il segnale alla frequenza di 1MHz, in uscita si ottiene un segnale raddrizzato a doppia semionda, dato che viene selezionata prima l'ansa positiva del segnale sul primo ingresso e poi l'ansa negativa invertita sul secondo ingresso.

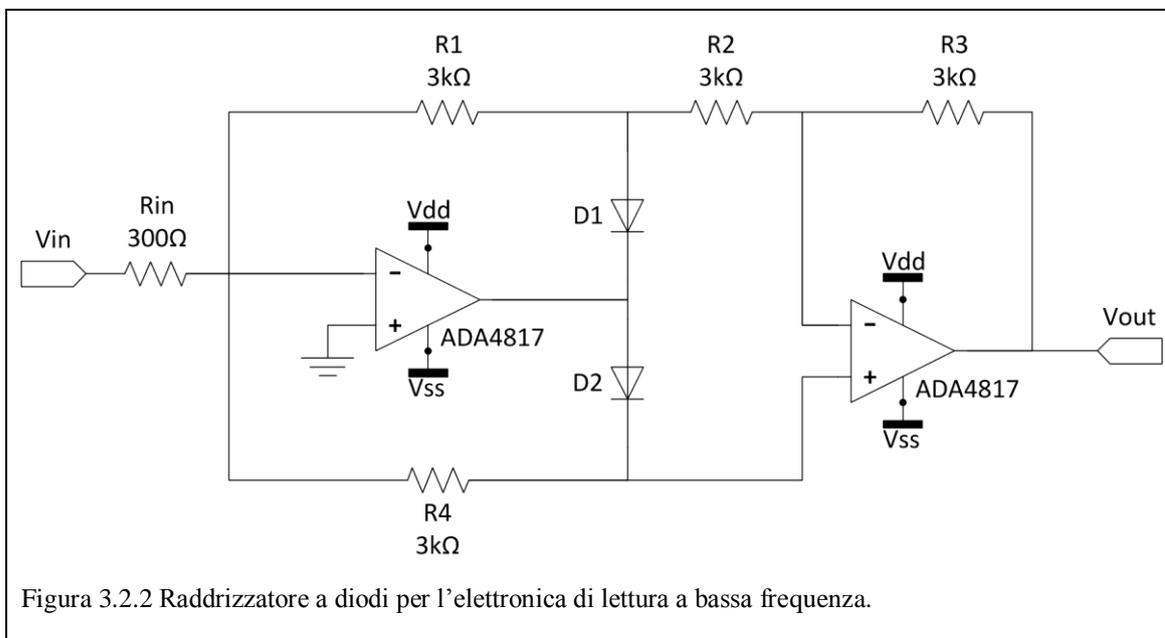
Particolare attenzione è posta sul segnale che pilota lo switch che deve essere sincronizzato al segnale in uscita dagli invertitori invertenti e non. Per fare ciò viene letto il segnale ad alta frequenza e creato un segnale ad onda quadra con un semplice comparatore l'integrato LM311, necessario per pilotare la commutazione dello switch. Tale segnale viene preventivamente sincronizzato mediante un circuito sfasatore. La taratura di questo stadio deve essere svolta ogni qualvolta si decida di cambiare il sensore da leggere, dato che un valore diverso di C_S crea uno sfasamento differente del segnale che giunge in ingresso allo switch.

Lo stadio finale è costituito da un filtro passa-basso del secondo ordine, realizzato con componenti discreti alla frequenza di $7,57kHz$. La frequenza di tale filtro è stata dimensionata in modo da lasciare inalterata tutta la banda del sensore.

L'alimentazione è duale a $\pm 5V$.

3.2.2. Raddrizzatore a diodi

Una significativa miglioria introdotta sulla piattaforma di caratterizzazione a bassa frequenza è stata l'introduzione di una nuova elettronica per raddrizzare il segnale.



Il raddrizzatore è stato implementato mediante l'uso di due diodi in retroazione, nella particolare configurazione di *Figura 3.2.2*, dove le resistenze R_1 , R_2 , R_3 e R_4 assumono tutte lo stesso valore R . Quando in ingresso si presenta l'ansa positiva, il diodo D_1 è acceso mentre D_2 è spento. Il circuito è equivalente alla cascata di due buffer invertenti di cui il primo con guadagno 10 ed il secondo con guadagno unitario:

$$V_{out} = V_{in} \left(-\frac{R_1}{R_{in}} \right) \left(-\frac{R_3}{R_2} \right) = +\frac{R}{R_{in}} \cdot V_{in} \quad (3.2.12)$$

Quando invece in ingresso si presenta l'ansa negativa della sinusoide, il comportamento dei due diodi è ribaltato. Si consideri lo schematico di *Figura 3.2.3*. Il primo stadio è ancora un buffer invertente dove la resistenza equivalente di reazione è pari al parallelo tra R_4 e $R_1 + R_2$ grazie alla reazione negativa del secondo operazionale che mantiene la tensione ai capi dei piedini positivo e negativo uguale:

$$R_{eq} = R_4 \parallel (R_1 + R_2) = \frac{2}{3} \cdot R \quad (3.2.13)$$

Quindi in uscita dal primo operazionale si ha:

$$V_0 = -\frac{2}{3}R \cdot \frac{V_{in}}{R_{in}} = V_{+2} = V_{-2} \quad (3.2.14)$$

La corrente che scorre nella resistenza R_3 è quindi pari a:

$$\begin{aligned} i_{R_3} = i_{(R_1+R_2)} &= \frac{V_0}{R_1 + R_2} = \frac{V_0}{2R} = -\frac{2}{3}R \cdot \frac{V_{in}}{R_{in}} \cdot \frac{1}{2R} = \\ &= -\frac{1}{3} \frac{V_{in}}{R_{in}} \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Quindi la tensione in uscita dal circuito raddrizzatore è:

$$\begin{aligned} V_{out} &= R_3 \cdot i_{R_3} + V_0 = \\ &= R \cdot \left(-\frac{1}{3} \frac{V_{in}}{R_{in}}\right) - \frac{2}{3}R \cdot \frac{V_{in}}{R_{in}} = -\frac{R}{R_{in}} \cdot V_{in} \end{aligned} \quad (3.2.16)$$

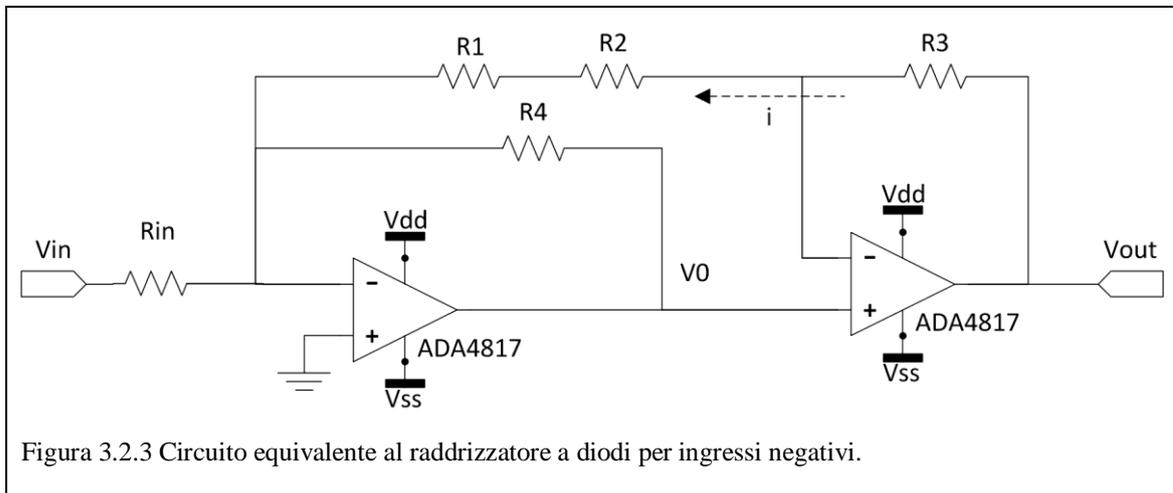


Figura 3.2.3 Circuito equivalente al raddrizzatore a diodi per ingressi negativi.

L'operazionale è stato scelto soprattutto per le ottime prestazioni di rumore, in previsione del suo utilizzo nell'elettronica di frontend ad alta frequenza. Vengono di seguito riportate alcune caratteristiche significative dell'ADA4817 [19]:

- $GBWP = 410MHz$
- $I_{offset_{max}} = 2mV$
- $\bar{I}_n = 2.5 \frac{fA}{\sqrt{Hz}}$
- $I_{bias_{max}} = 20pA$
- $\bar{V}_n = 4 \frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
- $I_{max} = 40mA$
- $SR = 870 \frac{V}{\mu s}$
- Output Voltage Swing: $(-V_s + 1.4) < V_{out} < (+V_s - 1.3)$
- Unity Gain Stable

Come si può notare non è un operativo rail-to-rail in uscita, tuttavia i segnali che giungono in uscita non raggiungono il limite della dinamica. I diodi usati sono diodi schottky BAT62 prodotti da Siemens [20].

La modifica effettuata allo schema del raddrizzatore, con l'introduzione della nuova configurazione circuitale, ha permesso di avere tre immediati vantaggi. Il primo consiste nel fatto che il nuovo circuito raddrizzatore non necessita di alcuna regolazione sullo sfasamento, come invece necessario nella precedente configurazione, in quanto la topologia di schema in esame lavora direttamente sull'onda sinusoidale in ingresso.

Il secondo vantaggio è l'assenza di un segnale di sincronizzazione esterno, che nella precedente versione era anch'esso alla frequenza di 1MHz , rendendo di fatto il setup finale più semplice.

Il terzo vantaggio è la minor complessità circuitale, che comporta un minor numero di componenti e quindi la possibilità di realizzare una scheda di dimensioni finali ridotte, oltre ovviamente alla eliminazione di possibili fonti di rumore elettronico.

3.2.3. Lettura a due canali

Un'ulteriore modifica alla configurazione originale è stata l'implementazione della piattaforma di lettura e caratterizzazione dei mems, per dispositivi in package, quindi per sensori da leggere non mediante la probe station in camera pulita, ma mediante pratiche schede PCB sulle quali bondare direttamente il chip. Le schede così ottenute si inseriscono mediante opportuni connettori. Un layout di una scheda PCB usata per magnetometri mems è mostrata in visibile in *Figura 3.2.3*.

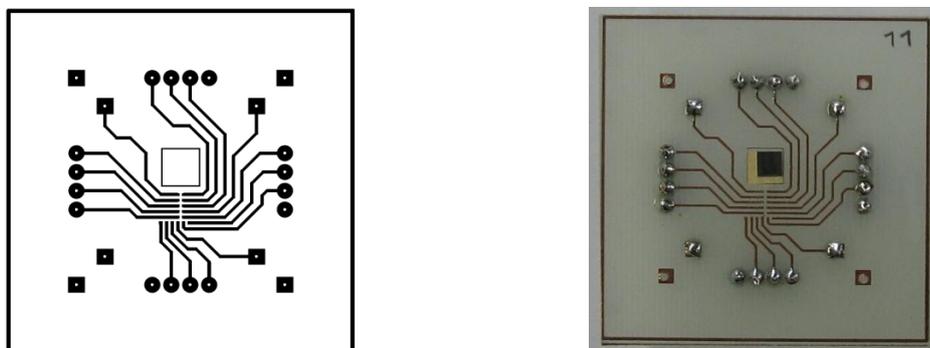


Figura 3.2.4 Esempio di scheda PCB per il bonding del mems.

A tal proposito è stato definito un layout standard, definendo la funzione per ciascun piedino in modo da uniformare l'utilizzo della piattaforma per più dispositivi. La forma quadrata e simmetrica è stata scelta per ottimizzare l'utilizzo, consentendo di leggere 4 dispositivi, uno per volta, da una stessa scheda.

Infine è stata replicata tutta l'elettronica di lettura, realizzando la copia sulla stessa board, per permettere di leggere il sensore da due differenti elettrodi di sensing contemporaneamente, qualora il dispositivo lo consenta, attuandolo quindi su un terzo elettrodo. In *Figura 3.2.5* è visibile un'immagine del setup di caratterizzazione a bassa frequenza.

3.2.4. Misure sperimentali e caratterizzazione della scheda

Una volta realizzata la PCB, la fase successiva è stata di testare e caratterizzare la scheda, estrapolando il coefficiente di conversione tra la tensione letta in uscita dal filtro passabasso dello stadio finale, memorizzato dalla scheda di acquisizione, e la variazione di capacità del sensore.

Fissata la frequenza del segnale di test da applicare sulla massa mobile, fissata una capacità di test, esiste infatti una diretta proporzionalità tra il valor medio dell'onda sinusoidale raddrizzata, acquisita da un'opportuna scheda di acquisizione, ed il segnale di ingresso, applicato ai capi di tale capacità di test di valore costante, come riportato in equazione (3.2.11).

Il coefficiente di proporzionalità è stato estrapolato dai dati e utilizzato per conoscere la variazione di capacità, sapendo la frequenza, i valori di tensione in ingresso e quelli in uscita. Per ottenere tale coefficiente è stata quindi effettuata una serie di misure, riportando il valore di tensione letto in uscita da oscilloscopio, al variare dell'ampiezza del segnalino in ingresso, ripetendo tutto ciò per molteplici capacità discrete poste in ingresso.

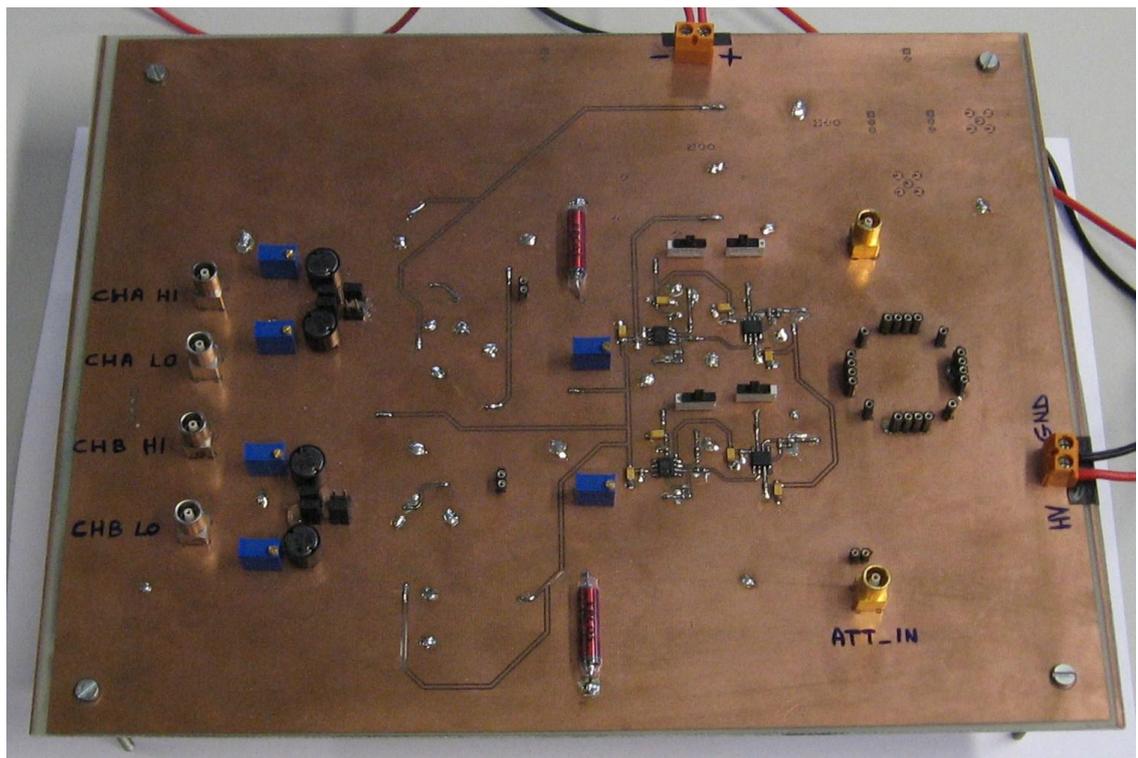


Figura 3.2.5 Fotografia della scheda PCB dell'elettronica di lettura a bassa frequenza con le modifiche apportate.

Le capacità fisse sono state precedentemente misurate mediante un capacimetro da banco, di valore compreso tra qualche centinaio di femtofarad e qualche unità di picofarad, valori che ragionevolmente approssimano le capacità assolute di un mems. In *Figura 3.2.6* sono riportati i dati ottenuti.

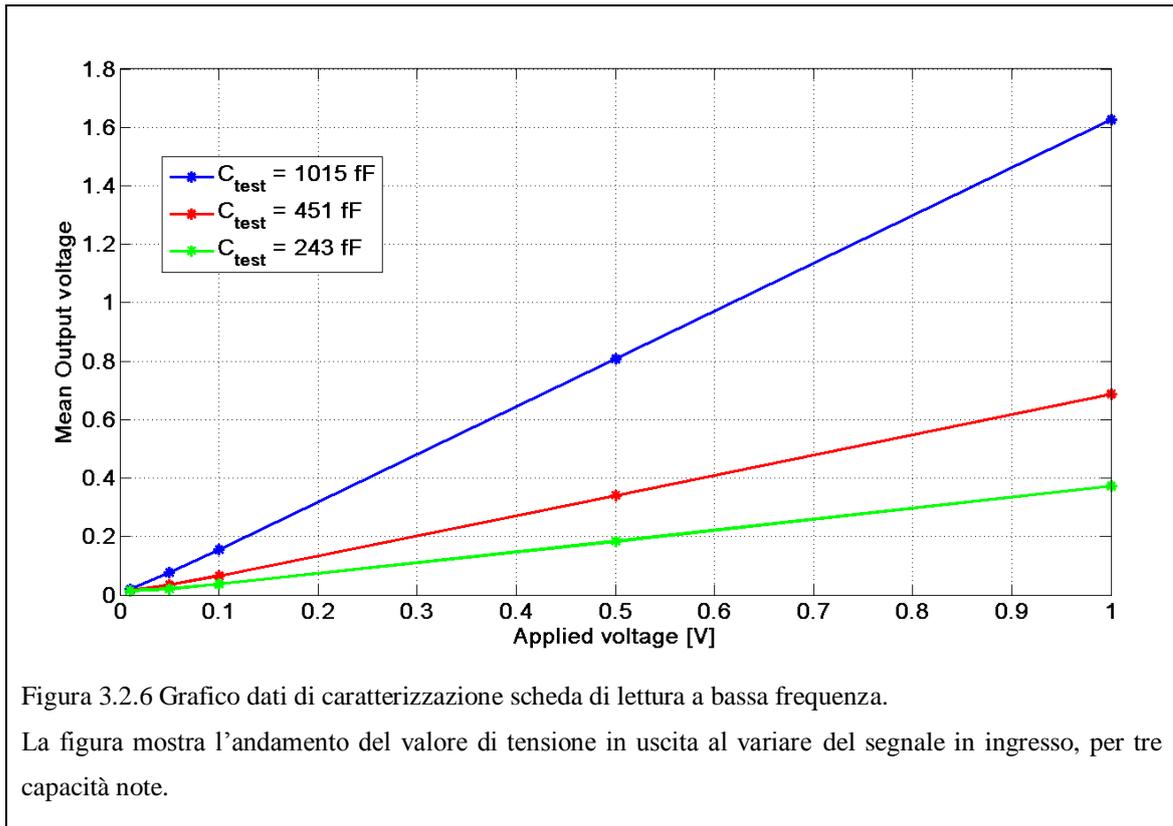
Semplificando la relazione tra uscita ed ingresso si ottiene una relazione lineare:

$$V_{out} = \alpha \cdot (C_0 + C_{par}) \cdot V_{in} \quad (3.2.17)$$

La capacità C_0 rappresenta il valore della capacità del sensore, mentre C_{par} è la capacità parassita che inevitabilmente si presenta in parallelo alla struttura di test. Essa infatti è causata in primo luogo dai connettori utilizzati per inserire le schede sulle quali sono stati precedentemente bondati i sensori, oltre alle stesse piste realizzate per portare i segnali della scheda. La capacità parassita stimata, ottenuta interpolando i dati di linearità mediante una retta e osservando l'intercetta, è di circa $450fF$.

Una volta a conoscenza del coefficiente α è possibile ricavare facilmente la capacità assoluta del mems e quindi la sua variazione dalla posizione iniziale.

Per provare la bontà della nuova elettronica di lettura a bassa frequenza rispetto alla versione con raddrizzatore realizzato mediante gli switch, è stato utilizzato uno stesso sensore per realizzare molteplici curve di caratterizzazione statica al variare della tensione di test. I sensori utilizzati sono particolare strutture di test realizzate in modo da avere variazioni di capacità di ordini di grandezza differenti, da poche unità a qualche decina di femtofarad.



Come visibile in *Figura 3.2.7* le variazioni di capacità ottenute sono sovrapponibili per entrambe le schede, anche modificando l'ampiezza della tensione del segnale di test in ingresso. Al variare infatti dell'ampiezza di tale segnale, il rapporto tra segnale in uscita e quello in ingresso deve restituire la medesima variazione di capacità. Nella *Figura 3.2.8* vengono riportati i risultati per una prova analoga realizzata con una struttura mems di test che presenta variazioni di capacità minori. In tal caso sono stati utilizzati segnali di test di ampiezza maggiore per poter ottenere in uscita dalle schede segnali apprezzabili dall'elettronica di lettura.

Con le stesse due strutture di test sono state poi effettuate molteplici curve di damping, con segnali di test di ampiezza variabile, ottenendo ancora una volta risultati

congruenti. La *Figura 3.2.9* mostra i risultati per il sensore di test con maggiore variazione di capacità, mentre la *Figura 3.2.10* riporta i risultati per la struttura di test con una ridotta variazione. In entrambi i casi le due schede si comportano in maniera analoga.

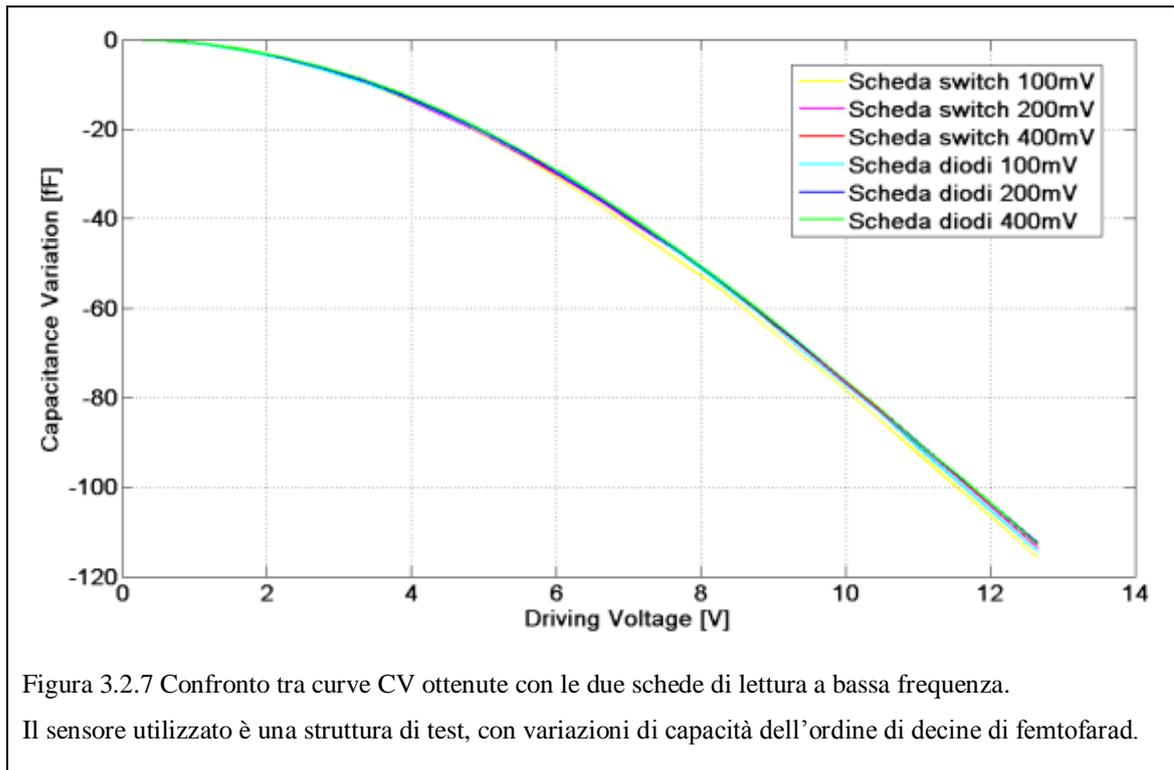


Figura 3.2.7 Confronto tra curve CV ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza.

Il sensore utilizzato è una struttura di test, con variazioni di capacità dell'ordine di decine di femtofarad.

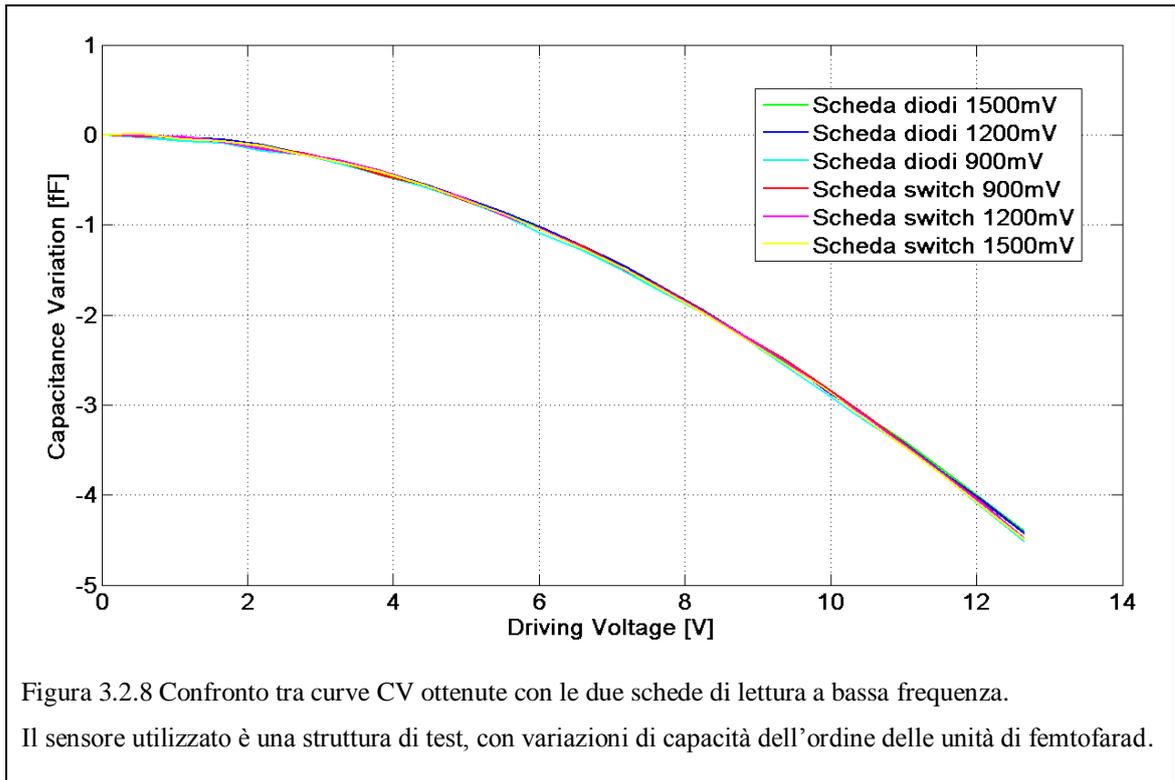


Figura 3.2.8 Confronto tra curve CV ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza. Il sensore utilizzato è una struttura di test, con variazioni di capacità dell'ordine delle unità di femtofarad.

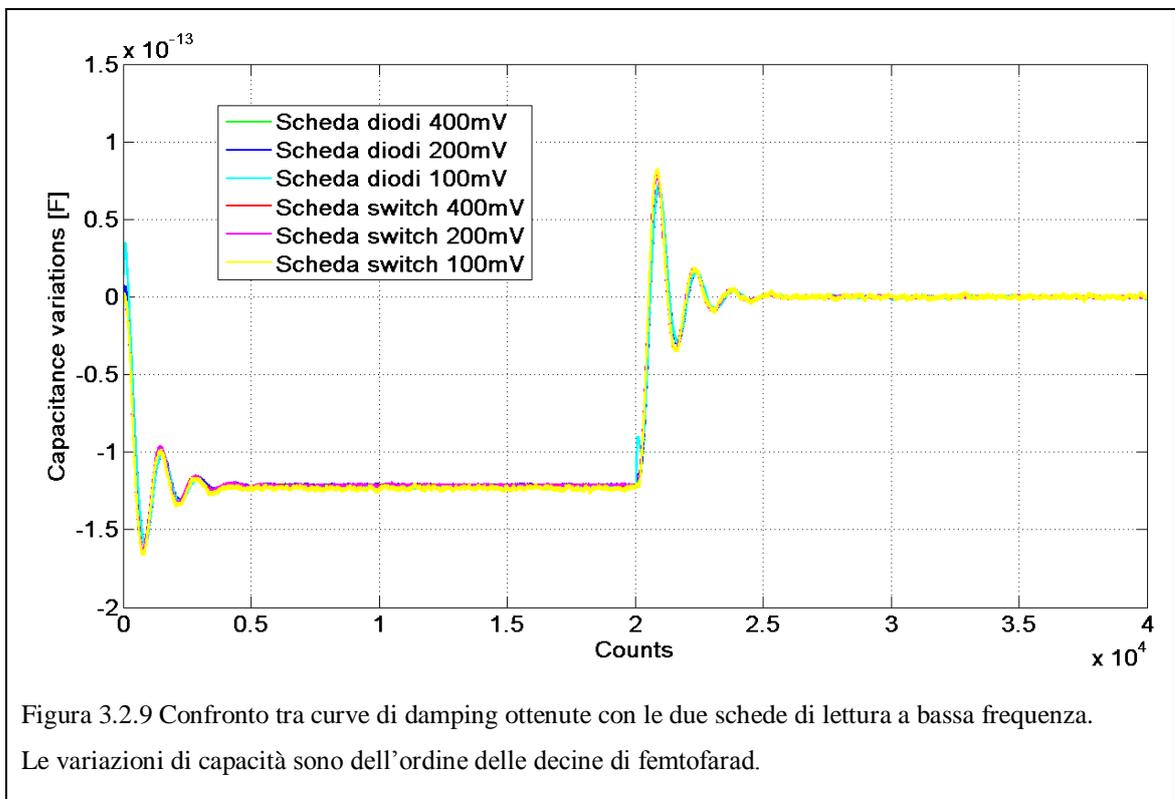


Figura 3.2.9 Confronto tra curve di damping ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza. Le variazioni di capacità sono dell'ordine delle decine di femtofarad.

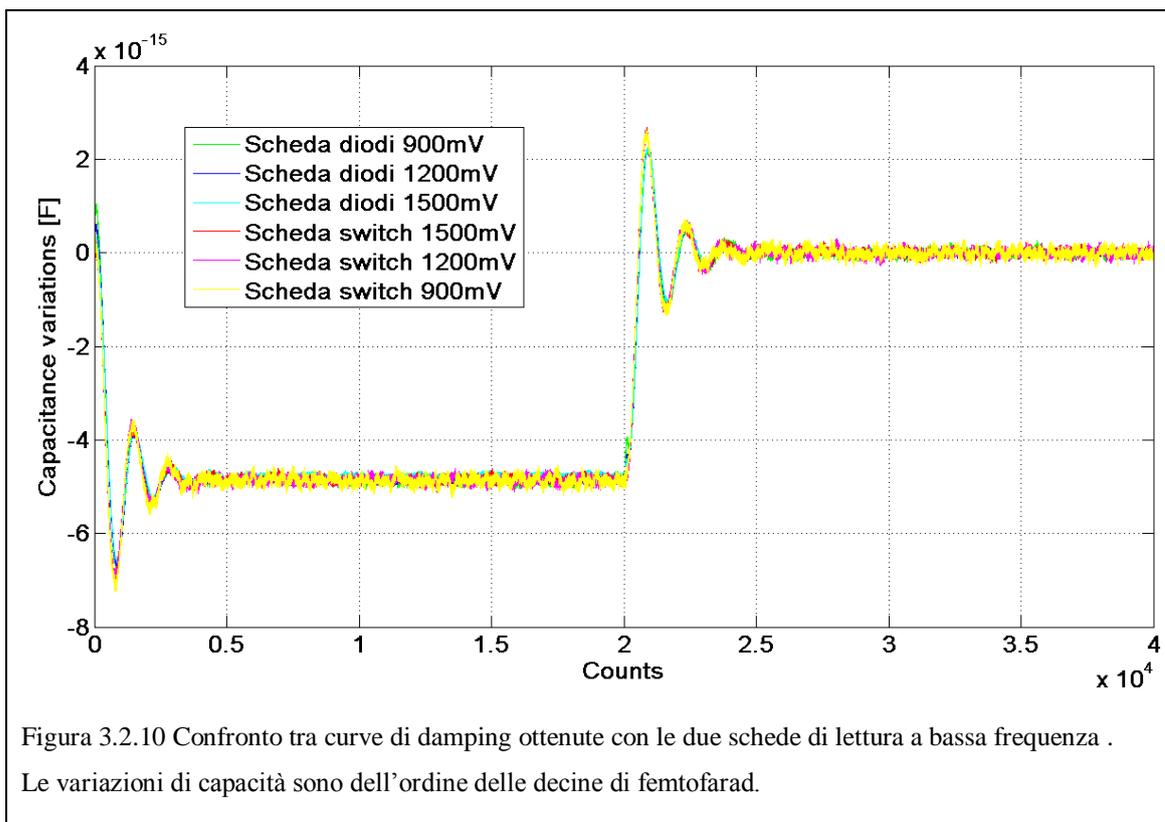


Figura 3.2.10 Confronto tra curve di damping ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza .
Le variazioni di capacità sono dell'ordine delle decine di femtofarad.

3.3. Elettronica di lettura ad alta frequenza

3.3.1. Vantaggi della nuova elettronica

Come risulta dalle trattazioni effettuate nei paragrafi precedenti, per poter apprezzare piccole variazioni di capacità è necessario imporre sulla massa mobile del sensore un segnale in tensione, di test, ad alta frequenza. Aumentare la frequenza di tale segnale porta ad ottenere sensibilità maggiori, dato che è possibile leggere variazioni più piccole di capacità. In questa fase della tesi, l'obiettivo è stato la realizzazione pratica di un primo prototipo di piattaforma di lettura real-time a basso rumore per dispositivi mems, con segnali di test a più alta frequenza.

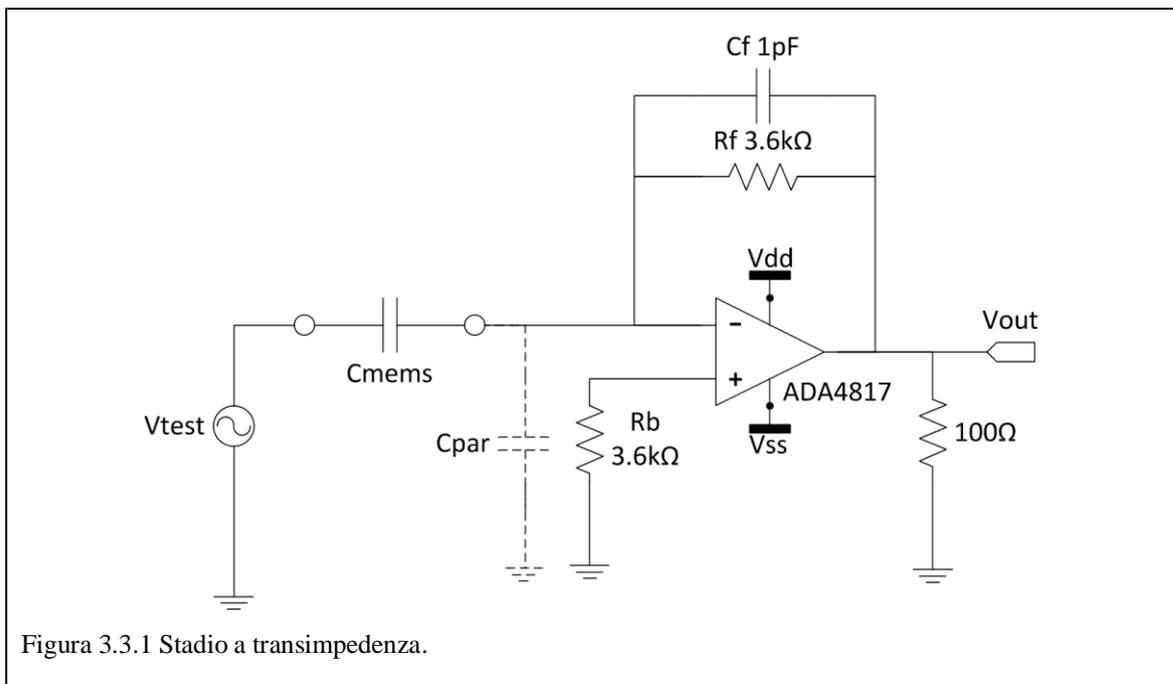
Vi è tuttavia un ulteriore significativo vantaggio, spiegato di seguito. La caratterizzazione di un dispositivo avviene attuandolo con un segnale a gradino. Tale attuazione simula la presenza di una forza esterna. Utilizzando invece il sensore come trasduttore, quindi leggendo la variazione di capacità effettivamente causata da una forza esterna, viene utilizzata la stessa tecnica di lettura, imponendo sulla massa mobile un segnale a frequenza elevata. Alcuni dispositivi vengono tuttavia utilizzati a risonanza, per aumentare la sensibilità del fattore Q , come spiegato nel capitolo 1.3. Ciò significa che la massa mobile viene fatta oscillare alla sua frequenza di risonanza, attorno alla sua posizione di equilibrio. Nel caso di magnetometri ciò lo si ottiene imponendo una corrente sinusoidale nelle molle, originando, in presenza di un campo magnetico, una forza di Lorentz anch'essa sinusoidale. Per leggere tale variazione si impone ancora un segnale di test sulla massa mobile ma appare evidente che la sua frequenza deve risultare almeno di un ordine di grandezza più elevata di quella di risonanza.

Utilizzando segnali di test ad 1MHz si possono leggere variazioni di capacità per dispositivi con frequenze di risonanza inferiori a 100kHz. Appare evidente che aumentare tale limite risulta essere un notevole vantaggio perché permette di testare nuovi dispositivi. L'obiettivo è stato quindi di aumentare la frequenza di test almeno di un fattore 20.

Un ultimo vantaggio ad utilizzare frequenze di test più elevate è la possibilità a pari sensibilità di utilizzare un segnale di test di ampiezza inferiore, perturbando il meno possibile il sistema.

3.3.2. Lo stadio a transimpedenza

Lo schema circuitale completo del setup di lettura è riportato in appendice, dove vengono indicate anche le capacità di decoupling per gli operazionali utilizzati e che non vengono invece riportate negli schematici parziali per non complicarne la lettura. La scheda è alimentata a $\pm 5V$. In analogia alla versione a bassa frequenza, il primo stadio è ancora uno stadio a transimpedenza. La scelta dell'operazionale si è rivelata cruciale per le prestazioni della scheda [21].



È stato scelto l'ADA4817 per le sue ottime prestazioni di rumore e per il suo prodotto guadagno banda elevato [19]. Operando con segnali ad alta frequenza sono emerse tuttavia notevoli difficoltà legate alle capacità parassite tra il piedino invertente di ingresso dell'operazionale e massa. Tali capacità infatti sono determinanti per le prestazioni dello stadio.

Si consideri lo schema semplificato di *Figura 3.3.1*. C_{mems} è la capacità equivalente del sensore mems, C_F è la capacità di reazione, R_F la resistenza di reazione, mentre con C_{par} viene considerata la somma di tutte le capacità parassite

viste tra il piedino negativo e massa. Indicando con β la partizione del segnale di uscita in retroazione sull'operazionale si ha:

$$\frac{1}{\beta} = \frac{1 + sR_F(C_F + C_{mems} + C_{par})}{1 + sC_F R_F} \quad (3.3.18)$$

La banda ad anello chiuso dello stadio è quindi data dalla seguente espressione:

$$f^* = \frac{GBWP}{\frac{1}{\beta_{HF}}} = \frac{GBWP}{1 + \frac{C_{mems} + C_{par}}{C_F}} \quad (3.3.19)$$

Mentre la banda del guadagno ideale è pari a:

$$f_{id} = \frac{1}{2\pi C_F R_F} \quad (3.3.20)$$

Affinché $f^* > f_{id}$ si ottiene:

$$C_{par} < (2\pi C_F R_F GBWP - 1)C_F - C_{mems} \quad (3.3.21)$$

Sostituendo i valori utilizzati nella configurazione finale risulta che la somma delle capacità parassite non deve superare poche unità di picofarad. Per tale motivo si è scelto di avvicinare il più possibile il primo stadio di lettura al dispositivo mems, creando le schede per il bonding diretto, adottato poi anche nella configurazione a due canali della scheda di lettura a bassa frequenza.

È stata inoltre presa in considerazione l'utilizzo di un diverso operazionale decompensato, l'OPA657 [22], realizzando una schedina di prova e verificando il funzionamento con capacità di valore fisso in ingresso. Dai dati di linearità ottenuti, visibili in *Figura 3.3.2*, si è preferito l'utilizzo dell'ADA4817, che ha prestazioni di rumore migliori.

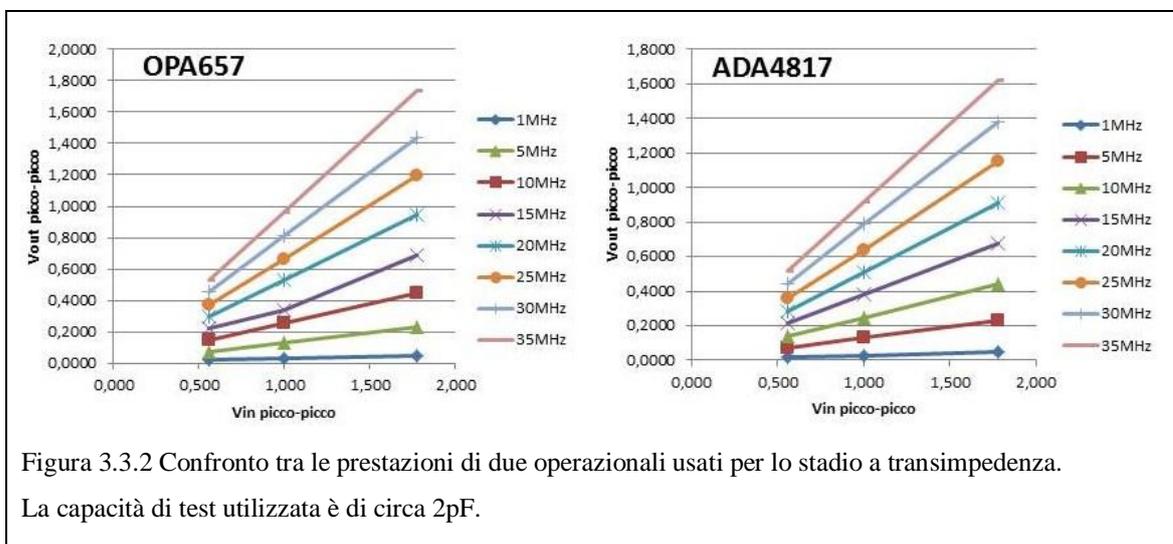


Figura 3.3.2 Confronto tra le prestazioni di due operazionali usati per lo stadio a transimpedenza. La capacità di test utilizzata è di circa 2pF.

Nella configurazione finale è stata inserita la resistenza R_B di compensazione delle correnti di bias, di valore pari a R_F in modo tale da ridurre il più possibile l'offset in uscita dal primo stadio. Il successivo stadio di guadagno infatti amplifica anche il segnale di offset, quindi è opportuno ridurre tale valore. Purtroppo la presenza della resistenza R_B peggiora leggermente le prestazioni di rumore. Di seguito sono infatti riportati i calcoli di rumore in uscita dal primo stadio espressi in spettri di rumore:

$$V_n : \quad S_{out} = \left(1 + \frac{sC_S R_F}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot S_{V_n} = \left(\frac{1 + sR_F(C_S + C_F)}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot S_{V_n} \quad (3.3.22)$$

$$R_B : \quad S_{out} = \left(\frac{1 + sR_F(C_S + C_F)}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot 4K_B T \cdot R_B \quad (3.3.23)$$

$$I_{n+} : \quad S_{out} = \left(\frac{1 + sR_F(C_S + C_F)}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot R_B^2 \cdot S_{I_{n+}} \quad (3.3.24)$$

$$I_{n-} : \quad S_{out} = \left(\frac{R_F}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot S_{I_{n-}} \quad (3.3.25)$$

$$R_F : \quad S_{out} = \left(\frac{R_F}{1 + sC_F R_F}\right)^2 \cdot \frac{4K_B T}{R_F} \quad (3.3.26)$$

Come si può vedere, il contributo di rumore dato dalla resistenza R_B è di valore confrontabile a quello di tensione dell'operazionale. Quindi il rumore totale in uscita è:

$$\begin{aligned} \overline{V_n^2} \approx & \left(\frac{C_S + C_F}{C_F}\right)^2 (S_{V_n} + 4K_B T R_B + R_B^2 \cdot S_{I_{n+}}) \cdot f^* \\ & + R_F^2 \cdot \left(S_{I_{n-}} + \frac{4K_B T}{R_F}\right) \cdot \frac{\pi}{2} f_{id} \end{aligned} \quad (3.3.27)$$

Il valore medio del rumore in uscita è di qualche centinaia di microvolt.

Infine, per consentire di raggiungere prestazioni elevate, è stata inserita una resistenza di carico da 100Ω , come suggerito dal datasheet dell'operazionale.

Per le capacità di disaccoppiamento dell'operazionale, sono state utilizzate per ciascuna alimentazione, una capacità ceramica da $100nF$ ed una al tantalio da $10\mu F$.

3.3.3. Lo stadio di guadagno

La seconda parte dell'elettronica di frontend ad alta frequenza è lo stadio di guadagno, necessario per poter ottenere in uscita segnali in tensione dell'ordine delle centinaia di millivolt. In *Figura 3.3.3* è visibile lo schema circuitale adottato. Volendo un guadagno di qualche decina, per segnali di frequenza di qualche decina di megahertz,

si è cercato un operazionale con prodotto guadagno banda elevato, dell'ordine del gigahertz.

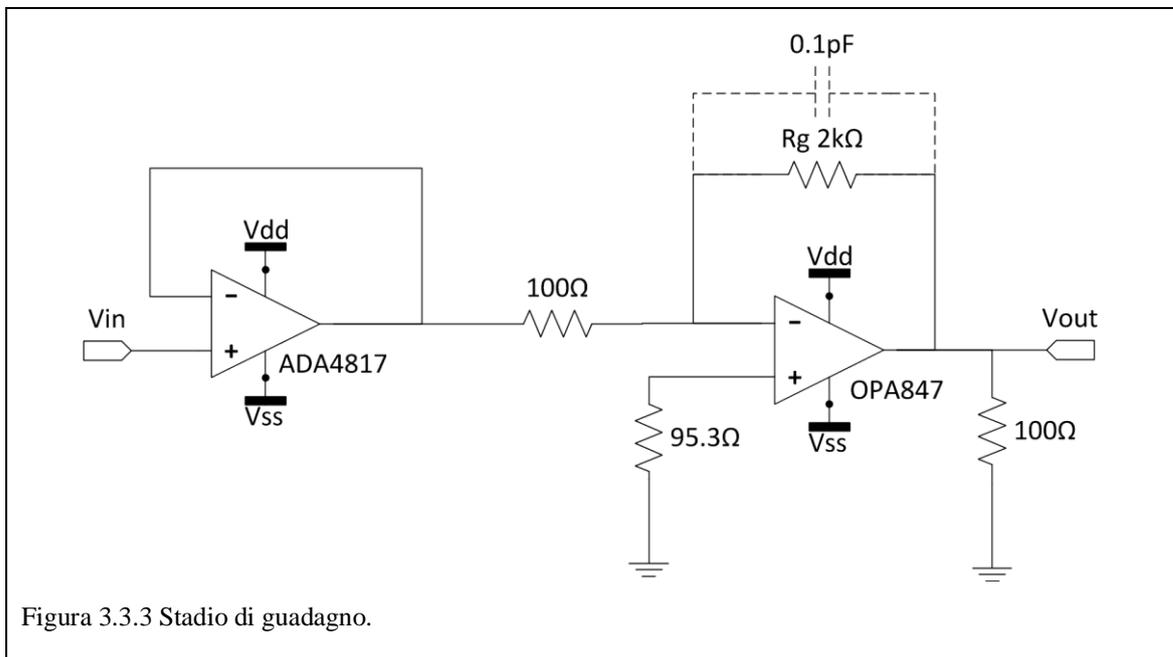


Figura 3.3.3 Stadio di guadagno.

È stato quindi scelto l'OPA847 [23], un operazionale decompensato con GBWP pari a $3.9GHz$, stabile per guadagni maggiori di 12.

Anche in questo caso, come suggerito da datasheet [23], per consentire il corretto funzionamento dell'amplificatore è stato necessario prestare particolare attenzione sul valore della resistenza del generatore che pilota lo stadio. L'OPA847 necessita infatti di essere pilotato da sorgente di tensione con bassa resistenza di uscita. L'inserimento di un buffer di tensione, tra lo stadio a transimpedenza e lo stadio di guadagno ha permesso di risolvere tale problema. In particolare è stato utilizzato un altro ADA4817 perché è stabile per guadagni unitari.

Il guadagno ideale dello stadio è pari a:

$$G_{id} = -\frac{2k\Omega}{100\Omega} = -20 \quad (3.3.28)$$

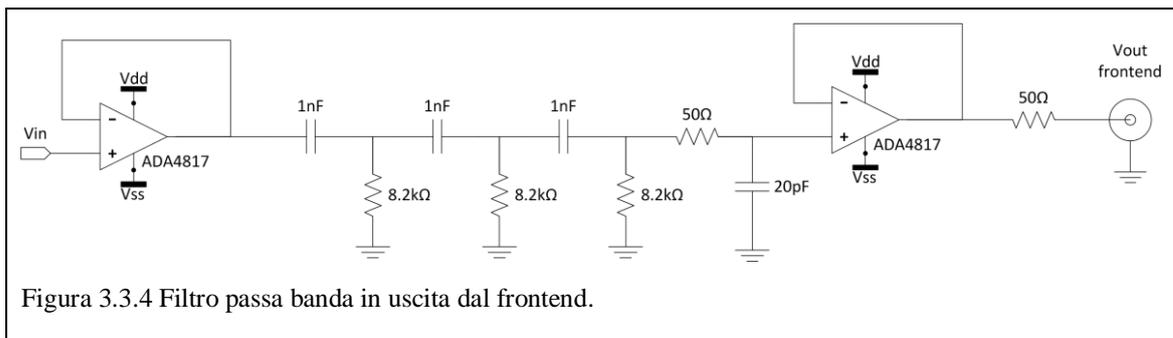
Con una resistenza di valore elevato è stato scelto di non inserire un condensatore per limitare la banda del circuito. Valori dell'ordine del picofarad avrebbero portato ad ottenere un polo attorno alle decine di megahertz, con una inevitabile attenuazione alle frequenze di interesse. In fase realizzativa è stato quindi lasciato il footprint per l'inserimento di una capacità a montaggio superficiale senza effettivamente procedere alla saldatura. In tale modo la banda viene limitata dalle

capacità parassite in parallelo alla resistenza di guadagno, che sono dell'ordine di qualche centinaia di femtofarad.

Anche in questo caso per un corretto funzionamento è stata inserita una resistenza di carico da 100Ω verso massa, aggiungendo inoltre una resistenza da 95.3Ω dal piedino positivo dell'operazionale verso massa, per la compensazione delle correnti di bias.

3.3.4. Il filtro passa banda

Una volta amplificato, il segnale deve essere filtrato in modo da leggere in uscita solo la componente sinusoidale di frequenza pari a quella di test, eliminando sia le basse frequenze, sia l'eventuale componente DC, sia i disturbi ed il rumore a frequenze più elevate.



In tal modo rimangono inalterati segnali a frequenza compresa tra 1MHz e qualche decina di megahertz. Si è scelto per comodità di creare una rete CR-RC del 4°ordine, simulando il comportamento della rete mediante OrCAD PSpice, al variare dei valori delle singole resistenze e capacità.

In *Figura 3.3.4* è visibile lo schematico, in cui vengono evidenziati i valori trovati. L'inserimento dei due buffer di tensione ha consentito di disaccoppiare il filtro dal resto del circuito. Il primo buffer permette di far funzionare correttamente lo stadio precedente che vede come resistenza di carico solo la 100Ω verso massa, mentre il buffer in uscita consente di disaccoppiare il filtro evitando che i poli del circuito possano essere alterati dagli stadi successivi.

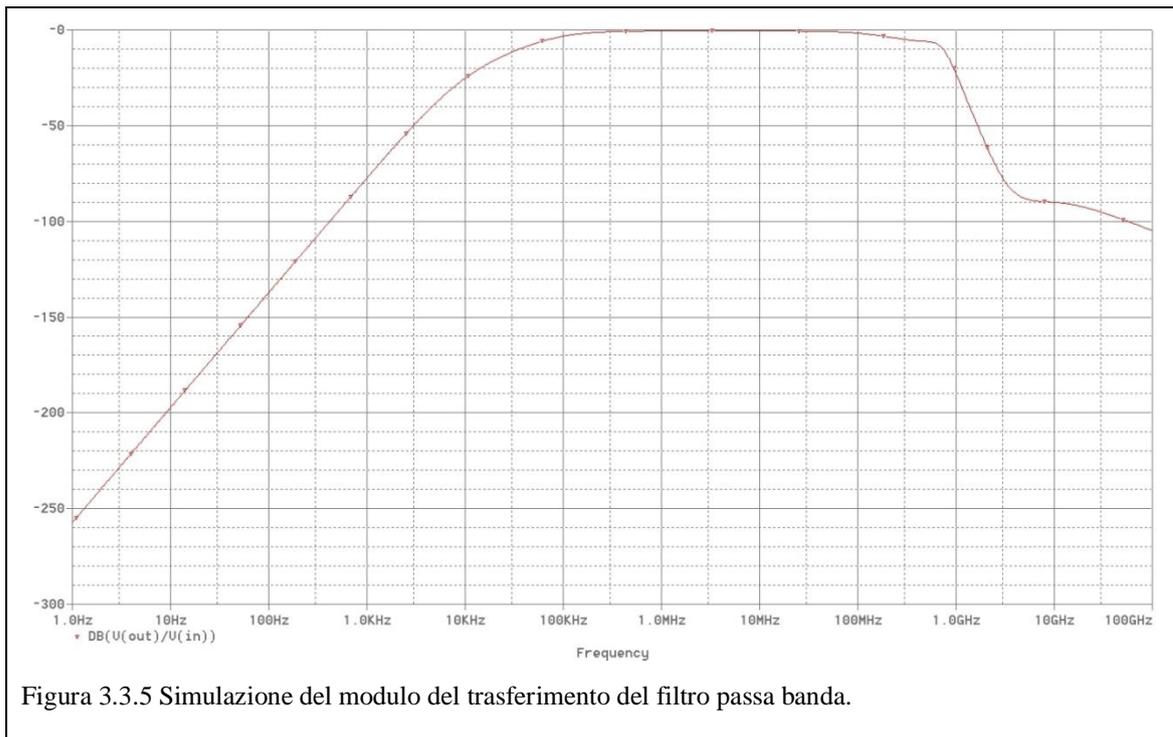


Figura 3.3.5 Simulazione del modulo del trasferimento del filtro passa banda.

In *Figura 3.3.5* viene riportato l'andamento in frequenza della funzione di trasferimento tra l'uscita del secondo buffer e l'ingresso del primo. In tal modo nella simulazione si è tenuto conto del comportamento in frequenza degli operazionali, nonché delle capacità di ingresso del secondo buffer, che interagisce con la capacità da $20pF$. Si può notare che per frequenze da $1MHz$ a circa $50MHz$ il trasferimento rimane costante e l'attenuazione risulta essere minima. I tre poli che creano il passabasso sono ad un valore visibile da simulazione attorno ai $20kHz$, consentendo di filtrare molto bene le basse frequenze e gli offset di tensione degli stadi precedenti.

Infine è stata messa una resistenza da 50Ω in serie all'operazionale in previsione di lavorare adattati, evitando eventuali riflessioni nella trasmissione con cavi coassiali con una impedenza caratteristica di 50Ω . In questo modo anche il buffer in uscita pilota una resistenza equivalente verso massa di 100Ω .

3.3.5. Caratterizzazione del frontend

Prima di procedere alla realizzazione degli stadi successivi, sono state effettuate misurazioni volte a verificare sperimentalmente che il comportamento dell'elettronica di lettura rispettasse quanto progettato.

Come prima prova è stata verificata sperimentalmente la linearità tra l'ampiezza del segnale di tensione sinusoidale in uscita dal filtro passa alto, e l'ampiezza del segnale in ingresso. Anche in questo caso è stato utilizzato un sensore di test, applicando il segnale necessario per la lettura sulla massa mobile, senza attuare il dispositivo.

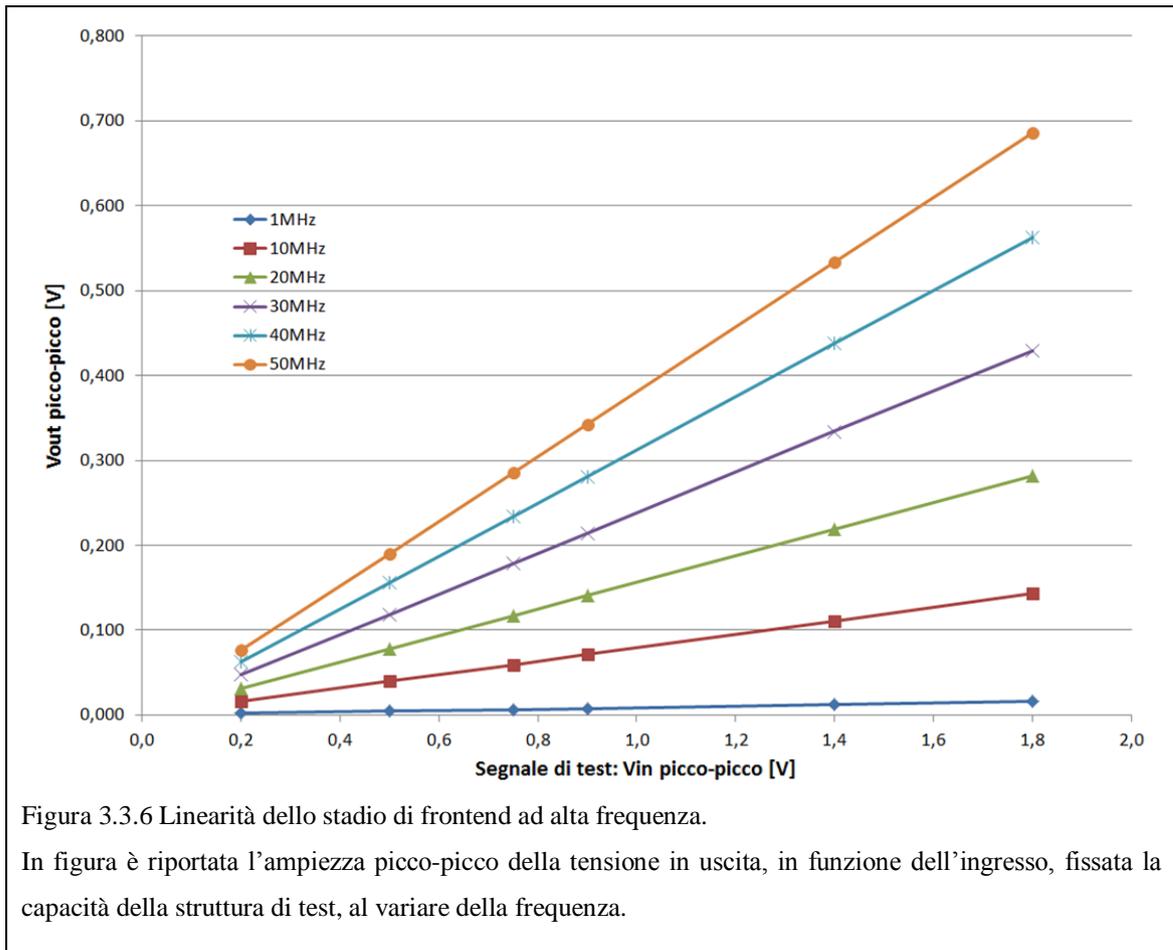
Vin picco-picco [V]	Vout picco-picco [V]					
	1MHz	10MHz	20MHz	30MHz	40MHz	50MHz
200,0E-3	2,20E-3	16,4E-3	31,4E-3	47,6E-3	62,4E-3	76,2E-3
500,0E-3	4,73E-3	40,2E-3	78,2E-3	118,6E-3	156,0E-3	190,0E-3
750,0E-3	6,72E-3	59,4E-3	117,1E-3	179,0E-3	234,0E-3	285,0E-3
900,0E-3	8,07E-3	72,0E-3	140,5E-3	214,0E-3	281,0E-3	342,0E-3
1,4E+0	12,4E-3	110,9E-3	219,0E-3	334,0E-3	438,0E-3	533,0E-3
1,8E+0	15,9E-3	142,8E-3	282,0E-3	429,0E-3	563,0E-3	686,0E-3
Vout/Vin	8,6E-3	78,9E-3	156,6E-3	238,6E-3	313,0E-3	381,2E-3

Tabella 3.3.1 Misure per la verifica di linearità del frontend ad alta frequenza.

Il grafico di *Figura 3.3.6* riporta i dati della *Tabella 3.3.1*. Si può notare come la linearità tra ingresso ed uscita in tensione degli stadi di frontend dell'elettronica di lettura ad alta frequenza, sia mantenuta anche per frequenza fino a $50MHz$.

Una seconda prova è stata la verifica della funzione di trasferimento dello stadio di frontend. Mediante l'utilizzo di un analizzatore di rete è stato possibile ottenere l'andamento della funzione di trasferimento complessiva tra ingresso ed uscita, fissata la capacità, al variare della frequenza come mostrato in *Figura 3.3.7*. Come capacità di test è stata utilizzato un componente discreto di valore pari a circa $1pF$.

L'andamento che la funzione di trasferimento assume prima dei $10kHz$ è imputabile ai limiti di misura dell'analizzatore.



Per valori di frequenze tra $1MHz$ e $40MHz$ la funzione di trasferimento assume una pendenza di $+20dB/dec$. Il segnalino ad alta frequenza agisce sulla capacità di test, generando una corrente pari alla derivata della tensione moltiplicata per il valore della capacità. Tale corrente viene poi convertita in tensione grazie alla resistenza posta in reazione all'operazionale dello stadio a transimpedenza. Pertanto tra il segnale di tensione in ingresso e quello in uscita vi è una derivazione, da cui l'andamento positivo della funzione di trasferimento.

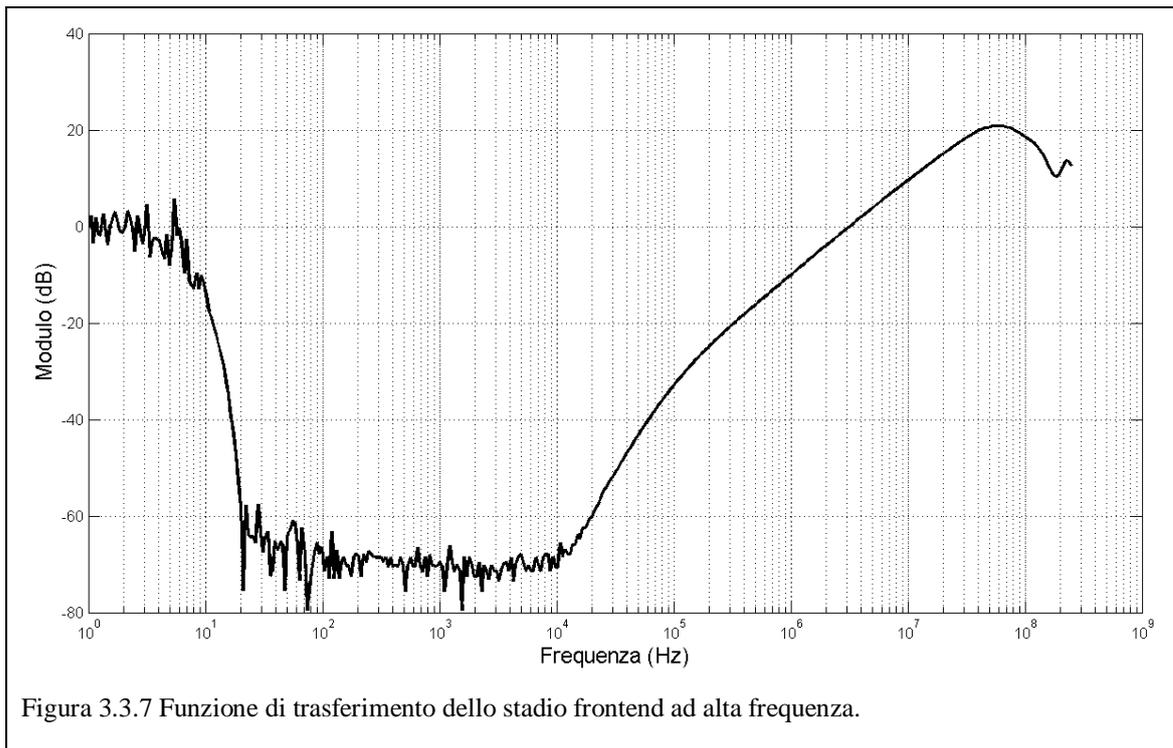


Figura 3.3.7 Funzione di trasferimento dello stadio frontend ad alta frequenza.

Già per frequenze inferiori a 100kHz è visibile l'azione dei tre poli che filtrano le basse frequenze nello stadio passabanda posto in uscita dallo stadio di frontend. I limiti dello strumento non permettono di apprezzare la pendenza a $+80\text{dB/dec}$ della parte iniziale del trasferimento.

Per valori di frequenze superiori a circa 40MHz iniziano ad agire i poli degli operazionali, nonché i filtri passa basso adottati per eliminare le componenti a frequenze più elevate del range di interesse. Il massimo valore che il trasferimento assume è ad una frequenza compresa tra 50MHz e 60MHz .

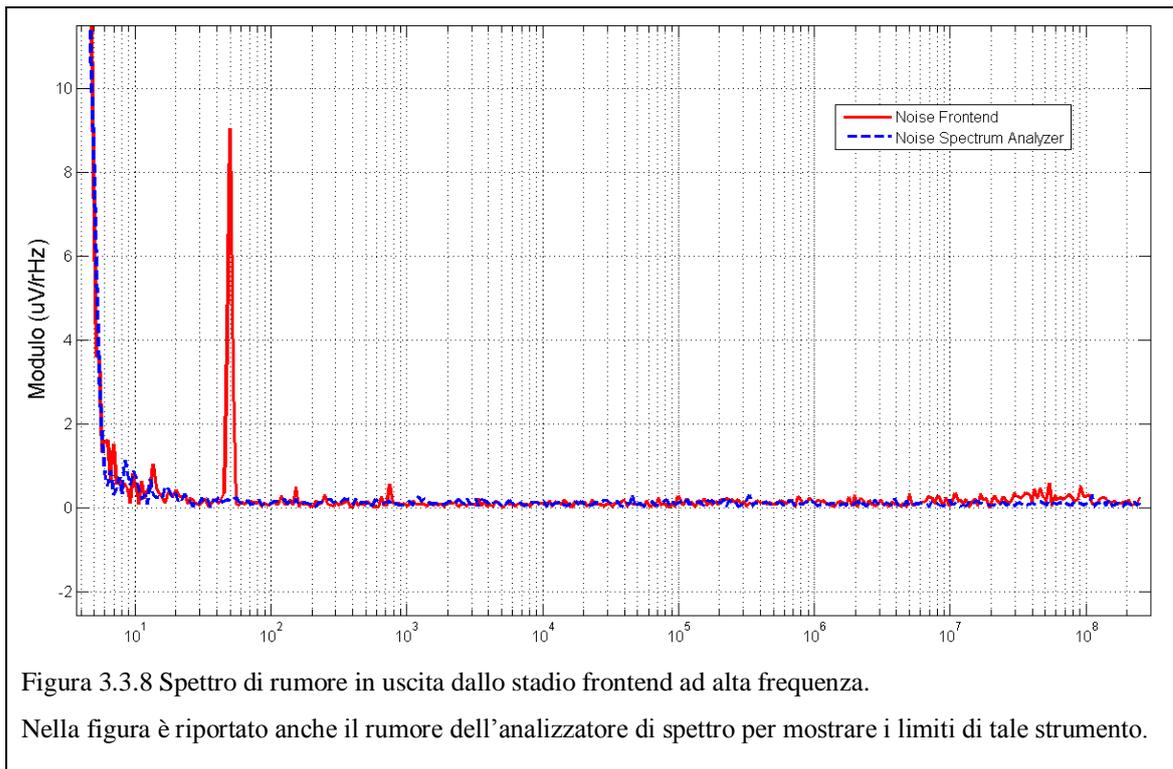


Figura 3.3.8 Spettro di rumore in uscita dallo stadio frontend ad alta frequenza.

Nella figura è riportato anche il rumore dell'analizzatore di spettro per mostrare i limiti di tale strumento.

Infine come ultima prova è stato stimato lo spettro di rumore del solo stadio di frontend, leggendo le variazioni della tensione in uscita mediante un analizzatore di spettro, il modello HP4195 prodotto da Hewlett-Packard. La *Figura 3.3.8* mostra l'andamento del valor di rumore espresso in $\mu V/\sqrt{Hz}$, in funzione della frequenza.

Per procedere nella misurazione del rumore è necessario impostare sull'analizzatore di spettro due parametri fondamentali. Il primo è lo *sweep*, ovvero l'intervallo delle frequenze dove osservare il rumore, il secondo è la *Resolution Bandwidth*. Per fornire il valore di rumore lo strumento, fissata una determinata frequenza dello sweep, integra il rumore letto in uscita per un intervallo di frequenze pari alla *Resolution Bandwidth*, dividendo poi il risultato per tale banda, ottenendo quindi un valore espresso in $\mu V/\sqrt{Hz}$. La minima *Resolution Bandwidth* impostabile è di 3Hz, mentre lo sweep massimo è tra 1Hz e 500MHz. Ovviamente i due parametri devono essere impostati per garantire un tempo di misura ragionevole.

La *Resolution Bandwidth* utilizzata per la misurazione di rumore in *Figura 3.3.8* è stata pari a 10Hz, mentre lo sweep è stato impostato tra 1Hz e 250MHz permettendo tempi di misura di qualche minuto.

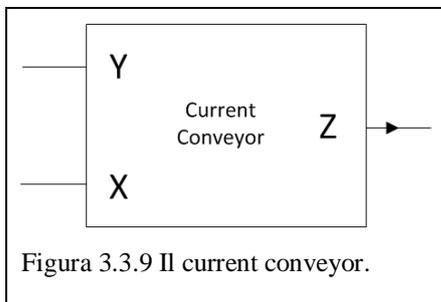
L'andamento che esso assume prima di 10Hz è da imputare ai limiti di misurazione dell'analizzatore di spettro, in particolare al rumore $1/f$.

Il picco di rumore, visibile in *Figura 3.3.8*, alla frequenza di 50Hz, è causato da disturbi iniettati dalla rete elettrica ad opera degli strumenti di laboratorio usati per fornire le tensioni di alimentazione. In ultima analisi quindi il rumore di uscita si mantiene ben sotto $1 \mu V/\sqrt{Hz}$ per la quasi totalità della banda di frequenze.

3.3.6. Il raddrizzatore current-mode

L'elettronica di frontend provvede a convertire in tensione il segnale di corrente, generato dal segnale sinusoidale di test tra i piatti del condensatore mems. Poi il segnale viene amplificato e filtrato. La fase successiva consiste nel raddrizzare tale segnale per estrapolare il valor medio, legato al valore dalla capacità del mems.

Per maggior praticità, si è scelto di separare lo sviluppo del raddrizzatore dall'elettronica precedente, creando una scheda PCB separata dalla prima parte. Ciò è stato fatto per poter facilitare eventuali modifiche sul nuovo circuito raddrizzatore senza dover saldare nuovamente tutta la prima parte di elettronica.



Non è stato possibile utilizzare la configurazione di raddrizzatore usata per la modifica dell'elettronica di lettura a bassa frequenza. Come documentato in letteratura [24], configurazioni circuitali che adottano diodi posti sui rami di reazione negativa di amplificatori operazionali non

consentono di ottenere buone prestazioni incrementando la frequenza di lavoro. A frequenze elevate, infatti, intervengono effetti deleteri per il corretto funzionamento, come la non perfetta commutazione dei diodi, che crea una situazione in cui gli operazionali rimangono ad anello aperto, portando inevitabilmente ad una distorsione nel segnale in uscita. In secondo luogo, le limitazioni di slew rate dell'operazionale possono causare un comportamento sbagliato durante l'accensione dei diodi. Si è quindi cercato una soluzione alternativa che permettesse di risolvere tali problemi.

La versione realizzata è basata su un'architettura current-mode [25] [26], che utilizza un elemento circuitale chiamato *current-conveyor* o *diamond-transistor*. Tale blocco, schematizzato in *Figura 3.3.9*, ha le seguenti proprietà:

- X: • Ingresso di corrente Y: • Ingresso di tensione
 • Uscita di tensione • Alta impedenza: $R_{in} \rightarrow \infty$
 • Bassa impedenza: $R_{in} \rightarrow 0$
- Z: • Uscita di corrente
 • Alta impedenza: $R_{out} \rightarrow \infty$

Le equazioni che ne governano il funzionamento sono:

$$V_X = V_Y \quad (3.3.29)$$

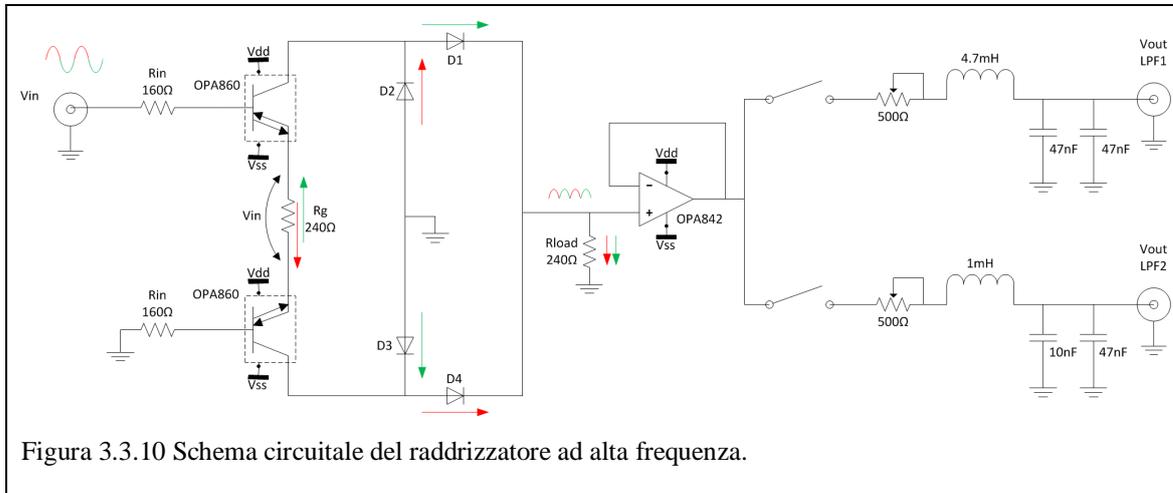
$$I_Z = I_X \quad (3.3.30)$$

L'utilizzo di questo elemento circuitale permette di convertire facilmente un segnale di tensione in un segnale in corrente, da raddrizzare successivamente, senza l'utilizzo di configurazioni retroazionate essendo il singolo blocco sempre stabile.

Sebbene in letteratura esistano articoli che spiegano come realizzare il current conveyor mediante elettronica integrata, l'obiettivo è stato di cercare una soluzione ad elettronica a discreti. La scelta di questo particolare elemento circuitale è ricaduta sul modello prodotto dalla Texas Instruments, l'OPA860, chiamato impropriamente OTA (*Operational Transconductance Amplifier*). Come indicato da datasheet [27], il componente può essere interpretato come un transistor BJT ma con alcune significative peculiarità:

- L'impedenza di ingresso della base è idealmente infinita: $R_{in} \rightarrow \infty$.
- A differenza di un vero OTA, il secondo ingresso è a bassa impedenza (come il current conveyor).
- Non necessita di polarizzazione (selfed biased) essendo un componente alimentato con tensione duale a $\pm 5V$.
- Il comportamento su segnale è bipolare: la corrente di uscita dal collettore è nulla per segnali nulli in ingresso, mentre per segnali alternati la corrente in uscita è bipolare centrata attorno allo zero.
- La trasconduttanza g_m è regolata dalla corrente I_Q che entra nel piedino numero 1.

Lo schematico completo del raddrizzatore è riportato in *Figura 3.3.10*, nel quale sono evidenziati due OPA860.



Il principio di funzionamento è il seguente: la tensione in ingresso viene riportata come caduta di tensione sulla resistenza R_g da 240Ω , determinando la corrente emettitore-collettore per entrambi i diamond transistor. Quando la tensione in ingresso è positiva la corrente scorre da una parte nel diodo D_2 verso massa e dall'altra nel diodo D_4 verso la resistenza di carico R_{load} da 240Ω . Al contrario quando la tensione in ingresso è negativa funzioneranno i diodi D_1 e D_3 determinando ancora una volta una corrente entrante nella resistenza di carico. Quindi sulla resistenza di carico ho una corrente sempre entrante verso massa, leggendo ai suoi capi una tensione sempre positiva che risulta essere la forma d'onda di tensione in ingresso raddrizzata.

Idealmente nelle resistenze R_{in} da 160Ω non scorre corrente dato che l'ingresso della base è ad alta impedenza. Il loro utilizzo è fortemente consigliato da datasheet e permette di isolare il piedino di ingresso da eventuali capacità parassite che possono interferire con il corretto funzionamento introducendo singolarità tali da determinare un comportamento instabile dell'OPA860.

La transconduttanza dell'OTA è determinata dalla corrente che scorre nel piedino 1, non visibile nello schematico semplificato di *Figura 3.3.10*. Seguendo le indicazioni del datasheet è stata posta una resistenza $R_{ADJ} = 50\Omega$ tra il piedino 1 e l'alimentazione negativa, determinando una corrente $I_Q = 12.7mA$. Per tale corrente la transconduttanza è pari a circa:

$$g_m \approx 125 \frac{mA}{V}$$

$$r_E = \frac{1}{g_m} = 8\Omega$$
(3.3.31)

Il guadagno complessivo dello stadio è quindi pari a:

$$G = \pm \frac{R_g}{r_E + R_g} \cdot \frac{1}{R_g} \cdot R_{load} \approx \pm \frac{R_{load}}{R_g} = \pm 1$$
(3.3.32)

La scelta del valore di R_g nasce dal compromesso tra due considerazioni. Per rendere il guadagno il più vicino possibile al valore unitario, la resistenza dovrebbe avere un valore alto. Ma con una resistenza troppo alta, la corrente che scorre diventa insufficiente ad accendere velocemente i diodi. Al contrario con un valore di resistenza minore la perdita sulla partizione diventa significativa perché la r_E diventa confrontabile con la R_g .

I diodi selezionati sono il modello BAR43ASFILM [28] prodotto da STMicroelectronics. Sono diodi Schottky con una caduta di potenziale in polarizzazione diretta tra $0.3V$ e $0.4V$, ed un tempo di recupero pari a $5ns$.

Il funzionamento del circuito è stato simulato in OrCAD PSpice riuscendo a raddrizzare correttamente segnali fino a qualche decina di megahertz.

Una volta raddrizzato il segnale sinusoidale, come già spiegato nei paragrafi precedenti (3.1.1), si è estrapolato il valor medio, proporzionale al valore della capacità del mems.

È stato quindi inserito un buffer per disaccoppiare il filtro dalla resistenza di carico del raddrizzatore. L'operazionale utilizzato è l'OPA842 [29], scelto per la banda a guadagno unitario di circa $400MHz$, sufficiente per le frequenze di interesse, e per il basso offset in tensione di circa $300\mu V$.

I filtri passa basso in uscita, selezionabili mediante un jumper, sono repliche di quelle della scheda ad a bassa frequenza. Le rispettive bande dei due filtri del secondo ordine sono le seguenti:

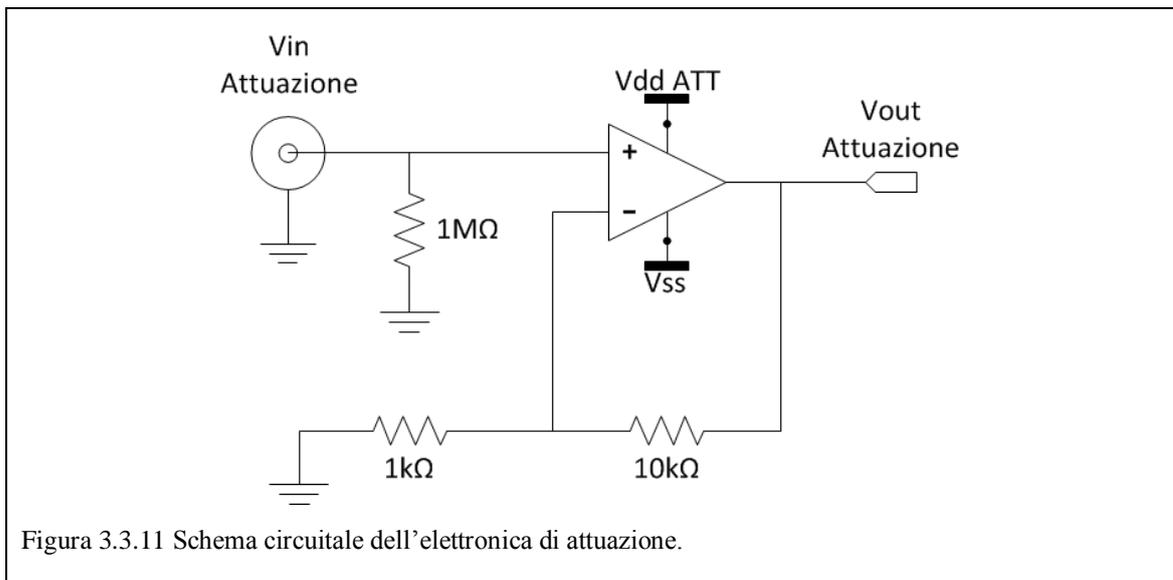
$$f_{LPF_1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 7.571kHz$$
(3.3.33)

$$f_{LPF_2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 21.08kHz$$
(3.3.34)

In particolare il secondo filtro non è mai stato utilizzato, in quanto non sono disponibili dispositivi che operano con una banda maggiore di qualche centinaia di hertz.

3.3.7. L'attuazione

L'ultima sezione presente su entrambe le schede di caratterizzazione dei mems, è l'elettronica necessaria per attuare il dispositivo. Come illustrato nel capitolo 3.1, per ottenere una curva CV o di damping, è necessario spostare la massa mobile centrale attirandola verso uno dei due elettrodi fissi, sfruttando la forza elettrostatica di attuazione. A seconda del dispositivo la caduta di potenziale tra il elettrodo fisso e massa mobile può variare tra qualche volt e qualche decina di volt. Il segnale di tensione da imporre sullo statore di attuazione è quindi di ampiezza sempre positiva tra 0 e qualche decina di volt, con una frequenza massima dell'ordine di qualche decina di kilohertz.



Per ottenere tale scopo si è scelto di utilizzare un generatore di forme d'onda esterno alla scheda per ottenere il segnale di attuazione voluto e di amplificare tale segnale con uno stadio di guadagno non invertente, per aumentare l'ampiezza del segnale dell'ordine di qualche volt. In *Figura 3.3.11* è mostrato lo schematico dello stadio di guadagno.

Per la scelta dell'operazionale il fattore chiave che è stato tenuto maggiormente in considerazione è stato la possibilità di utilizzare un'alimentazione sufficientemente

elevata. L'operazionale OPA445 prodotto da Texas Instruments, è tra i pochi a garantire una alimentazione duale di $\pm 45V$, fornendo inoltre un $GBWP$ di $2MHz$, più che sufficiente per processare segnali alle frequenze di interesse. L'alimentazione negativa fornita all'operazionale è pari a $-5V$ consentendo utilizzare una alimentazione positiva di ben $+85V$. Come capacità di decoupling delle alimentazioni sono state utilizzate capacità ceramiche da $100nF$. Quella posta sull'alimentazione positiva è stata scelta per sopportare tensioni di lavoro fino a $100V$.

Il guadagno del circuito è pari a 11 consentendo di raggiungere ampiezze in uscita dell'ordine delle decine di volt.

La resistenza da $1M\Omega$ è stata inserita per evitare che una volta staccato il cavo che porta il segnale del generatore al piedino positivo dell'operazionale, questo possa restare floating portando l'uscita dell'amplificatore a valori che possano rovinare il mems. Se infatti l'attuazione risultasse troppo elevata, il dispositivo potrebbe evolvere in una situazione di pull-in.

3.3.8. Layout della PCB

In *Figura 3.3.12* sono visibili le due schede dell'elettronica di caratterizzazione ad alta frequenza: gli stadi di frontend e il raddrizzatore current-mode.

Le schede sono a doppio strato fronte-retro, realizzate direttamente nel dipartimento. Le vie tra i due piani sono realizzati mediante spezzoni di reofori saldati sui due lati. Il layout delle schede è stato realizzando mediante OrCAD Layout, cercando di limitare il numero di via e cercando di spezzare le aree di massa il meno possibile, per permettere una migliore distribuzione della massa.

Il piano di massa è stato interrotto in prossimità dei pin degli operazionali come suggerito da datasheet [30].

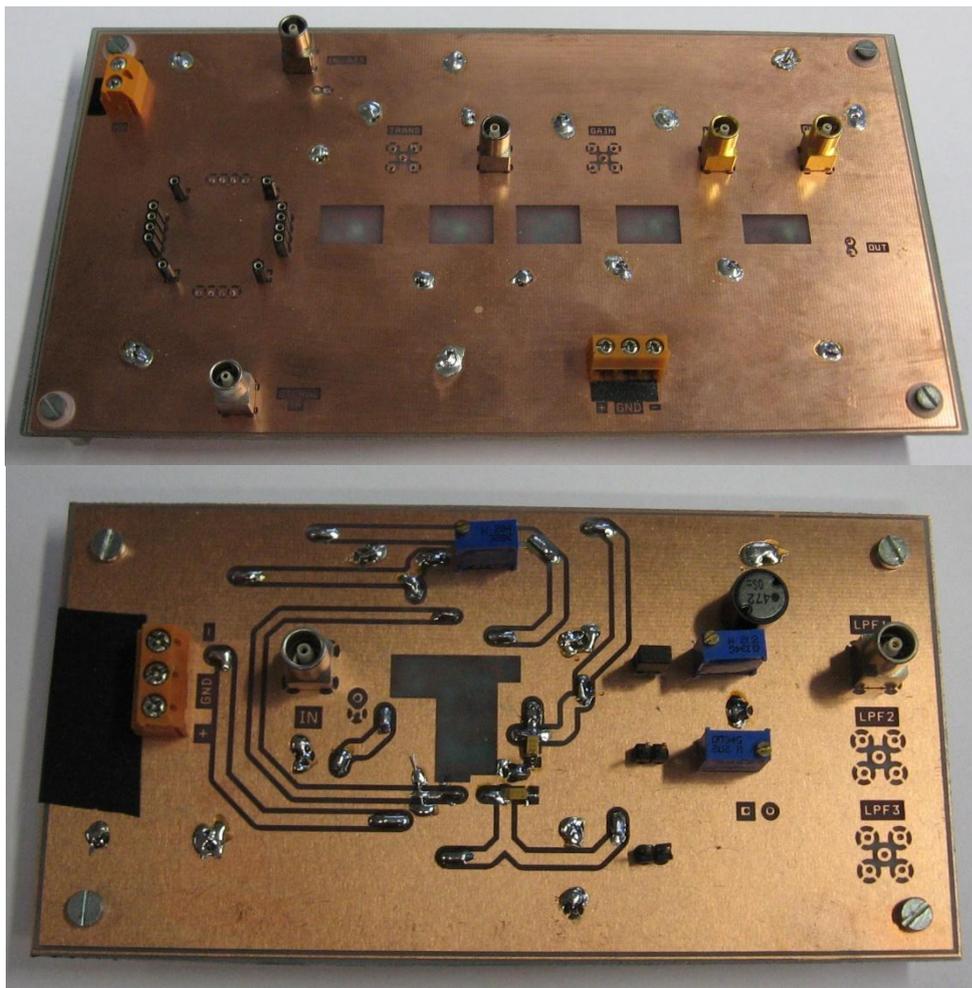


Figura 3.3.12 Fotografie delle PCB dell'elettronica di lettura ad alta frequenza.

3.3.9. Misure sperimentali e di caratterizzazione della scheda

In modo analogo alla scheda a bassa frequenza è stato necessario caratterizzare la scheda per trovare il coefficiente di conversione tra tensione letta dalla scheda di acquisizione ed il valore di tensione in ingresso, fissata la capacità. Anche in questo caso sono state effettuate molteplici misurazioni al variare della capacità discreta in ingresso. Interpolando tali dati è stato possibile ricavare il coefficiente di conversione. Nel caso della scheda di lettura tali misurazioni sono state ripetute anche al variare della frequenza. Il coefficiente di conversione è infatti modificato dalla frequenza, dato che aumentando tale parametro l'uscita in tensione aumenta proporzionalmente.

Per non appesantire inutilmente la lettura vengono riportate a titolo d'esempio solo i dati raccolti con capacità variabili, alla frequenza di 1MHz, visibili in *Tabella 3.3.2*.

Vinpp [V]	Vout [V] al variare della capacità @1Mhz						
	110 fF	276 fF	526 fF	680 fF	893 fF	1094 fF	1171 fF
100,00E-3			100,0E-6	645,0E-6	2,0E-3	3,110E-3	3,401E-3
200,00E-3		1,99E-3	5,835E-3	6,8E-3	9,7E-3	12,3E-3	12,7E-3
300,00E-3	3,6E-3	5,89E-3	11,855E-3	13,1E-3	17,5E-3	21,7E-3	22,0E-3
400,00E-3	6,6E-3	9,77E-3	17,870E-3	19,3E-3	25,4E-3	31,1E-3	31,5E-3
500,00E-3	9,7E-3	13,63E-3	24,000E-3	25,7E-3	33,4E-3	40,6E-3	41,0E-3
600,00E-3	12,8E-3	17,57E-3	30,110E-3	32,2E-3	41,4E-3	50,1E-3	50,6E-3
700,00E-3	15,9E-3	21,57E-3	36,490E-3	38,7E-3	49,4E-3	59,6E-3	60,2E-3
800,00E-3	19,0E-3	25,55E-3	42,670E-3	45,1E-3	57,4E-3	69,4E-3	69,9E-3
1,00E+0	25,4E-3	33,7E-3	55,250E-3	58,2E-3	73,6E-3	88,7E-3	89,4E-3
1,50E+0	41,3E-3	54,1E-3	86,200E-3	90,9E-3	114,3E-3	136,2E-3	137,0E-3
2,00E+0	57,2E-3	74,3E-3	117,07E-3	123,3E-3	154,6E-3	184,2E-3	185,2E-3
2,50E+0	73,5E-3	94,6E-3	147,80E-3	155,8E-3	194,8E-3	232,2E-3	233,6E-3
3,00E+0	89,5E-3	114,8E-3	178,8E-3	188,5E-3	235,5E-3	280,4E-3	282,2E-3
3,50E+0	105,4E-3	135,0E-3	210,1E-3	221,0E-3	275,8E-3	328,0E-3	330,0E-3
4,00E+0	121,6E-3	155,3E-3	241,1E-3	253,7E-3	316,2E-3	377,0E-3	378,9E-3
Vout/Vin:	32,0E-3	40,4E-3	61,9E-3	65,1E-3	80,7E-3	95,9E-3	97,3E-3
Intercetta:	-6,5E-3	-6,5E-3	-6,7E-3	-6,7E-3	-6,8E-3	-7,2E-3	-8,2E-3

Tabella 3.3.2 Misure per la caratterizzazione della scheda di lettura ad alta frequenza.

Una volta fissata la frequenza, per ogni capacità di prova, di valore costante, usata per la caratterizzazione è stato ricavato il coefficiente angolare e l'intercetta della retta che interpola tali dati. Osservando i dati raccolti si può osservare come l'intercetta sia sostanzialmente costante con la capacità di test. Ciò è dovuto ad un offset di segnale letto in uscita che è ragionevolmente legato all'elettronica di lettura. Quindi si trova una relazione del tipo:

$$V_{out} = m(C_0) \cdot V_{in} + V_{offset} \quad (3.3.35)$$

Idealmente il coefficiente angolare $m(C_0)$ dipende proporzionalmente solo dalla capacità. Interpolando linearmente i coefficienti angolare in funzione della capacità letta si è ottenuta una retta non passante per l'origine:

$$m(C_0) = \alpha \cdot C_0 + q \quad (3.3.36)$$

Una volta ottenuti i valori α e q è stato possibile riscrivere l'espressione (3.3.35):

$$V_{out} = (\alpha \cdot C_0 + q) \cdot V_{in} + V_{offset} \quad (3.3.37)$$

Quindi esplicitando la capacità si ottiene:

$$C_0 = \frac{V_{out}}{\alpha \cdot V_{in}} - \frac{V_{offset}}{\alpha \cdot V_{in}} - \frac{q}{\alpha} \quad (3.3.38)$$

I termini aggiuntivi devono essere tenuti in considerazione per una corretta misura della capacità assoluta, ma si eliminano quando si considera la variazione di capacità di un sensore mems dal valore a riposo.

Considerando infatti solo la variazione di capacità, i termini aggiuntivi si eliminano ottenendo:

$$\Delta C = \frac{\Delta V_{out}}{\alpha \cdot V_{in}} \quad (3.3.39)$$

In *Figura 3.3.13* vengono riportati gli andamenti delle tensioni lette in uscita in funzione del segnalino di test di frequenza 1MHz, applicato su condensatori discreti di vario valore. Per valori di capacità più elevate, la pendenza della curva varia proporzionalmente.

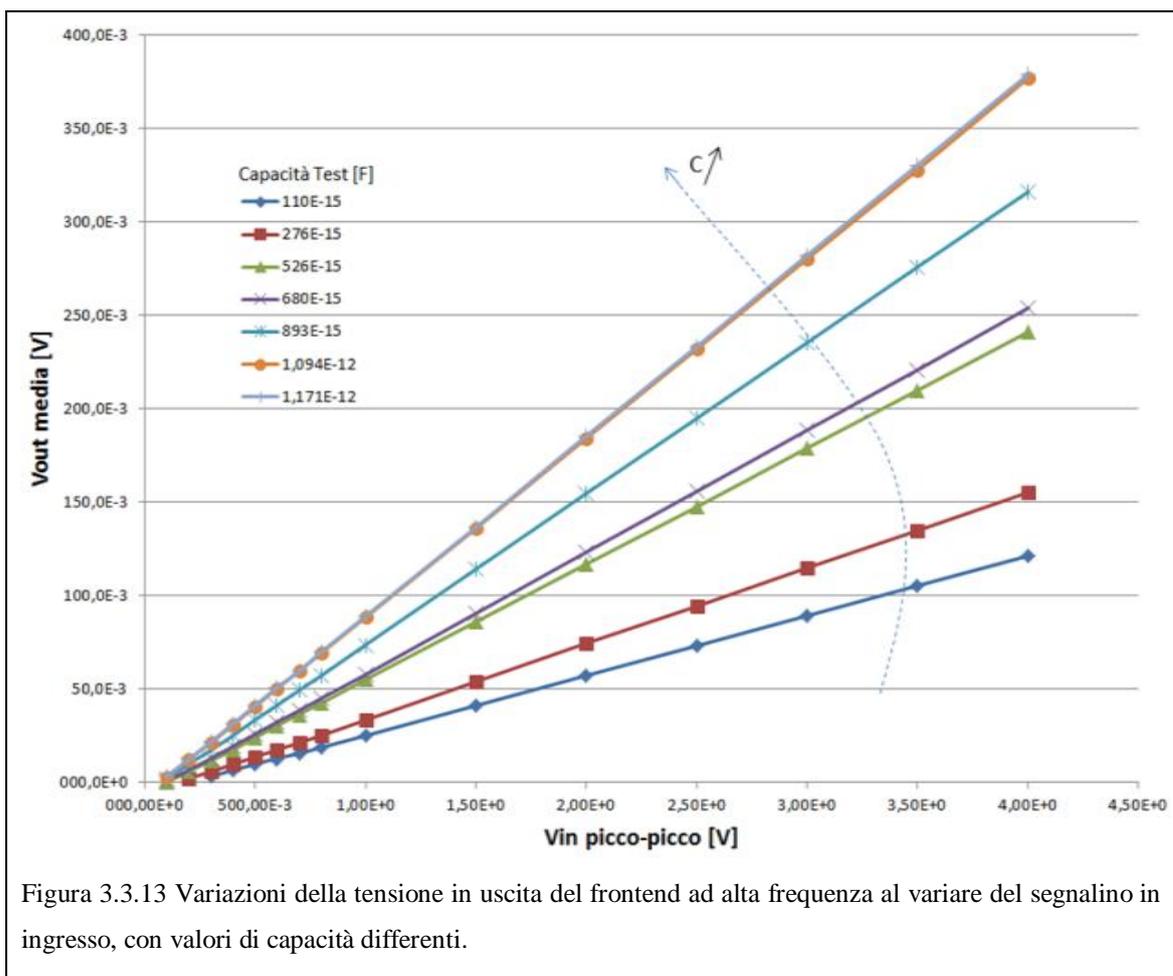


Figura 3.3.13 Variazioni della tensione in uscita del frontend ad alta frequenza al variare del segnalino in ingresso, con valori di capacità differenti.

Il problema maggiore che ha afflitto la fase di test è stata la difficoltà di realizzare capacità discrete di valore di qualche centinaia di femtofarad. Il solo spostamento dei reofori avvicinandoli o allontanandoli di frazioni millimetriche comporta infatti una variazione apprezzabile di tale valore. Questo fatto è maggiormente visibile nelle figure riportanti l'andamento del rapporto tra le tensioni in funzione della capacità, al variare della frequenza (Figura 3.3.14, Figura 3.3.15, Figura 3.3.16, e Figura 3.3.17). Anche in questo caso la linearità è stata verificata interpolando i dati mediante una retta.

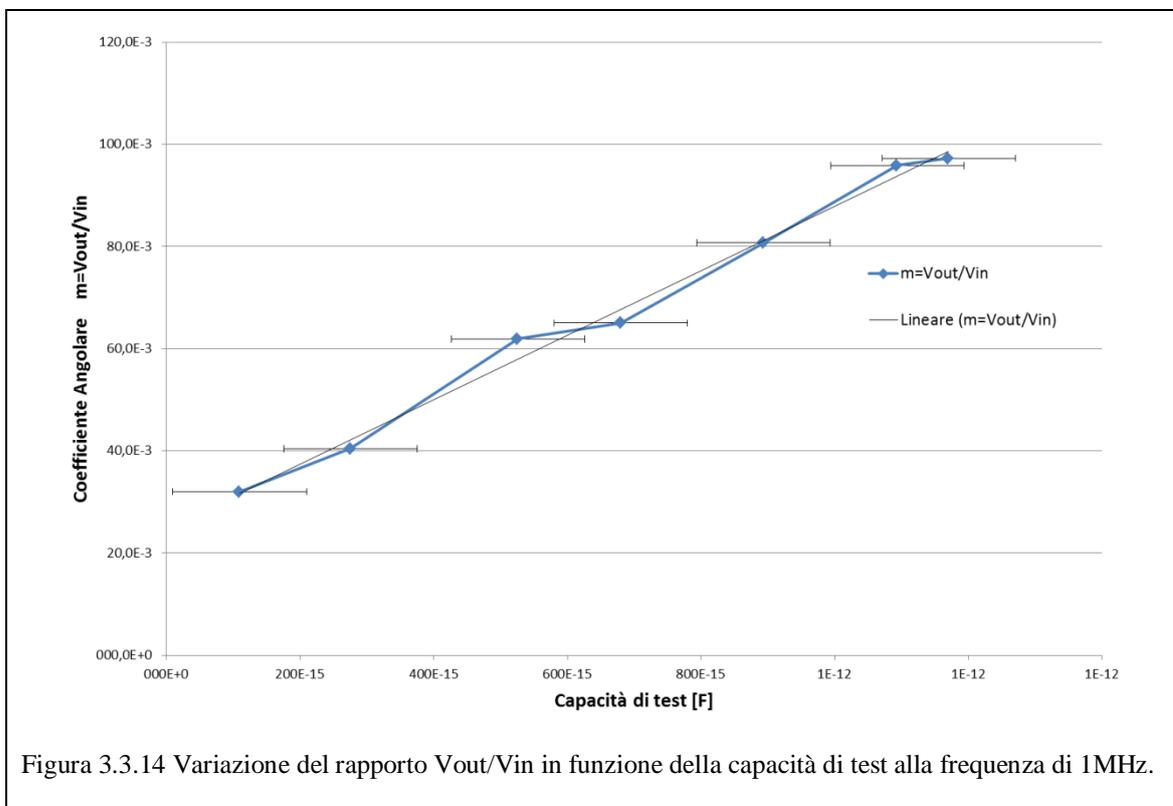


Figura 3.3.14 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 1MHz.

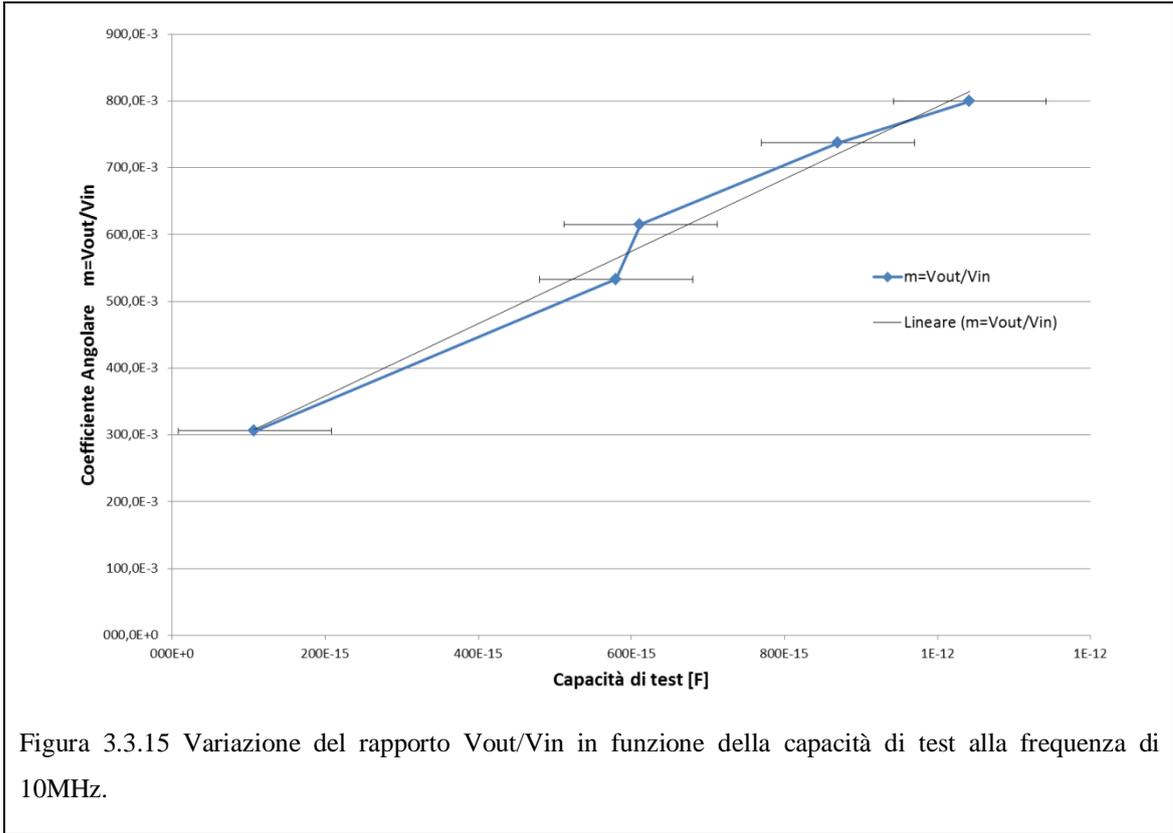


Figura 3.3.15 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 10MHz.

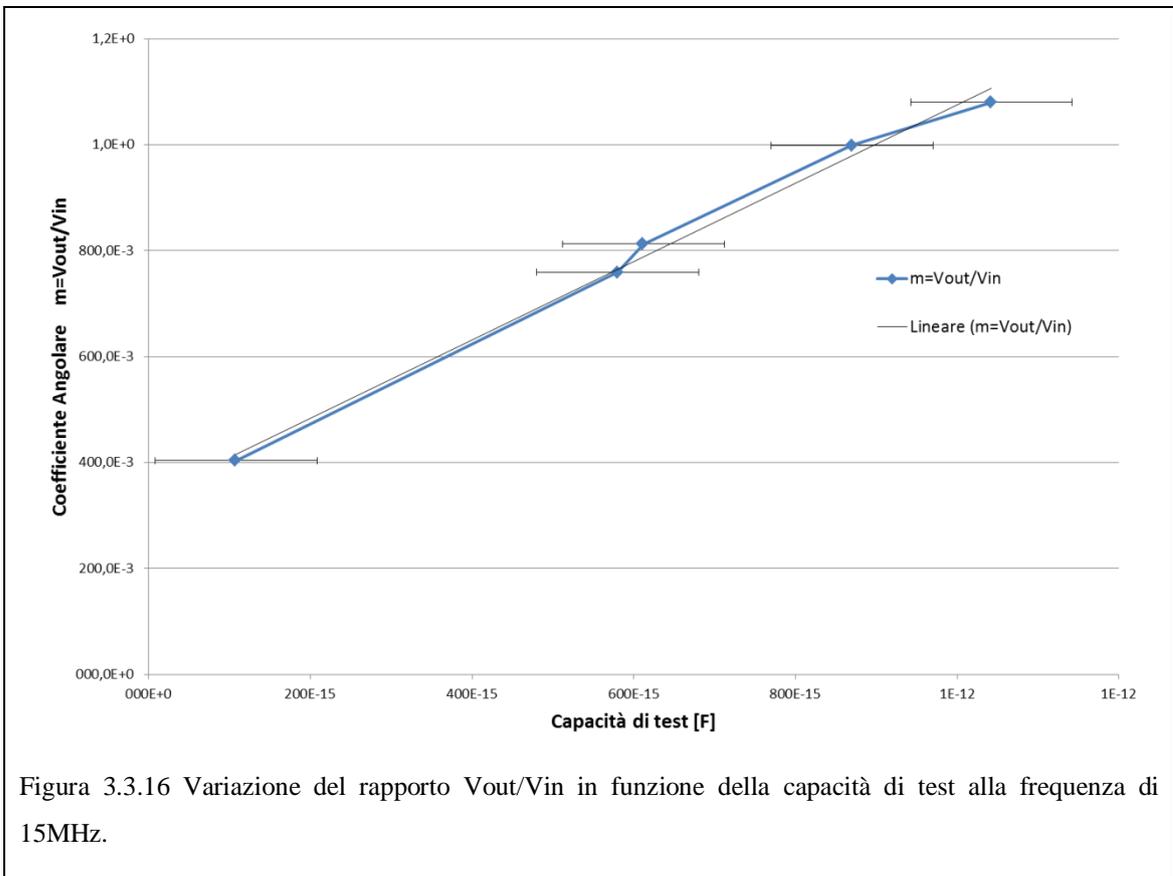


Figura 3.3.16 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 15MHz.

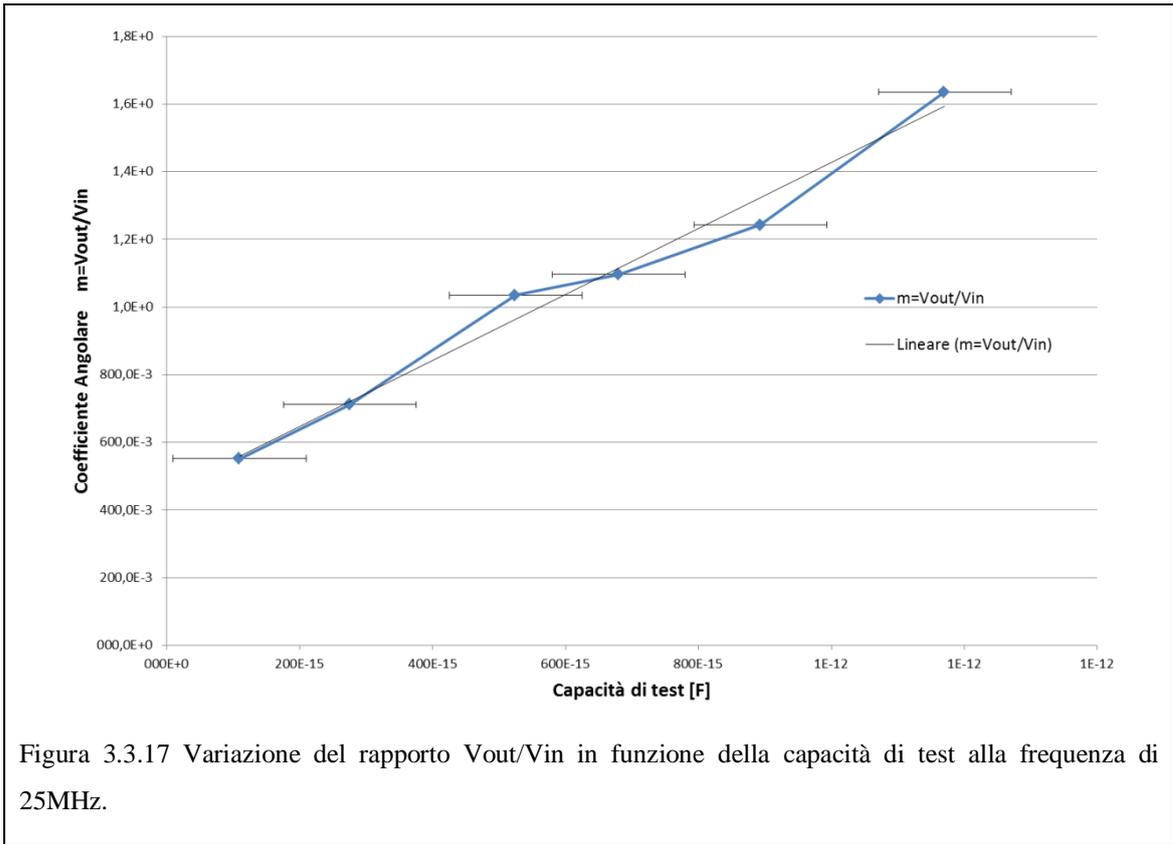


Figura 3.3.17 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 25MHz.

4. Setup ed elettronica di lettura per magnetometri

La necessità di verificare il corretto funzionamento dei sensori di campo magnetico ha portato allo sviluppo di una piattaforma specifica per la lettura e la caratterizzazione di tali dispositivi quando soggetti al campo magnetico. La struttura di test comprende una parte meccanica grazie alla quale si simula la presenza di un campo magnetico, ed una scheda elettronica sviluppata appositamente per l'erogazione della corrente necessaria al funzionamento del sensore.

4.1. Struttura meccanica di prova

La *Figura 4.1.1* mostra la struttura meccanica preparata per il test dei sensori in campo magnetico. L'obiettivo è stato di ricreare un campo magnetico uniforme e trasversale rispetto al piano del mems, facilmente controllabile in intensità

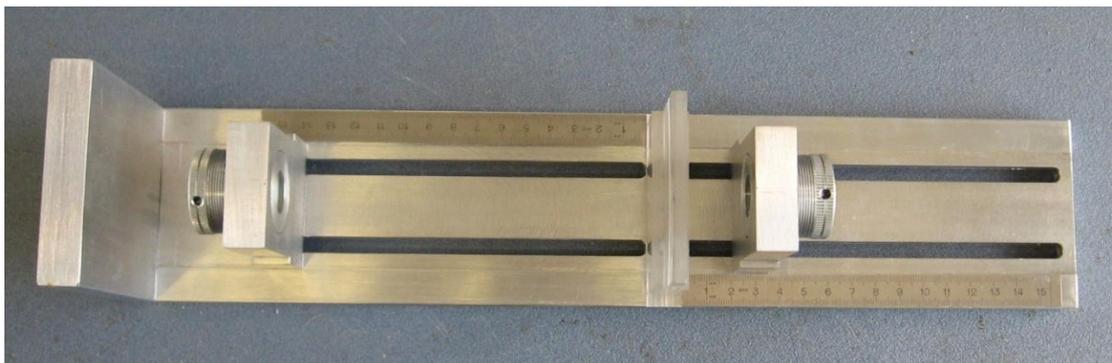
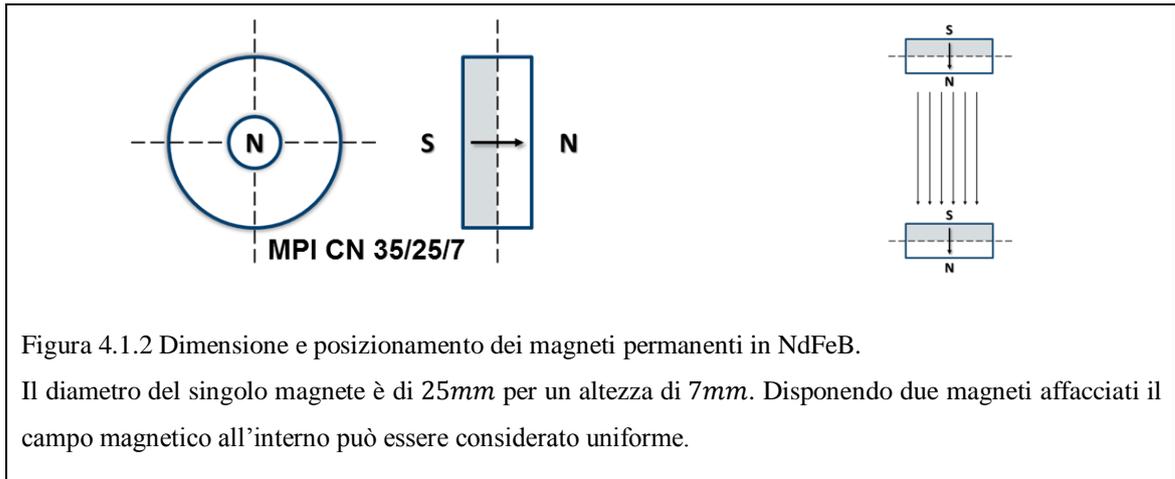


Figura 4.1.1 Fotografia della struttura meccanica usata per simulare un campo magnetico uniforme e trasversale al piano di appoggio.

dall'utilizzatore in modo da poter variare le condizioni di lavoro di prova del sensore.

Per ricreare un campo magnetico di intensità uniforme sono stati utilizzati due magneti permanenti di dimensione circolare, in una lega di neodimio boro e ferro (NdFeB), tenuti ad una distanza variabile l'uno dall'altro grazie alla possibilità di

regolare la posizione. I due magneti sono stati infatti inseriti all'interno di una vite graduata e millimetrica. Un giro completo corrisponde infatti ad una variazione di 1mm . Le due strutture che reggono i due magneti permanenti sono a sua volta progettati per permettere di scorrere su una base di fissaggio verticale, in modo da aumentare la distanza dei due magneti da qualche centimetro fino a circa una decina di centimetri, tuttavia con una precisione minore.



Al centro, tra le due strutture contenenti i magneti permanenti, è stata creata una slitta tale da poter alloggiare comodamente il sensore. Il materiale usato è stato il plexiglass, tale da non perturbare il campo magnetico che si viene a formare tra i due magneti, mentre la forma e la dimensione di tale slitta sono state studiate per permettere di utilizzare schede PCB appositamente progettate per tali dispositivi, sulle quali bondare direttamente i sensori.

Indicando con z l'asse verticale e con x e y quelli orizzontali, il campo magnetico che si origina ha una direzione verticale ed è con ottima approssimazione uniforme e perpendicolare al piano xy ad una distanza uguale dei due magneti. È in tale posizione che si trova la slitta ed è possibile inserire la schedina su cui è bondato il mems, variando quindi la posizione sull'asse orizzontale. Il fatto che il campo abbia l'asse di simmetria verticale, ha permesso di creare una struttura versatile e facilmente adattabile permettendo all'utente di avere il numero massimo di gradi di libertà.

Per quanto riguarda la scheda PCB, è stato definito un layout standard, comune a tutti i dispositivi, per permettere di bondare facilmente il sensore indipendentemente

dalla posizione dei pad del sensore. Le piste sono state tenute in modo da massimizzare il più possibile la distanza, in modo da diminuire le capacità parassite.

4.2. Generatore di corrente

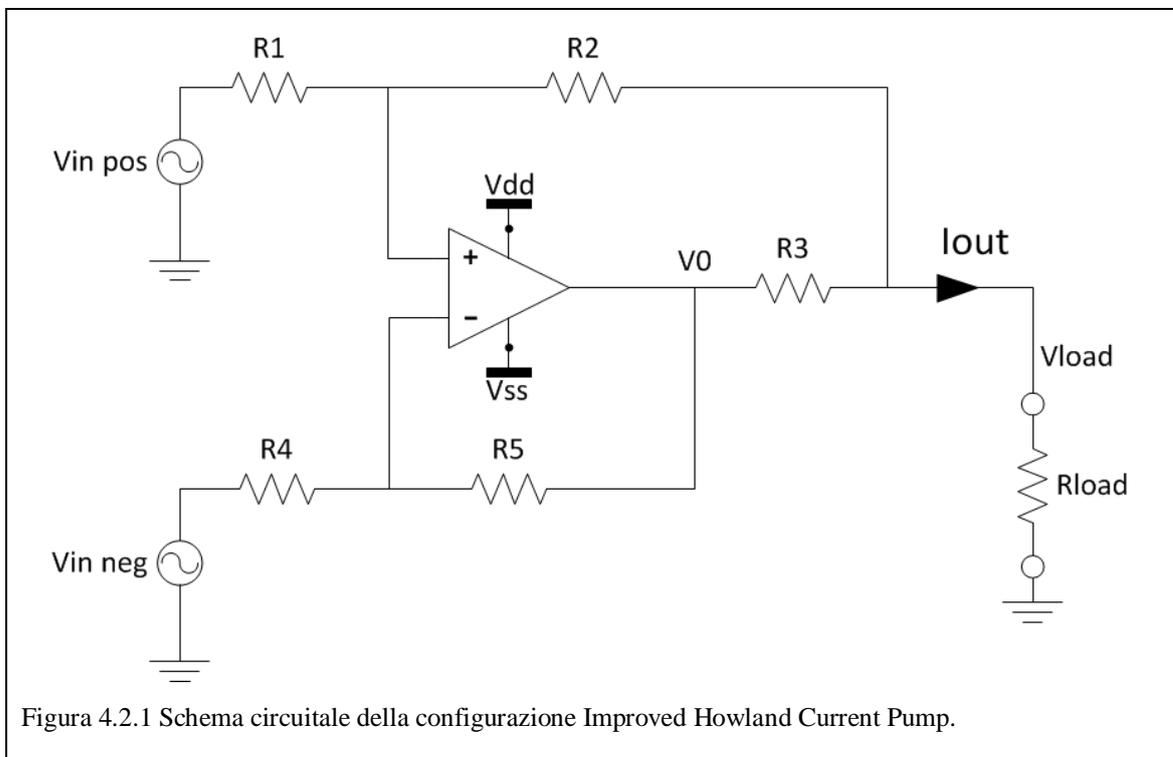
Come spiegato nel paragrafo 1.4 i sensori magnetometrici progettati dal gruppo di ricerca del dipartimento di elettronica ed informazione, sono sensori che si basano per funzionare correttamente sulla forza di Lorentz. Facendo scorrere una corrente di intensità nota all'interno delle molle, in presenza di un campo magnetico *out-of-plane*, si sviluppa una forza, detta forza di Lorentz, che tende a traslare la massa mobile in una delle due direzioni orizzontali. Lo spostamento della massa mobile si riconduce allo spostamento del piatto centrale di un condensatore differenziale. Tale movimento viene apprezzato dall'elettronica di lettura applicando un segnale di tensione di prova ai capi del condensatore e leggendo la variazione di corrente che viene richiamata o erogata, di intensità proporzionale al valore della capacità. La lettura di tale sistema avviene in modo analogo a quanto detto nei paragrafi precedenti, riguardo all'elettronica di caratterizzazione.

Ciò che differenzia tale sensore da altri tipi di sensori a lettura capacitiva, è la necessità di fornire sulle molle una corrente di valore noto, regolabile dall'utilizzatore. La forza di Lorentz è infatti proporzionale al campo magnetico, alla lunghezza delle molle, che è fissata una volta fabbricato il sensore, ed ovviamente al campo magnetico. Da questa considerazione appare chiaro uno dei vantaggi dei magnetometri mems a forza di Lorentz, ovvero la possibilità di variare il range di valori di campo magnetico tale da avere linearità tra spostamento e campo magnetico, semplicemente variando l'intensità della corrente. Il funzionamento in regime lineare del dispositivo è garantito per spostamenti piccoli, che dipendono quindi proporzionalmente dal prodotto della corrente per il valore del campo magnetico. In presenza di campo magnetico elevato, si utilizza una corrente di valore inferiore, mentre per aumentare la sensibilità basta aumentare il valore della corrente, nei limiti di dissipazione consentiti dalla tecnologia, problema tuttavia non affrontato nel corso della tesi.

Per aumentare ulteriormente la sensitività di tali dispositivi, i sensori magnetometrici sono stati progettati per funzionare sollecitati alla loro frequenza di risonanza, per sfruttare l'incremento dello spostamento della massa mobile di un fattore pari a Q . Per fare ciò è necessario quindi fornire una corrente sinusoidale variabile in ampiezza e frequenza, tale da adattarsi al sensore. Il generatore di corrente deve quindi essere bipolare.

4.2.1. Improved Howland Current Pump

La Figura 4.2.1 mostra lo schematico del generatore di corrente implementato nel setup per il magnetometro. Questa particolare configurazione viene comunemente indicata in letteratura come *Improved Howland Current Pump* [31] [32] [33] [34] [35]. In realtà è più propriamente un convertitore tensione-corrente. In ingresso infatti viene fornito un segnale di tensione, in continua o alternata, ed in uscita sul carico viene fornito un segnale di corrente proporzionale. Prima di procedere alla descrizione particolareggiata del circuito, indicando i valori di resistenze, è riportata qualche utile considerazione riguardo alla topologia di circuito in esame.



Per calcolare la funzione di trasferimento ideale tra ingresso di tensione $V_{in_{pos}}$ e l'uscita in corrente si considerino le seguenti espressioni, indicando con V_L la tensione che si sviluppa sul carico e con V_0 quella in uscita dall'operazionale, considerando, per il principio di sovrapposizione degli effetti, $V_{in_{neg}}$ spento:

$$\begin{aligned} V^+ &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_L - V_{in_{pos}}) + V_{in_{pos}} = \\ &= \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_L + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in_{pos}} \end{aligned} \quad (4.2.1)$$

Da cui:

$$\begin{aligned} V_0 &= \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) V^+ = \\ &= \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_L + \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{in_{pos}} \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

Quindi la corrente in uscita è:

$$\begin{aligned} I_{out_L} &= \frac{V_{in_{pos}} - V_L}{(R_1 + R_2)} + \frac{V_0 - V_L}{R_3} = \\ &= \frac{V_{in_{pos}}}{(R_1 + R_2)} + \frac{V_0}{R_3} - \left(\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3}\right) V_L = \\ &= \left(\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) V_{in_{pos}} \\ &\quad + \left(\frac{1}{R_3} \frac{R_4 + R_5}{R_4} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3 + R_1 + R_2}{(R_1 + R_2)R_3}\right) V_L \end{aligned} \quad (4.2.3)$$

Affinché la corrente in uscita non dipenda dal carico è necessario che il secondo termine sia nullo per qualsiasi valore di V_L :

$$\frac{1}{R_3} \cdot \frac{R_4 + R_5}{R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_3 + R_1 + R_2}{(R_1 + R_2)R_3} \quad (4.2.4)$$

Operando alcune semplici semplificazioni aritmetiche si trova:

$$\frac{R_5}{R_4} = \frac{R_2 + R_3}{R_1} \quad (4.2.5)$$

L'espressione (4.2.5) deve essere garantita per il corretto funzionamento del circuito, e può essere interpretato osservando come sotto tali condizioni, senza considerare la resistenza di carico, la retroazione negativa e quella positiva dell'amplificatore operazionale tendono ad uguagliarsi, come illustrato successivamente.

La funzione di trasferimento ideale tra tensione in ingresso e corrente erogata è quindi data dalla seguente espressione, ottenuta con alcune ulteriori semplificazioni matematiche:

$$I_{outL} = +\frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot V_{in_{pos}} \quad (4.2.6)$$

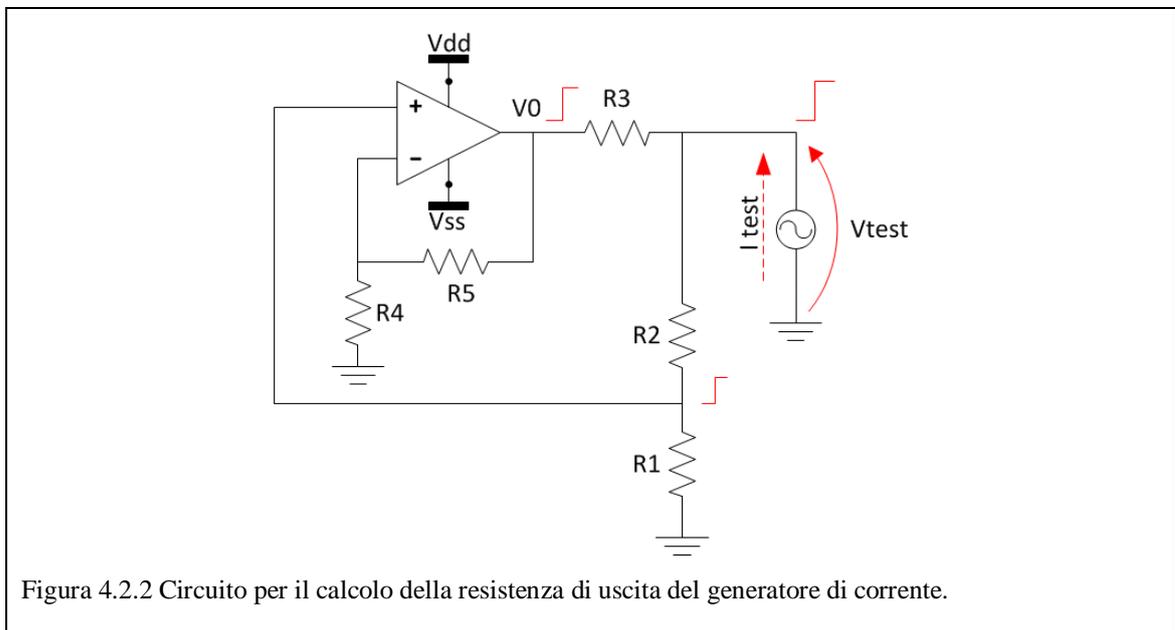
Procedendo in maniera analoga, e nella stessa ipotesi di considerare valida l'uguaglianza (4.2.5), si giunge ad un risultato analogo per l'espressione della corrente in uscita rispetto all'ingresso posto sulla ramo di reazione negativa:

$$I_{outL} = -\frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot V_{in_{neg}} \quad (4.2.7)$$

Quindi il circuito in esame permette di convertire una tensione differenziale in un segnale di corrente:

$$I_{outL} = \frac{R_5}{R_4} \cdot \frac{1}{R_3} \cdot (V_{in_{pos}} - V_{in_{neg}}) \quad (4.2.8)$$

Per calcolare la resistenza di uscita del circuito si procede eliminando la resistenza di carico e si applica un generatore di tensione di test sul nodo di uscita.



La Figura 4.2.2 illustra tale situazione. Avendo imposto la tensione in uscita, l'anello di retroazione positiva si spezza, ed è possibile caratterizzare il circuito osservando la corrente erogata.

Con una tensione positiva sull'uscita una certa corrente tende a scorrere in R₃ mentre un'altra parte tende a scorrere in R₁ + R₂. Quindi nel nodo V⁺

dell'operazionale si sviluppa una tensione pari alla partizione della tensione di test tra le resistenze R_1 e R_2 . Per ingressi di tensione sul piedino di ingresso positivo l'operazionale è un buffer di tensione, e quindi riporta tale tensione sull'altro capo della resistenza R_3 . Avviene ciò che in inglese è chiamato bootstrap: la resistenza R_3 appare di valore maggiore a causa del fatto che uno dei suoi capi si muove in tensione rispetto all'altro. Indicando con G_R il guadagno tra i capi della resistenza R_3 , la resistenza di uscita dello stadio è:

$$R_{out_{id}} = (R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{R_3}{1 - G_R} \right) \quad (4.2.9)$$

Dove:

$$G_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{A(s)}{1 + \frac{R_4}{R_4 + R_5} \cdot A(s)} \quad (4.2.10)$$

Idealmente $V^+ = V^-$ e $A(s) \rightarrow \infty$, quindi si ha:

$$G_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1}{\frac{R_4}{R_4 + R_5}} \quad (4.2.11)$$

Sostituendo l'uguaglianza di espressione (4.2.5) nella (4.2.11) si ha:

$$G_R = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} = 1 + \frac{R_3}{R_1 + R_2} \quad (4.2.12)$$

Quindi in definitiva si ha:

$$\begin{aligned} R_{out_{id}} &= (R_1 + R_2) \parallel \left(\frac{R_3}{1 - 1 - \frac{R_3}{R_1 + R_2}} \right) = \\ &= (R_1 + R_2) \parallel -(R_1 + R_2) \rightarrow \infty \end{aligned} \quad (4.2.13)$$

La presenza di una resistenza negativa indica il fatto che il circuito reagisce con un verso della corrente di segno opposto rispetto alla convenzione per elementi dissipativi.

Si può trovare lo stesso risultato di equazione (4.2.13) imponendo una corrente sull'uscita dello stadio, sempre considerando lo stadio senza carico, ed osservando la tensione che si sviluppa sul generatore. Vengono di seguito riportate le equazioni alle maglie ed ai nodi:

$$V_0 = V^- \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_4} \right) \quad (4.2.14)$$

$$V^+ = V_{test} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.2.15)$$

$$i_{R_2} = \frac{V_{test}}{R_1 + R_2} \quad (4.2.16)$$

$$i_{R_3} = \frac{V_{test} - V_0}{R_3} \quad (4.2.17)$$

$$\begin{aligned} i_{test} &= i_{R_2} + i_{R_3} = \\ &= \frac{V_{test}}{R_1 + R_2} + \frac{V_{test}}{R_3} - \frac{1}{R_3} \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right) \cdot V_{test} \end{aligned} \quad (4.2.18)$$

La resistenza di uscita è pertanto:

$$\begin{aligned} R_{out_{id}} &= \frac{V_{test}}{i_{test}} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)} = \\ &= \frac{1}{\frac{1}{R_1 + R_2} + \frac{1}{R_3} \left(1 - \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)\right)} = \\ &= (R_1 + R_2) \parallel \frac{R_3}{\left(1 - \left(1 + \frac{R_5}{R_4}\right) \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)\right)} \end{aligned} \quad (4.2.19)$$

Ricordando ancora una volta l'uguaglianza (4.2.5) si ha:

$$R_{out_{id}} = (R_1 + R_2) \parallel \frac{R_3}{\left(-\frac{R_3}{R_1 + R_2}\right)} \rightarrow \infty \quad (4.2.20)$$

Dunque la resistenza di uscita del circuito è quindi idealmente infinita, confermando la bontà di tale generatore di corrente. L'espressione di equazione (4.2.3) può essere riscritta, considerando la resistenza finita del generatore di corrente R_S nel seguente modo:

$$I_{out_L} = I_S - I_{R_S} = G_{id} \cdot V_{in} - \frac{V_{in}}{R_S} \quad (4.2.21)$$

La resistenza finita del generatore di corrente risulta ancora una volta:

$$R_s = \frac{1}{\frac{R_3 + R_1 + R_2}{(R_1 + R_2)R_3} - \frac{1}{R_3} \cdot \frac{(R_4 + R_5)}{R_4} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}} =$$

$$= \frac{(R_1 + R_2) \cdot \frac{R_3}{R_1}}{\frac{R_3 + R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_4 + R_5}{R_4}} \quad (4.2.22)$$

Come risulta dall'equazione (4.2.22) il valore della resistenza dipende da quanto sia verificata l'uguaglianza (4.2.5). Tanto più è veritiera tanto maggiore il circuito si avvicina all'idealità. Le tolleranze delle resistenze sono quindi un elemento importate da tenere in considerazione. Per esempio, si consideri per ipotesi che la resistenza R_5 si discosti dal valore ideale, del valore della tolleranza:

$$R_5^* = (R_5 \pm toll \cdot R_5) \quad (4.2.23)$$

Inserendo tale valore nell'espressione (4.2.22) si trova:

$$R_s = \frac{(R_1 + R_2) \cdot \frac{R_3}{R_1}}{\frac{R_3 + R_1 + R_2}{R_1} - \frac{R_4 + (R_5 \pm toll \cdot R_5)}{R_4}} =$$

$$= \frac{R_1 + R_2}{R_2 + R_3} \cdot \frac{R_3}{\pm toll} \quad (4.2.24)$$

Una tolleranza minore determina una resistenza di uscita maggiore. Nello schematico finale sono state scelte resistenze con tolleranze dello 0.1%.

In definitiva, la resistenza di uscita del circuito dipende dalle non idealità dello stesso, ed è modificata prevalentemente dalle tolleranze delle resistenze, da un loro matching non omogeneo, nonché dalle non idealità dell'operazionale.

4.2.2. Scelta dei parametri

L'operazionale scelto per la Howland Current Pump è il modello OPA627 prodotto da Texas Instruments. La specifica che ha limitato maggiormente la scelta dell'operazionale è la necessità di alimentare tale componente ad una alimentazione maggiore dello standard $\pm 5V$, consentendo di poter far variare la tensione sul carico di un intervallo maggiore. Con correnti dell'ordine di qualche milliampere, per resistenze dell'ordine di qualche kilo ohm, è facile infatti raggiungere $\pm 5V$. L'OPA627 garantisce inoltre una corrente di uscita pari a 45mA, sufficiente allo scopo prefissato. Il circuito è

stato infatti progettato per garantire in uscita una corrente massima di 10mA con segnali sinusoidali di qualche decina di kilohertz.

Nella configurazione finale, l'ingresso del generatore di tensione è posto sul ramo negativo della configurazione. Portando il segnale di tensione da un generatore di forme d'onda, la stabilità dello stadio non ne risente se il cavo non è collegato. Se l'ingresso fosse sul ramo positivo, senza carico in uscita e con il cavo staccato, il ramo di retroazione positiva si troverebbe a prevalere su quello negativo portando all'instabilità del circuito.

La scelta dei valori delle resistenze è nata dalla necessità sia di semplificare l'utilizzo del circuito, sia dalla possibilità di trovare valori commerciali con tolleranze più piccole. Per semplificare l'utilizzo del generatore è stata scelta una resistenza R_3 da $1k\Omega$. Le resistenze R_4 , R_5 ed R_1 sono invece da $221k\Omega$, e di conseguenza R_2 ha un valore pari a $220k\Omega$. La funzione di trasferimento del circuito è quindi pari a:

$$I_{outL} = -\frac{V_{in}}{1000\Omega} \quad (4.2.25)$$

È stata inoltre posta in uscita una resistenza da $51k\Omega$ per garantire un carico al generatore di corrente anche quando non viene inserito un magnetometro.

Infine, per garantire maggiore stabilità alle alte frequenze, è stata posta una capacità da $1pF$ in parallelo alla resistenza R_5 .

4.2.3. Tensione differenziale sul carico

Uno dei problemi che affligge il fatto di pilotare in corrente il magnetometro mems, è la possibilità che la tensione della massa mobile possa arrivare a valori tale da alterare l'equilibrio delle forze elettrostatiche tra i due statori e la massa mobile. La corrente infatti scorrendo all'interno delle molle, fa sì che si sviluppi una caduta di potenziale su di esse. Nei magnetometri Parallel-Plates la tensione a cui si porta la massa mobile centrale è quindi circa la metà della differenza di potenziale tra un capo e l'altro della molla. Alcuni magnetometri possono presentare molle con un valore di resistenza elettrica dell'ordine delle migliaia di ohm. Facendo scorrere una corrente sinusoidale di qualche milliampere, è facile che la massa mobile si porti ad una tensione di qualche centinaio di millivolt, anch'essa sinusoidale. L'obiettivo è cercare di tenere ad un valore prossimo allo zero la tensione della massa mobile.

Prendendo spunto dal lavoro dell'VTT [6], l'idea che si è implementata è spiegata di seguito. La corrente erogata dal generatore Howland viene inizialmente iniettata all'interno della resistenza di carico, che modella le molle del magnetometro mems. La tensione che si sviluppa ai suoi capi viene riportata invertita di segno sull'altro capo del carico. In questo modo la tensione a cui si porta il centro del carico resistivo è tenuto il più possibile attorno al valore nullo. La tensione che si sviluppa ad un capo del carico è quindi pari alla metà che si avrebbe nel caso di corrente erogata in un carico verso massa.

La *Figura 7.3.1* mostra lo schematico finale. La tensione è letta con un semplice stadio a buffer, realizzato sempre con un analogo operativo, grazie alla stabilità a guadagno unitario. Il segnale viene poi nuovamente invertito da un semplice stadio invertente. La presenza di due trimmer ha permesso di regolare da una parte il guadagno dello stadio, in modo da compensare eventuali perdite, e dall'altra di regolare la resistenza di bias per permettere la compensazione. Infine è stata data la possibilità di regolare anche l'offset dello stadio di guadagno fornendo sul piedino positivo un segnale di tensione continua regolabile con un terzo trimmer. L'operazionale utilizzato come buffer di tensione continua, il modello OPA251, è stato scelto con una banda ridotta in modo da introdurre meno rumore.

Anche in uscita dal buffer invertente è stata posta una resistenza di carico da $51k\Omega$.

Sono state effettuate numerose simulazioni PSpice per verificare la correttezza dello schema ottenendo ottime prestazioni con una banda attorno a $100kHz$.

4.3. Misure sperimentali

Per testare la bontà del circuito è stata utilizzata come carico del generatore di corrente, una resistenza discreta di valore pari a $2.038k\Omega$, misurata con un multimetro digitale. In *Figura 4.3.1* e *Figura 4.3.2* vengono riportate le schermate, memorizzate dall'oscilloscopio per scale di tempi differenti, dove sono mostrati i due segnali di tensioni letti ai capi della resistenza di test. Il segnale di tensione in ingresso ha un'ampiezza picco-picco di $1V$, a cui corrisponde una corrente di $500\mu A$, e varia ad una

frequenza di 20kHz . La frequenza scelta è di particolare importanza, dato che è quella di risonanza dei nuovi magnetometri progettati dal gruppo di ricerca. La discrepanza tra le misure dell'ampiezza picco-picco e del valor medio è da imputarsi alla non corretta misurazione di tali variabili elettriche da parte dello strumento. L'oscilloscopio infatti non è in grado di restituire con precisione valori in tensione di ampiezza di qualche ordine di grandezza inferiore rispetto alla scala verticale impostata.

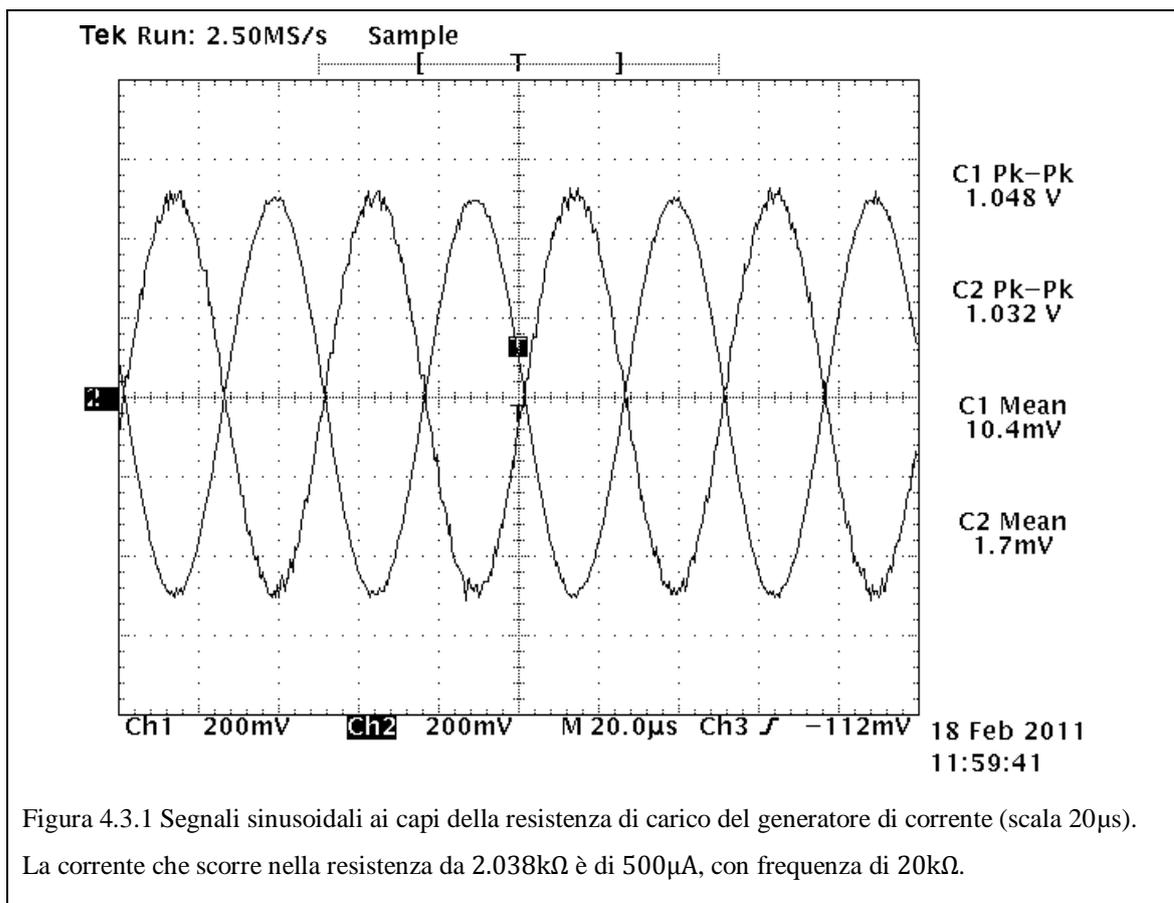
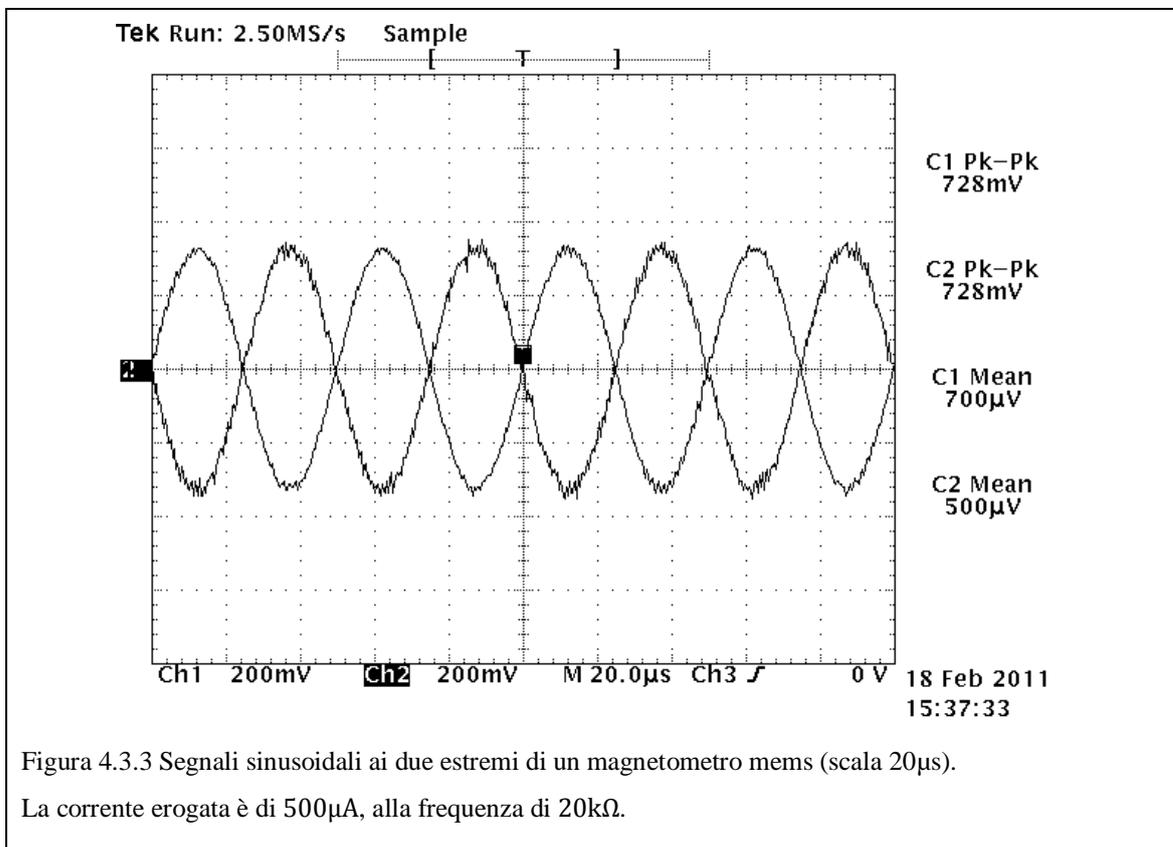
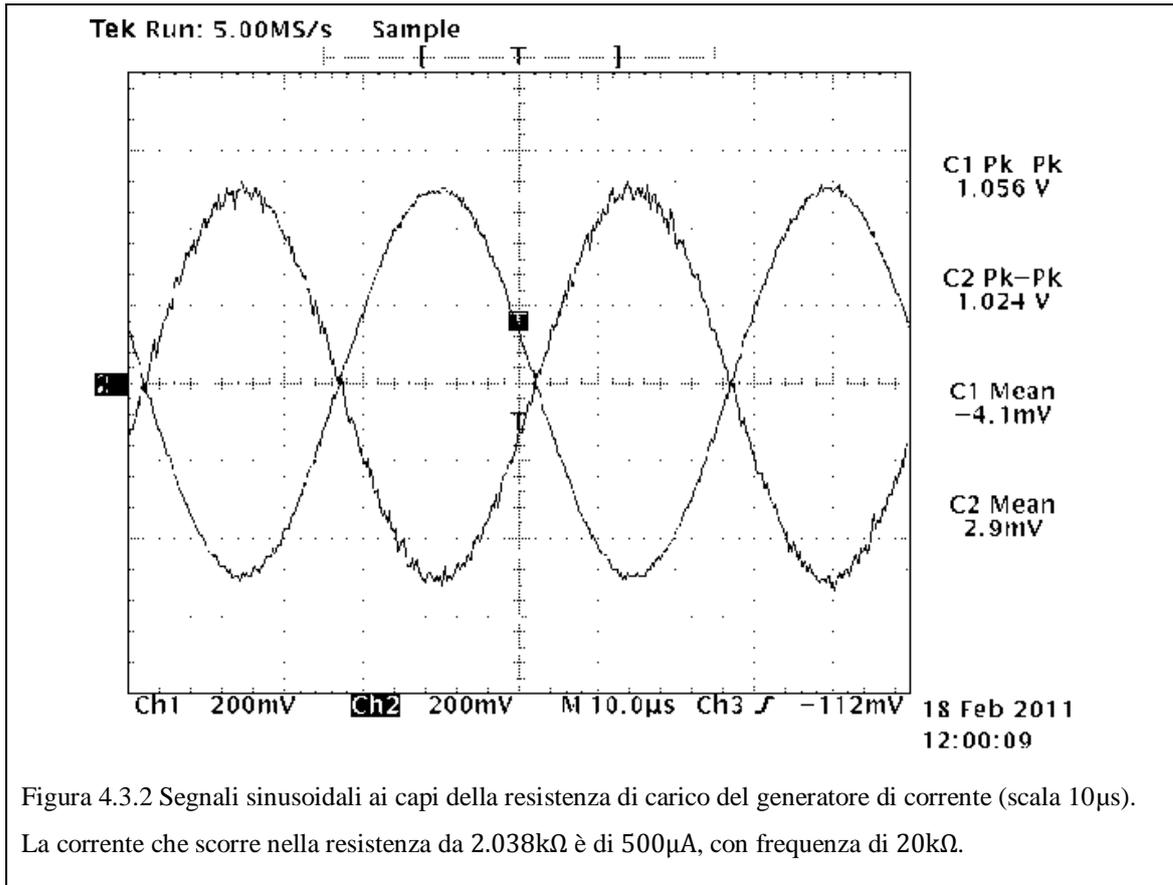
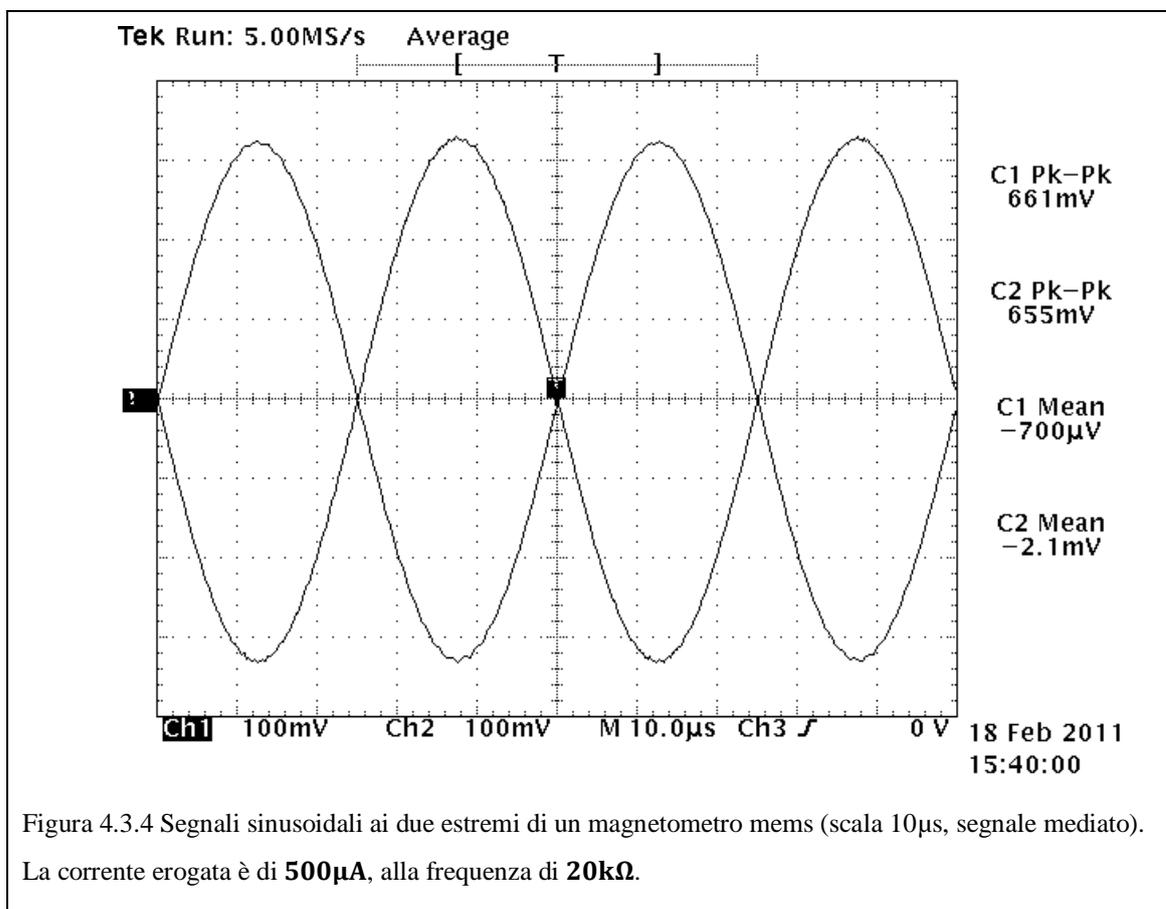


Figura 4.3.1 Segnali sinusoidali ai capi della resistenza di carico del generatore di corrente (scala $20\mu\text{s}$). La corrente che scorre nella resistenza da $2.038\text{k}\Omega$ è di $500\mu\text{A}$, con frequenza di 20kHz .





Particolare attenzione va posta sulla lettura dei sensori magnetometrici mems. Come spiegato precedentemente, per poter leggere la variazione di capacità causata dalla presenza del campo magnetico, è necessario imporre sulla massa mobile un segnalino di tensione sinusoidale.

Tuttavia i pad disponibili per contattare i magnetometri sono 4 in totale: 1 per ciascun elettrodo di lettura del rispettivo statore, e 2 per gli ancoraggi delle molle dove far scorrere la corrente imposta dal generatore. Gli estremi delle molle sono infatti cortocircuitati a coppie in modo che la corrente possa scorrere nello stesso verso e quindi ottenere una forza di Lorentz che agisce nella stessa direzione.

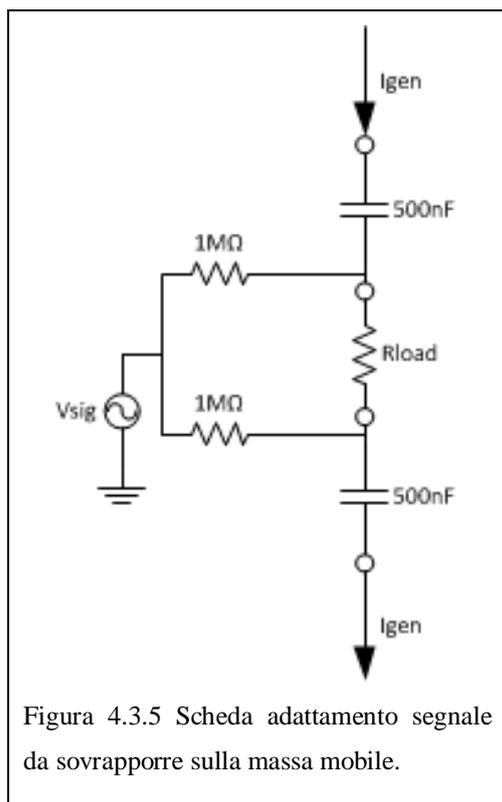


Figura 4.3.5 Scheda adattamento segnale da sovrapporre sulla massa mobile.

Il segnalino da sovrapporre è tuttavia un segnale ad alta frequenza, almeno 1MHz nel caso del setup a bassa frequenza. Purtroppo la banda dell'amplificatore operazionale è limitata, non consentendo di processare segnali veloci, e si è quindi cercato un metodo alternativo per sovrapporre tale segnalino. L'idea è stata di costruire una scheda di adattamento ospitante qualche elemento circuitale in più, come schematizzato in *Figura 4.3.5*. Mentre la corrente erogata dal generatore scorre prevalentemente nella resistenza equivalente del mems, il segnalino di tensione è sovrapposto ai capi delle molle, grazie alle $1\text{M}\Omega$. Le 500nF offrono un'impedenza molto bassa alle

frequenze del generatore di corrente dell'ordine di poche decine di ohm.

La *Figura 4.3.3* e la *Figura 2.5.4* riportano due schermate acquisite da oscilloscopio, che mostrano il segnale rilevato con le sonde direttamente all'ingresso dei pad delle molle del mems.

Per la lettura dello spostamento della massa mobile in presenza di campo magnetico sono stati predisposti opportuni cavi di adattamento per poter leggere il segnale dei due statori con la scheda di caratterizzazione ad alta o bassa frequenza, utilizzata per leggere il solo segnale senza attuare il dispositivo.

Uno dei problemi tuttavia che affligge il fatto di utilizzare cavi di adattamento è la possibilità di inserire in parallelo al mems una grande capacità parassita, dell'ordine di qualche picofarad. Un valore così elevato può portare a fare saturare l'elettronica di frontend restituendo un segnale in uscita attenuato rispetto al valore che dovrebbe assumere, mostrando quindi una variazione di capacità minore di quanto effettivamente sia nella realtà.

Nella *Figura 4.3.6* si mostrano curve CV ottenute utilizzando o meno il cavo di adattamento, necessario per misure all'interno della struttura che simula il campo

magnetico. Si può notare come sia necessario ridurre notevolmente il segnale di test affinché si possa ottenere un risultato più corretto, con il cavo. Nella figura si evidenzia come già il sensore per tensioni di test maggiori di $300mV$ inizi a far saturare l'elettronica. Per ottenere una curva simile con il cavo di adattamento è necessario fornire un segnale picco-picco di soli $70mV$.

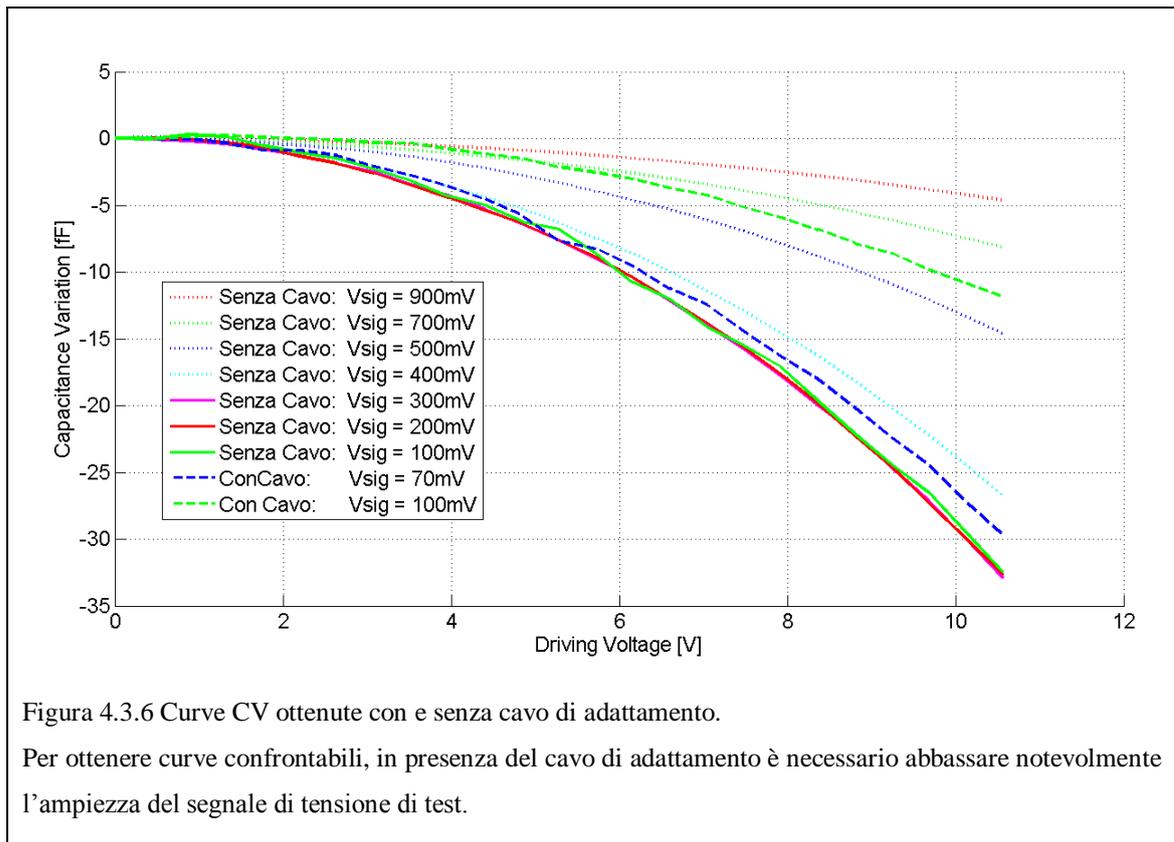


Figura 4.3.6 Curve CV ottenute con e senza cavo di adattamento.

Per ottenere curve confrontabili, in presenza del cavo di adattamento è necessario abbassare notevolmente l'ampiezza del segnale di tensione di test.

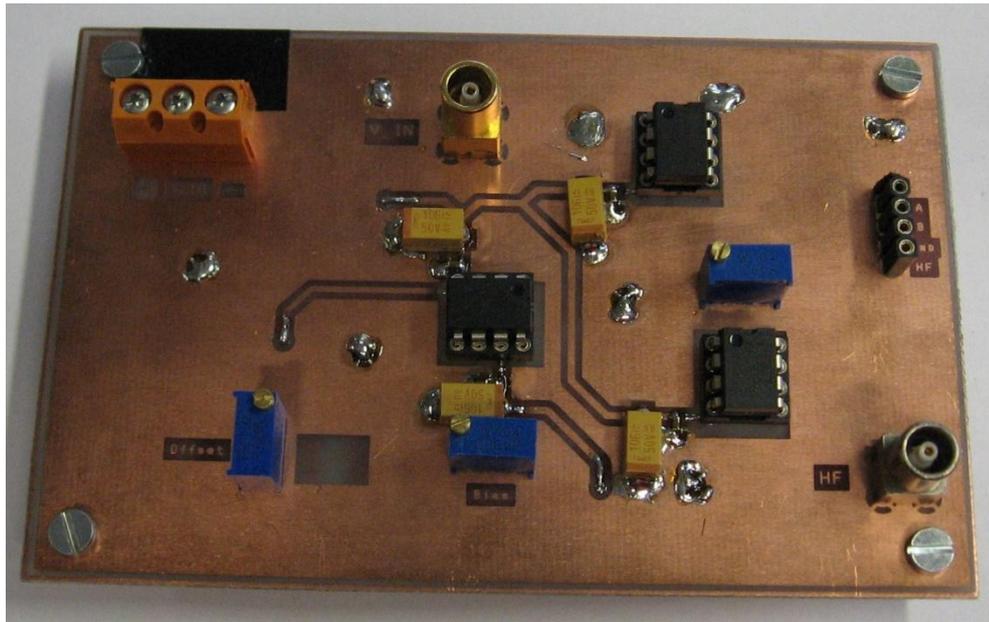


Figura 4.3.7 Fotografia della PCB dell'elettronica di pilotaggio.

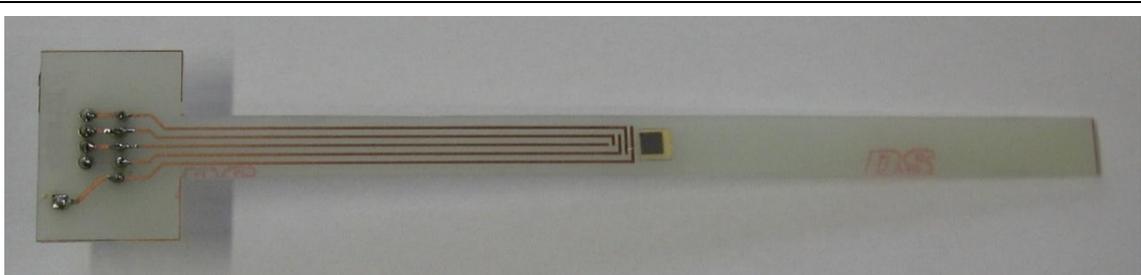


Figura 4.3.8 Fotografia della PCB per il bonding di magnetometri da inserire all'interno della struttura meccanica di test.

5. Conclusioni

Il lavoro di tesi svolto presso il laboratorio di Sensori e Rivelatori, del Dipartimento di Elettronica ed Informazione del Politecnico di Milano, ha riguardato lo sviluppo ed il design di nuovi sensori magnetometrici, realizzati in collaborazione con la Mems-foundry STMicroelectronics, nonché alla progettazione dell'elettronica di pilotaggio per tali sensori, oltre all'introduzione di migliorie sull'elettronica di caratterizzazione di dispositivi mems a lettura capacitiva ed alla progettazione ed implementazione di una nuova piattaforma con prestazioni migliorate.

La prima fase di lavoro si è concentrata sullo sviluppo di un modello comportamentale per un sensore magnetometrico a piatti piani paralleli, utilizzando l'ambiente di sviluppo Mathworks Simulink. Il modello realizzato è in grado di risolvere l'equazione del moto del sistema massa-molla-smorzatore, al variare dei principali parametri geometrici, elettrici e di processo, fornendo all'utilizzatore oltre all'andamento della variazione di capacità in funzione delle variazioni delle forze esercitate sulle masse mobili, anche il valore dei principali parametri che caratterizzano il sistema, quali la rigidità elastica delle molle, il coefficiente di damping, la massa complessiva, la pulsazione di risonanza e il fattore di qualità. L'accuratezza di tale modello è stata incrementata con l'introduzione della possibilità di tenere conto nella simulazione dell'overetch stimato attorno agli $0,335\mu\text{m}$ per una singola superficie di attacco. Con dimensioni geometriche che possono essere anche di qualche micron, la variazione dovuto ad un eccesso nell'attacco chimico durante il processo di fabbricazione può portare ad avere un sensore con caratteristiche ben diverse da quanto progettato. Il modello permette quindi di tenere in considerazione tale parametro.

L'utilizzo del modello comportamentale ad omega costante è stato fondamentale per il dimensionamento dei nuovi sensori magnetometrici, costruiti per soddisfare una delle specifiche di STMicroelectronics, ovvero la necessità di avere struttura con una pulsazione di risonanza (ω_0) pari a 20kHz . Tale valore è stato scelto

da una parte per evitare che la struttura possa risentire delle vibrazioni indotte dalle componenti sonore, che hanno una banda audio inferiore a $20kHz$, cercando dall'altra di mantenere il valore il più basso possibile in modo da non penalizzare la sensibilità, parametro che decresce con l'aumento della pulsazione di risonanza.

A tal proposito sono state effettuate considerazioni riguardante la progettazione di dispositivi costruiti ad omega fissata, giungendo alla conclusione che per sensori parallel-plates, a parità di lunghezza delle molle, di area di ciascun condensatore differenziale e di corrente fatta scorrere nelle molle, la sensibilità complessiva della struttura non dipende dal numero di condensatori differenziali utilizzati. Pertanto un aumento di condensatori porterebbe solo ad un'occupazione di area maggiore, senza benefici in termini di sensibilità. Queste conclusioni sono state poi confermate anche mediante una serie di simulazioni con un numero di coppie di condensatori differenziali variabili, i cui risultati sono stati riportati nella tesi. Il design finale prevede quattro differenti configurazioni di sensori magnetometrici con 4, 8, 16 e 32 condensatori differenziali, con lunghezze degli elettrodi pari a $330\mu m$, distanza tra i piatti di $1.4\mu m$ e larghezza delle molle variabile, tale da soddisfare il requisito di mantenere costante la ω_0 .

Nella seconda fase della tesi, sono state introdotte una serie di migliorie sul già esistente setup di caratterizzazione di sensori mems a lettura capacitiva. La particolare tecnica di lettura prevede infatti l'utilizzo di un segnale sinusoidale di test in tensione, ad una frequenza di qualche ordine superiore alla frequenza di risonanza della struttura letta. Il setup originale è ottimizzato per un segnale sinusoidale di frequenza pari a $1MHz$. Tale segnale viene applicato sulla massa mobile del mems, e viene letta la corrente che viene richiamata o fornita dalle armature dei condensatori, mediante gli elettrodi di lettura. L'elettrodo di sensing viene tenuto sul piedino negativo di un amplificatore operazionale di uno stadio a transimpedenza in modo da avere in uscita un segnale sinusoidale in tensione che dipende da diversi fattori: dall'ampiezza del segnale di test, dalla capacità del mems, valore incognito, e dalla frequenza del segnale di test, a causa della derivazione introdotta tra la corrente e la tensione ai capi del condensatore. Il segnale in uscita dallo stadio a transimpedenza viene poi amplificato ed opportunamente filtrato, ed infine viene ricavato il valor medio raddrizzando e

filtrando il segnale passabasso con un filtro passabasso. In tal modo il valor medio in uscita varia proporzionalmente al variare della capacità letta fissata l'ampiezza e la frequenza del segnale di test.

Le modifiche adottate sull'elettronica di setup sono state principalmente due. La prima è stata la modifica dello stadio raddrizzatore. Nella precedente elettronica, il segnale viene raddrizzato grazie all'utilizzo di uno switch che, avendo in ingresso sia il segnale diretto, sia invertito, seleziona alternativamente l'uno o l'altro ingresso in modo da avere in uscita sempre un segnale positivo, quindi raddrizzato. Per funzionare correttamente tuttavia l'elettronica richiede che lo switch operi in fase con i segnali da raddrizzare, costringendo l'operatore ad una calibrazione, grazie ad un circuito sfasatore, di tale stadio ogni volta che si cambia dispositivo, in quanto cambia la capacità di test, e quindi si ha uno sfasamento diverso. È stata quindi implementata una nuova elettronica per lo stadio raddrizzatore basata su una configurazione a diodi, che non necessita di calibrazioni aggiuntive ogni volta che si cambia mems. Il vantaggio pratico è quindi notevole perché consente di caratterizzare molteplici dispositivi diversi in minor tempo, oltre ad avere portato ad una semplificazione nello schematico.

La seconda modifica è stata poi l'aver introdotto una piattaforma per la caratterizzazione e lettura real-time a basso rumore, a due canali, consentendo di leggere contemporaneamente la variazione di capacità da due elettrodi, e permettendo quindi una lettura di tipo differenziale.

In questa fase è stato inoltre definito il layout di schede PCB utilizzate per il bonding diretto dei sensori mems, consentendo la caratterizzazione di tali dispositivi al di fuori della camera pulita. L'elettronica è stata poi caratterizzata e confrontata con la precedente, ottenendo prestazioni analoghe ma con una semplificazione notevole nella caratterizzazione.

Nella fase successiva è stata progettata, sviluppata e realizzata una nuova elettronica di caratterizzazione, con l'obiettivo di incrementare le prestazioni rispetto alla precedente piattaforma, ed utilizzare segnali di test con frequenze incrementate di almeno un ordine di grandezza. Per affrontare la realizzazione di tale elettronica, si è deciso di dividere il progetto in due parti: l'elettronica di frontend composto dallo stadio a transimpedenza, dallo stadio di guadagno e quello di filtraggio, e da una

seconda parte che include un nuovo raddrizzatore, opportunamente progettato per raddrizzare segnali a più alta frequenza. Il frontend è stato caratterizzato garantendo la linearità tra tensione in uscita e segnale applicato con frequenze fino a 50MHz , ed un rumore in uscita inferiore a $1\mu\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Per raddrizzare segnali ad alte frequenze è stato infine progettato un nuovo tipo di stadio a raddrizzatore basato sull'utilizzo di diodi per rettificare il segnale usati assieme ad un particolare componente elettronico, il current conveyor. La scheda è stata caratterizzata ottenendo buone prestazioni per segnali fino a 25MHz .

Infine l'ultima fase di lavoro ha portato alla creazione di un primo setup di caratterizzazione specifico per il testing di dispositivi mems magnetometrici a forza di Lorentz. Da un lato è stata realizzata una struttura meccanica per simulare per mezzo di due magneti un campo magnetico uniforme e out-of-plane, dall'altra invece è stato progettato e realizzato un generatore di corrente differenziale per poter pilotare in corrente il magnetometro mems, facendo scorrere all'interno delle molle una precisa intensità di corrente, indipendentemente dalla resistenza delle strutture.

Sebbene ottimizzato per fornire correnti di 1mA alla frequenza di 20kHz , il generatore consente di fornire in uscita una corrente massima di 10mA ad una frequenza massima di circa 80kHz .

Possibili sviluppi futuri possono riguardare l'ottimizzazione dell'elettronica di caratterizzazione ad alta frequenza. In particolare un obiettivo può essere quello di migliorare il raddrizzatore ad alta frequenza, riuscendo ad incrementare la frequenza massima cui è possibile raddrizzare il segnale. Essendo tale stadio il collo di bottiglia dell'elettronica di caratterizzazione ad alta frequenza una alternativa è realizzare un programma Labview per l'acquisizione del segnale in uscita dal frontend, operando digitalmente per ottenere il valor medio, in tal modo sarebbe possibile sfruttare tutta la dinamica in frequenza dello stadio di frontend.

Riguardo all'elettronica di pilotaggio, sono possibili miglioramenti nella fase di accoppiamento del segnale di test sulla massa mobile.

6. Ringraziamenti

Giunto al termine del lavoro di tesi desidero in questa sede ringraziare le persone che hanno contribuito maggiormente ad aiutarmi a raggiungere l'ambito traguardo della laurea specialistica in elettronica al Politecnico di Milano.

Ringrazio quindi innanzitutto il professor *Antonio Longoni* per avermi offerto l'opportunità di conoscere ed apprezzare il così affascinante mondo dei dispositivi micromeccanici, ed il professor *Giacomo Langfelder* per la disponibilità mostrata nel corso della tesi.

Un caloroso ringraziamento lo rivolgo al mio "mentore", nonché correlatore, l'Ing. *Cesare Buffa*. Alla mia stima e a una sentita riconoscenza per la sempre e costante disponibilità riservatami, aggiungo un sincero augurio per un avvenire ricco di soddisfazioni.

Infine desidero ringraziare l'Ing. *Alessandro Tocchio* per i sempre preziosi e graditi spunti scaturiti nel corso della tesi.

Ringrazio infine la mia famiglia, *papà e mamma, Gabri e Susy* per la continua fiducia, per il sostegno morale nei momenti più difficili e per non avermi distratto troppo durante la stesura della tesi.

A tutti quanti ... Grazie.

7. Schematici elettrici completi

7.1. Elettronica di lettura a bassa frequenza

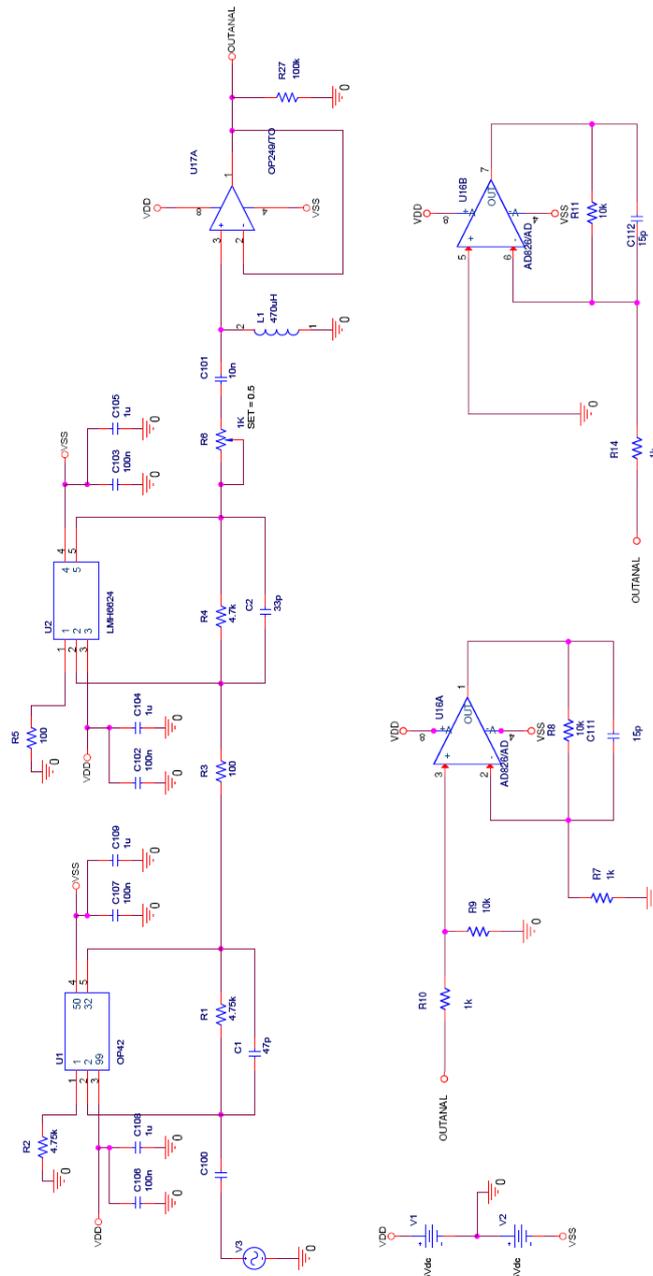


Figura 7.1.1 Schematico dell'elettronica di lettura ad 1MHz, versione a switch. In figura sono visibili i due buffer invertente e non invertente.

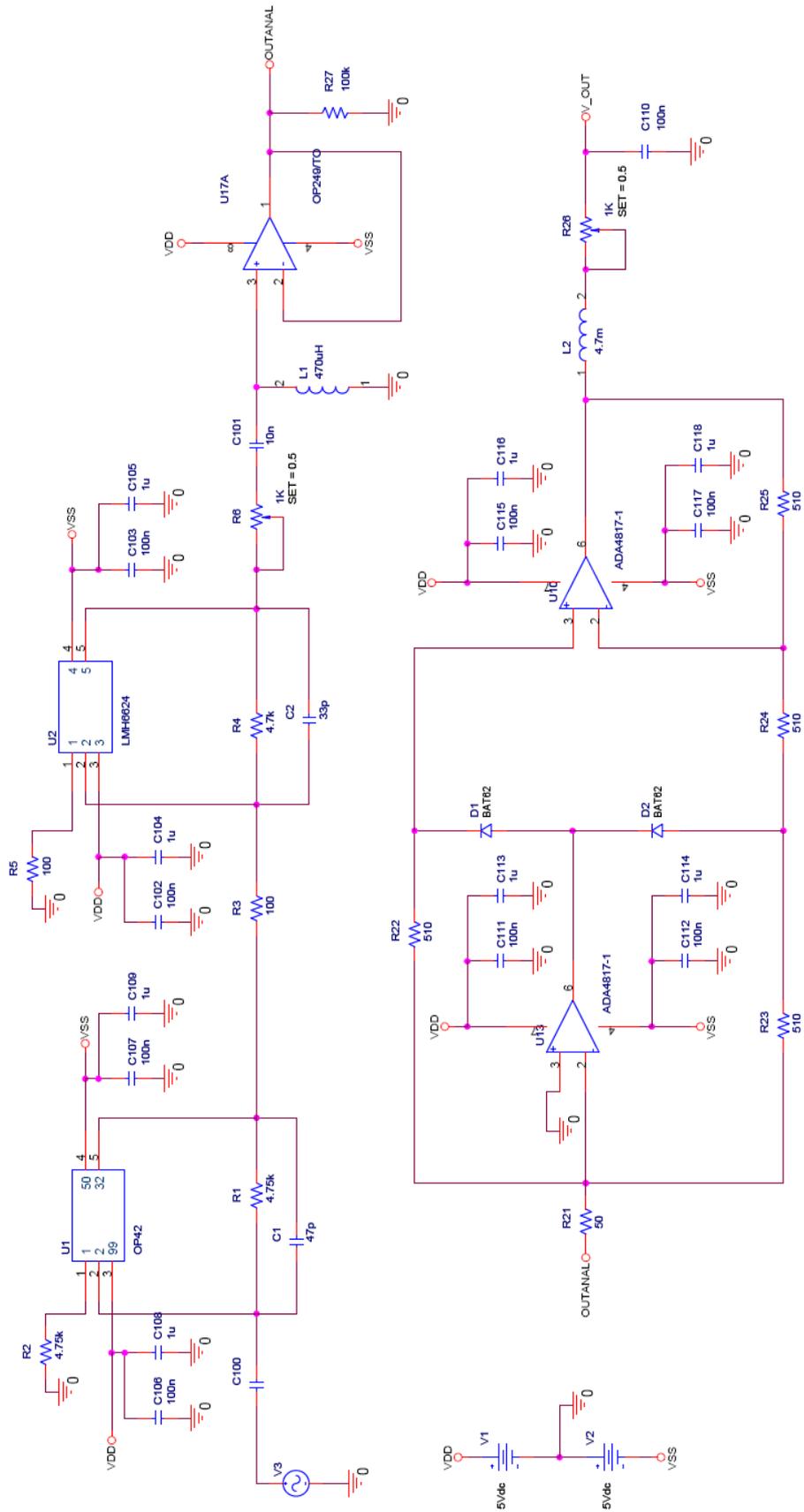


Figura 7.1.2 Schematico dell'elettronica di lettura ad 1MHz, con raddrizzatore a diodi e a due canali.

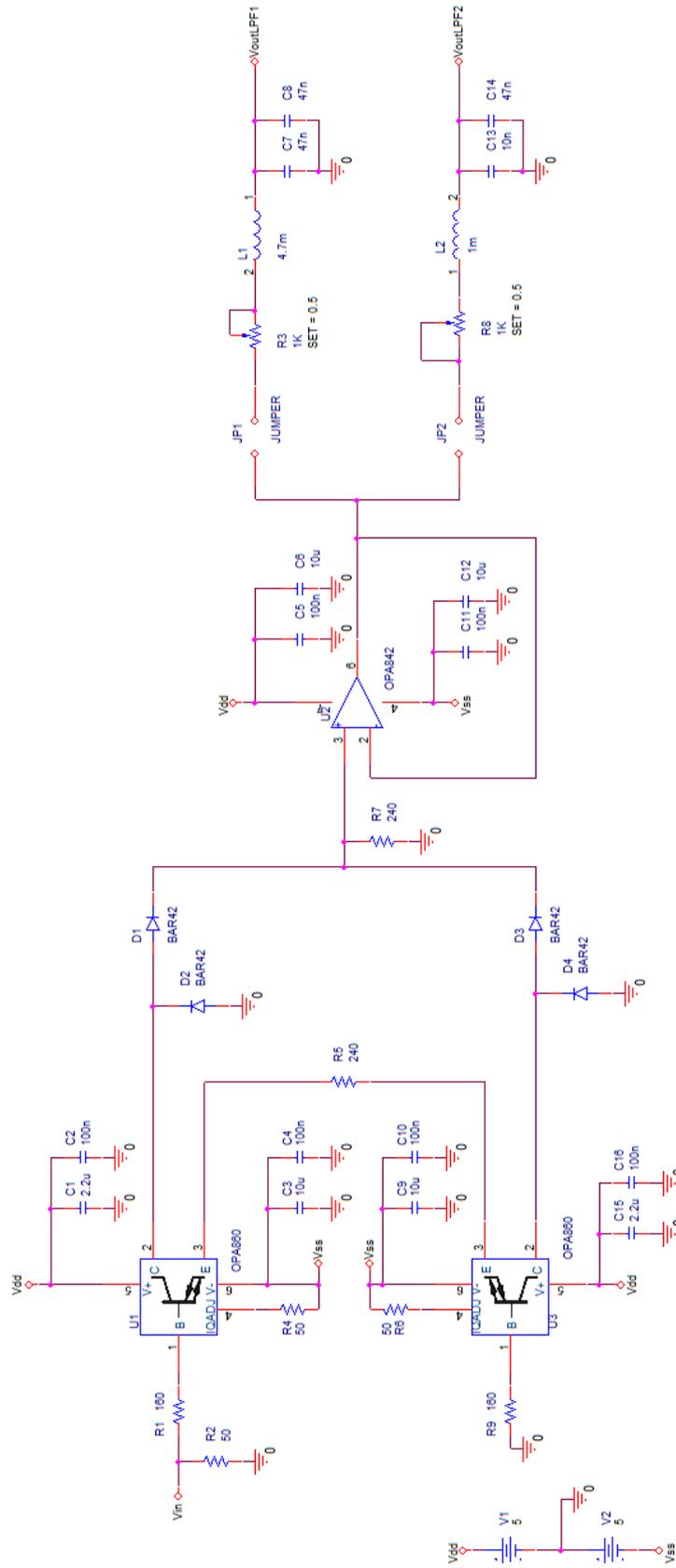


Figura 7.2.2 Schematico dello stadio raddrizzatore ad alta frequenza.

7.3. Elettronica di pilotaggio

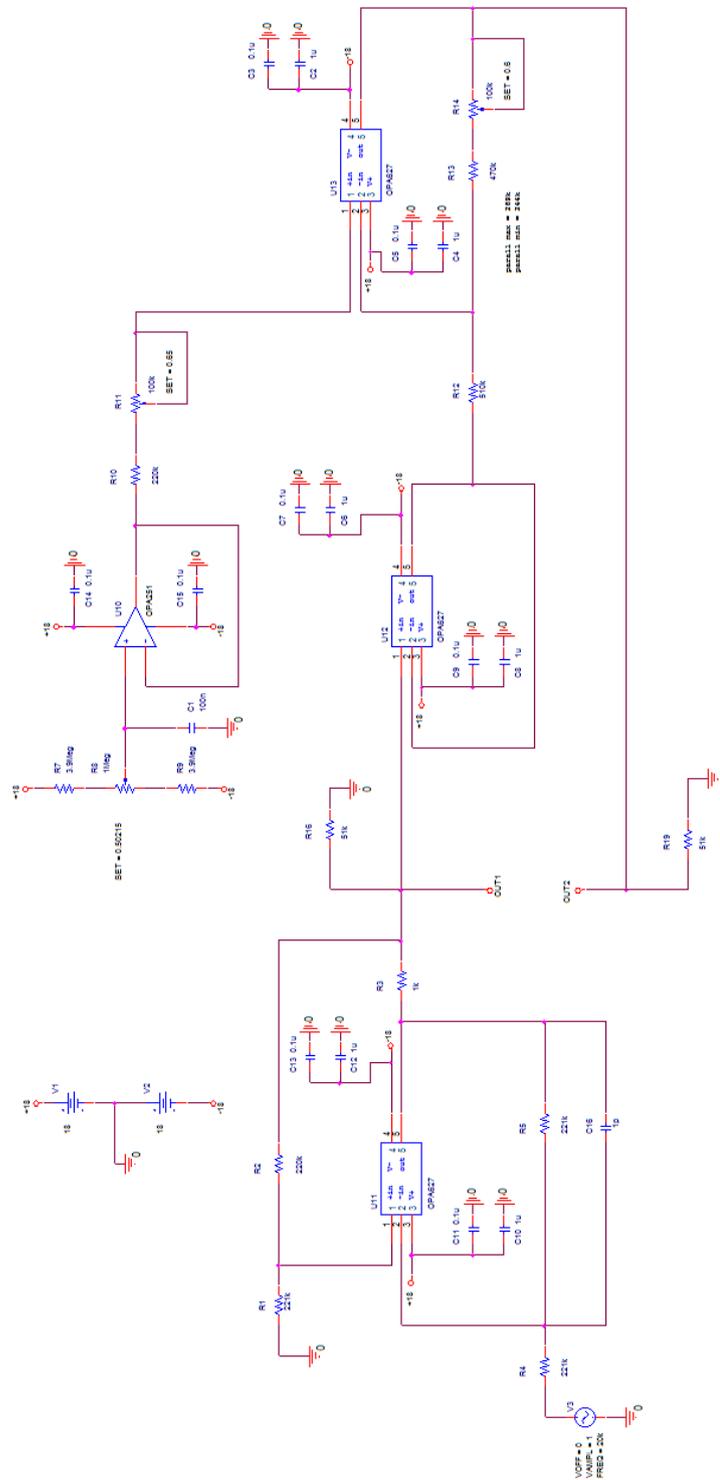


Figura 7.3.1 Schematico del generatore di corrente.

8. Indice delle figure

Figura 1.1.1 Sistema massa-molla-smorzatore.....	8
Figura 1.1.2 Effetto della forza elettrostatica tra i piatti di un condensatore tenuti ad una differenza di potenziale costante mediante un generatore esterno.	9
Figura 1.1.3 Rappresentazione qualitativa delle forze agenti su di un sensore mems a lettura capacitiva.	12
Figura 1.2.1 Relazione di equilibrio tra tensione e spostamento.....	15
Figura 1.3.1 Andamento in frequenza del modulo della funzione di trasferimento tra forza e spostamento, al variare del fattore di qualità.....	16
Figura 1.5.1 Confronto tra i limiti di sensibilità tra diverse tipologie di sensori.	25
Figura 1.5.2 Schema magnetometro a forza di lorentz illustrato nel lavoro di Emmerich e Schöfthaler [4].....	26
Figura 1.5.3 Magnetometro torcente.....	27
Figura 1.5.4 Magnetometro risonante.	28
Figura 2.1.1 Schema del magnetometro Parallel-Plates.....	30
Figura 2.1.2 Modello Simulink di un magnetometro Parallel-Plates.....	35
Figura 2.1.3 Calcolo della massa della struttura e dell'area del condensatore.....	36
Figura 2.1.4 Inserimento dei parametri geometrici e di processo.	37
Figura 2.1.5 Calcolo della costante elastica totale.	37
Figura 2.1.6 Calcolo della costante di damping.	38
Figura 2.1.7 Calcolo della forza di Lorentz.....	38
Figura 2.1.8 Calcolo della frequenza di risonanza e del fattore di qualità.....	39
Figura 2.1.9 Calcolo della capacità totale a riposo e delle variazioni di capacità singole e differenziali.	39
Figura 2.1.10 Nucleo del modello: implementazione della legge della dinamica che governa il moto.....	40
Figura 2.2.1 Schema del magnetometro Clamped-Clamped.....	41
Figura 2.2.2 Modello Simulink di un magnetometro Clamped-Clamped.	44
Figura 2.3.1 Calcolo della componente di rumore browniano.	46
Figura 2.3.2 Modello Simulink di un magnetometro Parallel-Plates con pulsazione di risonanza costante.....	47
Figura 2.3.3 Modellizzazione dell'equazione della dinamica per un magnetometro, con l'aggiunta della componente di rumore.	48
Figura 2.4.1 Simulazioni di sensibilità al variare del numero di coppie di condensatori differenziali.....	52

Figura 2.5.1 Schema degli step del processo ThELMA di STMicroelectronics.....	53
Figura 2.5.2 Fotografia SEM di uno stopper.	55
Figura 2.5.3 Layout dei quattro nuovi magnetometri disegnati mediante il Cadence Layout Design Tool.....	57
Figura 2.5.4 Design del magnetometro con 2 coppie di celle differenziali.....	58
Figura 2.5.5 Design del magnetometro con 4 coppie di celle differenziali.....	59
Figura 2.5.6 Design del magnetometro con 8 coppie di celle differenziali.....	60
Figura 2.5.7 Design del magnetometro con 16 coppie di celle differenziali.....	61
Figura 3.1.1 Esempio di Curva CV, ottenuta per due strutture di test.	64
Figura 3.1.2 Smorzamento esponenziale della risposta al gradino per un sistema con poli complessi e coniugati.	66
Figura 3.1.3 Esempio di curva di damping.	67
Figura 3.2.1 Schema concettuale dell'elettronica di lettura.....	68
Figura 3.2.2 Raddrizzatore a diodi per l'elettronica di lettura a bassa frequenza.....	71
Figura 3.2.3 Circuito equivalente al raddrizzatore a diodi per ingressi negativi.	72
Figura 3.2.4 Esempio di scheda PCB per il bonding del mems.....	73
Figura 3.2.5 Fotografia della scheda PCB dell'elettronica di lettura a bassa frequenza con le modifiche apportate.....	75
Figura 3.2.6 Grafico dati di caratterizzazione scheda di lettura a bassa frequenza.	76
Figura 3.2.7 Confronto tra curve CV ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza.	77
Figura 3.2.8 Confronto tra curve CV ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza.	78
Figura 3.2.9 Confronto tra curve di damping ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza.....	78
Figura 3.2.10 Confronto tra curve di damping ottenute con le due schede di lettura a bassa frequenza.....	79
Figura 3.3.1 Stadio a transimpedenza.	81
Figura 3.3.2 Confronto tra le prestazioni di due operazionali usati per lo stadio a transimpedenza.....	82
Figura 3.3.3 Stadio di guadagno.....	84
Figura 3.3.4 Filtro passa banda in uscita dal frontend.....	85
Figura 3.3.5 Simulazione del modulo del trasferimento del filtro passa banda.....	86
Figura 3.3.6 Linearità dello stadio di frontend ad alta frequenza.	88
Figura 3.3.7 Funzione di trasferimento dello stadio frontend ad alta frequenza.	89
Figura 3.3.8 Spettro di rumore in uscita dallo stadio frontend ad alta frequenza.	90
Figura 3.3.9 Il current conveyor.....	91
Figura 3.3.10 Schema circuitale del raddrizzatore ad alta frequenza.	93
Figura 3.3.11 Schema circuitale dell'elettronica di attuazione.....	95
Figura 3.3.12 Fotografie delle PCB dell'elettronica di lettura ad alta frequenza.	97

Figura 3.3.13 Variazioni della tensione in uscita del frontend ad alta frequenza al variare del segnalino in ingresso, con valori di capacità differenti.	99
Figura 3.3.14 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 1MHz.	100
Figura 3.3.15 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 10MHz.	101
Figura 3.3.16 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 15MHz.	101
Figura 3.3.17 Variazione del rapporto V_{out}/V_{in} in funzione della capacità di test alla frequenza di 25MHz.	102
Figura 4.1.1 Fotografia della struttura meccanica usata per simulare un campo magnetico uniforme e trasversale al piano di appoggio.	103
Figura 4.1.2 Dimensione e posizionamento dei magneti permanenti in NdFeB.	104
Figura 4.2.1 Schema circuitale della configurazione Improved Howland Current Pump.	106
Figura 4.2.2 Circuito per il calcolo della resistenza di uscita del generatore di corrente.	108
Figura 4.3.1 Segnali sinusoidali ai capi della resistenza di carico del generatore di corrente (scala 20 μ s).	114
Figura 4.3.2 Segnali sinusoidali ai capi della resistenza di carico del generatore di corrente (scala 10 μ s).	115
Figura 4.3.3 Segnali sinusoidali ai due estremi di un magnetometro mems (scala 20 μ s).	115
Figura 4.3.4 Segnali sinusoidali ai due estremi di un magnetometro mems (scala 10 μ s, segnale mediato).	116
Figura 4.3.5 Scheda adattamento segnale da sovrapporre sulla massa mobile.	117
Figura 4.3.6 Curve CV ottenute con e senza cavo di adattamento.	118
Figura 4.3.7 Fotografia della PCB dell'elettronica di pilotaggio.	119
Figura 4.3.8 Fotografia della PCB per il bonding di magnetometri da inserire all'interno della struttura meccanica di test.	119
Figura 7.1.1 Schematico dell'elettronica di lettura ad 1MHz, versione a switch.	125
Figura 7.1.2 Schematico dell'elettronica di lettura ad 1MHz, con raddrizzatore a diodi e a due canali.	126
Figura 7.2.1 Schematico dell'elettronica di lettura ad alta frequenza: stadi di frontend.	127
Figura 7.2.2 Schematico dello stadio raddrizzatore ad alta frequenza.	128
Figura 7.3.1 Schematico del generatore di corrente.	129

9. Indice delle tabelle

Tabella 2.4.1 Simulazioni di sensitività.....	52
Tabella 2.5.1 Lista dei principali valori geometrici del layout dei nuovi magnetometri.....	56
Tabella 3.3.1 Misure per la verifica di linearità del frontend ad alta frequenza.....	87
Tabella 3.3.2 Misure per la caratterizzazione della scheda di lettura ad alta frequenza.....	98

10. Bibliografia

- [1] Robert L. Bratter (Cronos Integrated Microsystems), "Commercial success in the MEMS marketplace," in *IEEE/LEOS International Conference on Optical MEMS*, Kauai (HI), USA, 2000, pp. 29-30.
- [2] Chorng-Ping Chang, "MEMS for Telecommunications: Devices and Reliability," in *IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference*, 2003, pp. 199-206.
- [3] Willie D. Jones, "A Compass in Every Smartphone," *IEEE Spectrum*, pp. 12-13, February 2010.
- [4] H. Emmerich and M. Schöfthaler, "Magnetic field measurements with a novel surface micromachined magnetic-field sensor.," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no. 5, pp. 972-977, May 2000.
- [5] Matthew J. Thompson and David A. Horsley, "Resonant MEMS Magnetometer with capacitive read-out," *IEEE Sensors 2009*, pp. 992-995, October 2009.
- [6] Jukka Kynäräinen et al., "A 3D micromechanical compass," *Sensors and Actuators A*, vol. 142, pp. 561-568, 2008.
- [7] Behraad Bahreyni and Cyrus Shafai, "A resonant micromachined magnetic field sensor," *IEEE Sensor Journal*, vol. 7, no. 9, pp. 1326-1334, September 2007.
- [8] Franz Keplinger et al., "Lorentz force based magnetic field sensor with optical readout," *Sensors and Actuators A*, no. 110, pp. 112-118, 2004.
- [9] H. Emmerich, M. Schöfthaler, and U. Knauss, "A novel micromachined magnetic-field sensor.," in *Micro Electro Mechanical Systems. Twelfth IEEE International Conference.*, Orlando (FL), 1999, pp. 94-99.
- [10] Cesare Buffa, Antonio Longoni, Federico Zaraga, Giacomo Langfelder, and Tocchio Alessandro, "Contratto STm-DEI 2010 MEMS, Preliminary Report N°1," Dipartimento di Elettronica e Informazione, Politecnico di Milano, May 2010.
- [11] James Lenz and Alan S. Edelstein, "Magnetic sensors and their applications," *IEEE Sensors Journal*, vol. 6, no. 3, pp. 631-649, June 2006.

-
- [12] Agustín L. Herrera-May, Luz A. Aguilera-Cortés, Pedro J. García-Ramírez, and Elías Manjarrez, "Resonant Magnetic field sensors based on MEMS technology," *Sensors*, vol. 9, pp. 7785-7813, September 2009.
- [13] "LSM303DLH: Sensor module: 3-axis accelerometer and 3-axis magnetometer," STMicroelectronics, Datasheet 16941, 2009.
- [14] Luca Valli, "Modellizzazione e sperimentazione di un innovativo accelerometro risonante mems e sviluppo dell'elettronica di controllo," Dipartimento di Elettronica e Informazione, Politecnico di Milano, Tesi di Laurea Specialistica 2008/2009.
- [15] Giacomo Langfelder, Antonio Longoni, Alessandro Tocchio, and Ernesto Lasalandra, "MEMS motion sensors based on the variations of the fringe capacitances," *IEEE Sensors Journals*, vol. 0, no. 0, February 2010.
- [16] "Design rules for ThELMA 15. Confidential," STMicroelectronics,.
- [17] Giacomo Langfelder, Antonio Longoni, and Federico Zaraga, "Low-noise real-time measurement of the position of movable structures in MEMS," *Sensors and Actuators A: Physical*, no. 148, pp. 401-406, 2008.
- [18] Paolo Bolzern, Riccardo Scattolini, and Schiavoni Nicola, *Fondamenti di controlli automatici*.: McGraw-Hill, 2004.
- [19] "ADA4817: Low noise, FastFET Op Amps (rev. A)," Analog Devices, Datasheet D07756-0-3/09(A), 2009.
- [20] "BAT62: Silicon Schottky Diode," Siemens, 1996.
- [21] Xavier Ramus, "Transimpedance considerations for high-speed amplifiers," Texas Instruments, SBOA122, 2009.
- [22] "OPA657: 1.6GHz, low-noise, FET-input operational amplifier," Texas Instruments, Datasheet SBOS197E, 2008.
- [23] "OPA847: Wideband, ultra-low noise, voltage-feedback operational amplifier with shutdown," Texas Instruments, Datasheet SBOS251E, 2008.
- [24] K. Hayatleh, S. Porta, and F. J. Lidgley, "High frequency performance of current-mode precision full wave rectifiers," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 5, May 1994, pp. 401-404.

-
- [25] F. J. Lidgey, Toumazou C., and K. Hayatleh, "New current-mode precision rectifiers," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, 1993, pp. 1322-1325.
- [26] C. Toumazou, F. J. Lidgey, and S. Chattong, "High frequency current conveyor precision full-wave rectifier," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 10, pp. 745-746, May 1994.
- [27] "OPA860: Wide bandwidth operational transconductance amplifier (OTA) and buffer," Texas Instruments, Datasheet SBOS331C, 2008.
- [28] "BAR43ASFILM: Small Signal Schottky Diode," STMicroelectronics, 2005.
- [29] "OPA842: Wideband, low distortion, unity-gain stable, voltage-feedback, operational amplifier," Texas Instruments, Datasheet SBOS267D, 2010.
- [30] Bruce Carter, "High-speed amplifier PCB layout tips," Texas Instruments, SLOA102, 2002.
- [31] Jerry Steele and Tim Green, "Tame those versatile current-source circuits," *Electronic Design*, pp. 61-71, October 1992.
- [32] Philippe Pouliquen, Jacob Vogelstein, and Ralph Etienne-Cummings, "Practical considerations for the use of a Howland current source for neuro-stimulation," *IEEE Biomedical circuits and systems conference*, pp. 33-36, November 2008.
- [33] Rodrigo Alécio Stiz, Pedro Bertemes-Filho, Airton Ramos, and Volney Coelho Vincence, "Wide band Howland bipolar current source using AGC amplifier," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 7, no. 5, September 2009.
- [34] Robert A. Pease, "A comprehensive study of the Howland current pump," National Semiconductor Corporation, AN-1515, 2008.
- [35] Yu Peng, Yanchao Xia, and Shaojun Wang, "Design of a high precision current source," in *The Ninth International Conference on Electronic Measurements & Instruments*, vol. 1, 2009, pp. 1065-1069.