

**POLITECNICO DI MILANO**  
Scuola di Ingegneria dell'Informazione  
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettronica



**Progettazione, analisi delle criticità e  
caratterizzazione di giroscopi MEMS  
nanostrutturati e dell'elettronica di pilotaggio**

*Relatore:*       **Prof. Antonio LONGONI**  
*Correlatore:*   **Prof. Giacomo LANGFELDER**

*Tesi di Laurea Magistrale di*  
**Elena BRIGO**  
**matr. 760192**

*Anno Accademico 2012/13*

# Indice

<b>1</b>	<b>I giroscopi MEMS</b>	<b>7</b>
1.1	Introduzione . . . . .	7
1.2	Il giroscopio MEMS traslazionale . . . . .	8
1.2.1	Il principio di funzionamento . . . . .	8
1.2.2	Equazioni della dinamica e funzione di trasferimento del giroscopio 2 DOF . . . . .	10
1.2.3	L'attuazione . . . . .	13
1.2.4	Il sensing . . . . .	14
1.3	Il progetto NIRVANA . . . . .	17
1.4	Design del giroscopio per applicazioni consumer . . . . .	18
1.4.1	I modi . . . . .	18
1.4.2	Il tuning fork e la reiezione delle accelerazioni . . . . .	20
1.4.3	Disaccoppiamento meccanico . . . . .	21
1.4.4	Architettura del sistema di lettura . . . . .	23
1.5	I giroscopi del progetto NIRVANA . . . . .	23
<b>2</b>	<b>Caratterizzazione elettromeccanica</b>	<b>28</b>
2.1	La struttura di test sHape . . . . .	29
2.2	Setup sperimentale . . . . .	30
2.3	Curve CV . . . . .	32
2.3.1	Modello e simulazioni . . . . .	32
2.3.2	Risultati sperimentali . . . . .	39
2.4	Risposta allo scalino . . . . .	41
<b>3</b>	<b>Il circuito di attuazione</b>	<b>47</b>
3.1	Il modello elettrico equivalente di un MEMS . . . . .	47
3.2	Principio di funzionamento e implementazione del circuito di drive . . . . .	50
3.2.1	Simulazioni . . . . .	55
3.2.2	Risultati sperimentali . . . . .	58
3.2.3	La compensazione della capacità di feedthrough . . . . .	64

<b>4</b>	<b>Il circuito di attuazione con controllo della velocità</b>	<b>67</b>
4.1	Controllo della velocità e della posizione . . . . .	68
4.2	Differenti schemi di controllo . . . . .	69
4.3	Implementazione dell'anello di controllo . . . . .	71
4.4	Simulazioni . . . . .	73
4.4.1	Simulink . . . . .	73
4.4.2	Pspice . . . . .	76
4.5	Risultati sperimentali . . . . .	76
<b>5</b>	<b>Il giroscopio triassiale per applicazioni mediche</b>	<b>78</b>
5.1	L'impianto vestibolare . . . . .	78
5.2	Il giroscopio triassiale . . . . .	81
5.3	Sviluppo dell'architettura . . . . .	82
5.4	Simulazioni . . . . .	85
5.4.1	Modi . . . . .	86
5.4.2	simulazioni stazionarie . . . . .	90
5.5	Il posizionamento ottimale dei nanowires . . . . .	91
5.6	Il giroscopio totalmente disaccoppiato . . . . .	92
5.6.1	Problema della forza elettrostatica in z . . . . .	92
5.6.2	La struttura disaccoppiata . . . . .	93
5.7	Conclusioni e sviluppi futuri . . . . .	95

# Elenco delle figure

1.1	Sistema di riferimento assoluto e inerziale sottoposto ad una traslazione e rotazione. . . . .	9
1.2	schema delle forze inerziali di sistema . . . . .	10
1.3	Modello semplificato di un giroscopio MEMS a due gradi di libertà. . . . .	11
1.4	Funzione di trasferimento di un MEMS. In altro il modulo in basso la fase. . . . .	12
1.5	(a)condensatore comb fingers, (b) condensatore parallel plates.	13
1.6	Schema di lettura di un MEMS con capacità differenziale e amplificatore di carica [6]. . . . .	14
1.7	Ponte di Wheatstone. . . . .	16
1.8	Funzione di trasferimento del giroscopio tra velocità angolare e spostamento $y$ al variare del mismatch tra le frequenze di risonanza. . . . .	20
1.9	Schematizzazione di un tuning fork. . . . .	21
1.10	(a)giroscopio z con leva singola all'esterno del frame di drive, (b)giroscopio z con due leve separate lungo l'asse di simmetria. In viola sono evidenziati i frame di drive, in rosso i frame di Coriolis e in verde le leve. . . . .	22
1.11	(a)schema a blocchi del sensing in anello aperto, (b)schema a blocchi del sensing in anello chiuso. . . . .	23
1.12	Il giroscopio Libra. . . . .	24
1.13	Spostamenti totali per (a)il modo di drive in antifase e (b)il modo di sense in antifase (c) modo in fase, (d) stress e deformazione dei nanogauge del giroscopio Libra. . . . .	26
1.14	Il giroscopio proXY . . . . .	26
1.15	Spostamenti totali per (a)il modo di drive in antifase e (b)il modo di sense in antifase del giroscopio proXY, (c) modo in fase, (d) stress e deformazione dei nanogauge. . . . .	27
2.1	struttura sHape . . . . .	29

2.2	rappresentazione schematica del MEMS e dei segnali applicati per effettuare le misure . . . . .	31
2.3	schema a blocchi del circuito di acquisizione . . . . .	32
2.4	rappresentazione schematica dei tre tipi di beam: (a)clamped-clamped, (b)cantilever, (c)guided-end beam . . . . .	34
2.5	schema del MEMS sHape. In rosso é evidenziato il tuning-fork, in giallo le molle di ancoraggio della massa di drive al substrato, in blu le molle di collegamento tra la massa di Coriolis e la leva. . . . .	35
2.6	schema del tuning fork e dello spostamento totale sotto l'azione di una forza unitaria applicata alle due masse. . . . .	36
2.7	Simulazione stazionaria dello spostamento causato da una forza di 1 N in direzione x. . . . .	37
2.8	(a) Potenziale elettrico (simulazione FEM) (b)Variazione di capacità in funzione della tensione di polarizzazione $V_1$ (simulazione FEM) . . . . .	37
2.9	Spostamento totale causato dall'applicazione di una forza di 1N (simulazione FEM) . . . . .	38
2.10	Simulazione stazionaria dello spostamento causato da una forza di 1 N in direzione y alla massa di Coriolis. . . . .	39
2.11	Variazione di capacità di drive: in blu curva analitica, in rosso i dati sperimentali . . . . .	39
2.12	Variazione di capacità di sense: in blu curva analitica, in rosso i dati sperimentali . . . . .	40
2.13	(a)Spostamento in funzione della forza elettrostatica per l'asse di drive (b)Spostamento in funzione della forza elettrostatica per l'asse di sense . . . . .	40
2.14	Risposta allo scalino di un sistema sovrasmorzato . . . . .	41
2.15	Simulazione FEM del modo di drive . . . . .	42
2.16	Simulazione FEM del modo di sense . . . . .	42
2.17	In alto la risposta allo scalino misurata, in blu la curva di interpolazione ottimale, in verde i dati sperimentali. In basso la FFT della risposta allo scalino misurata. . . . .	43
2.18	Rappresentazione dello squeeze-film damping [10] . . . . .	45
2.19	Contributi di damping dello sHape . . . . .	45
3.1	Modello elettrico equivalente di un MEMS risonante. . . . .	49
3.2	Fotografia della struttura di test sHape fatta al microscopio ottico. . . . .	50
3.3	Schema semplificato del circuito di attuazione. . . . .	51

3.4	Tipologie di circuiti di drive: (a)con limitazione di ampiezza con saturazione dei segnali alle alimentazioni, (b)con limitazione tramite VGA (variable gain amplifier) controllato da un circuito AGC (amplitude gain control). . . . .	52
3.5	Schema a blocchi del circuito di drive implementato. . . . .	52
3.6	Circuito di drive per la struttura sHape. . . . .	53
3.7	Simulazione del guadagno d'anello in presenza di capacità di feedthrough con poli nell'anello di drive (in blu) e senza (in rosso). . . . .	54
3.8	Simulazione di modulo e fase del guadagno d'anello del circuito. . . . .	56
3.9	Simulazione del transitorio di accensione dei segnali dell'anello: in alto l'uscita del TIA, in mezzo l'uscita del secondo stadio e in basso il segnale in uscita dal terzo stadio. . . . .	57
3.10	FFt dei segnali della Figura 4.7. . . . .	57
3.11	Misure del guadagno in funzione della frequenza al variare della tensione di polarizzazione del MEMS. . . . .	58
3.12	Guadagno di picco misurato su diversi dispositivi in funzione della tensione di polarizzazione per piccoli segnali a confronto con la curva teorica tratteggiata in nero. . . . .	59
3.13	Misure del trasferimento in funzione della frequenza ottenute con un segnale di test di ampiezza 510mV al variare della polarizzazione del MEMS. . . . .	60
3.14	Confronto tra trasferimento di andata e di ritorno di una struttura per diverse polarizzazioni. . . . .	61
3.15	Differenza tra la frequenza del minimo del guadagno di andata e quello di ritorno di una struttura sHape in funzione della polarizzazione applicata. . . . .	62
3.16	Illustrazione dell'effetto delle non linearità sul picco di risonanza di un generico MEMS[16]. . . . .	62
3.17	Spostamento massimo in funzione della frequenza (a) calcolato analiticamente , (b) compensando via software la capacità di feedthrough. . . . .	64
3.18	Circuito di compensazione della capacità. . . . .	65
3.19	Misure del trasferimento di un dispositivo (a) senza compensazione (b) con compensazione dell'effetto del feedthrough attraverso il circuito. . . . .	66
4.1	Differenti schemi di controllo dell'anello di drive. . . . .	69
4.2	Schema a blocchi del circuito di controllo della velocità. . . . .	71
4.3	Schema circuitale del circuito di drive con controllo della velocità. . . . .	72

4.4	Schema a blocchi del modello simulink del MEMS con anello di drive e circuito di controllo dell'ampiezza. . . . .	73
4.5	Transitorio di accensione del circuito di drive con controllo della velocità.(a)Tensione d'uscita del TIA, (b)segnale di attuazione, (c) tensione al gate del FET, (d)resistenza del FET. . . . .	74
4.6	Segnali simulati a regime (a)tensione d'uscita del TIA, (b)segnale di attuazione, (c) tensione al gate del FET, (d)resistenza del FET. . . . .	75
4.7	Forme d'onda simulate con PSpice. a sinistra in alto il segnale di attuazione del MEMS, in mezzo il segnale in uscita dal raddrizzatore e in basso il segnale di gate del FET. A destra il segnale d'uscita del TIA. . . . .	76
4.8	Misure sperimentali dell'ampiezza del segnale d'uscita del TIA in funzione della polarizzazione, al variare della tensione di riferimento. . . . .	77
5.1	Immagine di un apparato vestibolare [21]. . . . .	79
5.2	Immagine dell'impianto vestibolare [21]. . . . .	80
5.3	Funzione di trasferimento tra velocità angolare e rate di impulsi da inviare al cervello[23]. . . . .	81
5.4	Schema semplificato della struttura a quattro masse di drive accoppiate. . . . .	83
5.5	Schema che rappresenta il movimento delle masse nel modo di drive. . . . .	84
5.6	Geometria del giroscopio triassiale progettato. . . . .	85
5.7	Simulazione del modo di drive. . . . .	86
5.8	Simulazione del modo di sense nel piano. . . . .	87
5.9	Simulazione del secondo modo di sense. . . . .	88
5.10	Schema della molla per movimenti fuori dal piano. . . . .	88
5.11	Simulazione del terzo modo di sense. . . . .	89
5.12	Primi due modi superiori. (a) modo in fase delle quattro masse fuori dal piano, (b) modo in fase delle masse di Coriolis. . . . .	90
5.13	Coppie di nanowires posizionate all'interno del giroscopio. . . . .	91
5.14	Geometria del giroscopio triassiale con masse di drive e sense disaccoppiate. . . . .	93
5.15	Modo di drive. . . . .	94
5.16	Primi due modi di sense. . . . .	94

# Elenco delle tabelle

1.1	Specifiche per i giroscopi consumer . . . . .	18
2.1	rigidezze elastiche di alcune molle semplici . . . . .	34
2.2	Dati geometrici delle molle di dirve. . . . .	35
2.3	Medie dei fattori di qualità misurati a due diverse pressioni a temperatura ambiente. . . . .	46
5.1	Specifiche di progetto per il giroscopio medico . . . . .	81
5.2	Parametri direttamente ricavati dalle specifiche di progetto per il giroscopio medico . . . . .	82
5.3	Mismatch e fattori di qualità efficace ottenuti dalle simulazioni stazionalire. . . . .	89
5.4	Masse e forze di Coriolis calcolate a partire dalle simulazioni stazionarie. . . . .	91



# Abstract

Il gruppo di ricerca del Laboratorio di Sensori e Rivelatori del Dipartimento di Elettronica del Politecnico di Milano sta collaborando al progetto europeo NIRVANA, il cui obiettivo é lo sviluppo di sensori di movimento basati su una tecnologia MEMS con elementi nanostrutturati. La presente tesi descrive i modelli fisici che descrivono il funzionamento dei giroscopi e le possibili scelte progettuali. Sono inoltre presentati e discussi i risultati sperimentali ottenuti caratterizzando delle strutture di test, le quali sono poi state utilizzate per la realizzazione di un oscillatore di drive, e di una versione dello stesso circuito con implementazione di un controllo automatico della velocità. Infine si espongono i primi risultati ottenuti da simulazioni inerenti l'analisi preliminare di un giroscopio triassiale per applicazioni mediche, che sarà successivamente progettato sempre nell'ambito di questo progetto europeo.

# Introduzione

I MEMS (microelectromechanical system) negli ultimi anni stanno avendo un grosso sviluppo sia legato al miglioramento delle tecnologie produttive, che al loro crescente mercato. Negli ultimi anni i MEMS inerziali in particolare si sono diffusi soprattutto nelle applicazioni consumer, le quali richiedono sensori e sistemi con prestazioni sempre maggiori e a basso costo. Il contesto in cui é stato svolto il lavoro di tesi qui presentato é il progetto NIRVANA (Nine-axis inertial sensor based on piezoresistive nano-gauge detection), un progetto europeo triennale che coinvolge, oltre al Politecnico di Milano, anche altri due centri di ricerca e alcuni partner commerciali. L'obiettivo del progetto é lo sviluppo di un sistema innovativo: un sensore a 9 assi (che misura accelerazioni, velocità angolari e campo magnetico), basato su un particolare processo M&NEMS che consente la realizzazione di elementi nanometrici oltre a quelli su scala micrometrica (Il politecnico in particolare si é occupato di progettare i giroscopi per questo sensore a 9 assi). Sempre sfruttando le possibilità offerte da una simile tecnologia, il secondo obiettivo del progetto NIRVANA é quello di realizzare un impianto vestibolare compatto e a bassissima dissipazione di potenza, basato su sensori M&NEMS.

Questo lavoro di tesi é stato svolto su una struttura di prova simile ai giroscopi consumer del progetto NIRVANA, grazie alla quale si sono potute testare alcune caratteristiche dei dispositivi progettati e realizzare dei circuiti di attuazione che potranno essere adatti anche a testare i dispositivi NIRVANA.

Il primo capitolo dell'elaborato tratterá della modellizzazione analitica dei giroscopi MEMS traslazionali, spiegandone il funzionamento e i principali parametri caratteristici, a cui segue una presentazione del progetto NIRVANA e dei giroscopi progettati per l'applicazione consumer, oltre che una spiegazione delle scelte progettuali effettuate.

Il secondo capitolo riporta i risultati delle misure sperimentali della caratterizzazione elettromeccanica del dispositivo. Vengono esposti i risultati delle misure dei parametri caratteristici del MEMS e confrontati con i risultati attesi calcolati analiticamente e le simulazioni.

Il terzo capitolo riguarda la progettazione di un circuito di attuazione a componenti discreti e le relative simulazioni. Sono inoltre discussi i risultati delle misure ad anello aperto realizzate con le strutture di test, volte a valutare il comportamento meccanico del dispositivo attraverso la sua funzione di trasferimento.

Il quarto capitolo propone un miglioramento del circuito di attuazione, tramite l'aggiunta di un anello di controllo della velocità della massa mobile del MEMS. Sono discussi i principali vantaggi che comporta un circuito di questo tipo sul funzionamento di un giroscopio e illustrate le prime misure realizzate a dimostrazione dell'efficacia del controllo implementato.

Infine l'ultimo capitolo descrive l'analisi preliminare di un giroscopio triassiale monolitico per l'applicazione medica. Sono descritte delle prime scelte progettuali e le simulazioni dei modi.

# Capitolo 1

## I giroscopi MEMS

### 1.1 Introduzione

I MEMS (micro-electro-mechanical systems) sono dei microsistemi di dimensioni micrometriche. Il termine MEMS indica una larga famiglia di sistemi e dispositivi che svolgono le funzioni piú varie, la loro caratteristica comune é che includono parti elettroniche ed elementi meccanici.

La tecnologia MEMS nasce negli anni '80 e da allora ad oggi ha subito un continuo sviluppo, oltre che una sempre maggiore diffusione sul mercato; questo grazie al perfezionamento delle tecniche di produzione e lavorazione del silicio, alla possibilitá di produzione su larga scala a costi contenuti, alle dimensioni estremamente ridotte. La tecnologia MEMS infatti nasce dalla tecnologia dei circuiti integrati, opportunamente adattata e sviluppata allo scopo di realizzare strutture meccaniche; con l'incredibile sviluppo dell'industria dei semiconduttori degli ultimi decenni si é reso possibile anche il raggiungimento di un livello tecnologico tale da rendere funzionali, scalati ed economici anche dispositivi di questo tipo.

Esistono due principali tecnologie per la produzione di MEMS: bulk micromachining e surface micromachining. La prima tecnica sfrutta vari step di etching per ricavare direttamente dal substrato di silicio le strutture desiderate. É la prima tecnica ad essere stata utilizzata nell'industria ed é sfruttata ad esempio nella produzione di sensori di pressione. Il surface micromachining invece produce strutture mobili sospese a partire da uno strato di silicio depositato al di sopra di un ossido sacrificale. Due successivi step di etching, il primo direzionale che definisce le sagome delle strutture, e il secondo isotropo per rimuovere l'ossido sacrificale, permettono di ottenere parti mobili e masse sospese. Questo tipo di processo ha reso la produzione di accelerometri e altri MEMS inerziali sempre piú economica.

Le applicazioni tipiche dei MEMS includono sensori di pressione, accelerometri, giroscopi, magnetometri, switch, microspecchi, bio-MEMS, dispositivi di energy harvesting su microscala, ecc. mentre gli utilizzi vanno dal settore biomedico, a quello aeronautico ed aerospaziale, dall'automotive alle telecomunicazioni e infine sempre piú diffuse sono le applicazioni consumer tipo smartphone e console di gioco.

Il lavoro di tesi qui presentato tratterá in particolare di giroscopi MEMS. Essi sono dei MEMS inerziali, fanno parte perciò di quella famiglia di sensori che sfruttano le forze inerziali agenti su di essi per determinare il comportamento dinamico dell'oggetto in cui sono inseriti. In particolare i giroscopi MEMS sono in grado di rivelare la forza di Coriolis agente sul sistema, e quindi la velocità angolare a cui esso é sottoposto. Nello specifico i dispositivi in seguito analizzati sono stati progettati, sviluppati e prodotti nel contesto del progetto europeo NIRVANA (acronimo di Nine-axis Inertial sensor based on piezo resistive nano-gauge detection).

In questo capitolo verranno presentati il principio di funzionamento e le equazioni della dinamica di un giroscopio traslazionale, successivamente verrà brevemente descritto il progetto NIRVANA e i suoi obiettivi, infine si descriveranno i giroscopi precedentemente progettati dal gruppo del Politecnico di Milano nell'ambito di questo progetto.

## 1.2 Il giroscopio MEMS traslazionale

### 1.2.1 Il principio di funzionamento

Si prenda in considerazione un sistema di riferimento inerziale in movimento rispetto al sistema di riferimento assoluto con una velocità angolare  $\Omega$ . Sia  $O$  l'origine del sistema di riferimento assoluto e  $O'$  l'origine del sistema di riferimento inerziale,  $\overline{OO'}$  la distanza tra l'origine dei due sistemi di riferimento,  $\bar{r}$  il vettore posizione del punto P rispetto al sistema assoluto e  $\bar{r}'$  rispetto a quello relativo.

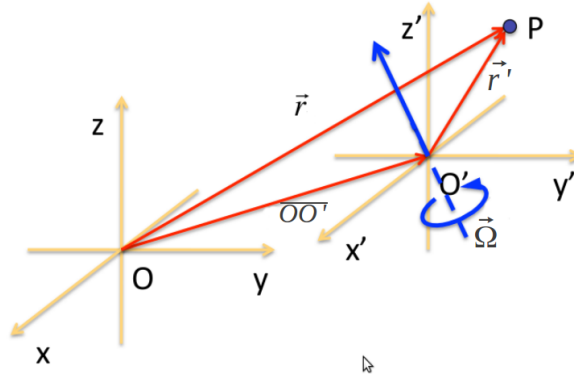


Figura 1.1: Sistema di riferimento assoluto e inerziale sottoposto ad una traslazione e rotazione.

Si può scrivere

$$\bar{r} = \bar{r}' + \overline{OO'}$$
 (1.1)

di conseguenza

$$\bar{v}_P = \bar{v}'_P + \bar{v}_{O'} + \bar{\Omega} \times \bar{r}'$$
 (1.2)

dove  $\bar{v}'_P$  è la velocità di P nel sistema di riferimento inerziale e  $\bar{v}_{O'}$  la velocità a cui trasla l'origine del sistema di riferimento inerziale rispetto a quello assoluto. Si calcola ora l'accelerazione assoluta

$$\bar{a}_P = \frac{d}{dt} \bar{v}'_P + \frac{d}{dt} (\bar{v}_{O'} + \bar{\Omega} \times \bar{r}') = \bar{a}_P + \bar{a}_{O'} + \dot{\bar{\Omega}} \times \bar{r}' + \bar{\Omega} \times (\bar{\Omega} \times \bar{r}') + 2\bar{\Omega} \times \bar{v}'$$
 (1.3)

$$= \bar{a}'_P + \bar{a}_{tr} + \bar{a}_c$$
 (1.4)

dove  $\bar{a}'_P$  è l'accelerazione del punto P rispetto al sistema di riferimento inerziale,  $\bar{a}_{tr}$  l'accelerazione di trascinamento e  $\bar{a}_c$  l'accelerazione di Coriolis. Se quindi P rappresenta un corpo di massa  $m_s$ , esso sarà sottoposto ad una forza  $\bar{F}$  assoluta, mentre nel sistema di riferimento inerziale si vedrà soggetto ad una forza  $\bar{F}'$  pari a

$$\bar{F}' = \bar{F} + \bar{F}_{tr} + \bar{F}_{co}$$
 (1.5)

$$\bar{F}_{co} = -2m_s \bar{\Omega} \times \bar{v}$$
 (1.6)

dove  $\bar{F}_{tr}$  (la forza di trascinamento) e  $\bar{F}_{co}$  (la forza di Coriolis) sono le forze inerziali agenti sul punto P [6]. In Figura 1.2 è rappresentato il sistema di riferimento inerziale e le forze agenti su un corpo puntiforme in moto con velocità  $v$  in direzione  $y$ , considerando un caso d'esempio in cui  $\dot{\bar{\Omega}} = 0$  e  $\bar{a}_{O'} = 0$ .

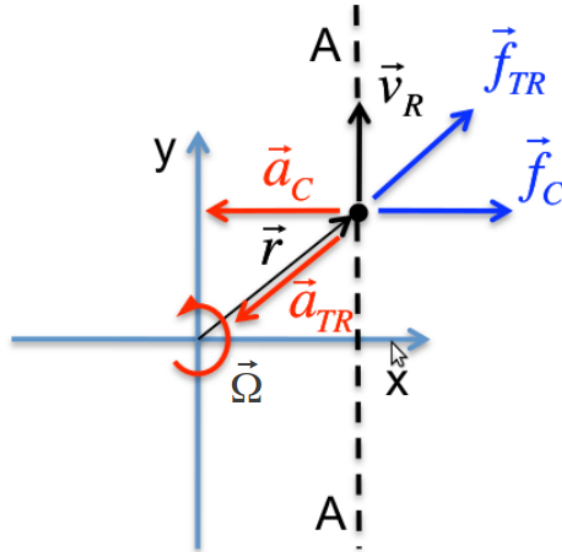


Figura 1.2: schema delle forze inerziali di sistema

La forza di Coriolis é sempre diretta perpendicolarmente rispetto alla velocità e il suo modulo é proporzionale alla velocità angolare con cui ruota il sistema di riferimento. Siccome l'obiettivo é appunto misurare questa quantità, il giroscopio sfrutta l'effetto della forza di Coriolis (in particolare viene misurato indirettamente lo spostamento indotto dalla forza) per misurare  $\Omega$ .

Un esempio di giroscopio elementare é mostrato in Figura 1.3. Una forza (ad esempio elettrostatica) mette in movimento le due masse mobili in direzione  $x$ . Sotto l'effetto di una velocità angolare  $\Omega_z$  la forza di Coriolis é diretta secondo l'asse  $y$ . La massa mobile esterna (frame di drive) viene ancorata al substrato in maniera da essere vincolata in  $y$ , mentre la massa interna (massa di sense) subendo l'effetto di  $F_c$  si sposta in direzione  $y$ . Un sensing dello spostamento  $\Delta y$  consente di misurare la velocità angolare. Un giroscopio che si basa su questo tipo di funzionamento é chiamato traslazionale, esistono anche tipologie rotazionali, ma di seguito ci si occuperá solamente di dispositivi del primo tipo in quanto i giroscopi del progetto NIRVANA sono traslazionali.

### 1.2.2 Equazioni della dinamica e funzione di trasferimento del giroscopio 2 DOF

Il dispositivo é composto da due masse mobili, la prima (frame di drive) é ancorata al substrato con delle molle flessibili in direzione  $x$  e rigide in  $y$ , quella interna (massa di sense) é invece collegata alla prima tramite delle

molle flessibili in direzione  $y$  e rigide in  $x$ . In questo modo la massa di sense viene trascinata dal frame esterno nel moto di drive ma é anche libera di muoversi se sottoposta a forze inerziali nell'altra direzione. Entrambe le masse sono sottoposte alle forze elastiche (secondo la legge di Hooke) e a forze di damping dovute a vari meccanismi dissipativi. Il dispositivo viene attuato in direzione  $x$  da una forza elettrostatica e viene letto lo spostamento  $\Delta y$  in direzione di sense.

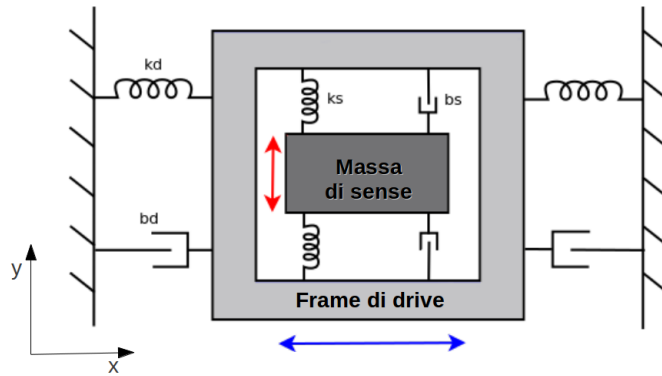


Figura 1.3: Modello semplificato di un giroscopio MEMS a due gradi di libert a.

Il modello semplificato che descrive il sistema, schematizzato in Figura 1.3, é quello di un oscillatore meccanico smorzato, sia per la direzione di drive che per quella di sense. Scrivendo il bilancio delle forze agenti in direzione di drive si ottiene

$$F_{drive} = m_d \ddot{x} + b_d \dot{x} + k_d x \quad (1.7)$$

dove  $F_{drive}$  é la forza elettrostatica di attuazione,  $m_d$  la massa di drive totale (cio  la somma delle masse del frame di drive e di sense),  $k_d$  la costante elastica delle molle in direzione  $x$ ,  $b_d$  il coefficiente di smorzamento in direzione di drive. Trasformando l'equazione e raccogliendo rispetto ad  $x$  si ottiene

$$H_d(s) = \frac{x(s)}{F_{drive}(s)} = \frac{1}{m_d \left( s^2 + \frac{b_d}{m_d} s + \frac{k_d}{m_d} \right)} \quad (1.8)$$

che é la funzione di trasferimento di un sistema del secondo ordine di tipo passa basso con due poli complessi coniugati. In alternativa possiamo descrivere il sistema come

$$H_d(s) = \frac{x(s)}{F_{drive}(s)} = \frac{1}{m_d \left( s^2 + \frac{\omega_{0d}}{Q_d} s + \omega_{0d}^2 \right)} \quad (1.9)$$



dove  $\omega_0 = \sqrt{\frac{k_d}{m_d}}$  é la pulsazione di risonanza e  $Q_d = \frac{\sqrt{m_d k_d}}{b_d}$  il fattore di qualità del giroscopio in direzione di drive. A cui corrispondono

$$|H_d(j\omega)| = \left| \frac{x}{F_{drive}} \right| = \frac{1}{m_d} \frac{1}{\sqrt{(\omega_{0d}^2 - \omega^2)^2 + (j\frac{\omega\omega_{0d}}{Q_d})^2}} \quad (1.10)$$

$$\phi_D = \arctan\left(\frac{\omega\omega_{0d}}{Q_d(\omega_{0d}^2 - \omega^2)}\right) \quad (1.11)$$

Un discorso analogo vale per la direzione di sense, si ottiene una funzione di trasferimento tra una generica forza in direzione  $y$  e il corrispondente spostamento

$$\left| \frac{y}{F_y} \right| = \frac{1}{m_s} \frac{1}{\sqrt{(\omega_{0s}^2 - \omega^2)^2 + (j\frac{\omega\omega_{0s}}{Q_s})^2}}, \quad \phi_D = \arctan\left(\frac{\omega\omega_{0s}}{Q_s(\omega_{0s}^2 - \omega^2)}\right) \quad (1.12)$$

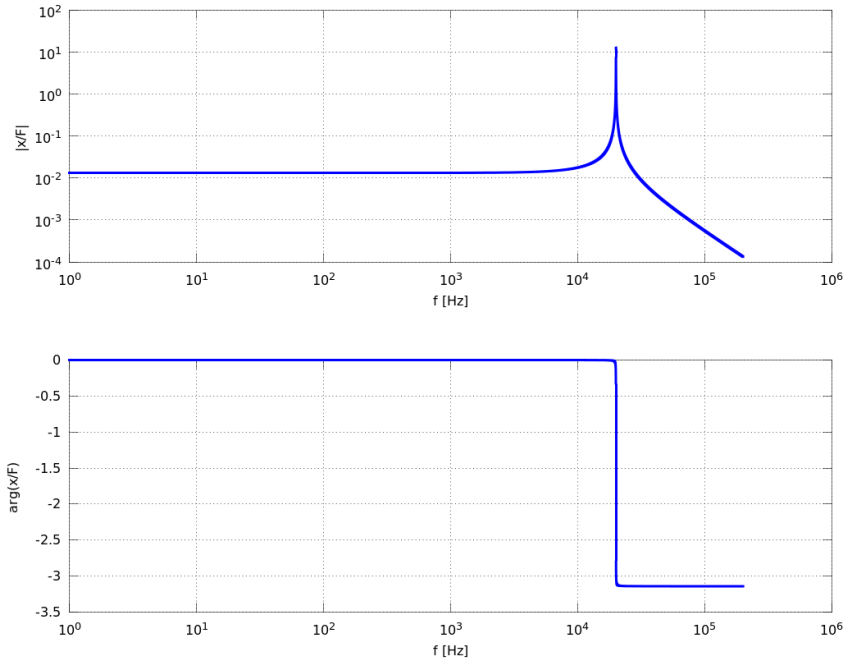


Figura 1.4: Funzione di trasferimento di un MEMS. In alto il modulo in basso la fase.

essendo ora  $\omega_{0s}$  la pulsazione di risonanza nella direzione di sense e  $Q_s$  il relativo fattore di qualità.

In Figura 1.4 é mostrato il grafico di una funzione di trasferimento. Il modulo ha un valore costante a bassa frequenza pari a  $1/k$ , mentre alla frequenza di risonanza il picco raggiunge il valore di  $Q/k$ . A questa frequenza quindi lo spostamento della massa mobile viene amplificato di un fattore pari a  $Q$  rispetto alle basse frequenze. Il fattore di qualità inoltre fornisce l'informazione sulla banda  $BW = \omega_0/(2Q)$ . Volendo ottenere quindi un trasferimento alto a risonanza serve un fattore di qualità grande, ma la banda passante ne risente. Si nota inoltre che la fase é pari a  $90^\circ$  in corrispondenza della frequenza di risonanza, questo significa che se la forza applicata é una sinusoide alla frequenza  $\omega_0$ , lo spostamento é in quadratura con essa.

### 1.2.3 L'attuazione

Come é stato appena osservato, per ottenere spostamenti massimi é necessario attuare la massa di drive alla frequenza di risonanza. La forza di attuazione generalmente é una forza elettrostatica armonica del tipo  $F_{drive} = F_D \cos(\omega_0 t)$ .

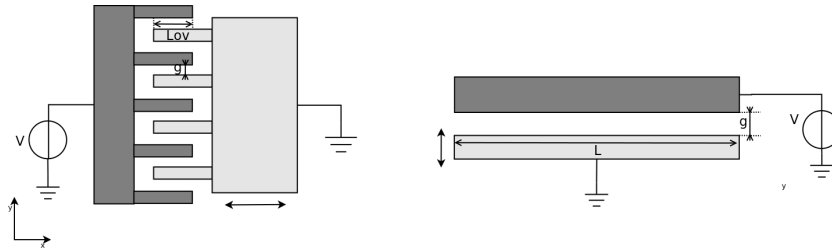


Figura 1.5: (a) condensatore comb fingers, (b) condensatore parallel plates.

Una tecnica di attuazione molto utilizzata é il condensatore interdigitato o comb-fingers (Figura 1.5 (a)). La forza elettrostatica da esso generata é

$$F_{cf} = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC}{dx} = \frac{1}{2} V^2 \frac{d}{dx} \left( 2N \epsilon_0 \frac{h(L_{ov} + x)}{g} \right) = V^2 \left( 2N \epsilon_0 \frac{h L_{ov}}{g} \right) \quad (1.13)$$

dove  $N$  é il numero di celle comb-fingers e  $L_{ov}$  é la lunghezza di affacciamento di due fingers,  $h$  l'altezza del processo. Il vantaggio di questa tipologia é che la forza elettrostatica é indipendente dalla posizione, quindi il comportamento di  $x$  rispetto a  $F$  é lineare, e quindi le strutture sono in grado di subire o generare (come in questo caso) grandi spostamenti.

## 1.2.4 Il sensing

### Il sensing capacitivo

Si consideri ancora il giroscopio di Figura 1.3. Si é detto che la massa di sense viene trascinata dal frame di drive nel suo moto armonico in direzione x. In presenza di una velocità angolare in direzione z una forza di Coriolis agisce su di essa facendo oscillare la massa di sense anche in direzione y. Esistono vari metodi per rivelare lo spostamento in direzione y della massa di sense. Un metodo comunemente utilizzato sfrutta delle capacità a piatti piani paralleli, costituiti da piatti mobili solidali alla massa di sense e opportuni piatti fissi (Figura 1.5(b)). Un potenziale  $V$  viene applicato ad uno dei due piatti mentre il secondo, ad esempio quello posizionato sulla massa mobile, é a terra virtuale. Uno spostamento del piatto mobile del condensatore causa una variazione di capacità

$$\frac{dC}{dy} = \frac{d}{dy} \left( \frac{\epsilon_0 L h}{g - y} \right) = \frac{\epsilon_0 L h}{(g - y)^2} \quad (1.14)$$

dove  $L$  é la lunghezza di affacciamento tra i due piatti,  $h$  l'altezza del processo,  $g$  la distanza nominale tra i due piatti. Questo tipo di condensatore consente di rivelare spostamenti anche piccoli e con un occupazione di area modesta.

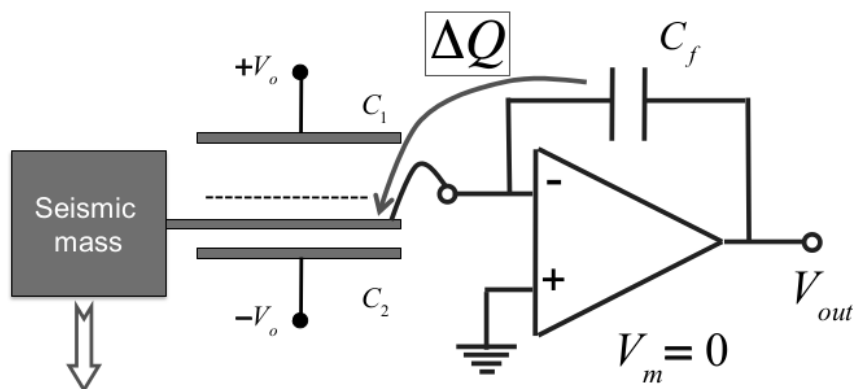


Figura 1.6: Schema di lettura di un MEMS con capacità differenziale e amplificatore di carica [6].

Un possibile circuito di lettura é schematizzato in Figura 1.6. Si preferisce utilizzare un condensatore differenziale per raddoppiare il segnale ottenibile a parità di spostamento e per linearizzare il comportamento non lineare descritto dalla 1.14. I piatti fissi sono polarizzati a  $V_0$  e  $-V_0$ , mentre il piatto

mobile é tenuto a terra virtuale dall'amplificatore di carica. Le due capacità hanno un valore pari a

$$C_1 = \epsilon_o \frac{hL}{g-y}, \quad C_2 = \epsilon_o \frac{hL}{g+y} \quad (1.15)$$

Il segnale generato dallo spostamento é

$$Q_s = V_0 \Delta C_1 - V_0 \Delta C_2 = V_0 \left( \frac{\epsilon_o hL}{g+y} - C_0 \right) - V_0 \left( \frac{\epsilon_o hL}{g-y} - C_0 \right) \quad (1.16)$$

$$= 2V_0 C_0 \frac{y/g}{1-y/g} \approx \frac{2V_0 C_0 y}{g} \quad (1.17)$$

in approssimazione di piccoli spostamenti. Questa carica fluisce verso la terra virtuale e viene riportata sulla capacità in retroazione  $C_F$ . Per cui in uscita si legge una tensione

$$V_{out} = -\frac{Q_s}{C_F} = -\frac{2V_0 C_0 y}{C_F g} \quad (1.18)$$

La lettura tramite amplificatore di carica ha il vantaggio di essere insensibile alla presenza di eventuali capacità parassite verso massa. Il principale svantaggio é dovuto al fatto che le forze elettrostatiche generate, non si compensano, perché dipendono dalla posizione del piatto centrale. La forza elettrostatica generata da un condensatore a piatti piani paralleli con applicata una differenza di potenziale  $V_0$  é

$$F_{parallel} = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC}{dy} = \frac{1}{2} V^2 \frac{d}{dy} \left( \frac{\epsilon_o hL}{g+y} \right) = -\frac{1}{2} V^2 \frac{\epsilon_o hL}{(y+g)^2} \quad (1.19)$$

La forza elettrostatica totale agente sulla massa mobile diventa

$$F_{el} = F_1 + F_2 = \frac{1}{2} V_0^2 \epsilon_o hL \left[ \frac{1}{(g-y)^2} - \frac{1}{(g+y)^2} \right] \approx \frac{1}{2} V_0^2 \epsilon_o hL \frac{2y}{g^2} \quad (1.20)$$

con  $F_1$  la forza generata dalla capacità  $C_1$  e  $F_2$  la forza generata dalla capacità  $C_2$ . In approssimazione di piccoli spostamenti la forza elettrostatica é proporzionale alla posizione e si oppone alla forza elastica, riducendo la costante elastica efficace del sistema in direzione  $y$ . Questo in se non é un problema, basta tenere conto in fase di design del fatto che una costante elastica efficace differente altera la frequenza di risonanza di senso.

## Il sensing piezoresistivo

Il sensing capacitivo, per la sua semplicitá realizzativa, é la tipologia piú diffusa nei giroscopi per applicazioni consumer. In questo paragrafo si discuterá un'alternativa che é il sensing piezoresistivo. Una coppia di piezoresistori

viene collocata in maniera tale da subire uno stress proporzionale allo spostamento della massa di sense. Lo stress assiale é definito come  $\sigma_x = F_x/A_x$ , dove  $F_x$  é la forza agente in direzione x e  $A_x$  la sezione del piezoresistore. Questo stress modifica la resistività del materiale consentendo di risalire all'informazione sullo spostamento. Essendo la resistenza  $R = \rho l/(wh)$ , la variazione di resistenza é descritta dalla relazione[3]

$$\frac{dR}{R} = \frac{d\rho}{\rho} + \frac{dl}{l} - \frac{dw}{w} - \frac{dh}{h} \quad (1.21)$$

dove  $\epsilon_x = dl/l$  é lo strain normale,  $\rho$  é la resistività del materiale,  $l$  la lunghezza del resistore,  $w$  lo spessore del resistore,  $h$  l'altezza,  $\nu$  il rapporto di Poisson. Essendo il rapporto di Poisson definito come

$$\nu = \frac{dw/w}{dl/l} = \frac{dh/h}{dl/l}, \quad (1.22)$$

la relazione tra strain e stress  $\sigma = E\epsilon$  e  $d\rho = \Pi\sigma$ , con  $\Pi$  coefficiente di piezoresistività ed  $E$  il modulo di Young, si ottiene

$$\frac{dR}{R} = \sigma\left(\Pi + \frac{1}{E}(1 + 2\nu)\right) \quad (1.23)$$

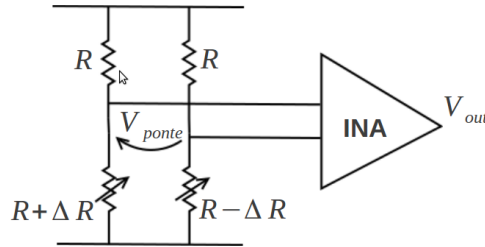


Figura 1.7: Ponte di Wheatstone.

Tipicamente i piezoresistori sono disposti in configurazione a ponte di Wheatstone e posizionati all'interno del sensore in modo tale che subiscano uno stress differenziale, dando luogo ad una variazione di resistenza differenziale, insieme ad altri due resistori identici che non vengono stressati (Figura 1.7). Il segnale in uscita dal ponte é

$$V_{ponte} = \frac{2V_0}{2R}(R + \Delta R - (R - \Delta R)) = 2V_0 \frac{\Delta R}{R}. \quad (1.24)$$

Il ponte é polarizzato tra due tensioni  $V_0$  e  $-V_0$  e la variazione di resistenza é sinusoidale alla frequenza di risonanza di drive e modulata in ampiezza dalla forza di Coriolis. Un amplificatore per strumentazione (INA) legge il segnale di tensione in uscita al ponte. La configurazione a ponte di Wheatstone é vantaggiosa non solo perché permette di leggere un segnale differenziale, ma anche perché compensa le variazioni di resistenza causate dalla temperatura, in quanto essa agisce in maniera uniforme su tutti e quattro i resistori causando solamente una variazione di modo comune delle resistenze.

Una lettura resistiva presenta i seguenti vantaggi:

1. alta sensitività potenzialmente raggiungibile in strutture nanometriche o submicrometriche
2. assenza di transistori di accensione e spegnimento
3. immunità del sensing alla variazione dei campi elettrici di bordo durante il moto
4. dimensione del sistema di lettura molto compatta in quanto la massa mobile non necessita di aperture per porvi i piatti fissi, quindi a parità di massa risulta piú compatta.

Questo é il tipo di lettura messa a disposizione dal processo utilizzato per i dispositivi del progetto NIRVANA, proprio perché in un tale progetto si sfrutta un processo in grado di affiancare a masse inerziali micrometriche anche elementi nanostrutturati piezoresistivi e quindi potenzialmente ad alta sensitività.

### 1.3 Il progetto NIRVANA

Il contesto in cui si inserisce questo lavoro di tesi é un progetto europeo triennale, in cui il Politecnico di Milano é uno dei principali partner insieme a CEA LETI e FhG-IIS, a cui si affiancano alcuni partner industriali (MEDEL, MOVEA e STM). Questo progetto prevede lo sviluppo di due dispositivi: il primo é un sensore a 9 assi (3 accelerazioni, 3 velocità angolari e 3 assi per il campo magnetico) a basso costo e bassa dissipazione di potenza per applicazioni consumer. Il secondo sará un impianto vestibolare artificiale, che include un giroscopio triassale.

Come anticipato poc'anzi il principale elemento innovativo del progetto é dato dalla tecnica di lettura basata su nanowires. Il processo messo a disposizione da CEA LETI consentirá di realizzare sullo stesso chip delle strutture

sospese di dimensioni micrometriche ed elementi nanometrici (NEMS). I nanowires sono dei resistori di sezione nanometrica che, grazie alle loro ridotte dimensioni, mostrano un comportamento piezoresistivo che verrà sfruttato per la lettura dei giroscopi.

Il Politecnico, ed in particolare il gruppo di sensori e rivelatori del dipartimento di elettronica, si occupa della progettazione dei giroscopi.

## 1.4 Design del giroscopio per applicazioni consumer

Le specifiche imposte dal progetto Nirvana sono molto stringenti, illustrate in Tabella 1.4, in particolare per quanto riguarda l'area occupata e la dissipazione di potenza[1].

Parametro	target
Full scale range	$\pm 2000^\circ/s$
Banda	$500Hz$
Potenza dissipata	$4mW$
Densità di rumore	$< 0.015^\circ/s/\sqrt{Hz}$
Dimensione del package	$2 \times 2 \times 1mm$

Tabella 1.1: Specifiche per i giroscopi consumer

### 1.4.1 I modi

I giroscopi sono tipicamente dimensionati nelle applicazioni consumer in modo tale che i modi di drive e sense siano a frequenze maggiori della banda audio, per evitare che eventuali vibrazioni possano innescarli involontariamente, anche in assenza di forza di Coriolis. Come già anticipato nel paragrafo 1.2.2 un sistema con fattore di qualità molto alto, come può essere un giroscopio MEMS, avrà una banda molto stretta, questo vale sia per la funzione di trasferimento di drive che quella di sense. Un giroscopio può essere progettato in modo da avere i modi di drive e sense alla stessa frequenza (in questo caso si parla di sensing risonante) oppure a frequenze leggermente diverse, cioè smatchate (sensing non-risonante). Nel primo caso  $\omega_{0d} = \omega_{0s} = \omega_0$  e la funzione di trasferimento tra velocità angolare e spostamento diventa

$$\frac{\Delta y}{\Omega} = 2m_s v_{x,max} \frac{Q_s}{k_s} = 2m_s x_{max} \omega_0 \frac{Q_s}{k_s} = 2x_{max} \frac{Q_s}{\omega_0} = \frac{x_{max}}{\Delta} \quad (1.25)$$

con  $\Delta = \omega_0/(2Q)$ , con  $v_{x,max}$  e  $x_{max}$  si intendono la massima velocità e il massimo spostamento raggiunti dal frame di drive e sense nel moto di drive. Tanto piú é alto il fattore di qualità, tanto maggiore é la sensitività, ma si riduce la banda  $\Delta$ . Se ad esempio  $Q=1000$  e  $f_0 = 20kHz$ , si ottiene una banda di soli 10 Hz. Inoltre questa funzione di trasferimento dipende direttamente da  $Q$  e inversamente dalla frequenza di risonanza; entrambi questi parametri sono soggetti a variazioni da dispositivo a dispositivo causate da imperfezioni di processo. Il fattore di qualità inoltre é fortemente dipendente dalla temperatura, il che porta ad una sensitività molto variabile da un dispositivo all'altro, nel tempo e con le condizioni di funzionamento.

Un'altra problematica della lettura con modi matchati é che risulta particolarmente critico ottenere frequenze di sense e drive perfettamente uguali; per ottenere ciò servono delle apposite procedure di calibrazione o dei circuiti di tuning automatico delle frequenze [2]. Una tecnica che consente di ottenere un giroscopio con banda piú ampia senza rinunciare ad avere la sensitività alta garantita dalla presenza di modi matchati é l'utilizzo di una architettura di sensing a force-feedback (descritta nel paragrafo 1.4.4). L'aggiunta di circuiti ausiliari però implica una maggiore dissipazione di potenza, non accettabile in un progetto in cui la specifica piú critica é proprio il basso consumo del sistema. La soluzione adottata per i giroscopi del progetto NIRVANA é il sensing non risonante. Questa soluzione garantisce una sensitività molto piú stabile anche con fattori di qualità molto alti, e quindi poco dipendente dalla temperatura, a patto di implementare un opportuno circuito di stabilizzazione del moto di drive, oggetto di questa tesi nel Capitolo 4. Lo svantaggio é il guadagno ridotto a pari fattore di qualità. Il trasferimento diventa

$$\frac{\Delta y}{\Omega} = 2m_s\omega_{0d}x_{max} \frac{1}{m_d} \frac{1}{\sqrt{(\omega_{0d}^2 - \omega_{0s}^2)^2 + (j\frac{\omega_{0s}\omega_{0d}}{Q_d})^2}} = \quad (1.26)$$

$$\approx 2m_s\omega_{0d}x_{max} \frac{Q_{eff}}{k_s} = 2x_{max} \frac{Q_{eff}}{\omega_{0d}} = \frac{x_{max}}{\Delta\omega} \quad (1.27)$$

con  $Q_{eff} = \omega_{0s}/(2\Delta\omega)$  e  $\Delta\omega = \omega_{0d} - \omega_{0s}$  il mismatch. Il guadagno é quindi minore esattamente del rapporto  $\Delta\omega/\Delta$  rispetto al caso con modi matchati, il prodotto guadagno-banda é quindi costante. Dal grafico di Figura 1.4 si puó notare che gli spostamenti in direzione x siano sfasati di  $90^\circ$  rispetto a quelli in y (contrariamente al caso di sensing risonante). L'approssimazione fatta é valida nel caso in cui  $\Delta\omega \gg \Delta$  ed é quindi adatta in questo caso in cui la banda del giroscopio desiderata  $BW = 2\pi \cdot 500Hz \approx 1/3\Delta\omega$ , intesa come la frequenza alla quale il modulo del trasferimento varia di  $\pm 3dB$  rispetto al valore a bassa frequenza. Si sceglie di dimensionare il mismatch in modo tale che sia circa tre volte la banda desiderata, in modo che il trasferimento



sia piatto nel range di frequenze di interesse, successivamente l'elettronica di lettura filtrerà il segnale eliminando il picco indesiderato presente a frequenza maggiore. In Figura 1.8 sono plottate le funzioni di trasferimento al variare del mismatch. Si può notare che ad un aumento della banda passante per il segnale  $\Omega(t)$  corrisponde una diminuzione del guadagno e quindi della sensibilità.

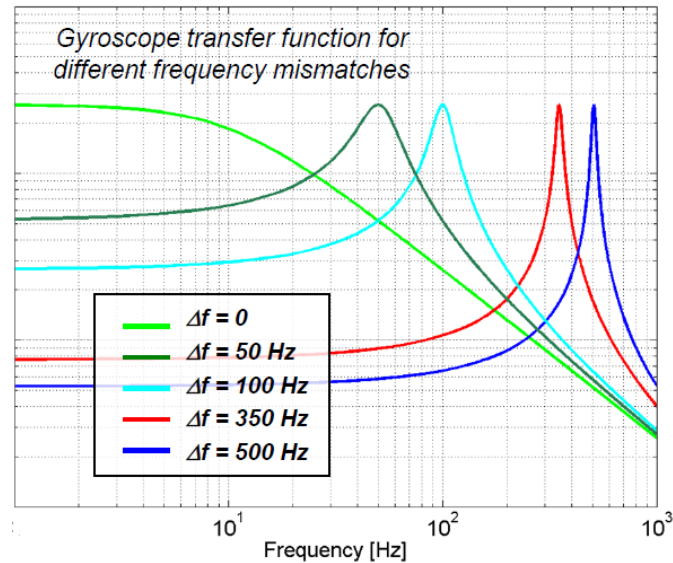


Figura 1.8: Funzione di trasferimento del giroscopio tra velocità angolare e spostamento  $y$  al variare del mismatch tra le frequenze di risonanza.

### 1.4.2 Il tuning fork e la reiezione delle accelerazioni

L'architettura di giroscopio descritta nei paragrafi precedenti consiste essenzialmente in un risonatore accoppiato ad un accelerometro in grado di misurare l'accelerazione di Coriolis in direzione di sense. Questo implica però che la struttura sarà, in maniera non voluta, sensibile anche ad accelerazioni in piano nella direzione  $y$ . Per evitare questo si può implementare una struttura differenziale composta da una coppia di masse di drive attuate in controfase, ciascuna connessa ad una massa di sense (Figura 1.9). Essendo l'attuazione realizzata in controfase, anche le masse interne si muoveranno in versi opposti sotto l'azione delle forze di Coriolis, consentendo la lettura differenziale del segnale tramite nanogauge. Il movimento indotto da accelerazioni interne risulterà invece in spostamento e stress di modo comune. Le due masse di drive sono accoppiate da una molla tuning fork, che le sincronizza nel loro moto e le accoppia in modo da garantire un'unica frequenza di risonanza di

drive per la struttura. Con questa architettura e grazie alla lettura differenziale, il giroscopio riduce la propria sensibilità ai movimenti di modo comune delle varie masse.

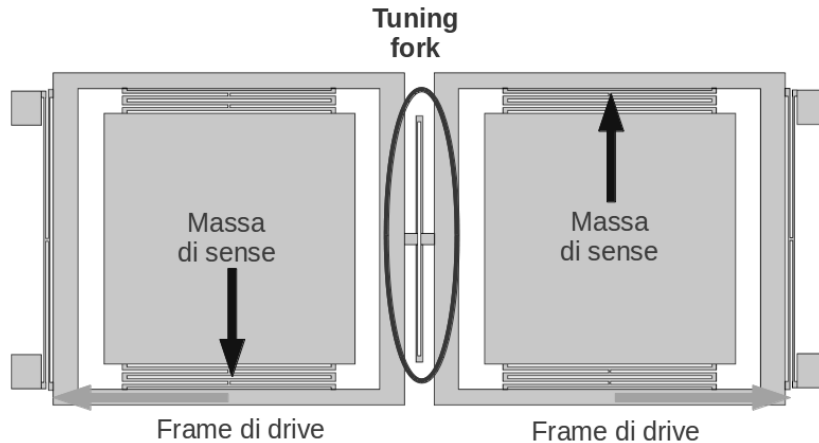


Figura 1.9: Schematizzazione di un tuning fork.

### 1.4.3 Disaccoppiamento meccanico

Nella loro versione finale le strutture dei giroscopi del progetto NIRVANA sono implementate come in Figura 1.12 e 1.14. Ciascuna delle due metà del dispositivo è stata realizzata in modo che il moto di drive e quello di sense siano totalmente disaccoppiati. Ciascuna delle due semistrutture è composta da:

1. un frame di drive: è la parte esterna libera di muoversi in direzione di drive e vincolata nelle altre direzioni
2. un frame di Coriolis: viene trascinato dal frame di drive nel suo moto, ma è anche libero di muoversi in direzione di sense
3. una leva di sense: viene fatta ruotare attorno ad un fulcro dalla massa di sense a cui è connessa con una molla. La leva muovendosi deforma i nanogauge in modo differenziale.

Il disaccoppiamento del drive dal sense è necessario in questi dispositivi poiché i nanowires non sarebbero in grado di sopportare gli stress causati da movimenti così ampi delle masse in direzione di drive.

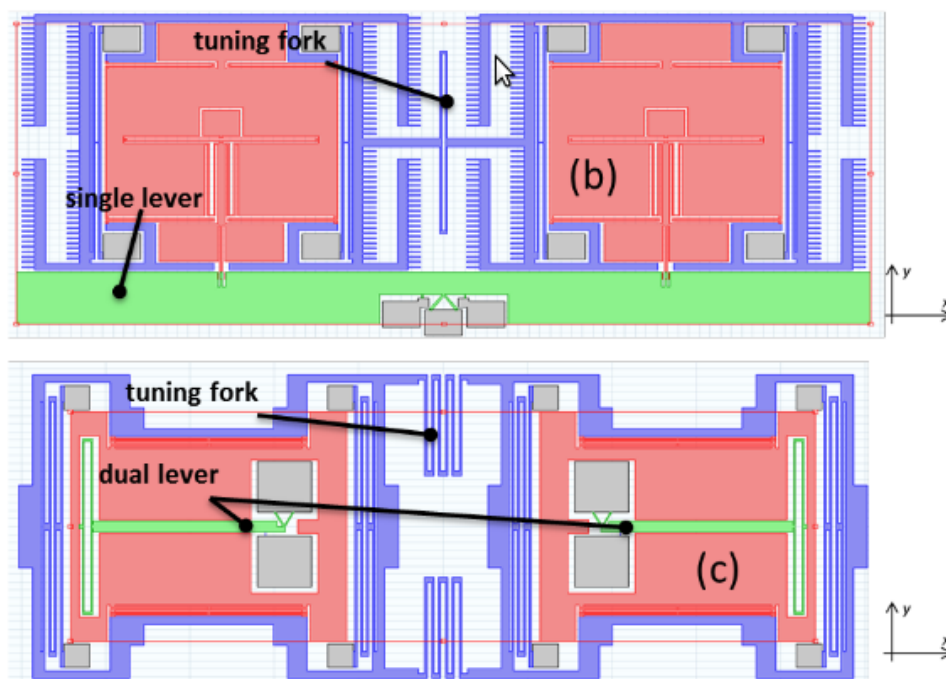


Figura 1.10: (a)giroscopio z con leva singola all'esterno del frame di drive, (b)giroscopio z con due leve separate lungo l'asse di simmetria. In viola sono evidenziati i frame di drive, in rosso i frame di Coriolis e in verde le leve.

Si sono inoltre presi in considerazione tre possibili posizionamenti della leva all'interno della struttura:

- Leva singola posizionata all'esterno della struttura (Figura 1.10(a)) [4]
- Due leve separate posizionate lungo l'asse di simmetria (Figura 1.10(b))
- Leva singola posizionata lungo l'asse di simmetria della struttura (Figura 1.12)

La soluzione migliore é risultata la prima, la presenza di una unica leva riduce la sensibilità alle accelerazioni e vibrazioni in direzione y aumentando la rigidezza per i movimenti di modo comune delle masse, oltre a garantire un unico modo di sense perché la leva costituisce un accoppiamento meccanico tra i fame di Coriolis. Il posizionamento lungo l'asse di simmetria invece insensibilizza rispetto alle accelerazioni e vibrazioni in direzione x.

### 1.4.4 Architettura del sistema di lettura

Per quanto riguarda la scelta dell'architettura del sistema di lettura le possibilità sono due: operazione in anello chiuso oppure in anello aperto. Nel primo caso la massa di sense è libera di muoversi in direzione di sense e il circuito di lettura legge appunto questo spostamento.

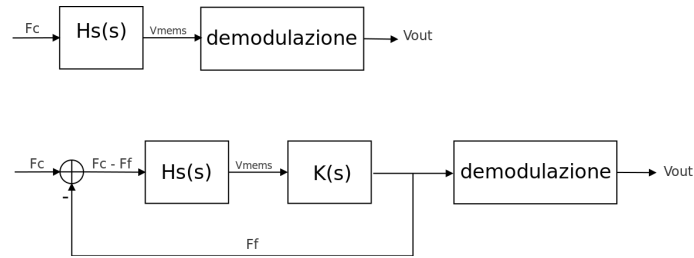


Figura 1.11: (a) schema a blocchi del sensing in anello aperto, (b) schema a blocchi del sensing in anello chiuso.

Nel secondo caso un circuito implementa una retroazione negativa che genera una forza per mantenere la massa di sense ferma in direzione di sense. Questa forza rappresenta una misura della forza di Coriolis e quindi della velocità angolare. In Figura 1.11(b) è schematizzato un sistema di questo tipo,  $K(s)$  è il blocco compensatore che deve essere appositamente progettato per compensare la forza agente sulla massa mobile. Tutto il circuito di retroazione deve essere il più possibile insensibile a variazioni dei parametri e avere uno sfasamento minimo. Questo tipo di architettura ha una serie di vantaggi legati al fatto che la massa mobile viene mantenuta ferma: un ampio range di funzionamento dinamico lineare, la soluzione del problema del pull-in nel caso di giroscopi a lettura capacitiva [5]. Gli svantaggi invece sono un aumento dell'occupazione di area e della potenza dissipata a causa del circuito di feedback, l'effetto di tuning della frequenza di risonanza di sense causato dalla rigidità elastica efficace causata dalla forza elettrostatica di feedback. Per il progetto NIRVANA è stata scelta un'architettura ad anello aperto, soprattutto per i limiti di dissipazione di potenza.

## 1.5 I giroscopi del progetto NIRVANA

Il progetto NIRVANA prevede la realizzazione di un sensore di velocità angolare triassiale. Due possibili soluzioni sono realizzabili: un giroscopio monolitico triassiale oppure tre giroscopi separati uniassiali realizzati all'interno dello stesso package.

Un giroscopio monolitico garantirebbe una minore dissipazione di potenza perché richiederebbe un solo circuito di attuazione, ma risulta molto complesso, le molte masse accoppiate del dispositivo danno luogo a moltissimi modi indesiderati, spesso molto vicini tra loro. Per l'applicazione medica del progetto, discussa nel Capitolo 5, si valuterà dunque anche questa alternativa. Viceversa per l'applicazione consumer, dove la dissipazione è relativamente maggiore, si è scelta la seconda tra queste due scelte. Sono state progettate due tipologie di giroscopi: il Libra, che rivela la velocità angolare diretta secondo l'asse  $z$ , e il proXY in cui le masse di drive, attuate nel piano in direzione  $x$  o  $y$ , causano un movimento fuori dal piano delle masse di sense, in presenza di velocità angolari dirette verso  $y$  o  $x$  rispettivamente.

## Libra

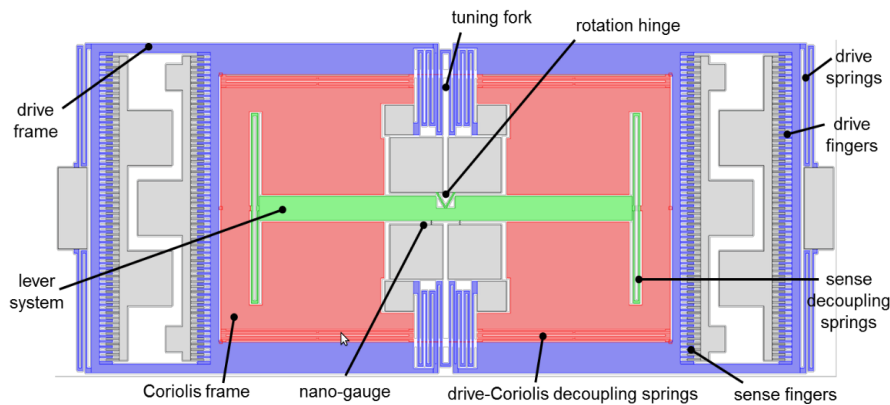


Figura 1.12: Il giroscopio Libra.

Il giroscopio Libra è raffigurato in Figura 1.12. Il frame di drive è attuato da delle capacità comb fingers; per ciascuna semistruttura una fila di denti è responsabile di generare la forza di attuazione, mentre la seconda serve a misurare lo spostamento di direzione  $x$ , il segnale di corrente generato dallo spostamento sarà amplificato e convertito in tensione per poi essere riportato in retroazione come segnale di attuazione, chiudendo l'anello di drive e, grazie alla retroazione positiva, mantenendo in oscillazione la massa di drive. Nella parte centrale è visibile il tuning fork realizzato da una molla ripiegata. Ciascun frame di drive è fissato agli ancoraggi tramite una coppia di molle ripiegate sul lato esterno e una coppia di molle nella parte centrale. A ciascun frame di drive è connesso il frame di Coriolis tramite due molle flessibili in direzione  $y$ , ma rigide in  $x$ . Ai frame di Coriolis infine è collegata l'estre-

mità della leva, la quale é fissata in centro agli ancoraggi tramite un cardine. Sul lato opposto della leva rispetto al cardine sono presenti i due nanowires per la misura. Il movimento della leva causa uno stress compressivo su un nanogauge e tensile sull'altro, un esempio di simulazione dello stress e della deformazione subita dai nanowires é mostrata in Figura 1.13(d). La posizione dei nanogauge rispetto al centro di simmetria della struttura é stato scelto in maniera ottimale, cioè in modo da massimizzare la sensitività, ma mantenendo i nanowires in un range di stress in cui la loro resistività varia linearmente con lo stress a cui sono sottoposti ( $100MPa$ ). Il fattore di leva ottenuto é:

$$\Gamma = \frac{l_{gauge}}{L_{leva}} = 0.0708 \quad (1.28)$$

Si puó a questo punto calcolare la sensitività del giroscopio espressa in  $MPa/(\text{°}/s)$ . Si era ricavata precedentemente la eq. 1.27 del trasferimento tra velocità angolare e spostamento, sapendo che lo stress é definito come

$$\Delta\sigma = E \frac{\Gamma y}{L_{gauge}} \quad (1.29)$$

dove  $L_g = 5\mu m$  é la lunghezza del nanogauge, si ricava

$$S = 2m_s\omega_0 dx_{max} \frac{Q_{eff}}{k_s} E \frac{\Gamma}{L_{gauge}} \frac{360}{2\pi}. \quad (1.30)$$

Simulazioni FEM agli autovalori relative al dispositivo hanno fornito come risultati una frequenza di 18.38 kHz per il modo di drive e di 19kHz per il modo di sense (Figura 1.13(a) e (b)). Si noti come il modo in cui le masse di Coriolis si muovono in fase é ad una frequenza sufficientemente alta da non essere eccitata dalle armoniche superiori del segnale di attuazione [1].

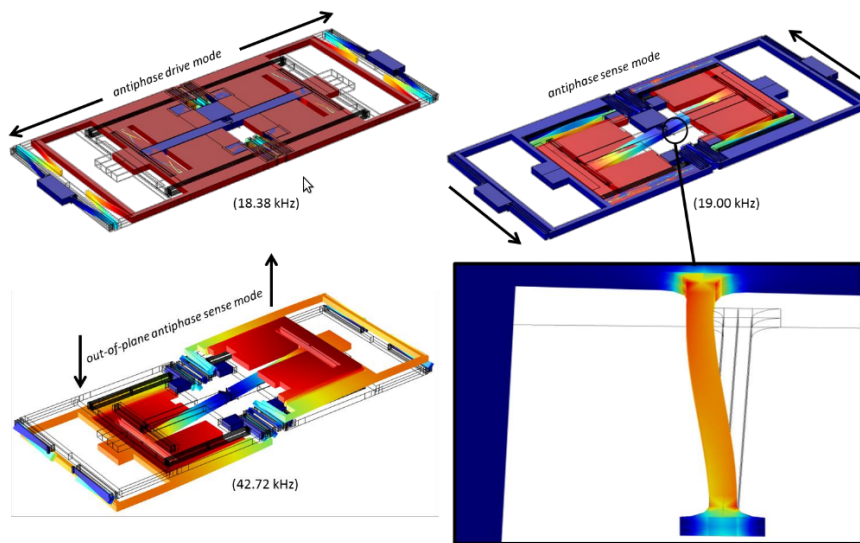


Figura 1.13: Spostamenti totali per (a)il modo di drive in antifase e (b)il modo di sense in antifase (c) modo in fase, (d) stress e deformazione dei nanogauge del giroscopio Libra.

## proXY

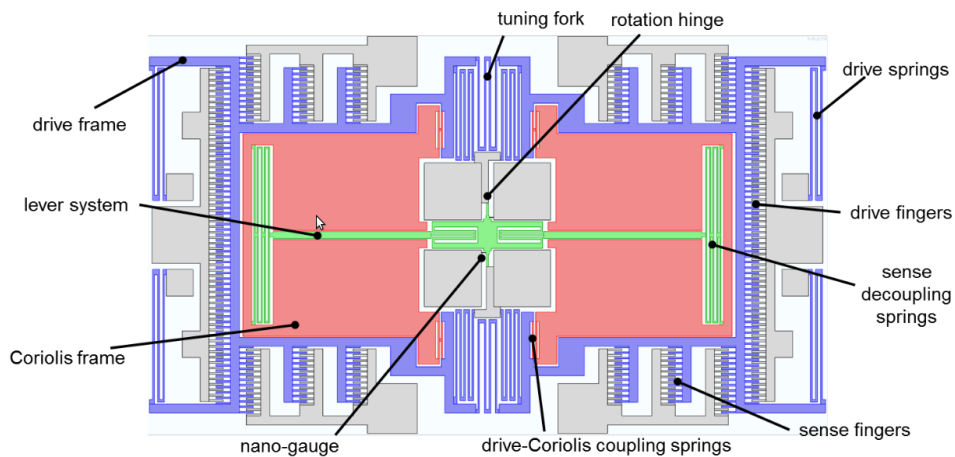


Figura 1.14: Il giroscopio proXY

Il giroscopio proXY é raffigurato in Figura 1.14. Il frame di drive (in viola) é attuato anche in questo caso da delle capacità comb fingers; per ciascuna semistruttura la fila di denti piú esterna é responsabile di generare la forza

di attuazione, mentre i comb fingers disposti sul lato superiore e inferiore servono a misurare lo spostamento di drive. Il tuning fork e le molle di drive sono simili al giroscopio Libra. In questi tipo di dispositivo il modo di sense prevede che le masse di Coriolis si muovano fuori dal piano facendo inclinare la leva attorno all'asse y. Le masse di Coriolis sono collegate a quelle di drive tramite due molle flessibili in direzione z, ma rigide in y e relativamente rigide in x. Ai frame di Coriolis é collegata l'estremitá della leva attraverso una molla molto ripiegata e con una struttura tale da favorire il movimento fuori dal piano delle masse. I nanowires sono collegati all'ancoraggio da un lato e ad un beam che ruota attorno all'asse y in modo solidale con la leva. Poiché i nanogauge sono allineati con la faccia inferiore del polisilicio, se la leva ruota essi subiscono uno stress differenziale.

I modi di drive e sense sono illustrati in Figura 1.15

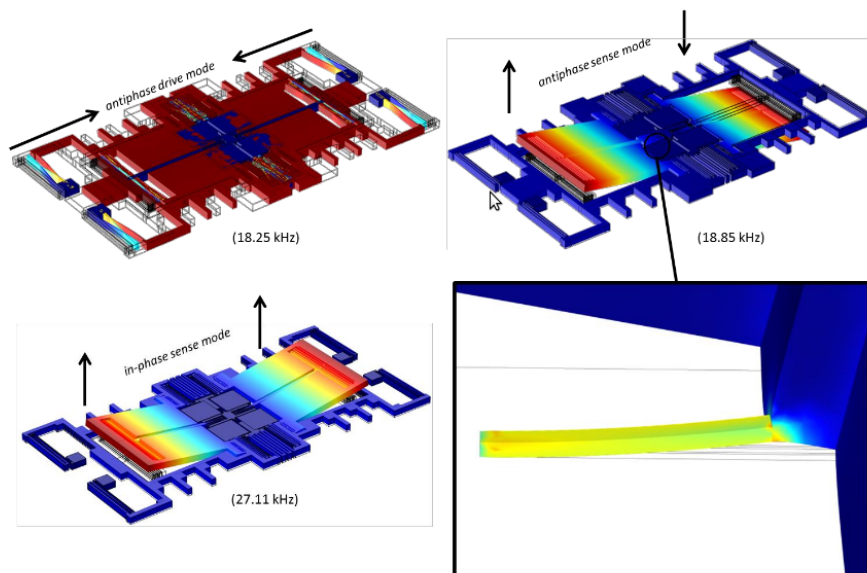


Figura 1.15: Spostamenti totali per (a)il modo di drive in antifase e (b)il modo di sense in antifase del giroscopio proXY, (c) modo in fase, (d) stress e deformazione dei nanogauge.

In questo caso le frequenze ottenute dalle simulazioni sono di 18.25kHz e 18.85 kHz. Anche in questo caso il modo in fase delle masse fuori dal piano é ad una frequenza abbastanza maggiore e non multipla dei modi di drive o sense.



## Capitolo 2

# Caratterizzazione elettromeccanica

Come abbiamo visto nel capitolo precedente, il comportamento dinamico di un MEMS é descritto dall'equazione di un sistema massa-molla smorzato, in cui i parametri caratteristici sono  $m$ ,  $b$ ,  $k$  o, in alternativa, dalla sua funzione di trasferimento di tipo passa-basso del secondo ordine  $\frac{1}{m(s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2)}$  anch'essa caratterizzata da tre parametri:  $\omega_0$ ,  $Q$  e  $m$ . Si ricordi inoltre che uno dei principali parametri nella definizione delle performance di un giroscopio é la sensitività, pari a

$$S = \frac{\Delta y}{\Delta \Omega} = F_d \frac{Q_d}{k_d} \frac{\omega_{0d}}{\omega_{0s} \Delta \omega} \quad (2.1)$$

La caratterizzazione elettromeccanica di un MEMS é finalizzata all'estrapolazione del fattore di qualità, delle costanti elastiche e delle frequenze di risonanze dei diversi modi, in particolare per un giroscopio dei modi di drive e di sense.

Sono stati eseguiti due gruppi di misure: delle CV quasi statiche e delle misure dinamiche. Le prime sono misure di capacità in funzione della tensione applicata, rispetto alla massa mobile, a un particolare elettrodo usato come elettrodo di attuazione, e consentono di risalire alle curve di spostamento in funzione della forza elettrostatica applicata. Le seconde consistono nel misurare la risposta allo scalino della struttura. Essa caratterizza completamente il comportamento dinamico di un sistema lineare. Da questi dati si può estrarre l'informazione su  $Q$  e  $\omega_0$ . La maggior parte le misure sono state effettuate su un wafer senza capping, con le strutture a pressione atmosferica. Solamente nelle misure del fattore di qualità sono stati utilizzati dei dispositivi con pressioni nominali interne al package di 1 mbar e 0.2 mbar.

La struttura MEMS su cui sono state fatte queste misure, chiamata sHape, é una struttura di prova progettata appositamente per avere caratteristi-

che meccaniche (geometria, frequenze di risonanza e massa) simili ai giroscopi del progetto europeo Nirvana, ma realizzata con un processo ST a  $22\mu\text{m}$  di spessore.

Il capitolo é articolato come segue: Il primo paragrafo é dedicato alla descrizione del dispositivo MEMS su cui si sono effettuate le misure, segue una descrizione delle tecniche di misura e del setup sperimentale utilizzati, infine verranno presentati i risultati sperimentali messi a confronto con le stime analitiche e le simulazioni.

## 2.1 La struttura di test sHape

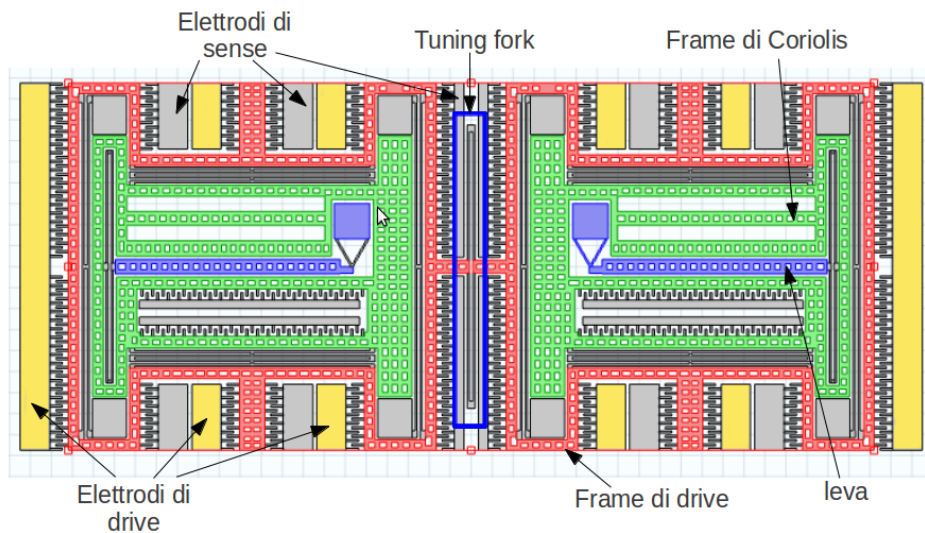


Figura 2.1: struttura sHape

La struttura di prova sHape é stata progettata per riprodurre il comportamento del giroscopio Libra. Si faccia ora riferimento alla figura 2.1. L'attuazione in controfase delle due masse di drive é realizzata da delle capacitá comb fingers, sono evidenziati in giallo gli elettrodi fissi di attuazione, disposti in maniera simmetrica rispetto al centro, proprio per realizzare un'attuazione in controfase, mentre in grigio sono gli elettrodi di lettura del moto di drive. Le masse di drive sono accoppiate da un tuning fork e ciascuna massa di drive é ancorata al substrato da due molle ripiegate. Durante il moto di drive (lungo l'asse x) il frame di drive indicato in Figura 2.1 trascina la massa di Coriolis, alla quale é accoppiata tramite due molle; quest'ultima é libera di muoversi anche in direzione y, causando una rotazione della leva

attorno al suo fulcro, fissato ad un ancoraggio tramite un cardine (hinge) per rendere la struttura il piú possibile simile a quelle di NIRVANA.

Non esistono piezoresistori o capacit  utili alla lettura, la leva   stata realizzata unicamente per mantenere la geometria, e quindi il comportamento elastico della struttura, simili ai dispositivi Nirvana. Esistono inoltre delle capacit  comb fingers, ricavate all'interno della massa di Coriolis, utilizzate per attuare direttamente questa massa a scopo di test, eccitando il modo di sense anche in assenza di velocit  angolari esterne.

## 2.2 Setup sperimentale

Il setup sperimentale per le misure di caratterizzazione   costituito da una scheda di acquisizione che si interfaccia ad un pc tramite un programma Labview. Le misure CV, e la maggior parte delle risposte allo scalino sono state effettuate direttamente su wafer tramite probe station. Le misure di damping invece sono state fatte su dei dispositivi singolari bondati su carrier direttamente collegato alla scheda di acquisizione.

Ai fini delle misure, il sistema elettromeccanico   il piú delle volte (almeno in condizioni quasi-stazionarie) schematizzabile come due elettrodi fissi (uno di attuazione e uno di lettura) e una massa mobile. La Figura 2.2 mostra uno schema del sistema da misurare e dei segnali che vengono applicati;  $V_1$    la tensione di attuazione,  $v_a$  il segnale di test applicato alla massa mobile,  $C_1$  e  $C_2$  sono le capacit  esistenti tra l'elettrodo di attuazione e la massa mobile e tra la massa mobile e l'elettrodo di lettura rispettivamente. La corrente  $i_{mems}$  viene letta dal primo stadio della scheda di acquisizione che   un amplificatore a transimpedenza (TIA).

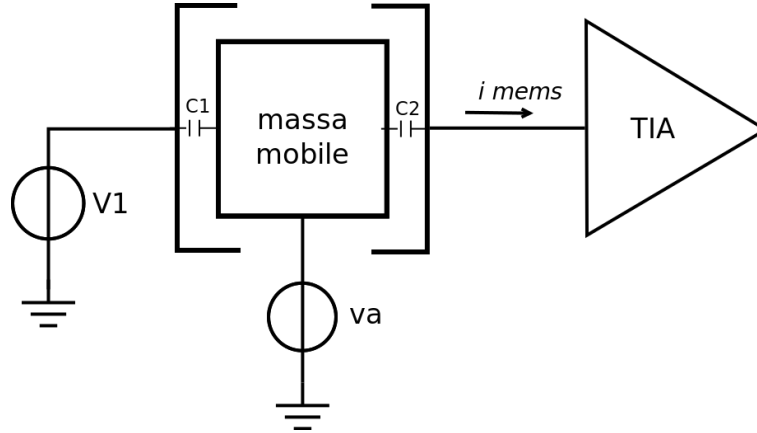


Figura 2.2: rappresentazione schematica del MEMS e dei segnali applicati per effettuare le misure

La parte mobile del MEMS viene mantenuta circa a massa (il segnalino  $v_a$  é piccolo e centrato intorno a 0V), mentre allo statore di drive viene applicato un potenziale, il quale genera una forza elettrostatica che causa uno spostamento della massa mobile. Questo spostamento a sua volta causa una variazione della capacità  $C_2$ . Per poter leggere la variazione di capacità si sfrutta il segnale di test  $v_a$  applicato alla massa mobile. Questo deve essere di ampiezza ridotta e a frequenza molto maggiore di quella di risonanza, in modo da non perturbare la misura generando forze elettrostatiche indesiderate confrontabili con quella di attuazione.

La corrente misurata all'elettrodo di lettura é

$$i_{mems} = \frac{dQ}{dt} = V_2(t) \frac{dC_2}{dt} + C_2(t) \frac{dV_2}{dt} \approx C_2(t) \frac{dv_a}{dt} \quad (2.2)$$

si trascurato il termine di variazione di capacità in quanto il segnalino applicato molto piccolo e genera uno spostamento minimo. Essendo il segnale di test  $v_a(t) = v_a \cos(2\pi f_a t)$  e sostituendo nell'eq. 2.2, otteniamo

$$i_{mems} = C_2(t) 2\pi f_a v_a \sin(2\pi f_a t) \quad (2.3)$$

Il segnale letto in uscita dal MEMS é un segnale di corrente ad alta frequenza modulato dalla capacità  $C_2(t)$ , quindi dallo spostamento generato dalla forza elettrostatica di attuazione. Notiamo come la sensibilità della misura non dipenda solo dall'ampiezza del segnalino di test ma anche dalla sua frequenza. Un' opportuna scelta del segnale di test e del filtraggio oltre all'utilizzo di tecniche di media, consentono alla piattaforma di misura qui presentata di ottenere misure accurate anche di segnali molto piccoli (variazioni di capacità nell'ordine dei  $fF$ ).

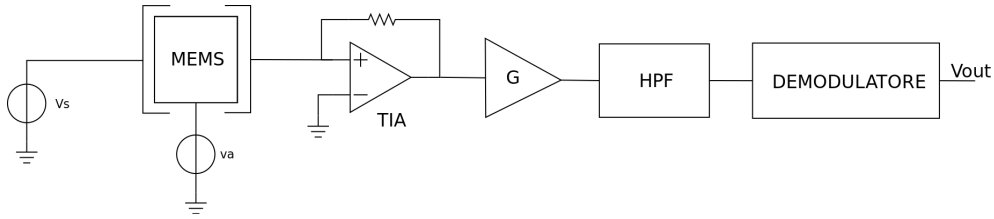


Figura 2.3: schema a blocchi del circuito di acquisizione

La catena di acquisizione é illustrata in Figura 2.3. La corrente uscente dal MEMS viene letta da un amplificatore a transimpedenza (TIA), il segnale viene successivamente amplificato e filtrato passa alto per eliminare le componenti di rumore Flicker e altre componenti armoniche spurie a bassa frequenza. Il lock-in é realizzato da un raddrizzatore a doppia semionda seguito da un filtro passa basso con polo molto minore della frequenza della portante, ma abbastanza maggiore della frequenza delle armoniche generate dalla forza di attuazione, si ottiene un segnale in uscita proporzionale allo spostamento della massa mobile [7] [8].

Questa piattaforma di misura é stata utilizzata sia per effettuare misure quasi-statiche (CV) sia per la caratterizzazione dinamica del MEMS (risposta allo scalino).

## 2.3 Curve CV

### 2.3.1 Modello e simulazioni

Il primo gruppo di misure effettuate sulla struttura sHape sono quelle di capacitá in funzione della tensione  $V_1$ . Sono state ottenute applicando una rampa di tensione molto lenta all'elettrodo di attuazione ( $V_1$ ), un segnalino di test di ampiezza 0.9 V picco-picco a 1 MHz sulla massa mobile e leggendo la corrente uscente dal dispositivo  $i_{mems}$ . Di seguito verranno ricavate le espressioni analitiche delle CV per l'asse di drive e quello di sense, per poi poterle confrontare con i dati sperimentali acquisiti.

#### Asse di drive

Il contributo principale alla capacitá  $C_1$  é dovuto ai comb fingers. Calcoliamo la capacitá della struttura nel caso di una forza applicata nulla. É possibile approssimare la capacitá di una singola cella comb fingers con il modello di condensatore a piatti piani paralleli (perché  $L_{ov} \gg g$  e gli effetti di bordo

sono trascurabili) come  $C_{cella} = \epsilon_0 2h \frac{L_{ov}}{g}$ , dove  $h$  l'altezza del processo,  $L_{ov}$  la lunghezza di overlap e  $g$  é la distanza tra i finger.

Il contributo dei comb fingers alla capacità di drive per una semistruttura é  $C_1 = C_{cella} \cdot N_{celle} = 165,3fF$ . Per quanto riguarda invece la capacità  $C_2$ , esiste un contributo aggiuntivo costituito dalla capacità esistente tra la molla del tuning fork e l'elettrodo di lettura, anch'esso modellizzabile con approssimazione a piatti piani paralleli come  $C_{TF} = \epsilon_0 h \frac{l_{TF}}{d} = 14,16fF$ , dove  $d = 3,3um$  la distanza tra molla del tuning fork e statore, e  $l_{TF} = 240um$  la lunghezza della molla del tuning fork. La capacità totale di lettura del moto lungo l'asse x é  $C_0 = C_{cella} N_{celle} + C_{TF} = 184,5fF$ . Analogamente si la capacità in funzione della tensione di polarizzazione é

$$C_2(V) = \epsilon_0 2N_{celle} h \frac{L_{ov} + x(V)}{g} + C_{TF} = C_0 + \epsilon_0 2N_{celle} h \frac{x(V)}{g} \quad (2.4)$$

dove si sono trascurate le variazioni della capacità del tuning fork.

In condizioni statiche l'equazione del sistema massa molla smorzato diventa  $F_{el} = kx$  in quanto la derivata prima e seconda di  $x$  sono nulle. Da questo si ricava  $x = \frac{F_{el}}{k}$ . Sapendo inoltre che  $F_{el} = \frac{1}{2} V^2 \frac{dC}{dx}$  e sostituendo nell'eq. 2.4 otteniamo

$$C_2(V) = C_0 + \epsilon_0 2N_{celle} \frac{h}{g} \frac{F_{el}}{k} = C_0 + \epsilon_0 2N_{celle} \frac{h}{2gk} V^2 \left( \epsilon_0 2N_{celle} \frac{h}{g} \right) \quad (2.5)$$

Notiamo che l'andamento della  $C_2$  é parabolico rispetto alla tensione di polarizzazione dell'elettrodo di drive.

Tutti i parametri di tipo geometrico presenti nell'eq. 2.5 sono noti, purché si tenga conto anche dell'overetch, cioè del fatto che durante la fase di etching chimico del polisilicio viene rimosso piú materiale rispetto alla quantità nominale, le dimensioni effettive delle varie parti del dispositivo vengono ridotte di una lunghezza che é un parametro statistico. In questo caso si é considerato un overetch medio di 0.35 um per ogni lato. Note le dimensioni geometriche, risulta evidente come sia possibile, dopo aver ricavato sperimentalmente la curva CV, estrapolare il valore di rigidezza elastica della struttura lungo l'asse x.

Esistono comunque dei modelli analitici a parametri concentrati che descrivono la rigidezza di alcune molle molto semplici; ci si riferirá a quei modelli per ricavare analiticamente le costanti delle molle dello sHape coinvolte nel moto di drive.

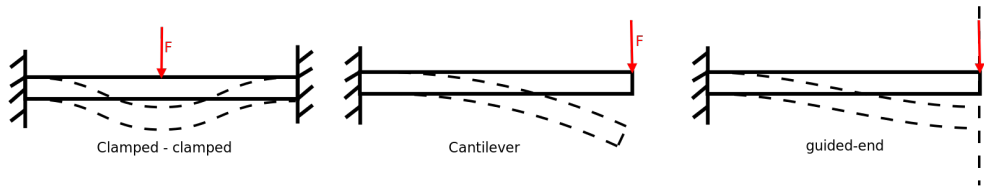


Figura 2.4: rappresentazione schematica dei tre tipi di beam: (a)clamped-clamped, (b)cantilever, (c)guided-end beam

La Figura 2.4 mostra i tre tipi di molle semplici e tratteggiate le deformazioni che essi subiscono sotto l'azione di una forza concentrata diretta come l'asse  $y$  e applicata come mostrato in figura. Il primo tipo, clamped-clamped, ha entrambi gli estremi fissi, il cantilever beam (b) ha un estremo completamente libero che non é vincolato ne in  $y$  ne in  $x$ , il guided-end beam invece ha in estremo libero di muoversi in  $y$  ma vincolato in  $x$ . In Tabella 2.2 sono elencate le rigidzze elastiche calcolate come  $k_x = F_x/x$ ,  $k_y = F_y/y$ ,  $k_z = F_z/z$  per i tre casi [9].

	clamped-clamped	cantilever	guided-end
$k_x$	$4E \frac{hW}{L}$	$E \frac{hW}{L}$	$E \frac{hW}{L}$
$k_y$	$16E \frac{hW^3}{L^3}$	$\frac{1}{4}E \frac{hW^3}{L^3}$	$E \frac{hW^3}{L^3}$
$k_z$	$16E \frac{h^3W}{L^3}$	$\frac{1}{4}E \frac{h^3W}{L^3}$	$E \frac{h^3W}{L^3}$

Tabella 2.1: rigidzze elastiche di alcune molle semplici

Prendiamo ora in considerazione la struttura sHape: le molle connesse alla massa di drive sono di tre tipi: il tuning fork, la molla di ancoraggio e la molla che accoppia la leva con la massa di sense (Figura 2.5).

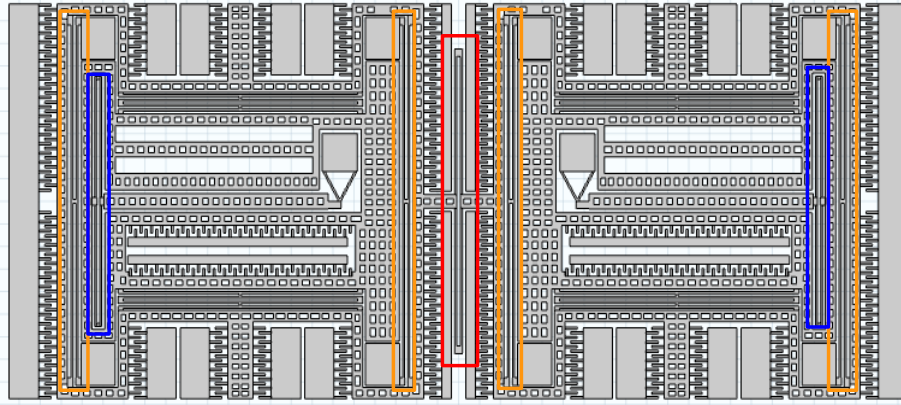


Figura 2.5: schema del MEMS sHape. In rosso é evidenziato il tuning-fork, in giallo le molle di ancoraggio della massa di drive al substrato, in blu le molle di collegamento tra la massa di Coriolis e la leva.

	tipo	L	W	$k_d$
<b>tuning-fork</b>	folded	128um	1,9um	12N/m
<b>molle ancoraggi</b>	guided-end	156um	1,9um	5.76N/m
<b>molle leva</b>	folded	107um	1,9um	4.75N/m

Tabella 2.2: Dati geometrici delle molle di dirve.

La molla di ancoraggio puó essere ricondotta al modello di guided-end beam

$$k_1 = \frac{1}{2}4Eh\frac{W^3}{L^3} = 12N/m. \quad (2.6)$$

dove E é il modulo di Young , W lo spessore della molla e L la lunghezza. Il fattore 4 tiene conto del fatto che ci sono 4 molle in parallelo e il fattore 1/2 tiene conto del fatto che ci sono due beam in serie per ciascuna.



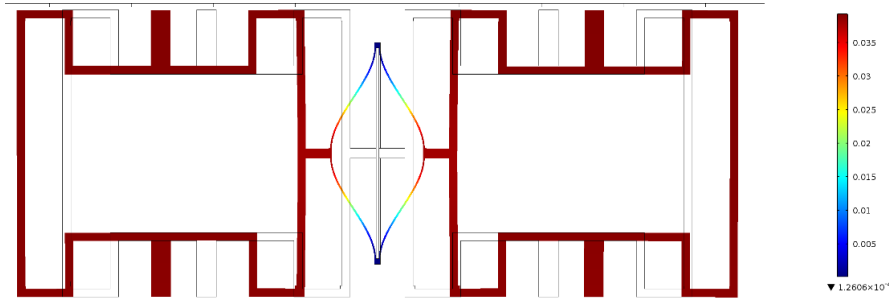


Figura 2.6: schema del tuning fork e dello spostamento totale sotto l'azione di una forza unitaria applicata alle due masse.

La molla del tuning fork non é esattamente riconducibile ad un guided-beam, in quanto l'estremitá non é ancorata, ma risulta comunque l'approssimazione piú ragionevole perché la molla subisce una deformazione simile. Per simmetria consideriamo fisso il punto centrale, per cui risultano esserci due molle in parallelo, da cui si ottiene

$$k_2 = 2Eh \frac{W^3}{L^3} = 23N/m. \quad (2.7)$$

Come verifica della validitá dell'approssimazione é stata fatta una simulazione stazionaria (Figura 2.6) applicando una forza di 1N e -1N alle due masse di drive, si calcola la costante elastica come  $k = F/(\Delta x)$  e risulta essere pari a 25.6 N/m.

Ragionamento analogo vale per la molla che collega la leva alla massa mobile

$$k_3 = 2 \frac{1}{2} Eh \frac{W^3}{L^3} = 19N/m \quad (2.8)$$

La costante elastica complessiva per il moto lungo l'asse x risulta essere:

$$k_x = k_1 + k_2 + k_3 = 54N/m \quad (2.9)$$

La simulazione complessiva della struttura invece fornisce un valore di rigidezza di 57.58 N/m.

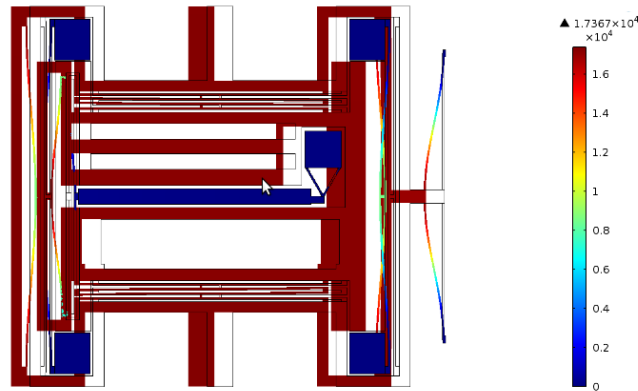


Figura 2.7: Simulazione stazionaria dello spostamento causato da una forza di 1 N in direzione x.

### Asse di sense

Per quanto riguarda l'asse di sense la descrizione analitica risulta piú complessa sia per quanto riguarda il calcolo della capacità che per quello della costante elastica. La difficoltà nel modellizzare la capacità nasce dal fatto che la lunghezza di overlap dei comb finger é confrontabile con il gap, e quindi un modello a piatti piani paralleli, cioè tale da trascurare gli effetti di bordo per il singolo comb-finger, non sarebbe accurato. Ci si é quindi serviti di una simulazione 2D FEM per calcolarne il valore e la sua variazione con lo spostamento lungo y. Le Figure 2.8 mostrano i risultati di questa simulazione: il potenziale elettrico e la capacità funzione dello spostamento. Dal grafico si ricava  $\frac{dC_y}{dy} = 3.76 fF/\mu m$ .

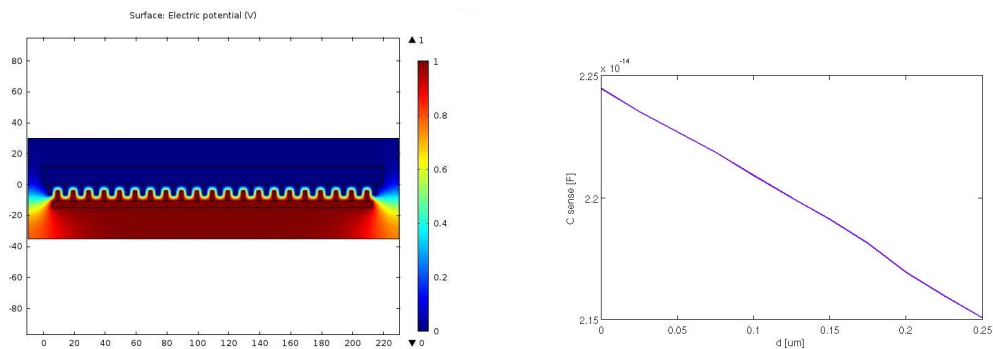


Figura 2.8: (a) Potenziale elettrico (simulazione FEM) (b)Variazione di capacità in funzione della tensione di polarizzazione  $V_1$  (simulazione FEM)

Calcoliamo ora le costanti elastiche del moto di sense. In totale ci sono due molle che accoppiano la massa di sense al frame di drive e un contributo causato dalla leva. La molla di accoppiamento é ripiegata 4 volte, di questi 4 beam due sono ancorati su un estremo e sono fissati in x sull'altro quindi sono di tipo guided-end, mentre i due centrali sono ti tipo cantilever. Otteniamo

$$k_1 = 4 \cdot 4Eh \frac{W^3}{l^3} = 21.6N/m \quad (2.10)$$

dove il fattore 4 tiene conto del fatto che ci sono 4 molle in parallelo. Il contributo della leva invece é piú difficile da modellizzare. Si preferisce quindi una simulazione FEM elettrostatica in cui, applicando alla struttura una forza unitaria e misurando lo spostamento dell'estremitá della leva possiamo calcolare la costante elastica in direzione y.

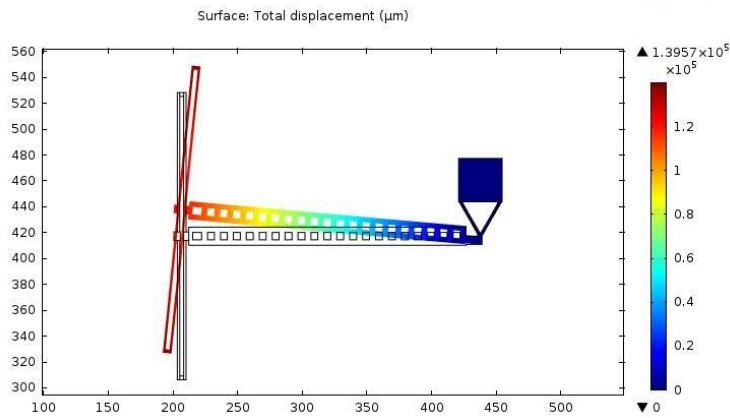


Figura 2.9: Spostamento totale causato dall'applicazione di una forza di 1N (simulazione FEM)

Si ottiene  $k_2 = 8,8N/m$ . La costante elastica complessiva quindi risulta essere pari a

$$k_{sense} = k_1 + k_2 = 30.45N/m \quad (2.11)$$

La simulazione complessiva della struttura invece fornisce un valore di rigidezza di 33 N/m, in linea con i calcoli analitici.

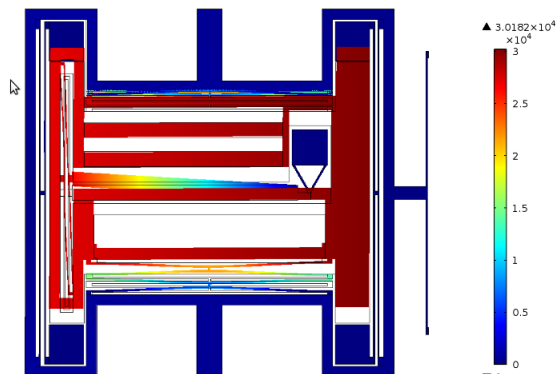


Figura 2.10: Simulazione stazionaria dello spostamento causato da una forza di 1 N in direzione y alla massa di Coriolis.

### 2.3.2 Risultati sperimentali

Le misure sono state fatte su 16 dispositivi dello stesso wafer, applicando una rampa di tensione da 0V a 55V sia per l'asse di drive che quello di sense. Per ciascun dispositivo i dati sono stati mediati su 10 misure per ridurre il rumore.

In Figura 2.11 sono messe a confronto una curva CV sperimentale e quella teorica e in Figura 2.12 per l'asse di sense. Le prime combaciano perfettamente, mentre le seconde si discostano l'una dall'altra nella zona centrale della curva.

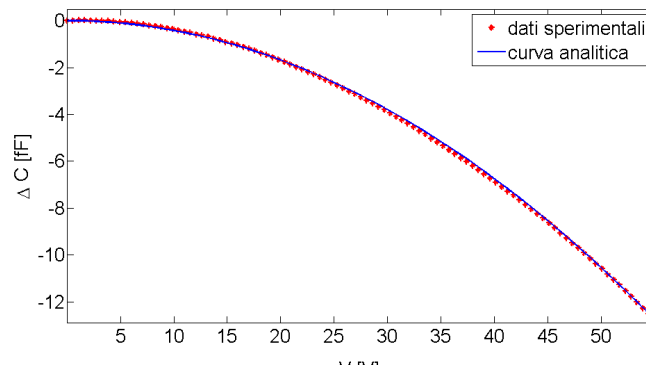


Figura 2.11: Variazione di capacità di drive: in blu curva analitica, in rosso i dati sperimentali

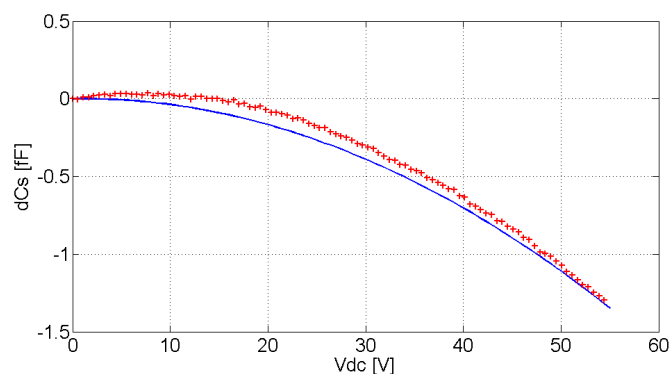


Figura 2.12: Variazione di capacità di sense: in blu curva analitica, in rosso i dati sperimentali

Queste sono state utilizzate per calcolare la costante elastica. Essendo la forza elettrostatica pari a

$$F = V_{DC}^2 \frac{h}{g} N_{cell} \epsilon_0, \quad (2.12)$$

e la variazione di capacità totale misurata  $\Delta C = 2 \cdot 2x \frac{h}{g} \epsilon_0$ , da cui ricaviamo  $x = \Delta C \frac{g}{4} \epsilon_0 h N_{cell}$ , si ottiene

$$k_d = \frac{F}{x} = V_{DC}^2 \left( \frac{h}{g} \right)^2 \frac{N_{cell}^2}{\Delta C}. \quad (2.13)$$

Dalle CV si può risalire alle curve  $x(F)$ , la cui pendenza rappresenta la costante elastica cercata.

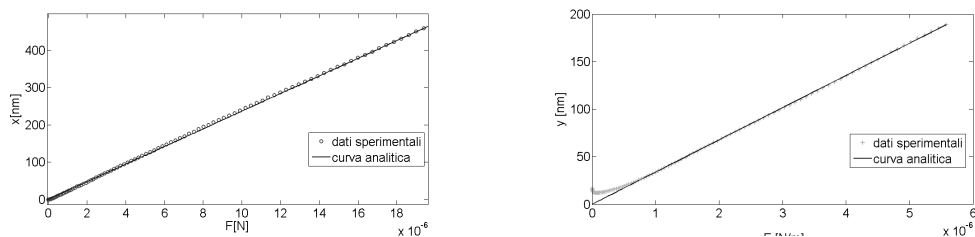


Figura 2.13: (a) Spostamento in funzione della forza elettrostatica per l'asse di drive (b) Spostamento in funzione della forza elettrostatica per l'asse di sense

Nella Figura 2.13 sono messi a confronto la curva  $x(F)$  sperimentale con la retta teorica. La misura risulta perfettamente lineare per il drive, da cui

si può concludere che non ci sono effetti di non linearità in questo range di spostamenti. Per quanto riguarda il sense invece c'è una deviazione dalla retta ideale in prossimità dell'origine, corrispondentemente alla curva CV vista in Figura 2.12. Si sono ottenuti dei valori medi di  $42N/m$  per il drive e  $20N/m$  per il sense, entrambi i valori ottenuti sono inferiori alle previsioni fornite dai calcoli e dalle simulazioni. Questi risultati sono gli stessi che si ottengono da simulazioni con spessori delle molle di  $0.2\mu m$  più sottili, potrebbe quindi significare che l'overetch fosse stato sottostimato, risulterebbe  $\bar{l}_{overetch} = 0.45\mu m$ .

## 2.4 Risposta allo scalino

La risposta allo scalino di un sistema ne caratterizza il comportamento dinamico. Essa è in grado di fornire l'informazione riguardo due parametri fondamentali in un risonatore MEMS: la frequenza di risonanza e il fattore di qualità.

In generale la risposta allo scalino di un sistema lineare tempo invariante di secondo ordine passa basso è del tipo

$$y(t) = u(t) \left[ 1 - e^{-\sigma t} \cos(\omega t) + \frac{-\sigma}{\omega} e^{-\sigma t} \sin(\omega t) \right] \quad (2.14)$$

con  $\sigma = \xi\omega_n$  e  $\omega = \omega_n\sqrt{1 - \xi^2}$ , dove  $\omega_n$  la frequenza naturale del sistema e  $\xi$  il fattore di smorzamento adimensionale.

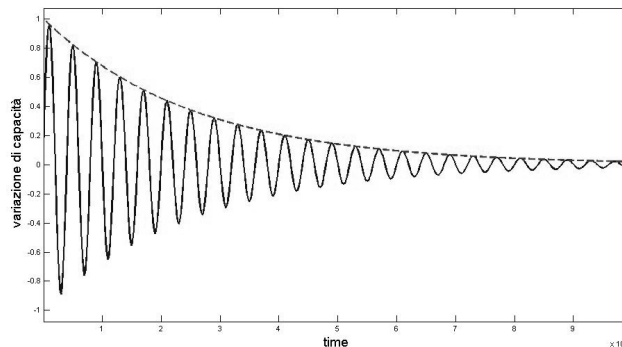


Figura 2.14: Risposta allo scalino di un sistema sovrasmorzato

In un sistema con fattore di qualità particolarmente alto (come un oscillatore MEMS) la risposta del sistema può essere approssimata come

$$y(t) = u(t) \left[ 1 - e^{-\xi\omega_n t} \cos(\omega_n t) \right] \quad (2.15)$$

Dalla misura del periodo dell'oscillazione e della costante di tempo di decadimento dell'involucro esponenziale possiamo effettuare una stima diretta di questi due parametri.

### Frequenze di risonanza

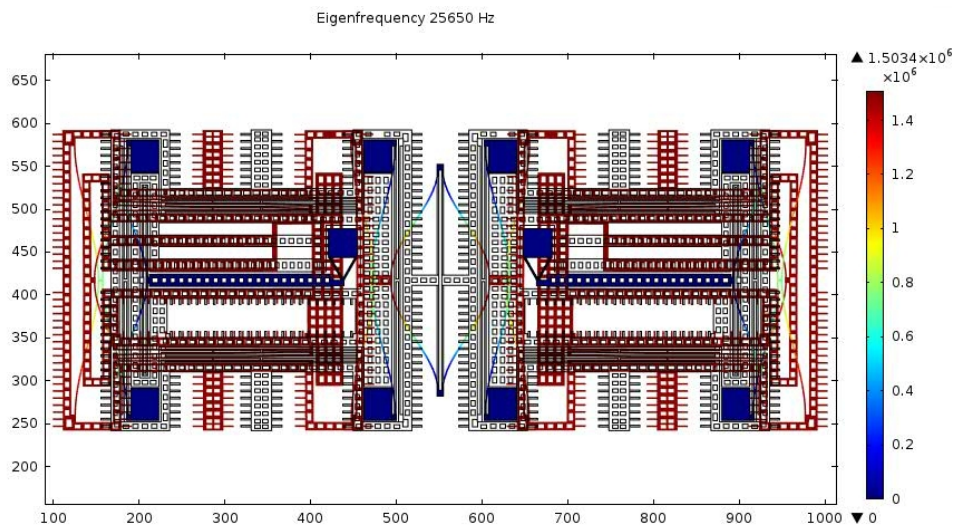


Figura 2.15: Simulazione FEM del modo di drive

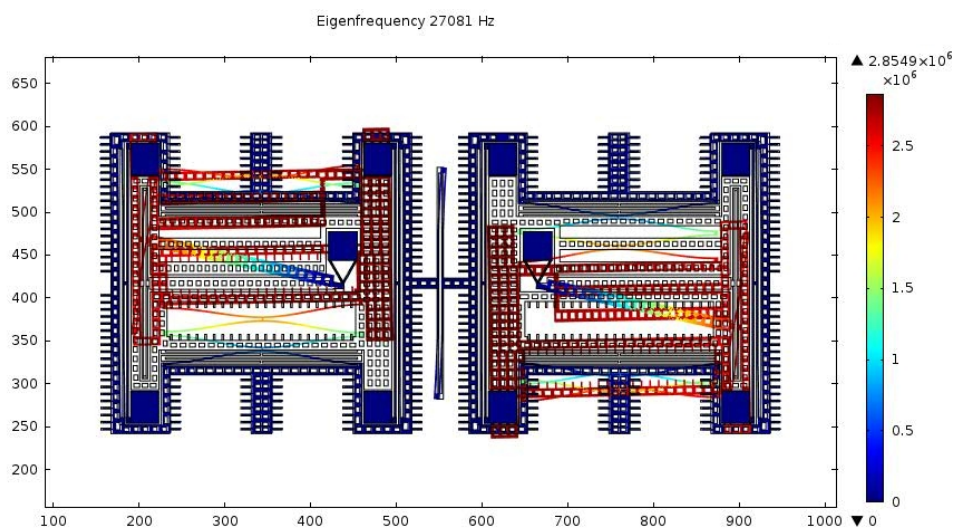


Figura 2.16: Simulazione FEM del modo di sense

Una previsione per il valore delle frequenze naturali dello sHape é stata ottenuta da simulazione FEM il cui risultato é riportato nelle Figure 2.15 e 2.16. Le frequenze risultanti sono di 25650 Hz per il modo di drive e 27081 Hz per il modo di sense. Le misure sperimentali della risposta allo scalino hanno mostrato risultati in linea coi valori previsti da simulazione. Sono state effettuate con la piattaforma presentata in sezione 2.2 applicando scalini di 25V e mediando su 10000 cicli per il drive e 40000 per il sense. I dati ottenuti sono stati successivamente elaborati da un algoritmo che restituisce i valori di  $f_0$  e  $Q$ . Questo algoritmo interpola i campioni della misura con l'espressione analitica della risposta allo scalino di un sistema sovrasmorzato, al variare di 3 parametri: l'ampiezza dello scalino, la frequenza di risonanza e il fattore di smorzamento. Viene restituita la serie di parametri associati alla migliore interpolazione. Un esempio per l'asse di drive é mostrato in Figura 2.17.

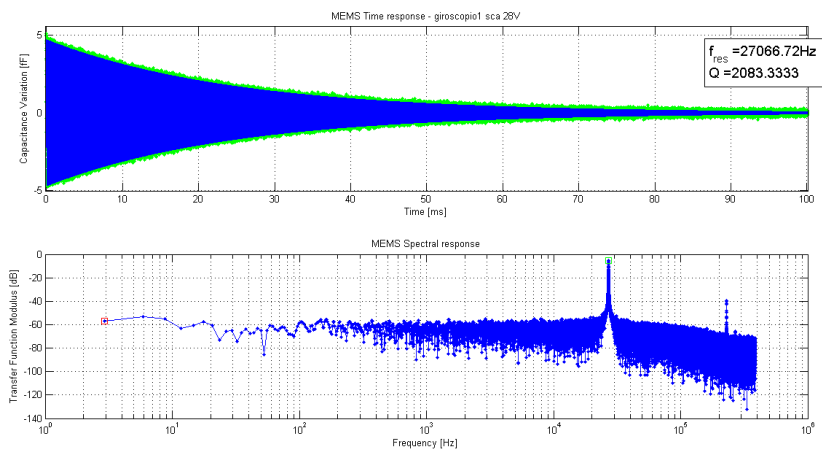


Figura 2.17: In alto la risposta allo scalino misurata, in blu la curva di interpolazione ottimale, in verde i dati sperimentali. In basso la FFT della risposta allo scalino misurata.

Per quanto riguarda le frequenze di risonanza si sono misurati 16 diversi dispositivi, la media dei risultati delle misure sono elencati in Tabella 2.4.

	$f_{0d}$	$f_{0s}$	$\Delta f_0$
media	25136Hz	27672Hz	2536Hz
deviazione standard	557Hz	715Hz	184Hz

Il risultato piú interessante emerso da questa serie di misure é che, la deviazione standard del mismatch é inferiore a quella delle frequenze assolute



di circa un fattore 4. Si ricordi che la sensitività di un giroscopio con modi smatchati non dipende direttamente dalle frequenze di risonanza ma dal loro mismatch (eq. 1.27). Un buon controllo su questo parametro al variare del dispositivo consentirà di ottenere delle sensitività poco variabili, quindi note a priori con una certa precisione.

### Il fattore di qualità

Il fattore di qualità é definito come il rapporto tra l'energia accumulata nel sistema diviso per l'energia dissipata un un ciclo di vibrazione, cioè

$$Q = 2\pi \frac{W_{accumulata}}{W_{dissipata}} \quad (2.16)$$

In un MEMS esistono varie cause di dissipazione di energia: l'attrito dell'aria, la dissipazione termo-elastica, le perdite negli ancoraggi e le perdite superficiali. Ciascuno di questi meccanismi da luogo ad un contributo  $Q_i$ , il fattore di qualità totale sarà dato da [11]

$$\frac{1}{Q_{tot}} = \sum \frac{1}{Q_i} \quad (2.17)$$

Ad una certa pressione e temperatura generalmente un contributo é dominante sugli altri. In questo caso assumeremo ragionevolmente come dominante quello del fluido rispetto ai contributi di dissipazione negli ancoraggi o per effetti termoelastici.

Come si già detto nel capitolo 1 fattore di qualità in un sistema del secondo ordine é

$$Q = \frac{\sqrt{km}}{b}. \quad (2.18)$$

dove  $m = 4,8nKg$  é la massa sospesa totale, mentre  $k$  la costante elastica, resta da determinare  $b$ . Il fattore qualità di drive compare direttamente nell'espressione della sensitività di un giroscopio (eq. 1.27), per questo motivo tratteremo in particolare di questo parametro piuttosto che quello di sense.

Nel caso qui considerato la pressione del package é molto bassa (1mbar) le molecole dell'aria subiscono pochi urti, poiché il numero di Knudsen  $K_n = \frac{\lambda}{L} > 10$  con  $\lambda$  il cammino libero medio e  $L$  una lunghezza caratteristica, é possibile considerare il problema in regime di free molecular flow. Il modello di damping considerato in questo caso si riferisce ad un damping di tipo squeeze-film, cioè causato dall'avvicinamento o allontanamento di due superfici parallele, come illustrato in Figura 2.18.

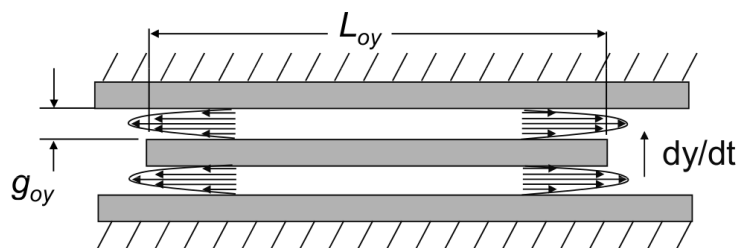


Figura 2.18: Rappresentazione dello squeeze-film damping [10]

Per lo squeeze-film damping in regime free molecular vale [3]

$$b_{sq} = (2\pi)^{2/3} \frac{L^2 h P}{g} \sqrt{\frac{M}{RT}} \quad (2.19)$$

dove  $L$  è la lunghezza di affacciamento,  $h$  l'altezza del processo e  $g$  la distanza tra le due superfici,  $P$  la pressione,  $M = 0.0258$  la massa molare dei gas residui nel package,  $R$  la costante universale dei gas e  $T$  la temperatura assoluta. È interessante notare la dipendenza lineare del coefficiente dalla pressione, che dà luogo ad una dipendenza iperbolica del fattore  $Q$  dalla pressione. Altra dipendenza importante è quella dalla temperatura. Infine bisogna ricordare che la pressione stessa dipende da  $T$ .

Esistono diverse parti della struttura che danno origine a contributi di attrito come mostrato in Figura 2.19.

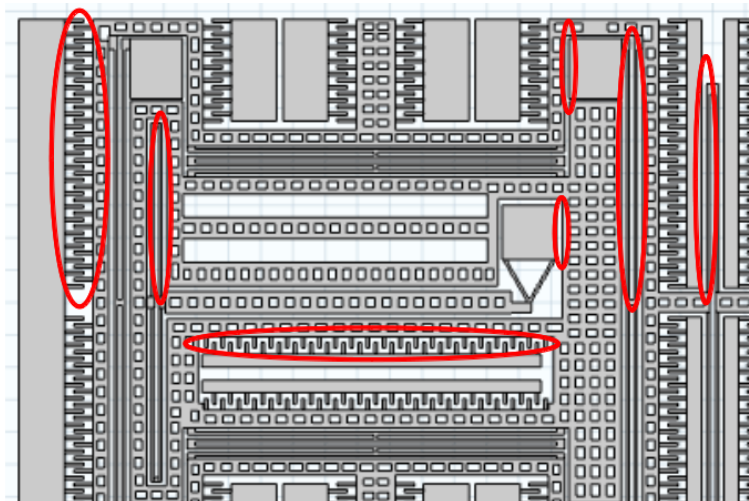


Figura 2.19: Contributi di damping dello sHape

Si ottiene un coefficiente di smorzamento a temperatura ambiente e pressione  $1\text{mbar}$  di  $2.286e - 07\text{Ns/m}$  e di  $1.143e - 08\text{Ns/m}$  a  $0.2\text{ mbar}$ , a cui corrisponderebbero  $Q(1\text{mbar}) = 1678$  e  $Q(0.2\text{mbar}) = 8390$ .

Le misure sono state effettuate a temperatura ambiente, su dispositivi a tre diverse pressioni: quella atmosferica ( $1,013\text{ bar}$ ),  $1\text{ mbar}$  e  $0.2\text{ mbar}$ . I valori medi ottenuti dalle varie misure sono riportati in Tabella 2.4

	<b>1 mbar</b>	<b>0.2 mbar</b>
calcolo	$Q_d = 1678$	$Q_d = 8390$
misura	$Q_d = 2080$	$Q_d = 7900$

Tabella 2.3: Medie dei fattori di qualità misurati a due diverse pressioni a temperatura ambiente.

Si può osservare come i fattori di qualità siano maggiori di quelli previsti, ci si aspetta quindi di ottenere degli spostamenti maggiori e di conseguenza una sensibilità più alta. Notiamo infine come i due valori misurati non siano esattamente nello stesso rapporto delle rispettive pressioni, possiamo presumere quindi che a pressioni molto basse comincino ad intervenire altri meccanismi di dissipazione dell'energia, indipendenti dalla pressione, come ad esempio la perdita negli ancoraggi o la dissipazione termoelastica. Un'altra possibile spiegazione è che a pressioni alte il dispositivo sia già al limite della zona di transizione e che quindi si stia sottostimando il fattore di qualità a  $1\text{ mBar}$ .

# Capitolo 3

## Il circuito di attuazione

In questo capitolo si ricaverá il modello elettrico equivalente del MEMS a partire dai parametri ricavati dalle misure statiche e dinamiche presentate nel capitolo 2. Questo é stato poi utilizzato nella progettazione di un circuito di attuazione a componenti discreti, sviluppato allo scopo di ottenere delle misure ad anello aperto e ad anello chiuso, utili alla valutazione del comportamento del dispositivo in condizioni di funzionamento analoghe a quelle previste per un giroscopio. Le misure presentate in questo capitolo sono state fatte sulla struttura di test sHape, il circuito progettato però dovrebbe essere adatto ad attuare anche i giroscopi NIRVANA, le condizioni di polarizzazione e attuazione applicate allo sHape sono analoghe a quelle previste per i giroscopi NIRVANA.

### 3.1 Il modello elettrico equivalente di un MEMS

I parametri caratteristici di drive ricavati del capitolo 2 possono essere utilizzati per ricavare il modello elettrico equivalente del risonatore, cioè la sua ammettenza, calcolata come il rapporto tra la corrente uscente dall'elettrodo di lettura e la tensione applicata all'elettrodo di attuazione. Si é già descritta l'equazione della dinamica di un MEMS

$$F_{el} = m_d \ddot{x} + b \dot{x} + k_d x \quad (3.1)$$

dove  $F_{el}$  é la forza elettrostatica di attuazione pari a

$$F_{el} = F_1 - F_2 = \frac{1}{2}(V_1)^2 \frac{dC_1}{dx} - \frac{1}{2}(V_2)^2 \frac{dC_2}{dx} \quad (3.2)$$

$F_1$  é la forza esistente tra elettrodo di drive e massa mobile mentre  $F_2$  tra la massa mobile e l'elettrodo di lettura. La polarizzazione del dispositivo deve

ricalcare quella che sar  utilizzata per i giroscopi Nirvana. In particolare la massa mobile viene connessa a massa, mentre ai due statori sono applicate delle tensioni positive. Se si considera che la sensitivit    proporzionale alla forza di drive e questa cresce con la tensione di polarizzazione, per ottenere una buona sensitivit  si   scelto di applicare una tensione  $V_{DC1}$  di 11V. Per ridurre la potenza dissipata invece all'elettrodo di lettura viene applicata una tensione pi  bassa, in particolare in questo caso si   scelto  $V_{DC2} = 2V$ . Tali considerazioni sulla potenza dissipata non si applicano strettamente ai circuiti a discreti implementati in questa tesi, ma sono frutto di ragionamenti su future implementazioni integrate dell'elettronica. Il segnale di attuazione   applicato allo statore 1, per cui la forza elettrostatica totale agente sulla massa mobile pu  essere calcolata come

$$F_{el} = \frac{1}{2} \frac{2N\epsilon_0 h}{g} [(V_{DC1} + v_a(t))^2 - V_{DC2}^2] = \frac{N\epsilon_0 h}{g} (V_{DC1}^2 - V_{DC2}^2 + v_a^2 + 2v_a V_{DC1}) \quad (3.3)$$

Se l'ampiezza del segnalino  $v_a \ll V_{DC1}$    possibile trascurare il termine quadratico, inoltre, poich  si sta ricavando il modello equivalente del risonatore per piccoli segnali, l'unica componente di forza che apporta un contributo all'impedenza equivalente   il termine misto. Possiamo approssimare quindi come

$$F_{el} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2N\epsilon_0 h}{g} [(V_{DC1} + v_a(t))^2 - V_{DC2}^2] = \frac{N\epsilon_0 h}{g} (2v_a V_{DC1}). \quad (3.4)$$

La corrente dell'elettrodo di lettura per definizione   pari a

$$i = \frac{dQ}{dt} = C_2 \frac{dV_{DC2}}{dt} + V_{DC2} \frac{dC_2}{dt} \quad (3.5)$$

con  $V_{DC2}$  indipendente dal tempo il primo termine   nullo. Mentre sostituendo al secondo termine  $\frac{dC_2}{dt} = \frac{dC_2}{dx} \frac{dx}{dt}$ , e risolvendo in  $\dot{x}$  si ottiene

$$\dot{x} = \frac{i}{V_{DC2} 2N\epsilon_0 h/g} \quad (3.6)$$

sostituendo la 3.4 e la 3.6 nell'eq. 3.1 si ottiene

$$v_a \left( 2V_{DC1} N\epsilon_0 \frac{h}{g} \right) = m_d \frac{d}{dt} \left( \frac{i}{2NV_{DC2}\epsilon_0 h/g} \right) + b_d \frac{i}{2NV_{DC2}\epsilon_0 h/g} + \quad (3.7)$$

$$+ k_d \int \frac{i}{2NV_{DC2}\epsilon_0 h/g} dt \quad (3.8)$$

che diventa

$$v_a = \frac{m_d}{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2} \frac{di}{dt} + i \frac{b_d}{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2} + \quad (3.9)$$

$$+ \frac{k_d}{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2} \int_0^t i dt \quad (3.10)$$

Nell'equazione possiamo distinguere un termine di tensione proporzionale alla corrente, uno alla sua derivata e uno al suo integrale, che corrispondono ad una componente resistiva, induttiva e capacitiva equivalenti. Il circuito elettrico equivalente di un risonatore MEMS corrisponde ad un passa-banda RLC in cui

$$R_{eq} = \frac{b_d}{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2} \quad (3.11)$$

$$(3.12)$$

$$L_{eq} = \frac{m_d}{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2} \quad (3.13)$$

$$(3.14)$$

$$C_{eq} = \frac{V_{DC2}V_{DC1}(2N\epsilon_0h/g)^2}{k_d} \quad (3.15)$$

Utilizzando per  $k_d$  il valore ottenuto dalle misure del capitolo 2,  $m_d$  calcolata come il rapporto tra la pulsazione di risonanza al quadrato misurata con le risposte allo scalino e la costante elastica e  $b_d$  ricavato dal fattore di qualità misurato, con  $V_{DC1} = 11V$  e  $V_{DC2} = 2V$  si ottiene  $R_{eq} = 15.8M\Omega$ ,  $L_{eq} = 204kH$  e  $C_{eq} = 0.185fF$ . La resistenza equivalente rappresenta le perdite dissipative ed infatti é proporzionale al coefficiente di damping e sará quindi inversamente proporzionale al coefficiente di qualità [12].

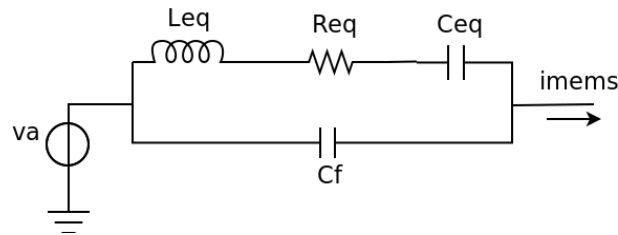


Figura 3.1: Modello elettrico equivalente di un MEMS risonante.

Esiste un contributo aggiuntivo all'impedenza del dispositivo: la capacità di feedthrough. Questa capacità é fisicamente presente nel dispositivo ed é costituita da piú contributi. Il primo é la capacità parassita presente tra

i due elettrodi di drive (cioé quello di attuazione e quello di lettura), un secondo contributo é associato alle piste di interconnessione e ai pad, infine contribuiscono anche i parassiti legati ai bonding e alle piste del circuito.

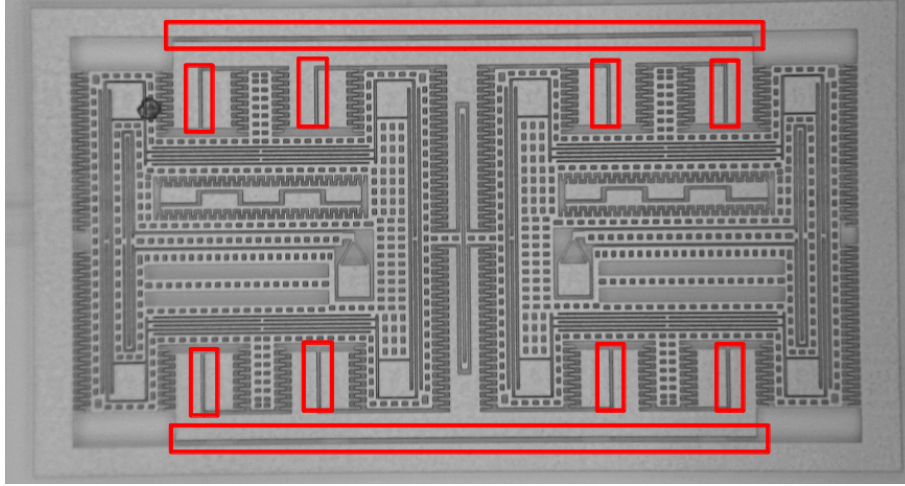


Figura 3.2: Fotografia della struttura di test sHape fatta al microscopio ottico.

In Figura 3.2 si può vedere una fotografia realizzata al microscopio ottico della struttura sHape, con evidenziate le zone con superfici di polisilicio affacciate, che e contribuiscono alla capacità di feedthrough. Il valore ottenuto é di 120 fF, ma il valore complessivo é difficile da stimare con precisione a priori, questo valore fornisce un ordine di grandezza e un limite minimo di capacità.

Completivamente il circuito equivalente del risonatore é schematizzato in Figura 3.1. La sua ammettenza complessa é pari a

$$G_{mems} = \frac{i(s)}{v_a(s)} = sC_F \frac{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2 \left( \frac{C_f + C_{eq}}{C_{eq}} \right)}{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2} \quad (3.16)$$

dove  $\omega_{0d} = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}$ .

### 3.2 Principio di funzionamento e implementazione del circuito di drive

Il MEMS, per avere un guadagno massimo, deve essere attuato alla frequenza di risonanza, é quindi necessario un circuito di attuazione che generi un

segnale periodico alla frequenza desiderata. Generalmente un circuito di questo tipo é un oscillatore ottenuto retroazionando positivamente il dispositivo. Lo schema semplificato di questo tipo di circuito é mostrato in Figura 3.3.

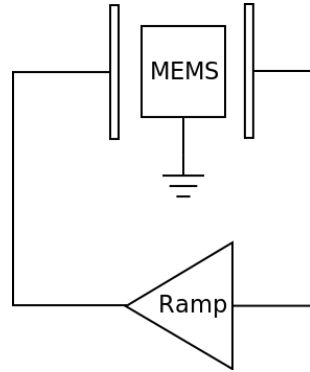


Figura 3.3: Schema semplificato del circuito di attuazione.

Un circuito di tipo passa banda, come é quello equivalente dei un MEMS risonante, alla sua frequenza di risonanza mostra un'impedenza pari a  $R_{eq}$ , termine che rappresenta le perdite dissipative del risonatore. Il circuito elettronico deve avere quindi una configurazione di tipo transimpedenza, che compensi le perdite dissipative, se indichiamo con  $R_{amp}$  il guadagno resistivo del circuito, la condizione di accensione del circuito é

$$|G_{loop}| = \frac{R_{amp}}{R_{eq}} > 1 \quad (3.17)$$

$$\phi(G_{loop}) = 0^\circ \quad (3.18)$$

Il circuito di attuazione é un oscillatore in cui l'elemento di selezione della frequenza di oscillazione é il MEMS stesso, il segnale di corrente uscente dal dispositivo viene amplificato e sfasato in modo da soddisfare l' eq 3.18 e il circuito si accende, in assenza di circuiti ausiliari di start-up, grazie al rumore [13]. Per ottenere una condizione di oscillazione persistente in un oscillatore é necessario un meccanismo di limitazione dell'ampiezza dei segnali, che porti il circuito nella condizione in cui  $|G_{loop}| = 1$ . Questo meccanismo di limitazione dell'ampiezza puó essere un circuito di controllo automatico che agisce su uno stadio a guadagno variabile, oppure un fenomeno di non linearitá. Nel primo caso il circuito si complica e deve includere anche un anello di retroazione negativa che produca un segnale di controllo del guadagno di uno degli stadi dell'anello di drive, in questo modo la sinusoide prodotta dal MEMS viene amplificata senza saturare e idealmente senza distorcersi, generando un segnale di attuazione sinusoidale all'elettrodo di attuazione. Nel secondo



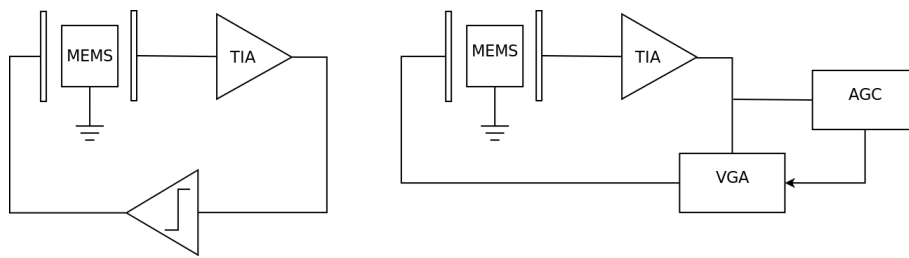


Figura 3.4: Tipologie di circuiti di drive: (a) con limitazione di ampiezza con saturazione dei segnali alle alimentazioni, (b) con limitazione tramite VGA (variable gain amplifier) controllato da un circuito AGC (amplitude gain control).

caso le non linearità agenti sul circuito possono essere di due tipi: meccaniche, causate dal comportamento elastico non lineare delle molle del MEMS, oppure elettriche, causate dal circuito. In entrambi questi casi il segnale di attuazione che si ottiene non è sinusoidale, perché il segnale prodotto dal MEMS viene distorto. Ne risulta un segnale di attuazione contenente molte componenti armoniche, ma un circuito molto semplice. Per questo lavoro di tesi si è scelta la topologia di circuito schematizzata in Figura 3.5.

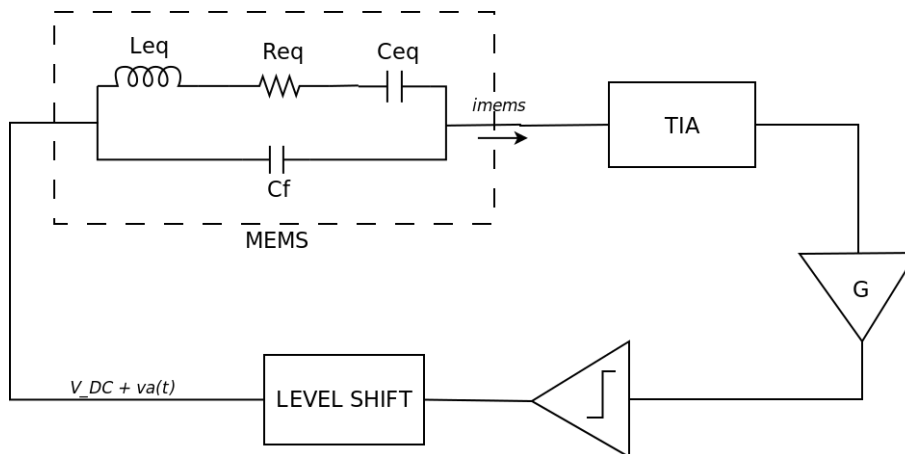


Figura 3.5: Schema a blocchi del circuito di drive implementato.

Il primo stadio dopo il MEMS è un amplificatore a transimpedenza, la tensione applicata al morsetto positivo dell'operazionale polarizza l'elettrodo di lettura del dispositivo, indispensabile per poter leggere un segnale di corrente. Il secondo stadio è un invertente con guadagno alto a sufficienza da far saturare il segnale alla sua uscita tra le alimentazioni (+5V e -5V). Il condensatore presente all'uscita del primo stadio evita che scorra corrente

in polarizzazione attraverso la resistenza  $R_2$ , che farebbe saturare all'alimentazione l'uscita del secondo stadio impedendo che si inneschi l'oscillazione. Dopo il secondo stadio un partitore resistivo riduce l'ampiezza dell'onda quadra, la quale viene riportata al MEMS dopo essere stata amplificata dal terzo stadio. La principale funzione del terzo stadio, un amplificatore non invertente, é di traslare il livello del segnalino di attuazione intorno a 11V, in modo da garantire la corretta polarizzazione del MEMS. Il circuito progettato e realizzato per il dispositivo sHape é mostrato in Figura 3.6.

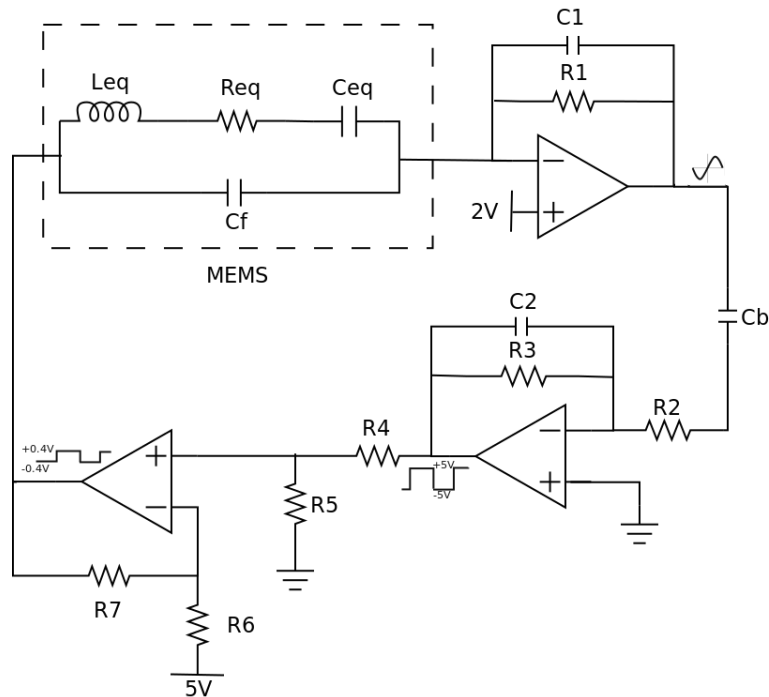


Figura 3.6: Circuito di drive per la struttura sHape.

In questo modo il segnale di attuazione é un'onda quadra di ampiezza

$$v_a = 5V \frac{R_5}{R_5 + R_4} = 5V \frac{3k}{3k + 100k} \cdot \left(1 + \frac{R_7}{R_6}\right) \quad (3.19)$$

dove 5V é la tensione di alimentazione dei primi due operazionali. e con un valore medio di 11V. I primi due stadi sono invertenti per cui il segnale in un giro viene sfasato di 360°. Le due capacità presenti nei primi due stadi servono per creare due poli alla frequenza  $f_p = 1/(2\pi RC) = 29kHz$ . La presenza dei poli si rivela necessaria in presenza di una capacità di feedthrough.

In presenza di  $C_F$ , ma senza poli il guadagno d'anello é

$$G_{loop}(s) = G_{mems}(s) \cdot T_1 \cdot G_2 \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_4} \cdot G_3 = \quad (3.20)$$

$$= sC_F \frac{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2 \left( \frac{C_f + C_{eq}}{C_F} \right)}{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2} \cdot R_1 \cdot \frac{R_3}{R_2} \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_4} \cdot \frac{R_6 + R_7}{R_6} \quad (3.21)$$

Dove  $T_1$  é il trasferimento del TIA,  $G_2$  il guadagno dello stadio invertente e  $G_3$  il guadagno dello stadio non invertente. L'effetto della capacitá di feedthrough é introdurre una coppia di zeri complessi coniugati alla frequenza

$$f_z = f_{0d} \sqrt{1 + \frac{C_{eq}}{C_F}} \quad (3.22)$$

per cui tanto maggiore é il valore della capacitá tanto piú il picco e l'anti-picco sono vicini. Il problema maggiore é causato dal fatto che la coppia di zeri fa risalire il guadagno con una pendenza di  $+20dB/decade$ .

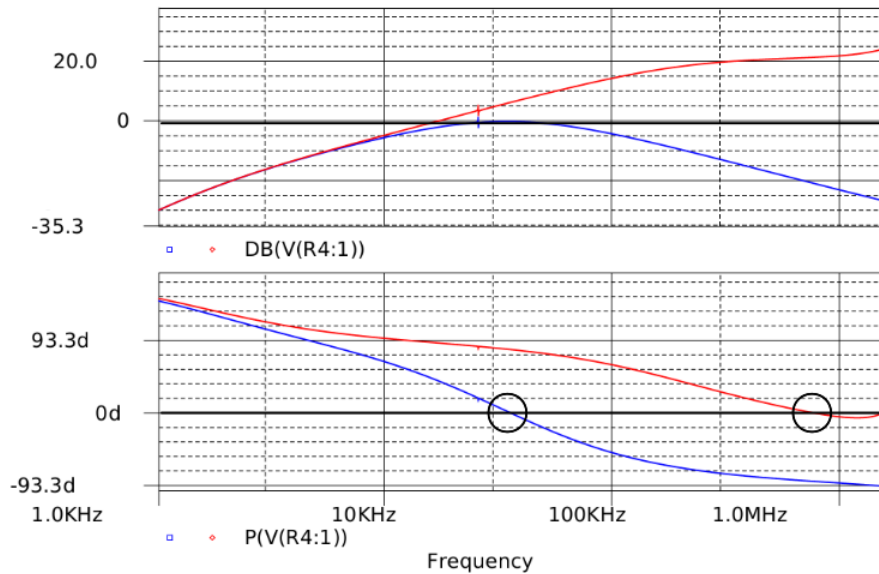


Figura 3.7: Simulazione del guadagno d'anello in presenza di capacitá di feedthrough con poli nell'anello di drive (in blu) e senza (in rosso).

Una simulazione del guadagno d'anello é mostrata in Figura 3.7. Dopo la coppia di zeri il modulo sale mentre la fase gradualmente scende a causa dei poli degli operazionali. Ad un certo punto il grafico della fase attraversa

l'asse  $\phi = 0^\circ$  in un secondo punto in cui il guadagno é molto grande, a causa di questo fatto esistono due frequenze per cui é soddisfatta la condizione di oscillazione. I due poli hanno la funzione di ridurre il guadagno d'anello alle frequenze superiori di quella di risonanza del dispositivo evitando che ci siano altre frequenze per cui il modulo é maggiore di uno. Sono posti a frequenze molto vicine al picco di risonanza, che viene quindi attenuato, ma é necessario affinché il guadagno d'anello non attraversi l'asse  $0dB$  anche dopo la risonanza. Il guadagno d'anello in presenza dei poli diventa

$$G_{loop}(s) = G_{mems}(s) \cdot T_1(s) \cdot G_2(s) \cdot \frac{R_5}{R_5 + R_4} \cdot G_3 = \quad (3.23)$$

$$= sC_F \frac{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2 \left( \frac{C_f + C_{eq}}{C_{eq}} \right)}{s^2 + \frac{sR_{eq}}{L_{eq}} + \omega_{0d}^2} \cdot \frac{R_1}{1 + sC_1R_1} \cdot \frac{R_3}{R_2(1 + sC_2R_2)}. \quad (3.24)$$

$$\frac{R_5}{R_5 + R_4} \cdot \frac{R_6 + R_7}{R_6} \quad (3.25)$$

Il modulo é proporzionale alla capacità di feedthrough, il che equivale, in un grafico logaritmico, ad una traslazione della curva verso l'alto per  $C_F$  crescenti.  $C_F$  influenza il design del circuito per cui é utile conoscerne il valore almeno approssimativo. Se la capacità di feedthrough fosse molto piccola e il guadagno dei primi due stadi non sufficientemente alto, l'oscillazione non si potrebbe sostenere, se invece  $C_F$  fosse molto maggiore del previsto il circuito potrebbe avere due frequenze di oscillazione. Per questo motivo i resistori  $R_3$  e  $R_5$  sono variabili, per poter aggiustare il valore del guadagno d'anello.

### 3.2.1 Simulazioni

Il circuito appena descritto é stato simulato con Pspice. Il valore di  $C_F$  utilizzato é di 350fF, valore stimato coi metodi descritti nel paragrafo 3.2.3.

## Gloop

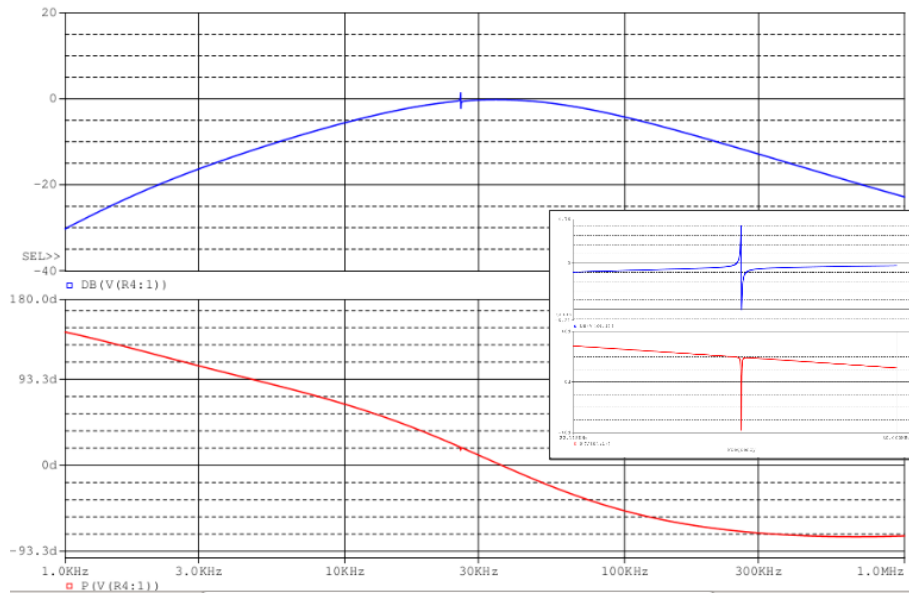


Figura 3.8: Simulazione di modulo e fase del guadagno d'anello del circuito.

Il grafico di Figura 3.8 mostra la simulazione del guadagno d'anello. Si noti che il guadagno di picco é di circa 4 ed esiste una sola frequenza che soddisfa la condizione di guadagno unitario e fase nulla.

## Transitorio

In figura 3.9 sono mostrati i segnali del circuito di attuazione simulati. Il transitorio é molto lento a causa del ridotto guadagno di piccolo segnale, pari solamente a 4. Il tempo necessario ai segnali per raggiungere il valore a regime é di circa 50 ms, ma non rappresenta un problema in quanto il circuito é pensato per lavorare sempre acceso. I segnali in uscita dagli stadi 2 e 3 sono onde quadre una volta a regime, mentre in uscita dal TIA si vede una sinusoidale, anche se distorta. In figura 3.10 si puó vedere la FFT di questi segnali: le onde quadre hanno una trasformata con ben visibili tutte le armoniche superiori dispari, mentre il segnale del TIA i picchi sono piú stretti e meno pronunciati, ma non si tratta comunque di una sinusoidale pura.

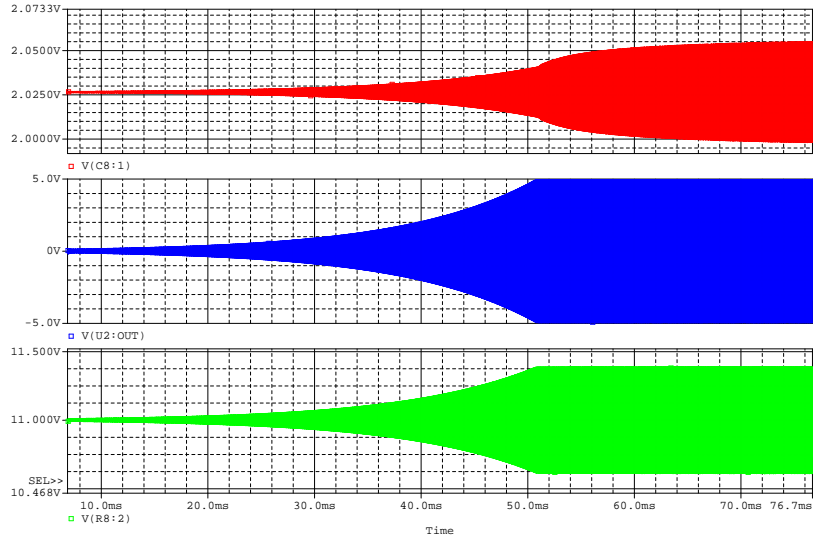


Figura 3.9: Simulazione del transitorio di accensione dei segnali dell'anello: in alto l'uscita del TIA, in mezzo l'uscita del secondo stadio e in basso il segnale in uscita dal terzo stadio.

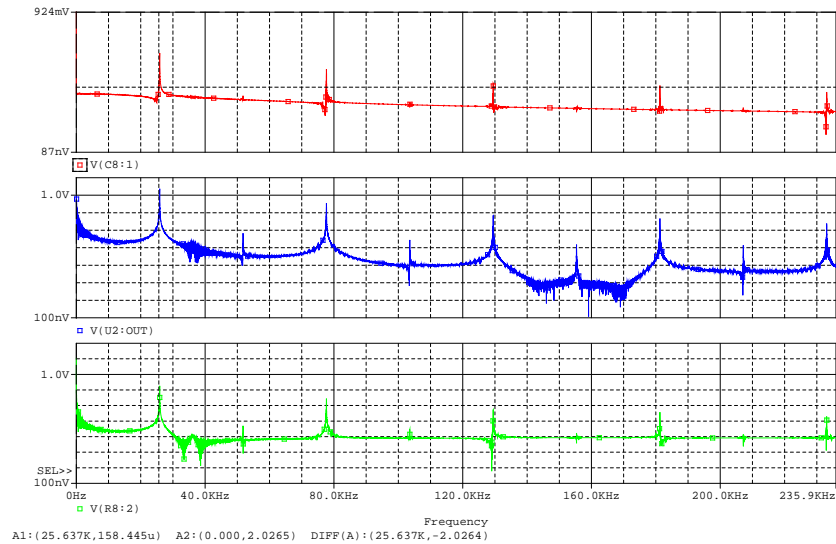


Figura 3.10: FFt dei segnali della Figura 4.7.

## 3.2.2 Risultati sperimentali

### Misure in frequenza

Le misure ad anello aperto sono state fatte allo scopo di verificare le predizioni sul  $G_{loop}$  e il comportamento meccanico tramite un analizzatore di rete. L'analizzatore di rete applica un segnale sinusoidale con una certa ampiezza effettuando uno sweep di frequenza. Applicando un segnalino molto piccolo si ottengono misure del guadagno di piccolo segnale, mentre applicando un segnalino da qualche centinaia di mV o piú si ricava il guadagno efficace per grandi segnali, esso é particolarmente significativo perché l'ampiezza del segnale di drive prevista per il funzionamento a regime dell'oscillatore é di 400 mV. Tutte le misure sono state ripetute su quattro diversi dispositivi che hanno mostrato comportamenti simili.

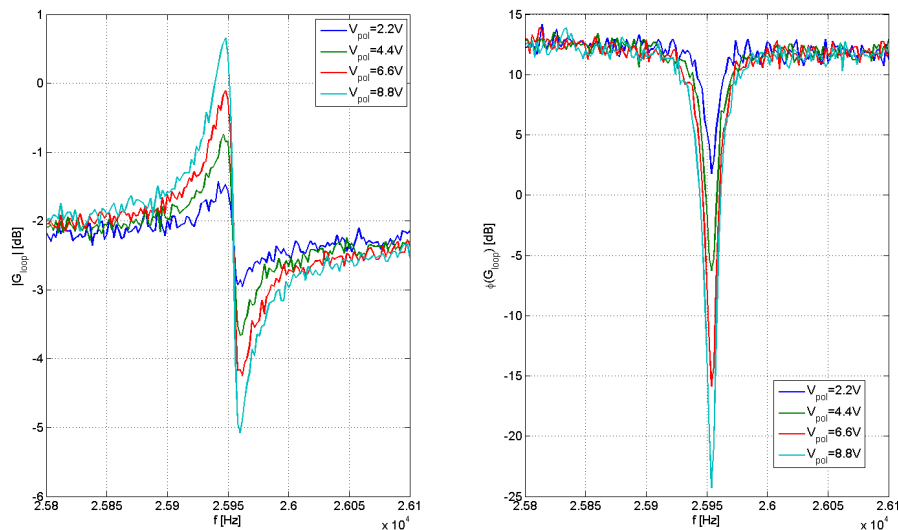


Figura 3.11: Misure del guadagno in funzione della frequenza al variare della tensione di polarizzazione del MEMS.

**Piccolo segnale** In figura 3.11 sono presenti diverse misure sperimentali di modulo e fase del guadagno d'anello in funzione della frequenza, al variare della tensione di polarizzazione del MEMS. Esse sono state realizzate iniettando un segnalino di 36mV di ampiezza all'ingresso del terzo stadio, che equivale a circa 100mV di segnale applicato al MEMS. Come previsto dal modello equivalente del risonatore MEMS il guadagno del picco di risonanza (proporzionale a  $R_{eq}$ ) cresce all'aumentare della tensione, il che corrisponde

ad uno spostamento massimo man mano maggiore. Il valore di picco infatti corrisponde a

$$G_{max} = G_{loop}(\omega_{0d}) = \omega_{0d} \frac{1}{R_{eq}} R_1 \cdot \frac{R_3}{R_2} \frac{R_5}{R_5 + R_4} \cdot \frac{R_6 + R_7}{R_6} \quad (3.26)$$

In Figura 3.12 sono plottati i valori di picco delle misure realizzate su quattro

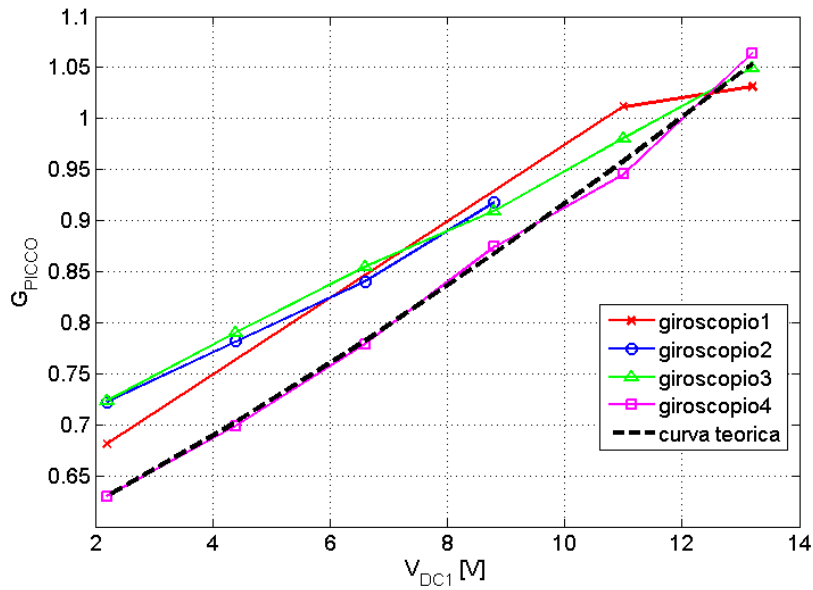


Figura 3.12: Guadagno di picco misurato su diversi dispositivi in funzione della tensione di polarizzazione per piccoli segnali a confronto con la curva teorica tratteggiata in nero.

diversi dispositivi e messe a confronto con l'andamento teorico (tratteggiato). Le misure hanno un andamento lineare, come previsto dal modello teorico in eq. 3.26.

**Grande segnale: le non linearit ** Risultati diversi sono stati ottenuti per le misure ottenute con un segnale di test di 300mV, un esempio di misure al variare della tensione di polarizzazione del MEMS   mostrato in Figura 3.13.



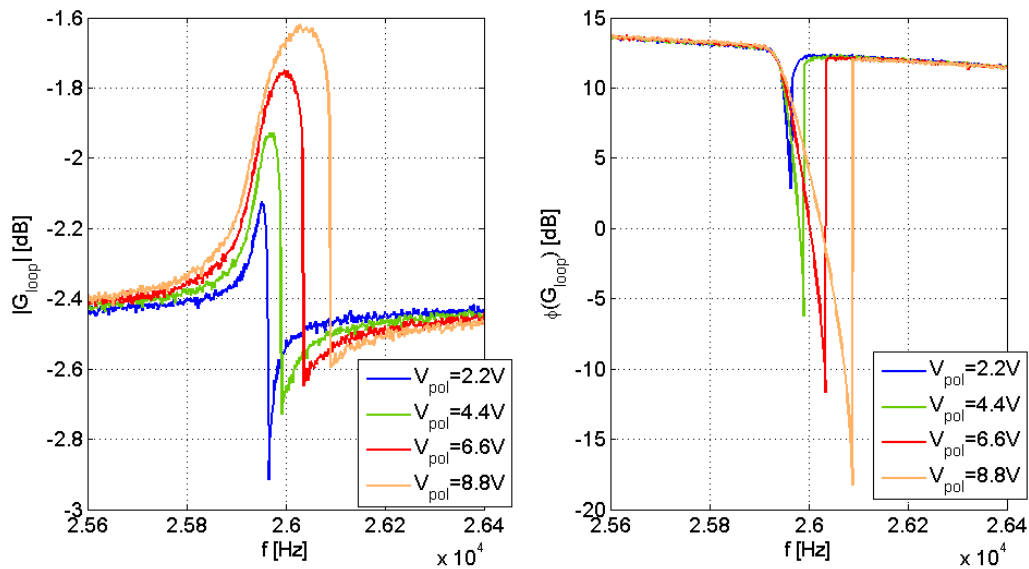


Figura 3.13: Misure del trasferimento in funzione della frequenza ottenute con un segnale di test di ampiezza 510mV al variare della polarizzazione del MEMS.

In queste condizioni il picco di risonanza non presenta la stessa forma che per il piccolo segnale, é molto arrotondato e il valore di picco é decisamente minore del valore che sarebbe fornito dall'eq 3.26. Questo tipo di trasferimento é tipico in presenza di non linearitá. Aumentare il segnalino di attuazione e la tensione di polarizzazione del MEMS significa aumentare lo spostamento della massa mobile. Man mano che lo spostamento aumenta cominciano a presentarsi comportamenti sempre meno lineari. In una struttura tipo lo sHape, dove l'attuazione avviene attraverso capacitá comb fingers, non esiste il problema delle non linearitá elettriche perché le forze elettrostatiche sono indipendenti dalla posizione (vedi capitolo 1). Si tratta quindi di un problema di non linearitá meccaniche, intendendo con ciò che la relazione tra forza e spostamento é diversa rispetto alla legge di Hooke.

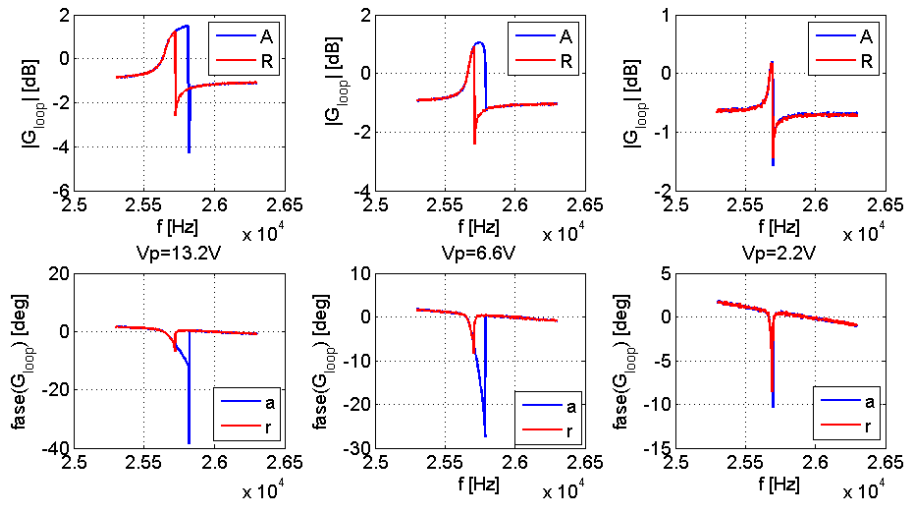


Figura 3.14: Confronto tra trasferimento di andata e di ritorno di una struttura per diverse polarizzazioni.

Per indagare ulteriormente sul problema sono state effettuate anche una serie di misure del trasferimento di ritorno, cioè applicando lo sweep in frequenza partendo da quella più alta verso frequenze più basse. I grafici sono mostrati in Figura 3.14, le curve di andata sono in rosso, mentre le blu sono le curve di ritorno. In particolare sono messi a confronto tre tipi di comportamenti osservabili, a parità di ampiezza del segnale di test, (a) con polarizzazione di 13.2V (grandi spostamenti), (b) 6.6V e (c) 2.2V (piccoli spostamenti). Nei primi due casi è evidente un'isteresi tra le due curve, sia nel grafico del modulo, che in quello della fase, nel primo caso inoltre è presente una discontinuità. Come anticipato, una possibile spiegazione di questo comportamento è che in presenza di spostamenti ampi le molle di drive si comportino in maniera non lineare, cioè la loro rigidità elastica non è più una funzione lineare di  $x$ , ma contiene anche dei termini di grado superiore. La discontinuità invece viene spiegata dal fatto che il massimo spostamento che possono subire le masse mobili è di  $1.5\mu m$  pari a metà del gap esistente tra i due beam del tuning fork. Quando le strutture si muovono in antifase una verso l'altra di  $1.5\mu m$ , i beam entrano in contatto e bloccano il movimento delle masse.

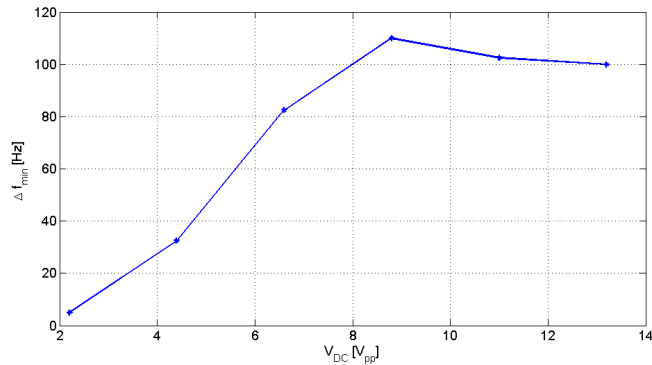


Figura 3.15: Differenza tra la frequenza del minimo del guadagno di andata e quello di ritorno di una struttura sHape in funzione della polarizzazione applicata.

Come misura dell'entità dell'isteresi presente nelle diverse misure é stato realizzato un grafico (Figura 3.15) della differenza tra le frequenze di minimo del modulo del guadagno d'anello tra le misure di andate e quelle di ritorno, in funzione della tensione di polarizzazione del MEMS.

In presenza di non linearità meccaniche la frequenza di risonanza varia e la sua variazione dipende dallo spostamento. L'effetto sulla funzione di trasferimento é illustrato in Figura 3.16.

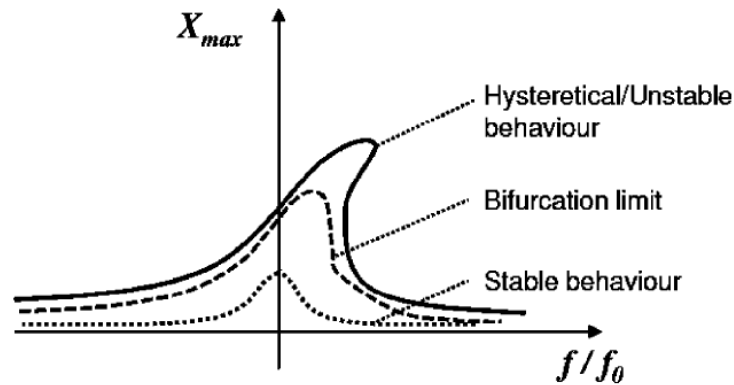


Figura 3.16: Illustrazione dell'effetto delle non linearità sul picco di risonanza di un generico MEMS[16].

L'equazione della dinamica contiene un termine aggiuntivo [14][15]

$$F_{el}(t) = m_d \ddot{x} + b_d \dot{x} + k_1 x + k_3 x^3 \quad (3.27)$$

dove  $k_1$  é la costante elastica lineare mentre  $k_3$  é la rigidezza cubica. Poiché  $F_{el}(t) = F \cos(\omega_{0d}t)$ , l'eq. 3.27 é un'equazione di Duffing [17]. Questa equazione non ha soluzione analitica, ma é ugualmente possibile ricavare alcuni risultati utili. Risolvendo la eq. 3.27 per  $F=0$ , cioè risolvendo l'equazione per le vibrazioni non forzate si trova la frequenza di risonanza in presenza di non linearità meccaniche

$$\omega'_{0d} = \omega_{0d} \left( 1 + \frac{3k_3}{8k_1} X_0^2 \right) \quad (3.28)$$

dove  $X_0$  é l'ampiezza della vibrazione armonica. A frequenze nell'intorno del picco l'ampiezza dell'oscillazione é data dalla

$$X_0 = \frac{F_{el}/m_d}{\sqrt{(\omega^2 - \omega_{0d}^2)^2 + (\omega\omega_{0d}/Q_d)^2}}. \quad (3.29)$$

A questo punto é interessante poter valutare il massimo spostamento a partire dal calcolo del punto di biforcazione  $x_b$  cioè il punto in cui la pendenza del grafico é infinita, come mostrato in Figura 3.16. Questa condizione di funzionamento viene considerata come condizione limite, per spostamenti maggiori infatti il trasferimento presenta isteresi e quindi il risonatore risulterebbe instabile. Per ricavare il punto di biforcazione si impone che la derivata prima di  $X_0$  (eq. 3.29) sia infinita, si ottiene

$$x_b = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{3}Q_d 3/8k_3}} \quad (3.30)$$

e uno spostamento massimo

$$x_c = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot x_b. \quad (3.31)$$

Nel nostro caso la costante  $k_3$  non é nota. Dalle misure sperimentali del trasferimento del MEMS al variare della polarizzazione si é potuti risalire al punto di biforcazione e quindi lo spostamento massimo, da cui a ritroso é stato possibile ricavare una stima di  $k_3$ . Lo spostamento massimo ottenuto corrispondente alla curva con il punto di biforcazione é di  $0.8\mu m$  da cui si ricava  $k_3 = 1.6 \cdot 10^9 N/m^3$ . É stato inoltre sperimentalmente verificato in letteratura [17] che la non linearità delle molle ripiegate é decisamente inferiore a quella delle molle non ripiegate. Analizzando la struttura sHape possiamo individuare come possibile responsabile del comportamento non lineare il tuning-fork, non ripiegato, contrariamente al caso dei giroscopi NIRVANA. Per questo motivo ci si aspetta di non osservare un comportamento così poco lineare in quei giroscopi, che quindi saranno piú adatti ad un funzionamento con grandi spostamenti.

### 3.2.3 La compensazione della capacità di feedthrough

Nei paragrafi precedenti si é analizzato l'effetto della capacità di feedthrough sul guadagno d'anello. In particolare essa genera una coppia di zeri complessi coniugati e quindi un anti-picco a frequenza tanto piú vicina alla frequenza di risonanza, tanto piú é grande questa capacità. Si potrebbe pensare di ricavarne il valore dopo aver misurato il trasferimento del MEMS in funzione della frequenza, ma il minimo della funzione é talmente vicino al picco che la misura non risulta abbastanza precisa da poter fornire una buona stima; inoltre le non linearitá, deformando la curva, rendono l'approccio poco affidabile. Si é pensato di utilizzare un approccio differente basato sull'idea di compensare la capacità fino ad ottenere una funzione di trasferimento uguale a quella che si avrebbe in assenza del feedthrough.

#### Correzione software

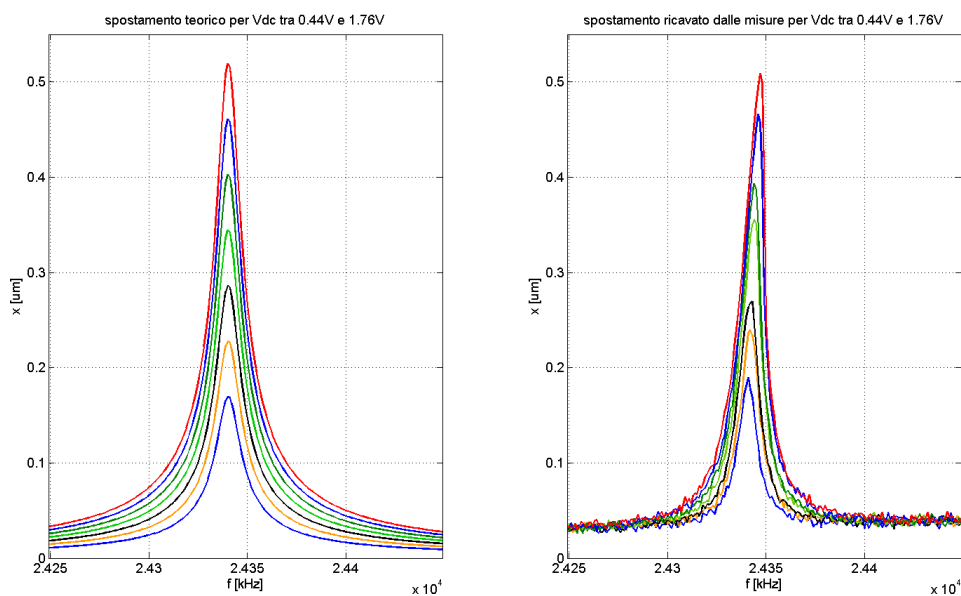


Figura 3.17: Spostamento massimo in funzione della frequenza (a) calcolato analiticamente, (b) compensando via software la capacità di feedthrough.

Il primo tentativo é stato quello di utilizzare le misure di piccolo segnale effettuate con l'analizzatore di spettro. Conoscendo l'espressione analitica che descrive questo tipo di funzione, oltre che tutti i parametri del risonatore ricavati sperimentalmente, cioé  $\omega_{0d}$  e  $Q_d$ , é stato possibile ricondurre le curve misurate a delle altre curve che non presentano anti-picco. Il valore di capacità che consente ottenere questo risultato fornisce una stima di  $C_F$ . Il valore

cosí ottenuto é 320 fF. Le curve di spostamento ricavate indirettamente dai dati sperimentali sono riportate in Figura 3.17.

Lo spostamento é proporzionale al segnale all'uscita dell'amplificatore a transimpedenza. A sinistra sono presenti le curve analitiche, mentre a destra le curve ricavate correggendo via software le misure sperimentali, il picco negativo é stato quasi completamente compensato, é inoltre leggermente visibile la variazione della frequenza del massimo causata dalle non linearitá in modo analogo a come illustrato in Figura 3.16.

### Correzione hardware

L'approccio appena descritto é applicabile però solo per curve che non presentano isteresi. Per compensare la capacitá anche per polarizzazioni grandi é stato utilizzato un circuito di compensazione della capacitá, mostrato in Figura 3.18. Questo circuito é sia utile per misurare la capacitá parassita, sia implementabile all'interno di un circuito piú complesso per annullarne l'effetto se necessario.

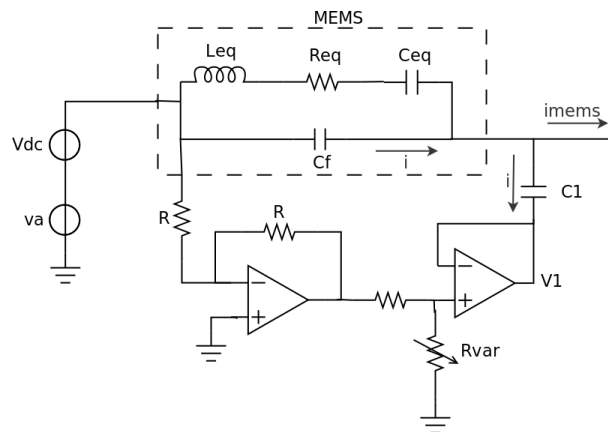


Figura 3.18: Circuito di compensazione della capacitá.

L'idea su cui si basa il funzionamento del circuito é di forzare nella capacitá  $C_1$  una corrente uguale a quella passante nella  $C_F$  ma con verso opposto, in modo che al circuito di lettura arrivi solo la corrente di segnale del dispositivo, senza l'effetto del parassita. Lo stadio invertente a guadagno unitario riporta il segnale di tensione alla sua uscita, questa tensione viene ripartita dal partitore che quindi applica una tensione alla capacitá  $C_1$ . Il resistore variabile del partitore permette di regolare la tensione che cade sulla capacitá  $C_1$  e quindi la corrente che scorre in  $C_1$ . Noti  $C_1$  e i valori delle resistenze,

la capacità di feedthrough si calcola come

$$C_F = C_1 \frac{R_{var} + R}{R} = 350fF. \quad (3.32)$$

valore molto simile a quello ottenuto dalle misure di piccolo segnale con compensazione analitica. Le misure del trasferimento del MEMS in funzione della frequenza ottenute in condizioni di capacità compensata sono riportate in Figura 3.19.

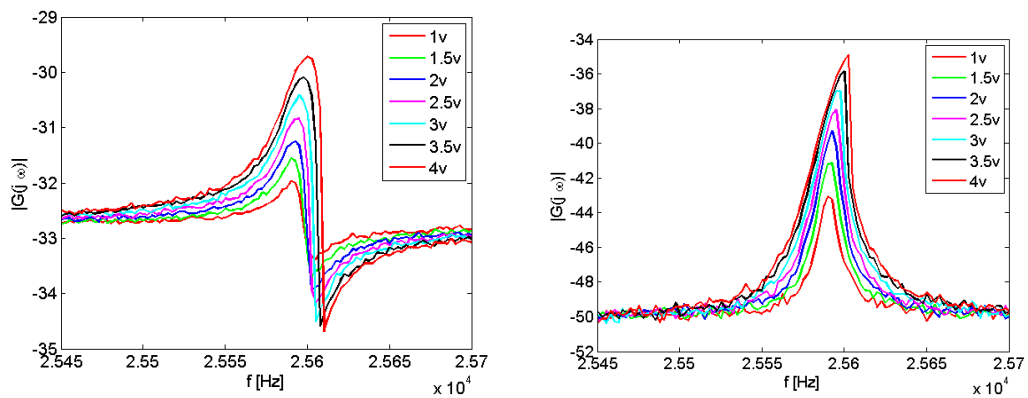


Figura 3.19: Misure del trasferimento di un dispositivo (a) senza compensazione (b) con compensazione dell'effetto del feedthrough attraverso il circuito.

Anche in questo caso la compensazione cancella l'effetto della capacità. Queste misure, realizzate per grandi segnali e polarizzazioni inoltre mostrano in maniera evidente l'effetto delle non linearità.

## Capitolo 4

# Il circuito di attuazione con controllo della velocità

Il funzionamento di un giroscopio MEMS si basa sulla rivelazione dell'effetto della forza di Coriolis. Il modulo della forza é proporzionale alla velocità della massa mobile. La sensitività dipende da numerosi parametri; già in fase di design del sensore ci si preoccupa di compiere delle scelte che minimizzino la dipendenza dei principali parametri che regolano il funzionamento del dispositivo da variazioni di processo o delle condizioni di funzionamento. In questo senso é interessante sviluppare delle topologie circuitali che minimizzino la dipendenza del funzionamento del giroscopio dai parametri di processo e dai fattori esterni. In particolare il fattore di qualità, che determina lo spostamento in direzione di drive della massa mobile, e quindi la sensitività, é fortemente dipendente dal coefficiente di damping che, come si é già visto nel capitolo 2, dipende dalla temperatura e dalla pressione nel package. La pressione può variare sia con la temperatura che nel tempo su lungo periodo. Questo parametro é legato alle perdite del risonatore e determina la resistenza equivalente del MEMS. Come già detto in precedenza il coefficiente di damping in regime di free molecular flow ha una dipendenza dalla pressione e dalla temperatura del tipo [11]

$$b \approx \frac{P}{\sqrt{kT}} \quad (4.1)$$

per cui la dipendenza del fattore di qualità dalla temperatura diventa

$$Q \approx \frac{\sqrt{kT}}{P} \approx \frac{\sqrt{kT}}{nkT} \approx \frac{1}{\sqrt{T}}. \quad (4.2)$$

Lo scopo del lavoro presentato in questo capitolo é di realizzare un circuito di drive che controlli la velocità della massa mobile al variare della resistenza



equivalente del dispositivo di un fattore  $\pm 30\%$ , cioè di un circuito che possa attuare il risonatore con un segnale variabile in funzione della variazione del fattore di qualità, rendendo prevedibile e robusto il funzionamento. La specifica sulla variazione del fattore di qualità deriva in prima approssimazione dal range di temperatura ( $-40^\circ C$  e  $80^\circ C$ ) per cui devono essere garantite le prestazioni del dispositivo.

## 4.1 Controllo della velocità e della posizione

La ragione per cui si vuole realizzare un circuito di controllo dell'anello di drive é ottenere una sensitività del giroscopio robusta alle variazioni di temperatura e sul lungo periodo, oltre che riproducibile. Esistono due possibili scelte: controllare la velocità della massa mobile oppure controllarne la posizione. La forza di Coriolis dipende dalla velocità, possiamo esprimere la sensitività in funzione della velocità in direzione di drive

$$S = \frac{\Delta y}{\Omega} = v 2m_s \frac{\omega_s}{2\Delta\omega k_s} = v \frac{1}{\omega_s \Delta\omega} \quad (4.3)$$

Se invece esprimiamo la sensitività in funzione della posizione

$$S = \frac{\Delta y}{\Omega} = x \omega_{0d} 2m_s \frac{\omega_s}{2\Delta\omega k_s} \approx \frac{x}{\Delta\omega}. \quad (4.4)$$

Nel caso sia controllata la velocità, in  $S$  restano ancora le dipendenze dalle variazioni della frequenza di risonanza di sense e dal mismatch, nel caso di controllo della posizione, resta solo la dipendenza dal mismatch delle frequenze di risonanza. Sia le frequenze di risonanza che il mismatch variano con la temperatura, ma queste variazioni sono minime e dello stesso ordine di grandezza. Tra dispositivo e dispositivo invece, come già detto nel Capitolo 2 e verificato sperimentalmente, il mismatch varia molto meno delle frequenze di risonanza. Per cui un controllo della velocità é utile per mantenere uguali le performance nel tempo, un controllo della posizione oltre a questo rende anche uniformi le prestazioni per diversi dispositivi.

All'interno dell'anello di drive si individua un segnale direttamente proporzionale alla velocità della massa mobile: la tensione d'uscita del transimpedenza, infatti

$$v_{TIA} = i_{MEMS} R_1 = 2N\epsilon_0 \frac{h}{g} V_{DC2} v \quad (4.5)$$

dove  $i_{MEMS}$  é la corrente uscente dall'elettrodo di lettura del MEMS,  $R_1$  la resistenza in retroazione al TIA,  $V_{DC2}$  la tensione al morsetto positivo del TIA e  $v$  la velocità. Risulta molto comodo sfruttare questo segnale per

generare il segnale di controllo che reagisca sul dispositivo. Nel caso si voglia controllare la posizione invece la quantità che é linearmente dipendente da essa é la capacità  $C_2$  tra massa mobile ed elettrodo di lettura. Si può pensare di ottenere l'informazione diretta sulla posizione attraverso il segnale di carica

$$Q_{MEMS} = V_{DC2}C_2 = V_{DC2} \frac{2Nh\epsilon_0}{g} \quad (4.6)$$

e va letta con un amplificatore di carica. Nel nostro caso si é scelto comunque, per semplicitá, di realizzare un circuito di controllo della velocità .

## 4.2 Differenti schemi di controllo

Un circuito di attuazione con implementato controllo della velocità può essere realizzato secondo quattro differenti schemi illustrati in Figura 4.1. [18] Le diverse soluzioni si distinguono per due aspetti. Il primo é il tipo di

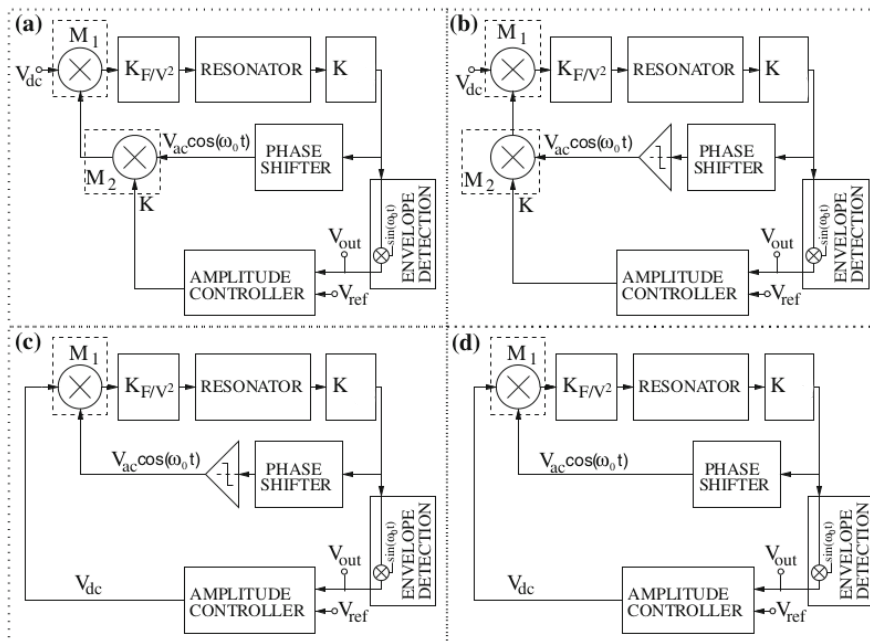


Figura 4.1: Differenti schemi di controllo dell'anello di drive.

meccanismo di controllo dell'ampiezza dei segnali dell'oscillatore, cioè con saturazione alle alimentazioni (Figura 4.1(a) e (d)), oppure con un circuito di controllo dell'ampiezza (Figura 4.1(b) e (c)). La prima soluzione utilizza come segnale di attuazione un'onda quadra, mentre il secondo una sinusoide.

Il secondo aspetto che differisce nelle 4 tipologie presentate é il controllo in DC piuttosto che in AC. Infatti per compensare un effetto della variazione di fattore di qualità, si può reagire modificando il modulo della forza elettrostatica di attuazione

$$F_{el} = 2v_a V_{DC1} \frac{N\epsilon_0 h}{g} \quad (4.7)$$

quindi per compensare una sua variazione si può reagire sul segnalino di attuazione  $v_a$  (Figura 4.1(a) e (b)) o altrimenti sulla tensione di polarizzazione  $V_{DC1}$  (Figura 4.1(c) e (d)). Reagire sulla polarizzazione equivale a modificare la resistenza equivalente del MEMS

$$R_{eq} = \frac{b_d}{V_{DC2} V_{DC1} (2N\epsilon_0 h/g)^2} \quad (4.8)$$

, mentre reagire sull'ampiezza del segnale di attuazione significa agire sul guadagno dell'anello dell'oscillatore. In entrambi i casi si compensano le variazioni di  $b_d$  in eq. 4.8.

In Figura 4.1 sono schematizzate queste quattro soluzioni. In ciascuno di questi schemi  $M_1$  rappresenta la moltiplicazione  $v_a V_{DC1}$ , mentre  $M_2$  modella l'amplificatore a guadagno variabile.  $K_{F/V^2}$  é il coefficiente che lega la forza elettrostatica alle tensioni applicate al risonatore,  $K$  infine rappresenta la relazione tra corrente del MEMS e la velocità. Le soluzioni con saturazione del segnale dell'oscillatore sono insensibili al punto di lavoro dell'oscillatore e risultano più robuste, lo svantaggio é che un'onda quadra contenendo molte armoniche potrebbe eccitare anche dei modi indesiderati nel giroscopio, in ogni caso se il dispositivo é ben progettato i modi superiori non dovrebbero stare a frequenze multiple di quella del modo di drive. Un'altra differenza tra la soluzione con VGA oppure con saturatore é il tempo di start-up del circuito che é minore per i circuiti del secondo tipo. Le differenze tra controllo DC o AC possono essere valutate analizzando l'effetto che hanno i due tipi di retroazioni sul guadagno d'anello dell'oscillatore (Figura 3.8). Una variazione del segnale  $v_a$  é per forza generata da una variazione di uno degli stadi dell'oscillatore, che equivale alla traslazione del diagramma di Bode del modulo lungo l'asse y. Quindi un eventuale abbassamento del picco di risonanza, cioè un aumento della  $R_{eq}$  viene compensato trasladando verso l'alto tutta la curva  $G_{loop}$ . Una variazione della  $V_{DC1}$  invece modifica direttamente la  $R_{eq}$ , quindi agisce solamente sul picco del trasferimento, anziché su tutta la curva. Il risultato ideale di questo tipo di controllo dovrebbe garantire che non ci siano variazioni sul  $G_{loop}$  anche al variare del fattore di qualità [20].

### 4.3 Implementazione dell'anello di controllo

La soluzione scelta in questo lavoro di tesi é con saturazione del segnale dell'oscillatore, in modo da mantenere l'anello di drive con la stessa topologia del circuito presentato nel Capitolo 3 e reagendo sul segnale AC di attuazione. Lo schema a blocchi del circuito realizzato é mostrato in Figura 4.2. Il segnale di corrente del MEMS viene letto da uno stadio a transimpedenza (lo stesso già presente nell'anello di drive), il valore di picco o la media di questo segnale forniscono l'informazione sulla velocità della massa mobile, quindi il segnale uscente dal rivelatore di picco viene confrontato con un riferimento per produrre il segnale errore, che a sua volta sarà utile a generare un segnale di controllo che agisca su uno stadio a guadagno variabile dell'anello dell'oscillatore.

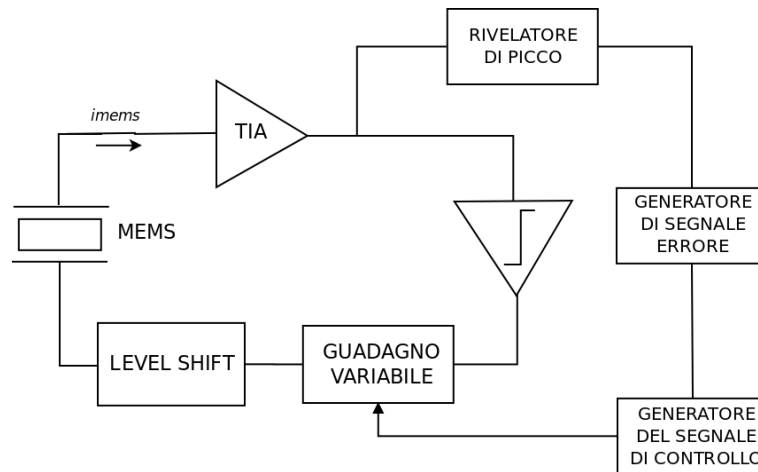


Figura 4.2: Schema a blocchi del circuito di controllo della velocità.

Il segnale di controllo che viene generato é un segnale di tensione che viene applicata ad un FET, utilizzato come resistore variabile del partitore. Il partitore costituisce lo stadio di guadagno variabile del segnale onda quadra dell'oscillatore.

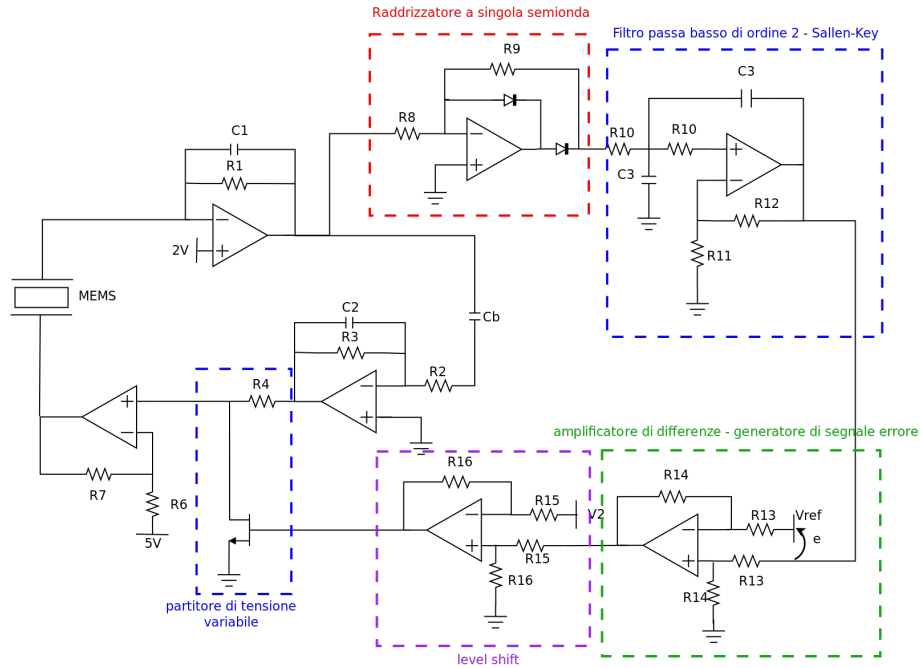


Figura 4.3: Schema circuitale del circuito di drive con controllo della velocità.

Il circuito che é stato progettato per implementare lo schema a blocchi é riportato in Figura 4.3. L'anello di drive é lo stesso già descritto nel capitolo precedente con un JFET al posto della resistenza verso massa del partitore. Il segnale d'uscita al TIA

$$v_{TIA} = \eta v R_1 \quad (4.9)$$

dove  $\eta = 2N_g^h V_{DC2}$  e  $v$  é la velocità, viene amplificato e raddrizzato da un raddrizzatore a singola semionda e successivamente filtrato da una cella Sallen-Key che realizza un passa-basso del secondo ordine con due poli alla frequenza di 200 Hz. All'uscita del filtro si trova il valor medio del segnale il quale viene confrontato con una tensione di riferimento da un amplificatore di differenze. L'uscita di questo stadio é amplificata di un fattore  $R_{14}/R_{13}$ . L'amplificatore di differenze successivo a guadagno unitario serve come traslatore di livello in modo che il JFET abbia il gate polarizzato a tensioni negative. Facendo questo riferimento di tensione variabile é possibile regolare la regione di funzionamento del transistor. Il JFET infine si ritrova con il gate polarizzato ad una tensione negativa a cui é sommato il segnale errore amplificato, il source a massa, mentre al drain é applicata un'onda quadra di ampiezza pari a  $5V \frac{R_{fet}}{R_{fet}+R_4}$ . Se l'involuppo del segnale di uscita del TIA diminuisce, ad esempio a causa di un aumento della temperatura, il segnale che esce dal raddrizzatore e in seguito dal filtro é minore rispetto al valore

desiderato, questo significa che questo segnale é minore del riferimento quindi si ottiene un segnale negativo al gate del JFET che aumenta la sua resistenza facendo aumentare l'ampiezza del segnale di drive e quindi riportando la velocità piú vicina al valore desiderato. L'efficacia del controllo dipende dal valore del guadagno dell'anello di controllo, quindi per ottenere un circuito con delle buone prestazioni bisogna assicurarsi di avere un  $G_{loop}$  alto.

## 4.4 Simulazioni

Per la progettazione del circuito é stato utile simulare il comportamento del circuito, inizialmente a livello funzionale con delle simulazioni Simulink, e successivamente delle simulazioni Spice.

### 4.4.1 Simulink

Lo schema a blocchi del modello Simulink utilizzato per simulare il comportamento de circuito di controllo é riportato in Figura 4.4.

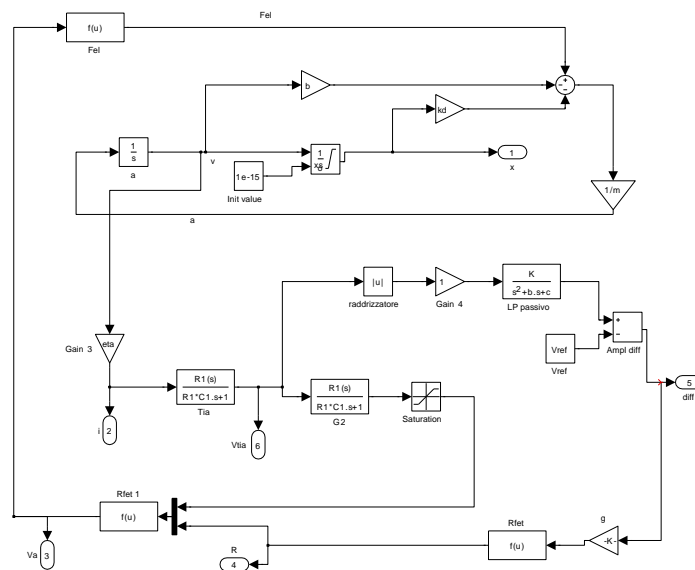


Figura 4.4: Schema a blocchi del modello simulink del MEMS con anello di drive e circuito do controllo dell'ampiezza.

Il modello del risonatore é basato sull'equazione della dinamica di un MEMS, i parametri forniti al modello, ricavati dalle misure sperimentali,

sono il coefficiente di damping, la massa e la costante elastica di drive. La forza di attuazione é descritta in funzione del segnale di attuazione e della forza di attuazione. Sono presenti, oltre al MEMS, due anelli: l'oscillatore e l'anello di controllo. Entrambi i circuiti sono modellizzati con schemi a blocchi contenenti funzioni di trasferimento dove sono presenti dei poli. Il modello utilizzato per il JFET é un modello analitico semplificato che prevede un andamento iperbolico della resistenza dalla tensione di gate-source.

In Figura 4.5 invece sono illustrati i grafici ottenuti con delle simulazioni parametriche al variare del fattore di qualità da  $-30\%$  a  $+30\%$ . Il grafico (a)

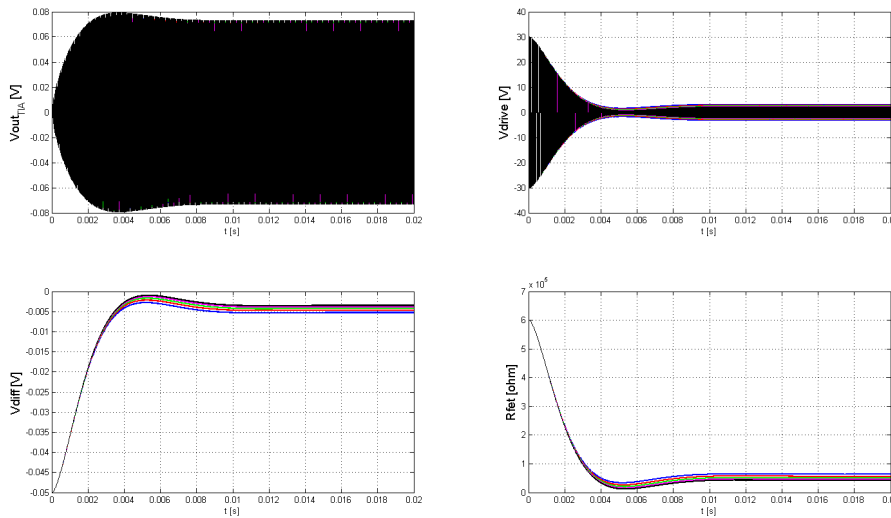


Figura 4.5: Transitorio di accensione del circuito di drive con controllo della velocità. (a) Tensione d'uscita del TIA, (b) segnale di attuazione, (c) tensione al gate del FET, (d) resistenza del FET.

rappresenta il transitorio di accensione per le tensioni d'uscita dell'amplificatore a transimpedenza, cioè una sinusoide alla frequenza di risonanza con un involuppo che ha un andamento simile ad una risposta allo scalino, quindi esponenziale, con un piccolo overshoot. Intorno ai 20 ms il transitorio si é esaurito, il circuito di controllo quindi favorisce e velocizza l'accensione del dispositivo. Il grafico (b) invece é la tensione di attuazione. Si vede l'effetto del circuito di controllo: appena dopo l'accensione il segnale di attuazione é molto ampio e tende ad assestarsi ad un valore nettamente minore solo quando l'uscita del TIA arriva a regime. Il grafico (c) rappresenta il segnale d'uscita all'amplificatore di differenze, cioè il segnale di controllo da cui dipende la resistenza del transistor. Il grafico (d) infine é la resistenza del JFET che a inizio transitorio ha un valore molto alto che rende molto pic-

colo il deguadagno dell'oscillatore, per poi assestarsi man mano ad un valore sempre minore fino a raggiungere il valore di regime.

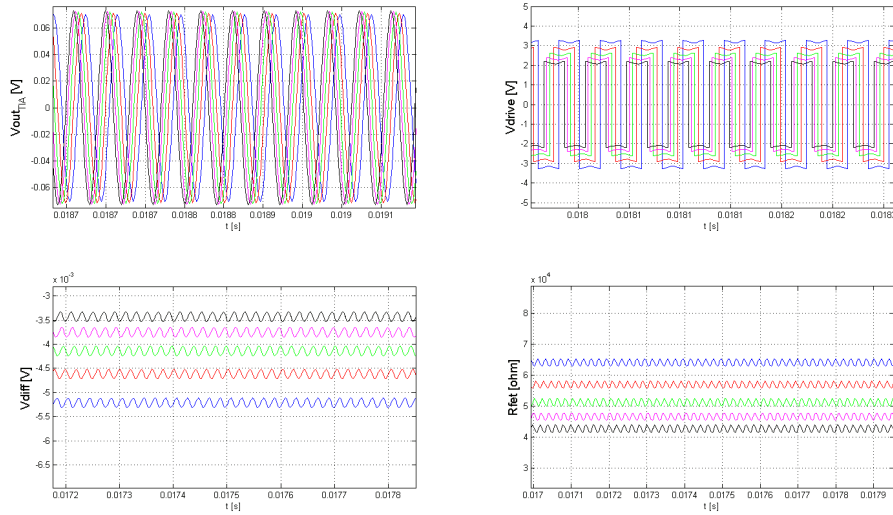


Figura 4.6: Segnali simulati a regime (a)tensione d'uscita del TIA, (b)segnale di attuazione, (c) tensione al gate del FET, (d)resistenza del FET.

La figura 4.6 mostra un ingrandimento dei segnali dei grafici di Figura 4.5 a regime. La condizione stazionaria presenta dei segnali con ampiezze differenti per diversi valori del fattore di qualità. In particolare la variazione del segnale del TIA é minima, i segnali di attuazione hanno ampiezze maggiori per i casi in cui il fattore di qualità é piú basso, che equivale a dire che la forza di attuazione ha modulo maggiore in questi casi proprio per compensare l'effetto del Q, i valori a regime del segnale di controllo e della resistenza del FET di conseguenza. Un piccolo ripple alla frequenza dell'oscillatore rimane anche nei grafici (c) e (d), ma é piccolo (meno di 10 mV) e non altera il funzionamento del transistor.



## 4.4.2 Pspice

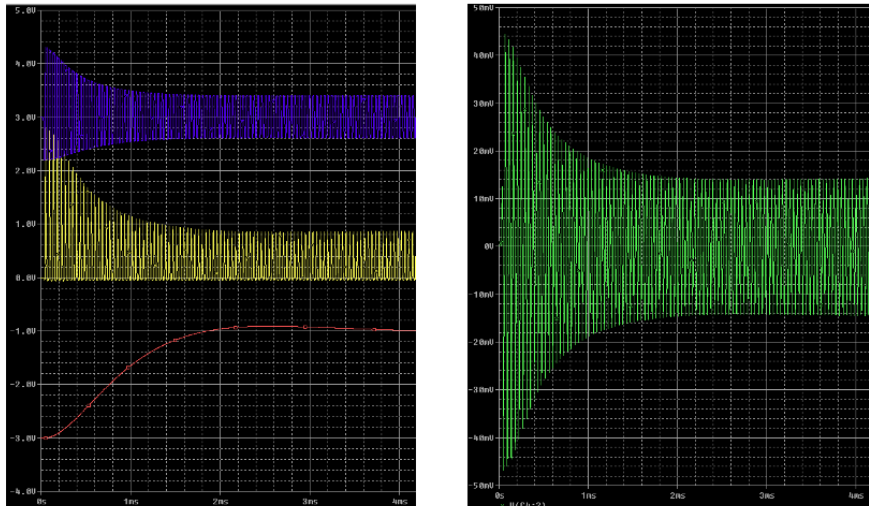


Figura 4.7: Forme d'onda simulate con PSpice. a sinistra in alto il segnale di attuazione del MEMS, in mezzo il segnale in uscita dal raddrizzatore e in basso il segnale di gate del FET. A destra il segnale d'uscita del TIA.

In Figura 4.7 sono riportate le forme d'onda a sinistra del segnale di attuazione, dell'onda raddrizzata e del segnale di gate del FET, a destra l'uscita del TIA. Rispetto alle simulazioni Simulink l'overshoot é molto piú pronunciato e l'accensione piú veloce. Questa differenza é probabilmente dovuta ad una modellizzazione non precisa del transistore e troppo semplificata del modello simulink rispetto a quello spice.

## 4.5 Risultati sperimentali

Si presentano infine dei risultati sperimentali che rappresentano una misura dell'efficacia del controllo ottenuto. La Figura 4.8 mostra i dati sperimentali ottenuti misurando l'ampiezza del segnale di uscita del TIA in funzione della resistenza equivalente del MEMS ottenuta facendo variare la sua tensione di polarizzazione. La retta blu corrisponde alle misure effettuate sulla scheda con circuito di controllo non attivo.

Idealmente il circuito di controllo dovrebbe mantenere i valori di ampiezza del segnale d'uscita del transimpedenza costanti, il risultato ottimale sarebbe quindi ottenere una linea orizzontale. In Figura 4.8 la curva blu rappresenta

i valori di ampiezza misurati in assenza del circuito di controllo della velocità, mentre le altre curve sono misure ottenute facendo variare la tensione del riferimento del secondo amplificatore di differenze. Al variare di questa tensione le curve traslano verso l'alto, che corrisponde ad avere velocità maggiori. In effetti la variazione percentuale di velocità viene notevolmente ridotta dal circuito di controllo, lo svantaggio però è che le velocità ottenute sono relativamente più basse. Dal punto di vista dell'efficacia della reazione però possiamo concludere che il risultato è soddisfacente, perché a fronte di variazioni del 30% del fattore di qualità, grazie al circuito di controllo, si ottengono variazioni della velocità del 3%/6%.

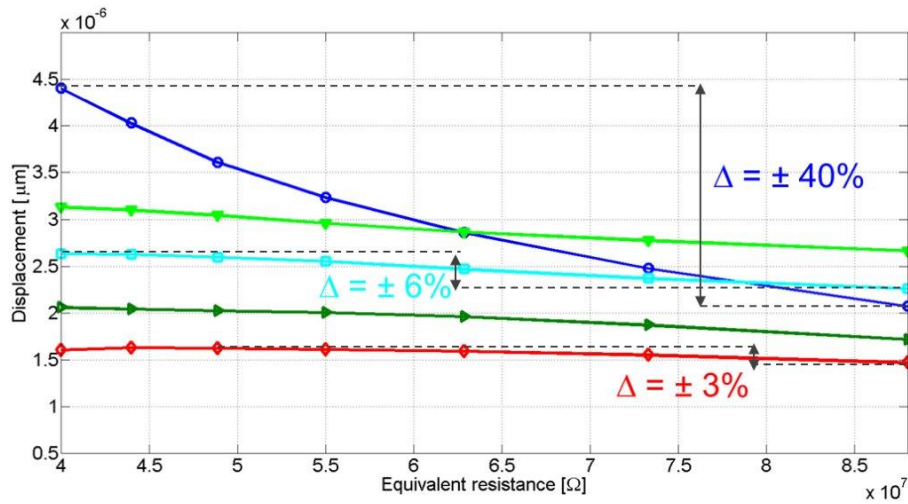


Figura 4.8: Misure sperimentali dell'ampiezza del segnale d'uscita del TIA in funzione della polarizzazione, al variare della tensione di riferimento.

## Capitolo 5

# Il giroscopio triassiale per applicazioni mediche

La seconda parte del progetto NIRVANA prevede la progettazione di un giroscopio a tre assi da integrare all'interno di un impianto vestibolare. Due tipologie possibili sono state preliminarmente analizzate e ancora in fase di studio: un giroscopio monolitico a tre assi o altrimenti tre giroscopi uniassiali simili a quelli per applicazioni consumer presentati nel capitolo 1, ridimensionati per soddisfare le specifiche derivanti dalla nuova applicazione. Il lavoro di tesi qui presentato consiste nell'analisi preliminare di un giroscopio a tre assi monolitico, i risultati ottenuti con questo approccio verranno successivamente confrontati con quelli ottenuti con la tipologia a tre assi separati. In questo capitolo si presenterà l'apparato vestibolare e descriverà il tipo di impianto che verrà sviluppato nel progetto NIRVANA. In seguito saranno illustrate le idee su cui si è basato il design del giroscopio e i risultati ottenuti, oltre che i problemi rimasti aperti, verranno proposte delle soluzioni a tali problemi, che porteranno al re-design della struttura.

### 5.1 L'impianto vestibolare

Il sistema vestibolare è una parte dell'orecchio interno che assicura l'equilibrio del corpo rilevando la posizione e i movimenti del corpo e della testa. È pertanto fondamentale per l'orientamento spaziale, il mantenimento del tono posturale e per il mantenimento di una corretta posizione degli occhi durante i movimenti della testa in modo da garantire una posizione stabile per la retina e la conseguente acquisizione di un'immagine stabile anche quando la testa è in movimento.

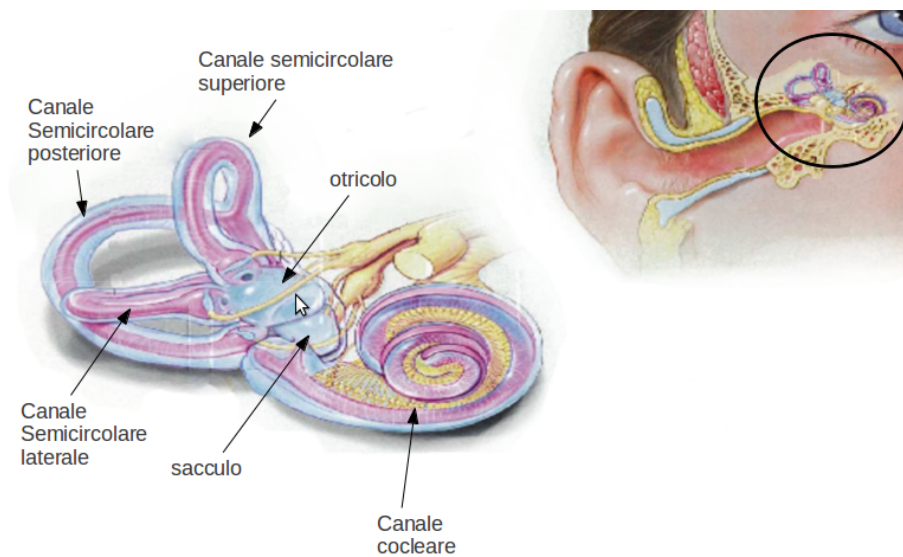


Figura 5.1: Immagine di un apparato vestibolare [21].

L'apparato vestibolare (Figura 5.1) é composto da vestibolo e labirinto ed é situato dietro l'orecchio interno. Il canale cocleare della chiocciola (cochlea) é in collegamento con il sacculo, un rigonfiamento contenete endolinfa. Al suo interno sono inoltre presenti dei microcristalli (otoliti, statoconi) che consentono ai recettori sensoriali meccanici, posti nella parete del sacculo, di percepire l'accelerazione verticale. Il sacculo é a sua volta in comunicazione con un'altra vescicola, l'utricolo, che, tramite lo stesso meccanismo, fornisce informazioni sull'accelerazione orizzontale. L'utricolo, inoltre, rappresenta lo sbocco comune dei tre canali semicircolari del labirinto, perpendicolari tra di loro, con all'interno endolinfa. I recettori sensoriali dei canali semicircolari percepiscono i movimenti rotatori di testa e corpo.

Questi sistemi forniscono al cervello informazioni sulla posizione della testa e del corpo nello spazio. In particolare, sembra che solo il sistema otolitico (sacculo e utricolo) partecipi alla regolazione posturale fine, mentre il sistema semicircolare intervenga esclusivamente nell'equilibrio dinamico. Le informazioni acquisite dai sensori di questi due sistemi arrivano ai nuclei vestibolari, situati nel tronco encefalico, che costituiscono l'organo dell'equilibrio vero e proprio. Qui infatti vengono elaborati i segnali consentendo cosí al sistema tonico posturale di svolgere il suo compito, cioé di garantire il corretto assetto posturale sia statico che dinamico.

L'apparato vestibolare puó essere danneggiato da malattie o incidenti traumatici, quindi é di grande interesse la realizzazione di una protesi impiantabile che riproduca le funzionalitá di questo sistema, al fine di ria-



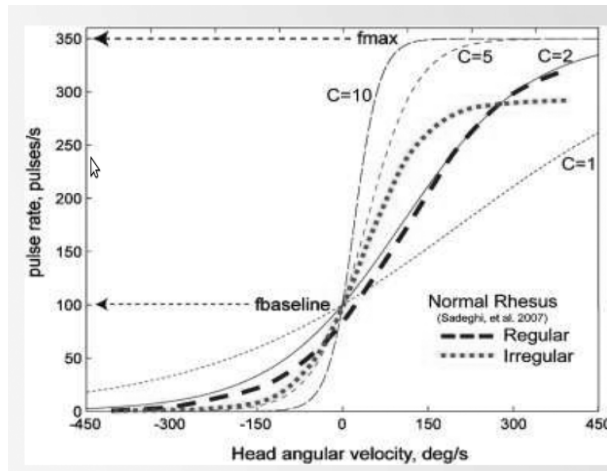


Figura 5.3: Funzione di trasferimento tra velocità angolare e rate di impulsi da inviare al cervello[23].

Il segnale elettrico che codifica l'informazione sulla rotazione della testa é un treno di impulsi, il rate con cui vengono inviati questi impulsi di corrente rappresenta diversi valori di  $\Omega$  e va da 0 a 400 impulsi/sec. Lo zero rate output e la linearità non sono parametri critici, purché siano stabili nel tempo; il cervello infatti é parzialmente in grado di adattarsi.

## 5.2 Il giroscopio triassiale

Le specifiche utilizzate nella progettazione del dispositivo sono riassunte in Tabella 5.2 [27].

FSR	$\pm 500^\circ/s$
Risoluzione	$1^\circ/s$
Banda	$50Hz$
Potenza dissipata	1mW
Area	3mm x 3mm

Tabella 5.1: Specifiche di progetto per il giroscopio medico

Se ne deduce che le performance sono in generale molto rilassate rispetto alle applicazioni consumer, salvo il fatto che la dissipazione richiesta é molto minore. Ne seguirá una progettazione che comprometterá parte delle performance dell'applicazione consumer per venire incontro alle specifiche di dissipazione.

Da queste specifiche si ricavano i primi parametri. Una bassa dissipazione di potenza é ottenibile solo con tensioni di polarizzazione basse, si é scelto quindi di utilizzare una tensione massima di polarizzazione per il MEMS di 2.8V, da cui consegue che il segnalino di attuazione massimo utilizzabile, é di 280 mV di ampiezza (vedi capitolo 3). Il fattore di qualità considerato nei calcoli svolti in fase di design é di  $Q=10000$ , previsto per un dispositivo in package con pressione di 0.2 mbar e una massa maggiore di quella dei giroscopi uniassiali analizzati nei capitoli precedenti (una volta ultimato il progetto però sará necessario ricalcolare questo fattore, considerando in maniera accurata sia le sorgenti di damping, che la massa del nuovo dispositivo e le costanti elastiche). A partire dalla specifica sulla banda si ricava un mismatch desiderato di 450/500 Hz. Infine il full scale range determina la sensitività ottimale  $S_{ott}FSR = 100MPa$ , da cui  $S_{ott} = 0.2MPa/(^{\circ}/s)$ , ricordando che 100 MPa é il massimo stress applicabile ai nanowires per cui il loro comportamento resistivo é lineare. Riassumendo

$V_{DC}$	2.8V
$v_a$	280mV
$\Delta f$	450/500 Hz
$Q$	10000
$S_{ott}$	0.2MPa/( $^{\circ}/s$ )

Tabella 5.2: Parametri direttamente ricavati dalle specifiche di progetto per il giroscopio medico

Il giroscopio progettato per questa applicazione é un giroscopio triassiale monolitico. Il motivo principale per questa scelta é che un unico dispositivo richiede un unico oscillatore di drive. Poiché tipicamente é il circuito di drive la principale fonte di dissipazione di potenza, si prevede di ottenere una dissipazione minima con questa soluzione.

### 5.3 Sviluppo dell'architettura

**Drive** Un giroscopio triassiale deve sfruttare un unico circuito di drive per attuare le diverse masse. Se le masse di drive fossero tutte in movimento nella stessa direzione sarebbe impossibile misurare tutte e tre le componenti di velocità angolare. Ricordiamo che la forza di Coriolis é

$$\overline{F}_c = -2m_s\overline{v}_{drive} \times \overline{\Omega} \quad (5.1)$$

quindi non nulla solo se  $\overline{v}$  e  $\overline{\Omega}$  non sono paralleli, in quel caso il prodotto vettoriale sarebbe nullo. Bisogna attuare le masse di drive in almeno due

direzioni differenti per rivelare tutte e tre le componenti di velocità angolare; scegliamo di attuare le masse in direzione  $x$  e  $y$ , scelta motivata dalla semplicità di attuare nel piano. È quindi necessario innanzitutto individuare un meccanismo che sia in grado di accoppiare il moto in direzione  $x$  di una massa di drive con quello in direzione  $y$ , in modo da ottenere un modo di drive biassiale unico per la struttura, che risulterà attuabile da un solo segnale. In

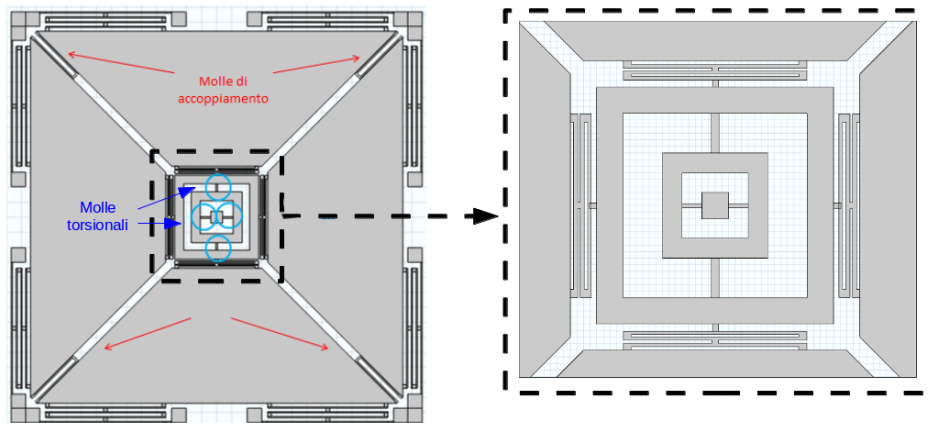


Figura 5.4: Schema semplificato della struttura a quattro masse di drive accoppiate.

questo caso si è scelto di sfruttare lo stesso principio utilizzato dai principali giroscopi triassiali traslazionali presenti in commercio o in letteratura [24][25], in cui quattro masse mobili sono posizionate a coppie intorno ad un frame centrale ancorato a sua volta al substrato. Queste quattro masse sono accoppiate da delle molle poste ai loro angoli. Inoltre sono collegate ad un frame rettangolare centrale fisso in  $x$  e  $y$ . A sua volta questo frame è collegato ad un altro elemento rettangolare al suo interno tramite una coppia di molle torsionali. Il frame interno a sua volta è ancorato al substrato con una coppia di molle torsionali. Tutto questo permette al frame interno di ruotare attorno all'asse  $x$  e a quello esterno di ruotare attorno all'asse  $y$ . Questo permette alle quattro masse di muoversi anche fuori dal piano e favorisce lo spostamento in versi opposti in  $z$  delle coppie di masse. Un esempio semplice di questo tipo di struttura è mostrato in Figura 5.5. Come evidenziato dalla figura le masse sono in grado di muoversi o tutte verso l'esterno oppure verso il centro in una sorta di pulsazione. Le molle di drive sostengono le masse e contemporaneamente vincolano il loro movimento nel piano consentendo solo moti unidirezionali. L'effetto quindi delle molle di accoppiamento insieme a quello delle molle di drive esterne è di sfavorire i movimenti in fase, rendendo



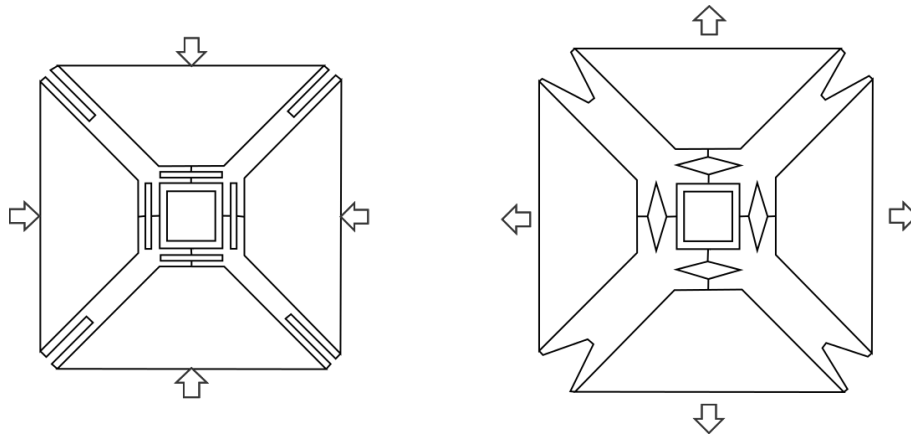


Figura 5.5: Schema che rappresenta il movimento delle masse nel modo di drive.

questa struttura particolarmente efficace nel reiettare i movimenti di modo comune e quindi le accelerazioni.

L'attuazione viene effettuata tramite forza elettrostatica generata da delle capacità comb fingers posizionate all'interno delle aree vuote ricavate nelle masse.

Il massimo numero di celle comb fingers ottenibili nella struttura di Figura 5.6 é di 551 per ognuna delle quattro masse mobili a cui corrisponde una forza di drive di 151 nN.

### Sense e leve

Per rivelare la velocità angolare é necessario individuare tre coppie di masse che si muovano in controfase sotto l'effetto delle tre componenti di forza di Coriolis. La prima idea é stata quella di sfruttare direttamente le quattro masse di drive come masse di sense che si muovono fuori dal piano in presenza di velocità angolari dirette in  $x$  ( $\Omega_x$ ) e in  $y$  ( $\Omega_y$ ). Mancano solamente due masse di sense per la velocità angolare in  $z$ , che siano in grado di traslare nel piano. Si é quindi scelto di posizionare una coppia di masse lateralmente, accoppiate alle masse 1 e 2 tramite una coppia di molle che consentono il movimento in  $y$ , e rigide in  $x$  in modo che le masse di sense 5 e 6 vengano trascinate nel moto di drive lungo  $x$ .

In Figura 5.6 é raffigurata la geometria del giroscopio appena descritto. Le masse sono state numerate da 1 a 6 come riferimento. Sono evidenziate le varie molle di cui si é discusso. La posizione delle masse di sense all'esterno di quelle di drive é insolita, ma é dovuta alla necessità di dover legare queste masse ad una leva a cui saranno collegati due nanogauge per la lettura

piezoresistiva. Per rendere la struttura il piú simmetrica possibile, al fine di minimizzare eventuali errori di quadratura, la leva é stata specchiata. Un vantaggio aggiuntivo portato dalla leva é che reietta i movimenti di modo comune delle due masse di sense esterne.

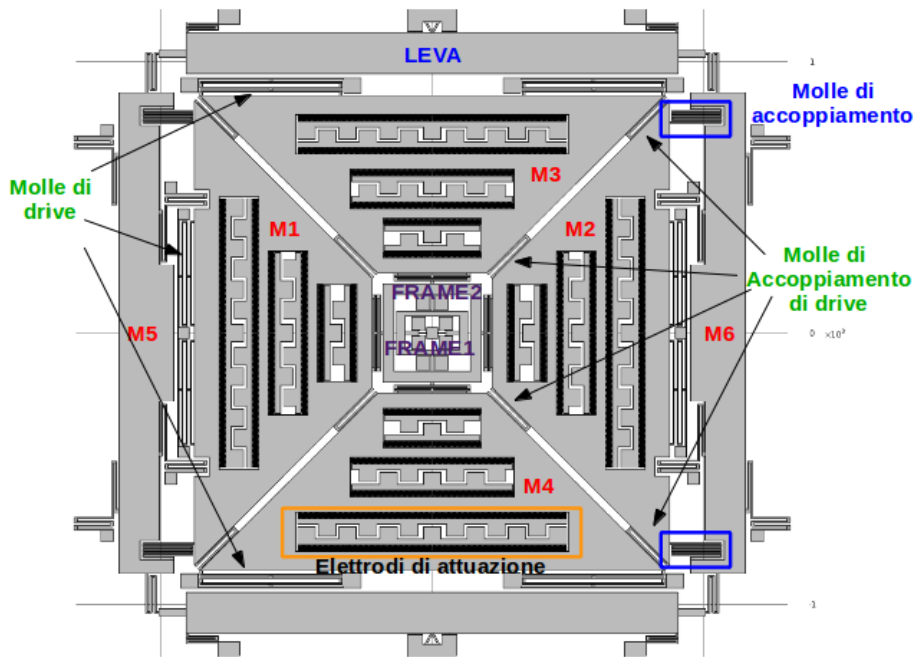


Figura 5.6: Geometria del giroscopio trassiale progettato.

Altri due elementi che svolgono una funzione simile sono i due frame rettangolari presenti al centro, che tiltano fuori dal piano in presenza di forze di Coriolis agenti sulle masse mobili. Questo tipo di movimento verrà sfruttato per causare una deformazione differenziale di altre due coppie di nanogauge. Essi sono collegati alle masse tramite delle molle che dovrebbero consentire il movimento in una delle direzioni del piano.

## 5.4 Simulazioni

Sono state realizzate una serie di simulazioni agli elementi finiti per stimare i parametri caratteristici principali della struttura di Figura 5.6. Per prime delle simulazioni agli autovalori, che hanno fornito le frequenze naturali e successivamente delle simulazioni meccaniche stazionarie per valutare

gli spostamenti ottenibili con applicata la forza di drive precedentemente calcolata.

Si presentano le simulazioni seguendo cronologicamente l'ordine in cui sono state effettuate e analizzate, così da mettere in luce le problematiche via via affrontate.

### 5.4.1 Modi

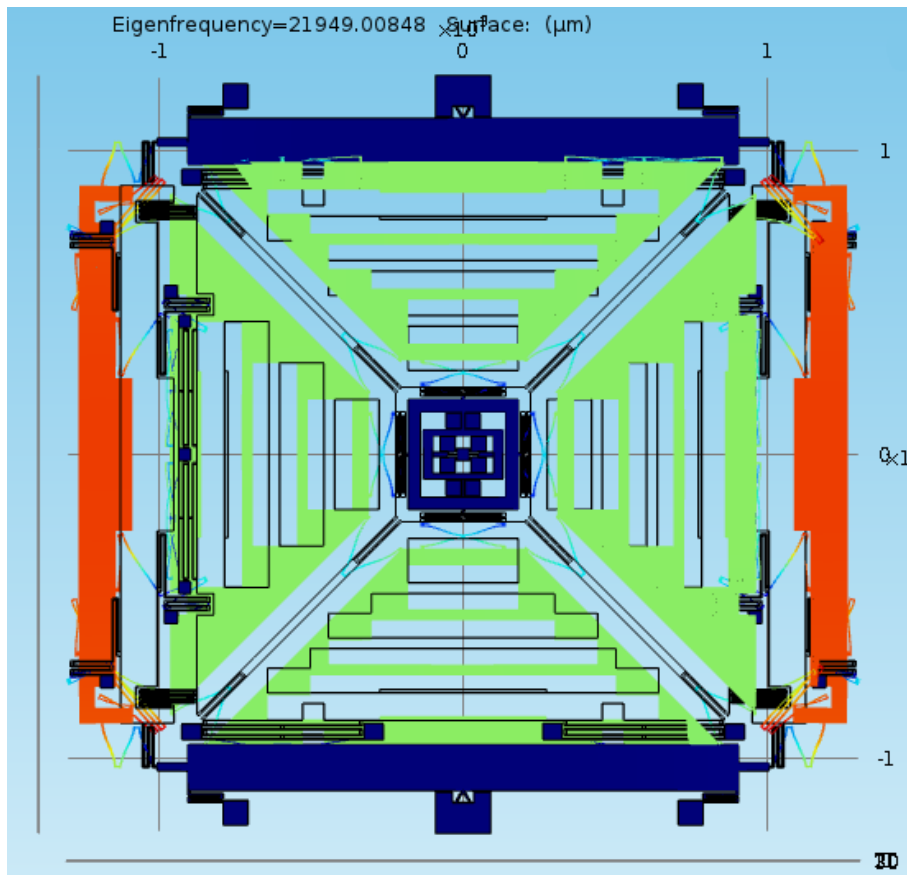


Figura 5.7: Simulazione del modo di drive.

Il primo modo è quello di drive è a 21949Hz. Si ricordi che in generale la frequenza naturale di un sistema con basso smorzamento è circa uguale alla frequenza di risonanza espressa come  $\sqrt{\frac{k}{m}}$ , quindi tanto maggiore è la massa di drive tanto minore sarà la frequenza e viceversa per la costante elastica. Supponendo di volere ottenere un modo di drive attorno a 20 kHz bisogna dimensionare il rapporto tra queste due grandezze in maniera opportuna.

La struttura qui considerata occupa un'area relativamente grande (2mm x 2mm) la massa di drive e la costante elastica relativa al moto di drive saranno, di conseguenza, abbastanza elevate. Il contributo dominante della costante elastica é quello delle molle di accoppiamento e delle molle di connessione al frame interno, variando le dimensioni di queste ultime é possibile modificare la frequenza di drive lasciando quasi inalterate le frequenze di sense.

In Figura 5.7 il colore delle aree fornisce un'indicazione sullo spostamento totale. Si osserva che le masse 5 e 6 hanno uno spostamento differente dalle masse 1 e 2, questo significa che l'accoppiamento tra esse non é completamente rigido. Questo é causato dalla costante elastica troppo bassa in direzione x della molla di accoppiamento.

Il primo modo di sense é un modo nel piano a 22381Hz. Le due masse laterali 5 e 6 si muovono in controfase in direzione y.

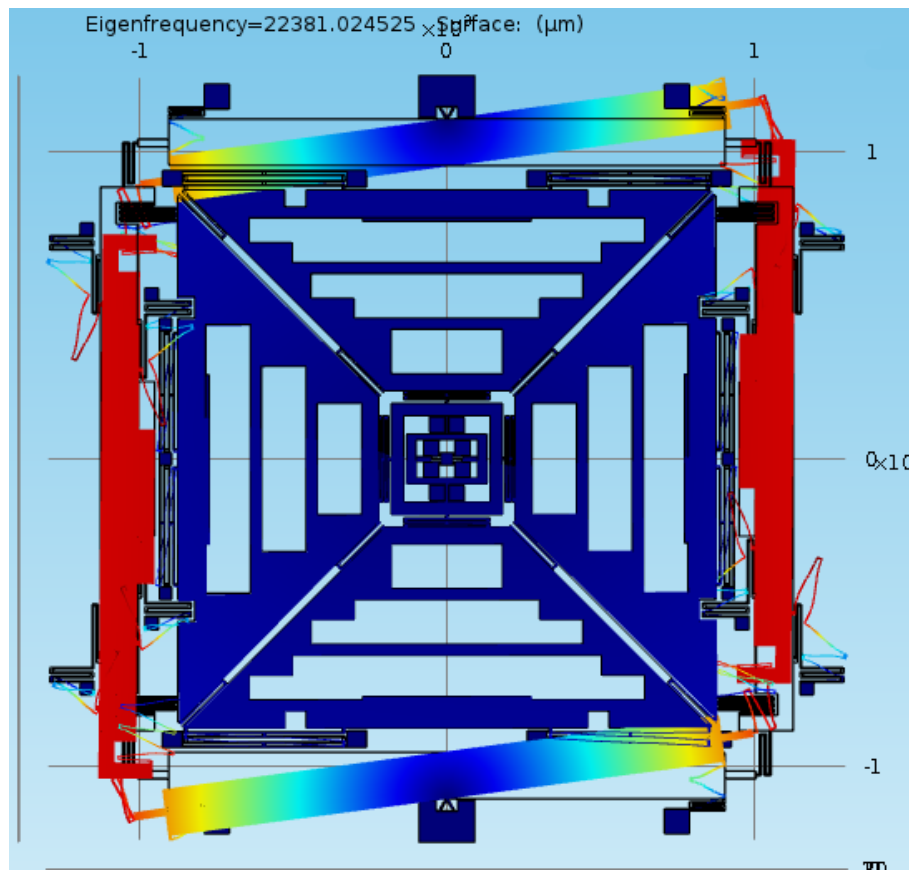


Figura 5.8: Simulazione del modo di sense nel piano.

Ciascuna massa di sense é stata ancorata al substrato con quattro molle con bassa costante elastica con una forma a "L", che permetta il movimento

sia in x che in y. Queste servono ad evitare che le due masse possano ruotare attorno al loro asse oltre che a limitare il movimento fuori dal piano delle estremitá. Hanno quindi l'unica funzione di spostare modi indesiderati a frequenze piú alte.

Il secondo modo di senso corrisponde ad un movimento in antifase fuori dal piano delle masse 1 e 2 ed é a 22460Hz.

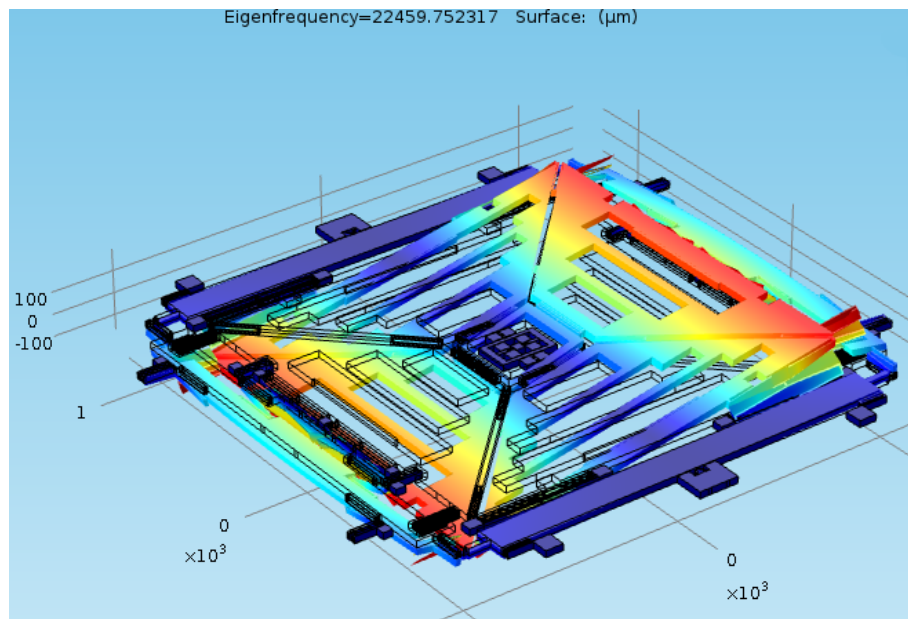


Figura 5.9: Simulazione del secondo modo di senso.

Per favorire il movimento fuori dal piano delle masse trapezoidali sono state disegnate delle molle con una forma tipo quella della figura



Figura 5.10: Schema della molla per movimenti fuori dal piano.

Si noti come il movimento fuori dal piano coinvolga anche le masse di senso 5 e 6, che dovrebbero muoversi solamente nel piano xy, questo fatto é causato dalla difficultá che si incontra nel cercare di realizzare delle molle che siano molto flessibili in una delle due direzioni del piano ma rigide in z, in quando lo spessore h non é modificabile, contrariamente alla larghezza W e alla lunghezza L (vedi capitolo 2). Il movimento fuori dal piano delle masse di

sense non costituisce un grosso problema perché questo comportamento non altera i nanogauge che sono attaccati alla leva e non subiscono deformazioni.

Il terzo modo di sense corrisponde ad un movimento in antifase fuori dal piano delle masse 3 e 4 ed è alla frequenza di 22506Hz.

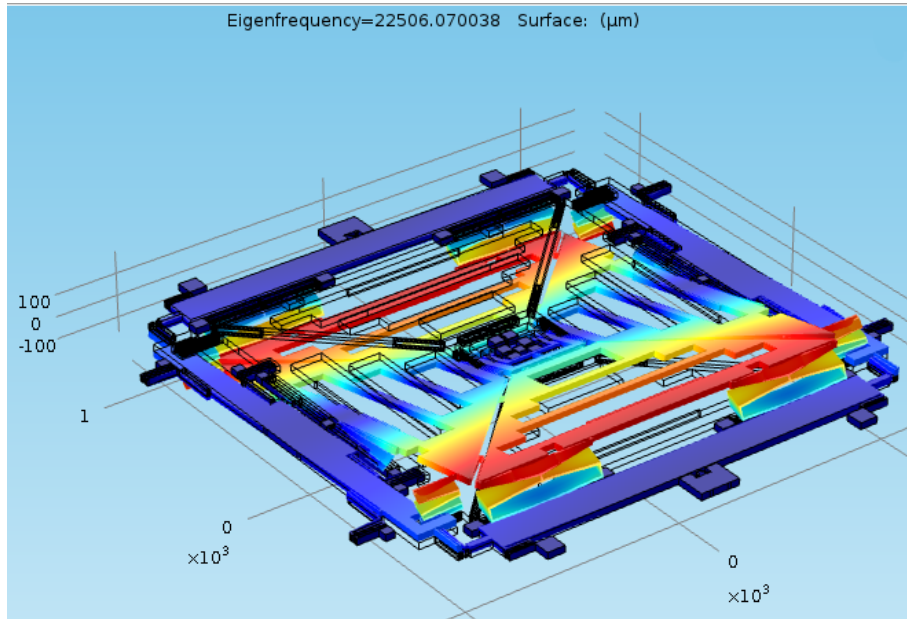


Figura 5.11: Simulazione del terzo modo di sense.

In questo modo sono coinvolte solamente le masse desiderate, la leva infatti resta immobile ed entrambi i frame centrali si inclinano fuori dal piano.

I mismatch e i fattori di qualità efficaci ottenuti sono rispettivamente:

	$f_s - f_d$	$Q_{eff}$
1	431Hz	26
2	510Hz	22
3	556Hz	20

Tabella 5.3: Mismatch e fattori di qualità efficace ottenuti dalle simulazioni stazionarie.

**Modi superiori** Il primo svantaggio di questo giroscopio, evidente dalle seguenti simulazioni, è che i modi indesiderati, pur essendo a frequenze maggiori, sono comunque molto vicini alle frequenze di sense. Tuttavia entrambi i primi due modi superiori non vanno a deformare i nanowires e non producono quindi idealmente stress né di modo comune né differenziale (Figura 5.12).

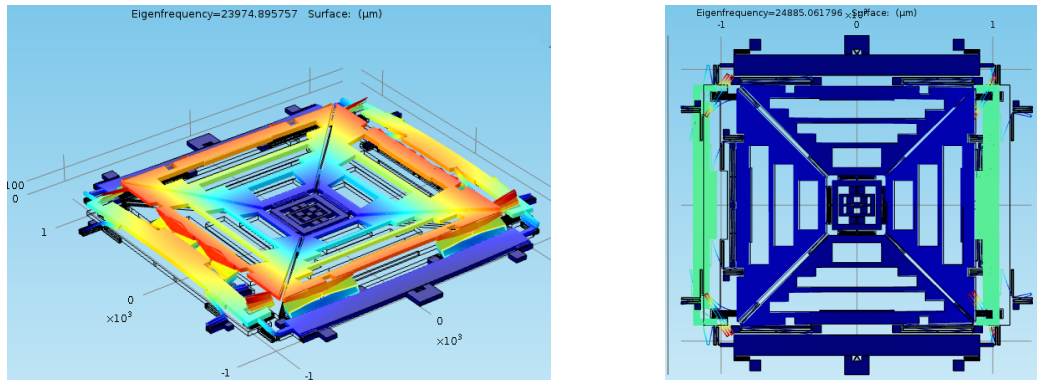


Figura 5.12: Primi due modi superiori. (a) modo in fase delle quattro masse fuori dal piano, (b) modo in fase delle masse di Coriolis.

## 5.4.2 simulazioni stazionarie

### Drive

La prima simulazione stazionaria effettuata riguarda l'attuazione. Applicando una forza a ciascuna massa mobile pari a quella prodotta da 551 comb fingers si é valutato lo spostamento e quindi la costante elastica efficace. A risonanza gli spostamenti attesi, calcolati come  $Q=10000$  volte lo spostamento stazionario, sono

$$\begin{aligned}x_1 &= 1.03\mu m \\x_2 &= 2.34\mu m \\y_3 &= 2.4\mu m\end{aligned}$$

dove  $x_1$  é lo spostamento di direzione x delle masse 5 e 6,  $x_2$  lo spostamento in direzione x delle masse 1 e 2,  $y_3$  lo spostamento in direzione y delle masse 3 e 4. Grazie alla rigidezza delle molle di accoppiamento di drive le due coppie di masse mobili trapezoidali si muovono praticamente della stessa quantità pur non essendo perfettamente simmetrica la geometria, le molle di sense esterne invece sono soggette ad uno spostamento minore a causa della troppo bassa rigidezza della molla di accoppiamento in direzione x, come già visto nella simulazione del modo di drive. Conoscendo i valori delle masse possiamo calcolare la velocità massima a cui si dovrebbe muovere ciascuna di esse e quindi la forza di Coriolis massima che agirebbe (cioé per  $\omega = 500^\circ/s$ ), ottenendo:

	massa	$F_c$
1	16,34nKg	41.6 nN
2	28,6nKg	166.5 nN
3	24,2nKg	143.7 nN

Tabella 5.4: Masse e forze di Coriolis calcolate a partire dalle simulazioni stazionarie.

### Sense

Una volta note le forze di Coriolis massime agenti sulle masse di sense, attraverso una simulazione stazionaria in cui viene applicata a ciascuna massa la forza calcolata, e moltiplicando gli spostamenti ottenuti per il fattore di qualità di sense efficace, si possono ricavare gli spostamenti lungo le direzioni di sense, l'angolo di inclinazione dei frame centrali e lo stress massimo ottenibile sui nanowires.

Gli spostamenti ottenuti sono

$$y_1 = 0.26nm$$

$$z_2 = 5.28nm$$

$$z_3 = 4.38nm$$

con  $z_2$  e  $z_3$  valutati al bordo esterno del trapezio.

## 5.5 Il posizionamento ottimale dei nanowires

I nanowires devono essere collocati all'interno della struttura in coppie, in modo tale che subiscano stress differenziale solo in presenza di movimenti in controfase delle masse mobili e stress di modo comune in tutti gli altri casi.

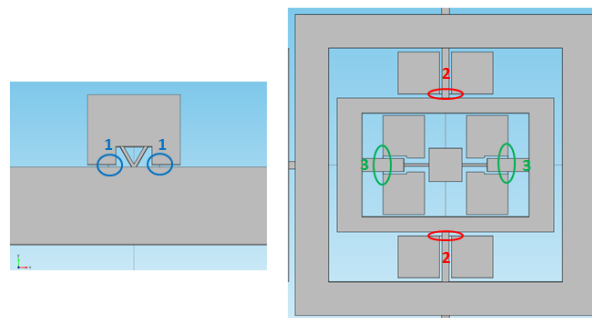


Figura 5.13: Coppie di nanowires posizionate all'interno del giroscopio.



Prendiamo in considerazione la leva esterna. Il sensing differenziale si ottiene collocando entrambi i nanogauge tra la leva e un ancoraggio in maniera simmetrica rispetto al fulcro. Esiste una distanza ottimale alla quale posizionare i nanogauge, questo perché piú essi sono lontani dal fulcro, piú, a parit  di spostamento dell'estremit  della leva, vengono stressati. Contemporaneamente per  i nanogauge alterano la costante elastica e quindi oppongono una forza elastica sempre maggiore perch  vengono stressati maggiormente. Il fattore di leva ottimale   stato ottenuto da simulazioni parametriche. In alternativa pu  essere valutato analiticamente seguendo un approccio del tipo presentato in [12].

Anche per quanto riguarda il sensing dei modi fuori dal piano i nanowires devono essere disposti a coppie in modo che subiscano uno stress differenziale. Questo si ottiene con i nanowires posti tra le molle torsionali e gli ancoraggi centrali come illustrato in Figura 5.13. Lo stress che essi subiscono dipende sia dalla loro distanza dal centro, sia dalla loro posizione rispetto all'asse di rotazione del sistema di masse. Il risultato ottimale   stato ottenuto con simulazioni successive.

## 5.6 Il giroscopio totalmente disaccoppiato

### 5.6.1 Problema della forza elettrostatica in z

Un grosso limite della struttura del giroscopio qui proposto   legato alla presenza dei comb fingers all'interno delle masse che dovrebbero essere sfruttate per il sense fuori dal piano. La presenza dei comb fingers, oltre a creare una forza elettrostatica di drive, crea anche una forza elettrostatica in direzione z, la quale si oppone sempre alla forza di Coriolis che dovrebbe essere rivelata. Per stimare l'entit  di questo problema e quindi valutare se il funzionamento del dispositivo sia compromesso, calcoliamo il rapporto tra queste due forze. Abbiamo visto precedentemente che la forza di Coriolis pu  essere espressa come

$$|F_c| = 2 \cdot m_s v \Omega = 2m_s x_{max} \omega_{0d} \Omega = 2m_s F_d \frac{Q_d}{k_d} \omega_{0d} \Omega \quad (5.2)$$

Dove la forza di drive

$$F_d = \frac{1}{2} 2V_{DC} v_a \frac{dC}{dx} = V_{DC} v_a \cdot 2N \epsilon_0 \frac{d}{dx} \left( \frac{h(L_{ov} + x)}{g} \right) = V_{DC} v_a \cdot 2N \epsilon_0 \frac{h}{g} \quad (5.3)$$

In maniera analoga la forza elettrostatica in z  

$$F_z = V_{DC} v_a \cdot 2N \epsilon_0 \frac{L_{ov}}{g} = F_d \frac{L_{ov}}{h} \quad (5.4)$$

Calcolando infine il rapporto tra la forza di Coriolis e la forza in z otteniamo

$$\frac{F_c}{F_z} = \frac{2m_s F_d \frac{Q_d}{k_d} \omega_{0d} \Omega}{F_d \frac{L_{ov}}{h}} = 2m_s \frac{Q_d}{k_d} \omega_{0d} \Omega \frac{h}{L_{ov}} \quad (5.5)$$

Se assumiamo di avere  $m_s = 25nKg$ ,  $L_{ov} = 5\mu m$ ,  $h = 30\mu m$ ,  $Q = 10000$ ,  $\omega_{0d} = 2\pi \cdot 22000$  e  $k_d = 76nN/1.2 \cdot 10^{-10} = 630N/m$ , otteniamo

$$\frac{F_c}{F_z} = 0.658 \cdot \Omega. \quad (5.6)$$

Cioè le due forze hanno lo stesso ordine di grandezza e la struttura tenderà a muoversi pochissimo fuori dal piano.

### 5.6.2 La struttura disaccoppiata

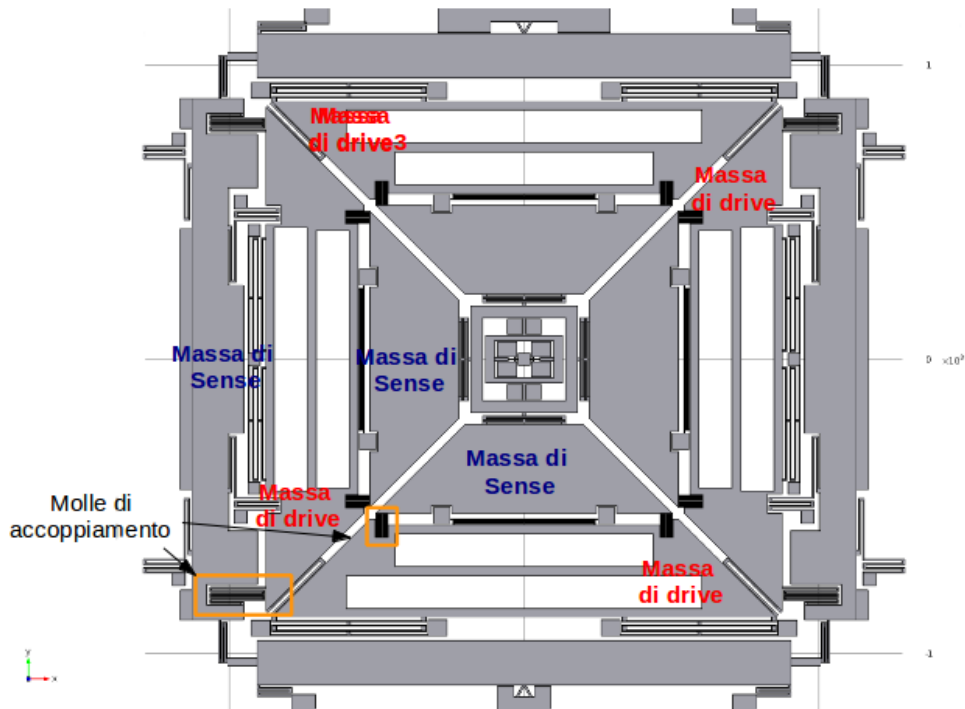


Figura 5.14: Geometria del giroscopio triassiale con masse di drive e sense disaccoppiate.

Il problema appena descritto si risolve implementando una struttura disaccoppiata in cui le masse di sense sono separate da quelle di drive e collegate

solo tramite delle molle rigide in direzione di drive. Solo queste ultime sono attuate direttamente dalle capacità comb fingers. I nuovi modi di drive e sense della struttura sono illustrati in Figura 5.15 e Figura 5.16.

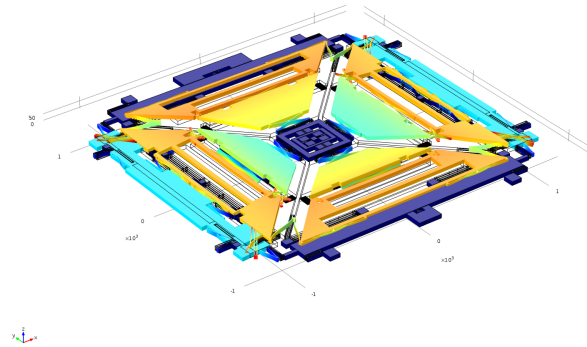


Figura 5.15: Modo di drive.

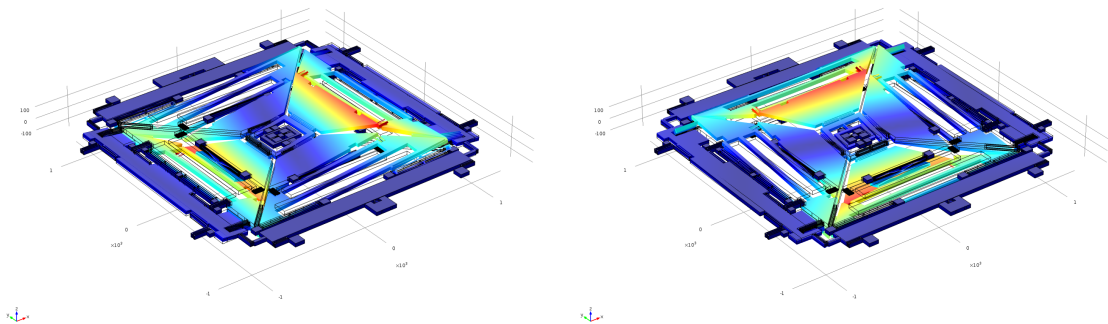


Figura 5.16: Primi due modi di sense.

Notiamo come siano analoghi a quelli precedentemente illustrati per la struttura non disaccoppiata. Questa soluzione però riduce l'area occupabile dai comb fingers. Poiché la sensibilità dipende, a parità di mismatch tra le frequenze, soprattutto dallo spostamento massimo del moto di drive, è importante massimizzarlo, tentando di massimizzare la forza di drive e quindi il numero di comb fingers, e minimizzando la costante elastica di drive, e di conseguenza la massa di drive per mantenere la frequenza di risonanza al valore desiderato.

## 5.7 Conclusioni e sviluppi futuri

Il design di un giroscopio triassiale si é rivelato particolarmente complesso. In particolare la struttura con disaccoppiamento di tutte le masse di sense é molto critica a causa del grande numero di masse mobili e molle che entrano in gioco, il numero di gradi di libertá del sistema infatti viene accresciuto notevolmente tra la struttura disaccoppiata e quella non. É necessario un attento dimensionamento delle masse e design delle molle, per ottenere i modi alle frequenze desiderate e spostare i modi superiori a frequenze alte.

Il tutto é reso in parte problematico dalla lettura resistiva, che richiede tre leve separate, che costringono a porre le masse di sense a fianco di quelle di drive, a differenza del caso con lettura capacitiva. Questo rende la disposizione delle molle attorno alle masse asimmetrica generando una serie di modi indesiderati.

La struttura dovrá quindi essere perfezionata nei seguenti modi:

- minimizzando la massa di drive per poter utilizzare molle che forniscano una  $k_d$  bassa,
- massimizzando il numero di comb fingers per massimizzare la forza di drive.
- ridisegnando le molle di accoppiamento tra le masse di drive e quelle di sense

Al momento non é ancora possibile concludere se una struttura triassiale a singola massa sia effettivamente pi'conveniente di tre strutture separate, del tipo presentato nel Capitolo 1, in cui le prestazioni siano in parte sacrificate e le dimensioni in parte aumentate per venire in contro ai requisiti di dissipazione di potenza.

# Conclusioni

Il primo obiettivo di questo lavoro di tesi é stato caratterizzare la struttura di test sHape, sono state misurate le frequenze di risonanza, le costanti elastiche e il fattore di qualità su un gruppo di 16 dispositivi. I valori medi ottenuti si sono rivelati in buon accordo con le previsioni fornite dalle simulazioni precedentemente effettuate. Si é inoltre potuta confrontare la variabilità della frequenza di risonanza del gruppo di dispositivi, da cui si é notato che il valore del mismatch tra frequenza di drive e sense ha una dispersione quattro volte inferiore a quella delle frequenze stesse.

Per quanto riguarda i risultati evidenziati dalle misure in frequenza realizzate col circuito di attuazione, si é evidenziato che le strutture sono affette da una notevole non linearità meccanica che affliggerebbe pesantemente le prestazioni di un giroscopio. A partire da queste misure é stato stimato il range di spostamenti in cui il comportamento elastico del sistema é considerabile lineare. Sono inoltre state presentate due tecniche di correzione dell'effetto della capacità di feedthrough: una software, utile per la stima della capacità parassita a partire da misure di piccolo segnale, una hardware che compensa effettivamente il suo effetto ed é implementabile in circuiti piú complessi tipo il circuito di attuazione.

É stata inoltre presentata una possibile tipologia di circuito di drive con controllo della velocità della massa mobile. I risultati sperimentali hanno mostrato che la variazione di velocità al variare della resistenza equivalente del MEMS é notevolmente ridotta. Questo tipo di controllo tende a mantenere il valore della velocità relativamente basso, a cui corrisponderebbe una ridotta sensibilità del il giroscopio, seppur controllata bene sia nel tempo, che in temperatura. Il circuito potrebbe quindi essere migliorato estendendo il suo range di funzionamento ottimo, oppure si potrebbero analizzare tipologie differenti, con reazione sulla polarizzazione del MEMS e controllo della posizione per ottenere risultati migliori anche per quanto riguarda la sensibilità alle variazioni di processo.

Infine l'analisi preliminare del giroscopio triassiale monolitico ha messo in evidenza le prime criticità che si incontrano nella sua progettazione, cau-

sate dalla grande complessità meccanica della struttura, dovuta alla lettura piezoresistiva, che necessita di un sistema di leve per stressare in maniera differenziale i nanowires. Non si possono comunque fare valutazioni sulle performance finali; ulteriori studi potranno confermare se la tipologia di giroscopio triassiale monolitico possa o no essere in grado di fornire, a fronte di una minore dissipazione di potenza, delle performance confrontabili con quelle fornite da tre dispositivi separati.

# Bibliografia

- [1] G. Langfelder, S. Dellea, A.Longoni, F.Zaraga, G. Padovini, "D.3.1-Electromechanical Desig", Nirvana project technical report.
- [2] A. Sharma, M.F.Zoman, F.Ayazi "A sub-0.2 °/hr bias drift microelectromechanical Silicon gyroscope with automatic CMOS mode-matching", IEEE Journal of solid-state circuits, vo.44,No5, May 2009.
- [3] Volker Kempe,"Inertial MEMS", Cambridge University Press, 2011.
- [4] A.A.Trusov, A.R.Schofield, A.M.Shkel, "Gyroscope architecture with structurally forced antiphase drive mode and lineary coupled antiphase sense mode", Transducers 2009, June 2009.
- [5] R.Neul e al., "Micromachined angular rate sensors for automotive applications", IEEE Sensors Journal, Vol.7, No.2, February 2007.
- [6] A. Longoni, slides del corso "Rivelatori, microsensori, microsistemi"
- [7] G. Langfelder, A.Longoni, F.Zaraga, "Low-noise real-time measurement of the position of the movable structures in MEMS", Sensors and actuators A 148, 2008.
- [8] C.Buffa, A.Tocchio, G.Langfelder, "A versatile instrument for the chatacterization of capacitive micro and nanoelectromechanical systems", IEEE transactions on onstrumentation and measurements, Vol.
- [9] G. F. Fedder, "Simulation of Microelectromechanical Systems", PhD thesis, 1994.
- [10] G. F. Fedder,"MEMS Gyroscope Theory and Design", Tutorial IEEE International Frequency Control Symposium, 2012.
- [11] B.Kim, M.A.Hopcroft e al.,"Tempreature dependence of quality factor in MEMS resonators", Journal of microelectromechanical systems, Vo.17 No.3, June 2008.

- [12] C.Comi, A.Corigliano, G. Langfelder, A. Longoni, A. Tocchio, B.Sinori, "A resonant microaccelerometer with high sensitivity operating in an oscillating circuit", Journal of microelectromechanical systems.
- [13] A.Tocchio, A.Caspani, G.Langfelder, "Mechanical and electronic amplitude-limiting techniques in a MEMS resonant accelerometer", IEEE Sensors Journal, vol.12, No.6, June 2012.
- [14] V.Kaajakari, "MEMS tutorial: nonlinearity in micromechanical resonators", [www.kaajakari.net](http://www.kaajakari.net)
- [15] V.Kaajakari, T. Mattila, A.Oja, H.Seppa, "nonlinear limits for single-crystal silicon microresonators", Journal of microelectromechanical systems, Vol.13, No.5, October 2004.
- [16] A.Tocchio, C.Comi, G. Langfelder, A.Corigliano, A.Longoni, "Enhancing the linear range of MEMS resonators for sensing application", IEEE Sensors Journal, vol.11, No.12, December 2011.
- [17] F.Barghin, F.Resta, E.Leo, G.Spinola, "Nonlinear dynamics of vibrating MEMS", Sensors and Actuators, 2007.
- [18] L.Aaltonen, K.A.I. Halonen, "An analog drive loop for a capacitive MEMS gyroscope", Analog Integr. Circ. Sig. Process., 2010
- [19] J.Cui, X.Z.Chi, H.T.Ding e al., "Transient response and stability of the AGC-PI closed loop controlled MEMS vibratory gyroscopes", journal of Micromechanics and microengineering, 2009.
- [20] W.T.Sung e al., "Development of a lateral velocity-controlled MEMS vibratory gyroscope and its performance test", Journal of micromechanics and microengineering, 2008.
- [21] wp2 amendment and status, 2nd Nirvana EU review meeting, 12 April 2012.
- [22] <http://www.giovannichetta.it/vestibolo.html>
- [23] C.Della Santina, "Restoration of 3D vestibular sensation in rhesus monkeys using a multichannel vestibular prosthesis", Hearing research, Elsevier.
- [24] L. Prandi, C. Caminada, L. Coronato, G. Cazzaniga, F. Biganzoli, R. Antonello, R. Oboe, "A Low-Power 3-Axis Digital-Output MEMS Gyroscope with Single Drive and Multiplexed Angular Rate Readout", SSCC 2011, SESSION 6, SENSORS and ENERGY HARVESTING.



- [25] V.Kempe, "Micro-gyroscope for detecting motions", United states Patent Application Publication US 2013/0031977 A1, 2013.
- [26] T.Lu, H. Djalilian e al. "An intergated vestibular-cochlear prosthesis for restoring balance and hearing", 33rd annual international conference of IEEE EMBS Boston, Massachusetts, USA, August 30, September 3, 2011.
- [27] Nirvana deliverable: "Syntesis and consolidation of technical requirements and consumer application".

# Ringraziamenti

*Il primo ringraziamento va a Giacomo Langfelder per avermi aiutato e insegnato nel corso di tutto questo lavoro di tesi, incoraggiandomi sempre. Ringrazio il Prof. Longoni per il costante occhio critico che mi ha insegnato a non dare mai nessun risultato per scontato, Stefano e Alessandro per gli aiuti e i suggerimenti continui e il loro sostegno, e tutti i ragazzi del laboratorio per essere sempre stati disponibili e amichevoli.*

*Un ringraziamento speciale va ai miei genitori, che mi hanno pazientemente sostenuto senza mai farmi pressioni per tutti questi anni di università.*

*Ringrazio infine Ivan, per tutto quello che mi ha insegnato e per avermi sopportato in tutti questi anni, sempre difendendomi e sostenendomi.*