

Design, Fabbricazione e Caratterizzazione di Giroscopi MEMS

Dottorando: Francesco Santoni
Tutor: Prof. Lorenzo Colace

Prefazione

Realizzare un sensore di movimento tramite MEMS significa miniaturizzazione ed integrazione con la tecnologia del silicio. In questo modo i costi di produzione si abbassano ed è possibile l'impiego in numerosi beni di consumo. Basti pensare a tutti i dispositivi digitali odierni che riconoscono la propria orientazione e ruotano lo schermo in base ad essa: il sensore al loro interno è nella maggior parte dei casi un accelerometro MEMS. Molti dei moderni smartphone di punta integrano anche sensori più complessi come giroscopio e barometro. Ma il campo di applicazione dei giroscopi MEMS non si ferma all'elettronica di consumo: infatti anche in alcuni ambiti dove è necessaria elevata sensibilità questi dispositivi sono comunque preferiti per la loro compattezza e il loro basso consumo energetico. Uno di questi ambiti è la navigazione spaziale, in quanto a bordo di un satellite è fondamentale limitare peso, volume e consumo energetico. Raggiungere su MEMS delle specifiche tali da consentire la navigazione tuttavia non è un'impresa facile, infatti nei satelliti vengono ancora impiegati i più precisi giroscopi a fibra ottica, che però sono molto pesanti, ingombranti e richiedono molta energia. Il problema fondamentale è che esistono pochi giroscopi MEMS sufficientemente sensibili da rivelare la rotazione terrestre, e quei pochi che esistono non sono certificati per lo spazio. La finalità di questo lavoro, svolto in collaborazione con una nota azienda del settore spazio, è proprio quella di realizzare un giroscopio MEMS con risoluzione sufficientemente elevata e con possibilità di spazializzazione.

Questo lavoro copre a 360° tutta la fase di realizzazione di un giroscopio MEMS, a partire dal design e simulazione della struttura vibrante fino alla sua caratterizzazione. Questo significa che il disegno e l'analisi dei risultati non sono gli unici punti fondamentali della tesi, ma sarà posto interesse anche sulla fabbricazione dei dispositivi e sui risultati ottenuti da essa. Stesso discorso vale anche per l'elettronica di misurazione: nel corso di questo lavoro sono state infatti testate interfacce di diverso tipo al fine di effettuare misurazioni di rotazione nel modo migliore possibile.

Nell'introduzione verrà rapidamente mostrata la storia dei giroscopi, dei dispositivi MEMS e dei giroscopi MEMS, verranno spiegate le caratteristiche fondamentali e presentato lo stato dell'arte di queste tecnologie. Subito verranno spiegati i principi di funzionamento validi per tutti i giroscopi, assieme ai sistemi utilizzati per l'eccitazione e la rivelazione del segnale. In seguito saranno discussi i diversi design utilizzati, e su ciascuno si analizzeranno le migliorie ottenute da un RUN all'altro correggendo design e processo di fabbricazione. Un capitolo importante riguarderà la fabbricazione dei dispositivi: questo spiegherà i diversi processi che sono stati messi a punto, i test che sono stati effettuati, i miglioramenti che ci sono stati nel corso del lavoro e come è stato possibile ottenere una buona resa. In seguito sarà descritto in dettaglio il sistema di caratterizzazione adottato: in particolare verrà descritto quale tipo di elettronica è stata scelta e perché, in che modo vengono effettuate le misurazioni di caratterizzazione e rotazione e quali setup sperimentali sono stati realizzati, come impianti da vuoto e sistemi per applicare la rotazione ai dispositivi. Infine saranno descritti tutti i vari risultati ottenuti, evidenziando quali miglioramenti ci sono stati grazie ai perfezionamenti avvenuti in tutte le fasi della creazione del dispositivo, dal design, alla fabbricazione, all'elettronica di interfaccia.

È importante tenere presente che sebbene in questo lavoro si sia scelto di adottare un approccio lineare che segue tutto il percorso di realizzazione, in realtà lo sviluppo delle varie sezioni è andato avanti in parallelo, e vi è una stretta correlazione tra esse (ad esempio facendo alcune scelte in fase di design è possibile evitare problemi in fase di fabbricazione). Per questo saranno presenti diverse ripetizioni dei concetti fondamentali, per facilitare il lettore e permettergli di avere un quadro completo anche leggendo una sola sezione. Un breve glossario è disponibile per controllare rapidamente il significato dei termini tecnici e delle espressioni più frequentemente utilizzate.

Sommario

Introduzione.....	1
I giroscopi.....	1
I dispositivi MEMS	3
Stato dell'arte.....	4
Funzionamento	7
Principio base	7
Caratteristiche di risonanza	8
Eccitazione/rivelazione del segnale.....	9
Errore di quadratura.....	13
Parametri e figure di merito.....	14
Simulazione e Design	16
Struttura geometrica dei giroscopi Tuning Fork.....	16
Frequenze di risonanza e fattori di qualità.....	17
Evoluzione generale del design	18
Evoluzione degli elettrodi di eccitazione/rivelazione.....	19
Apertura per contattare l'handle layer	21
Struttura geometrica e simulazione degli accelerometri.....	21
Struttura geometrica e simulazione dei giroscopi con frame.....	22
Strutture di sospensione di tipo double-folded	23
Struttura geometrica e simulazione di giroscopio con sospensioni disaccoppiate	25
Fabbricazione	26
Substrato	27
Litografia	28
Maschera.....	30
Tecniche di etching.....	32
Etching dei dispositivi	34
Notching	36
Overetch	38
Rilascio delle strutture vibranti.....	40
Etching sotto maschera.....	44
Contatto termico	44
Attacco dell'ossido sepolto.....	46
Dicing	46
Processi post-fabbricazione	48

Elettronica di misurazione	50
Panoramica del sistema di misurazione.....	50
Misurazioni I-V	54
Conversione corrente-tensione	55
Ulteriori stadi di amplificazione e filtraggio	57
Modalità di eccitazione.....	59
Demodulazione del segnale.....	61
Caratterizzazione e risultati	63
Nomenclatura	64
Risonanza di Fano	65
Effetto della tensione di eccitazione.....	66
Caratterizzazione elettromeccanica con eccitazione simultanea di drive e sense.....	69
Caratterizzazione elettromeccanica con eccitazione alternata di drive e sense	70
Fattore di qualità.....	70
Caratteristiche elettromeccaniche dei giroscopi tuning fork	71
Derive nel tempo	74
Caratteristiche accelerometri	75
Caratteristiche giroscopi con frame.....	76
Misurazioni di rotazione con eccitazione mediante generatore di segnali	78
Misurazioni di rotazione con eccitazione mediante feedback positivo	80
Conclusioni.....	84
Glossario.....	85
Bibliografia.....	87

Introduzione

I giroscopi

Il termine “giroscopio” deriva dai termini greci “gyros” e “skopeein” che significano rispettivamente rotazione e vedere. Non sorprendentemente il giroscopio è un dispositivo in grado di misurare la velocità di rotazione su un certo asse.

Vi sono diversi tipi di giroscopio. I giroscopi meccanici funzionano sfruttando l'effetto di Coriolis. L'effetto di Coriolis è stato scoperto dall'omonimo fisico francese, ed è il fenomeno che permette di osservare la rotazione terrestre attraverso il celebre esperimento del pendolo di Foucault. L'effetto di Coriolis infatti descrive una forza apparente che agisce sugli oggetti in moto in un sistema di riferimento che sia in rotazione rispetto ad un sistema inerziale. La legge che descrive tale forza è la seguente:

$$F = -2 \cdot m \cdot \vec{\Omega} \times \vec{v}$$

dove m è la massa del corpo in movimento, v è la sua velocità nel sistema di riferimento ruotante e Ω è la velocità di rotazione del sistema non inerziale rispetto a uno inerziale. Un osservatore sullo stesso sistema di riferimento ruotante dell'oggetto osserverà che questo tende a spostarsi in una certa direzione, data dal prodotto vettoriale tra la sua velocità e l'asse di rotazione come indicato nella formula. In realtà non è l'oggetto a cambiare traiettoria ma è il sistema in cui si trova l'osservatore che sta ruotando, per questo la forza di Coriolis è una forza apparente.



Figura 1: Pendolo di Foucault

Nell'esperimento del pendolo di Foucault, un pendolo formato da una massa considerevole e una corda molto lunga viene fatto oscillare, facendo in modo che lasci dei segni per osservare il suo piano di oscillazione. Questo piano tende a ruotare con il tempo proprio per l'effetto di Coriolis causato dalla rotazione terrestre. La velocità a cui ruota il piano è infatti proporzionale alla latitudine alla quale viene effettuato l'esperimento (al polo nord si sposterebbe più velocemente mentre virtualmente all'equatore non si dovrebbe spostare in quanto nel primo caso l'asse di rotazione terrestre e la velocità del pendolo sono perpendicolari e nel secondo paralleli).

I primi giroscopi meccanici che utilizzarono questo effetto avevano dimensioni ben maggiori del micrometro e venivano utilizzati come sistema di navigazione nelle navi, soprattutto quelle di acciaio, materiale che poteva disturbare le bussole magnetiche. Questi giroscopi hanno un disco che può essere messo in rotazione e il cui asse è a sua volta libero di ruotare sui tre assi. Il disco centrale tende a mantenere il suo momento angolare anche se il sistema attorno a lui ruota (ad esempio se la nave si sposta a una latitudine differente), quindi gli osservatori vedranno l'asse di rotazione del disco spostarsi.



Figura 2: Disegno di un vecchio tipo di giroscopio meccanico

I giroscopi MEMS che verranno descritti in questo lavoro ricadono anch'essi in questa categoria di giroscopi meccanici. Un altro tipo di giroscopio molto preciso sebbene molto ingombrante è quello a fibra ottica (Fiber Optic Gyroscope, FOG [1]) che sfrutta l'effetto Sagnac. L'effetto Sagnac è quello per cui all'uscita di un cammino ottico chiuso in un loop, due modi identici e contro propaganti avranno una differenza di fase e quindi una figura di interferenza diversa a seconda della velocità angolare che è applicata al sistema. Per avere dunque la massima sensibilità, un fascio laser viene fatta propagare su una fibra ottica molto lunga avvolta diverse volte su se stessa. Applicando una rotazione a questo sistema le frange di interferenza visibili in uscita si sposteranno, a causa della variazione dello sfasamento relativo dei due modi, e misurando questo sfasamento è possibile misurare la velocità angolare. Giroscopi di questo tipo vengono usati per la navigazione in sistemi aerospaziali che richiedono notevole precisione (in quanto è necessario integrare la misurazione effettuata per ottenere la posizione dalla velocità angolare), come aerei e satelliti.

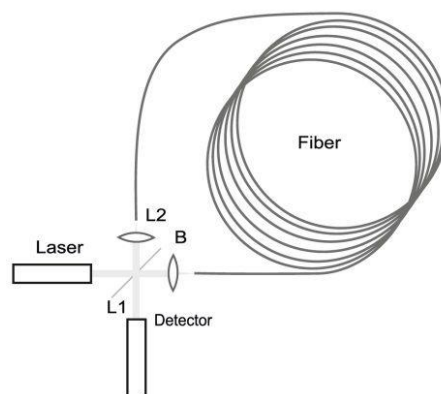


Figura 3: Schema di base del Fiber Optic Gyroscope

Giroscopi ottici e meccanici rappresentano la quasi totalità dei giroscopi in commercio: esistono altri tipi di giroscopi come quelli che sfruttano effetti quantistici e superconduttività (operando quindi a bassa temperatura) ma vengono utilizzati solo per applicazioni molto specifiche [2].

I dispositivi MEMS

I dispositivi MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) come dice l'acronimo sono dei dispositivi che integrano ai classici circuiti elettronici su silicio delle parti meccaniche che possono muoversi. Questi dispositivi hanno due enormi vantaggi: quello di integrare la tecnologia del silicio con dei sensori o attuatori impossibili da realizzare in modo elettronico e quello di miniaturizzare sensori meccanici prima ingombranti e molto voluminosi (come per l'appunto i giroscopi). I dispositivi MEMS vengono utilizzati per realizzare sensori di ogni tipo, tra cui sensori di flusso, di pressione, di accelerazione e di rotazione. Oltre ai sensori i dispositivi MEMS possono essere utilizzati per realizzare attuatori per diversi scopi: interruttori RF, interruttori ottici, punte per analisi mediante Atomic Force Microscope (AFM), dispensatori di inchiostro (le moderne stampanti a getto d'inchiostro adottano questa tecnologia).

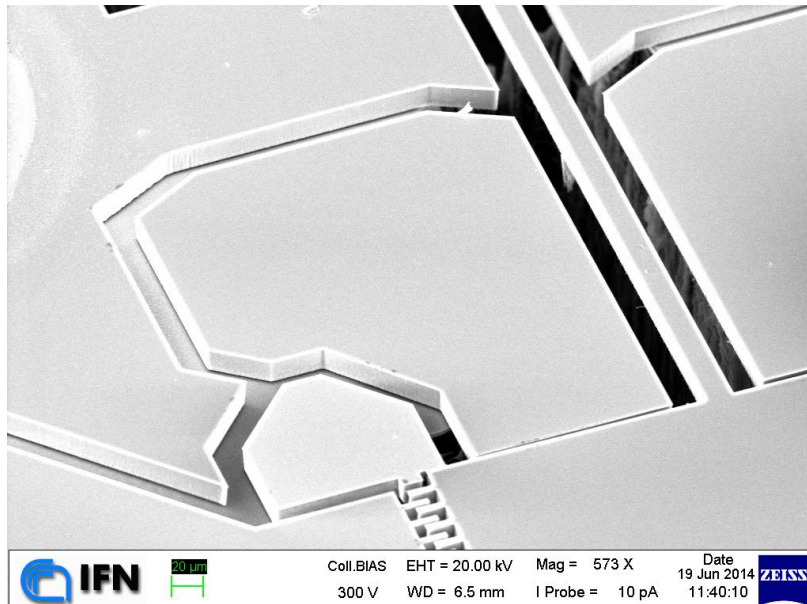


Figura 4: Immagine SEM di un dettaglio del giroscopio MEMS su SOI. In questa immagine è possibile osservare diverse strutture tridimensionali, tra cui alcune ancorate al substrato ed altre sospese.

La maggior parte dei dispositivi elettronici moderni è realizzata in silicio, materiale per il quale la tecnologia è molto avanzata e dunque i costi sono particolarmente ridotti, e i MEMS non fanno eccezione. Ci sono due processi fondamentali attraverso i quali si possono realizzare dispositivi MEMS, ovvero tramite surface micromachining o bulk micromachining. Nel primo caso, il dispositivo viene realizzato su un substrato depositando degli strati sacrificali (solitamente di ossido di silicio) oltre al materiale di cui è costituita la struttura meccanica sospesa (solitamente polisilicio oltre ad eventuali contatti metallici o trasduttori piezoelettrici). Una volta realizzato il dispositivo, gli strati sacrificali vengono rimossi e la struttura è libera di muoversi. Nel caso di bulk micromachining il processo è esclusivamente sottrattivo, il wafer viene completamente attaccato per realizzare le strutture vibranti. Una volta che il dispositivo è stato realizzato, è possibile connetterlo tramite wafer bonding sul substrato dove poi sarà utilizzato. Alternativamente, è possibile realizzare i dispositivi su SOI (Silicon On Insulator), partendo quindi da un wafer composto da un

substrato (handle layer), un sottile strato di ossido di silicio (buried oxide) e un ulteriore strato di silicio (device layer): in questo caso il dispositivo viene prima realizzato sul device layer e poi viene rilasciato scavando l'handle layer e rimuovendo l'ossido. In questo modo è possibile realizzare i dispositivi senza effettuare deposizioni di materiale e senza ricorrere al wafer bonding. I dispositivi realizzati nel corso di questo lavoro sono realizzati in questo modo.

L'attuazione e rivelazione del movimento delle parti meccaniche possono essere ottenute mediante diversi sistemi di trasduzione. La maggior parte dei dispositivi MEMS utilizza forze elettrostatiche o film di materiale piezoelettrico. Nei giroscopi realizzati in questo lavoro viene utilizzata la forza elettrostatica sia per eccitare che per misurare il movimento del dispositivo, questo grazie al device layer in silicio molto drogato che può essere quindi considerato metallico al fine di calcolare la forza elettrostatica.

Stato dell'arte

I giroscopi MEMS si basano tutti sul mettere in oscillazione una massa ed osservare in qualche modo come le sue oscillazioni cambiano con l'applicazione di una certa velocità angolare. Per massimizzare il segnale di risposta, è necessario massimizzare la velocità della massa. Per questo motivo, il sistema viene fatto vibrare alla sua frequenza di risonanza, perché le forze elettrostatiche o piezoelettriche applicate su materiali rigidi come il silicio non sono sufficienti a produrre uno spostamento significativo in assenza di risonanza meccanica. I giroscopi MEMS sono disegnati in modo da avere due distinti modi di vibrazione meccanici. Il modo in cui il dispositivo viene forzato a vibrare viene detto "drive", mentre il modo che viene usato per la misurazione della rotazione (perpendicolare al modo di drive per via dell'effetto Coriolis) è detto "sense". Solitamente il giroscopio viene disegnato affinché la frequenza di risonanza di drive coincida con quella di sense per aumentare la sensibilità. Questo perché in questo modo la forza di Coriolis, forzante per la vibrazione di sense e proporzionale alla velocità di rotazione e alla vibrazione di drive, verrà anch'essa amplificata dalla risonanza. Questa condizione viene detta "matching", e un giroscopio disegnato in questo modo si dice che operi in condizione di matching. Il primo giroscopio MEMS a funzionare in questo modo è stato realizzato nel 1991 nei laboratori Draper [3].

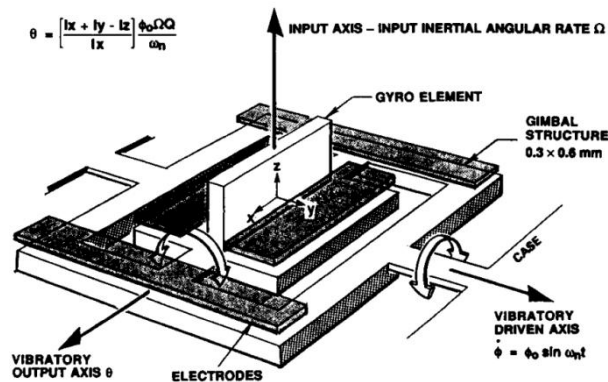


Figura 5: Immagine raffigurante il design del primo giroscopio MEMS realizzato [3]. Il principio di funzionamento utilizzato è lo stesso di quelli moderni

Per massimizzare la sensibilità è necessario inoltre realizzare una struttura che abbia il fattore di qualità più grande possibile, per aumentare l'amplificazione della forzante applicata in fase di risonanza. Valori tipici di Q per questi dispositivi sono dalle decine fino alle centinaia di migliaia, a una frequenza di risonanza intorno a una decina di kHz. Come già spiegato, un modo di massimizzare la sensibilità è quello di realizzare un

giroscopio che operi in condizione di matching: tuttavia questo rende il dispositivo poco robusto rispetto a piccole variazioni nel processo di fabbricazione e suscettibile a drift considerevoli in temperatura, perché un fattore di qualità molto alto porta a un picco molto stretto in frequenza e dunque sarà difficile se non impossibile regolare le frequenze di risonanza di drive e di sense affinché siano esattamente uguali. Per questo motivo spesso vengono realizzati giroscopi con sistemi a più gradi di libertà, in modo tale da avere due frequenze di sense separate e dunque creare una zona dove la risposta è più piatta e il sistema è più robusto [4]. In alcuni lavori più recenti sono stati realizzati giroscopi capaci di lavorare in entrambe le modalità a seconda del caso, robusta o sensibile [5].

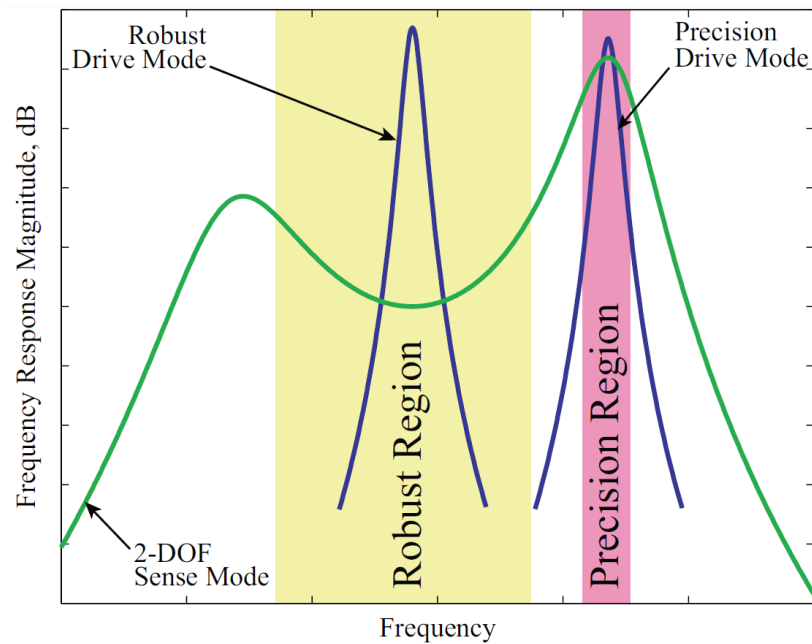


Figura 6: Frequenze di risonanza di drive e di sense per un giroscopio con massa con più gradi di libertà [5]

Sia nel caso si voglia lavorare con frequenze di risonanza di drive e di sense uguali (giroscopio con modi degeneri) sia che si voglia optare per una configurazione più robusta con frequenze di risonanza distinte (giroscopio con modi non degeneri), è importante tenere conto del fatto che la larghezza del picco, a causa dei fattori Q elevatissimi, è pari o inferiore all'Herz. Non è possibile fabbricare dei dispositivi con frequenze di risonanza dell'ordine delle decine di kHz precise fino a questo livello, occorre pertanto adottare dei sistemi di compensazione post-fabbricazione. Queste compensazioni si basano tutte sul cambiare la rigidità meccanica effettiva del sistema e possono essere ottenute con mezzi di tipo meccanico (andando a scavare per correggere la struttura con un laser) o elettrico (applicando una forza elettrostatica in un certo modo). L'operazione di matching delle frequenze di risonanza con tecniche di compensazione a posteriori della fabbricazione viene detto frequency tuning.

Esistono molteplici disegni per i giroscopi MEMS, ognuno dei quali è stato pensato per risolvere un particolare problema. Una delle architetture più comuni è quella a doppia massa che viene eccitata in modo simile a un diapason (tuning fork) [6], ed è infatti quella che è stata maggiormente analizzata in questo lavoro. In questa particolare architettura vengono utilizzate due masse, che vengono eccitate in modo antisimmetrico. Grazie all'eccitazione antisimmetrica del modo di drive, anche il modo di sense vibrerà in modo antisimmetrico, quindi effettuando una misurazione differenziale è possibile rigettare i segnali di modo comune, come eventuali shock e vibrazioni esterne che non sono distinguibili dal segnale di rotazione in una configurazione con una sola massa. Attualmente gli sforzi in questo particolare ramo di ricerca sono orientati verso la realizzazione di sistemi con alto rendimento e alti fattori di qualità. Alcuni hanno proposto dei

giroscopi “tridimensionali” che tramite accorgimenti particolari sfruttano tutto il volume del wafer SOI e non solo il device layer, e dunque hanno delle caratteristiche migliori in termini di rumore browniano e efficienza di eccitazione e rivelazione del segnale [7][8]. Sono stati proposti inoltre i primi giroscopi con architettura che rende possibile la misurazione automatica dell’angolo senza passare per la misurazione della velocità angolare per poi integrarla [9].

Così come gli avanzamenti nella tecnologia dell’etching del silicio, in particolare nella tecnica del DRIE (Deep Reactive Ion Etching) hanno portato alla nascita dei primi dispositivi MEMS, altri avanzamenti tecnologici hanno portato verso l’utilizzo di altre strutture e materiali. In particolare è stato possibile ottenere tramite la tecnica del micro vetro soffiato degli HRG (Hemispherical Resonator Gyroscope) in silica con un fattore di qualità dell’ordine del milione [10]. Questa particolare struttura è basata appunto su una semisfera di vetro con un ancoraggio centrale ed è sempre stata realizzata in modo macroscopico in quanto non era possibile ottenere microscopicamente le caratteristiche di simmetria e qualità superficiale richieste. Il principio di funzionamento non è dissimile da quello dei giroscopi mostrati finora: la semisfera viene eccitata con un certo modo di vibrazione e osservando la sua precessione è possibile misurare la velocità di rotazione. Questi strutture sono tuttavia ancora in fase di caratterizzazione meccanica, e per la realizzazione dei giroscopi MEMS vengono ancora utilizzate nella maggior parte dei casi delle strutture con una massa che vibra in modo lineare oppure torsionale. Tra questi giroscopi l’architettura più utilizzata è quella del tuning fork, perché consente di rigettare i segnali di modo comune come le vibrazioni che altrimenti non possono essere distinte in alcun modo dal segnale di rotazione.

Funzionamento

Principio base

Per iniziare si è deciso di adottare un disegno tipico di un giroscopio tuning fork con due masse [6], che dunque sarà preso come esempio. Il suo principio di funzionamento tuttavia non è differente da quello di altri giroscopi.

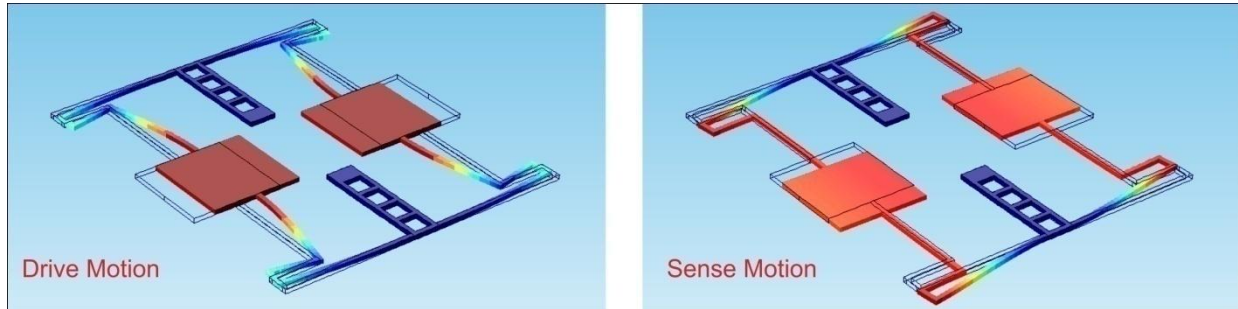


Figura 7: Movimento di drive e movimento di sense per il giroscopio tuning fork

L'equazione che descrive il moto del sistema è la classica equazione dell'oscillatore, in cui la forzante è data dalla forza elettrostatica applicata nel caso del drive (di tipo sinusoidale e alla sua frequenza di risonanza) e dalla forza di Coriolis nel caso del modo di sense. Questa forza è data dalla seguente formula:

$$F = -2 \cdot m \cdot \vec{\Omega} \times \vec{v}$$

È immediato osservare come la forza di Coriolis sia perpendicolare tanto alla velocità della massa (e quindi alla direzione di drive) quanto all'asse di rotazione. Dunque il giroscopio in Figura 7 è in grado di misurare una rotazione con asse perpendicolare al suo piano, in quanto i modi di drive e di sense sono entrambi paralleli al piano del dispositivo. La vibrazione indotta nella direzione di sense a causa della forza di Coriolis sarà alla stessa frequenza dell'eccitazione (in quanto è proporzionale alla velocità in questo asse). Per questo è fondamentale che le frequenze di drive e di sense siano uguali per massimizzare il segnale di rotazione: la risonanza del drive è necessaria a mettere in movimento il dispositivo con oscillazioni di una certa ampiezza, mentre la risonanza del sense è necessaria per amplificare la quantità di segnale che si accoppia dal drive al sense tramite la forza di Coriolis.

Come già accennato, in questo particolare giroscopio le due masse vengono fatte oscillare in modo antisimmetrico nella direzione di drive perché in questo modo anche il movimento delle masse nella direzione di sense sarà antisimmetrico. Questa asimmetria è utile per effettuare la differenza dei segnali misurati e rigettare eventuali segnali di modo comune come vibrazioni meccaniche o accoppiamenti elettrici.

I modi di drive e di sense sono progettati in modo tale che il sense risuoni a frequenza più elevata. Questo perché tramite una tensione continua è possibile ridurre la frequenza di risonanza di sense, tramite un effetto detto "spring softening". In questo modo, variando la tensione di polarizzazione, è possibile spostare la frequenza di sense affinché sia esattamente uguale a quella di drive, e raggiungere così le condizioni di matching che aumentano di molto la sensibilità. L'operazione di accordatura delle frequenze viene detta frequency tuning e sarà analizzata in dettaglio nel prossimo paragrafo.

Caratteristiche di risonanza

Un giroscopio può essere visto come un sistema di due oscillatori unidimensionali, uno lungo la direzione di drive e uno lungo quella di sense. Nel caso del giroscopio a due masse questo non cambia, se si suppone che il sistema sia simmetrico (e in effetti ottenere detta simmetria è molto importante per il corretto funzionamento del dispositivo). L'equazione del moto per l'oscillatore di drive sarà del tipo:

$$m_D \ddot{x} + c_D \dot{x} + k_D x = F_D \sin \omega t$$

Dove m_D , c_D , k_D e $F_D \sin \omega t$ sono rispettivamente massa, coefficiente di smorzamento, rigidità e forzante di drive. La sua soluzione, scritta in termini di fattore di qualità e frequenza di risonanza sarà del tipo:

$$x = \frac{F_D}{k_D \sqrt{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_D}\right)^2\right]^2 + \left[\frac{1}{Q_D} \frac{\omega}{\omega_D}\right]^2}} \sin \omega t$$

Dove appunto ω_D e Q_D sono frequenza di risonanza e fattore di qualità dell'oscillatore di drive:

$$\omega_D = \sqrt{\frac{k_D}{m_D}}$$

$$Q_D = \frac{m_D \omega_D}{c_D}$$

L'ampiezza massima delle oscillazioni alla risonanza sarà pertanto uguale a:

$$x_{MAX} = Q_D \frac{F_D}{m_D \omega_D^2}$$

Mentre la forzante di drive sarà pari alla forza elettrostatica applicata, la forzante del modo di sense sarà data dalla forza di Coriolis, ossia:

$$F_C = -2 \cdot m_C \cdot \Omega_z \cdot \frac{\partial}{\partial t} (x_{MAX} \sin \omega t) = -2m_C \Omega_z \cdot x_{MAX} \omega \cos \omega t$$

Anche il sense, come il drive, avrà delle tipiche caratteristiche di risonanza (in genere sono diverse in quanto anche se la massa è la stessa la rigidità e il coefficiente di smorzamento sono diversi). Dunque per massimizzare l'ampiezza dello spostamento della massa vibrante lungo l'asse di sense e quindi il segnale bisogna fare in modo di eccitare il dispositivo alla frequenza di risonanza di drive, e fare in modo che questa sia uguale a quella di sense. In questo caso l'ampiezza delle oscillazioni sarà pari a:

$$y_{MAX} = \Omega_z \frac{2Q_S m_C}{m_S \omega_S} \frac{Q_D F_D}{m_D \omega_D^2}$$

Si può notare come nella formula compaiono 3 masse differenti: in particolare m_D , m_C e m_S rappresentano rispettivamente la massa che si va ad eccitare, la massa su cui la forza di Coriolis ha effetto e la massa di cui si misura lo spostamento. Nel giroscopio in esame queste masse coincidono, ma non sempre è così: in determinati giroscopi che sfruttano delle strutture a "frame", è possibile disegnare le masse in modo indipendente tra di loro. In particolare massimizzando la massa di Coriolis e minimizzando la massa di sense è possibile migliorare l'ampiezza delle oscillazioni di sense e quindi il segnale di uscita. Queste strutture verranno prese in esame in un momento successivo.

I fattori di qualità sono molto importanti in quanto essi sono proporzionali al segnale misurato. Per ottenere valori migliori è necessario ridurre il più possibile il coefficiente di smorzamento. Il primo contributo in strutture MEMS di questo tipo è quello dell'attrito viscoso della struttura mobile con l'aria: per questo è necessario eseguire il packaging di questi dispositivi in vuoto. Una volta che il dispositivo è inserito in un vuoto tale che l'attrito viscoso non è più il fattore dominante, cominciano ad apparire dissipazioni di energia legate ad altri fenomeni: i principali sono l'effetto termoelastico e le perdite sull'ancoraggio [11]. Il primo è fortemente legato al materiale di cui è fatto il dispositivo, e rappresenta le perdite di energia dovute al riscaldamento locale delle strutture di sostegno quando vengono compresse e allungate per consentire alla massa di vibrare. Questo meccanismo può essere studiato con efficacia tramite software di simulazione agli elementi finiti. Il secondo rappresenta delle perdite dovute alla generazione di onde acustiche superficiali nella zona di ancoraggio della struttura vibrante con il substrato. Questo meccanismo è stato studiato per strutture semplici come le travi a sbalzo (cantilever) ma è difficile da studiare per strutture più complesse, per le quali ci si affida più spesso a risultati sperimentali.

Eccitazione/rivelazione del segnale

Tutti i giroscopi realizzati sono eccitati tramite forze elettrostatiche, e la vibrazione delle strutture è misurata nello stesso modo. Tuttavia le capacità attraverso le quali viene applicata questa forza sono diverse nel caso del drive e del sense, e i motivi di questa differenza saranno presto chiari.

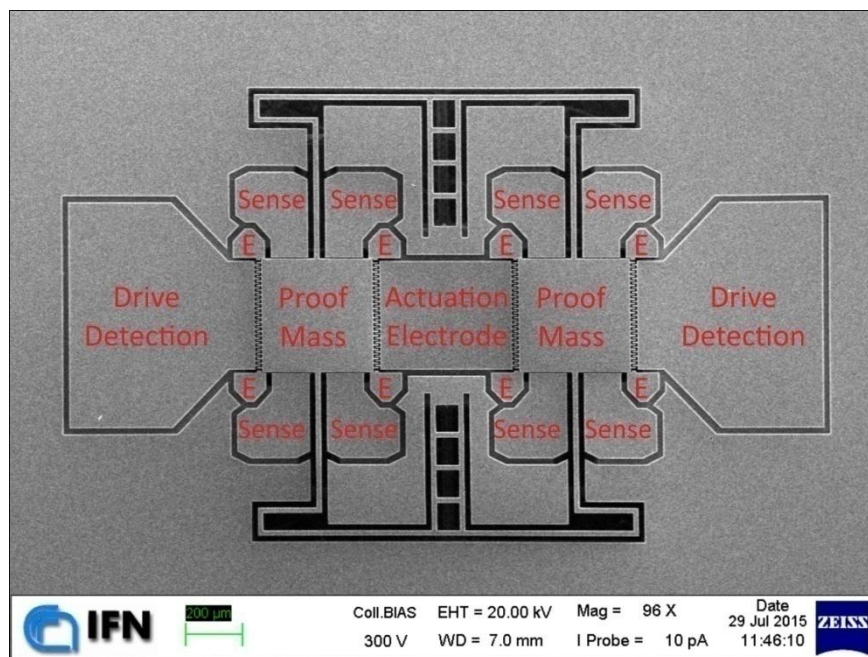


Figura 8: Schema del giroscopio tuning fork

In Figura 8 è possibile osservare l'immagine SEM di un dispositivo finito e funzionante. Attorno alle masse vibranti sono visibili i vari elettrodi utilizzati per l'eccitazione e la caratterizzazione. In particolare l'elettrodo centrale viene utilizzato per l'eccitazione, quelli laterali orizzontali per la misurazione dell'ampiezza delle oscillazioni di drive e quelli in verticale per l'eccitazione e rivelazione del segnale di sense (in varie configurazioni a seconda del tipo di uso).

Gli elettrodi per l'eccitazione e la rivelazione del segnale di drive hanno una caratteristica struttura a pettine. Questa capacità viene detta ad area variabile, ossia è la sua area che cambia durante il movimento e quindi la forza elettrostatica non dipenderà dalla posizione [12].

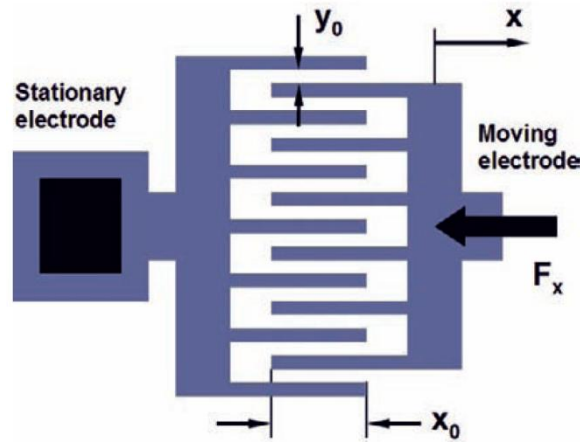


Figura 9: Schema degli elettrodi per l'attuazione/rivelazione del segnale di drive

La forza elettrostatica che questo sistema applica agli elementi mobili in funzione della tensione ha direzione lungo l'asse x e modulo pari a:

$$F_D = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V^2 = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial x} \left(2N\epsilon_0 \frac{(x_0 - x)z_0}{y_0} \right) V^2 = -\frac{\epsilon_0 z_0}{y_0} NV^2$$

dove V è la tensione applicata, z_0 è lo spessore del giroscopio e N è il numero di denti della struttura a pettine (le altre grandezze sono illustrate in Figura 9). Essendo la forza applicata dipendente dal quadrato della tensione, è necessario sovrapporre alla frequenza alternata una tensione continua per non avere una frequenza doppia (la componente continua in realtà è indispensabile in fase di rivelazione quindi va aggiunta comunque). Questa tensione in continua è applicata direttamente alla struttura vibrante. Ciò che risulta sarà:

$$(V_{DC} + V_{AC} \sin \omega t)^2 = V_{DC}^2 + V_{AC}^2 \sin^2 \omega t + 2V_{DC} V_{AC} \sin \omega t$$

Il livello di tensione in continua e quello a frequenza doppia sono trascurabili in questo caso in quanto il sistema ha un fattore di qualità molto elevato e viene eccitato sempre alla risonanza, e dunque i segnali a una frequenza diversa vengono rigettati. Le tensioni normalmente impiegate sono nell'ordine delle decine di V in continua e delle decine di mV in alternata.

Sostituendo la tensione nella formula precedente, la forzante del sistema oscillante di drive diventerà:

$$F_D = -2N \frac{\epsilon_0 z_0}{y_0} V_{DC} V_{AC} \sin \omega t$$

Per quanto riguarda gli elettrodi di sense la situazione è differente. Difatti questi sono a piatti piani e paralleli: questo significa che sarà la gap a variare, dunque la forza elettrostatica non sarà indipendente dalla posizione e la caratteristica non sarà lineare.

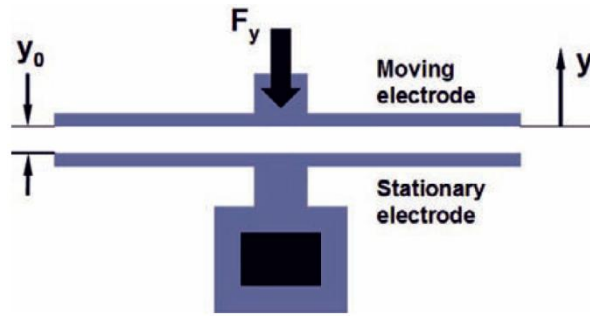


Figura 10: Schema degli elettrodi per l'attuazione/rivelazione del segnale di sense

In particolare in questo caso la forza elettrostatica applicata sarà lungo l'asse y e avrà modulo pari a:

$$F_S = \frac{1}{2} \frac{\partial C}{\partial x} V^2 = \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial y} \left(\epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{(y_0 + y)} \right) 2V_{DC} V_{AC} \sin \omega t = -\epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{(y_0 + y)^2} V_{DC} V_{AC} \sin \omega t$$

Questa forza tende a diminuire rapidamente quando la massa si allontana dall'elettrodo e ad aumentare rapidamente quando vi si avvicina: in questo caso vi è quindi il serio rischio di snap-in, ossia che la massa vada a toccare l'elettrodo a causa dell'attrazione elettrostatica che tende ad aumentare al diminuire di questa distanza. Per evitare questo fenomeno sono state realizzate sul dispositivo delle strutture di fine corsa, non ancorate ad un potenziale, che si possono osservare in Figura 8 ai quattro angoli delle masse vibranti (contrassegnati con una "E"). Queste strutture bloccano la massa vibrante prima che vada a impattare con gli elettrodi di sense, scongiurando così danni meccanici e cortocircuito elettrico.

Mentre le non linearità della forza di eccitazione sono di poco peso in quanto vengono filtrate dal dispositivo stesso come descritto in precedenza, il fatto che la forza sia dipendente dalla posizione è cruciale in quanto si va a modificare l'anelasticità effettiva, aggiungendo un termine di questo tipo all'equazione del moto:

$$k_{el} = -\frac{\partial F_y}{\partial y} = -\epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{(y_0 + y)^3} V_{DC}^2$$

Come è possibile osservare questo contributo è sempre negativo, quindi tende ad abbassare la rigidità e con essa la frequenza di risonanza. Per questo effetto non vale l'azione di filtraggio del giroscopio, quindi il contributo di tensione in alternata è trascurabile rispetto a quello in continua in quanto è di tre ordini di grandezza inferiore.

Questo è proprio l'effetto di "spring softening" precedentemente menzionato, necessario per ottenere l'accordatura tra la frequenza di risonanza di drive e la frequenza di risonanza di sense variando la tensione di polarizzazione in continua. La frequenza di risonanza di sense viene progettata per essere più alta di quella di drive proprio perché con questo effetto è possibile solamente diminuire la rigidità e quindi la frequenza di risonanza. Bisogna notare che nel caso del drive non si ha questo effetto, poiché la forza elettrostatica non ha dipendenza dalla posizione: è proprio la diversità di questi elettrodi che consente l'accordatura, perché in questo modo è possibile cambiare la frequenza di risonanza di sense indipendentemente da quella di drive.

Anche la rivelazione del movimento è ottenuta con sensori di tipo capacitivo. In particolare polarizzando una capacità con una certa tensione fissa, a una variazione di capacità corrisponde una variazione di carica, secondo la formula

$$\Delta Q = \Delta C \cdot V_{DC}$$

Ma ovviamente a una variazione di carica corrisponde una corrente (proporzionale alla frequenza della variazione): sarà proprio la corrente in uscita da questo elettrodo il segnale di uscita misurabile. Se fisso dunque la tensione di polarizzazione a un livello costante avrò una variazione di capacità e quindi una corrente dipendente dallo spostamento della struttura vibrante.

Nel caso degli elettrodi di rivelazione di drive (ad area variabile) la variazione di capacità con il movimento della massa sarà lineare e seguirà l'andamento già ricavato:

$$\Delta C_D = 2N \cdot \epsilon_0 \frac{z_0(x_0 + x)}{y_0} - 2N \cdot \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0} = 2N \cdot \epsilon_0 \frac{z_0}{y_0} x$$

Nel caso degli elettrodi di rivelazione di sense (a gap variabile) la situazione sarà un po' più complessa. In particolare la variazione di capacità con lo spostamento sarà pari a:

$$\Delta C_S = \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0 - y} - \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0} \approx \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0 - 0} + \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0^2} (y - 0) - \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0} y \approx \epsilon_0 \frac{z_0 x_0}{y_0^2} y$$

Dove è stato applicato uno sviluppo di Taylor al primo ordine per il primo termine supponendo spostamenti della massa molto piccoli e in particolare $y \ll y_0$. Dunque per piccoli spostamenti è possibile considerare la variazione di capacità lineare con essi.

Gli elettrodi ad area parallela tendono ad essere più utili per rivelare movimenti più ampi della massa, in quanto esibiscono una caratteristica più lineare. Gli elettrodi a gap variabile invece hanno un fattore di trasduzione maggiore a parità di area, sebbene per spostamenti più ampi restituiscano una caratteristica non lineare. Si spiega quindi la scelta di usare gli elettrodi a pettine (area variabile) per il drive, visto che le oscillazioni possono essere forzate ad avere una certa ampiezza aumentando la tensione di eccitazione. Allo stesso modo, gli elettrodi a piatti piani e paralleli (gap variabile) sono perfetti per il sense, in quanto il movimento della massa dovuto alla forza di Coriolis sarà modesto e quindi è necessario avere un alto fattore di trasduzione.

Per concludere il quadro è possibile esprimere la corrente di segnale in funzione dell'eccitazione e del segnale di rotazione esplicitando tutte le forze in gioco nel seguente modo, supponendo entrambi i sistemi di drive e sense eccitati alla stessa frequenza (qui denominata ω_{DS}) ed entrambi in risonanza:

$$\Delta Q_S = \Delta C_S \cdot V_{DC} \approx -\epsilon_0 \frac{z_0 x_{0s}}{y_{0s}^2} \cdot \Omega_z \frac{2Q_S m_C}{m_S \omega_{DS}} \cdot \frac{Q_D}{m_D \omega_{DS}^2} \cdot 2N \frac{\epsilon_0 z_0}{y_{0d}} \cdot V_{DC} V_{AC} \sin \omega_{DS} t \cdot V_{DC}$$

Ove compaiono, separate da un punto: le caratteristiche dell'elettrodo di rivelazione di sense, le caratteristiche del sistema risonante di sense (forza di Coriolis inclusa), le caratteristiche del sistema risonante di drive, le caratteristiche dell'elettrodo di eccitazione di drive, la tensione di eccitazione di drive, la tensione di polarizzazione in continua. I pedici sono stati modificati per riferirsi a una particolare caratteristica del drive, del sense o di entrambi. Fare riferimento alla Tabella 1 per un riepilogo dei significati dei simboli.

Si può avere una stima dell'ordine di grandezza del segnale in uscita sostituendo dei numeri tipici nella formula mostrata. Ad esempio, in un tipico giroscopio tuning fork realizzato in questo lavoro, vi sono due elettrodi di sense di larghezza pari a 135 μm , spessore 20 μm e gap 2 μm , che portano a una capacità di 24fF. Sebbene il drive possa essere fatto oscillare con ampiezze dell'ordine del μm , nel caso del sense è spesso necessario essere in grado di rivelare spostamenti dell'ordine del nanometro e inferiori per raggiungere la sensibilità desiderata. Supponendo pertanto l'ampiezza delle oscillazioni di sense intorno a 1 nm con una frequenza intorno alla decina di kHz, la corrente in uscita sarà dell'ordine di pochi pA. Bisogna dunque progettare con cura l'elettronica che dovrà amplificare questo bassissimo segnale.

ε_0	Costante dielettrica del vuoto
y_{0d}	Gap tra le strutture interdigitate di drive
x_{0s}	Larghezza dell'elettrodo di sense
y_{0s}	Gap iniziale dell'elettrodo di sense
z_0	Spessore del dispositivo
m_D	Massa che viene forzata a vibrare (drive)
m_S	Massa che può vibrare ortogonalmente alla direzione di eccitazione (sense)
m_C	Massa su cui si applica la forza di Coriolis (spesso coincide con la massa di drive)
N	Numero di gap presenti nella struttura interdigitata di drive
Ω_z	Velocità di rotazione sull'asse ortogonale al piano del dispositivo
ω_D	Frequenza di risonanza di drive
ω_S	Frequenza di risonanza di sense
V_{AC}	Tensione alternata di eccitazione (viene applicata sull'elettrodo centrale)
V_{DC}	Tensione continua di polarizzazione (viene applicata sulla struttura vibrante, è la stessa per drive e sense)
ΔC_S	Variazione di capacità sull'asse di sense

Tabella 1: Riepilogo dei simboli utilizzati

Errore di quadratura

Un altro dei problemi comuni di ogni giroscopio MEMS è rappresentato dall'errore di quadratura. Questo errore viene generato dalla vibrazione di drive che a causa di asimmetrie dovute al processo di fabbricazione si accoppia in parte all'asse di sense. Questo accoppiamento per quanto piccolo possa essere è solitamente maggiore del segnale di rotazione, e dunque è necessario applicare una compensazione esterna.

Il motivo del nome sta nel fatto che il segnale di rotazione è sfasato di 90° rispetto al segnale di eccitazione: questo perché la forza di Coriolis è proporzionale alla velocità della massa vibrante, e non alla sua posizione. Il segnale dovuto all'accoppiamento tra i modi di sense e di drive invece sarà sempre in fase con l'eccitazione, e quindi in quadratura con il segnale di rotazione: da qui il nome. L'errore di quadratura quindi genera un segnale di uscita in assenza di rotazione (ZRO, Zero Rate Output) che sebbene in linea teorica non disturba il segnale di Coriolis in quanto è in quadratura con esso, potrebbe alterare la dinamica del sistema di misurazione, in quanto come già detto la misurazione del sense ha un regime lineare limitato.

L'errore di quadratura può essere visto come una forza che tende a far vibrare il modo di sense quando il modo di drive viene eccitato. Essendo l'eccitazione nota, anche l'errore di quadratura dovrebbe essere costante e predicibile a meno di una calibrazione sull'ampiezza, e per questo è possibile compensarlo elettrostaticamente [6]. A tal fine sono stati previsti degli elettrodi dedicati a questo scopo, affiancati agli elettrodi di rivelazione di drive: nonostante siano anch'essi a pettine, la gap tra i denti dei pettini è scelta asimmetrica (come è possibile osservare in Figura 11), in modo tale che la capacità dominante sia quella a piatti piani e paralleli e dunque la forza elettrostatica sia verticale e non orizzontale. In questo modo può essere esercitata una forza torcente sulle masse in modo da riportare le oscillazioni nel solo asse di drive.

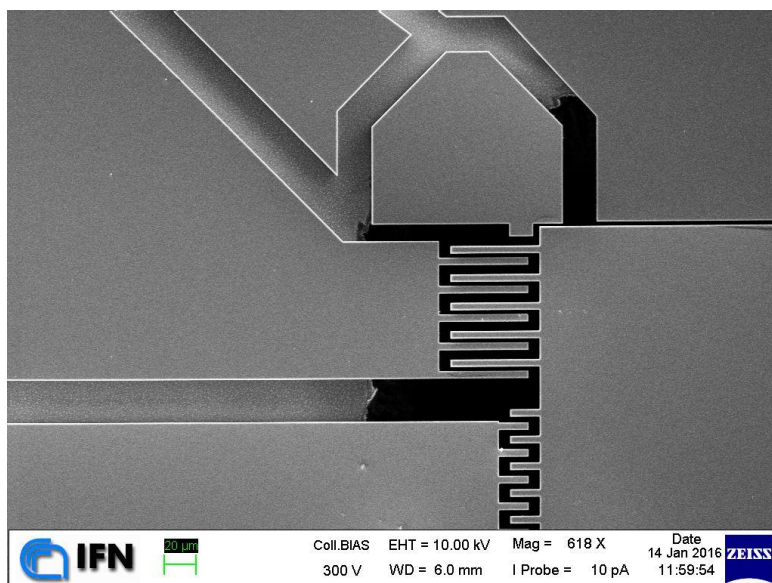


Figura 11: Immagine SEM degli elettrodi di eccitazione e di correzione dell'errore di quadratura

Il problema principale risiede nel fatto che la massa deve avere la possibilità di muoversi tanto nell'asse di drive quanto in quello di sense, e dunque una lieve asimmetria può causare grandi sbilanciamenti. Per risolvere questo problema tuttavia è possibile utilizzare delle strutture a frame: ossia si realizzano invece di una massa unica due masse distinte, una dentro l'altra. Il caso più comune è quello di creare una massa di sense all'interno di un frame di drive: in questo modo, è possibile realizzare le sospensioni che consentono la vibrazione sul drive in modo tale da essere molto rigide sull'asse di sense, e allo stesso modo le sospensioni della massa di sense all'interno della massa di drive possono essere disegnate per essere molto rigide sull'asse di drive. In questo modo l'accoppiamento tra i due modi è minimo e dunque l'errore di quadratura sarà molto ridotto. Utilizzando dei particolari accorgimenti è anche possibile ridurre l'errore di quadratura senza dover ricorrere a una struttura a frame [13], che comporta maggiori problemi in fase di fabbricazione. Nel corso di questo lavoro sono state testate molteplici strutture per limitare l'errore di quadratura, che verranno analizzate in dettaglio nel prossimo capitolo.

Parametri e figure di merito

I parametri di qualità di un giroscopio MEMS sono simili a quelli di molti altri sensori. Il principale è sicuramente la sensibilità, espressa solitamente in $V/^\circ/s$, che rappresenta la risposta vera e propria del sistema alla rotazione. Confrontando questo valore con il livello del rumore è possibile determinare la risoluzione, ossia la variazione minima della rotazione che produce un cambiamento osservabile nel segnale di uscita. La velocità di rotazione della terra è di $0.004^\circ/s$, quindi la risoluzione necessaria all'utilizzo nella navigazione spaziale è di questo ordine di grandezza. Altri parametri importanti sono la banda, ossia la massima velocità di variazione del segnale in ingresso che il sistema è in grado di seguire, e i drift con il tempo e in temperatura. Queste specifiche hanno differente importanza in base all'applicazione che avrà il dispositivo finale: il sensore del sistema ABS di una macchina avrà bisogno di una banda molto grande in quanto dovrà rispondere molto velocemente ma non avrà grandi limitazioni per quanto riguarda drift e sensibilità, mentre un giroscopio utilizzato per la navigazione al contrario avrà bisogno di alta precisione e stabilità ma banda non necessariamente elevata. Altri parametri di uso comune sono la linearità del dispositivo, ossia quanto la risposta varia effettivamente in modo lineare con la rotazione, e la simmetria, in quanto rotazioni uguali in

senso opposto devono dare segnali opposti della stessa entità. Vi sono anche alcuni parametri specifici per questo tipo di dispositivo, che hanno un significato particolare quando la grandezza che si vuole misurare è la posizione angolare e non la velocità angolare istantanea. Uno di questi è l'angle random walk, misurato in $^{\circ}/\sqrt{s}$, e sebbene esso venga calcolato in modo simile al NEP di un fotorivelatore (Noise Equivalent Power: rapporto tra densità di rumore e sensibilità del dispositivo), nel caso del giroscopio assume un significato diverso: esso rappresenta l'errore atteso quando si effettua una misurazione di posizione integrando le diverse misurazioni di velocità angolare. Questo errore aumenta con il tempo, visto che l'errore su ogni misurazione di velocità angolare sarà correlato dal precedente e quindi potrebbe sommarsi con esso. Un altro importante parametro è la varianza di Allan: attraverso questa particolare figura di merito è possibile selezionare il tempo di integrazione ottimale che minimizza gli errori dovuti al rumore e al drift. Questa misurazione viene solitamente effettuata con un segnale di ingresso nullo o comunque stabile, e dà un'indicazione di come bisognerebbe scegliere il tempo di integrazione del sistema. Si prendono tutti i punti acquisiti in un certo intervallo di tempo, e si divide questo intervallo in tempi più o meno lunghi. Questi tempi rappresentano l'asse delle ordinate. Sull'asse delle ascisse è presente la media della differenza quadratica tra la media dei punti in un intervallo e in quello precedente, come è possibile osservare nella seguente formula:

$$AVAR^2(\tau) = \frac{1}{2(n-1)} \sum_i [y(\tau)_{i+1} - y(\tau)_i]^2$$

Dove i rappresenta i diversi intervalli di tempo di lunghezza τ in cui è divisa l'intera misurazione, n è il numero totale degli intervalli i , $y(\tau)_i$ rappresenta il valore medio della misurazione all'interno dell' i -esimo intervallo di tempo.

La varianza di Allan tende ad assumere valori elevati sia quando l'intervallo di tempo è piccolo sia quando è grande. In particolare per piccoli intervalli di tempo il segnale ha delle variazioni istantanee a valor medio nullo a causa del rumore elettronico, variazioni che quindi diminuiscono con il numero di integrazioni. Per intervalli di tempo più lunghi potrebbero esserci variazioni a causa del drift dello strumento nel tempo o in temperatura, che spesso non sono a valor medio nullo in quanto legate alle caratteristiche di stabilità del sensore. È chiaro che nel caso in cui si voglia effettuare la misurazione della velocità di rotazione istantanea nel modo più preciso possibile bisogna scegliere come tempo di integrazione il valore minimo di questa curva.

A seconda del tipo di utilizzo i giroscopi si dividono in tre categorie, ciascuna con i propri requisiti: rate grade, tactical grade e inertial grade. I giroscopi che consentono la navigazione inerziale sono quelli che ricadono nell'omonima categoria, e sono anche quelli che richiedono le caratteristiche migliori. L'obiettivo ultimo di questo lavoro è realizzare un giroscopio in tecnologia MEMS con queste caratteristiche (allo stato dell'arte solo i giroscopi ottici raggiungono tali prestazioni). In Tabella 2 è possibile osservare i requisiti richiesti per ciascuna categoria.

Parametro	Rate Grade	Tactical Grade	Inertial Grade
Angle Random Walk (ARW) - $^{\circ}/\sqrt{h}$	>0.5	0.5-0.05	<0.001
Allan Variance (Bias Drift) - $^{\circ}/h$	10-1000	0.1-10	<0.01

Tabella 2: Requisiti per le tre categorie fondamentali di giroscopio

Simulazione e Design

Il primo passo di questo lavoro è stato effettuare delle simulazioni agli elementi finiti mediante software Comsol. In questo lavoro è stato creato un modello per tutti i giroscopi realizzati, e le simulazioni sono servite a determinare le caratteristiche del sistema risonante per i diversi disegni in esame. Oltre alle frequenze di risonanza e fattori di qualità nominali, sono state calcolate le frequenze di risonanza al variare della tensione di polarizzazione applicata, grazie a un sistema di multifisica. Le simulazioni sono state utili come punto di partenza per i disegni originali e per capire in che modo variare i vari parametri geometrici per ottenere le caratteristiche volute.

Struttura geometrica dei giroscopi Tuning Fork

La struttura maggiormente testata in questo lavoro è stata quella del giroscopio tuning fork [6]. Queste strutture sono state prese come riferimento, come disegno funzionante per mettere a punto il processo e fare paragoni con le altre strutture originali realizzate. Molti parametri geometrici sono stati variati nel disegno, per i motivi più differenti: per facilitare la fabbricazione e il processo di wire bonding, per aumentare le prestazioni del dispositivo o semplicemente per cambiare le frequenze di risonanza. Alcuni parametri sono stati mantenuti costanti in tutti i disegni: tra questi vi è la dimensione delle masse vibranti. Queste masse sono infatti dei quadrati con lato pari a $400\ \mu\text{m}$. Uno dei vantaggi del processo utilizzato (che prevede la realizzazione del dispositivo sul device layer e il suo rilascio mediante etching dell'handle layer) è la possibilità di realizzare delle masse "piene", ossia non è necessario realizzare perforazioni per attaccare lo strato sacrificale sotto di esse tramite wet etching. Le masse vibranti hanno massa pari a $m = 400\ \mu\text{m} \cdot 400\ \mu\text{m} \cdot 20\ \mu\text{m} \cdot 2330\ \text{kg}/\text{m}^3 = 7.5\ \mu\text{g}$ nel caso dei wafer SOI con $20\ \mu\text{m}$ di device layer e $22.4\ \mu\text{g}$ nel caso di SOI con $60\ \mu\text{m}$ di device layer. Una massa maggiore fa aumentare il fattore di qualità e diminuire il rumore browniano del sistema meccanico, ma al prezzo di un aumento della rigidità nel caso di aumento dello spessore del dispositivo. Un altro parametro lasciato costante è stata la larghezza dei sostegni che sorreggono le masse vibranti, pari a $20\ \mu\text{m}$. Questi sostegni risultano essere a sezione quadrata quando si usa un device layer da $20\ \mu\text{m}$: in effetti uno dei vantaggi di usare un device layer più spesso è che in questo modo il sistema diviene molto rigido per movimenti fuori dal piano e dunque vengono soppressi eventuali modi di vibrazione che potrebbero andare a sottrarre energia a uno dei modi utili.

La grandezza fisica principale oggetto delle simulazioni è la frequenza di risonanza dei due modi. Per trovare la frequenza di risonanza meccanica dei dispositivi sono state effettuate delle simulazioni meccaniche, tenendo conto nel modello degli effetti di smorzamento termoelastico, molto importanti per la stima del fattore di qualità, come già accennato. Questo particolare tipo di fisica è presente di default nel modulo MEMS di Comsol. Il dispositivo è stato disegnato con parametri geometrici tali da garantire una frequenza di risonanza dell'ordine della decina di kHz. La frequenza di risonanza dipende dalla massa e dalla rigidità del sistema: avendo fissato la massa, è necessario agire sulla rigidità. Per alterare questo valore è sufficiente cambiare i parametri geometrici delle sospensioni delle masse. Nello schema in Figura 12 sono presentati suddetti parametri.

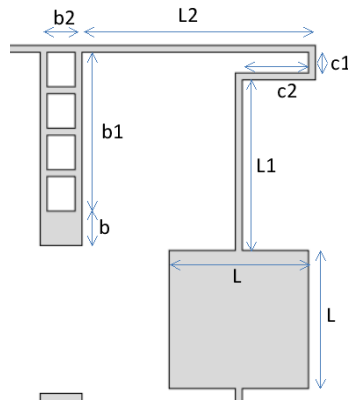


Figura 12: Parametri geometrici fondamentali del giroscopio tuning fork

I parametri su cui si è andato ad agire maggiormente sono stati $L1$ ed $L2$. In particolare è stato osservato come $L1$ influisce sulla frequenza di drive mentre $L2$ influisce sulla frequenza di sense. Come ci si potrebbe aspettare, al diminuire di $L1$ la frequenza di risonanza di drive tenderà ad aumentare (aumenta la rigidità) e allo stesso modo al diminuire di $L2$ è la frequenza di sense che tende ad aumentare. Modificando in questo modo le due frequenze di risonanza in modo indipendente, è possibile avvicinarle e cambiare così la tensione di polarizzazione necessaria per ottenere il matching. Bisogna ricordare che alte tensioni DC (frequenze più lontane in partenza) significano segnali maggiori, ma bisogna anche prevedere per quale applicazione sono concepiti i giroscopi e usare quindi una tensione verosimile (ad esempio i primi giroscopi caratterizzati raggiungevano il matching a tensioni attorno al centinaio di volt, decisamente troppi per un dispositivo da integrare nell'elettronica di bordo di un satellite).

Frequenze di risonanza e fattori di qualità

In Figura 13 è possibile osservare l'andamento simulato delle frequenze di risonanza e dei fattori di qualità di drive e sense al variare di $L1$ ed $L2$.

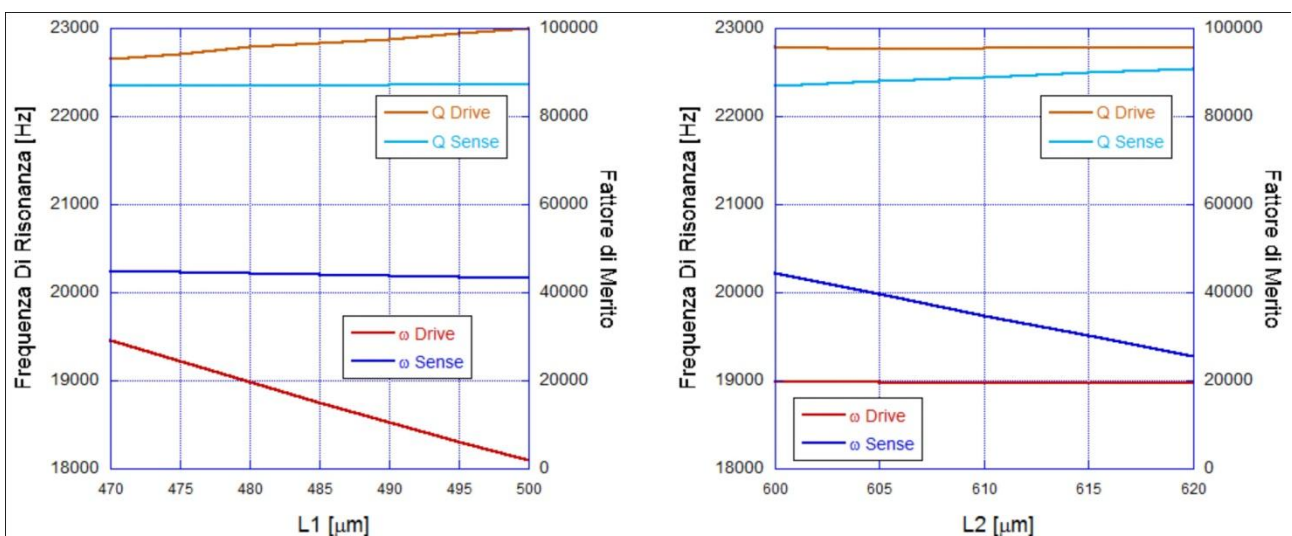


Figura 13: Frequenze di risonanza e fattori di merito del giroscopio tuning fork al variare dei parametri geometrici

Sono state inoltre effettuate delle simulazioni elettromeccaniche per osservare il modo in cui varia la frequenza di risonanza al variare della tensione in continua applicata, a causa dell'effetto di spring softening precedentemente descritto. Per questo tipo di simulazioni è stata utilizzata la fisica di default di Comsol per lo studio della meccanica in presenza di campi elettrici, presente anch'essa nel modulo MEMS. Questa fisica non include tuttavia lo smorzamento termoelastico, per cui sono stati realizzati due modelli differenti per ogni giroscopio. In particolare è stato utile osservare come l'entità di questo fenomeno dipende dalla capacità totale presente tra le masse vibranti (su cui viene applicata la tensione continua) e gli elettrodi posti a massa (elettrica). Questo vale anche se le capacità sono disposte in modo antisimmetrico l'una con l'altra, ad esempio se si collegano a massa le capacità nella parte superiore e inferiore del dispositivo (vedi Figura 8). In Figura 14 è mostrato come su un giroscopio tuning fork simulato ($L_1=490\ \mu\text{m}$, $L_2=600\ \mu\text{m}$) collegando alla massa elettrica solo gli elettrodi strettamente utilizzati per la misurazione (i sense posti nella parte superiore delle masse vibranti) il matching si ottiene a oltre 80V, mentre se si collegano tutti gli elettrodi questo avviene a 70V. Tutti gli elettrodi utilizzati per la rivelazione del segnale sono infatti collegati a una massa elettrica virtuale, come verrà spiegato in seguito. Quelli non utilizzati per la misurazione vanno collegati manualmente alla massa elettrica per aumentare l'effetto di spring softening.

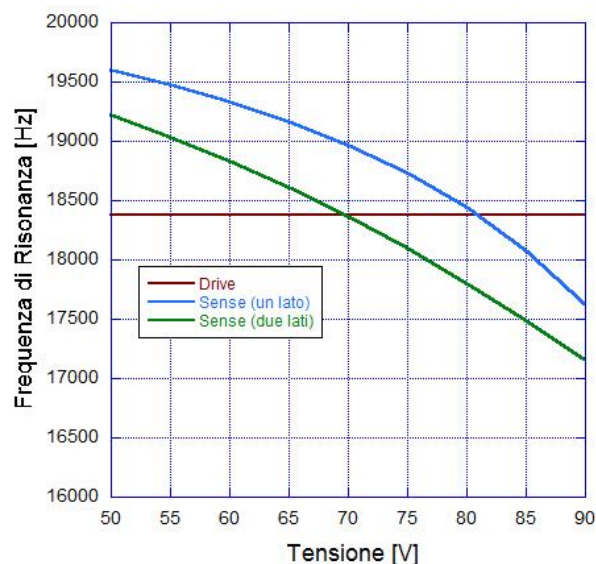


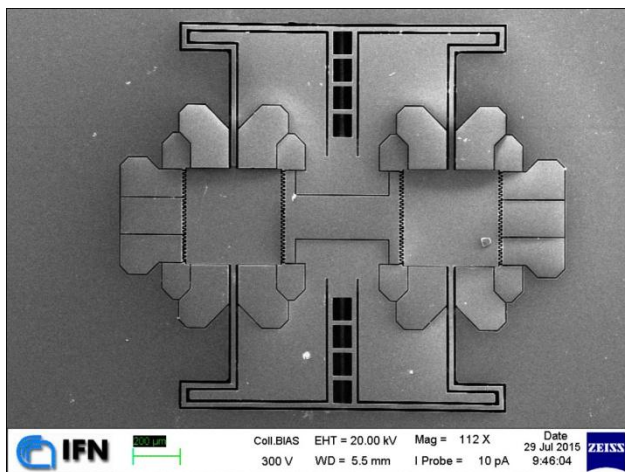
Figura 14: Frequenze di risonanza al variare della tensione di polarizzazione per un giroscopio tuning fork

I giroscopi realizzati hanno mostrato delle caratteristiche in accordo con le simulazioni, sia per quanto riguarda le frequenze di risonanza sia per quanto riguarda i fattori di qualità. Sebbene in valore assoluto le frequenze di risonanza non coincidono con quelle simulate, esse scalano come previsto, così come anche le tensioni a cui avviene il matching. In particolare, è possibile che due giroscopi con caratteristiche geometriche uguali abbiano frequenze di risonanza di drive e di sense differenti (probabilmente a causa di disuniformità durante la fabbricazione) ma la tensione a cui avviene il matching è la stessa, e questa tensione scala nel modo previsto al variare dei parametri geometrici. Questi risultati saranno analizzati in dettaglio in seguito.

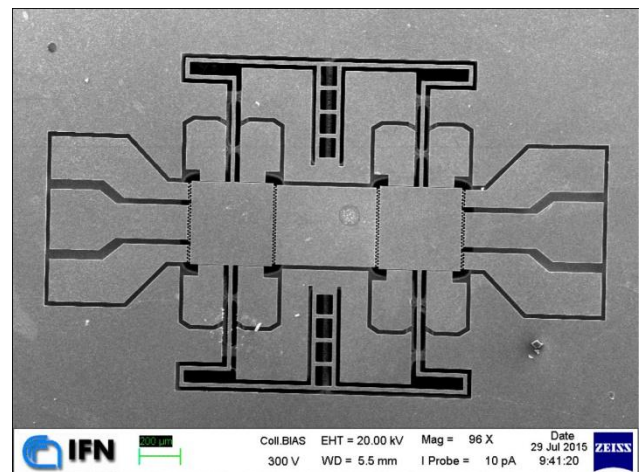
Evoluzione generale del design

Oltre ai parametri geometrici fondamentali sono stati variati una grande quantità di parametri accessori. Ad esempio, gli elettrodi di drive e sense sono stati ridimensionati più volte per facilitare il processo di wire

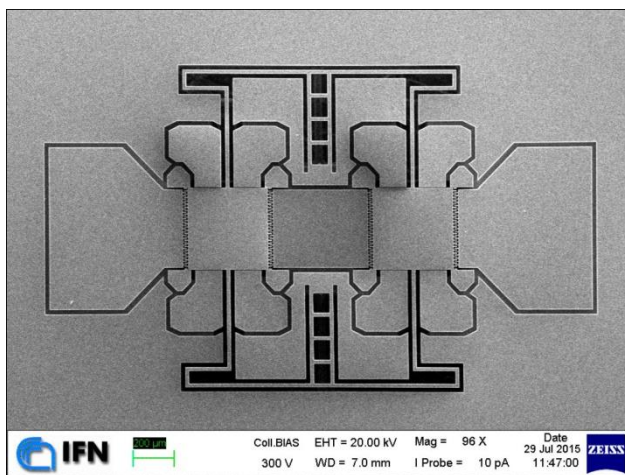
bonding, che in alcuni casi poteva essere molto critico. I fine corsa sono stati anch'essi ridisegnati più volte in modo tale da renderli sufficientemente resistenti senza togliere però spazio prezioso dove poter effettuare la saldatura sull'elettrodo di sense. Ad esempio in Figura 15 è possibile osservare come in GYRO4 i fine corsa sono stati disegnati troppo piccoli, e quindi non hanno resistito alle operazioni di attacco e sono stati distrutti. Sempre in Figura 15 è possibile osservare, per GYRO3 e GYRO4, gli elettrodi per la correzione dell'errore di quadratura, presenti sopra e sotto gli elettrodi per la misurazione del movimento della massa nell'asse di drive. Questi elettrodi sono stati rimossi in un secondo momento in quanto si sono rivelati inadatti per correggere questo errore.



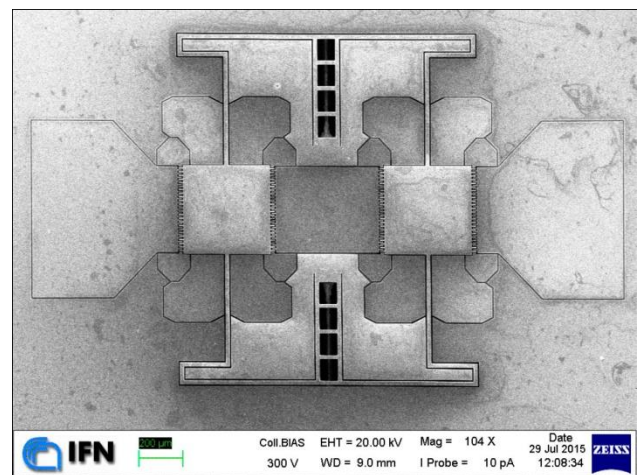
GYRO3



GYRO4



GYRO7



GYRO11

Figura 15: Evoluzione del layout del giroscopio tuning fork nel corso del lavoro

Evoluzione degli elettrodi di eccitazione/rivelazione

Sono state provate inoltre diverse strutture per gli elettrodi di drive e sense. Gli elettrodi di drive hanno funzionato in modo soddisfacente anche con tensioni di polarizzazione molto basse: i dispositivi in esame mostrano infatti una risposta meccanica con pochi millivolt di eccitazione. Inoltre aumentando l'eccitazione fino al centinaio di millivolt il dispositivo comincia a esibire comportamenti non lineari in fase di risonanza. Pertanto i denti del pettine di questi elettrodi sono stati allungati una sola volta per aumentare l'area affacciata e quindi la forza elettrostatica applicata, poi non si è investigato ulteriormente sulla loro forma in quanto le caratteristiche esibite sono risultate più che soddisfacenti. In seguito la gap è stata ridotta ma per

motivi fabbricativi più che di ottimizzazione: in particolare la gap dei comb è passata da 3 a 2 μm uguagliando quella utilizzata per il sense (che è sempre stata mantenuta costante e pari a 2 μm per tutti i dispositivi). Questo perché, come verrà spiegato adeguatamente nel prossimo capitolo, le gap più larghe vengono scavate più velocemente in fase di attacco e dunque le loro pareti tendono a rovinarsi mentre l'attacco prosegue per scavare le gap più strette. Questo effetto è risultato distruttivo in alcuni casi per la struttura a comb. In Figura 15 è possibile osservare come in GYRO11 le gap di isolamento, oltre quelle della capacità di drive, sono state ridotte notevolmente. Per quanto riguarda il sense, sono state adottate diverse strutture volte a massimizzare la superficie della capacità a piatti piani e paralleli, che è direttamente proporzionale al segnale in uscita. Sebbene all'apparenza queste strutture sembrano simili alle capacità di tipo ad area variabile precedentemente spiegate, l'asimmetria nel posizionamento dei denti le rende capacità a gap variabile, perché la capacità su un lato è trascurabile rispetto all'altra. Dopo diversi disegni che si sono rivelati troppo fragili meccanicamente, è stato trovato il design ottimale che garantisce robustezza e aumento del segnale. In Figura 16 è possibile osservare uno schema riassuntivo delle diverse capacità degli elettrodi di sense fabbricati. Gli elettrodi piatti base sono stati utilizzati per tutti i giroscopi e hanno una capacità pari a 24fF come già determinato.

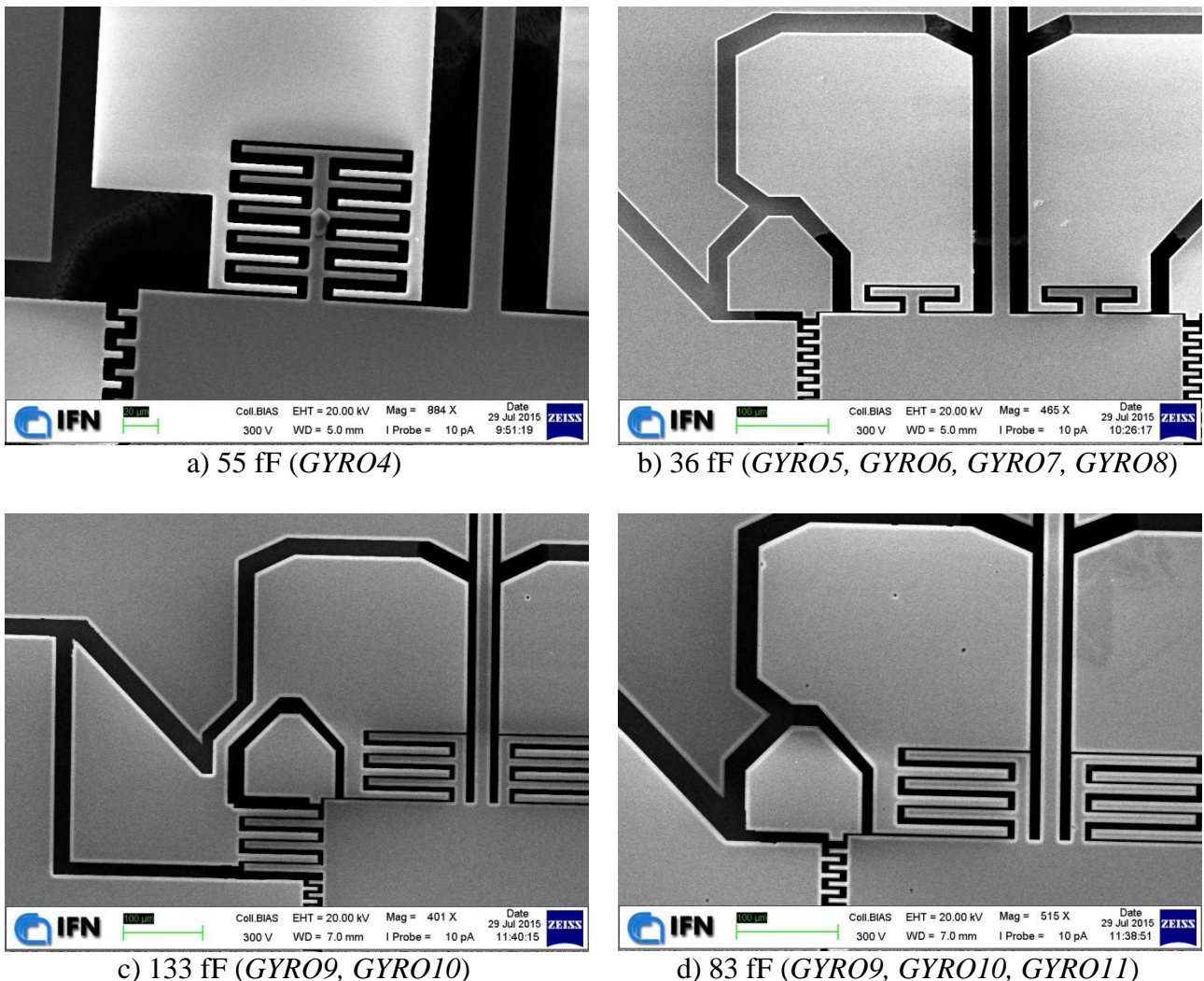


Figura 16: Caratteristiche delle varie strutture adottate per gli elettrodi di sense

Tutti i disegni della capacità di sense in Figura 16 eccetto (a) sono simmetrici rispetto alla massa vibrante, e questa è una condizione necessaria altrimenti le differenti capacità sbilanciano l'azione dell'effetto di spring

softening, facendo vibrare le masse fuori asse e dando luogo quindi ad errore di quadratura. I disegni (a), (b) e (c) si sono rivelati molto fragili in fase di fabbricazione, poi in particolare il disegno (b) garantisce un aumento fin troppo modesto della capacità mentre il disegno (c) tende a alterare il modo di vibrazione della struttura. Il disegno migliore in termini di robustezza e aumento di segnale è senza dubbio il (d).

Apertura per contattare l'handle layer

In ogni chip è presente un'apertura di grandi dimensioni, che serve per poter realizzare il contatto elettrico con il substrato. Questo contatto è fondamentale per ancorare alla massa elettrica il substrato: bisogna ricordare infatti che tra il device layer e l'handle layer vi è solo $1\mu\text{m}$ di ossido, e pertanto c'è il forte rischio che i relativamente elevati segnali di drive possano accoppiarsi verso l'uscita con i piccoli segnali misurati per il sense, andando quindi a inficiare la misurazione. Gli effetti di questo accoppiamento sono evidenti e saranno analizzati in seguito. L'apertura per il contatto sull'handle layer è stata in un primo momento allargata, poi è stata spostata sul bordo del dispositivo in quanto per device layer di $60\mu\text{m}$ la punta della saldatrice a ultrasuoni fa fatica a effettuare la saldatura, in quanto non entra in una così piccola apertura.

Struttura geometrica e simulazione degli accelerometri

Una volta messo a punto il processo di fabbricazione e osservato le prime oscillazioni meccaniche sui giroscopi tuning fork, come prima struttura originale sono stati realizzati degli accelerometri. Questi sono composti da una semplice massa, di dimensioni maggiori a quelle del giroscopio, con un ancoraggio di tipo a forcina doppio che è possibile osservare in Figura 17.

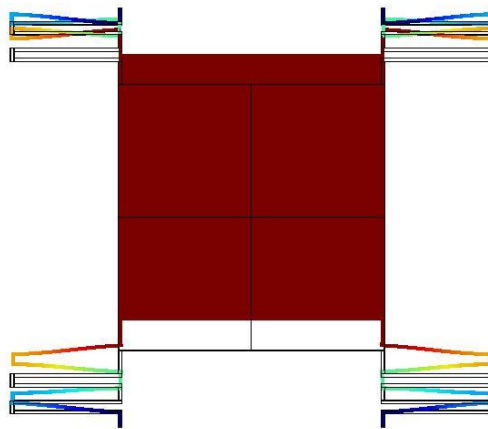


Figura 17: Immagine schematica del movimento di un accelerometro

L'accelerometro ha solo un terminale di eccitazione e uno di rivelazione, entrambi capacitivi (per garantire la maggiore sensibilità possibile) e i sostegni sono stati realizzati in modo da essere molto rigidi in direzioni diverse a quella di vibrazione. Essendo questi dispositivi realizzati solo per effettuare dei test, sono stati progettati per avere una banda più larga e quindi un fattore di merito minore. La frequenza di risonanza di questi risuonatori è stata progettata, sempre tramite software Comsol, per essere inferiore ai 10 kHz. Una volta raggiunto l'obiettivo e osservato il corretto funzionamento di queste strutture, si è passati alla fase successiva.

Struttura geometrica e simulazione dei giroscopi con frame

Dopo aver ottenuto i primi risultati positivi dagli accelerometri, sono stati disegnati dei giroscopi con strutture più complesse per risolvere particolari problematiche. In particolare è stato osservato come nei giroscopi tuning fork è sempre presente un errore di quadratura molto elevato. Sebbene questo errore possa essere filtrato, essendo per l'appunto in quadratura con il segnale di Coriolis, causa lo stesso delle forti riduzioni sulla dinamica del dispositivo (bisogna ricordare che la caratteristica di rivelazione dell'elettrodo di sense è non lineare, e dunque osservando un piccolo segnale modulato su uno più grande può portare a distorsioni della caratteristica di uscita). Per mitigare questo errore sono state realizzate delle strutture a frame: queste strutture hanno la particolarità di avere due masse separate di sense e di drive, in questo caso con la massa di sense all'interno della massa di drive. I vantaggi principali di una struttura di questo tipo sono due. In primo luogo è possibile disegnare la massa effettiva di drive molto grande rispetto a quella di sense: in questo modo, la forza di Coriolis sarà sempre proporzionale all'ampiezza delle oscillazioni di drive e alla sua massa, ma sarà applicata sulla più piccola e leggera massa di sense, e questo permette vibrazioni di maggiore ampiezza alla massa di sense e dunque maggiore segnale di uscita. In secondo luogo è possibile disegnare le strutture di sostegno della massa di drive in modo da essere molto rigide nell'asse di sense e viceversa, abbattendo così notevolmente l'errore di quadratura. A livello di fabbricazione una struttura di questo tipo complica le cose in quanto è necessario avere un elettrodo di sense ben ancorato al substrato all'interno della massa vibrante di drive. Il primo disegno aveva sospensioni molto semplici, in Figura 18 è possibile osservare i modi di drive e di sense di questo particolare giroscopio. I movimenti mostrati sono esagerati per facilitare la comprensione del funzionamento del dispositivo. Il foro centrale all'interno della massa di sense serve per porvi dentro l'elettrodo a piatti piani e paralleli per la misurazione dello spostamento.

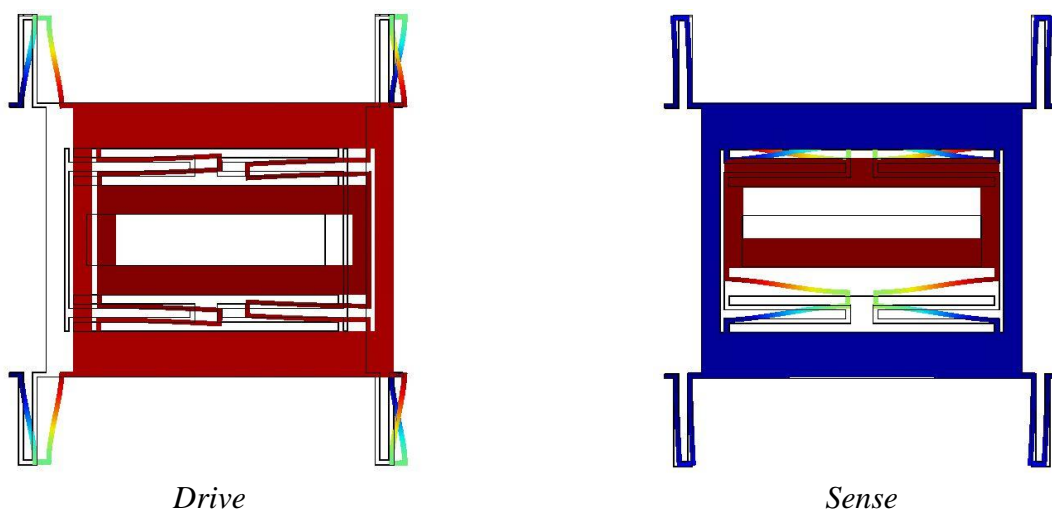


Figura 18: Modi di drive e di sense del giroscopio con struttura a frame

I giroscopi sono stati disegnati in modo tale da avere frequenze di risonanza simili a quelle dei giroscopi tuning fork. In questo caso la scelta dei parametri geometrici è stata più critica, in quanto l'effetto dello spring softening è decisamente più ridotto. I dispositivi realizzati hanno mostrato frequenze di risonanza compatibili con le simulazioni ma allo stesso tempo un fattore Q molto ridotto (1000) e differente da quanto simulato (80000). Questo può essere dovuto al fatto che lo smorzamento termoelastico non è il meccanismo di perdita dominante ma entrano in gioco altri fattori (come la perdita nell'ancoraggio) di cui la simulazione non tiene conto. Il basso fattore Q di questi giroscopi ha abbattuto la sensibilità al punto che non è stato possibile caratterizzarli con la velocità di rotazione.

Strutture di sospensione di tipo double-folded

I giroscopi con struttura a frame sono stati realizzati con sospensioni di diverso tipo. In diversi lavori è stato infatti osservato come le sospensioni di tipo double-folded esibiscano caratteristiche più lineari rispetto alla forza applicata sebbene siano più rigide [12] [14]. Le sospensioni di questo tipo hanno inoltre più rigidità nell'asse indesiderato e i dispositivi finiti tendono ad esibire meno variazioni dovute al processo fabbricativo rispetto a quanto simulato. In Figura 19 è possibile osservare delle immagini SEM dei giroscopi di questa tipologia.

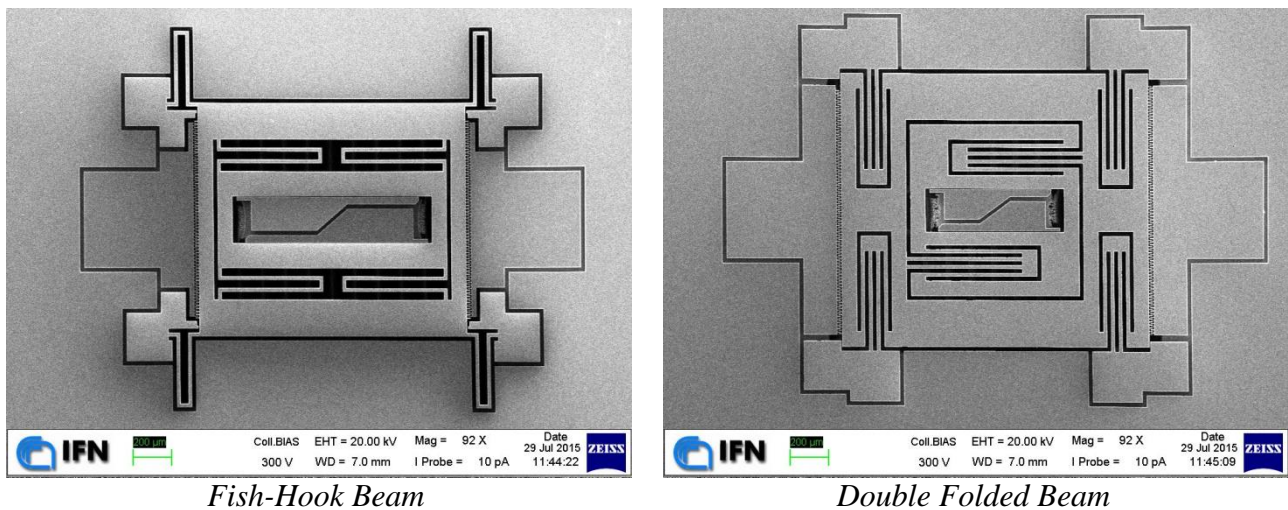


Figura 19: Immagini SEM di due diversi giroscopi con struttura a frame e differente tipo di sospensioni

In Figura 19 è visibile l'elettrodo centrale, diviso a metà per poter eccitare oltre che misurare il modo di sense in fase di caratterizzazione. Lo spazio vuoto ai lati sinistro e destro era occupato dai fine corsa, che non sono sopravvissuti alla fase di fabbricazione in quanto troppo stretti e posti in un punto dove l'handle layer è stato in gran parte scavato.

Essendo le sospensioni di tipo double-folded ancora più rigide, l'effetto di spring softening è minore, dunque sarà necessaria ancora più tensione per spostare la frequenza di risonanza di sense. In Figura 20 è possibile osservare questo effetto come descritto dai dati delle simulazioni, messo a paragone con i giroscopi di tipo tuning fork.

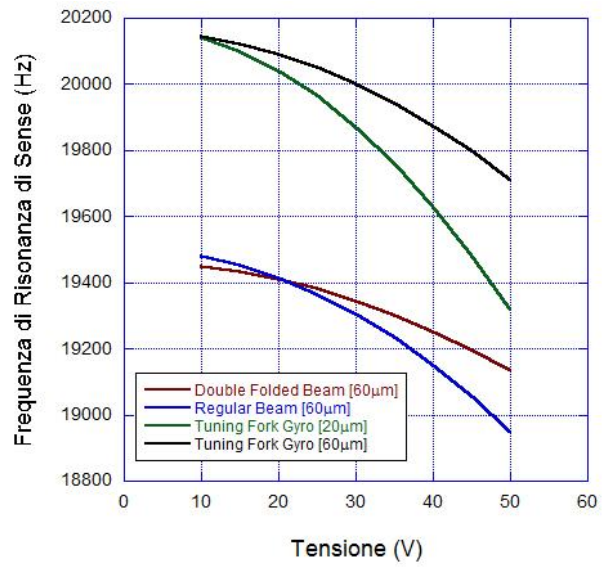
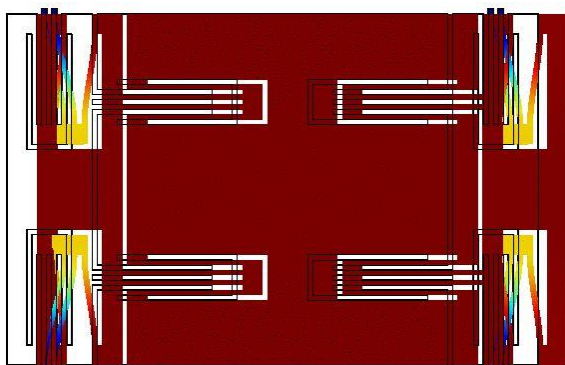
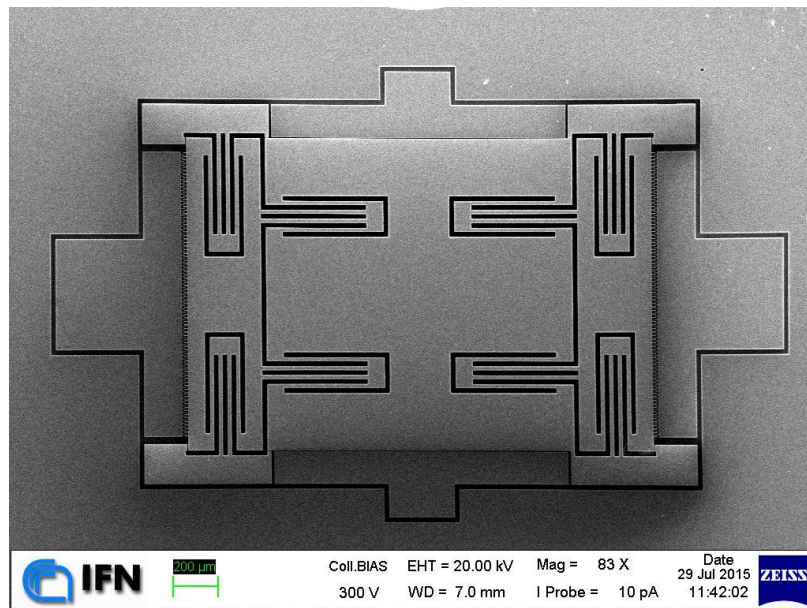


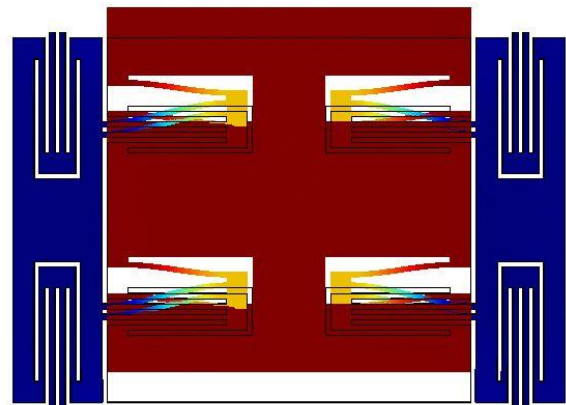
Figura 20: Effetto di spring softening su giroscopi di diverso tipo

Struttura geometrica e simulazione di giroscopio con sospensioni disaccoppiate

Infine è stato proposto un ultimo tipo di giroscopio, con una particolare struttura per disaccoppiare il movimento di drive rispetto a quello di sense. Il disegno di tale giroscopio è osservabile in Figura 21.



Drive



Sense

Figura 21: Immagine SEM e schema dei modi di un giroscopio con movimenti disaccoppiati su drive e sense

Come è possibile osservare in Figura 21, la struttura ha sospensioni di tipo double folded, e l'eccitazione sull'asse di drive la porterà a vibrare solamente in quell'asse grazie alle strutture di sostegno più esterne rigide sull'asse di sense. Allo stesso modo la forza di Coriolis potrà regolarmente far muovere la massa centrale nell'asse di sense, grazie alle sospensioni rigide sull'asse di drive all'interno della massa vibrante. Questa struttura ha il vantaggio di sopprimere l'errore di quadratura senza dover realizzare un contatto elettrico all'interno di una massa vibrante, con indubbi benefici sulla facilità di fabbricazione. Lo svantaggio è che la struttura è molto grande (e pesante) rispetto alla larghezza standard adottata per le sospensioni (20 μm) quindi tende ad essere molto fragile. Anche per questa particolare struttura si hanno poi problemi di Q molto basso, sempre a causa di perdite non legate all'attrito viscoso o all'effetto termoelastico, e dunque non è stato possibile effettuare misurazioni di rotazione.

Fabbricazione

La tecnologia che ha reso possibile la fabbricazione dei dispositivi MEMS è senz'altro quella del DRIE (Deep Reactive Ion Etch). Questa tecnica di attacco mediante plasma ha infatti consentito di realizzare scavi molto anisotropi con aspect ratio (altezza parete/allargamento scavo) molto elevati, fondamentali alla realizzazione di strutture tridimensionali. Il processo di fabbricazione resta tuttavia una parte critica per la realizzazione di questi dispositivi: la resa raramente supera il 50%. Le strutture disegnate sono molto sensibili a imperfezioni dovute al processo, e come già spiegato nella maggior parte dei casi più che concentrarsi su un processo perfetto è utile prevedere di compensare gli errori a posteriori, sfruttando le forze elettrostatiche per ottenere il matching o correggere asimmetrie nelle oscillazioni. In questo capitolo la fabbricazione dei giroscopi viene analizzata in dettaglio, a partire dalla litografia fino al dicing. In Tabella 3 è possibile vedere uno schema riassuntivo di tutto il processo di fabbricazione, i cui passaggi saranno spiegati in dettaglio nel corso di questo capitolo.

Passaggi	Descrizione	Varianti
Substrato di partenza	Il punto di partenza è un wafer SOI commerciale da 4", con device layer molto drogato e 1 µm di ossido di silicio	Diversi spessori del device layer: <ul style="list-style-type: none"> • 20 µm • 60 µm
Maschera front/back	Un film sottile viene depositato su entrambe le facce del wafer per mascherare le strutture durante l'attacco del silicio	Diversi tipi di maschera: <ul style="list-style-type: none"> • Ossido di silicio (richiede dry etch) • Cromo (richiede wet etch)
Trasferimento del pattern sul front	Il disegno dei dispositivi viene trasferito sulla maschera mediante litografia elettronica	Nel caso venga utilizzata una maschera di cromo, è necessario mascherare il back con del resist prima dell'etching della maschera
Trasferimento del pattern sul back	Il disegno delle aperture sotto i dispositivi viene trasferito prima su una maschera per litografia ottica mediante litografia elettronica, e poi sulla maschera del back effettuando l'allineamento con il front precedentemente sviluppato	Nel caso venga utilizzata una maschera di cromo, è necessario mascherare il front con del resist prima dell'etching della maschera
Etching del front	Le strutture sospese sul front vengono scavate mediante dry etching in plasma (DRIE) con un processo Bosch molto anisotropo	Diverse sequenze del processo di etching: <ul style="list-style-type: none"> • Front > Back > Ossido • Back > Ossido > Front
Etching del back	Le aperture sul back per il rilascio delle strutture sospese vengono scavate mediante dry etching in plasma (DRIE) con un processo Bosch con forte tapering negativo	Diverse geometrie: <ul style="list-style-type: none"> • Struttura con aperture eterogenee • Struttura con aperture omogenee
Etching ossido	L'ossido sepolto viene rimosso mediante wet etching con acido fluoridrico per completare il rilascio delle strutture sospese	Nessuna variazione – nel caso l'attacco del front venga effettuato dopo di questo passaggio, è necessario un ulteriore attacco per aprire i contatti sul front
Dicing del wafer	Il wafer viene tagliato per ottenere i singoli chip	Diverse modalità di taglio: <ul style="list-style-type: none"> • Con sega in diamante • Automatico durante etching back
Post fabbricazione	I chip vengono sottoposti a ulteriori processi per rifinire la qualità dello scavo, in particolare dell'handle layer (back)	Diversi tipi di attacco del silicio: <ul style="list-style-type: none"> • Wet con composti ternari • Ossidazione termica • Wet con KOH

Tabella 3: Schema dei passaggi necessari alla fabbricazione dei giroscopi

In Figura 22 è invece possibile osservare uno schema grafico del medesimo processo di fabbricazione.

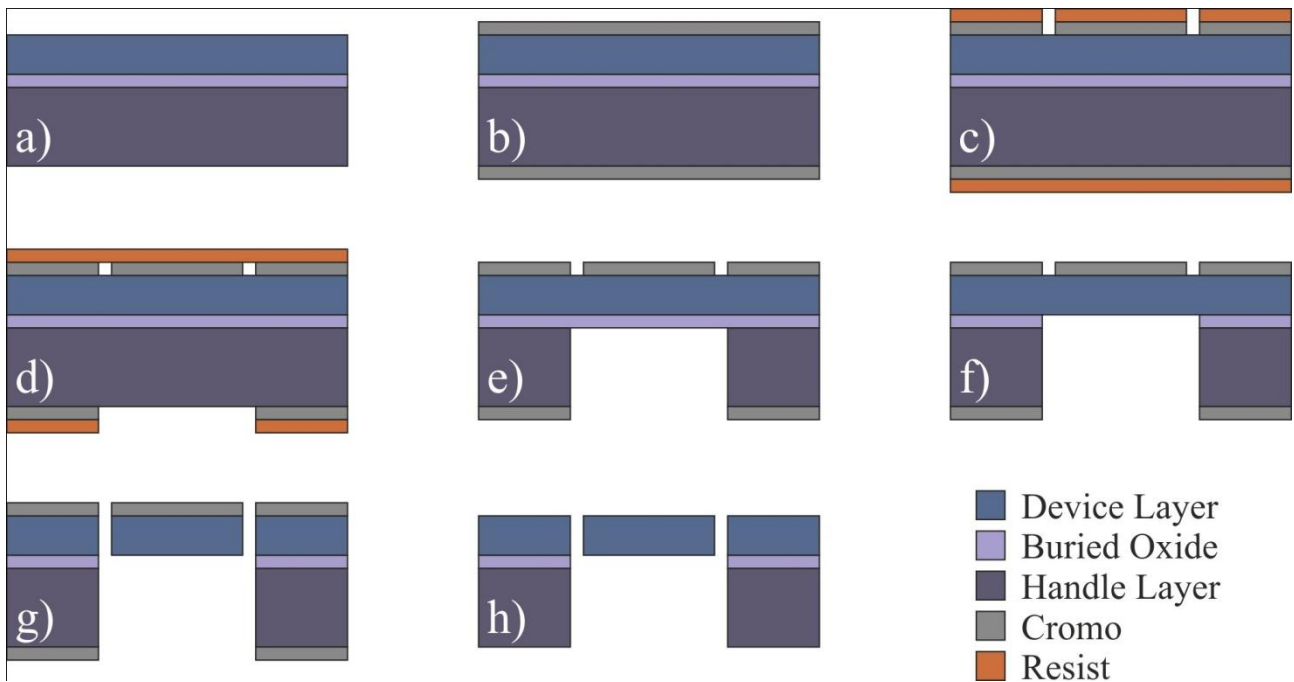


Figura 22: Schema del processo di fabbricazione definitivo, che comprende: a) substrato di partenza, b) deposizione della maschera di cromo, c) litografia elettronica del device layer, d) litografia ottica dell'handle layer, e) etching dell'handle layer mediante DRIE, f) etching del buried oxide mediante acido fluoridrico, g) etching del device layer mediante DRIE, h) rimozione della maschera di cromo ed eventuali processi di pulizia aggiuntivi

Substrato

Il substrato SOI (Silicon On Insulator) consente di isolare elettricamente la struttura e i vari elettrodi senza ricorrere a wafer bonding e senza utilizzare tecniche di fabbricazione additive. Questo tipo di substrato ha un materiale di supporto di un certo spessore, detto handle layer, un sottile strato di isolante, solitamente ossido, detto ossido sepolto (o buried oxide, abbreviato in BOX), e come suggerisce il nome un ulteriore strato di silicio, di spessore variabile, che è quello dove vengono realizzati i dispositivi. I wafer SOI di partenza sono stati scelti con diametro di 4", spessore dell'handle layer pari a circa 350 μm , spessore dell'ossido sepolto di 1 μm e spessore del device layer di 20 o 60 μm . I diversi spessori sono stati scelti per effettuare diversi test: in linea di massima un maggior spessore garantisce caratteristiche migliori ma comporta difficoltà di fabbricazione maggiori. Le caratteristiche di resistività dell'handle layer sono standard (10-20 Ωcm), mentre il device layer è stato scelto molto conduttivo (0.0015 Ωcm , silicio degenere) per facilitare la saldatura e il contatto elettrico, e poter considerare quindi l'intera struttura come metallica senza dover effettuare successive metallizzazioni.

Il problema più critico di utilizzare un substrato di questo tipo sta nello scavare il retro del wafer (handle layer) per liberare le strutture vibranti senza compromettere la robustezza meccanica del dispositivo. Si osservi il disegno del giroscopio tuning fork in Figura 8: se ci si limitasse a scavare seguendo i contorni della struttura sospesa si verrebbe a formare un cerchio chiuso, e dunque tutto quello presente al suo interno collasserebbe (dispositivo incluso). Per risolvere questo problema, è necessario sfruttare una caratteristica dell'attacco mediante plasma: il cosiddetto negative tapering, che sarà approfondito in seguito. Questo termine indica che lo scavo tende ad allargarsi sul fondo mentre l'attacco procede: in questo modo è possibile realizzare delle strutture di ancoraggio sul retro del wafer che sono solide sul fondo del chip, ma che si assottigliano fino a scomparire avvicinandosi al device layer. In questo modo la struttura vibrante sarà separata dall'handle layer non solo dal singolo μm di ossido di silicio, e questo può evitare fenomeni di

sticking e snap-in. Infatti bisogna ricordare che la struttura vibrante è posta ad alta tensione e il substrato è posto alla massa elettrica, quindi si verrebbero a generare tra di essi forti campi elettrici e forze di attrazione elettrostatica che li porterebbero in contatto.

In Figura 23 è possibile osservare un render tridimensionale (non in scala) del chip dove si può vedere in trasparenza lo scavo del substrato per il rilascio delle strutture sospesi soprastanti.

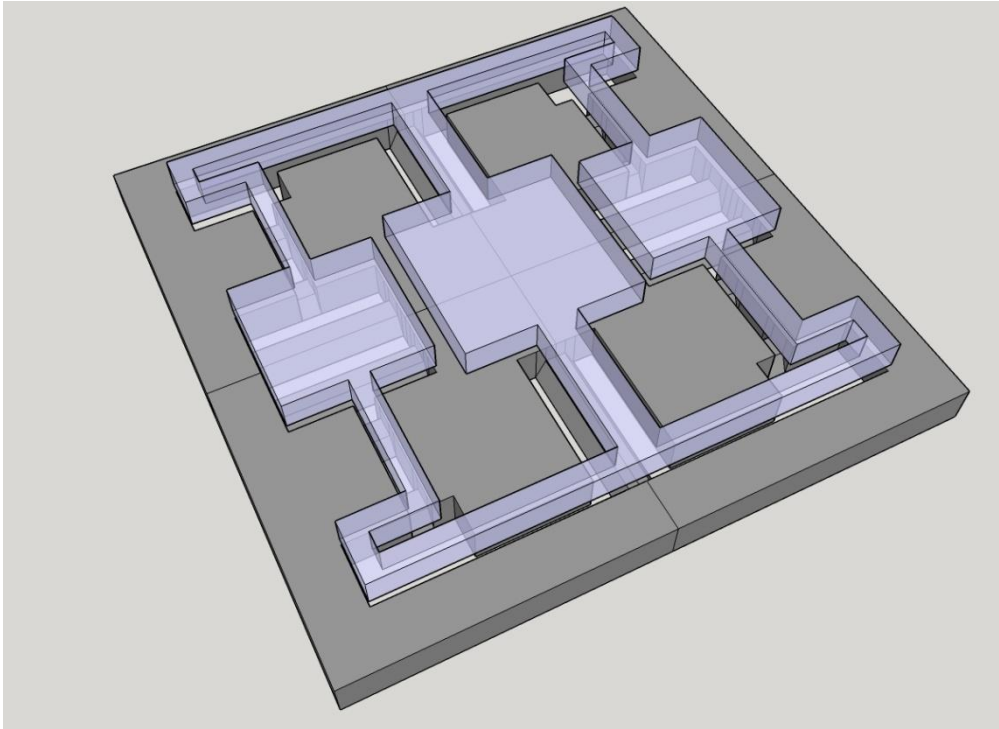


Figura 23: Render 3D del chip completo, con handle layer visibile in trasparenza sotto il dispositivo

Litografia

La litografia è una parte chiave in ogni processo di fabbricazione elettronico: questa infatti serve a trasferire il pattern progettato sul substrato. Nel corso di questo lavoro sono stati utilizzati due tipi di litografia: litografia elettronica e litografia ottica con allineamento fronte-retro. Tutte le tecniche di litografia si basano sul depositare una particolare resina detta resist sul campione. Il resist di solito viene fornito in fase liquida, e per farne uno strato di film sottile si versa sulla superficie del campione e poi lo si mette in rotazione a un certo numero di giri. Maggiore il numero di giri, minore lo spessore che rimarrà sul campione. Dopo una cottura su una piastra riscaldata per far evaporare il solvente, il resist viene esposto in alcune zone (con un fascio di elettroni nel caso della litografia elettronica o con una lampada UV e un'apposita maschera nel caso della litografia ottica), e in questo modo le parti esposte possono diventare solubili (resist positivo) o insolubili (resist negativo) in una particolare sostanza detta sviluppo. A questo punto il pattern disegnato è stato trasferito sul resist e si può passare al prossimo processo.

La litografia elettronica (Electron Beam Lithography) consiste nell'esporre il resist impressionandolo con un fascio di elettroni. Il resist elettronico utilizzato nel corso di questo lavoro è il PMMA 600K 6%, un resist elettronico positivo. Questa tecnica consente maggiore risoluzione rispetto alla litografia ottica (decine di nm contro qualche μm) e maggiore flessibilità, in quanto non è necessario realizzare un'apposita maschera ma il pattern viene trasferito direttamente da un disegno realizzato con un semplice CAD 2D. Nel corso di questo lavoro è stato utilizzato Lasi, un software gratuito open-source. Lo svantaggio principale di questo tipo di

litografia risiede nel fatto che è sequenziale e non parallela: infatti nel caso della litografia ottica il wafer viene illuminato completamente nello stesso momento, mentre nel caso della litografia elettronica il fascio deve scrivere come se fosse un pennino. Questo aumenta di molto i tempi richiesti: per una litografia ottica una volta realizzata l'apposita maschera sono necessari pochi secondi di esposizione, mentre per una litografia elettronica i tempi potrebbero essere anche diverse ore, a seconda del tipo di resist utilizzato e dell'area da esporre. Questo tipo di litografia è stato utilizzato per trasferire il pattern sulla maschera del device layer, dove è presente il dispositivo vero e proprio e dunque è necessaria maggiore risoluzione.

La litografia ottica invece viene utilizzata per l'handle layer, dove le strutture sono molto più grandi e quindi non c'è bisogno di avere alta precisione. Questo tipo di litografia consiste nell'esporre il resist illuminandolo con una lampada con lunghezza d'onda all'ultravioletto (365 nm). Il resist ottico utilizzato a questo scopo è il 1813. Le zone che non devono essere esposte sono protette per mezzo di una maschera per litografia ottica che blocca il passaggio della luce. Nel corso di questo lavoro sono state utilizzate delle maschere trasparenti di soda-lime con sopra un sottile strato di cromo. La maschera per litografia ottica con il pattern viene posizionata sul campione e viene allineata a delle strutture preesistenti tramite un mask-aligner, che effettua anche l'esposizione. Il pattern desiderato viene trasferito su cromo mediante litografia elettronica: però una singola maschera per litografia ottica può essere usata per esporre un qualsiasi numero di dispositivi, e per questo quello della litografia ottica è il metodo più utilizzato per la produzione industriale. Anche nel corso di questo lavoro è capitato di utilizzare più volte la stessa maschera litografica, risparmiando così il tempo di esposizione elettronica che nel caso dell'handle layer può arrivare ad una decina di ore.

All'interno dei pattern di entrambe le litografie, sulla maschera litografica e sul device layer, vengono posti dei marker. Tramite questi marker e un mask-aligner speciale (Figura 24), con la possibilità di osservare contemporaneamente sia la parte superiore che quella inferiore del wafer, è possibile effettuare la litografia sul fronte allineando il pattern con la parte sul retro. Questa tecnica non consente allineamenti di precisioni elevate, ma in questo caso l'allineamento non è critico entro i 10 μm .



Figura 24: Mask-aligner con possibilità di allineamento fronte-retro

Maschera

Essendo il dispositivo di partenza un SOI non c'è bisogno di fare deposizioni particolari, bisogna semplicemente scavare il wafer. Diversi tipi di maschera sono stati utilizzati a questo scopo.

Uno dei materiali utilizzati come maschera è l'ossido di silicio. Questo materiale è molto robusto e facile da depositare (è sufficiente ossidare il silicio già presente nel wafer). Per ottenere uno strato di ossido di silicio di circa 300 nm, il wafer viene inserito in un forno di quarzo e portato a 1000° alla presenza di un flusso di vapore acqueo per alcune ore. In seguito per trasferire il pattern viene effettuata una litografia elettronica, usando come resist il PMMA 600K 6%. L'ossido a questo punto viene attaccato mediante RIE (Reactive Ion Etch). Questa tecnica di dry etching (anisotropo, privo di liquidi) sfrutta un plasma per effettuare un attacco di tipo fisico-chimico, in cui gli ioni dei gas presenti in camera sono accelerati verso il substrato e lo possono dunque rimuovere sia chimicamente che meccanicamente. Purtroppo questo tipo di attacco non è molto selettivo rispetto al resist elettronico utilizzato, quindi è stato necessario fare un lavoro preliminare per determinare la ricetta migliore per i tipi e le quantità di gas utilizzate. In particolare, sebbene il gas che attacca l'ossido sia il CHF₃, è di importanza fondamentale la quantità di ossigeno presente in camera. Infatti, se l'attacco viene effettuato con troppo poco ossigeno, il plasma di CHF₃ tende a formare un polimero che passiva completamente la superficie rendendola resistente ad ulteriori attacchi, mentre se si utilizza troppo ossigeno si perde selettività e si rischia di scavare completamente il resist prima di terminare lo scavo sull'ossido. In Tabella 4 sono mostrati i parametri di processo ricavati dai vari test.

Flusso CHF ₃	Flusso O ₂	Pressione in camera	Potenza RF	Rate di attacco
120 sccm	10 sccm	40 mTorr	180 W	65 nm/min

Tabella 4: Parametri di processo per l'attacco dell'ossido di silicio mediante RIE

La maschera di ossido di silicio risulta molto resistente, e ha il vantaggio che può essere attaccata in modo indipendente sulle due facce in quanto il RIE è una tecnica di dry etching e non richiede l'immersione di tutto il campione in un liquido, ma solo una faccia viene esposta al plasma. Il problema maggiore è che il suo utilizzo è molto dispendioso in termini di tempo, in quanto sia la deposizione che l'etching sono molto lenti.

Un materiale utilizzato come maschera in un secondo momento è stato il cromo. Il cromo è meno resistente dell'ossido di silicio e tende a depositarsi stressato, ma ha il vantaggio di essere un conduttore (si possono fare le saldature su di esso senza rimuoverlo) ed è molto più rapido da depositare ed attaccare. Tuttavia il processo per utilizzare la maschera di cromo necessita di alcune particolari accortezze: in particolare è fondamentale che il cromo faccia un'ottima adesione al substrato. A tal fine, sono stati effettuati dei test utilizzando cromo depositato per evaporazione termica e sputtering. L'evaporazione termica consiste nello scaldare il materiale, ponendolo su un crogiolo su cui si fa passare una corrente elevata o colpendolo direttamente con un fascio di elettroni, fino a quando questo non evapora e si va quindi a depositare sul substrato, posto nella parte superiore della camera da vuoto dove si effettua il processo. In questo caso l'adesione non è ottima in quanto il materiale che si va a depositare raggiunge il substrato con un'energia particolarmente bassa. In questo modo, in fase di attacco del silicio, il metallo tende ad essere attaccato e ridepositato formando sul fondo dello scavo dei pillar di silicio. Questo effetto è detto black silicon grass e può essere osservato in Figura 25.

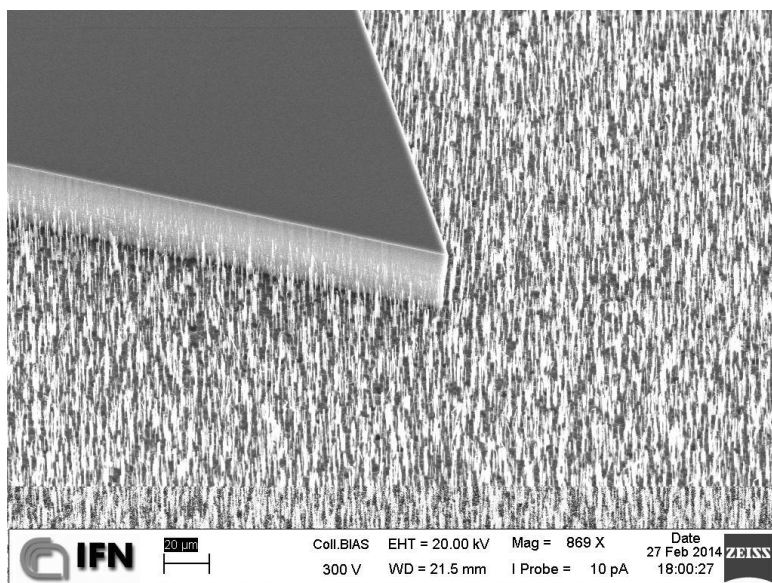


Figura 25: Immagine SEM raffigurante l'effetto del black silicon grass

Utilizzando la tecnica dello sputtering questo fenomeno non si manifesta. La deposizione tramite sputtering viene effettuata anch'essa in una camera da vuoto e consiste nel bombardare con atomi inerti (argon in questo caso) un disco del materiale da depositare detto target (in questo caso di cromo). Durante il bombardamento, delle parti di materiale si staccheranno e si andranno a depositare sul substrato posto stavolta sul fondo della camera. Queste parti tendono ad avere un'elevata energia cinetica dovuta al bombardamento sul target, e dunque aderiscono molto meglio al substrato e non si hanno fenomeni di black silicon grass durante il successivo attacco del silicio come nel caso dell'evaporazione termica.

Oltre a questo è necessario che la superficie dove si deposita il cromo sia perfettamente pulita, in quanto eventuali residui di altri trattamenti potrebbero impedire la corretta deposizione. Ad esempio, in uno dei wafer fabbricati, la deposizione di cromo non è stata effettuata all'inizio del processo e quindi la maschera ha ceduto durante l'attacco dell'ossido in HF. Il cromo è molto più rapido da depositare rispetto all'ossido di silicio, in quanto la deposizione in sé è molto più breve (nell'ordine dei minuti invece che delle ore) e il tempo di preparazione è paragonabile. L'etching del cromo è di tipo wet e viene effettuato con una soluzione specifica che si basa su ossidazione e poi rimozione dell'ossido di cromo che garantisce alta selettività. L'etching di tipo wet è molto più rapido (pochi minuti contro diverse ore), anche se a differenza dell'ossido di silicio non è possibile attaccare un lato alla volta: infatti, ogni volta che si effettua una litografia su uno dei due lati del wafer, occorre depositare il resist anche sull'altro per proteggerlo durante l'immersione. In particolare è stato osservato che il risultato della litografia è migliore quando viene steso il resist prima sul lato su cui fare la litografia e poi sull'altro. Un altro problema del cromo è che tende a depositarsi stressato: dunque, quando si utilizzano device layer spessi soltanto 20 μm , lo stress accumulato nel film sovrastante tende a fare imbarcare leggermente le strutture. Questo effetto è visibile nelle immagini SEM delle strutture di sospensione come quella in Figura 26, e può portare ad anomalie nel comportamento del giroscopio: per questo, quando si utilizzano device layer così sottili, è opportuno rimuovere il cromo alla fine del processo.

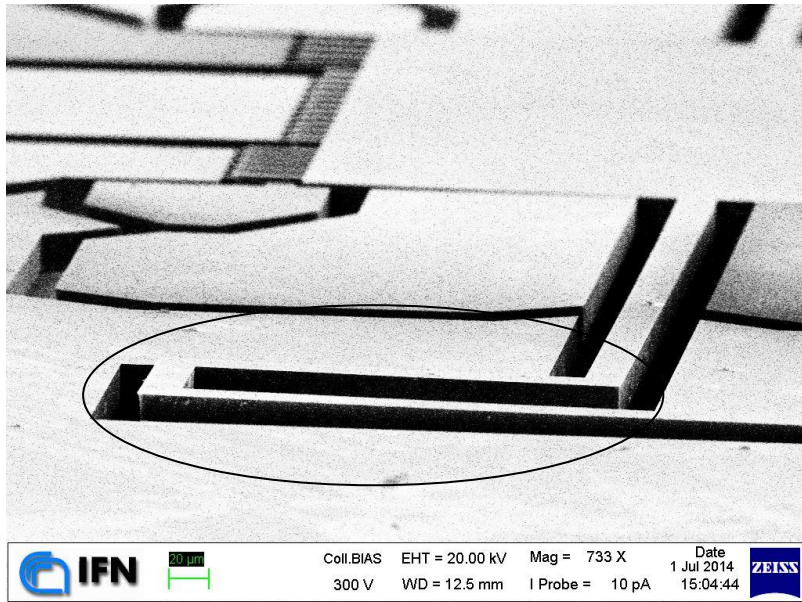


Figura 26: Dispositivo con spessore pari a 20 μm imbarcatosi a causa dello stress residuo del cromo

Tecniche di etching

Come già accennato, l'etching è la parte più critica del processo di realizzazione di strutture MEMS: i passi avanti nella tecnica di attacco DRIE sono proprio quelli che hanno reso possibile lo sviluppo di questi dispositivi. Il principio di funzionamento base è lo stesso del RIE, ma in questo caso vengono utilizzati accorgimenti particolari per garantire la massima anisotropia possibile. In particolare può essere utilizzato un processo criogenico o un processo di tipo Bosch. Il processo criogenico, come suggerisce il nome, viene effettuato a bassa temperatura, in condizioni per le quali le reazioni chimiche non avvengono spontaneamente. L'energia di attivazione della reazione tra ioni di fluoro (il gas utilizzato per l'attacco del silicio è tipicamente SF_6) e silicio viene fornita dall'energia cinetica dovuta all'accelerazione degli stessi ioni, e questa tenderà ovviamente ad essere maggiore perpendicolarmente al catodo (e quindi al substrato). Questo significa che le pareti dello scavo tendono a rimanere integre in quanto gli ioni non vi impattano con energia sufficiente ad attivare la reazione chimica.

Un'altra tecnica che non ha bisogno di temperature criogeniche è quella utilizzata nel corso di questo lavoro, ed è detta Bosch (società che ne detiene il brevetto [15]). Con questa particolare tecnica si incrementa l'anisotropia già presente nelle tecniche di attacco al plasma mediante l'utilizzo di step alternati di attacco e deposizione di un polimero di protezione. Durante il ciclo di polimerizzazione il plasma viene formato a partire da un gas ad alta pressione, nel caso di questo lavoro C_4F_8 , che tende a depositare un polimero simile al teflon sul substrato. A causa dell'alta pressione del gas questo polimero va a depositarsi in modo omogeneo su tutto il campione, comprese le pareti. Le pareti risulteranno così protette da un successivo attacco, che essendo anisotropo tenderà a rimuovere il polimero più rapidamente sul fondo dello scavo, passando così poi ad attaccare il silicio. Per aumentare questa anisotropia, è stata utilizzata una macchina di tipo ICP (Inductively Coupled Plasma), visibile in Figura 27.



Figura 27: Sistema di etching ICP

Questo tipo di macchina, a differenza di quelle standard che hanno solo un catodo dove viene applicata la potenza a radiofrequenza (CCP, capacitive coupled plasma), ha un catodo e una bobina. Nella bobina viene fatta circolare corrente a radiofrequenza, che genera quindi un campo magnetico variabile che fa nascere una tensione parallela al catodo capacitivo dove è posto il campione. Il plasma è generato principalmente dalla bobina mentre sul catodo viene collegato un generatore meno potente. Infatti il più grande vantaggio di queste macchine è la possibilità di alterare in modo indipendente i parametri del plasma (tramite la bobina) e l'energia degli ioni (tramite il catodo). In particolare è possibile generare un plasma non particolarmente denso ma con alta energia degli ioni, oppure viceversa. Nel caso di un RIE dotato di solo catodo capacitivo, la densità del plasma varia di pari passo con l'energia degli ioni, in quanto aumentando la potenza erogata dal generatore aumenta sia la ionizzazione delle specie nel gas sia il campo elettrico che le accelera. Dunque, avendo a disposizione un ICP, per ottenere un profilo più anisotropo possibile è utile avere un gas non particolarmente denso ma i cui ioni sono molto accelerati, in modo tale da massimizzare il cammino libero medio e quindi avere meno scattering verso le pareti. Questo tipo di macchina è utile anche in fase di deposizione del polimero, in quanto ponendosi nel caso duale, ossia con plasma molto denso e accelerazione molto bassa, è possibile effettuare deposizioni (ed eventualmente anche attacchi) praticamente isotropi.

Il processo di tipo Bosch produce degli scavi con ottimi aspect ratio ma con delle pareti con un profilo caratteristico: in effetti è possibile osservare su di esse delle rugosità lineari, che sono tanto più marcate quanto sono più prolungate le fasi di attacco rispetto a quelle di polimerizzazione. Queste linee si possono contare come quelle di un tronco d'albero per capire quanti passi di attacco di tipo Bosch sono stati effettuati. È possibile osservare la rugosità e l'elevata verticalità che può produrre un processo Bosch in Figura 28.

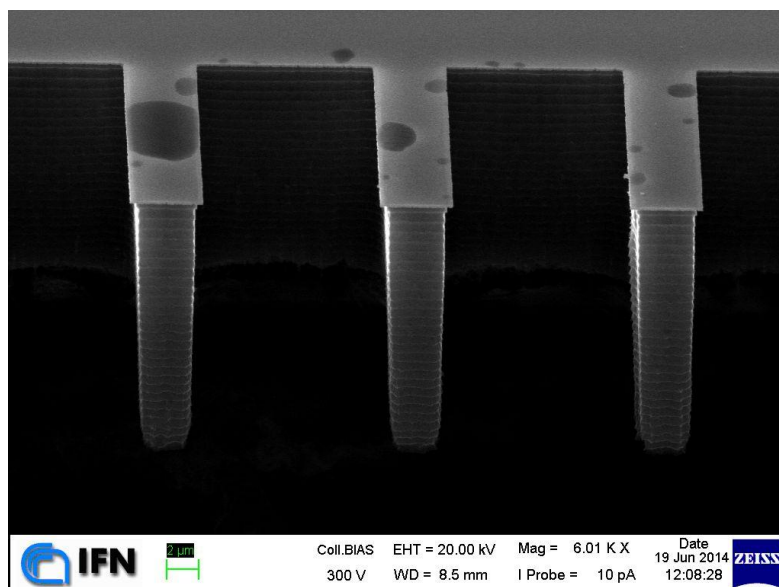


Figura 28: Immagine SEM di una struttura a pettine scavata tramite processo Bosch.

In Figura 28 è possibile inoltre osservare un altro particolare effetto a cui bisogna prestare attenzione, ossia l'etching sotto la maschera. Questo avviene principalmente nel caso si utilizzi una maschera metallica come verrà spiegato in seguito.

Etching dei dispositivi

Per l'attacco del device layer sono stati utilizzati i parametri descritti in Tabella 5, ricavati dopo una serie di test preliminari per ottenere il miglior compromesso tra anisotropia e velocità di attacco.

Device Layer	Chamber Pressure (mTorr)	Gas Flux (sccm)			Cathode Bias		ICP parameters	
		Ar	SF ₆	C ₄ F ₈	Bias (V)	Time (s)	Power (W)	Time (s)
Step 1	76	30		187	-	-	600	2
Step 2	30	100	90		70	4	500	10

Tabella 5: Parametri per l'attacco del device layer mediante ICP

Come è possibile osservare in Tabella 5, per l'etching sono state rispettate tutte le caratteristiche spiegate nel paragrafo precedente: la polimerizzazione avviene mediante C₄F₈ ad alta pressione, mentre l'attacco avviene tramite SF₆ a pressione più bassa. Il bias sul catodo viene applicato solo in fase di attacco, per garantire maggiore direzionalità e energia agli ioni che possono così rimuovere il polimero di protezione sul fondo dello scavo. A tale fine è possibile osservare come i gas sono sempre diluiti in argon, per garantire anche una certa fisicità dell'attacco in fase di rimozione del polimero. Questi parametri si sono rivelati molto efficaci nel realizzare le strutture desiderate con aspect ratio pari o superiori a 100.

Determinare l'etching rate è un passo molto importante per controllare in modo ottimale il processo. Sono stati eseguiti diversi test per osservare la sua variazione con la larghezza dello scavo, e i risultati ottenuti sono stati raccolti nel grafico in Figura 29.

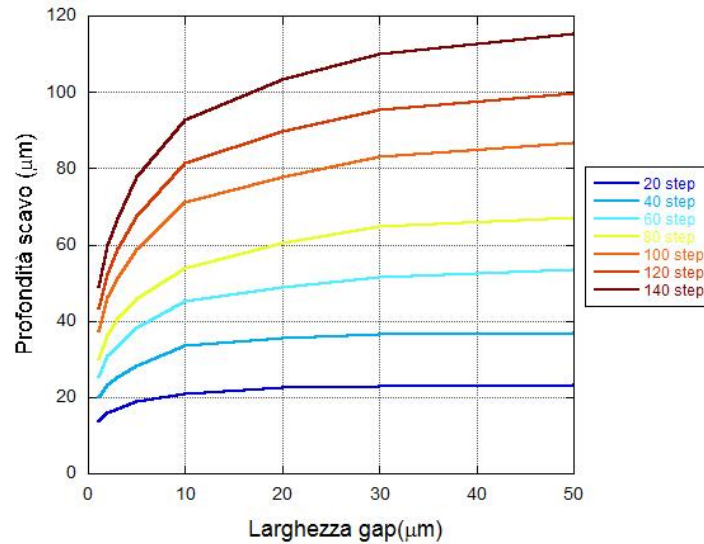


Figura 29: Profondità dello scavo al variare della larghezza dello stesso per diversi tempi di attacco

La velocità dell'attacco varia sensibilmente con la larghezza dell'area scavata: questo perché le specie chimiche hanno più difficoltà ad insinuarsi in aperture più piccole. L'aspetto positivo è che le gap più piccole, solitamente le più importanti, avranno un'ottima verticalità. L'aspetto negativo è che si verranno inevitabilmente a creare dei momenti durante l'attacco in cui lo scavo è terminato in alcune zone, ma è necessario continuare per aprire le gap più strette. I dati ottenuti in questo modo sono stati utilizzati per ricavare una formula sperimentale che indichi il numero di step necessari ad attaccare un'area di una certa larghezza:

$$N_{step} = \frac{(Depth - 8)}{0.13 * \ln(Width) + 0.29}$$

dove le misure geometriche sono in µm. Questa formula sperimentale esibisce un errore minore del 10% nel range di interesse. In Figura 30 è possibile osservare la curva data dalla formula per una profondità di scavo di 60 µm.

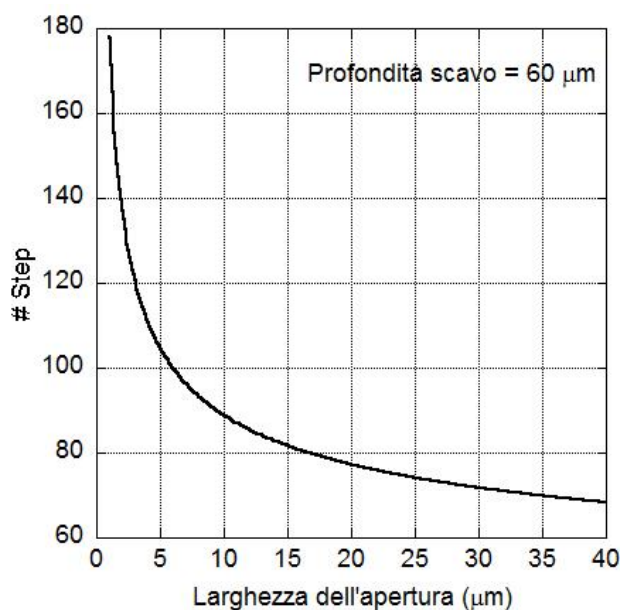


Figura 30: Numero di passi di attacco necessari a scavare una trench di 60 μm

Osservando la Figura 30 è possibile notare come l'etching rate possa essere fino a 0.8 $\mu\text{m}/\text{step}$ per le gap più larghe, mentre si riduce a 0.3 $\mu\text{m}/\text{step}$ per le gap più piccole. Ovviamente l'andamento è fortemente non lineare, e mentre le gap più sottili rischiano di non essere affatto scavate, le gap più larghe tenderanno ad essere scavate con un rate costante. La grande differenza nel numero di step necessari ad attaccare una gap piccola rispetto a una più larga è un problema notevole nel caso dei dispositivi qui realizzati, in cui sono presenti sia dettagli piccoli (gap della capacità di sense) che dettagli grandi (gap di isolamento della struttura vibrante e dei vari elettrodi). Questo significa che le gap di isolamento si apriranno molto presto e le pareti che le comprendono (comprese quelle della struttura vibrante!) verranno rovinare dall'attacco prolungato necessario per aprire completamente le capacità di sense. Questo fenomeno è detto overetch, e in alcuni casi può dare luogo a un effetto aggiuntivo detto notching. Questi due effetti sono quelli da tenere maggiormente in considerazione quando si fabbricano dispositivi di questo tipo, visto che quando non controllati possono pregiudicare irrimediabilmente la qualità delle strutture.

Notching

L'effetto definito come notching è uno dei più problematici quando si realizzano dispositivi MEMS partendo da SOI. Questo effetto infatti è caratteristico per i dispositivi realizzati tramite DRIE in presenza di un etch stop layer isolante, come per l'appunto l'ossido sepolto al centro del wafer SOI che funge da maschera per l'attacco del silicio mediante SF_6 . In particolare, quando lo scavo è terminato, l'ossido di silicio viene esposto al plasma e si carica a causa del bombardamento degli ioni positivi delle specie chimiche. La carica che si viene così a formare sul fondo genera un campo elettrico locale che devia gli ioni successivi, che vanno così a impattare sulle pareti vicine danneggiandole. L'effetto globale sarà dunque quello di un danneggiamento caratteristico sul fondo dello scavo. In Figura 31 è possibile osservare questo effetto: inoltre si può notare come questo sia meno evidente per le gap più piccole. Questo perché le gap più larghe arrivano ad essere scavate fino al fondo isolante più rapidamente, e dunque subiranno più a lungo l'effetto del notching.

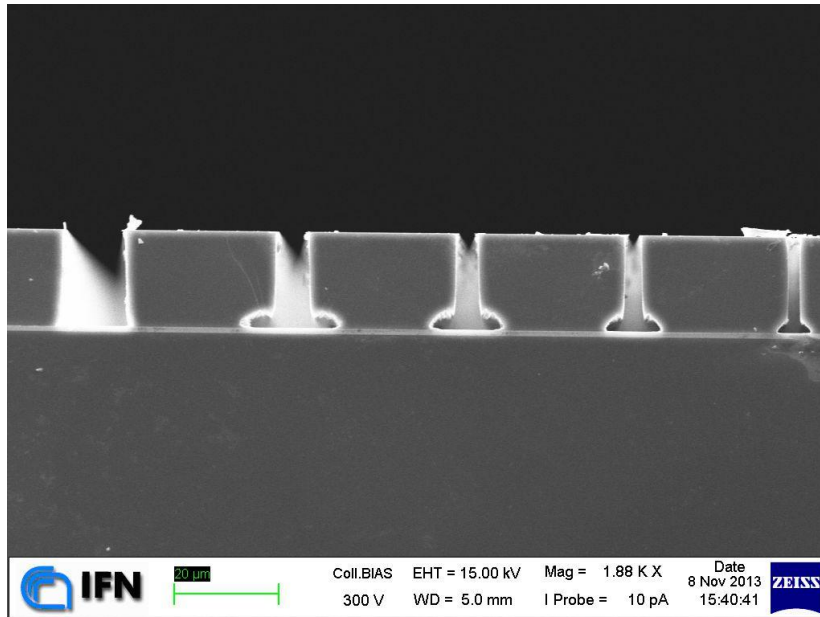


Figura 31: Immagine SEM in sezione di un wafer SOI con scavate gap di diversa larghezza

Uno dei modi di ridurre questo effetto è quello di introdurre nel processo una ulteriore litografia, per mascherare le gap più larghe mentre quelle più piccole cominciano ad essere scavate. In questo caso come maschera è stato utilizzato solamente il resist elettronico PMMA, avendo cura di depositarne però due strati per uno spessore totale pari a $1.3 \mu\text{m}$. In questo modo è possibile mascherare con il resist le strutture più grandi per un numero di step pari alla differenza tra i passi necessari per attaccare le strutture piccole e quelli necessari ad attaccare le strutture più larghe. Lo scopo primario dello studio sui rate precedentemente mostrato era proprio di determinare questa differenza, per conoscere il numero di step di attacco da eseguire prima di rimuovere la maschera di resist in acetone e cominciare ad attaccare anche le strutture più larghe. Se si osserva attentamente Figura 31, si noterà come nella gap più più larga a sinistra non è presente alcun effetto di notching. Questo perché quella gap è stata protetta mediante PMMA per un certo numero di passi, e quindi in totale ha subito meno attacco rispetto alle altre, preservandosi così da effetti di notching.

In seguito è stata attuata una misurazione più efficace: è stato infatti deciso di procedere alla rimozione dell'ossido prima dell'attacco del device layer, per estirpare il problema del notching alla radice. Sebbene questo ha portato ad alcune difficoltà nel processo che saranno spiegate in seguito, legate principalmente al contatto termico del wafer sul catodo della camera ICP, ha anche consentito la realizzazione di strutture di qualità superiore. In Figura 32 è possibile osservare la differenza tra un dispositivo in cui l'ossido è stato rimosso dopo o prima dell'attacco del device layer. Ovviamente senza più nessuno strato di isolante sul fondo dello scavo l'effetto del notching viene meno. Questo però significa che una volta terminato l'etching del device layer, l'attacco proseguirà direttamente sull'handle layer andando a danneggiare le strutture di ancoraggio: per device layer di piccoli spessori questo non è un problema in quanto le strutture di ancoraggio subiscono un attacco esiguo rispetto al loro spessore, mentre potrebbe essere un problema per spessori del device layer più elevati dove è necessario sovrattaccare di più.

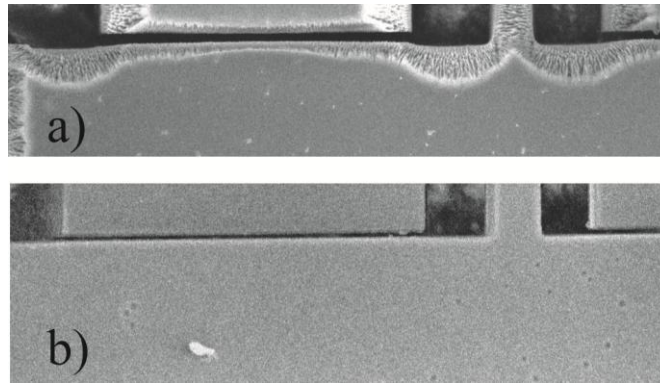


Figura 32: Immagine SEM della parte posteriore del dispositivo nel caso l'etching del device layer sia stato effettuato prima (notching - a) o dopo (assenza di notching - b) dell'attacco dell'ossido sepolto.

Overetch

Il notching non è il solo problema che si manifesta a causa delle differenze sui tempi di etching tra le gap più larghe e quelle più piccole: il proseguimento dell'attacco una volta ultimato lo scavo tende comunque a danneggiare le pareti. Questo vale per le gap più grandi come per quelle più piccole.

Uno dei problemi principali nella realizzazione di dispositivi MEMS o di qualsiasi altra struttura con aspect-ratio molto elevata sta nella difficoltà di rivelare la fine dello scavo. Questo porta alla necessità di sovrattaccare per essere sicuri di aver completato l'attacco: se non viene completato, anche se di poco, la struttura sospesa non viene rilasciata e il dispositivo non funziona. Con il microscopio ottico (ma anche con diversi strumenti di profilometria) è difficile riuscire a vedere il fondo di una fenditura larga pochi μm . Per risolvere questo problema sono state dunque realizzate in una certa quantità all'interno del wafer delle strutture di test elettrico. Grazie a queste strutture si può controllare l'andamento dell'attacco mediante un semplice multimetro.

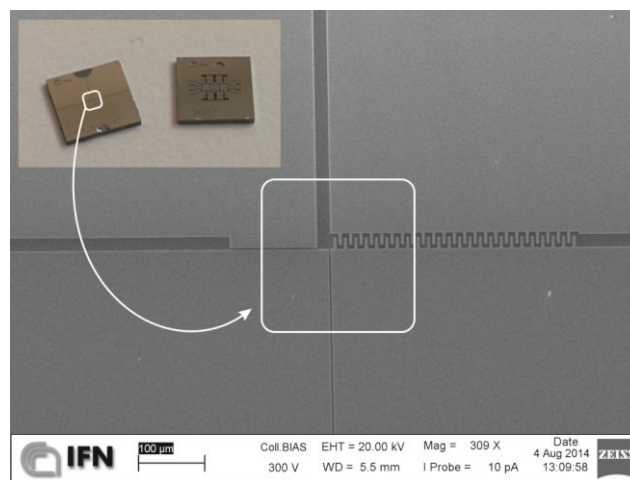


Figura 33: Immagine SEM con dettaglio delle strutture di test elettrico

Come è possibile osservare in Figura 33, l'area della struttura di test è fondamentalmente divisa in quattro parti relativamente grandi (quadrati di lato 2x2 mm, sufficientemente grandi per utilizzare delle particolari sonde per multimetro senza dover ricorrere a delle probe station). Tra di esse sono quindi presenti 4 gap: una

di esse viene lasciata molto più larga delle altre, per fare in modo che il suo scavo sia terminato prima delle altre. Le altre gap sono dimensionate con dettagli della struttura da scavare, con pari gap e pari lunghezza (la velocità di scavo può variare in una certa misura anche con la lunghezza oltre che con la larghezza, anche se in modo minore). Uno scavo dello stesso spessore della gap più larga è utilizzato per collegare le gap più corte ai bordi e come bordo della struttura quadrata. Il risultato finale è che quando lo scavo raggiungerà il fondo su una gap particolare, i due pad quadrati tra di essa risulteranno elettricamente isolati: in questo modo, è possibile controllare quando l'attacco è terminato. Notare che tutti i pad risulteranno in corto tra loro fintanto che almeno due gap non sono state completamente scavate (per questo una delle quattro viene dimensionata più larga delle altre).

In questo modo è possibile sapere quando fermare l'attacco e quindi evitare il danneggiamento delle pareti delle gap più strette (che vengono scavate per ultime), ma non si può evitare il danneggiamento delle pareti delle gap più larghe. In particolare i denti della struttura a pettine dell'elettrodo di drive sono stati inizialmente dimensionati con una gap di 3 μm , che pur essendo molto più stretta delle strutture di isolamento viene scavata molto più velocemente della gap di sense da 2 μm a causa della sua geometria: la struttura a pettine dimensionata in questo modo ha portato a risultati soddisfacenti su device layer spessi 20 μm . Purtroppo per alcuni wafer con device layer spesso 60 μm , il maggiore sovrattacco ha causato la distruzione di questa struttura. In Figura 34 è possibile osservare questo effetto (normalmente i denti della struttura a pettine dovrebbero essere spessi 5 μm mentre come si può vedere in figura lo spessore finale è inferiore a 1 μm).

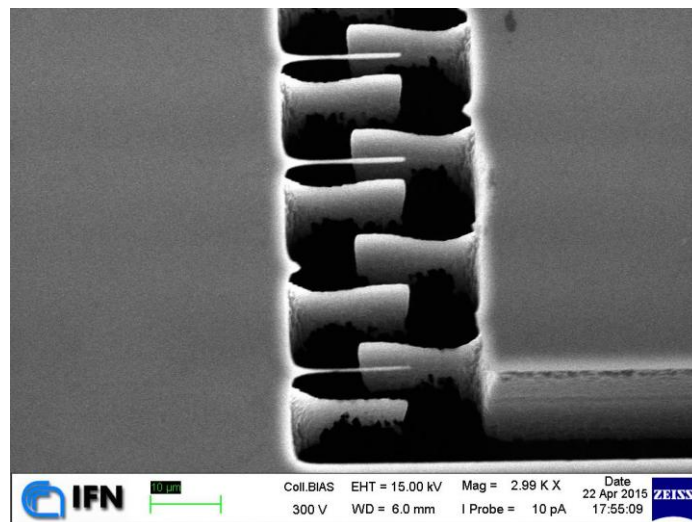


Figura 34: Immagine SEM della struttura a pettine completamente erosa dall'overetch

Per risolvere questo problema, il disegno della struttura è stato cambiato assottigliando le gap e rendendole simili a quelle dell'elettrodo di sense: in questo modo c'è un'area di scavo minore attorno ai dentini, che saranno quindi scavati più lentamente e soffriranno di meno il fenomeno di overetch. Oltre a questo sono state assottigliate anche tutte le gap di isolamento, per migliorare anche la qualità delle pareti della struttura sospesa, in particolare dei sostegni che sono molto critici per il corretto funzionamento del dispositivo. Queste gap sono state infatti ridotte dai 20 μm inizialmente scelti fino a 5 μm , che sono comunque sufficienti per garantire i piccoli spostamenti della struttura e per evitare accoppiamento capacitivo tra elettrodi di diverso tipo.

Rilascio delle strutture vibranti

Il rilascio delle strutture vibranti avviene grazie al tapering negativo. Il tapering rappresenta quanto lo scavo tende a restringersi (positivo) o ad allargarsi (negativo) procedendo verso il fondo. Normalmente quello che si ha con un normale etching al plasma è che lo scavo tende a restringersi andando verso il fondo, o più spesso tende ad allargarsi in prossimità della maschera. Con un etching di tipo Bosch, a seconda della ricetta applicata è possibile anche ottenere comportamenti più particolari, come quello del tapering negativo. Questo particolare effetto di allargamento sul fondo dello scavo si ottiene perché l'azione di protezione del polimero è minore sul fondo rispetto che sulla superficie del dispositivo in esame. Questo effetto è indispensabile per liberare le strutture vibranti durante lo scavo degli ancoraggi sull'handle layer, come già accennato. Per ottenere questo tapering è possibile sfruttare un particolare processo Bosh comprensivo di tre passi invece di due: attacco, protezione e rimozione del polimero [16]. Separando la fase di rimozione del polimero da quella di attacco è possibile controllare in modo più profondo l'attacco. Diversi test sono stati eseguiti con ricette di questo tipo, utilizzando un plasma di ossigeno per la fase di rimozione, ma i risultati si sono dimostrati piuttosto simili tra loro. I parametri infine adottati per questo tipo di attacco sono quindi piuttosto simili rispetto a quelli adottati per il device layer, come è possibile osservare in Tabella 6.

Handle Layer	Chamber Pressure (mTorr)	Gas Flux (sccm)			Cathode Bias		ICP parameters	
		Ar	SF ₆	C ₄ F ₈	Bias (W)	Time (s)	Power (W)	Time (s)
Step 1	76	30		187	-	-	600	2
Step 2	30	100	130		70	4	500	12

Tabella 6: Parametri per l'attacco dell'handle layer mediante ICP

La fase di polimerizzazione è perfettamente identica a quella del device layer, mentre la fase di attacco ha alcune differenze. In particolare è presente una maggiore quantità di SF₆ rispetto all'argon, e la durata dell'attacco è maggiore. In questo modo si ottiene un maggiore tapering rispetto al caso del device layer. Il rate di attacco è più elevato e può essere considerato costante visto che le strutture presenti sull'handle layer sono molto larghe (intorno al centinaio di μm). Questo rate è di 1.2-1.5 $\mu\text{m}/\text{step}$.

La caratteristica che incide in modo più marcato sull'allargamento di una gap è la larghezza della gap stessa. Sono stati pertanto effettuati dei test per osservare come si allarga lo scavo al variare della sua larghezza, i cui risultati sono presentati in Figura 35.

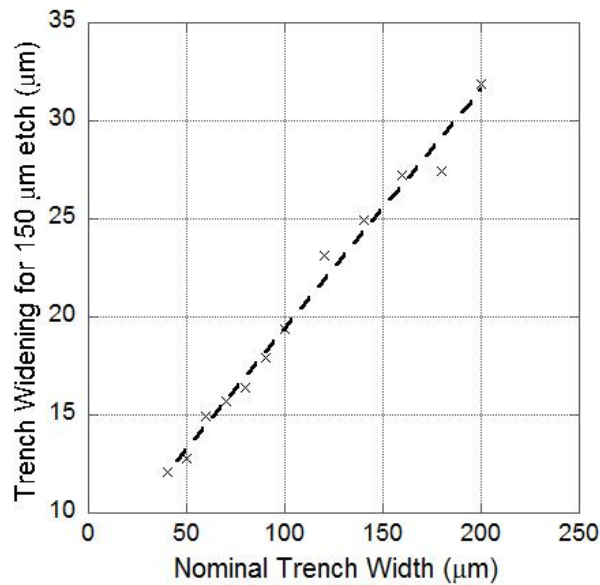


Figura 35: Allargamento di uno scavo in funzione della sua larghezza

Come si può osservare in Figura 35 l'andamento è piuttosto lineare. La decisione finale pertanto è stata quella di realizzare una struttura nell'handle layer in modo tale da avere aree di scavo il più simile possibile tra loro: questo in modo tale da danneggiare il meno possibile le pareti delle aree più larghe. In particolare si è scelto di realizzare scavi larghi 90 μm separati tra loro di 40 μm. La larghezza di 40 μm si è rivelata essere sufficiente grande per realizzare ancoraggi robusti e al contempo sufficientemente piccola da essere completamente scavata in prossimità del device layer grazie al negative tapering. In Figura 36 è possibile osservare le immagini SEM di due diversi disegni per l'handle layer di un giroscopio tuning fork. Il disegno è stato rivoluzionato rispetto a quello di partenza in vari modi, tra cui eliminando l'apertura completa sotto la massa per creare altri ancoraggi con cui sostenere la struttura centrale. Inoltre per aumentare il tapering negativo e quindi facilitare il rilascio delle strutture vibranti, ogni struttura di ancoraggio oltre ad essere stata allargata è adiacente perlomeno a uno scavo dal lato largo.

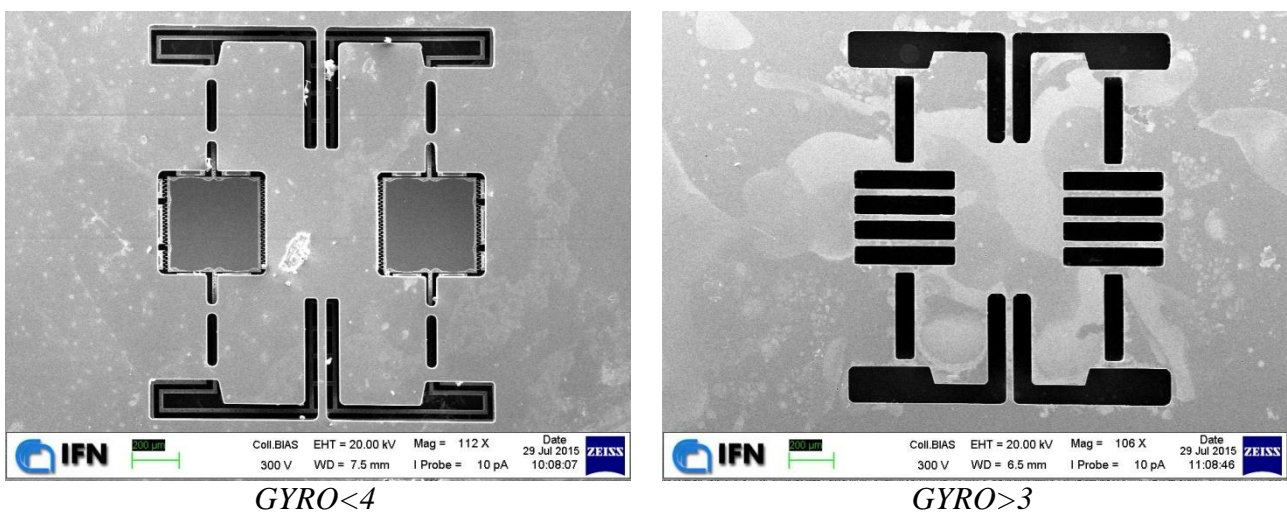


Figura 36: Immagine SEM dello scavo del giroscopio dal lato dell'handle layer, per giroscopi di diversi RUN

Finora è stato mostrato solo lo scavo per la struttura tuning-fork. Per gli accelerometri e le strutture con una sola massa e senza frame, è possibile scavare completamente sotto la massa e i sostegni, in quanto la struttura è ancorata verso l'esterno e non ci sono elettrodi o altre parti che potrebbero collassare al suo interno. Per avere comunque un attacco il più uniforme possibile è sufficiente inserire una serie di sostegni larghi 40 μm ogni 90 μm di scavo (come nel caso dei giroscopi) e lunghi quanto basta a coprire tutta la struttura sospesa. Per i giroscopi a frame invece la questione è più complessa in quanto è necessario rilasciare completamente i due frame mantenendo però ancorato l'elettrodo centrale dove sarà acquisita la misurazione dello spostamento della massa interna sull'asse di sense. In Figura 37 è possibile osservare l'immagine SEM della struttura proposta a questo fine. Tale struttura ha prodotto giroscopi solidi, su cui sono state effettuate le dovute saldature senza crolli, e che al tempo stesso hanno una risposta meccanica sia sull'asse di drive che sull'asse di sense, a indicare che tutta la struttura vibrante è stata correttamente rilasciata.

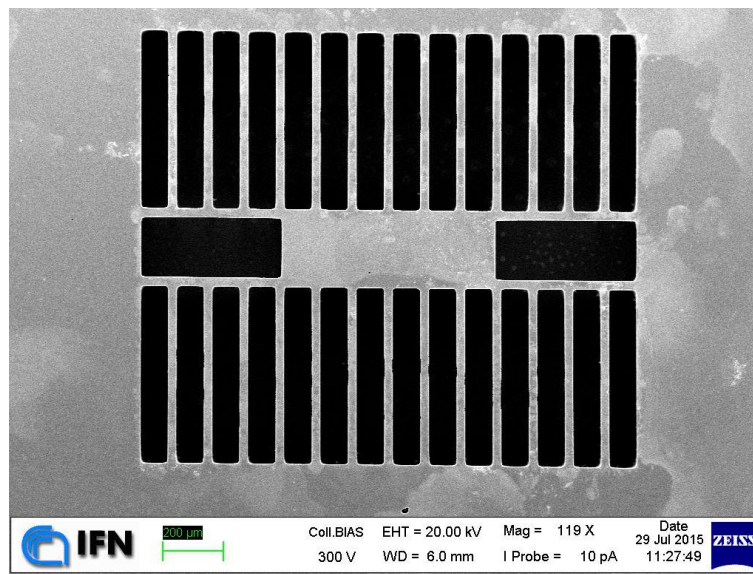


Figura 37: Immagine SEM dello scavo sull'handle layer necessario a rilasciare un giroscopio con struttura a frame

Per avere la certezza che le strutture siano rilasciate, si è deciso di continuare l'attacco per un certo numero di cicli dopo il termine: questo per introdurre deliberatamente l'effetto di notching e aiutare quindi il rilascio delle strutture sospese. Nel caso del substrato infatti la qualità delle pareti non è importante, ma è importante solo la robustezza delle strutture di ancoraggio e la loro separazione dalla struttura vibrante. Nel caso dell'handle layer è possibile accertarsi della fine dell'attacco osservando il fondo con un microscopio ottico, in quanto la larghezza degli scavi è molto più grande rispetto al device layer. In Figura 38 è possibile osservare una immagine SEM catturata dopo aver effettuato l'attacco dell'handle layer e immerso il campione in HF per 72 ore: così facendo l'ossido buried viene completamente rimosso ed è possibile quindi separare il device layer dall'handle layer per osservare il lato di quest'ultimo in prossimità del primo. Si può notare come l'ancoraggio è sufficientemente scavato nella zona dove dovrebbe passare il sostegno della massa vibrante.

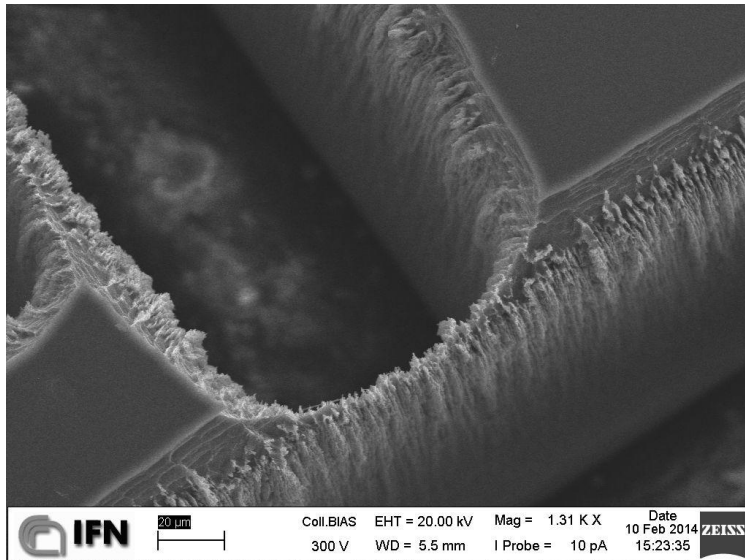


Figura 38: Immagine SEM di una struttura di ancoraggio posta sotto un sostegno della massa vibrante

In Figura 39 è possibile osservare un'immagine SEM del device layer di un giroscopio tuning fork sovrapposto in trasparenza all'immagine dell'handle layer. In questo modo si può osservare come sono disposte le strutture di ancoraggio sulle zone sospese e il loro corretto scavo.

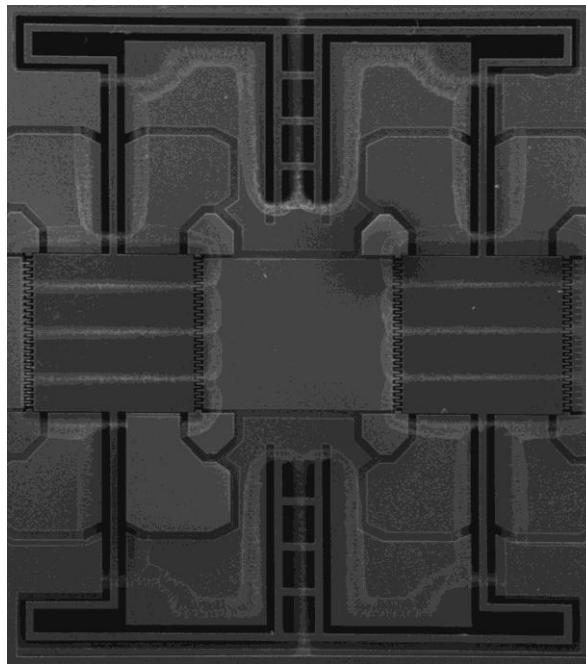


Figura 39: Immagine SEM del device layer sovrapposto in trasparenza all'handle layer sottostante

Etching sotto maschera

Nel caso venga utilizzato il cromo come maschera, è possibile osservare come l'attacco tenda a scavare per una breve distanza anche sotto di essa. Questo effetto è piuttosto ripetibile ed è già stato mostrato in Figura 28. Per essere certi di non avere imprecisioni in fase di caratterizzazione, sono stati effettuati dei test per osservare come questo fenomeno è influenzato da alcuni parametri come la larghezza della gap scavata. I risultati ottenuti sono mostrati in Figura 40.

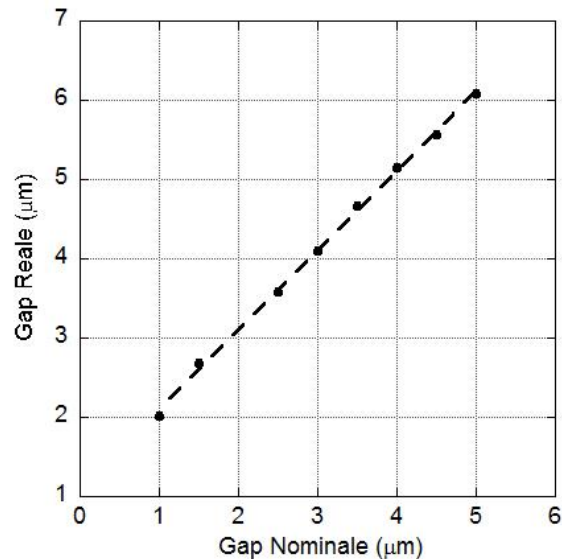


Figura 40: Differenze tra larghezza della gap sulla maschera e larghezza ottenuta dall'etching

In Figura 40 è importante osservare come la gap reale è sempre praticamente uguale a quella nominale (ossia quella disegnata e riportata sulla maschera di cromo) più un micron. Questo significa che l'underetch sotto la maschera tende ad essere costante e pari a $\frac{1}{2}$ µm su ogni parete. Questo particolare fenomeno è legato alla natura del plasma, che essendo composto da ioni carichi ha un comportamento diverso nel caso si utilizzi una maschera isolante (come nel caso dell'ossido di silicio) oppure una conduttiva (come nel caso del cromo). Essendo questo fenomeno ben riproducibile e indipendente dalla larghezza dello scavo (al contrario del tapering negativo), è sufficiente tenerne conto in fase di disegno per ottenere la gap della larghezza desiderata.

Contatto termico

Il processo Bosch richiede un certo numero di accortezze. In particolare il contatto termico del campione con il catodo è fondamentale. Quando questo non avviene, il campione non riesce a dissipare la grande quantità di calore generata dal plasma e si riscalda molto velocemente: questo impedisce la formazione del polimero nella fase di protezione, e dunque nella successiva fase di attacco questo procederà in modo isotropo danneggiando gravemente le pareti. Ad esempio in Figura 41 è possibile osservare un'immagine dello scavo dell'handle layer di alcuni giroscopi dove non c'è stato contatto termico. Come è immediato osservare le strutture di sostegno sono tutte crollate a causa dell'isotropia dell'attacco.

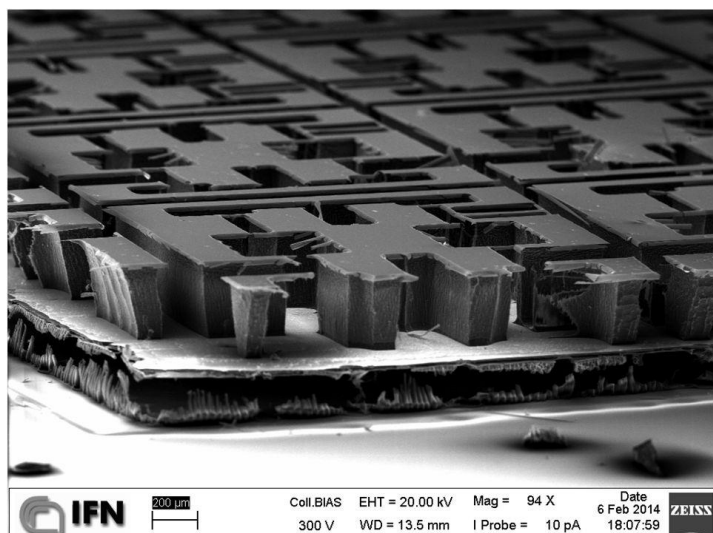


Figura 41: Immagine SEM di alcuni giroscopi di test dove non c'è stato il contatto termico con il catodo della camera

Per assicurarsi un buon contatto termico, solitamente si incolla il wafer al piattello mediante olio per pompe a diffusione. Questo particolare olio ha una grande conducibilità termica ed è semplice da rimuovere in acetone, ma purtroppo tende a generare polimeri e altra sporcizia più resistente quando sottoposto all'attacco in plasma: è dunque indispensabile che questo olio non venga mai a contatto con esso. In un primo momento, i tre substrati del SOI venivano attaccati in quest'ordine: device layer, handle layer, buried oxide. In questo modo lo strato di ossido sepolto oltre che funzionare da etch stop evitava che l'olio sul fondo del wafer potesse risalire sulla sua superficie una volta completato lo scavo della struttura. Quando è stata fatta la scelta di cambiare il processo per eliminare il notching attaccando il device layer alla fine, l'olio ha cominciato ad essere un problema. Infatti, non appena lo scavo del device layer raggiunge il fondo, l'olio comincia a risalire attraverso l'handle layer a causa della differenza di pressione. Questo perché l'attacco viene effettuato in condizioni di vuoto mentre le zone scavate dell'handle layer rimangono a pressione atmosferica, visto che vengono sigillate quando il wafer viene incollato da quel lato. In questo modo l'olio può andare quindi a depositarsi su zone non ancora scavate, mascherandole e quindi rovinando il processo di attacco, come è possibile osservare nell'immagine SEM in Figura 42.

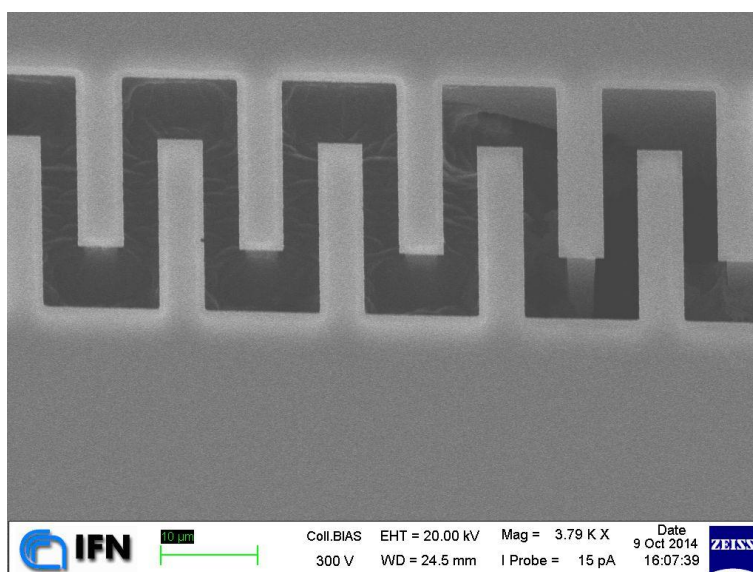


Figura 42: Immagine SEM di una struttura a pettine che è stata mascherata dall'olio di diffusione in fase di attacco

La soluzione adottata in questo caso è stata pertanto quella di incollare tramite resist ottico il wafer SOI su un altro wafer di silicio, per poi incollare quest'ultimo al catodo della camera con il solito olio di diffusione. Anche questa operazione presenta però delle criticità. In alcuni casi infatti è possibile che, a causa delle proprietà del resist o dei parametri con cui è stato depositato e successivamente cotto, questo non faccia sufficiente presa e dunque non si abbia lo stesso il contatto termico. In Figura 41 effettivamente è mostrato un pezzo di wafer SOI incollato su un altro wafer tramite resist: in questo caso il resist non ha aderito e infatti il SOI risulta sollevato dal substrato. Dopo diversi test è stato raggiunto un contatto ottimale utilizzando il resist ottico SPR220, un resist particolarmente viscoso che può essere quindi depositato con grandi spessori, cotto a una temperatura di 90° per 10 minuti. Per temperature o tempi di cottura più bassi l'operazione di incollaggio fallisce e si ottengono i risultati osservabili in Figura 41.

Attacco dell'ossido sepolto

Non c'è molto da aggiungere sull'attacco dell'ossido che non sia già stato detto: questo attacco veniva effettuato in un primo momento come passaggio conclusivo per il rilascio delle strutture vibranti, e in seguito si è scelto di effettuarlo subito dopo l'attacco dell'handle layer ma immediatamente prima dell'attacco del device layer per evitare il fenomeno del notching. Per scavare completamente l'ossido sepolto è stata utilizzata una soluzione di HF diluita in acqua al 10% (5% se si considera che l'HF viene fornito già diluito al 49%). Con una soluzione di questo tipo, l'ossido sepolto viene scavato solitamente immergendovi il wafer per 50-70 minuti. Bisogna solamente ricordare che quando si rimuove l'ossido sepolto prima dell'attacco del device layer, è necessario poi effettuare un ulteriore attacco di circa 40' per aprire i contatti sulla superficie del wafer. Questo ulteriore attacco non causa nessun problema, in quanto l'ossido di silicio viene scavato molto lentamente nelle zone non esposte, necessarie a mantenere la struttura SOI integra. Le uniche zone esposte dove l'attacco procede con una certa velocità sono quelle dove effettivamente è presente la struttura vibrante o un contatto e quindi l'ossido va effettivamente rimosso.

Dicing

Il dicing del wafer, ovvero il taglio in chip delle dimensioni volute, è stato effettuato in diversi modi. In un primo momento, veniva effettuato un taglio vero e proprio con una sottile sega in diamante. Il wafer completato veniva incollato mediante resist ottico su un wafer di supporto e poi ricoperto di un ulteriore strato di resist ottico per proteggere le strutture vibranti ed evitare che i frammenti potessero danneggiare i dispositivi. A questo punto veniva effettuata l'incisione con la sega, e i dispositivi venivano separati rimuovendo l'acetone di protezione, come è possibile osservare in Figura 43. Questo processo comporta diversi passi aggiuntivi che aumentano di molto il tempo di fabbricazione, alcuni dei quali non è nemmeno possibile effettuare nella camera pulita dell'istituto, e per questo si è passati a un sistema più semplice.



Figura 43: Wafer SOI dopo l'immersione in acetone a valle del taglio con sega in diamante

Successivamente infatti il dicing è stato effettuato durante lo scavo dell'handle layer. In particolare sono stati disegnati dei tagli con delle piccole interruzioni lungo tutto il contorno dei chip, come si può vedere in Figura 44. Le interruzioni devono essere abbastanza larghe da garantire sufficiente robustezza alla struttura e abbastanza piccole da rompersi senza problemi se forzate.

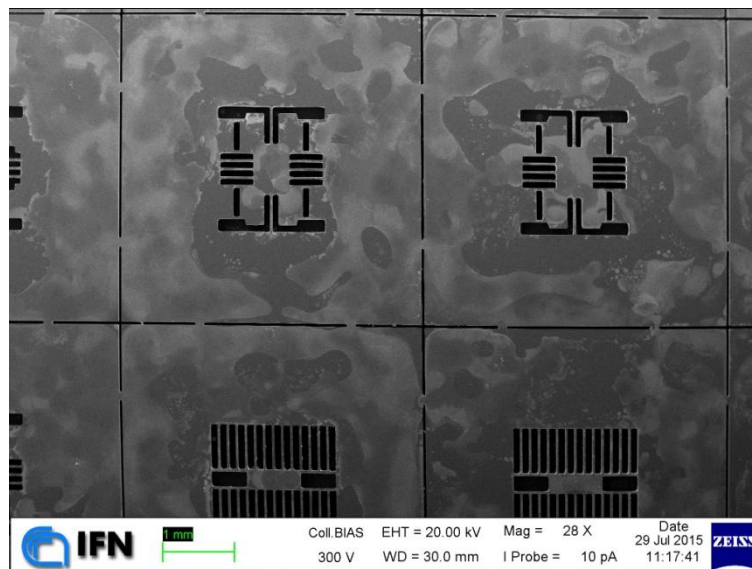


Figura 44: Immagine dello scavo sull'handle layer per l'autodicing, con le strutture di sostegno

Questa tecnica ha garantito degli ottimi risultati, in quanto il wafer risulta sufficientemente resistente per effettuare ulteriori processi (compresi eventuali ulteriori attacchi in DRIE) e al tempo stesso si rompe facilmente quando forzato lungo le linee di scavo, e i dispositivi vengono così separati senza problemi e senza ricorrere ad ulteriori processi.

Processi post-fabbricazione

A volte può capitare che insorgano dei problemi nel processo a cui può essere posto rimedio tramite dei processi di post-fabbricazione. Ad esempio non è raro dover effettuare delle pulizie in bombardino (soluzione 70% H_2SO_4 30% H_2O_2), per rimuovere eventuali residui di resist e altro materiale organico che il semplice acetone non è in grado di ripulire. È stato già spiegato come in alcuni casi sia necessario rimuovere la maschera di cromo per evitare che i dispositivi si imbarchino per lo stress. Inoltre è stato osservato che la pulizia con ultrasuoni aumenta il numero di dispositivi funzionanti, perché probabilmente rimuove dei detriti che si potrebbero venire a formare durante lo scavo.

Un altro passaggio a cui si è pensato è un ulteriore attacco del silicio alla fine di tutto il processo di realizzazione, ma di tipo wet e molto superficiale. Un attacco di questo tipo è utile a rimuovere eventuali piccoli detriti che potrebbero ostacolare il movimento delle strutture vibranti oltre a finalizzare il rilascio delle stesse. Infatti quando l'attacco dell'handle layer non riesce a scavare completamente il silicio per rilasciare le strutture sospese, quello che potrebbe rimanere è un sottile strato molto poroso, indebolito dal notching come spiegato. Questo strato tende ad essere attaccato molto più velocemente di una parete, quindi se l'immersione è limitata del tempo non ci sono rischi per le strutture di sostegno.

In un primo momento è stato utilizzato un composto ternario a base di acido fluoridrico (HF), acido nitrico (HNO_3) e acqua (H_2O). Questo composto rimuove il silicio ossidandolo con l'acido nitrico per poi rimuoverlo con l'HF. La ricetta adottata è stata 5% HF 45% HNO_3 50% H_2O . Per questa ricetta è stato stimato un rate di attacco di circa $10 \mu\text{m}/\text{min}$, come è possibile vedere in Figura 45. Sono stati effettuati dei test immergendo i dispositivi per brevi tempi, ma non sono state notate poi variazioni significative.

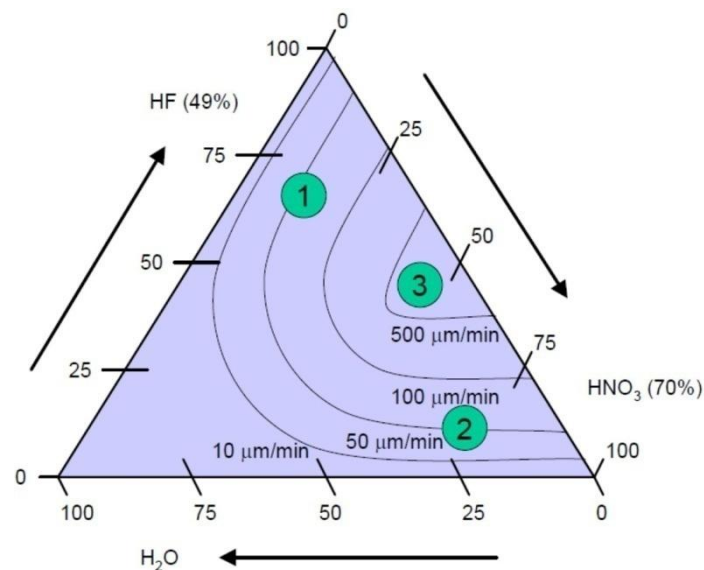


Figura 45: Rate di attacco del silicio per il composto ternario HF, HNO_3 , H_2O .

In un secondo momento si è pensato di effettuare un'ossidazione termica per ottenere lo stesso tipo di risultato: ossidando un wafer è infatti possibile rimuovere un piccolo strato di silicio superficiale. In questo caso però l'attacco procede molto più velocemente del previsto, e in modo piuttosto difficile da controllare (in quanto il forno impiega diverse ore a raggiungere la temperatura di set-point e l'ossidazione avviene a velocità diverse a seconda di essa), dunque il risultato finale è stato che anche le strutture importanti come i dentini della struttura a pettine dell'elettrodo di drive sono state consumate.

Infine è stato tentato l'etching del silicio utilizzando una soluzione a base di idrossido di potassio (KOH). Questo tipo di soluzione viene utilizzata per fare etching molto profondi ed attacca il silicio in modo anisotropo, seguendo la sua struttura cristallografica. Il grande vantaggio di questo tipo di etching è che non ci sono rischi di danneggiamento per la struttura vibrante, nemmeno per i dettagli più piccoli: questo perché il device layer è fortemente drogato e i droganti nel silicio impediscono l'attacco da parte del KOH (spesso il drogaggio può essere utilizzato come stop layer per gli scavi con questa soluzione). I dispositivi sono stati immersi in una soluzione di KOH diluita in acqua al 23% con una temperatura di 40° per un tempo di 15 minuti (il rate stimato di attacco è pari a circa 7 μm per ora). Questo passaggio ha aumentato notevolmente la resa di processo.

In Figura 46 è possibile osservare l'immagine di un wafer SOI al termine della fabbricazione. Purtroppo in questo caso il wafer si è rotto durante il processo, anche se le strutture presenti su di esso sono rimaste intatte. Si può vedere come le strutture sospese sono state effettivamente rilasciate in quanto è possibile vedere attraverso di esse.

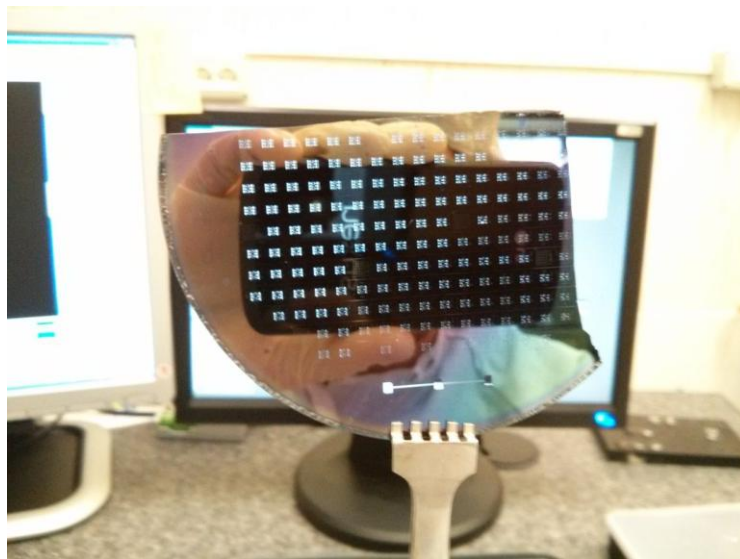


Figura 46: Immagine di un wafer SOI al termine della fabbricazione

Elettronica di misurazione

I giroscopi MEMS come si può evincere da quanto spiegato finora sono dei dispositivi che necessitano di una complessa elettronica di elaborazione. In linea di massima è possibile realizzare un sensore molto preciso per poi semplificare l'elettronica di pick-up del segnale o viceversa: in questo lavoro si è cercato di raggiungere a un buon compromesso tra le due parti. Come già accennato, l'elettronica di misurazione deve occuparsi di eccitare il dispositivo alla sua frequenza di risonanza, possibilmente con delle tecniche che permettano di seguire eventuali drift, deve polarizzare il dispositivo con una tensione continua per ottenere il frequency tuning e deve eventualmente correggere l'errore di quadratura. Alcuni parametri potrebbero essere collegati tra loro, ad esempio al variare della tensione utilizzata per correggere l'errore di quadratura potrebbe variare la tensione di bias necessaria a ottenere il matching. Inoltre diverse tensioni di polarizzazione in continua forniscono diversi valori di sensibilità, quindi bisogna poi scalare opportunamente il segnale in uscita (la tensione continua serve sia per l'eccitazione che per la rivelazione quindi la dipendenza sarà di tipo quadratica). Inoltre il segnale misurato deve essere convertito da corrente a tensione, amplificato, filtrato e demodulato.

Panoramica del sistema di misurazione

Il sistema di misurazione adottato è piuttosto complesso. In primo luogo le misurazioni sono tutte eseguite in una camera da vuoto, per abbattere il coefficiente di smorzamento dovuto all'attrito viscoso dell'aria. La qualità di vuoto necessaria non è altissima, e una pressione di 10^{-3} Torr solitamente è sufficiente per assicurarsi pochi punti percentuali di riduzione del fattore di merito Q. Sono state effettuate delle misurazioni per osservare sperimentalmente questa caratteristica, come è possibile vedere in Figura 47.

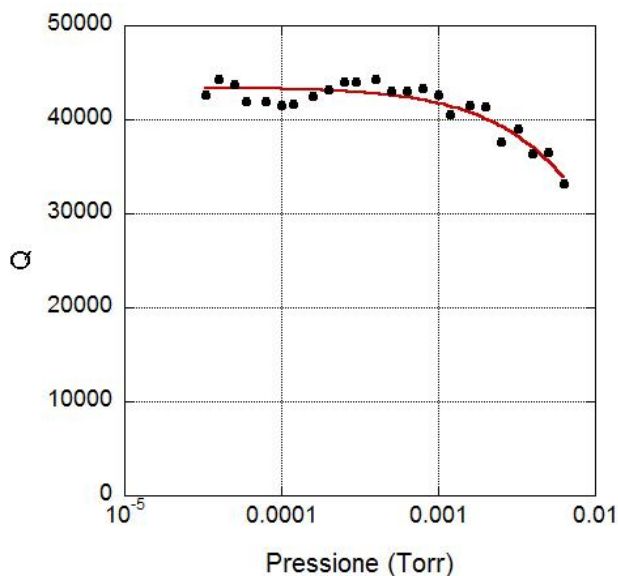


Figura 47: Andamento del fattore di qualità al variare del vuoto in un dispositivo reale

Il livello di vuoto necessario per non limitare il fattore di qualità è al limite delle possibilità di una normale pompa rotativa. Pertanto è risultato necessario utilizzare una camera da vuoto con un sistema composto da una pompa rotativa e una pompa turbomolecolare. Tale sistema è mostrato in Figura 48.



Figura 48: Sistema da vuoto adottato per le misurazioni

Il sistema è provvisto anche di un bypass della pompa rotativa verso la camera, per avere la possibilità di creare un prevuoto e cambiare il dispositivo da misurare senza dover ogni volta fermare la delicata pompa turbomolecolare. Come è possibile osservare, ci sono una serie di connettori BNC che escono dalla camera, per portare i segnali elettrici dentro e fuori tramite un apposito passante di tipo fischer. La carcassa metallica della camera così come quella degli strumenti interni sono tutte collegate alla medesima massa, la stessa del circuito di prossimità adottato. Un connettore passante fischer è collegato su un'altra flangia per trasportare i segnali di controllo del motore passo-passo necessario per la caratterizzazione della rotazione. Questi segnali sono molto maggiori rispetto a quelli di eccitazione e rivelazione inviati e ricevuti dal giroscopio, e vengono quindi fatti transitare su un altro passante proprio per evitare accoppiamenti. In Figura 49 è possibile osservare l'interno della camera da vuoto.

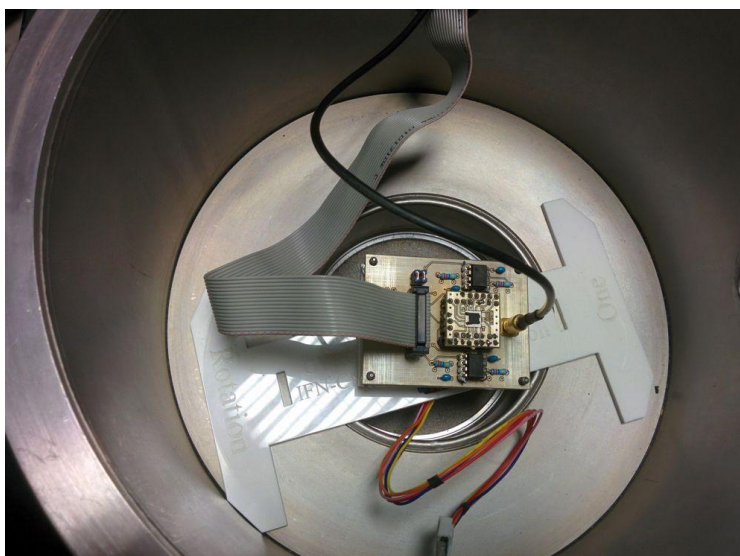


Figura 49: Interno della camera da vuoto dove vengono effettuate le misurazioni

I segnali di alimentazione, di polarizzazione in continua e di rivelazione viaggiano tutti ravvicinati in un flat cable che poi viene collegato sul circuito stampato di interfaccia mediante un connettore da 16 pin. Il solo segnale di eccitazione viaggia su un cavo coassiale SMB: questo per evitare il più possibile gli accoppiamenti che si potrebbero avere tra segnale di eccitazione e segnali di rivelazione, che sono alla stessa frequenza ma il primo è molto più grande degli altri.

Il circuito stampato di interfaccia è fissato su un supporto che può essere fatto ruotare mediante un motore passo-passo con un elevato coefficiente di demoltiplica. Questa scelta dipende dal fatto che un motore passo-passo è più semplice da pilotare di un motore in continua, anche se per l'appunto tende ad effettuare dei movimenti discreti. Il motore utilizzato ha una rotazione di 5.6 gradi ogni passo e un fattore di demoltiplica pari a 64 (dunque ogni passo si muove di 0.09 gradi). Il grande fattore di demoltiplica serve infatti a rendere i passi più piccoli possibili e aumentare così la continuità della rotazione all'interno di un certo range di velocità angolare. Il motore viene controllato mediante un programma scritto su un microcontrollore Arduino, che può farlo muovere alternativamente a velocità costante o ad accelerazione costante. I programmi sono fatti in modo tale che il motore non faccia mai più di un giro completo in una direzione, visto che altrimenti i cavi di connessione elettrica si aggroviglierebbero. Infatti solitamente viene fatto fare un giro completo in un verso per poi fare un giro completo nel verso opposto. In questo modo è possibile valutare anche le caratteristiche di simmetria del giroscopio in esame.

Il giroscopio viene collocato su una basetta a parte rispetto alla PCB di interfaccia (questo per poter utilizzare vari giroscopi con varie basette). Il chip viene incollato mediante nastro adesivo conduttivo, dello stesso tipo che si utilizza per il microscopio elettronico. Il chip carrier del giroscopio è uno standard con 40 pin, anche se per il giroscopio ne viene utilizzato un numero inferiore. Le saldature vengono effettuate mediante saldatrice a ultrasuoni. Il filo utilizzato è di alluminio con l'1% di silicio e ha un diametro di 20-25 μm .



Figura 50: Saldatrice ad ultrasuoni utilizzata per saldare i dispositivi sul relativo chip carrier

La saldatrice effettua la saldatura premendo il filo contro il dispositivo e scaldandolo mediante una vibrazione a ultrasuoni fino a quando non fonde e si va ad attaccare al substrato. Questa operazione lascia sempre una coda di spessore pari a circa 50 μm e altezza fino a 120 μm : per questo motivo per potere effettuare comodamente le saldature è consigliabile disegnare dei pad di almeno 150x150 μm . I pad dei vari elettrodi sono stati infatti modificati nei vari RUN di fabbricazione proprio per questo (vedi Figura 15). Una struttura dell'handle layer robusta è indispensabile per la corretta saldatura, altrimenti la punta tende a rompere il dispositivo. Durante il processo per GYRO9 a un certo punto si è verificata una perdita di contatto

termico nell'handle layer che ha indebolito tutte le strutture di sostegno: infatti non è stato possibile saldare questi dispositivi nella loro parte centrale, perché sebbene sufficientemente resistenti da non rompersi durante la manipolazione e il trasporto, non erano sufficientemente resistenti da sopportare la forza applicata dalla punta della saldatrice. Il foro per il contatto elettrico con l'handle layer si è rivelato un altro dei punti critici della saldatura: infatti la punta della saldatrice ha una forma particolare e non riesce a entrare in buchi troppo piccoli. Per questo i fori per contattare l'handle layer sono stati prima spostati verso l'esterno del dispositivo (come si può osservare in Figura 51) e poi ingranditi della giusta quantità. Questo problema sussiste più che altro con device layer di spessore pari a 60 μm , mentre la punta entra senza problemi su dispositivi con device layer di 20 μm .

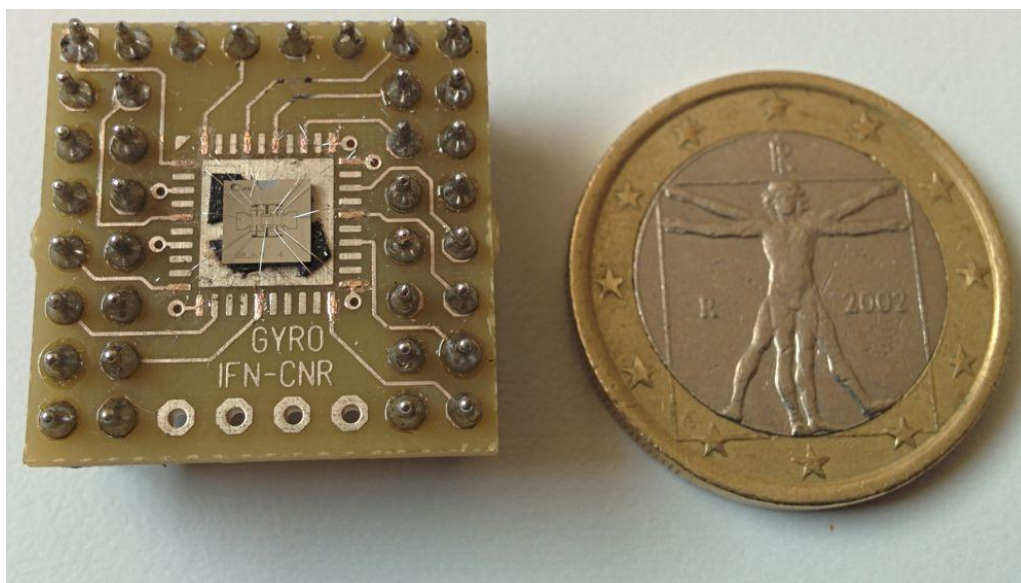


Figura 51: Immagine di un giroscopio saldato su chip carrier

Il chip carrier viene montato, come si può vedere in Figura 49, sul circuito stampato dove è presente l'elettronica di prossimità e le varie connessioni per i segnali esterni. Sono stati realizzati diversi PCB per effettuare caratterizzazioni di diverso tipo. Alcuni di questi sono stati realizzati in istituto a partire da basette millefori (per i circuiti più semplici), mediante litografia ottica o mediante fresa a controllo numerico. Altri sono stati realizzati da esterni una volta fornito loro il disegno.

A causa dei piccoli segnali in gioco, il collegamento delle masse è fondamentale per evitare accoppiamenti tra di essi. Già è stato accennato come il segnale di eccitazione, alla stessa frequenza del segnale del giroscopio ma molto più elevato, viene fatto passare attraverso un cavo schermato a parte per evitare accoppiamenti. Come ulteriore misura di precauzione, la pista nel circuito stampato che collega il suo connettore con il chip carrier del giroscopio viene fatta passare lontano da tutti gli altri segnali. In un primo momento veniva utilizzato un ground plane solo su uno dei due lati della PCB, mentre in un secondo momento si è ritenuto opportuno realizzarne uno anche nella parte inferiore, prestando attenzione che non si formino delle isole elettricamente isolate. Di importanza fondamentale è anche la messa a massa di tutti i pin inutilizzati del chip carrier del giroscopio. In particolare è stato osservato che tra questi pin è presente un accoppiamento importante anche a basse frequenze (il taglio è all'incirca a 1 kHz), se non sono ancorati a massa. Per questo motivo la basetta che funge da chip carrier per il giroscopio è stata riprogettata realizzando un piano di massa su entrambe le sue facce e collegando ad esso tutti i pin inutilizzati. Sono stati inoltre effettuati diversi test sperimentali per determinare a quale tensione è conveniente ancorare l'handle layer e lo spazio di device layer esterno al giroscopio. Come già spiegato infatti l'handle layer non può essere lasciato

floating in quanto è in contatto con tutti gli elettrodi di misurazione a meno del sottile strato di ossido sepolto di $1\ \mu\text{m}$, e dunque si formano una serie di capacità parassite tra tutti gli elettrodi del giroscopio ben più alte di quelle di eccitazione e rivelazione del segnale. In un primo momento questo veniva ancorato alla tensione di polarizzazione in continua. Effettuando vari test è stato osservato come collegarlo alla massa elettrica garantisce una schermatura migliore e un minore accoppiamento tra segnale di ingresso e di uscita.

Misurazioni I-V

In alcuni casi in cui la caratterizzazione elettromeccanica non fornisce i risultati attesi, viene effettuata una caratterizzazione elettrica preliminare per controllare il corretto funzionamento del dispositivo. Idealmente tutti gli elettrodi dovrebbero risultare elettricamente isolati, ma in alcuni casi è stato possibile osservare dei fenomeni particolari. In Figura 52 è possibile osservare lo schema elettrico utilizzato per effettuare queste misurazioni. Un'onda triangolare a bassa frequenza (sufficientemente bassa da poter essere considerata un segnale in continua rispetto alle capacità presenti nel sistema) viene generata da un generatore di segnali e viene inviata a uno degli elettrodi del dispositivo e su uno dei due canali dell'oscilloscopio. Il secondo canale dell'oscilloscopio viene collegato a un elettrodo del dispositivo adiacente al primo, e a un resistore R verso massa. A questo punto, utilizzando la funzione dell'oscilloscopio per visualizzare un canale in funzione dell'altro, è possibile osservare la corrente che passa tra i due elettrodi in esame (che è proporzionale alla tensione sul resistore R e al resistore stesso secondo la legge di Ohm) in funzione della tensione in ingresso.

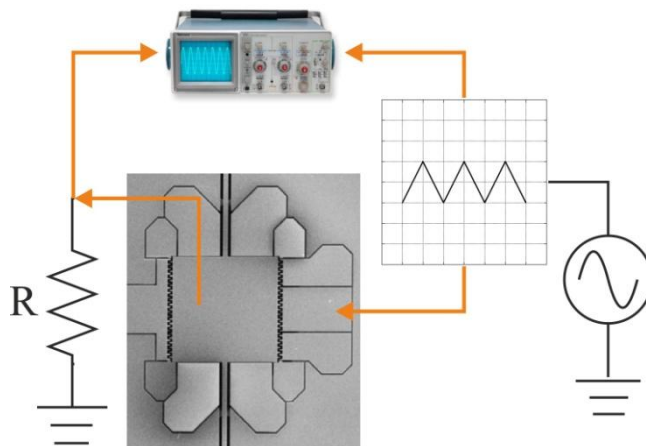


Figura 52: Schema utilizzato per la caratterizzazione elettrica dei dispositivi

Se i due elettrodi sono perfettamente isolati, su R non passa nessuna corrente e quindi la tensione ai suoi capi è 0. Quello che invece si osserva sperimentalmente in molti casi è che si ha una conduzione con una certa resistenza a partire da determinati valori di tensione in continua. In pratica gli elettrodi risultano isolati se si applica una bassa tensione, mentre cominciano a condurre quando la tensione aumenta. Sebbene questo fenomeno sia asimmetrico per tensioni negative e positive, è presente in entrambi i casi quindi non può essere l'effetto di una giunzione. La spiegazione ipotizzata è che a causa dell'effetto del notching sul device e sull'handle layer, potrebbero rimanere esposte delle pareti rovinata che si comportano come una serie di cantilever (Figura 53), e potrebbero quindi piegarsi e funzionare come interruttori per la conduzione elettrica. Ad avvalorare questa tesi vi è il fatto che questi fenomeni di conduzione sono sempre presenti tra l'handle layer e uno qualsiasi degli altri elettrodi. Questo tipo di fenomeno è diventato sempre più raro grazie al perfezionamento del processo di fabbricazione che ha consentito di realizzare dei giroscopi annullando l'effetto del notching sul device layer e riducendolo al minimo nell'handle layer.

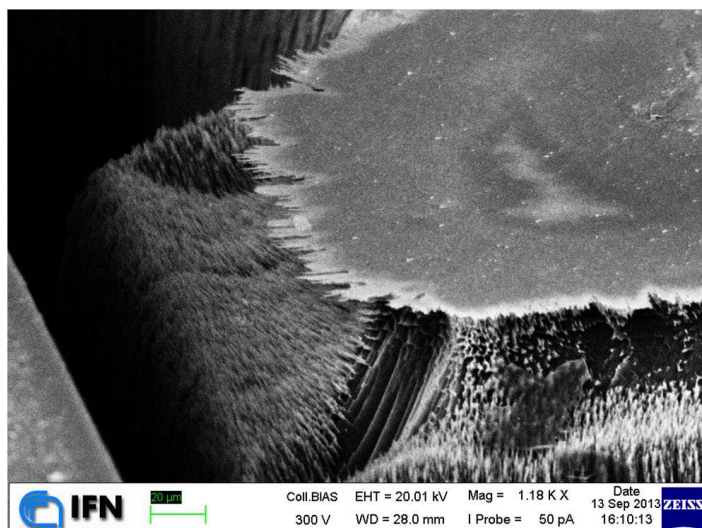


Figura 53: Immagine SEM dell'handle layer di un giroscopio vista dall'alto una volta rimosso il device layer

Non è comunque da escludere che in qualche caso due elettrodi siano completamente in corto: questo solitamente succede quando si trovano in contatto fisico (un numero limitato di dispositivi aveva questo problema) o quando la coda di una saldatura è finita proprio tra i due.

Conversione corrente-tensione

Il segnale in corrente generato dallo spostamento di carica delle capacità variabili utilizzate per rivelare gli spostamenti della massa vibrante deve essere per prima cosa convertito in tensione, per poter effettuare i passaggi successivi senza perdite. Questo passaggio viene effettuato mediante un amplificatore operazionale posto in configurazione transimpedenza. Nel corso di questo lavoro sono state utilizzate diverse configurazioni: la più semplice è osservabile in Figura 54.

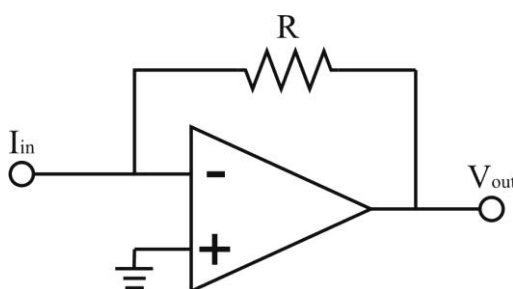


Figura 54: Schema circuitale di un semplice amplificatore transimpedenza con operazionale

Lo schema in Figura 54 realizza una conversione corrente/tensione esibendo un'uscita a bassa impedenza, sfruttando le proprietà fondamentali dell'amplificatore operazionale, ossia il corto virtuale e l'assenza di assorbimento di corrente agli ingressi. Infatti se gli ingressi non assorbono corrente, tutta la corrente I_{in} passerà per la resistenza R , mentre se gli ingressi dell'operazionale sono equipotenziali e in particolare l'ingresso negativo è a massa la tensione di uscita sarà pari a:

$$V_{out} = -R \cdot I_{in}$$

Notare che in questo modo tramite l'amplificatore operazionale, l'elettrodo di misurazione si troverà al potenziale di massa. Per questo la tensione continua di polarizzazione viene applicata sulle masse vibranti, per fare in modo che tutti i vari elettrodi ce l'abbiano ai loro capi. La resistenza del segnale d'ingresso può essere considerata infinita, in quanto ciascun elettrodo è isolato elettricamente da tutto il resto del circuito, e l'unica corrente che proviene da esso è quella dovuta allo spostamento delle cariche per la variazione della capacità.

In principio è stata utilizzata una rete a T nel feedback dell'amplificatore transimpedenza, per ottenere una resistenza efficace più grande con resistori più piccoli. Lo schema del circuito utilizzato è visibile in Figura 55.

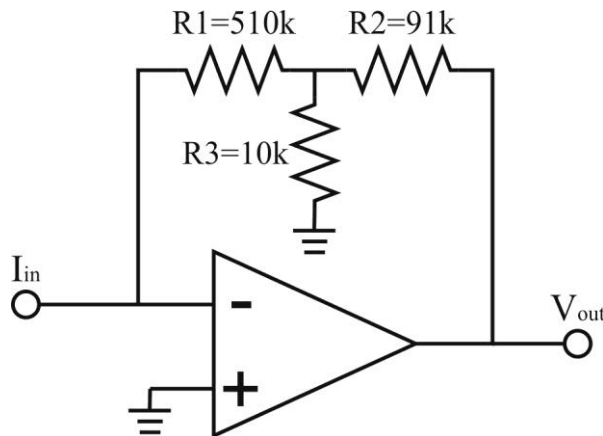


Figura 55: Schema circuitale di un amplificatore transimpedenza con rete a T

Risolvendo questo semplice circuito nell'ipotesi di amplificatore operazionale ideale, si può esprimere la tensione di uscita in funzione della tensione di ingresso nel seguente modo:

$$V_{out} = -R_1 \left(1 + \frac{R_2}{R_3} + \frac{R_2}{R_1} \right) I_{in}$$

A questo punto risulta chiaro che incrementando il rapporto $R_1 R_2 / R_3$ il segnale di uscita aumenta di un fattore ad esso proporzionale. In particolare sostituendo i valori numerici delle resistenze nella formula si ottiene l'equivalente di un circuito transimpedenza con una resistenza di $5.24 \text{ M}\Omega$, utilizzando resistori di valore massimo pari a $510 \text{ k}\Omega$.

Purtroppo se questa configurazione risulta conveniente per la possibilità di impiegare resistori di basso valore, risulta altrettanto sconveniente in termini di rumore in ingresso del circuito. Infatti con questa configurazione è il rumore termico generato da R_1 a dominare, perché viene moltiplicato per lo stesso fattore per il quale viene moltiplicato il guadagno, R_2/R_3 . Per diminuire questo rumore, è necessario aumentare di molto il valore di questa resistenza. Questo perché il guadagno ha una dipendenza lineare con il valore di R_1 , mentre il rumore in uscita dipende dalla sua radice. Questo evidentemente comporta una diminuzione netta del rumore in ingresso pari alla radice dell'incremento di R_1 . Dunque per ridurre il rumore è più conveniente guadagnare molto con un singolo resistore che non con una rete a T (perché nel primo caso ho solo il rumore della singola resistenza mentre nel secondo ho il rumore del primo resistore moltiplicato però per il fattore R_2/R_3). Sono state effettuate prove che hanno mostrato risultati in linea con le simulazioni effettuate tramite software open source QUCS, utilizzando resistori di feedback di valori molto elevati come 10 e 20 $\text{M}\Omega$ ed effettivamente le prestazioni in termini di rumore sono aumentate. In un secondo momento si è scelto di testare anche un circuito di pick-up basato su amplificatore di carica.

La configurazione detta amplificatore di carica consiste nel sostituire il resistore della configurazione transimpedenza con una capacità. Occorre mettere comunque in parallelo una resistenza a quest'ultima, per limitare il guadagno alle basse frequenze che sarebbe altrimenti infinito. Questa configurazione è solitamente utilizzata proprio nel caso di ingresso capacitivo (in modo da non rischiare di avere un segnale in continua che verrebbe amplificato molto), e si usa infatti anche per misurare capacità molto piccole, applicando un segnale di ingresso noto. Nel caso dei giroscopi invece la capacità è nota e il segnale in ingresso è incognito, e misurandolo è possibile risalire all'entità degli spostamenti delle masse vibranti e quindi alla velocità di rotazione nel caso del sense. Questa particolare configurazione è stata adottata per le sue caratteristiche di rumore molto ridotte rispetto a una semplice rete transimpedenza, in quanto il condensatore a differenza del resistore non genera rumore termico proporzionale al suo valore.

L'integrato scelto inizialmente per la misurazione del segnale di uscita è un amplificatore operazionale duale con ingresso a FET, il TL072. L'ingresso a FET garantisce rumore in corrente bassissimo (10 fA/√Hz) e resistenza di ingresso praticamente infinita. Dopo aver eseguito vari test per minimizzare il rumore in ingresso, si è potuto osservare come per guadagni molto elevati il rumore dominante non è più quello termico del resistore di feedback ma quello in corrente di questo integrato. Questo perché, sebbene sia molto basso, ha una dipendenza lineare con il resistore di feedback mentre quello termico come già spiegato ha una dipendenza di tipo radice da esso. Dunque, per poter diminuire ulteriormente il rumore in ingresso aumentando il resistore di feedback si è scelto di passare a un integrato con rumore in corrente minore, L'LTC6241, con rumore in corrente di ingresso pari a 0.56 fA/√Hz. In questo caso il rumore del circuito di pick-up del segnale è così basso che non è più la componente dominante sul rumore in uscita, in quanto comincia a diventare non trascurabile il rumore meccanico della struttura vibrante.

Di seguito in Tabella 7 è possibile osservare il rumore in corrente in ingresso stimato utilizzando diverse configurazioni e diversi integrati. Il guadagno nel caso dell'amplificatore di carica ovviamente è stato stimato per frequenze uguali alla frequenza di risonanza dei giroscopi, intorno ai 14 kHz.

R (MΩ)	C (pF)	Integrato	$V_{n,out}$ (V/√Hz)	Amplificazione (MΩ)	$I_{n,in}$ (A/√Hz)
5.24 (rete T)	0	TL072	9.55E-7	5.24	1.8E-13
5.24	0	TL072	3E-7	5.24	5.7E-14
5.24	0	LTC6241	2.95E-7	5.24	5.63E-14
22	0	TL072	6.4E-7	22	2.9E-14
22	0	LTC6241	6E-7	22	2.7E-14
22	10	TL072	3.64E-8	1.08	3.4E-14
1000	10	TL072	2.15E-8	1.08	2E-14
1000	2	TL072	6E-8	5.42	1.1E-14

Tabella 7: Densità di rumore in corrente in ingresso per diverse configurazioni di circuito transimpedenza

Ulteriori stadi di amplificazione e filtraggio

Come già anticipato, la corrente in uscita dalla capacità ha dei valori compresi tra i pA e i fA. Appare quindi evidente che un'amplificazione di un fattore di qualche MΩ risulta insufficiente a produrre un segnale dell'ordine dei V che è più semplice da elaborare ed acquisire. Dunque è necessario introdurre un ulteriore stadio di amplificazione, con guadagno pari all'incirca a 100. Si è osservato sperimentalmente infatti che con un guadagno di questo tipo, i giroscopi producono alla risonanza delle tensioni di uscita di alcuni V. Inizialmente questa operazione di amplificazione veniva fatta all'esterno, e all'elettronica di prossimità

presente nella camera da vuoto era relegato solo il primo stadio di conversione corrente-tensione. In seguito, quando sono iniziati i test per la caratterizzazione con il segnale di rotazione, è stato osservato come il semplice movimento dei cavi all'interno della camera poteva disturbare i piccoli segnali in uscita. A quel punto è stata riprogettata la basetta per amplificare ulteriormente il segnale in uscita. Il nuovo schema utilizzato è mostrato in Figura 56 (nello schema sono mostrati amplificatori transimpedenza con rete a T, ma la rete di feedback può essere sostituita con gli altri tipi spiegati nel paragrafo precedente senza che il circuito cambi).

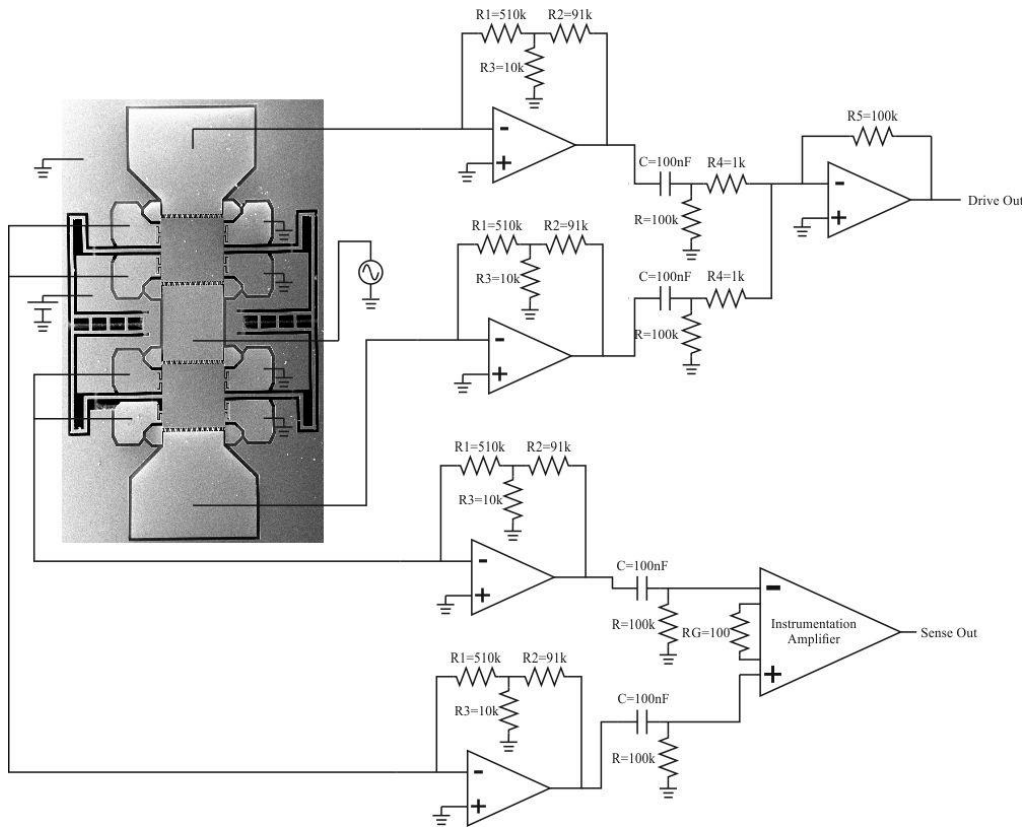


Figura 56: Schema elettrico completo dell'elettronica di prossimità per le misurazioni di rotazione

Gli elettrodi di sense inutilizzati vengono connessi alla massa per aumentare l'effetto di spring softening e dunque avere un range più ampio della manipolazione della frequenza di sense, mentre la struttura centrale viene collegata a una tensione DC necessaria per l'eccitazione/rivelazione sugli elettrodi capacitivi oltre che per eseguire il frequency tuning. La tensione di eccitazione viene applicata all'elettrodo centrale con riferimento a massa. L'amplificazione successiva nel caso del drive è stata eseguita effettuando la somma dei due segnali, in quanto sebbene la vibrazione è antisimmetria anche gli elettrodi sono posti in modo antisimmetrico l'uno rispetto all'altro. L'integrato utilizzato è sempre un TL072. Nel caso del segnale di sense viene invece effettuata la sottrazione dei segnali degli elettrodi per beneficiare della reiezione dei modi comuni, grazie al movimento antisimmetrico delle masse vibranti. Per l'operazione di sottrazione è stato utilizzato un opportuno amplificatore da strumentazione (AD622). I segnali devono essere necessariamente filtrati in AC (passa alto) prima dell'ingresso nel secondo stadio: questo perché un eventuale offset in tensione del primo stadio potrebbe portare in saturazione il secondo, essendo questo generalmente più elevato del segnale del giroscopio. Questa operazione di filtraggio viene svolta in automatico anche dagli amplificatori esterni, selezionando un accoppiamento in ingresso di tipo AC.

Nel caso si volesse semplicemente effettuare la caratterizzazione elettromeccanica dei dispositivi, non è necessaria ulteriore amplificazione interna alla camera oltre il circuito transimpedenza, ma si possono utilizzare senza problemi gli amplificatori esterni. In questa configurazione inoltre gli elettrodi di sense devono essere collegati in modo incrociato, per poter eccitare il modo antisimmetrico e non quello simmetrico.

Modalità di eccitazione

In fase di caratterizzazione i dispositivi sono eccitati mediante un generatore di segnali. L'eccitazione è dell'ordine dei mV, il minimo che può produrre lo strumento e per questo il segnale viene generato con molto rumore. Per aggirare questo problema lo strumento viene impostato per fornire una tensione dieci volte superiore a quella richiesta, e poi la tensione viene attenuata con un semplice partitore resistivo, sfruttando il fatto che l'ingresso mostra un'altissima impedenza (idealmente l'elettrodo di eccitazione dovrebbe essere isolato da tutto il resto). Le frequenze di lavoro sono relativamente basse e dunque non è necessario adattamento di impedenza. In Figura 57 è possibile osservare lo schema di principio di queste misurazioni.

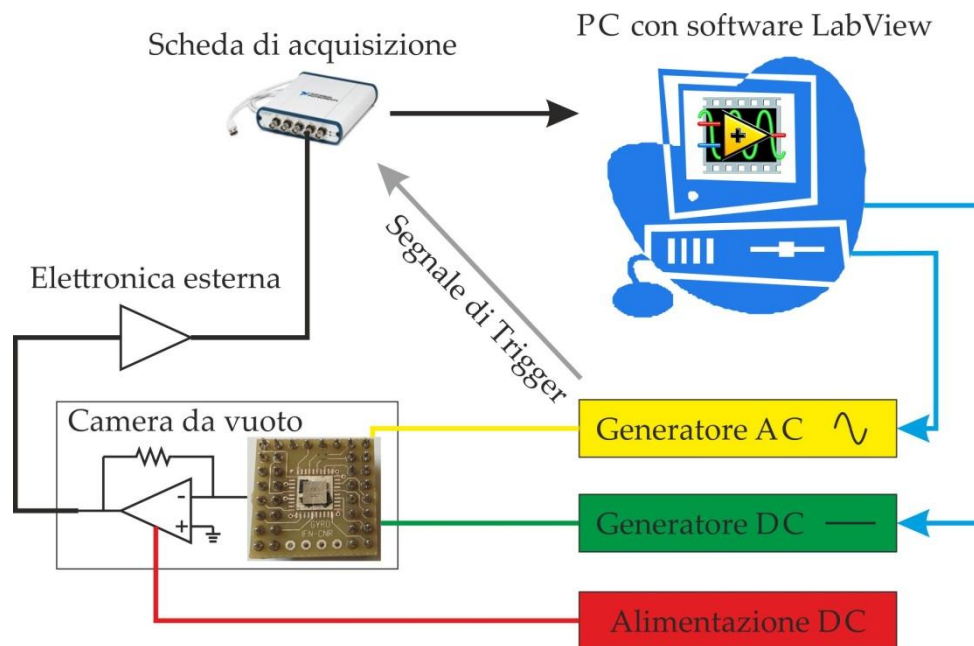


Figura 57: Schema del setup di misurazione utilizzato per la caratterizzazione elettromeccanica

Oltre alla caratterizzazione elettromeccanica è possibile anche effettuare misurazioni di rotazione eccitando i dispositivi in questo modo, ma bisogna ricordare che i fattori di qualità sono molto elevati e quindi è necessaria un'elevata precisione nel selezionare la giusta frequenza (a volte i picchi sono più stretti di 1 Hz). A questo va aggiunto il fatto che il dispositivo potrebbe avere dei drift a causa dell'aumento della temperatura durante il suo utilizzo. Si rende quindi necessario progettare un sistema di eccitazione in grado di eccitare il dispositivo sempre alla sua frequenza di risonanza: questo è possibile mediante un circuito che realizza un feedback positivo. In particolare il segnale di uscita di drive viene amplificato, sfasato e poi riportato in ingresso. In questo modo a partire dal rumore elettronico si innescheranno automaticamente delle

oscillazioni alla frequenza di risonanza del dispositivo, in quanto esso si comporta come un filtro passa banda molto stretto. Il controllo di ampiezza viene realizzato facendo lavorare in saturazione l'amplificatore e mettendo un partitore all'ingresso del giroscopio. Dopo ogni fase di amplificazione, prima dello stadio successivo è necessario filtrare il segnale con un filtro passa alto per evitare di amplificare anche l'offset dell'amplificatore precedente. Lo schema che ne risulta è mostrato in Figura 58.

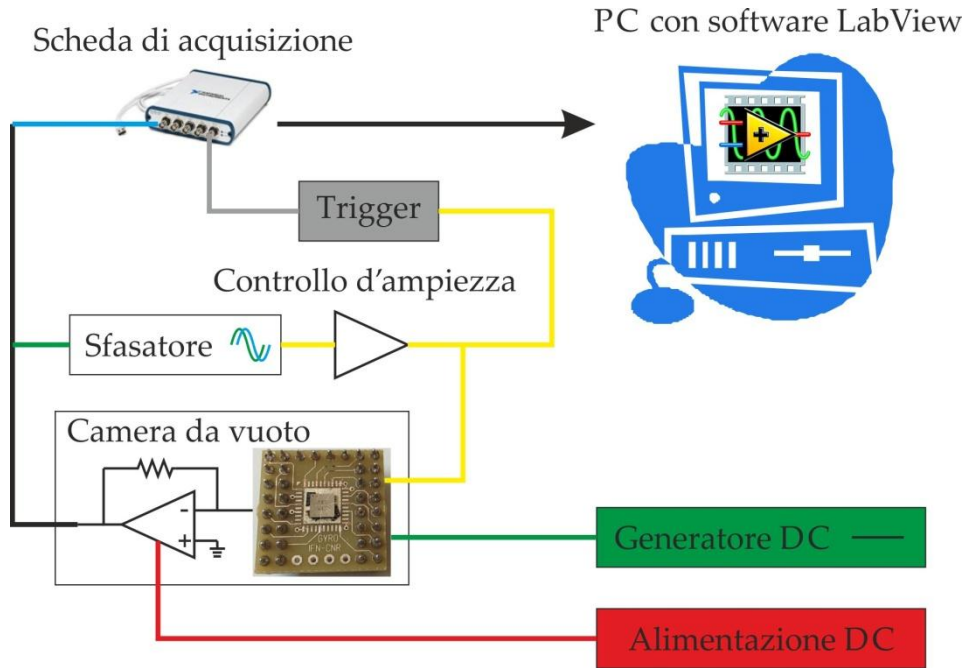


Figura 58: Schema per l'eccitazione mediante feedback positivo

Lo sfasatore è stato realizzato all'interno di una scatola di alluminio pressofuso con dei potenziometri per regolare manualmente lo sfasamento. Questo è necessario per avere lo sfasamento corretto per realizzare il feedback positivo, che può dipendere da molti fattori, tra i quali i sistemi di amplificazione adottati (invertenti o non invertenti), il modo in cui viene rivelato il segnale (amplificatore transimpedenza resistivo o amplificatore di carica), presenza di capacità parassite eccetera. Il circuito che realizza questa funzione è un circuito del secondo ordine con un polo e uno zero nello stesso punto: per questo motivo non si hanno variazioni di guadagno ma solo di fase. In particolare la fase varia tra 0 e -360° attorno alla frequenza caratteristica determinata dal resistore R e dal condensatore C mostrati nello schema elettrico in Figura 59.

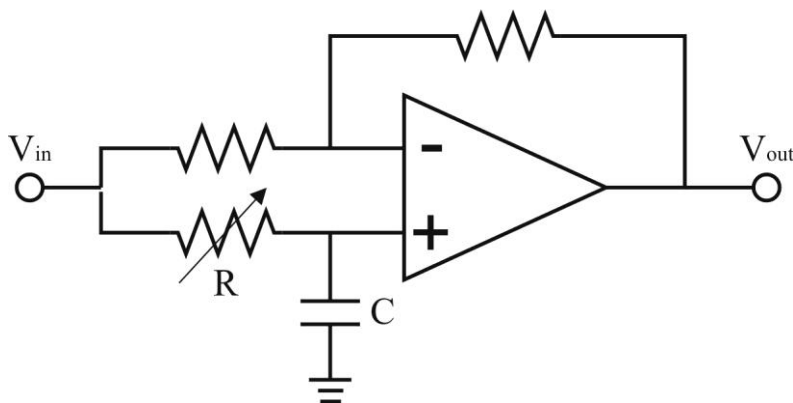


Figura 59: Schema elettrico del circuito sfasatore

A questo punto, avendo la possibilità di variare il resistore R, è possibile cambiare la frequenza caratteristica del circuito e quindi cambiare lo sfasamento per una frequenza fissata. Sperimentalmente è stato osservato che utilizzando un trimmer lineare è possibile variare efficacemente lo sfasamento tra 0° e 180° : per poter variare la fase anche tra 0° e -180° è stato realizzato un semplice invertitore in cascata, e tramite un deviatore viene selezionata alternativamente l'uscita a valle o a monte di esso.

Una volta trovato il valore di sfasamento ottimale per il circuito che si sta utilizzando, è possibile osservare come la semplice accensione delle alimentazioni degli integrati è sufficiente ad innescare le oscillazioni, a volte istantaneamente e a volte con qualche secondo (dipende dal guadagno del loop, comprensivo di tutti gli stadi di amplificazione a partire da quello a transimpedenza). Mediante questo sistema è possibile seguire la variazione della frequenza di risonanza di drive durante le misurazioni di rotazione, e questo diminuisce notevolmente i drift dei segnali in uscita. Il drift rimanente è principalmente legato alla frequenza di risonanza di sense, che dipende dalla tensione di polarizzazione in continua applicata, e dunque non è banale fare in modo che segua la frequenza di risonanza di drive. In alcuni lavori è stato progettato un sistema per tenere agganciata anche la frequenza di risonanza di sense sfruttando l'errore di quadratura residuo.

Demodulazione del segnale

Il segnale acquisito, sia quello di drive che di sense, viene demodulato attraverso un lock-in. Un lock-in è uno strumento che estrae la componente di un segnale a una particolare frequenza. Per funzionare ha infatti bisogno di un segnale di riferimento, ossia un'onda quadra alla frequenza da estrarre. Questo segnale viene fornito dal generatore di segnali o da un trigger di Schmitt nel caso di eccitazione mediante feedback positivo. L'operazione matematica effettuata è una moltiplicazione del segnale in ingresso per quello di riferimento e per una sua copia sfasata di 90° . Tutte le componenti spettrali a frequenza diversa da quella di riferimento hanno un valore medio nullo sul segnale filtrato in questo modo, e dunque effettuando un'integrazione è possibile estrarre la componente in fase e in quadratura alla frequenza di riferimento. A partire da queste componenti si può risalire all'ampiezza e alla fase della componente in frequenza desiderata, ma nel caso del giroscopio può essere utile mantenere l'informazione delle componenti in fase e quadratura: questo perché come già accennato più di una volta, al segnale di rotazione è spesso sovrapposto l'errore di quadratura, come dice il nome, in quadratura con esso. Dunque, una volta trovato il giusto sfasamento da dare alla frequenza di riferimento rispetto al segnale in ingresso, è possibile separare automaticamente tramite lock-in il segnale di rotazione dall'errore di quadratura. Questa operazione può essere effettuata mediante un'operazione di calibrazione. In primo luogo si mette in vibrazione il giroscopio senza applicare una rotazione. Il segnale misurato sul sense sarà pertanto legato unicamente all'errore di quadratura: a questo punto modificando lo sfasamento fino a portare tutto il segnale su una delle due componenti, si otterrà la separazione desiderata. In particolare applicando una rotazione al sistema, il segnale di rotazione dovrebbe apparire nella componente che è stata minimizzata in fase di calibrazione. In questo modo è possibile ottenere delle misurazioni di rotazione con il massimo dell'efficienza.

Oltre a un semplice lock-in analogico, nel corso di questo lavoro è stato utilizzato anche un lock-in digitale realizzato mediante software scritto in Labview. I segnali sono acquisiti in questo caso da una scheda di acquisizione dedicata. La tecnica di estrazione è la stessa adottata nel caso di un lock-in analogico: per prima cosa viene acquisita una sequenza di punti nel buffer della scheda con un intervallo temporale ben definito (l'inverso del sample rate). Questi punti vengono poi moltiplicati per dei segnali di riferimento generati matematicamente nel seguente modo:

$$R1_k = \text{sign}(\sin 2\pi f T_k)$$

$$R2_k = \text{sign}(\cos 2\pi f T_k)$$

In particolare, $R1_k$ e $R2_k$ sono il k -esimo punto corrispondente all'istante di tempo T_k , mentre f è la frequenza da estrarre. La parte in fase e in quadratura del segnale estratto, che possono essere alternativamente chiamate parte reale e parte immaginaria a seconda della notazione, saranno del tipo:

$$Re(X) = \frac{\pi \sum_k R1_k X_k}{N}$$

$$Im(X) = \frac{\pi \sum_k R2_k X_k}{N}$$

Dove N è il numero di punti acquisiti, X la componente del segnale di ingresso alla frequenza f e X_k i punti acquisiti. Per avere sincronismo temporale tra una misurazione e l'altra, è necessario acquisire in ogni caso un segnale di riferimento esterno. Per passare dalla notazione complessa alla notazione con ampiezza e fase del segnale estratto è sufficiente utilizzare le classiche formule:

$$Ampiezza = \sqrt{Re(X)^2 + Im(X)^2}$$

$$Fase = \tan^{-1} \frac{Im(X)}{Re(X)}$$

Il vantaggio del lock-in digitale risiede nel fatto che è possibile ottenere misurazioni su più canali in contemporanea, oltre a quello più ovvio di aver bisogno di uno strumento in meno. Il limite è la velocità della scheda di acquisizione, che deve essere in grado di acquisire un numero sufficiente di campioni in un singolo periodo della frequenza da estrarre. Le frequenze tipiche dei giroscopi sono dell'ordine della decina di kHz, ossia con periodi dell'oscillazione pari al centinaio di μs . La scheda di acquisizione utilizzata ha una velocità di 200000 sample al secondo, ossia acquisisce 20 sample all'interno di un singolo periodo, sufficienti per una demodulazione di questo tipo (anche se un po' al limite). Bisogna considerare che un ulteriore limite alla velocità di misurazione dipende strettamente dalla frequenza da estrarre: infatti per poter effettuare una media anche solo su 10 periodi del segnale di riferimento, è necessario un tempo di 1 ms, indipendentemente dalla velocità della scheda di acquisizione utilizzata, ed occorre effettuare un certo numero di medie per poter estrarre correttamente il segnale. Con una scheda più veloce è però possibile acquisire più canali durante questo intervallo di tempo. In effetti in un secondo momento per effettuare misurazioni multicanale più rapide è stata adottata una scheda di acquisizione 10 volte più veloce.

Caratterizzazione e risultati

In questa sezione saranno presentati i risultati principali ottenuti nel corso di questo lavoro. Oltre alle figure di merito prettamente legate ai giroscopi, verranno illustrate anche altre caratterizzazioni di vario tipo, legate alla semplice risposta elettrica o elettromeccanica del dispositivo o a come variano le sue caratteristiche con i parametri esterni, come la tensione di eccitazione e la tensione di polarizzazione in continua.

	GYRO4	GYRO5	GYRO6	GYRO7
Spessore	60 μm	60 μm	20 μm	20 μm
Novità nel processo	Primo test su wafer SOI da 60 μm	Adozione della maschera di cromo, seconda litografia elettronica per proteggere le gap più larghe, introduzione dell'auto-dicing	Rimozione dell'ossido sepolto prima dell'attacco del device layer per ridurre il notching, wafer incollato mediante resist a wafer dummy durante l'attacco del device layer	Il cromo è stato depositato prima di ogni altro processo, il wafer è stato incollato tramite olio di diffusione al catodo della camera ICP senza wafer dummy
Novità nel disegno	Elettrodo di sense con struttura ad albero, elettrodi di sense e fine corsa ridisegnati, struttura a pettine degli elettrodi di quadratura corretta, elettrodi di drive con diverse lunghezze della struttura a pettine	Strutture dell'elettrodo di sense ad albero ridotte in complessità, strutture di test elettrico migliorate, differente scavo dell'handle layer, elettrodi di sense e fine corsa ingranditi, diversa forma dell'apertura per la saldatura sull'handle layer, introduzione di accelerometri nel wafer	Nessuna	Nessuna
Problematiche	Forte underetch dovuto al notching, i fine corsa si sono staccati, le strutture di test elettrico si sono rivelate difficili da utilizzare	Durante la rimozione del resist elettronico di protezione sulle gap più larghe sono state passivate le gap più piccole, e questo ha impedendo la loro apertura	La maschera di cromo ha ceduto in fase di rimozione dell'ossido sepolto, perdita di contatto termico durante l'attacco del device layer, errato allineamento fronte-retro in fase di litografia.	Gli accelerometri più grandi e con una struttura di sostegno più fragile si sono rotti
Risultati	La resa del processo è stata molto bassa tuttavia è stato possibile misurare la risposta elettromeccanica e la sua variazione con i parametri	Sebbene il processo non abbia prodotto dispositivi funzionanti sono state trovate delle fragilità strutturali corrette nel wafer successivo	Individuate nuove problematiche legate all'allineamento fronte-retro e alla rimozione dell'ossido sepolto prima dell'attacco del device layer	I giroscopi sono risultati funzionanti come da progetto, incremento della resa di processo, misurata la risposta elettromeccanica dei primi accelerometri

	GYRO8	GYRO9	GYRO10	GYRO11
Spessore	60 μm	60 μm	60 μm	20 μm
Novità nel processo	Nessuna	Il wafer è stato incollato mediante resist a un wafer dummy in fase di attacco del device layer	Il wafer è stato incollato mediante resist con un diverso processo	Nessuna
Novità nel disegno	Nuove strutture di giroscopi a frame e accelerometri, test delle strutture di sostegno di tipo double-folded, gap di sense nominale ridotta da 2 a 1.2 μm	Eliminati gli accelerometri, aggiunti nuovi disegni di giroscopio con struttura a frame, disegnate due nuove forme per l'elettrodo di sense, ripristinate le gap di sense più larghe	Nessuna	Eliminate le strutture dell'elettrodo di sense troppo fragili, diminuite tutte le gap di isolamento e le gap nella struttura a pettine dell'elettrodo di drive
Problematiche	Trovato un materiale che si è comportato da maschera durante l'etching del device layer (probabilmente olio di diffusione)	Perdita di contatto termico durante il processo di attacco del device layer	Per aprire tutte le gap è stato necessario sovraccaricare molto, con conseguente danneggiamento delle strutture di sostegno e delle strutture a pettine	Nessuna
Risultati	Pochissimi dispositivi hanno mostrato una risposta elettromeccanica e anche in quel caso non era soddisfacente	Sono stati misurati solo i dispositivi che non hanno bisogno di strutture di sostegno nell'handle layer	Sono stati misurati alcuni giroscopi funzionanti, ma la resa del processo è stata bassissima.	Grande incremento della resa di processo, effettuate misurazioni di caratterizzazione elettromeccanica sui primi giroscopi con struttura a frame

Tabella 8: Schema dei diversi wafer realizzati

Nel corso del lavoro sono state realizzate 11 generazioni di wafer, indicate con le sigle da GYRO1 a GYRO11. I wafer da GYRO1 a GYRO3 sono serviti per fare le prime prove di funzionamento e robustezza. I primi giroscopi su cui è stato possibile osservare una risposta alla vibrazione sono stati quelli del wafer GYRO3, di spessore pari a 20 µm. In Tabella 8 sono mostrati tutti i wafer fabbricati, evidenziando per ognuno le nuove caratteristiche e i risultati ottenuti da esso.

Nomenclatura

Per identificare i diversi dispositivi realizzati viene assegnato un nome, composto da 3 sigle alfanumeriche separate dal carattere “_”. In particolare la prima sigla indica il wafer di provenienza del giroscopio, ed è composta dal carattere “G” seguito dal numero del wafer. La successiva coppia di caratteri indica rispettivamente la posizione verticale e orizzontale del dispositivo all’interno del wafer, partendo dall’angolo in basso a sinistra. La posizione è indicata a partire dal numero 0 fino alla lettera H per la diciottesima riga. I dispositivi sono disposti su una matrice rettangolare all’interno della superficie circolare del wafer, come è possibile osservare in Figura 60. La terza sigla indica la famiglia di appartenenza del dispositivo. Difatti ogni wafer realizzato è composto da 18 famiglie di dispositivi, che differiscono tra di loro completamente o per alcuni dettagli.

Dunque per fare un esempio, un giroscopio chiamato G3_7B_7 apparterrà al terzo wafer realizzato, sarà collocato nella colonna 8, riga 12 e apparterrà alla famiglia 7.

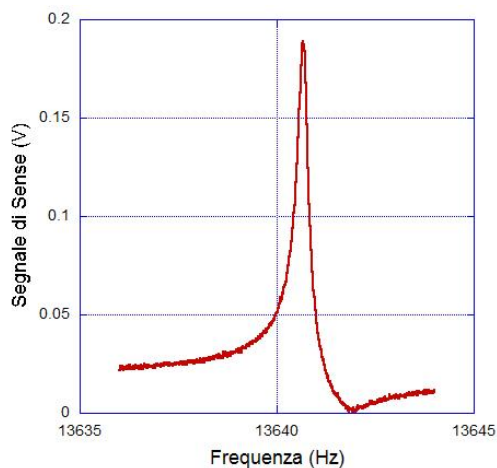
Le famiglie sono state inserite all’interno del wafer in modo tale che in ogni zona di esso sia presente un set completo di famiglie. In Figura 60 è possibile osservare come sono disposte le varie famiglie all’interno del wafer.

			4	5	6	7	8	9	10	11	12	13				
		18	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11			
	14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	7	8	9		
10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	18	
7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	6	
4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	
13	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	
12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	7	8	9	
17	10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	
13	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	
14	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	
15	16	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	7	
14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	4	5	6	7	8	
	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	1	2	3	4		
		7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18			
			1	2	3	16	17	1	2	3	4	5				

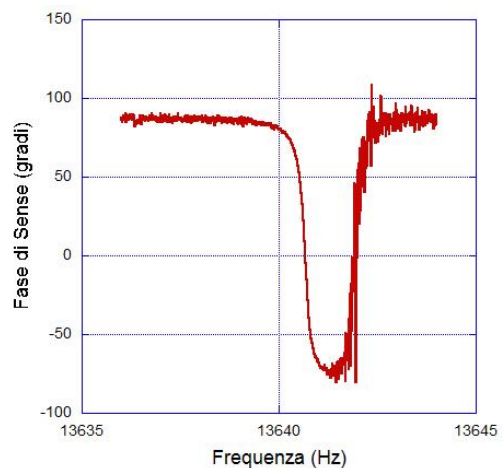
Figura 60: Mappa delle famiglie di dispositivi all'interno del wafer

Risonanza di Fano

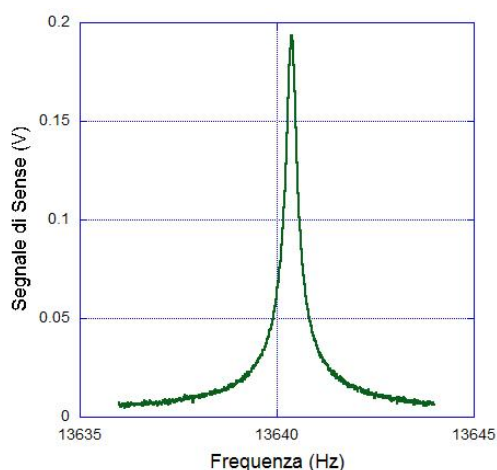
Il primo problema con cui è stato necessario confrontarsi è l'accoppiamento spurio del segnale di ingresso verso l'uscita. I due segnali infatti sono alla stessa frequenza, e possono differire anche di due o tre ordini di grandezza: per questo, anche se le frequenze di lavoro sono relativamente basse, è possibile che parte dell'ingresso si mescoli al segnale di uscita attraverso delle capacità parassite, provocando dei disturbi. Nel caso di sistemi risonanti, un accoppiamento di questo tipo produce una risonanza di Fano. Questo particolare tipo di risonanza presenta un'asimmetria nel picco, come è possibile osservare in Figura 61a. Per ovviare a questo problema, in un primo momento è stata messa a punto una strategia molto semplice basata sulla flessibilità dell'acquisizione via software. Al segnale acquisito viene infatti sottratto un segnale sinusoidale con frequenza uguale a quella di eccitazione, e con ampiezza e fase scelte opportunamente. Per la scelta di questi parametri di calibrazione viene effettuata una misurazione lontano dal picco di risonanza, dove nel segnale acquisito sarà presente solo la componente di accoppiamento spurio da sopprimere. Misurando ampiezza e fase di questa componente si determinano i parametri per il segnale di compensazione. Grazie a questa tecnica è possibile compensare con grande efficacia l'effetto spurio, ritrovando i picchi di risonanza simmetrici attesi. Tale accorgimento ha dato ottimi risultati che è possibile osservare in Figura 61.



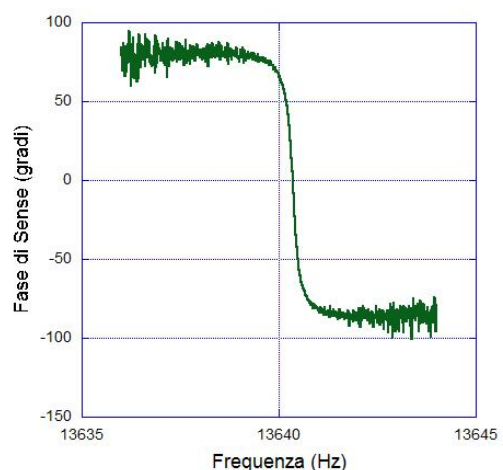
a) Ampiezza del segnale non compensato



b) Fase del segnale non compensato



c) Ampiezza del segnale compensato



d) Fase del segnale compensato

Figura 61: Compensazione dell'accoppiamento tra ingresso e uscita per il giroscopio G3_7B_7

Un modo diretto per ridurre gli accoppiamenti del segnale di eccitazione verso l'uscita prima di ricorrere alla compensazione post-acquisizione è quella di realizzare dei piani di massa sul circuito stampato in modo da schermare il più possibile i vari segnali tra di loro. In particolare è stato osservando che aggiungendo un piano di massa al chip carrier del dispositivo, la simmetria del picco e dunque l'effetto di accoppiamento si riduce notevolmente. Questo fenomeno si può osservare per il giroscopio G7_17_7 in Figura 62.

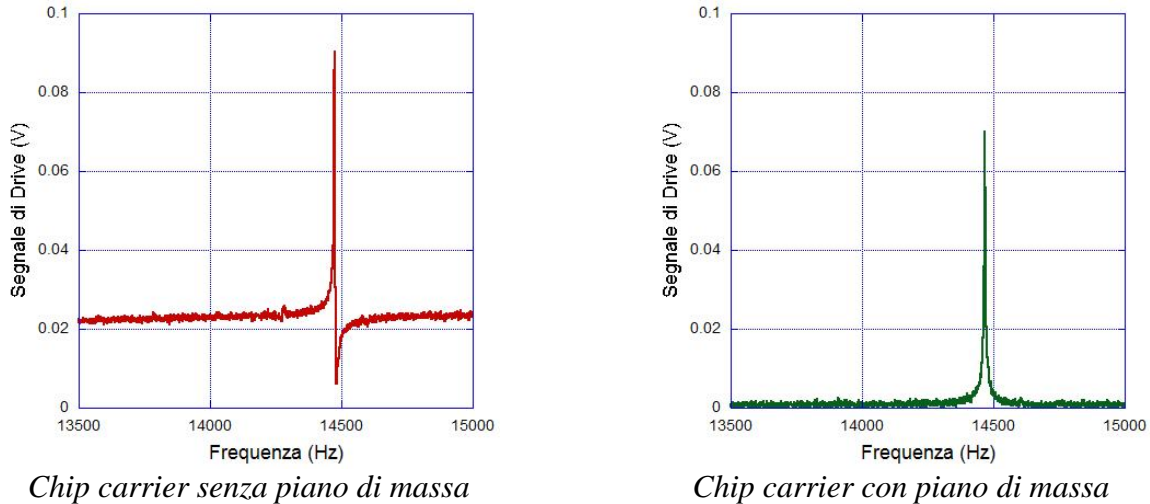


Figura 62: Picco di risonanza di drive per il giroscopio G7_17_7 su un chip carrier senza o con piano di massa

Effetto della tensione di eccitazione

La scelta della tensione di eccitazione è un parametro fondamentale del sistema di misurazione. L'ampiezza delle oscillazioni di drive, e conseguentemente anche di quelle di sense proporzionali alla rotazione, è direttamente proporzionale a questa grandezza. Per massimizzare il segnale in uscita quindi è necessaria una tensione più grande possibile. Questo è vero fino a un certo punto: infatti, l'ampiezza delle oscillazioni non può essere indefinitamente grande ma al massimo può essere uguale alla gap tra gli elettrodi capacitivi. È preferibile lavorare lontano da questa regione, dove saranno presenti forti non linearità o anche fenomeni di snap-in. Come già anticipato, gli elettrodi che misurano il segnale di drive hanno una struttura a pettine e dunque la forza elettrostatica non è dipendente dalla posizione della massa, tuttavia quando la massa si avvicina molto agli elettrodi si può incorrere comunque in fenomeni non lineari, in quanto cominciano a contare anche le superfici sulla punta del pettine, altrimenti trascurabili. L'intervallo di linearità delle oscillazioni dipende anche dalla struttura di sostegno delle masse vibranti.

Per fare una stima dell'entità delle oscillazioni di drive al variare della tensione misurata si deve partire dalla seguente formula:

$$V_{mis} = I_{sig} R_{trans} A_{ext}$$

dove R_{trans} è il valore della resistenza dell'amplificatore a transimpedenza e A_{ext} è l'amplificazione garantita dall'amplificatore esterno. La corrente di segnale dovuta alla carica variabile nel tempo presente sull'elettrodo di drive si può esprimere come:

$$I_{sig} = \frac{d}{dt}(V_{DC} C)$$

La tensione DC è fissata, mentre la capacità sull'elettrodo di drive al variare del tempo risulta essere:

$$C = \frac{\epsilon_0 2Ns(x_0 + x_{max} \sin \omega t)}{d}$$

Dove ϵ_0 è la costante dielettrica del vuoto, ω è la frequenza di eccitazione, N il numero di denti interdigitati, x_0 l'overlap degli stessi a riposo e x_{max} l'ampiezza massima della vibrazione. Lo spessore del dispositivo è rappresentato dal termine s mentre la distanza tra i denti è pari a d . A questo punto è possibile scrivere I_{sig} come:

$$I_{sig} = V_{DC} \frac{\epsilon_0 2Ns \omega x_{max} \cos \omega t}{d}$$

Il massimo x_{max} dello spostamento può essere quindi ricavato dalla tensione misurata nel seguente modo:

$$x_{max} = \left(\frac{R_{trans} A_{ext}}{V_{mis}} V_{DC} \frac{\epsilon_0 2Ns \omega}{d} \right)^{-1}$$

Tutti i valori in formula sono noti e costanti, dunque è possibile stabilire un legame di proporzionalità diretta tra ampiezza delle vibrazioni e tensione misurata. In Figura 63 viene infatti riportata l'ampiezza del segnale e degli spostamenti stimati delle masse vibranti per il giroscopio G3_AA_7 al variare della tensione di eccitazione. Bisogna tenere presente che questa è solo una stima, che può essere alterata da molti fattori come ad esempio eventuali difetti dovuti al processo di realizzazione.

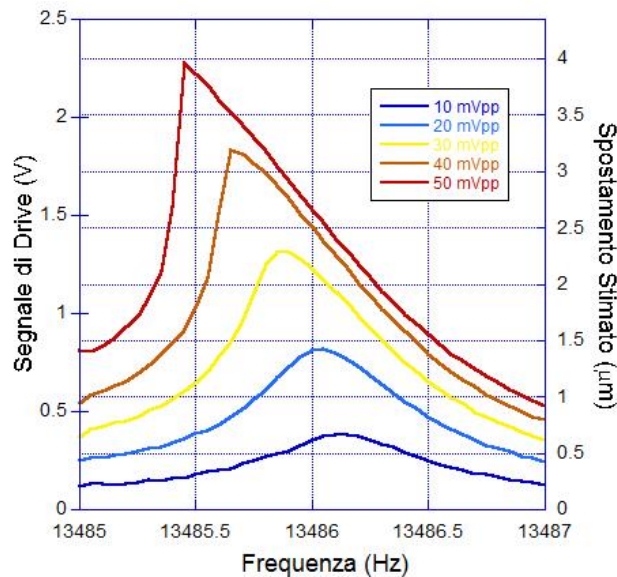


Figura 63: Segnale di drive e spostamento stimato della massa per il dispositivo G3_AA_7 per diverse tensioni di eccitazione

È possibile osservare come per tensioni di eccitazione maggiori di 20 mV picco-picco la risposta del sistema è fortemente non lineare (risonanza superarmonica). Questo indica che le oscillazioni sono lineari fino a circa 1 μm di spostamento. Si tenga presente che 4 μm sono l'ampiezza massima entro cui la massa può oscillare prima di essere bloccata dai fine corsa (comunque più il sistema risponde in modo non lineare e più le stime effettuate a partire dalle formule sopra ricavate si discostano dalla realtà). Nel caso di oscillazioni non lineari inoltre il picco misurato è isteretico in frequenza e può avere una forma diversa anche al variare

dei tempi di attesa tra una misurazione e l'altra e il numero di punti acquisiti, come è possibile osservare in Figura 64.

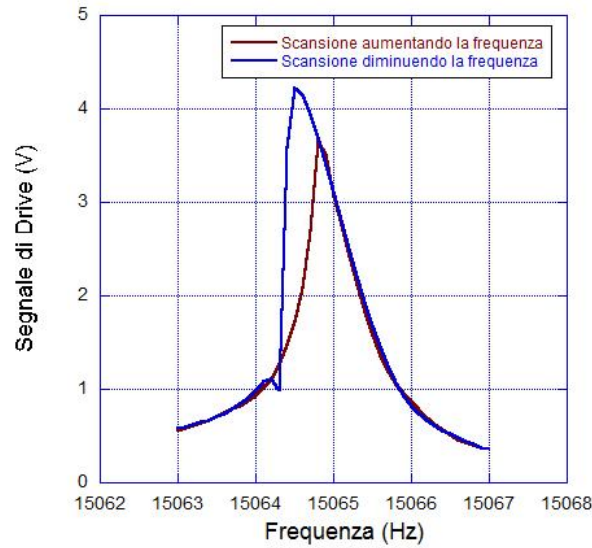
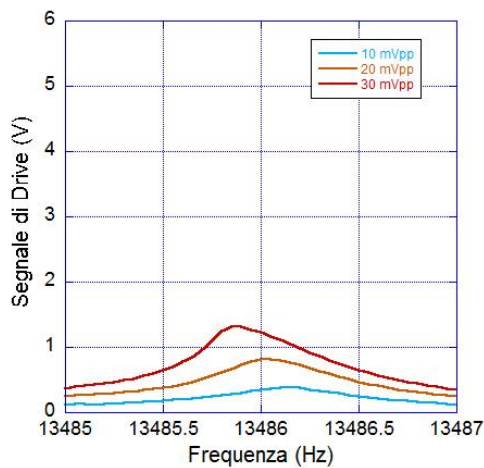
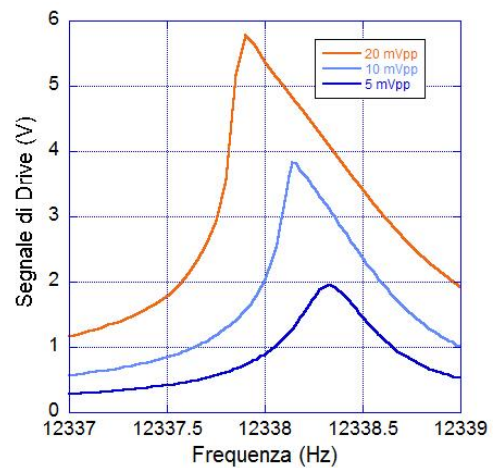


Figura 64: Andamento isteretico della misurazione al variare della frequenza di eccitazione per il dispositivo G11_A3_3

Nel caso di wafer da 60 μm , il segnale misurato sarà notevolmente più grande: questo perché gli elettrodi di eccitazione e rivelazione hanno uno spessore e dunque un fattore di trasduzione triplo rispetto al caso dei wafer da 20 μm . In Figura 65 è possibile osservare questo fatto. Si osservi in particolare come nel caso del wafer da 60 μm le oscillazioni cominciano a diventare non lineari per soli 10 mVpp di eccitazione. Inoltre anche nel caso di 5 mVpp di eccitazione il segnale misurato è ben più grande di quello osservato nel caso di wafer con device layer pari a 20 μm .



G3_AA_7 (device layer 20 μm)



G4_21_7 (device layer 60 μm)

Figura 65: Segnale di drive misurato per due dispositivi con differente spessore del device layer al variare della tensione di eccitazione

Caratterizzazione elettromeccanica con eccitazione simultanea di drive e sense

Prima di effettuare le misurazioni di rotazione, viene effettuata una caratterizzazione elettromeccanica completa dei dispositivi, comprensiva di risposta alla variazione della tensione di polarizzazione in continua. Questo perché è necessario determinare la tensione di polarizzazione per la quale si ha il matching delle frequenze di risonanza di drive e sense. Nel corso di questo lavoro non sono stati misurati segnali di risposta alla rotazione per i dispositivi al di fuori delle condizioni di matching.

In un primo momento sono state effettuate delle misurazioni collegando uno solo degli elettrodi di sense posti ai lati della massa, e questo sbilanciava il sistema a sufficienza da permettere l'osservazione contemporanea della frequenza di risonanza di drive e di sense eccitando solamente il drive. In presenza di uno sbilanciamento infatti l'errore di quadratura diventa molto importante e dunque è possibile osservare una risposta in entrambi i modi eccitandone solamente uno. In Figura 66 è mostrata la caratteristica di sense così misurata per diverse tensioni di polarizzazione (le varie misurazioni sono state opportunamente normalizzate e shiftate in ampiezza per poterle osservare in sequenza), ove è possibile osservare i picchi di entrambi i modi di risonanza. Il picco più elevato è quello del modo di drive, che è il picco del modo che viene effettivamente eccitato e si accoppia in parte sul sense. Il picco più basso che si sposta al variare della tensione di polarizzazione è il picco di sense, che entra in risonanza anch'esso a causa dell'errore di quadratura. Come si osserva dalla Figura 66 il matching si ottiene a una frequenza di circa 55V. Bisogna però specificare che nel caso di errori di quadratura elevati (come nelle misurazioni in esame) il matching vero e proprio non è possibile, in quanto i modi non sono completamente ortogonali e dunque tenderanno a interagire e scambiare energia tra di loro piuttosto che sovrapporsi. La distanza minima raggiungibile tra le due frequenze di risonanza è infatti inversamente proporzionale all'accoppiamento tra di esse. Un ulteriore problema di questo approccio, è che il modo di sense che si va ad analizzare è quello simmetrico e dunque non quello attraverso il quale viene effettuata la misurazione di rotazione, che normalmente si trova a una frequenza diversa (anzi più lontano si trovano e minore è il rischio che si sottraggano energia l'uno con l'altro durante il funzionamento del dispositivo). Per questo motivo in fase di caratterizzazione i sense vengono collegati in modo alternato (una coppia nella parte superiore del dispositivo e l'altra nella parte inferiore) per eccitare ed effettuare misurazioni.

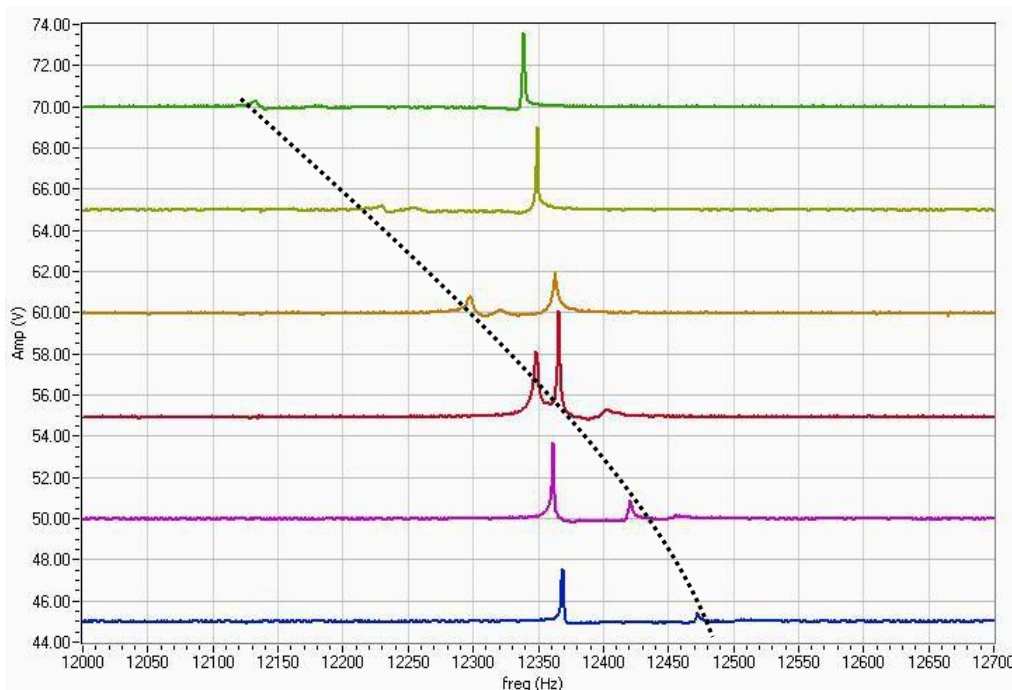


Figura 66: Frequency tuning per il dispositivo G4_21_7

Caratterizzazione elettromeccanica con eccitazione alternata di drive e sense

Quando gli elettrodi di sense vengono collegati insieme non vi si misura nessuna risposta mentre si eccita il drive, se non ci sono altri difetti che incrementano l'errore di quadratura. In alcuni dispositivi è possibile osservare una certa risposta sul sense eccitando il drive solo nel caso del matching delle frequenze. Questo particolare fenomeno può essere osservato in Figura 67 per il dispositivo G4_E9_8 e può essere utilizzato come metodo per determinare la tensione di polarizzazione per ottenere il matching.

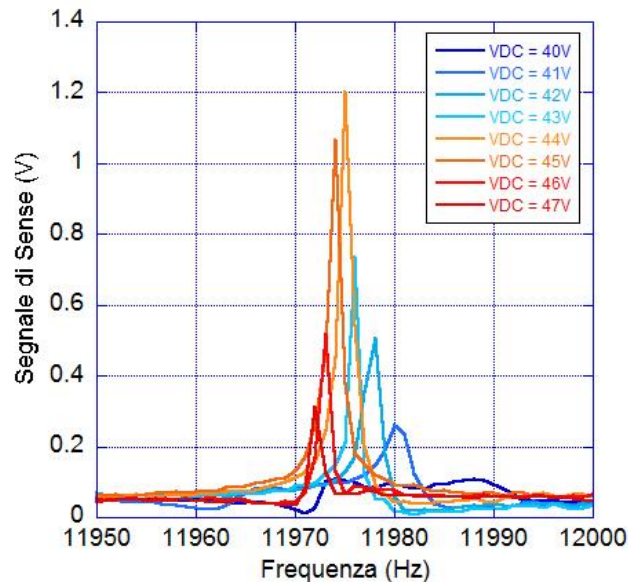


Figura 67: Risposta dell'elettrodo di sense con eccitazione sull'elettrodo di drive per diverse tensioni di polarizzazione

Come è possibile osservare in Figura 67, il picco di risonanza del drive sul sense sarà massimo per tensioni intorno ai 44V. Si può quindi concludere che per il dispositivo in esame il matching avviene proprio con 44V di polarizzazione. Per tensioni maggiori o inferiori, le frequenze di sense e di drive torneranno a separarsi e dunque l'ampiezza del picco tenderà a diminuire, in quanto senza l'amplificazione di entrambi i modi di risonanza la parte di movimento che si accoppia dal drive verso il sense a causa dell'errore di quadratura è minima.

Fattore di qualità

I fattori di qualità possono variare di molto a seconda del tipo di giroscopio e del modo di risonanza. A differenza della frequenza di risonanza, questo valore può essere anche molto diverso per giroscopi con eguali caratteristiche geometriche. Valori tipici per i giroscopi tuning fork sono 28000-80000 nel caso del modo di drive, mentre per quanto riguarda il modo di sense possono essere più bassi (talvolta minori di 10000). Questa grandezza non mostra particolari dipendenze con lo spessore o altri parametri dei giroscopi, ma è propria di ogni dispositivo e dipende dunque da tolleranze durante il processo di fabbricazione. È importante ricordare che un fattore di qualità alto non è necessariamente positivo, in quanto porta a una riduzione della robustezza del sensore e rende il frequency tuning manuale difficoltoso, visto che il picco spesso è ben più stretto di 1 Hz. In Figura 68 è possibile osservare delle caratteristiche di risonanza tipiche di un giroscopio dell'ultimo RUN di fabbricazione.

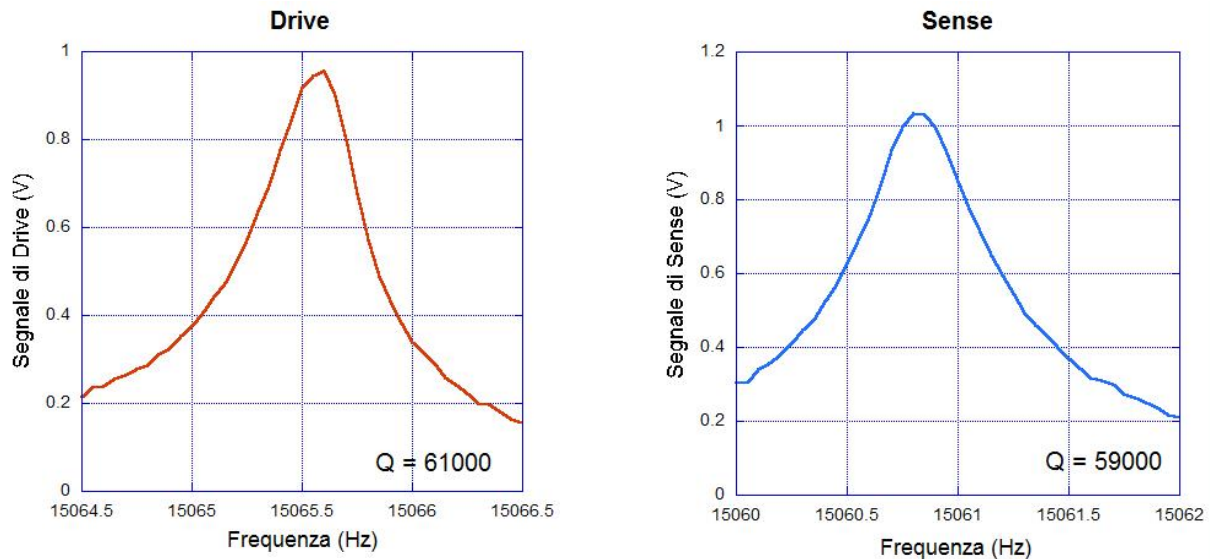


Figura 68: Risonanza di drive e di sense con fattore di qualità pari a 60000 per il dispositivo G11_A3_3

A riprova del fatto che un ottimo fattore di qualità non porti necessariamente ad ottime prestazioni rispetto alla rotazione, vi è il fatto che uno dei giroscopi maggiormente caratterizzati presenta un fattore di qualità di 28600 per il drive e di 4800 per il sense. Questo giroscopio mostra un angle random walk di $0.015 \text{ }^\circ/\sqrt{s}$, mentre il giroscopio mostrato in Figura 68 ha un angle random walk di $0.16 \text{ }^\circ/\sqrt{s}$ (vedi Tabella 15).

Caratteristiche elettromeccaniche dei giroscopi tuning fork

Di seguito sono mostrate le caratteristiche elettromeccaniche di alcuni giroscopi del wafer GYRO3.

Nome dispositivo	f Drive	VDC matching	L1 (μm)	L2 (μm)
G3_AA_7	13.5 kHz	72 V	490	600
G3_7B_7	13.6 kHz	88 V	490	600
G3_85_7	13.5 kHz	77 V	490	600
G3_EF_9	13.6 kHz	100 V	495	600
G3_13_12	13.4 kHz	120 V	500	600

Tabella 9: Caratteristiche di risonanza di alcuni dispositivi del wafer GYRO3

L1 ed L2 sono dei parametri geometrici legati alla struttura di sostegno, che influenzano le frequenze di risonanza di drive e di sense come spiegato nel secondo capitolo (vedi Figura 12). In Tabella 9 è possibile osservare come tutte le frequenze di risonanza dei giroscopi siano intorno a 13.5 kHz, con una variazione di circa $\pm 100 \text{ Hz}$ (inferiore a $\pm 1 \%$ del valore totale). In alcuni casi le frequenze di drive possono differire tra un dispositivo e l'altro in modo imprevisto, ad esempio mi aspetto che aumentando la lunghezza di L1 la frequenza di risonanza di drive diminuisca, invece in Figura 69 è possibile osservare come questa sia maggiore per il dispositivo con L1 pari a 495 μm rispetto a quello con L1 pari a 490 μm . Il dato interessante in questo caso è che sebbene le frequenze possano risultare leggermente diverse da quanto atteso (a causa di problemi di riproducibilità nel processo), la distanza tra frequenza di risonanza di drive e frequenza di risonanza di sense e quindi la tensione di matching rimane simile per dispositivi della stessa famiglia. Questo effetto si apprezza bene in Figura 69, dove all'aumentare della lunghezza L1 la tensione necessaria al matching aumenta nonostante non ci sia un legame diretto anche con la frequenza di risonanza di drive.

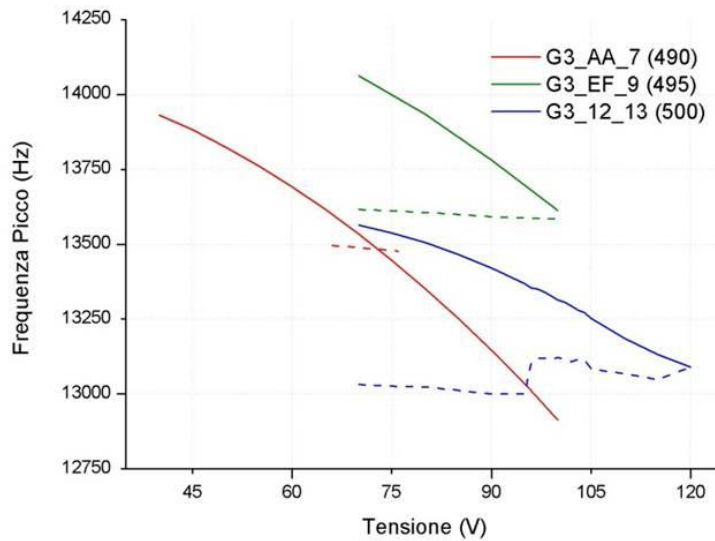


Figura 69: Caratterizzazione elettromeccanica per tre dispositivi di diverse famiglie del wafer GYRO3

Per i dispositivi del wafer GYRO4 valgono analoghe considerazioni, come è possibile osservare in Tabella 10.

Nome dispositivo	f Drive	VDC matching	L1 (μm)	L2 (μm)
G4_C5_11	11.6 kHz	-	470	600
G4_21_7	12.3 kHz	54 V	480	600
G4_E9_8	12 kHz	44 V	480	600
G4_FC_1	12.3 kHz	93 V	490	600

Tabella 10: Caratteristiche di risonanza di alcuni dispositivi del wafer GYRO4

I dispositivi del wafer GYRO4 hanno un device layer pari a 60 μm e per questo hanno frequenze di risonanza leggermente inferiori ai dispositivi precedentemente analizzati. Inoltre i nuovi giroscopi sono stati progettati con L1 più corto: questo per diminuire ulteriormente la tensione necessaria al matching e avvicinarsi così a un valore più realistico per il regolare funzionamento di un oggetto di questo tipo. L'effetto desiderato è stato ottenuto, fino a riscontrare il problema opposto in alcuni casi: si osservi infatti come per il dispositivo G4_C5_11 non è stato possibile effettuare il matching delle frequenze, come mostrato in Figura 70 (con le tensioni misurate opportunamente normalizzate e shiftate per maggiore chiarezza come nel caso della Figura 66), perché la frequenza di risonanza di drive è più grande di quella di sense anche per tensioni di polarizzazione molto basse. Nei successivi wafer dunque l'intervallo di valori assegnati a L1 è stato opportunamente modificato.

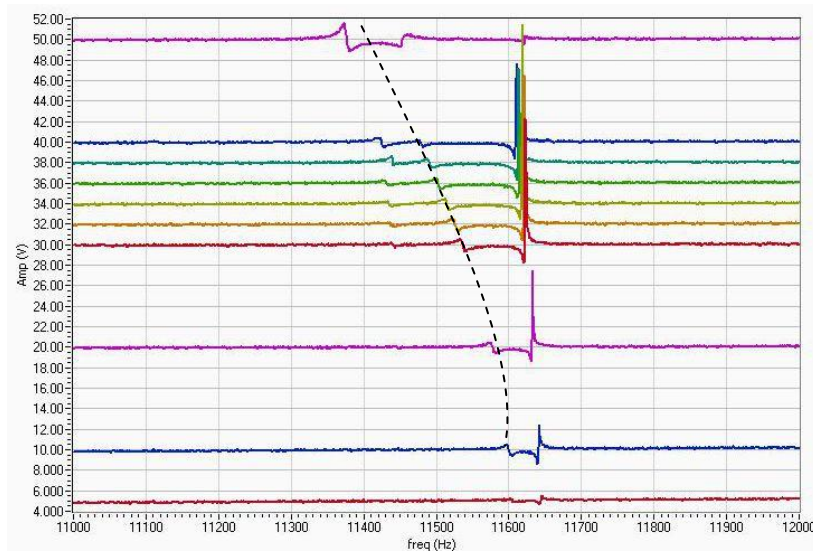


Figura 70: Risposta elettromeccanica del giroscopio G4_C5_11 per diverse tensioni di polarizzazione

Come è possibile osservare in Tabella 11 le frequenze di risonanza dei giroscopi del wafer GYRO7 sono leggermente più alte rispetto a quelle del precedente wafer da 20 μm GYRO3: questo perché il processo è stato molto diverso nei due casi, ad esempio il device layer è stato attaccato come ultimo passo e quindi non ci sono stati pesanti danneggiamenti dovuti al notching, e ciò ha portato a una struttura più rigida.

Nome dispositivo	f Drive	VDC matching	L1 (μm)	L2 (μm)
G7_0C_4	15 kHz	40 V	480	600
G7_17_7	14.4 kHz	45 V	480	600
G7_95_8	14.8 kHz	35 V	480	600
G7_7H_8	15 kHz	32 V	480	600
G7_1C_5	14.6 kHz	35 V	480	610
G7_C9_6	14 kHz	35 V	480	620
G7_EE_6	14.2 kHz	39 V	480	620

Tabella 11: Caratteristiche di risonanza di alcuni dispositivi del wafer GYRO7

In questo caso non è possibile fare paragoni sulle tensioni di tuning rispetto ai parametri geometrici perché nel corso delle misurazioni sono state sperimentate diverse tecniche di misurazione e diversi modi di collegare gli elettrodi di sense che potrebbero avere influito sulla tensione di matching (è possibile ad esempio che per alcuni casi si è effettuato il tuning con la frequenza di risonanza di sense simmetrica piuttosto che con quella antisimmetrica, oppure che in altri casi alcuni elettrodi di sense sono stati lasciati floating invece di essere collegati a massa). Il risultato interessante è che le tensioni in continua necessarie al tuning sono risultate inferiori ai 50V, e questo oltre ad essere un ulteriore passo verso la realizzazione di un dispositivo realisticamente utilizzabile ha portato una notevole semplificazione al setup di misurazione, in quanto è stato possibile utilizzare uno strumento differente e più preciso (bisogna ricordare che il matching viene effettuato su due picchi di risonanza molto stretti e dunque è necessaria una notevole precisione per ottenere il tuning).

In Tabella 12 è possibile osservare le caratteristiche di alcuni dispositivi provenienti dall'ultimo wafer fabbricato.

Nome dispositivo	f Drive	VDC matching	L1 (μm)	L2 (μm)
G11_16_4	15.5 kHz	17 V	480	600
G11_A3_3	15.1 kHz	20 V	485	600
G11_66_9 (x2)	14.5 kHz	18 V	485	600
G11_10_5	15.6 kHz	-	480	610

Tabella 12: Caratteristiche di risonanza di alcuni dispositivi del wafer GYRO11

Anche i dispositivi del wafer GYRO11 hanno caratteristiche piuttosto differenti da quelle del wafer GYRO7 a causa delle differenze nel processo di fabbricazione. In particolare anche in questo caso è possibile osservare come per alcuni valori dei parametri geometrici il matching non viene mai raggiunto, e allo stesso modo si può notare come il cambiamento della tensione di matching al variare degli stessi sia minore, perché in questo caso le frequenze di polarizzazione applicate sono su un punto della curva dell'effetto di spring softening con derivata minore.

Derive nel tempo

Prima di passare alle misurazioni di rotazione sono state eseguite delle misurazioni di stabilità della frequenza di risonanza con il tempo. Oltre a delle misurazioni eseguite in diversi giorni per osservare la riproducibilità della misurazione stessa (che hanno dato ottimi risultati – il dispositivo mantiene sempre la stessa frequenza di risonanza entro la risoluzione dello strumento), sono state effettuate delle misurazioni di stabilità a lungo termine, lasciando tutte le tensioni e le alimentazioni accese per diverse ore. Di seguito (Figura 71) è possibile osservare come si spostano le frequenze di risonanza di drive e sense in questo caso. Tale deriva è dovuta esclusivamente al funzionamento del dispositivo, che vibrando si scalda e dunque le sue proprietà elastiche subiscono delle variazioni. Per escludere la possibilità di derive dovute ai tempi di stabilizzazione della strumentazione, le prove sono state effettuate misurando con gli strumenti appena accesi e attivi da diverse ore e i risultati ottenuti sono stati gli stessi.

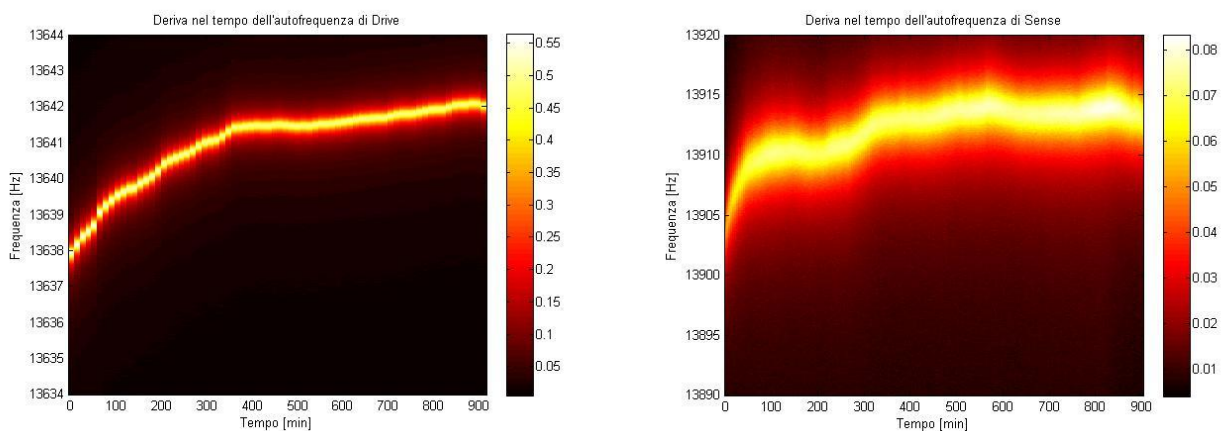


Figura 71: Deriva nel tempo dell'autofrequenza di drive e sense

Come è possibile osservare in Figura 71, la frequenza di drive impiega più tempo a stabilizzarsi ma quella di sense tende a fluttuare maggiormente. Il picco di sense sembra più “acceso” in quanto il fattore di qualità Q di tale modo di vibrazione è molto più basso di quello di drive e dunque il picco è più largo. Da tali grafici è possibile osservare come dopo circa 400 minuti (6 ore e 40 minuti) la frequenza di risonanza del giroscopio rimane stabile entro 1 Hz. Tale tempo di attesa per raggiungere una situazione di stabilità non è accettabile, ed è per questo che è necessario progettare un’elettronica di controllo in grado di cambiare la frequenza di eccitazione per seguire le frequenze di risonanza del sistema meccanico. Infatti le misurazioni di rotazione sono state effettuate con il sistema di feedback positivo, che consente di eccitare il dispositivo sempre alla sua frequenza di risonanza. In questo caso le derive del segnale di uscita sono minori, e possono essere quantificate mediante il fattore di merito della varianza di Allan.

In Figura 72 è mostrata un’immagine che rappresenta la deriva nel tempo dell’autofrequenza di drive su un tempo più lungo, per osservare come il dispositivo rimane operativo e con una frequenza di risonanza stabile anche dopo 24 ore continue di funzionamento.

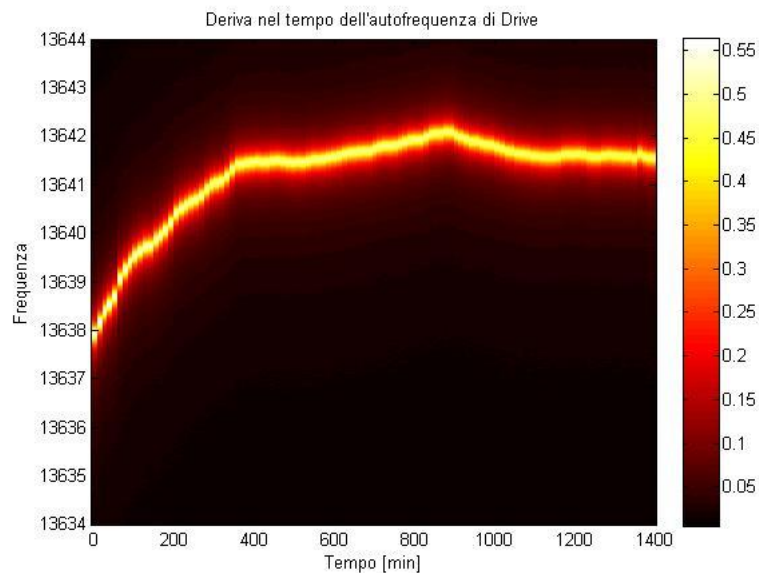


Figura 72: Stabilità nel tempo del dispositivo G3_7B_7 (1440 minuti = 24 ore)

Caratteristiche accelerometri

Gli accelerometri sono dei dispositivi con una complessità notevolmente inferiore rispetto al giroscopio: essi infatti hanno una singola massa con un solo asse di vibrazione. Questi dispositivi non sono stati caratterizzati approfonditamente come i giroscopi in quanto il loro scopo primario è quello di effettuare test sul processo di fabbricazione.

Nome dispositivo	f Drive	Numero pieghe
G7_04_14	12 kHz	1
G7_14_15	8.3 kHz	2
G8_06_14	8.4 kHz	1
G8_91_14	9.2 kHz	1

Tabella 13: Caratteristiche di risonanza degli accelerometri testati

In Tabella 13 sono riportate le caratteristiche di alcuni degli accelerometri testati. In particolare è possibile osservare che come da disegno le frequenze di risonanza sono nettamente inferiori rispetto ai giroscopi. Le frequenze di risonanza sono inoltre più basse in caso di accelerometri realizzati su wafer con device layer spesso 60 μm (GYRO8) e nel caso siano presenti due ripiegature nella struttura di sostegno (vedi Figura 17).

Oltre alle frequenze di risonanza anche i fattori di qualità sono molto più bassi: questo è stato pensato in fase di disegno per ottenere una risposta meccanica visibile in un range più ampio possibile. In Figura 73 è possibile osservare un tipico picco di risonanza di un accelerometro. Il picco in questo caso ha una banda molto più larga e infatti il fattore di qualità è oltre un ordine di grandezza inferiore rispetto al caso dei giroscopi.

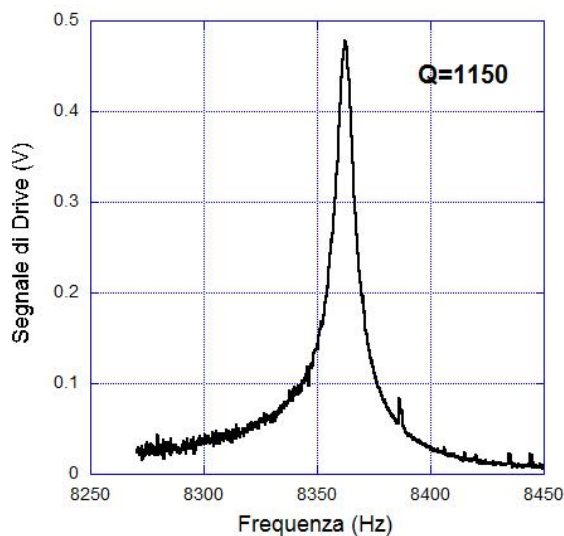


Figura 73: Picco di risonanza per l'accelerometro sull'asse orizzontale del chip G8_06_14

Caratteristiche giroscopi con frame

Come già accennato mediante le strutture di giroscopio con frame è possibile abbattere l'errore di quadratura rendendo le strutture di sostegno che devono muoversi sull'asse di drive o di sense molto rigide nella direzione ortogonale. Questi particolari dispositivi sono stati inclusi solo negli ultimi wafer quindi la quantità di dati ottenuta da essi è limitata. In Tabella 14 sono presentati alcuni dei giroscopi di questo tipo che sono stati misurati.

Nome dispositivo	f Drive	VDC matching
G9_1E_11	13 kHz	-
G9_3E_13	12 kHz	-
G11_4D_11	15.8 kHz	-
G11_1F_14	15.5 kHz	48 V

Tabella 14: Caratteristiche di risonanza dei giroscopi con struttura a frame

Questi giroscopi purtroppo hanno due problematiche: la prima è che spesso non è possibile effettuare il matching poiché la struttura è molto grande e quindi l'effetto di spring softening è piuttosto limitato e la frequenza di sense rimarrà più o meno costante. Come è infatti possibile osservare in Figura 74, la frequenza di sense si sposta di circa 200 Hz tra 10 e 50 V, insufficienti per ottenere il matching per entrambi i

dispositivi in esame. Occorre dunque modificare il disegno affinché la frequenza di drive risulti essere all'interno di questo intervallo di valori assunti dalla frequenza di risonanza di sense.

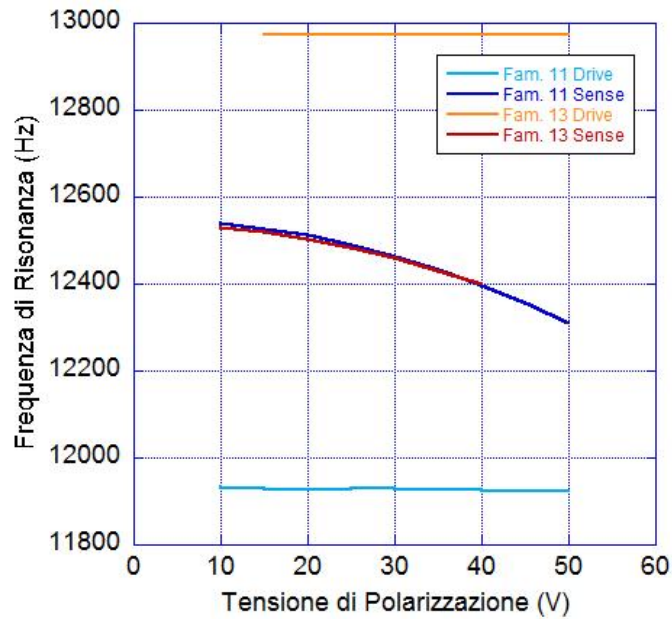


Figura 74: Frequenze di risonanza di drive e di sense per due giroscopi con struttura a frame di due differenti famiglie del wafer GYRO9

Il secondo problema è che i giroscopi di questo tipo hanno un fattore di qualità molto basso. Questo di fatto ha reso impossibile effettuare le misurazioni di rotazione anche nei casi di matching delle frequenze di risonanza, perché la sensibilità risulta essere troppo bassa. Inoltre per ottenere una risposta di un'ampiezza paragonabile a quella dei giroscopi tuning fork, occorre fornire una tensione di eccitazione relativamente elevata (circa 3 V invece di 20 mV picco-picco). Per questi valori di tensione di eccitazione il dispositivo esibisce una caratteristica lineare, come mostrato in Figura 75.

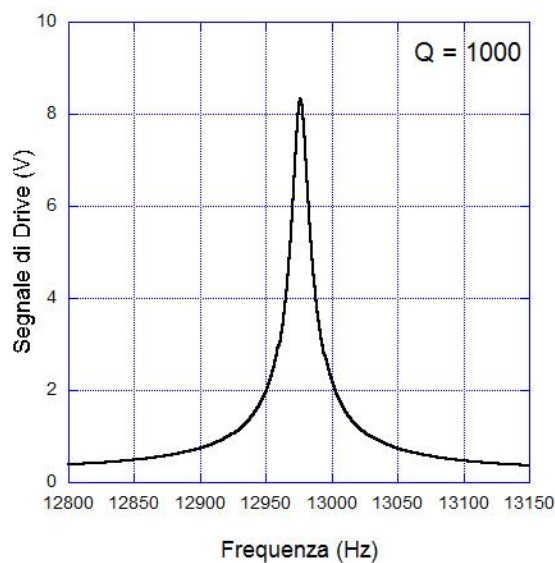


Figura 75: Picco di risonanza di drive per il giroscopio con struttura a frame G9_1E_11

Misurazioni di rotazione con eccitazione mediante generatore di segnali

Dopo aver effettuato la caratterizzazione elettromeccanica completa dei dispositivi, è possibile passare alla caratterizzazione della risposta alla rotazione. In un primo momento tale caratterizzazione veniva effettuata eccitando il dispositivo con un generatore di segnali. La risposta alla rotazione viene misurata principalmente con due tipi di rotazione: a velocità costante e ad accelerazione costante. In Figura 76 è possibile osservare delle misurazioni ottenute mettendo il sistema in rotazione ad accelerazione costante.

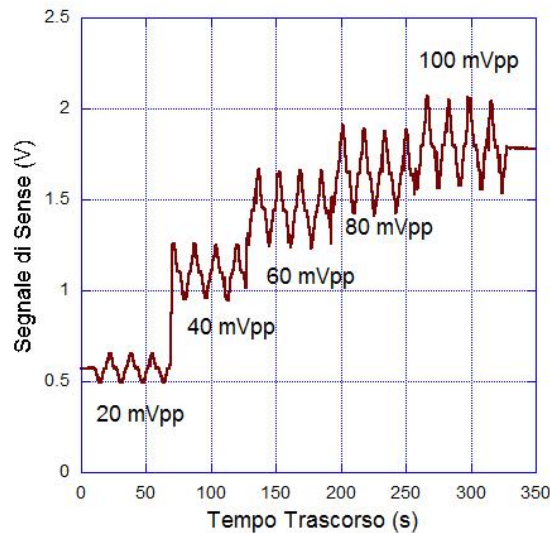


Figura 76: Risposta tipica del giroscopio applicando una rotazione con accelerazione costante e differenti tensioni di eccitazione

Un'accelerazione costante porta a una rampa in velocità, e in effetti si possono osservare una serie di rampe a scendere e a salire attorno a un valor medio. Il valor medio rappresenta l'errore di quadratura e varia anch'esso con la tensione di eccitazione, come ci si aspetterebbe. Il fatto che le rampe possano essere a scendere oppure a salire indica i due diversi versi di rotazione. Il dispositivo è infatti in grado di riconoscere anche il verso della rotazione, fornendo segnali di segno opposto (una volta sottratto il valor medio).

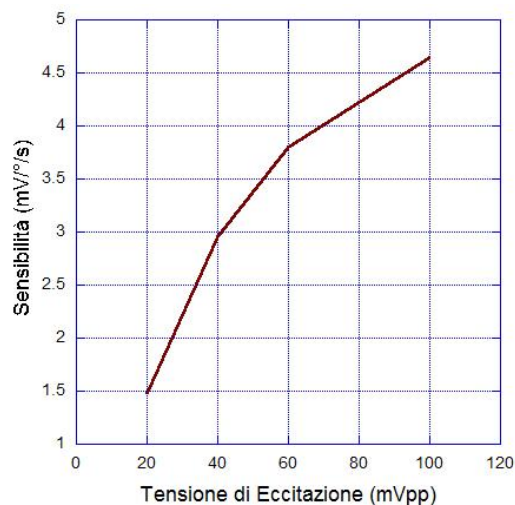


Figura 77: Sensibilità al variare della tensione di eccitazione per il dispositivo G7_C9_6

In Figura 77 viene mostrato l'andamento della sensibilità al variare della tensione di eccitazione. Per basse tensioni il legame tra sensibilità e tensione di eccitazione è lineare come previsto nei calcoli effettuati nel secondo capitolo (pag. 10) , mentre per tensioni più alte cominciano ad avere luogo degli effetti non lineari in quanto aumenta la forza necessaria a muovere la massa vibrante sull'asse di drive.

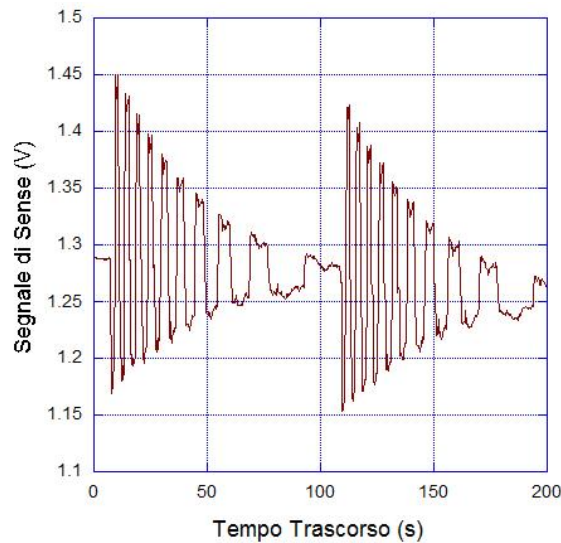


Figura 78: Risposta tipica del giroscopio applicando una serie di rotazioni a velocità costante

In Figura 78 invece è mostrata la risposta a una serie di rotazioni con velocità costante. Le rotazioni sono tutte di un giro completo del motore, e in effetti quando la velocità è minore è possibile osservare come la rotazione viene completata in più tempo. Si può notare inoltre che il valor medio della misurazione si sposta a causa del drift. Il rumore che si può osservare in fase di misurazione non dipende dal giroscopio ma è legato al sistema ruotante: in particolare la natura discreta delle rotazioni del motore passo-passo sarà più evidente per basse velocità angolari, mentre per alte velocità angolari potrebbero esserci delle imprecisioni dovuti a eventuali resistenze che il motore potrebbe incontrare durante la rotazione e potrebbero fargli mancare alcuni passi. Questo perché il motore è piuttosto piccolo e nonostante il fattore di demoltiplica la coppia applicata è modesta. Per accertare che questo tipo di rumore non dipende dal giroscopio ma dal setup sperimentale di rotazione, sono stati effettuati dei confronti (con lo stesso setup) con il giroscopio commerciale QRS116 della Systron Donner (si tratta di un giroscopio ad alta precisione in grado di misurare con efficacia la rotazione terrestre ma che non soddisfa i requisiti per essere mandato nello spazio). Come è possibile osservare in Figura 79, i livelli di rumore in fase di rotazione sono equivalenti, a indicare che in realtà quello che sto misurando è segnale vero e proprio dovuto alle imprecisioni del motore passo-passo. Si osservi infatti la caratteristica piatta del QRS116 nei momenti in cui il motore è fermo.

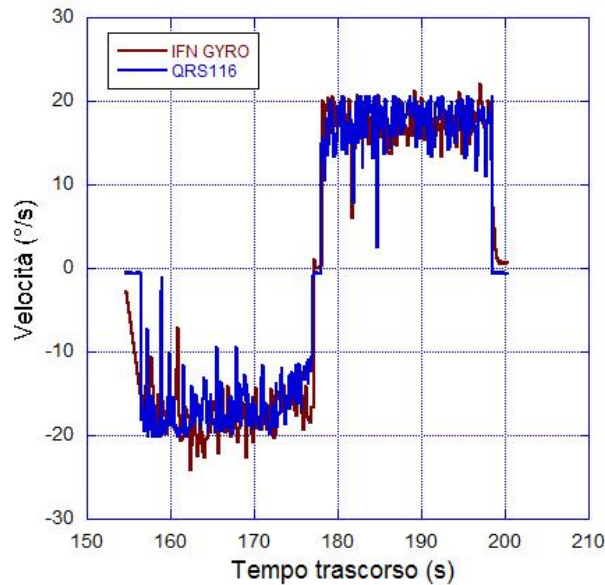


Figura 79: Confronto tra il giroscopio G7_C9_6 realizzato nel corso di questo lavoro e il giroscopio commerciale QRS116 della Sysron Donner

In Figura 80 è possibile osservare una caratteristica tipica di sensibilità per un giroscopio funzionante.

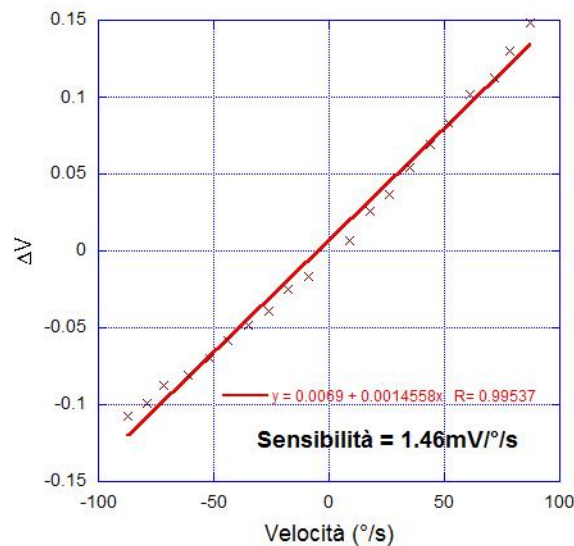


Figura 80: Sensibilità verso la rotazione per il giroscopio G7_C6_9 con eccitazione mediante generatore di segnali

Misurazioni di rotazione con eccitazione mediante feedback positivo

Dopo queste preliminari misurazioni del segnale di rotazione, sono state introdotte due importanti novità che hanno migliorato molto il rapporto segnale/rumore, che per un giroscopio è indicato dalla grandezza chiamata angular random walk (definita come la densità di rumore diviso la sensibilità del dispositivo). La prima di queste è la separazione mediante lock-in delle componenti in fase e in quadratura del sense: in questo modo è possibile separare l'errore di quadratura dal segnale e minimizzare così l'offset e migliorare la linearità e la sensibilità. In secondo luogo come già accennato è stato utilizzato un sistema di eccitazione mediante feedback positivo, che ha diminuito le derive dovute allo spostamento della frequenza di risonanza

di drive e ha così migliorato la stabilità sul lungo tempo del dispositivo nella forma della varianza di Allan. In Figura 81 è possibile osservare una misurazione effettuata in questo modo.

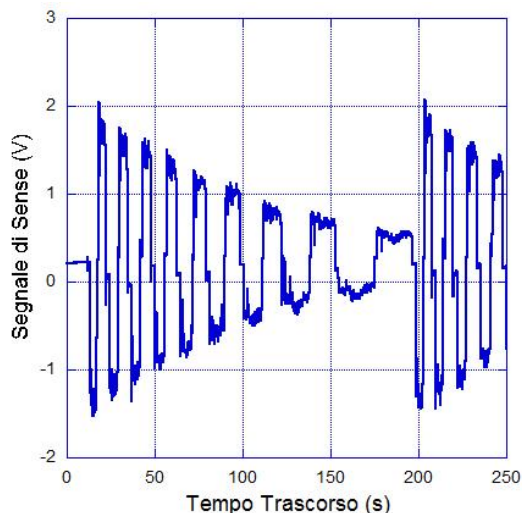


Figura 81: Risposta tipica alla rotazione del giroscopio effettuando l'eccitazione mediante tecnica di feedback positivo e separando con il lock-in il segnale dall'errore di quadratura.

Come si osserva in Figura 81, è ancora presente dell'offset nel segnale, ma questo non dipende dall'errore di quadratura. Si è infatti osservato sperimentalmente come non sempre minimizzando una delle componenti del segnale in assenza di rotazione equivalga a separare l'errore di quadratura dal segnale di Coriolis, in quanto in alcuni i casi la sensibilità migliora lasciando un certo offset. In particolare in Figura 82 è possibile osservare come le caratteristiche di linearità e simmetria peggiorino molto nel caso la componente venga azzerata del tutto in assenza di rotazione (confronta con Figura 81).

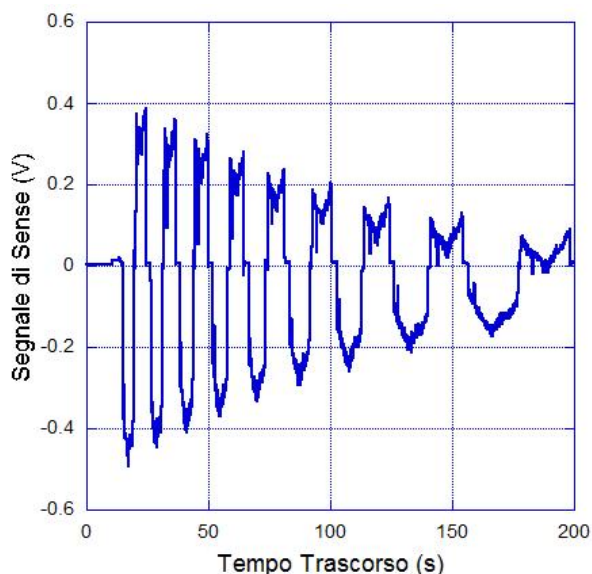


Figura 82: Segnale di rotazione osservato azzerando la componente mediante lock-in in assenza di rotazioni

In Figura 83 è possibile osservare come effettivamente la sensibilità e la linearità aumenti sensibilmente nel caso di eccitazione mediante feedback positivo e separazione dell'errore di quadratura mediante lock-in (confronta con Figura 80).

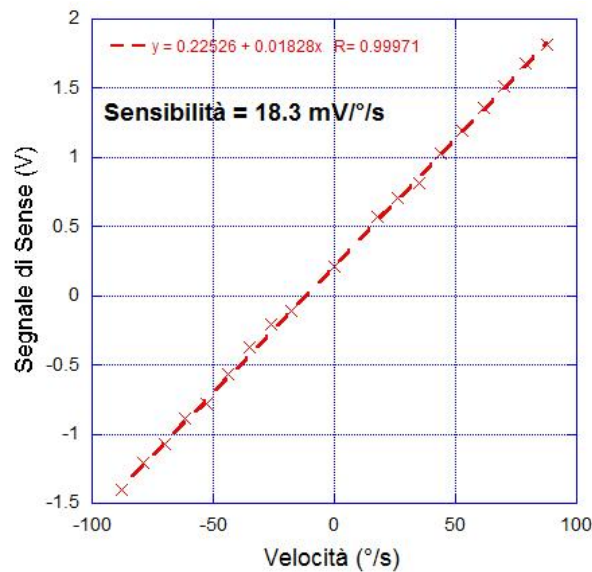


Figura 83: Risposta alla rotazione del dispositivo G7_C9_6 per eccitazione mediante feedback positivo e separazione dell'errore di quadratura mediante lock-in

Il vantaggio principale di eccitare mediante feedback positivo consiste però nel ridurre i drift dovuti alla variazione della frequenza di risonanza durante l'utilizzo del giroscopio. La stabilità complessiva del giroscopio nel tempo viene valutata attraverso la varianza di Allan (vedi pagina 15), e grazie a tutti gli accorgimenti che sono stati adottati è stato possibile raggiungere valori dell'ordine di 7 °/ora. Il giroscopio commerciale QRS116 ha invece una varianza di Allan di 3 °/ora, che è migliore ma comunque dello stesso ordine di grandezza di quella ottenuta dai giroscopi su silicio realizzati nel corso di questo lavoro (il QRS è realizzato in quarzo). In Figura 84 è possibile osservare l'intera curva della varianza di Allan.

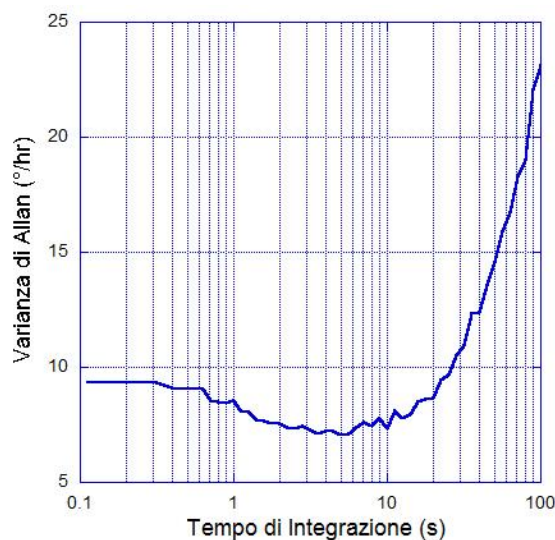


Figura 84: Varianza di Allan tipica di un giroscopio tuning fork

Dalla curva in Figura 84 si può osservare qual è il livello di rumore in assenza di integrazioni (rumore elettronico), e si può osservare come aumentando il tempo di integrazione questo diminuisca fino a un certo punto per poi tornare a peggiorare a causa dei drift (sebbene il drift della frequenza di risonanza di drive sia scongiurato sono presenti altri drift tra cui quello della frequenza di risonanza di sense). Il minimo della varianza di Allan rappresenta il tempo di integrazione ottimale con cui effettuare le misurazioni, e in questo caso è pari a 6-7 secondi (che per l'applicazione desiderata non sono troppi in quanto il dispositivo non deve rispondere velocemente). Per questo tempo di integrazione il valore della varianza di Allan è pari a 7 °/ora, e questo significa che effettuando delle misurazioni di posizione integrando la velocità angolare, mi posso aspettare un errore pari a 7° ogni ora.

Oltre al tipo di eccitazione e acquisizione sono state effettuate anche delle misurazioni migliorando la componentistica elettronica di prossimità. Questo perché da alcune misurazioni si è osservato come il rumore dominante del sistema sia quello dell'elettronica e non quello del giroscopio, e quindi è possibile ottenere un miglioramento del rapporto segnale/rumore (espresso per i giroscopi sotto forma di angular random walk, vedi pagina 15) apportando opportune modifiche come è stato spiegato nel capitolo precedente. In Tabella 15 è possibile osservare i risultati ottenuti da diversi dispositivi in diverse configurazioni.

Dispositivo	Eccitazione	Rivelazione	R Transimp.	C (Amp. Car.)	Integrato	ARW (°/√s)
G7_C9_6	Sign. Gen.	Ampl. Ph.	5.24 MΩ (T)	-	TL072	0.38
G7_C9_6	Sign. Gen.	XY	22 MΩ	-	TL072	0.072
G7_C9_6	Pos. Feed.	XY	22 MΩ	-	TL072	0.02
G7_C9_6	Pos. Feed.	XY	1 GΩ	10 pF	LTC6241	0.015
G7_C9_6	Pos. Feed.	XY	1 GΩ	1.5 pF	LTC6241	0.02
G11_A3_3	Pos. Feed.	XY	1 GΩ	1.5 pF	LTC6241	0.16
G11_66_9	Pos. Feed.	XY	1 GΩ	1.5 pF	LTC6241	0.033
QRS116	-	-	-	-	-	0.003

Tabella 15: Caratteristiche di rumore per alcuni giroscopi misurati in diversi modi

In Tabella 15 è possibile osservare come la figura di merito del rapporto segnale/rumore è migliorata notevolmente a seguito degli accorgimenti adottati. Per la colonna del tipo di eccitazione, "Sign. Gen." indica eccitazione mediante generatore di segnali, mentre "Pos. Fed." indica l'eccitazione mediante feedback positivo. Utilizzando la tecnica del feedback positivo è stato ottenuto un miglioramento della figura di rumore di oltre un fattore 3. Per quanto riguarda le tecniche di rivelazione, "Ampl. Ph." indica la rivelazione mediante lock-in misurando modulo e fase, mentre "XY" indica la rivelazione separando le componenti in fase e quadratura. Adottando questo particolare metodo, è stato possibile abbattere l'angular random walk di oltre un fattore 5, passando da 0.38 a 0.072. Parte di questo miglioramento è dovuto anche all'adozione del singolo resistore da 22 MΩ in luogo delle tre resistenze della rete a T, che come spiegato nel capitolo precedente comporta un notevole miglioramento in termini di rumore in corrente in ingresso. Passando a utilizzare un circuito di rivelazione basato su amplificatore di carica, è stato ottenuto il miglior valore di angular random walk, pari a 0.015. Questo valore è tuttavia ancora un fattore 5 più grande di quello del giroscopio commerciale QRS116, che è pari a 0.003. Un valore di questo tipo è necessario per riuscire a misurare la rotazione terrestre. Le misurazioni riportate in Tabella 15 sono le più significative ottenute tra tutti i dispositivi misurati.

Conclusioni

Scopo di questo lavoro era la realizzazione di un giroscopio MEMS per applicazioni spaziali. Questo comprende diverse fasi, tra cui lo studio del design da adottare, la messa a punto e il perfezionamento del processo di fabbricazione, e infine il sistema di acquisizione del segnale. Le parti approfondite maggiormente sono state quella di fabbricazione e di pick-up del segnale. I risultati ottenuti sono stati notevoli, in quanto per gli ultimi wafer realizzati è stata osservata una risonanza meccanica in oltre la metà dei chip. La qualità della struttura è notevolmente migliorata grazie al processo che prevede l'attacco del device layer dopo quello dell'handle layer e al pattern utilizzato per rilasciare le strutture attraverso l'attacco dell'handle layer. Alcune ottimizzazioni come il dicing automatico durante l'attacco dell'handle layer e l'adozione di una maschera metallica hanno consentito di ridurre notevolmente i tempi necessari alla fabbricazione. A parte alcuni casi in cui vi sono forti asimmetrie o cortocircuiti elettrici che pregiudicano il funzionamento, tutti i chip che presentano una risposta meccanica sono anche in grado di misurare la rotazione. Anche nel caso del circuito di pickup sono state apportate diverse migliorie, ad esempio dopo uno studio accurato del rumore si è passati ad utilizzare integrati con un minore rumore in corrente, oltre a resistori singoli e capacità (configurazione amplificatore di carica) nel ramo di feedback al posto di rumorose reti a T. Questi accorgimenti, unitamente alla separazione tra parte del segnale in fase e in quadratura durante la demodulazione, hanno permesso una riduzione sensibile della densità di rumore in ingresso oltre a un aumento di linearità. Tutti i setup necessari ad effettuare le misurazioni di diverso tipo sono stati realizzati e il processo è stato ottimizzato per utilizzare le macchine a disposizione dell'istituto a partire da wafer SOI commerciali. Le specifiche richieste non sono ancora state raggiunte ma per meno di un ordine di grandezza, come indicato in Tabella 16.

Giroscopio	Angle Random Walk ($^{\circ}/\sqrt{s}$)	Varianza di Allan ($^{\circ}/ora$)
G7_C9_6 (IFN)	0.015	7
QRS116 (Systron Donner)	0.003	3

Tabella 16: Confronto delle caratteristiche tra giroscopio commerciale e sperimentale

Avendo ottimizzato il circuito di pickup e il processo di fabbricazione, vi possono essere ulteriori sviluppi di diverso tipo. In primo luogo con un'ottimizzazione del design si potrebbe ridurre l'errore di quadratura ed aumentare così segnale e linearità. Il rapporto segnale/rumore può essere inoltre migliorato aumentando la capacità di sense mediante strutture interdigitate più complesse. L'obiettivo finale per i giroscopi MEMS realizzati in questo modo sarà la loro integrazione in circuiti ibridi, dove il chip potrà essere collegato direttamente a un circuito di pickup basato su ASIC che effettuerà tutte le dovute demodulazioni in modo da avere direttamente in uscita un segnale in tensione proporzionale alla rotazione. Uno step importante è inoltre quello di prevedere l'incapsulamento del dispositivo in un package in grado di mantenere un certo livello di vuoto. È stato infatti provato come l'attrito viscoso dell'aria sia la principale causa di abbassamento del fattore di qualità e quindi della sensibilità totale del dispositivo. Un package in grado di mantenere una pressione intorno al millibar è essenziale per sfruttare al massimo le caratteristiche del dispositivo, e consentirebbe inoltre di semplificare notevolmente il setup di caratterizzazione per potere così effettuare delle caratterizzazioni più approfondite.

Glossario

Tuning Fork: giroscopio con architettura tipica a diapason, che prevede due masse vibranti che vengono eccitate in modo asimmetrico

Proof Mass: la massa che viene posta in vibrazione per osservare la sua risposta alla rotazione.

Drive: si riferisce al modo che viene eccitato tramite forzante esterna sulla massa che costituisce il giroscopio. Solitamente questa eccitazione avviene alla risonanza

Sense: si riferisce al modo che viene eccitato dalla forza di Coriolis, in presenza di un'eccitazione di drive e di una rotazione esterna. Questo moto si forma nell'asse ortogonale al modo di drive e all'asse di rotazione.

Accordatura, Tuning, Matching: l'operazione che si effettua per uguagliare le frequenze di risonanza di drive e di sense, garantendo un aumento notevole della sensibilità del dispositivo a scapito della sua robustezza.

Spring softening: effetto per il quale applicando una forza elettrostatica dipendente dalla posizione della massa vibrante, è possibile diminuire la sua frequenza di risonanza andando a ridurre la rigidità effettiva del sistema.

Smorzamento Termoelastico: meccanismo di perdita di energia in un sistema risonante dovuta alla dissipazione di calore nella compressione e decompressione dei sostegni della massa vibrante. Dipende principalmente dalle proprietà del materiale utilizzato.

Silicon On Insulator, SOI: un particolare tipo di wafer di silicio su cui sopra vi è stato depositato un isolante (solitamente ossido di silicio) e poi sopra di esso altro silicio, solitamente mediante bonding.

Device Layer: la parte superiore (front) di un wafer SOI. Questa è la parte che di solito viene utilizzata per realizzare i dispositivi. Il suo spessore è tipicamente di 10-100 μm .

Buried Oxide, BOX: l'ossido sepolto, si tratta di uno strato di ossido presente tra l'handle layer e il device layer. Il suo spessore è tipicamente di 1-4 μm .

Handle Layer: la parte inferiore (back) di un wafer SOI. Questa parte funge da substrato per i dispositivi realizzati. Il suo spessore è tipicamente di 300-500 μm .

Aspect Ratio: tipica figura di merito utilizzata per descrivere la verticalità di una parete. Essa è definita come il rapporto della profondità dello scavo diviso la sua larghezza.

Etching: processo fabbricativo della rimozione del substrato in certe zone mediante un attacco che può essere di diverso tipo, al fine di ottenere i pattern e quindi i dispositivi desiderati.

Attacco a secco, dry etching: tecniche di attacco che non richiedono l'immersione in un liquido, solitamente richiedono plasma. La caratteristica di queste tecniche è la forte anisotropia che si può raggiungere (scavi molto verticali)

Attacco umido, wet etching: tecniche di attacco che richiedono l'immersione del campione in un liquido. Queste tecniche tendono ovviamente ad essere molto isotrope in quanto il liquido tende ad attaccare in tutte le direzioni.

Etching Rate: la velocità a cui procede l'attacco. Può essere espressa in quantità di micron al secondo o di micron per step di processo, a seconda del tipo di attacco che si utilizza.

Etch stop layer: uno strato di materiale resistente all'etching presente sul fondo del materiale che viene scavato.

Tapering: allargamento (tapering positivo) o restringimento (tapering negativo) dello scavo mentre l'attacco procede.

Notching: fenomeno strettamente legato agli attacchi basati su plasma, causato da un etch-stop layer isolante, che porta al danneggiamento del fondo della parete scavata.

Dicing: operazione attraverso la quale il wafer viene tagliato per separare i chip presenti al suo interno

CAD: Computer Aided Design

SEM: Scanning Electron Microscopy

DRIE: Deep Reactive Ion Etch

RIE: Reactive Ion Etch

ICP: Inductively Coupled Plasma

CCP: Capacitive Coupled Plasma

RF: Radiofrequenza

EBL: Electron Beam Lithography

Bibliografia

- [1] H. R. Bilger, G. E. Stedman R. Anderson, "'Sagnac' Effect: A century Of Earth-Rotated Interferometers," *American Journal of Physics*, vol. 62, no. 11, pp. 975-985, 1994.
- [2] M.E. Eglington, R.W. Brumley, S. Buchman W.J. Bencze, "Precision Electrostatic Suspension System For The Gravity Probe B Relativity Mission's Science Gyroscopes," *Advances in Space Research*, vol. 39, pp. 224-229, 2007.
- [3] B. Boxenhorn, T. King, L. Niles P. Greiff, "Silicon Monolithic Micromechanical Gyroscope," in *Transducers '91*, 1991, pp. 966-968.
- [4] Andrei Shkel, Lynn Costlow, Asad M. Madni Cenc Acar, "Inherently Robust Micromachined Gyroscopes With 2-DOF Sense-Mode Oscillator," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 15, no. 2, pp. 380-387, 2006.
- [5] Alexander A. Trusov, Andrei M. Shkel Adam R. Schnofield, "Micromachined Gyroscope Concept Allowing Interchangeable Operation In Both Robust And Precision Modes," *Sensor and Actuators A*, vol. 165, pp. 35-42, 2011.
- [6] A. Sharma, Z. Hao, F. Ayazi M. F. Zaman, "A Mode-Matched Silicon-Yaw Tuning-Fork Gyroscope With Subdegree-Per-Hour Allan Deviation Bias Instability," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 17, no. 6, pp. 1526-1536, 2008.
- [7] Y. Omura, H. Funabashi, M. Fujiyoshi, Y. Nomura, Y. Hata T. Akashi, "A Y-Axis SOI-MEMS Gyroscope With A Zigzag-Shaped Z-Electrode Supported By Three-Dimensionally-Intersected Z-Beams," in *Transducers 2013*, 2013, pp. 1851-1854.
- [8] H. H. Tawfik, A. Sharaf, A. M. Elshurfa, M. Serry, S. Sedky A. A. Aziz, "A New Vertical Suspension Inertial Grade Gyroscope," in *Transducers 2013*, 2013.
- [9] S. A. Zotov, A. A. Trusov, A. M. Shkel I. P. Prikhodko, "Foucault Pendulum On A Chip: Rate Integrating Silicon MEMS Gyroscope," *Sensors and Actuators A*, vol. 177, pp. 67-78, 2012.
- [10] M. J. Ahamed, S. Askari, A. M. Shkel D. Senkal, "MEMS Micro-Glassblowing Paradigm For Wafer-Level Fabrication Of Fused Silica Wineglass Gyroscopes," in *Euroensors 2014*, 2014, pp. 1489-1492.
- [11] M. F. Zaman, A. Sharma, Ayazi Z. Hao, "Energy Loss Mechanisms In A Bulk-Micromachined Tuning Fork Gyroscope," in *Sensors 2006*, 2006, pp. 1333-1336.
- [12] Andrei Shkel Cenk Acar, *MEMS Vibratory Gyroscopes*.: Springer, 2009.
- [13] K. Azgin, T. Akin S. E. Alper, "A High-Performance Silicon-On-Insulator MEMS Gyroscope Operating At Atmospheric Pressure," *Sensors and Actuators A*, vol. 135, pp. 34-42, 2007.
- [14] R. S. Almikhlaifi A. N. Radwan, "Performance Comparison Of Commonly Used MEMS Springs: Double-Folded, U-Shaped And Fish-Hook," in *Electronics, Communications and Photonics Conference*, 2013, pp. 1-6.

- [15] A. Schilp F. Laermer, "Method Of Anisotropically Etching Silicon," 5,501,893, 1996.
- [16] G. Craciun, W. G. Sloof, P. J. French, E. Van Der Drift M. A. Blauw, "Advanced Time-Multiplexed Plasma Etching Of High Aspect Ratio Silicon Structures," *Journal of Vacuum Science & Technology B*, vol. 20, no. 6, pp. 3106-3110, 2002.