

ALMA MATER STUDIORUM
UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA
Sede di Forlì

Corso di laurea in
INGEGNERIA AEROSPAZIALE
Classe L-9 (codice 8263)

ELABORATO FINALE DI LAUREA

Tecnologia MEMS Applicata Ai Sensori Inerziali

Relatore

Prof. Matteo Zanzi

Candidato

Chiticaru Marius Constantin

Anno Accademico 2023/2024

Ringraziamenti

Desidero esprimere la mia più profonda gratitudine a chi, direttamente o indirettamente, ha reso possibile questo lavoro. Ringrazio in primis il professor Matteo Zanzi, non solo per avermi guidato e assistito nella fase più impegnativa del mio percorso accademico, ma anche per essere stato un prezioso punto di riferimento per me negli ultimi anni. I suoi consigli sono sempre stati di grande aiuto.

Ringrazio poi la mia famiglia, per il costante sostegno ed incoraggiamento e per l'infinita pazienza. Senza di loro, seguire questo percorso universitario non sarebbe stato possibile.

Un sentito ringraziamento va anche ai miei cari amici, le loro parole di motivazione e la loro fiducia in me hanno reso questo viaggio meno difficile.

Vorrei infine ringraziare l'Università di Bologna per aver fornito un ambiente accademico stimolante e risorse di alta qualità, caratteristiche che considero abbiano contribuito positivamente alla mia formazione.

Indice

Introduzione	5
1. Stato dell'arte dei sensori Inerziali MEMS	7
1.1 Generalità	7
1.2 Origini dei sensori Inerziali	8
1.2.1 Premessa	8
1.2.2 Primi Accelerometri	8
1.2.3 Giroscopi: genesi e primi sviluppi	10
1.3 Breve Storia dei sensori MEMS	12
2. Principi di Funzionamento	14
2.1 Accelerometri MEMS	14
2.1.1 Piezoresistivi	15
2.1.2 Piezoelettrici	17
2.1.3 Capacitivi	20
2.1.4 Termici	28
2.1.5 Magnetoresistivi	31
2.1.6 Risonanti	34
2.1.7 Quantum Tunneling	36
2.1.8 Ottici	37
2.2 Giroscopi MEMS	40
2.2.1 Gimbal	44
2.2.2 Tuning Fork	47
2.2.3 Vibrating Ring	50
2.2.4 Multi-axis	51
3. Analisi delle Prestazioni	54
3.1 Introduzione	54
3.2 Concetti di Statistica	55
3.2.1 Indici di dispersione	55
3.2.2 Errori di misura	56
3.2.2 Regola Empirica	57
3.3 Sensori Inerziali MEMS: parametri standard di prestazione e modellazione degli errori	58
3.3.1 Accelerometri	58
3.3.2 Giroscopi	70
3.3.3 Modello degli errori	73
4. MEMS IMU: esempi e confronto delle performance	74
4.1 Consumer Grade IMU (BMI323)	74
4.1.1 Generalità	74
4.1.2 Caratteristiche	74
4.1.3 Prestazioni	75

4.2 Tactical Grade IMU (ADIS16550)	77
4.2.1 Generalità e Caratteristiche	77
4.2.2 Prestazioni.....	78
4.2.3 Campionamento, Calibrazione e Filtraggio.....	80
4.2.4 Dimensioni	81
4.3 Navigational Grade IMU (MS-IMU3050)	82
4.3.1 Generalità e Caratteristiche	82
4.3.2 Performance.....	83
Conclusioni	84
Riferimenti	86

INTRODUZIONE

Nell'era dell'informazione e della tecnologia avanzata, la miniaturizzazione dei dispositivi elettronici e meccanici è diventata una necessità piuttosto che un'opzione. Con l'avanzare della nanotecnologia, della robotica, biotecnologia, IoT e dell'intelligenza artificiale, le frontiere della scienza e dell'ingegneria sono costantemente spinte verso nuovi orizzonti. È in questo contesto che la tecnologia dei sistemi micro-elettro-meccanici ha guadagnato una posizione di rilievo. L'abilità di combinare funzioni meccaniche ed elettroniche in uno spazio ridotto non solo ha aperto la via ad innovazioni senza precedenti, ma ha anche creato nuove sfide nel design, nella produzione e nell'integrazione di tali sistemi.

Un'area particolarmente interessante in cui i MEMS hanno trovato applicazione è quella dei sensori inerziali. Utilizzati per misurare accelerazione e velocità angolari, questi sensori sono diventati componenti fondamentali in una varietà di applicazioni, dall'aviazione ai dispositivi mobili, dispositivi di input per la realtà virtuale, motion sensing in Robotica, apparati biomedicali, guida autonoma, automazione industriale, smart wearable devices e molte altre. L'impiego della tecnologia MEMS ha reso possibile una significativa riduzione delle dimensioni e dei costi, mantenendo allo stesso tempo ottimi standard di precisione e affidabilità. Tali vantaggi hanno portato ad un aumento della domanda, con una crescita del mercato che si prevede continuerà a ritmi sostenuti nei prossimi anni.

Esistono numerosi studi e molti articoli accademici in cui vengono esaminate le applicazioni pratiche, l'analisi funzionale, le prestazioni e le metodologie di fabbricazione di questi sensori; tuttavia una visione complessiva che unisce tali aspetti è spesso carente in letteratura. Sembra inoltre mancare una valutazione comparativa delle prestazioni e delle diverse strategie di progettazione e fabbricazione. Data la natura compilativa di questa tesi ed il problema di ricerca delineato, gli obiettivi specifici che questo lavoro si prefigge di raggiungere sono:

- Fornire una sintesi critica dello stato dell'arte dei sensori Inerziali MEMS (Cap.1)
- Svolgere un'accurata analisi dei principi di funzionamento delle principali tipologie di accelerometri e giroscopi MEMS attualmente presenti sul mercato (Cap.2)
- Approfondire gli aspetti legati alle performance in funzione delle condizioni operative e ambientali (Cap.3)
- Fornire degli esempi di IMU MEMS evidenziando le differenze prestazionali (Cap.4)
- Formulare raccomandazioni per la futura ricerca nel campo, indicando aree in cui ulteriori studi potrebbero portare a progressi significativi

L'intero elaborato mira quindi a fornire un quadro completo e coerente, che possa servire come punto di riferimento per ricercatori e studenti interessati alla tecnologia MEMS e ai sensori Inerziali; i capitoli successivi affronteranno in dettaglio ciascuno degli aspetti sopra menzionati, seguendo la struttura descritta. Infine, per concludere questa breve introduzione con un'interessante legge degna di nota, è necessario anticipare al lettore che quest'ultima non è stata formulata appositamente pensando ai MEMS, bensì i progressi nell'industria dei semiconduttori i quali, spinti in qualche modo da tale legge empirica, hanno influenzato e facilitato anche lo sviluppo e la diffusione della tecnologia MEMS:

<<La complessità di un microcircuito, misurata ad esempio tramite il numero di transistor per chip, raddoppia ogni 18 mesi e quadruplica ogni 3 anni. >> [1]

(Prima legge di Moore)

Capitolo 1

STATO DELL'ARTE DEI SENSORI INERZIALI MEMS

1.1 Generalità

Con il termine Micro Electro-Mechanical Systems (MEMS) ci si riferisce ad una tecnologia maturata negli ultimi decenni che combina la microelettronica con la micromeccanica al fine di realizzare dispositivi di dimensioni micrometriche o millimetriche attraverso tecniche di microfabbricazione, quali ad esempio: bulk micromachining, surface micromachining, wafer bonding o high aspect ratio micromachining technologies. Un criterio secondo il quale è possibile distinguere i dispositivi MEMS da altre micro-tecnologie è che vi sia presente almeno un elemento avente una sorta di funzionalità meccanica, oltre ai circuiti micro-elettronici.

Le unità fondamentali dei dispositivi MEMS sono le strutture miniaturizzate, micro-sensori, micro-attuatori e la micro-elettronica. È uso comune classificare sensori e attuatori come "trasduttori", ovvero dispositivi che convertono energia da una forma ad un'altra. Generalmente, i micro-sensori convertono segnali di varia natura in un segnale elettrico, mentre i micro-attuatori trasformano un segnale elettrico in un segnale meccanico. I materiali impiegati nella produzione sono il silicio, alcuni polimeri, metalli e composti ceramici. Il silicio costituisce la base strutturale del dispositivo e grazie a processi di litografia e incisione esso può essere lavorato per creare strutture tridimensionali microscopiche, come ponti, travi, membrane e canali; per di più, oltre alle strutture meccaniche, esso ospita anche i circuiti elettronici integrati: ciò permette di avere sia la parte di sensoristica/attuazione che la parte di elaborazione del segnale sullo stesso chip, ottimizzando le prestazioni e riducendone le dimensioni. Inoltre, grazie alle sue proprietà piezoresistive, il silicio può convertire deformazioni meccaniche in variazioni di resistenza elettrica, il che lo rende particolarmente adatto alla realizzazione di sensori di pressione e accelerometri. Per quanto riguarda i polimeri, quest'ultimi vengono utilizzati come materiali strutturali, come rivestimenti oppure come materiale di sacrificio durante il processo di produzione; i metalli vengono sfruttati per le loro proprietà elettriche e meccaniche mentre i composti ceramici trovano impiego principalmente grazie alle loro caratteristiche dielettriche, ma anche in virtù della loro durezza, stabilità termica e resistenza alla corrosione.

La ricerca e lo sviluppo hanno portato alla realizzazione di un'ampia gamma di micro-sensori che trovano impiego nel rilevamento della temperatura, pressione, forze inerziali, campi magnetici, ecc. Incredibilmente, alcuni di questi sensori micro-lavorati dimostrano prestazioni che eccedono le performance dei classici sensori macroscopici; inoltre, dato che i processi di produzione sfruttano parzialmente le stesse tecniche di fabbricazione a lotti utilizzate nell'industria dei circuiti integrati, i prezzi per singolo dispositivo sono relativamente contenuti.

Contrariamente ai sensori MEMS, che rilevano informazioni dall'esterno, gli attuatori MEMS agiscono sull'ambiente in risposta a un comando elettrico. Essi sono spesso integrati nei sistemi MEMS insieme ai sensori, ai circuiti di elaborazione e ad altri componenti e giocano un ruolo fondamentale nel permettere interazioni sofisticate tra il mondo macroscopico ed il mondo fisico su scala microscopica. Esempi di attuatori MEMS sono le micro-valvole per il controllo del flusso di liquidi o gas, interruttori ottici e specchi per direzionare o modulare un fascio di luce, matrici di micro-specchi controllati in maniera indipendente, micro-pompe, micro-motori elettrostatici, ecc.

Il vero potenziale dei MEMS si presenta quando strutture, sensori e attuatori miniaturizzati vengono ricavati sullo stesso substrato di silicio assieme ai circuiti integrati (IC). La co-localizzazione permette ai diversi componenti funzionali di interagire in maniera più efficiente. Nei dispositivi più avanzati, o comunque in fase di prototipazione, si può addirittura notare un'ulteriore step di integrazione in cui sistemi MEMS vengono abbinati con altre tecnologie come la fotonica o le nanotecnologie: tale combinazione prende il nome di "Integrazione Eterogenea". Mentre livelli più complessi di integrazione sono la futura tendenza della tecnologia MEMS, al momento attuale lo stato dell'arte rimane abbastanza modesto e nel suo insieme comprende singoli micro-sensori/attuatori discreti, singoli micro-sensori/attuatori integrati oppure molti micro-sensori/attuatori identici integrati.

1.2 Origini dei Sensori Inerziali

1.2.1 Premessa

Il primo principio della dinamica, detto anche principio di inerzia, afferma che un corpo permane nel suo stato di quiete o di moto rettilineo uniforme a meno che non intervenga una forza esterna a modificare tale stato. Un sistema di riferimento in cui vale questo principio viene chiamato sistema di riferimento inerziale. Il termine "sensore inerziale" deriva propriamente dal concetto di inerzia. Questi sensori si basano sul primo principio della dinamica a scopo di misurare direttamente accelerazioni e velocità angolari degli oggetti, e indirettamente velocità lineare, posizione e orientamento, svolgendo opportune integrazioni nel tempo. All'interno degli accelerometri, per esempio, è presente una piccola massa di prova sospesa e collegata ad una struttura fissa. Quando l'accelerometro subisce un'accelerazione, la tendenza della massa a mantenere il suo stato di moto a causa dell'inerzia fa sì che essa si sposti rispetto alla struttura fissa, o meglio, dal punto di vista di un sistema di riferimento inerziale, la massa resta ferma oppure mantiene il suo moto rettilineo uniforme mentre la struttura fissa subisce una accelerazione. Questo spostamento viene misurato e convertito in un segnale elettrico interpretato poi come una misura dell'accelerazione. Anche i giroscopi sfruttano il principio di inerzia per misurare le velocità angolari. In particolare, i giroscopi meccanici si basano sulla proprietà dell'inerzia rotazionale, ovvero la tendenza dei corpi a mantenere immutato il proprio stato di rotazione quando non sono soggetti a momenti torcenti esterni. Più precisamente, il principio di inerzia applicato al moto rotazionale si manifesta attraverso la legge di conservazione del momento angolare. Tale legge conferisce al giroscopio una proprietà nota come "Rigidità Giroscopica", ovvero la proprietà di mantenere il proprio asse di rotazione fisso nello spazio. Tuttavia, se l'asse di rotazione viene sollecitato a cambiare orientamento da una forza che agisce su uno qualsiasi dei piani che lo contengono, allora un fenomeno noto come "Precessione Giroscopica" ed una forza che si oppone al cambio di orientamento ne conseguono. La precessione è un moto caratterizzato da una velocità angolare indotta su un asse ortogonale all'asse di momento angolare ed alla coppia esterna. Se il rotore viene montato su una sospensione cardanica a 3 gradi di libertà, il suo asse si manterrà orientato nella direzione iniziale anche se il supporto cambia orientamento.

1.2.2 Primi Accelerometri

Gli accelerometri hanno origini che risalgono alla fine del 1800, quando vennero teorizzati i primi concetti di misurazione dell'accelerazione. Tuttavia questi concetti erano esclusivamente teorici. I primi prototipi furono sviluppati solamente verso inizio '900. La tecnologia impiegata fu in principio meccanica: una massa sospesa grazie ad una molla si muoveva in risposta all'accelerazione. Attraverso leve, molle e indicatori, lo spostamento della massa veniva convertito in un segnale leggibile, spesso come inchiostro su carta; un esempio ne sono i sismografi. Conoscendo così

l'ampiezza A del segnale, passando per il secondo principio della dinamica e la legge di Hooke, fu possibile calcolarsi il valore dell'accelerazione

$$F = ma \Rightarrow a = \frac{F}{m} \Rightarrow a = \frac{AK}{m} \quad (1.1)$$

dove F è la forza apparente subita dalla massa di prova e K la costante elastica della molla. Questi accelerometri erano pesanti e ingombranti, il che ne limitava le applicazioni; inoltre gli errori di misurazione erano relativamente alti a causa della natura meccanica del dispositivo. Nonostante ciò trovarono impiego nella sismologia, negli studi di ingegneria civile e in alcuni settori industriali.

All'inizio degli anni '20, Burton McCullom e Orville Peters, idearono il primo accelerometro a ponte resistivo [2,3]. Questo dispositivo combinava elementi meccanici ed elettrici ottenendo una misurazione più precisa dell'accelerazione e allo stesso tempo delle dimensioni più ridotte. Un sistema di quattro resistenze a ponte di Wheatstone veniva utilizzato per misurare le variazioni di resistenza causate dallo spostamento di una massa sospesa. Un voltmetro collegato al ponte rilevava le variazioni di tensione dovute alle variazioni di resistenza. Entro il 1923, l'accelerometro a ponte resistivo trovò già applicazione in ambito ingegneristico civile e nell'emergente settore aeronautico. Dal 1927 fu commercializzato in tutti gli stati uniti per conto della Southwark Company. Tuttavia, per la vera commercializzazione a larga scala degli accelerometri bisogna aspettare l'avvento dei trasduttori di deformazione a resistenza o estensimetri piezoresistivi. La loro scoperta è accreditata ad Arthur Ruge (MIT) ed Edward Simmons (Caltech) alla fine degli anni '30 [2]. Pochi mesi dopo, Hans Meier (MIT) realizzò il primo accelerometro piezoresistivo della storia [2,4]. Il suo dispositivo consisteva in una serie di quattro estensimetri incollati su quattro strisce di supporto a cui era collegata una massa di prova in acciaio. La deformazione degli estensimetri sotto l'effetto dell'accelerazione provocava una variazione della resistenza, la quale poteva essere misurata e correlata all'accelerazione. Questi accelerometri trovano tutt'oggi impiego in vari ambiti grazie alla loro sensibilità e compattezza. Va sottolineato però che le configurazioni attuali sono alquanto dissimili rispetto al primo accelerometro di Meier, per non citare le differenze dimensionali. L'inizio degli anni '40 vide una vera e propria esplosione del mercato dei trasduttori di deformazione piezoresistivi, in particolare dei trasduttori di pressione, di carico e di accelerazione. Dato il contesto storico, il settore aeronautico fu velocemente sopraffatto.

Purtroppo l'accelerometro estensimetrico di Meier aveva delle limitazioni relativamente alle frequenze di impiego. In particolar modo ai tempi: il range di frequenze entro il quale le misurazioni di accelerazione potevano considerarsi accurate erano inferiori ai 200 Hz. Tale condizione rendeva questa tipologia di accelerometri inadatti ad effettuare misurazioni in ambienti sottoposti ad alte frequenze. La soluzione al problema arrivò con lo sviluppo degli accelerometri piezoelettrici, quest'ultimi ampliarono il range dei " g " rilevabili e permisero inoltre la misurazione delle vibrazioni il che aprì la strada ad ulteriori ambiti di applicazione. Questi apparecchi fornivano una risposta affidabile su una gamma di frequenze molto più ampia, fino ai 10.000 Hz [2]. Gli anni 40' e '50 furono caratterizzati dalla nascita di numerose aziende specializzate nella produzione di accelerometri piezoelettrici, tra cui Brüel & Kjær, Gulton Manufacturing, Kistler Instrument Company e altre. I materiali piezoelettrici maggiormente utilizzati furono il quarzo ed il titanato di bario.

Infine, nonostante vi siano scarse informazioni a riguardo e pochi riferimenti attendibili, si suppone che circa tra gli anni '20 e '40 furono realizzati i primi modelli di accelerometri capacitivi ed accelerometri LVDT (Linear Variable Differential Transformer) [5]. Più tardi, negli anni '60 e '70, vennero sviluppati anche i primi accelerometri laser. Da allora, mentre gli accelerometri MEMS iniziavano a guadagnare popolarità, gli accelerometri tradizionali hanno visto anche essi miglioramenti significativi in termini di miniaturizzazione, precisione e affidabilità. I materiali piezoelettrici, come il quarzo, sono stati ottimizzati e il design dei dispositivi è diventato più sofisticato. Anche se dagli anni '80 in poi

gli accelerometri MEMS hanno dominato il mercato, gli accelerometri classici non sono spariti, ma hanno trovato applicazioni in ambiti in cui sono richiesti grande resistenza, alta precisione o capacità di misurare grandi accelerazioni.

1.2.3 Giroscopi: genesi e primi sviluppi

Già dall'antichità, il principio di conservazione del momento angolare, anche se non era formalmente compreso in termini scientifici, era certamente osservato e sfruttato in maniera empirica. Il gioco della trottola ne è la dimostrazione. Presente in diverse culture antiche, la trottola, quando lanciata, rimane in piedi e ruota attorno al suo asse grazie appunto alla conservazione del momento angolare. L'applicazione di una forza nel tentativo di cambiare il suo orientamento viene resistita da un momento torcente che tende a mantenere l'oggetto nella sua configurazione iniziale. Tuttavia, così come altri giochi o forme di intrattenimento del lontano passato, la trottola non fu impiegata come strumento utile a qualche fine. Un primo tentativo di applicare la legge di conservazione del momento angolare in un contesto pratico fu nel 1743, con l'invenzione del Whirling Speculum [6] da parte di un capitano della marina inglese di nome John Serson. Si trattava del primo prototipo di orizzonte artificiale impiegato nella navigazione marittima. Serson pensava inoltre che il suo dispositivo potesse essere utilizzato anche per stabilizzare e orientare le navi. Successivamente, nel 1817, un professore tedesco di astronomia realizzò un dispositivo meccanico noto come "Macchina di Bohnenberger" [7], essa consisteva in una sfera rotante montata su tre anelli girevoli. Qualche anno dopo uno studioso americano costruì un oggetto simile ma sostituendo la sfera con un disco rotante. Verso la metà del '800, il matematico francese Pierre Laplace raccomandò l'utilizzo della macchina di Bohnenberger a scopo didattico: fu così che catturò l'attenzione del rinomato fisico Léon Foucault. Quest'ultimo, nel 1852, progettò una sua versione del dispositivo e la impiegò in uno dei suoi più famosi esperimenti [8], con l'obiettivo di dimostrare il moto di rotazione della terra. Il principio di funzionamento era semplice: un disco toroidale rotante mantiene un asse di rotazione fisso nello spazio, per cui, se la terra ruota su se stessa e se il disco è vincolato tramite doppio gimbal, allora il gimbal esterno dovrebbe subire una rotazione attorno ad un asse perpendicolare al piano generato dall'asse di rotazione del disco e dall'asse di rotazione della terra. La rotazione del toroide doveva persistere abbastanza a lungo da poter osservare una deviazione rispetto al riferimento solidale a terra. Utilizzando una macchina ad ingranaggi specificatamente progettata per mettere efficacemente in rotazione il disco toroidale, Foucault ebbe a disposizione circa 10 minuti per eseguire l'esperimento, tempo più che sufficiente per osservare una deviazione di 2,5 gradi. In seguito, in uno dei suoi articoli, Foucault nomina il dispositivo impiegato nei suoi esperimenti come "Giroscopio", parola derivante dal greco (skopeein, "vedere" e gyros, "rotazione").

Verso la fine dell'800, l'avvento dei motori elettrici permise la realizzazione di giroscopi caratterizzati da una rotazione indefinita nel tempo; ciò portò ai primi modelli di girodirezionali e girobussole. Fu l'inventore tedesco Hermann Kaempfe a brevettare il primo girobussola, nel 1904 [9]. Rispetto ad una bussola tradizionale, il dispositivo di Hermann era in grado di individuare il vero nord geografico, un'informazione più pratica alla navigazione: inoltre non era affetto da errori di deviazione (la presenza di materiali ferromagnetici induce errori locali alla misura del nord magnetico), né dunque da errori dovuti alla declinazione magnetica. L'importanza dell'invenzione fu notevole, soprattutto in un contesto storico in cui l'efficacia delle tecniche di navigazione marittima contrassegnava il potere militare di una nazione. Negli anni '20 e '30 girodirezionali, girobussole, orizzonti artificiali e altri strumenti giroscopici trovarono applicazione anche in ambito aeronautico. Durante la seconda guerra mondiale i giroscopi costituirono il principale componente dei sistemi di puntamento aerei e anti-aerei. I primi prototipi di puntatori giroscopici, il Mark 1 e Mark 2, prodotti dal Regno Unito, furono installati a bordo dei famigerati Spitfire della Royal Air Force e successivamente migliorati e integrati nei sistemi di puntamento anti-aerei terrestri o navali.

La fine degli anni '30 e l'inizio degli anni '40 videro numerosi tentativi, da parte della Germania, di realizzare missili balistici a lunga gittata per scopi militari [10]. Dei sistemi di guida risultarono necessari per consentire ai missili di raggiungere i target prefissati. Questa esigenza diede forma ai primi sistemi di navigazione inerziale, inizialmente costituiti principalmente da due giroscopi, un accelerometro PIGA ed un computer di bordo analogico. I giroscopi fornivano informazioni sulla velocità angolare, indicando quanto velocemente e attorno a quale asse il missile stava ruotando. Le informazioni erano poi utilizzate dal computer per correggere l'orientamento attraverso la movimentazione di una serie di alette di controllo, assicurando che il missile rimanesse sulla traiettoria desiderata. L'accelerometro PIGA (Pendulous Integrating Gyroscopic Accelerometer), sviluppato a partire da una versione precedente realizzata da Fritz Mueller, fu utilizzato per preimpostare lo spegnimento dei motori considerando le specifiche della missione. Questi accelerometri sono estremamente sensibili e accurati, inoltre sono in grado di rilevare un range di accelerazioni considerevolmente ampio, ciò fa sì che tutt'oggi vengano adoperati nei sistemi di guida missilistici e che non siano stati sostituiti dagli attuali accelerometri MEMS. La loro particolarità risiede nella capacità di misurare l'accelerazione lungo una certa direzione e, allo stesso tempo, integrarla nel tempo al fine di ottenere anche i valori della velocità.

Nel 1945, pochi mesi dopo la resa incondizionata della Germania, il team di ingegneri dietro al programma missilistico della Wehrmacht, venne trasferito su suolo Statunitense nell'operazione segreta Paperclip. Negli anni a venire, l'ingegnere Wernher Von Braun, leader del suddetto team, si ritrovò a capo di numerosi programmi di ricerca missilistici americani tra cui anche dei programmi di guida dei missili. Apprezzabili migliorie furono presto apportate ai sistemi di navigazione, da allora i giroscopi sono entrati a far parte di qualsiasi altro sistema di navigazione inerziale, terrestre, aereo, marittimo o spaziale. Una delle prime architetture INS (Inertial Navigation System) degna di essere citata, impiegata anche nel programma Apollo, fu la cosiddetta "Gimballed Gyro stabilized Platform", seguita poi dai sistemi "Strapdown" e altre configurazioni più moderne. I sistemi di navigazione inerziale a piattaforma stabilizzata si basano su una piattaforma a sospensione cardanica stabilizzata grazie alla presenza di tre giroscopi ad assi di spin ortogonali, al di sopra della quale si trova anche una terna di accelerometri, le cui misure, integrate nel tempo, permettono di calcolare velocità e posizione. Vi sono inoltre tre motori elettrici, uno per ogni asse cardanico, che agiscono direttamente sull'assetto della piattaforma tenendola giacente sul piano orizzontale locale e diretta lungo il nord geografico. Lo scopo dei giroscopi è quello di accorgersi delle rotazioni della piattaforma rispetto all'assetto che dovrebbe avere e di comunicarle al sistema di controllo dei motori che riporta l'orizzontalità. Idealmente, se i cuscinetti nei giunti cardanici avessero attrito nullo, la piattaforma manterrebbe il suo assetto originale per inerzia, indifferentemente da come il velivolo vi ruotasse attorno e senza dunque la necessità di avere un sistema di controllo basato su motori e giroscopi. Le terne di sensori inerziali installati sulla piattaforma prendono il nome di IMU (Inertial Measurement Unit).

Il periodo storico a seguito della seconda guerra mondiale, molto complesso e denso di eventi, noto per la corsa allo spazio e la competizione per la supremazia nucleare, fu contraddistinto da un ossessivo progresso scientifico-tecnologico che ben presto portò allo sviluppo di nuove generazioni di giroscopi caratterizzati da un'alta precisione, alta affidabilità e da una riduzione delle dimensioni e del peso assieme all'abbattimento dei costi e dei consumi energetici. In particolare, nel 1963 [11], Macek W.M. e Davis D.T.M. realizzarono il primo prototipo di giroscopio laser ad anello (RLG), seguito nel 1976 da un modello in fibra ottica sviluppato da Victor V. e Richard S. [12]. Entrambi i dispositivi operano basandosi sull'effetto Sagnac, un fenomeno fisico scoperto nel 1913 da Georges Sagnac secondo cui vi è una differenza nei tempi di percorrenza tra due raggi di luce che si propagano in direzioni opposte lungo un percorso chiuso e in presenza di una rotazione. Nello stesso periodo furono finalmente introdotti sul mercato anche i primi esempi di giroscopi a struttura vibrante generalmente indicati come Coriolis Vibratory Gyroscopes (CVG). Vennero prodotte

diverse configurazioni, tra cui le più comuni sono i giroscopi a forcella, a disco, a campana risonante e ad anello vibrante. Infine, negli anni '80, con l'avvento dell'elettronica e della tecnologia MEMS, vennero introdotte ulteriori migliorie, soprattutto per quanto riguarda la miniaturizzazione, l'affidabilità ed i processi di produzione in massa. Ciascuna tecnologia presenta pregi e difetti intrinseci, ciò fa sì che la scelta della tipologia di giroscopio dipenda principalmente dalle specifiche esigenze dell'applicazione. Tipicamente, in ambito aerospaziale e militare di alta precisione vi è la tendenza di fare affidamento su giroscopi ad effetto Sagnac, contrariamente a quanto avviene per le applicazioni più comuni, dove i giroscopi MEMS e CVG rappresentano generalmente la norma.

1.3 Breve storia dei sensori MEMS

Le origini dei sistemi MEMS possono essere fatte risalire alla prima metà degli anni '50, con lo sviluppo della tecnologia dei semiconduttori e delle tecniche di fabbricazione al silicio. In particolare, il 1° Aprile 1954 Charles C. Smith, che al momento lavorava al Bell Telephone Labs in New Jersey, pubblicò un articolo sulla rivista *Physical Review*, in cui descrisse per la prima volta gli effetti piezoresistivi di alcuni semiconduttori come il silicio ed il germanio [13,14]. La rivelazione di questa proprietà provocò un'enorme interesse nei confronti di tali materiali per quanto riguarda le applicazioni sensoristiche. Seguirono successivamente una serie di articoli pubblicati dal Honeywell Research Centre e dai Bell Laboratories, in cui vennero analizzate le prime possibili applicazioni, tra cui sensori di pressione che utilizzano un diaframma di silicio come elemento sensibile ed estensimetri per la rilevazione di piccole deformazioni [15,16]. Ad ogni modo, fu soltanto verso la fine degli anni '60 che alcune aziende americane pionieristiche nel settore iniziarono a brevettare e commercializzare i primi sensori al silicio.

L'invenzione del primo vero e proprio dispositivo MEMS viene invece attribuita a Harvey C. Nathanson, un ingegnere elettrico che nel giugno del 1965, presso il laboratorio di ricerca della Westinghouse a Pittsburgh, realizzò un sintonizzatore per radio microelettroniche brevettato come "Microelectric Frequency Selective Apparatus" [17,18], successivamente migliorato e nominato "Resonant Gate Transistor" [19]. L'RGT è un tipo di transistor a effetto di campo (FET) che utilizza un meccanismo di risonanza per il controllo del flusso di corrente tra il sorgente e il drenaggio, una membrana metallica vibrante agisce da gate. Durante il suo lavoro, nel tentativo di realizzare dispositivi simili, Nathanson sviluppò un metodo di fabbricazione in cui strati di isolante e metallo su wafer di silicio vengono modellati e tagliati tramite l'uso di maschere e strati sacrificali, un processo che in seguito diventerà una pratica comune nella produzione dei MEMS e che prende il nome di Bulk Micromachining.

Verso la fine degli anni '70, un giovane ingegnere di nome Kurt E. Petersen, diede un ulteriore contributo allo sviluppo e alla commercializzazione dei sensori di pressione al silicio. Per la fabbricazione di tali sensori, Petersen rielaborò e impiegò le tecniche di bulk micromachining evolute negli anni precedenti. Ciò dimostrò le potenzialità commerciali e le applicazioni pratiche dei MEMS, e spianò la strada per l'industria dei MEMS così come la conosciamo oggi. Inoltre, nel marzo del 1982, Petersen pubblicò un importante articolo sul *IEEE Proceedings* intitolato "Silicon as a Mechanical Material" [20], tale testo è molto citato nel campo del micromachining e si considera abbia contribuito a stabilire i MEMS come una propria branca della tecnologia. Questo articolo ha fornito una panoramica completa delle tecniche di bulk micromachining e ha delineato il potenziale del silicio come materiale per dispositivi meccanici miniaturizzati. Nello stesso periodo, anche altre istituzioni di ricerca e aziende private stavano esplorando l'uso del bulk micromachining per la fabbricazione di dispositivi micro-elettro-meccanici. Questi sforzi combinati accelerarono lo sviluppo di una varietà di componenti negli anni a venire, inclusi accelerometri, giroscopi, sensori ottici e altro, nonostante questi fossero in fase di studio e di prototipazione già da tempo.

Già nel 1970, infatti, la Kulite Semiconductor Products Inc presentò i primi modelli di accelerometri al silicio. Si trattava però di accelerometri basati su tecnologie piezoresistive ed inizialmente non erano fabbricati impiegando tecniche di micromachining. Fu la Stanford University, nel 1979, a realizzare invece i primi prototipi di accelerometri capacitivi [21], usufruendo dei metodi di microlavorazione introdotti da Nathanson. In questi dispositivi, una variazione dell'accelerazione causa uno spostamento meccanico di una massa di prova all'interno del sensore, che a sua volta provoca una variazione della capacitanza tra una serie di piastre conduttrici. La variazione della capacità elettrica viene misurata e utilizzata per determinare l'accelerazione a cui è sottoposto il dispositivo. Tutt'oggi il principio capacitivo è uno dei metodi più comuni per il rilevamento dell'accelerazione nei dispositivi MEMS, sia perché offre un'elevata sensibilità sia perché è relativamente immune a interferenze termiche e rumore elettronico. Tuttavia, il primo brevetto fu depositato soltanto nel 1989 da parte dell'azienda americana "Analog Devices Inc" e dal 1991 è stato commercializzato con il nome di ADXL-50 [22]. L'accelerometro ADXL-50 era in grado di rilevare improvvisi cambiamenti di accelerazione di almeno 50 *g* e trovò subito impiego nel mercato dei sistemi airbag per le automobili. Infatti, la Analog Devices svolse una vera e propria campagna di marketing con l'obiettivo di attirare l'attenzione dei principali produttori di auto dell'epoca, facendo particolarmente leva sull'enorme differenza di prezzo tra i sistemi airbag esistenti e gli accelerometri capacitivi al silicio. Il rapporto era di 100:5 (\$) [22]. Gli anni successivi furono caratterizzati da una rapida e continua evoluzione, vennero realizzati e commercializzati i primi accelerometri a effetto piezoelettrico, a risonanza e termici con applicazioni nei settori più svariati possibili. In parte, ciò è stato possibile grazie allo sviluppo di nuove tecniche di produzione dette "Surface Micromachining", quest'ultime permisero la costruzione di strutture meccaniche più complesse al di sopra di un substrato di silicio e non nel substrato stesso.

Gli anni '80 videro anche la concretizzazione dei primi prototipi di giroscopio al silicio. Nel 1984, Charles S. Draper, ricordato anche come "il padre dei sistemi di navigazione inerziale", iniziò a lavorare al primo MEMS Gimbal Gyroscope [23,24]. Il suo scopo era di riportare i concetti applicati ai tradizionali giroscopi rotorici a doppio giunto cardanico, ai modelli microscopici al silicio. Purtroppo, nel 1987 Charles morì, ma il team di ingegneri del odierno Draper Laboratory continuarono le ricerche, e un anno dopo, nel 1988, realizzarono il primo giroscopio MEMS a elementi vibranti [24,25] impiegando tecniche di micromachining. Tale prototipo non presentava parti rotanti, la sua struttura era fondamentalmente costituita da due gabbie in silicio che riproducevano il gimbal, e da una barra centrale montata sulla gabbia interna. Un oscillatore teneva in vibrazione la gabbia esterna, trasferendo il moto anche alla barra centrale. Sfruttando l'effetto Coriolis si riusciva a misurare la velocità angolare del dispositivo, passando per delle misure capacitive. Anni dopo, nel 1992, lo stesso team di ingegneri svilupparono anche il primo MEMS Tuning Fork Gyroscope, a cui seguirono configurazioni ad anello vibrante e micro-giroscopi a doppio asse di input. Il Draper Laboratory gettò le basi della tecnologia MEMS applicata ai giroscopi. Successivamente, o contemporaneamente, aziende come Honeywell International e Analog Devices iniziarono a brevettare e commercializzare i primi modelli. Le applicazioni a cui si aspirava in questi anni riguardavano principalmente il settore aerospaziale, la difesa ed il settore automobilistico. Più recentemente invece, con l'avvento dei giroscopi a disco risonante, e ad anello vibrante ma soprattutto dei giroscopi MEMS triassiali, gli ambiti di applicazione sono diventati ancora più vasti arrivando a coprire aree come l'elettronica di consumo (smartphone, computer, tablet, console), la medicina, la robotica, lo sport, il cinema, ecc.

Ulteriori considerazioni storiche potrebbero essere portate avanti per quanto riguarda le origini e lo sviluppo tecnologico di tutte le altre tipologie di sensori MEMS che fin qui non sono stati discussi. Tuttavia, dati gli obiettivi di questa tesi, evidenziati in precedenza, tali considerazioni non risultano necessarie, così come non risulta necessaria una trattazione aggiuntiva relativa alla micro-elettronica e/o ai micro-attuatori.

Capitolo 2

PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO

2.1 Accelerometri MEMS

Fondamentalmente, un accelerometro MEMS è composto da una micro-massa mobile, spesso chiamata anche “massa di prova” o “massa sismica”, ancorata ad una struttura rigida attraverso un sistema di sottili travi in silicio. Quando il dispositivo subisce un’accelerazione, per il primo principio della dinamica, la massa di prova si sposta rispetto al suo punto di riposo. Lo spostamento può essere misurato facendo affidamento su particolari tecniche di sensing, quest’ultime determinano un primo importante criterio di classificazione, secondo il quale si possono avere varie tipologie di accelerometri:

- Piezoresistivi
- Piezoelettrici
- Capacitivi
- Termici
- Magnetoresistivi
- Risonanti
- Quantum-Tunneling
- Ottici

Nonostante le diversità nei metodi di sensing, lo spostamento della massa di prova viene sempre tradotto in un segnale elettrico. Questo è essenziale perché un segnale elettrico può essere amplificato, convertito da analogico a digitale, ed infine può essere processato e interpretato da circuiti elettronici e sistemi di elaborazione allo scopo di definire direzione e intensità dell’accelerazione misurata.

Nelle prossime pagine, vista la non indifferente importanza delle tecnologie di rilevazione, verranno indagate le leggi fisiche ed i principi di funzionamento su cui tali tecniche di sensing si basano.

2.1.1 Accelerometri Piezoresistivi

Questa categoria di accelerometri si basa sul cosiddetto "Effetto Piezoresistivo". Alcuni materiali infatti, godono di una proprietà intrinseca per cui in risposta ad una deformazione meccanica subiscono una variazione della resistività. Per la seconda legge di Ohm ciò si riflette in un cambiamento della resistenza elettrica, rilevabile attraverso circuiti a ponte di Wheatstone. L'output di tali circuiti è una tensione elettrica, misurabile e correlabile alla deformazione dei materiali piezoresistivi impiegati grazie alla conoscenza empirica di un parametro chiamato "Fattore di Gauge" (G_f). Gli elementi piezoresistivi prendono il nome di "Piezoresistori" e sono tipicamente installati sul sistema di travi che collega la massa di prova alla struttura fissa. In poche parole, mediante l'ausilio di piezoresistori, la tensione misurata in uscita al ponte di Wheatstone è associabile alla forza apparente subita dalla massa sismica, e quindi all'accelerazione impressa al dispositivo.

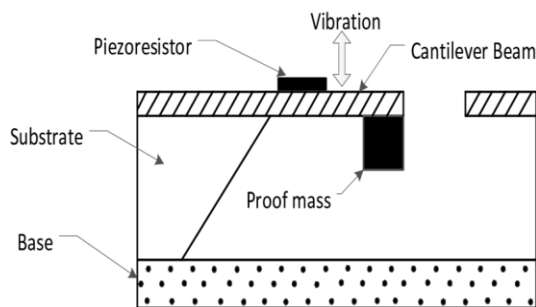


Figura 2.1: Cantilever Beam Piezoresistive MEMS Accelerometer.

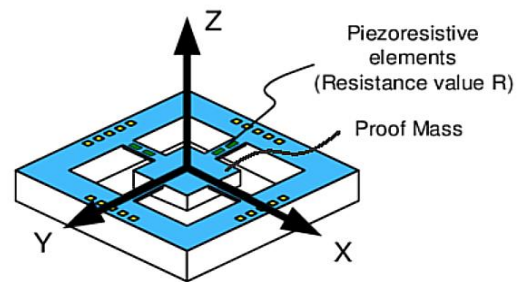


Figura 2.2: Trampoline Piezoresistive MEMS Accelerometer.

Nei materiali semiconduttori, le variazioni nella distanza inter-atomica dovute alle deformazioni meccaniche applicate influenzano le relative bande di energia proibite, rendendo più facile o più difficile il passaggio degli elettroni nella banda di conduzione, o meglio, rendendo il materiale più o meno resistivo. Entro un certo range di deformazione questa relazione è lineare, cosicché il coefficiente di piezoresistività del materiale (π), definito come coefficiente di proporzionalità tra il cambiamento della resistività e la deformazione, si mantiene circa costante. Nel caso dei semiconduttori, oltre che dal tipo di materiale, la relazione resistività-deformazione dipende anche dalla struttura cristallina, dalla quantità di impurità presenti, ma soprattutto dipende fortemente dalla temperatura operativa.

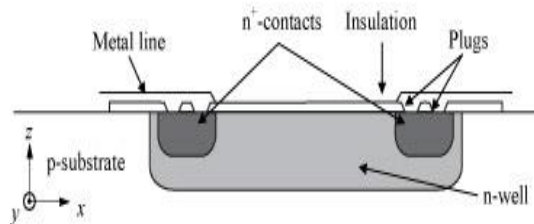


Figura 2.3: Sezione Trasversale di un piezoresistore in Silicio.

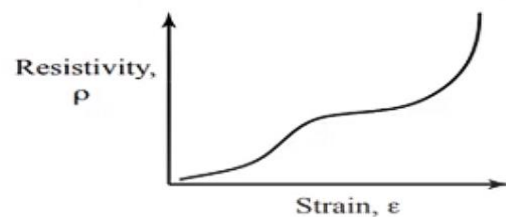


Figura 2.4: Esempio di grafico resistività-deformazione di un semiconduttore.

Nei metalli, in seguito ad una deformazione a trazione o compressione, la resistenza varia più per motivi dovuti al cambiamento della geometria del materiale piuttosto che a causa delle variazioni di resistività, quasi trascurabili. Contrariamente, nei semiconduttori, la piezoresistività può essere di due ordini di grandezza più grande dell'effetto geometrico.

Una distinzione più chiara tra piezoresistività ed effetto geometrico può essere delineata a partire dalla seconda legge di Ohm applicata ad un porzione di filo conduttore

$$R = \rho \frac{L}{A} \quad (2.1)$$

dove R è la resistenza, ρ è la resistività del materiale, L è la lunghezza del filo e A l'area della sezione trasversale del conduttore. L'effetto geometrico fa riferimento al rapporto L/A , variabile a seconda della tipologia di sollecitazione applicata. Una sollecitazione a trazione produce un incremento del rapporto, con il conseguente effetto di aumento della resistenza; viceversa avviene per sollecitazioni a compressione. Il fenomeno della piezoresistività consiste invece in una variazione della resistività ρ dovuta ai cambiamenti nelle proprietà elettriche del materiale stesso, a seguito di una deformazione. Semiconduttori come il germanio ed il silicio manifestano un notevole effetto piezoresistivo, ciò li rende adatti per la realizzazione di piezoresistori molto sensibili. I due parametri menzionati in precedenza, il fattore di gauge ed il coefficiente piezoresistivo, sono associati propriamente al grado di sensibilità. In particolare, il Gauge Factor

$$G_f = \frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta R/R}{\varepsilon} \quad (2.2)$$

viene definito come il rapporto tra la variazione relativa della resistenza elettrica ($\Delta R / R$) e la deformazione relativa meccanica (ε). Un G_f elevato indica che il piezoresistore in questione è molto sensibile alle deformazioni. L'importanza di questo parametro è cruciale nella fase di calibrazione delle misurazioni. Per quanto riguarda il coefficiente piezoresistivo

$$\pi = \frac{\Delta \rho / \rho}{\Delta L / L} = \frac{\Delta \rho / \rho}{\varepsilon} \quad (2.3)$$

esso è una proprietà intrinseca del materiale utilizzato e rappresenta la variazione relativa della resistività in risposta a una deformazione. In pratica, il coefficiente piezoresistivo fornisce informazioni sulla sensibilità del materiale, mentre il fattore di gauge dà un'idea del grado di sensibilità dell'intero dispositivo. I due parametri sono relazionati dall'equazione fondamentale dei piezoresistori

$$\frac{\Delta R/R}{\Delta L/L} = \frac{\Delta \rho / \rho}{\Delta L/L} + (1 + 2\nu) \Rightarrow G_f = \pi + (1 + 2\nu) \quad (2.4)$$

in cui ν rappresenta il modulo di Poisson, definito come il rapporto tra le deformazioni trasversali e le deformazioni longitudinali del materiale quando viene sollecitato assialmente.

Metalli	Fattore di Gauge G_f	Coefficiente Piezoresistivo π
Alluminio	2.5	0.84
Oro	2.1	0.22
Rame	2.2	0.47
Platino	4.0	2.24

Tabella 2.1: Esempi fattore di Gauge e Coefficiente Piezoresistivo nei metalli.

Semiconduttori (orientamento)	Fattore di Gauge G_f
Silicio P-type (111)	+175
Silicio N-type (100)	-133
Germanio P-type (111)	+102
Germanio N-type (111)	-157

Tabella 2.2: Esempi fattore di Gauge nei semiconduttori.

2.1.2 Accelerometri Piezoelettrici

Per piezoelettricità si intende quel fenomeno fisico per il quale alcuni materiali possiedono la capacità di polarizzarsi, generando una differenza di potenziale elettrico se soggetti ad una sollecitazione meccanica (effetto piezoelettrico diretto). Viceversa, data la natura reversibile del processo, una deformazione elastica si verifica qualora il materiale viene sottoposto ad una tensione elettrica (effetto Lippmann). Per piccole deformazioni o tensioni, la piezoelettricità dimostra un comportamento lineare. Questo fenomeno è presente in quasi tutti i materiali solidi cristallini privi di un centro di simmetria, come ad esempio certi minerali cristallini (quarzo, tormalina, sale di rochelle), ma anche particolari composti ceramici, tra cui il titanato di bario ed il titanato di piombo zirconato. L'assenza di un centro di simmetria nelle cellule primitive formanti il reticolo cristallino è una condizione necessaria affinché il materiale in questione mostri un effetto piezoelettrico. Si prenda per esempio il diossido di silicio, meglio noto come quarzo. Osservando la sua struttura cristallina con una certa angolatura, si può notare una forma esagonale asimmetrica nei legami inter-atomici, così come indicato in fig. (2.5).



Figura 2.5: Legame O-Si nel Quarzo.

Una proprietà nota come elettronegatività fornisce una misura della tendenza di un atomo ad attrarre verso di sé gli elettroni condivisi in un legame chimico. Nel caso del legame Ossigeno-Silicio, è presente una moderata differenza di elettronegatività tra i due atomi, ciò fa sì che gli elettroni siano condivisi, ma non equamente. Essendo l'atomo di ossigeno più piccolo infatti, l'elettrone condiviso nel legame è più vicino al suo nucleo che al nucleo del silicio. Come risultato l'ossigeno sarà più elettronegativo dell'atomo di silicio e avrà una carica elettrica leggermente negativa. Un legame inter-atomico di questo tipo prende il nome di "Legame covalente polare". All'interno del quarzo, questi dipoli sono disposti di modo che il centro di carica degli atomi "negativi" ed il centro di carica degli atomi "positivi" coincidano.

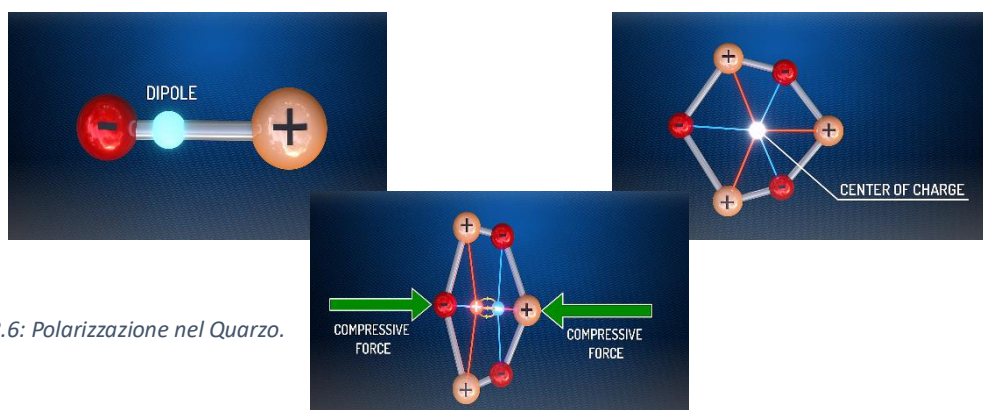


Figura 2.6: Polarizzazione nel Quarzo.

Applicando una sollecitazione a compressione lungo una specifica direzione vi si verifica una separazione dei centri di carica. Questo effetto è noto come "Polarizzazione per deformazione". Conseguentemente si genera un campo elettrico tra i due centri di carica, dando così luogo ad una debole differenza di potenziale, la quale, sommata cellula per cellula, produce una tensione non indifferente tra le facce del cristallo perpendicolari alla direzione della sollecitazione.

Le cariche elettriche generate sulle superfici di un materiale piezoelettrico per unità di deformazione meccanica vengono indicate con dei "coefficienti piezoelettrici", componenti del tensore d_{ij} . L'indice i rappresenta la direzione della polarizzazione, mentre j rappresenta la direzione della deformazione. Le unità di misura standard sono il picocoulomb per Newton (pC/N) oppure il picocoulomb per g (pC/g). A causa della particolare struttura atomica dei materiali piezoelettrici, non tutte le componenti del tensore sono rilevanti. Di particolare interesse, generalmente, sono le componenti d_{33} , d_{31} e d_{15} . Questi coefficienti sono un indice della sensibilità piezoelettrica di un materiale, da non confondere con la sensibilità dell'accelerometro, la quale dipenderà non solo dal coefficiente piezoelettrico, ma anche da altri fattori, come la configurazione strutturale del dispositivo, la circuiteria elettronica associata e le condizioni operative. I materiali piezoelettrici più adatti alle tecniche di micro-fabbricazione sono l'ossido di zinco (ZnO), il nitrato di alluminio (AlN) ed il titanato di piombo zirconato noto come PZT . La tabella sottostante mostra alcuni parametri chiave di questi materiali [28].

Materiale	PZT	ZnO	AlN
Costante Dielettrica(C^2/Nm^2)	300-1300	10,9	8,5-10,5
$d_{33}(pC/N)$	60-233	5,9-12,4	3,4-6,4
$d_{31}(pC/N)$	-40	-5,57	-0,98-(-3,18)
Compatibile con il processo CMOS	No	Si	Si

Tabella 2.3: Parametri fondamentali dei principali materiali piezoelettrici impiegati nei processi di micro-fabbricazione MEMS.

Molti accelerometri mems moderni impiegano sistemi di rilevazione basati sul principio piezoelettrico. Questi dispositivi sono caratterizzati da una ampia gamma di g rilevabili, buona sensibilità, buona stabilità a lungo termine ed elevata risposta in frequenza. Purtroppo, dato che sono degli accelerometri dinamici, hanno difficoltà a rilevare accelerazioni statiche o a bassa frequenza; inoltre, i coefficienti piezoelettrici di alcuni materiali variano notevolmente con la temperatura, influenzando la precisione del sensore. Il principio di funzionamento è semplice: il materiale piezoelettrico è attaccato alla massa di prova oppure ai bracci di sospensione che collegano la massa alla struttura fissa; lo spostamento della massa di prova in seguito ad una accelerazione causa una deformazione del materiale piezoelettrico il quale genera una tensione elettrica misurabile attraverso una coppia di elettrodi. A seconda del tipo di sollecitazione applicata al materiale piezoelettrico, si possono distinguere tre macro-configurazioni:

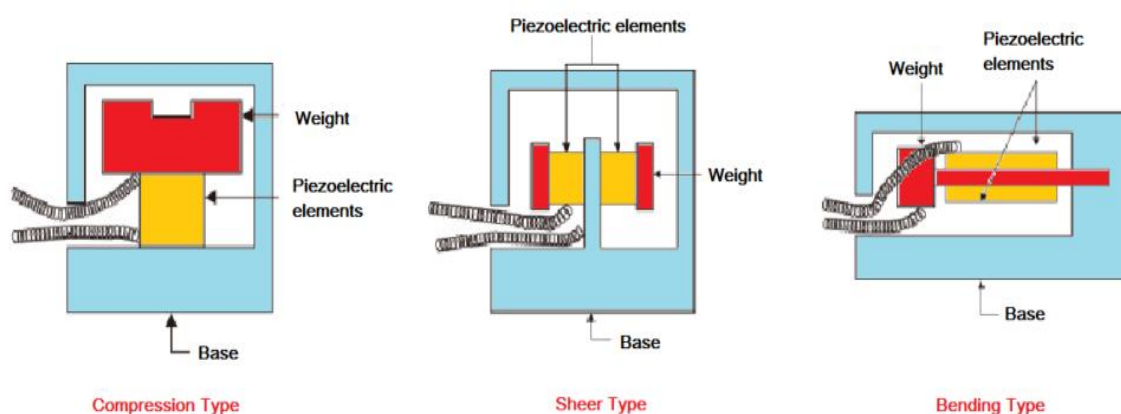


Figura 2.7: Da sinistra a destra viene mostrato il principio di funzionamento delle configurazioni a compressione, a taglio e a flessione.

Ciascuna configurazione può essere realizzata adottando diverse forme strutturali. Le strutture più comuni sono quelle in cui il materiale piezoelettrico viene fatto lavorare a flessione. Ciò è dovuto in parte alla maggiore sensibilità raggiungibile ma anche ad un ampliamento del range di frequenze in cui l'accelerometro può operare. Tali strutture, tuttavia, sono più suscettibili a danni se esposte ad elevate accelerazioni, per cui spesso devono essere accompagnate da particolari organi di protezione. In confronto, accelerometri con configurazioni a compressione tendono ad avere una risposta più lineare e, se ben progettati, resistono a carichi estremi senza subire danni.

Tipiche configurazioni strutturali Bending-Type sono le cosiddette strutture "Trampoline", le "Polygon topological cantilevers" e le strutture del tipo "Trapezoidal-with-corners-shaped cantilever". Un esempio di struttura a trampolino [28] è la seguente:

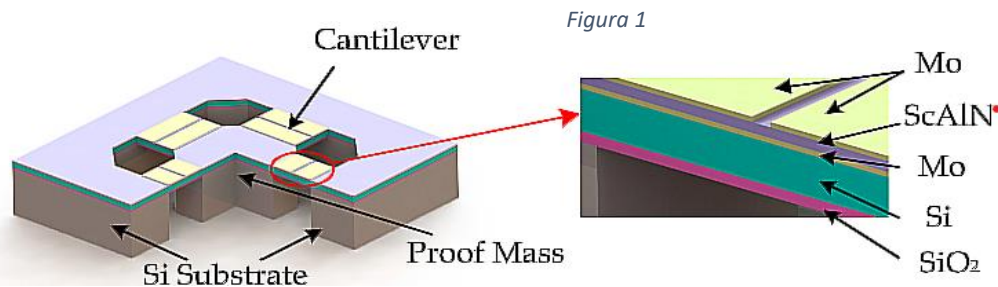


Figura 2.8: Vista tridimensionale di un accelerometro MEMS piezoelettrico a Trampolino.

La massa di prova, un blocco cubico in silicio, è sostenuta da quattro travi a sbalzo. Ciascuna trave è composta da cinque diversi strati. I strati inferiori di Ossido di Silicio e di Silicio monocristallino formano la base. Il Nitrato di Alluminio, drogato con lo Scandio, costituisce il materiale piezoelettrico mentre i due strati metallici di Molibdeno svolgono la funzione di elettrodi. Allo scopo di aumentare la sensibilità dell'accelerometro, gli elettrodi superiori vengono divisi relativamente in un elettrodo interno ed uno esterno, per ogni trave. Gli spessori di questi strati e le dimensioni del dispositivo sono contenuti nella tabella sottostante.

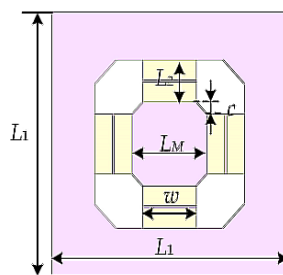


Figura 2.9: Vista dall'alto.

Parameters	Physical Descriptions	Values (μm)
L_1	Length of the whole device	2200
L_2	Length of the single-cantilever beam	350
L_M	Length of the proof mass	700
C	Length of the chamfered edge of the proof mass	100
W	Width of the single-cantilever beam	350
t_{SiO_2}	Thickness of the SiO_2 layer	1
t_{Si}	Thickness of the Si layer	4
t_p	Thickness of the $\text{Sc}_{0.2}\text{Al}_{0.8}\text{N}$ layer	0.8
t_e	Thickness of the Mo layer	0.2
t_m	Thickness of the proof mass	400

Tabella 2.4: Parametri Strutturali dell'accelerometro piezoelettrico a "Trampolino" considerato.

A seguito di una accelerazione a lungo l'asse perpendicolare al piano su cui giace il dispositivo, la massa di prova subisce uno spostamento relativo rispetto alla struttura fissa. Tale spostamento causa una flessione delle travi a sbalzo con conseguente deformazione del materiale piezoelettrico. Gli elettrodi rilevano la tensione generata.

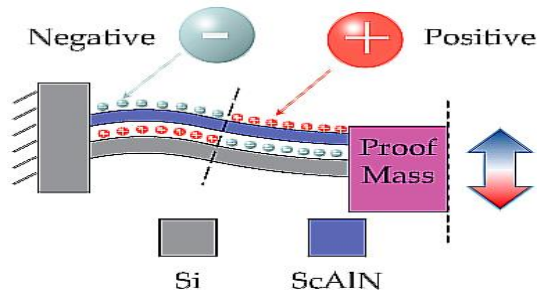


Figura 2.10: Distribuzione di carica.

Una accelerazione di $1g$ viene usata per ottenere sperimentalmente la curva di risposta in frequenza dell'accelerometro. La frequenza di risonanza rilevata vale $7,24\text{ kHz}$, con una sensibilità di $2,448\text{ mV/g}$ a 480 Hz e con una banda passante compresa tra 56 Hz e 2360 Hz . L'accelerometro dimostra buona linearità per valori di accelerazione inferiori a $2g$ e possiede una risoluzione minima di 1 mg . L'esempio discusso trova impiego per applicazioni ad alta sensibilità.

Infine, vengono proposte al lettore le viste tridimensionali delle ulteriori due configurazioni strutturali accennate:

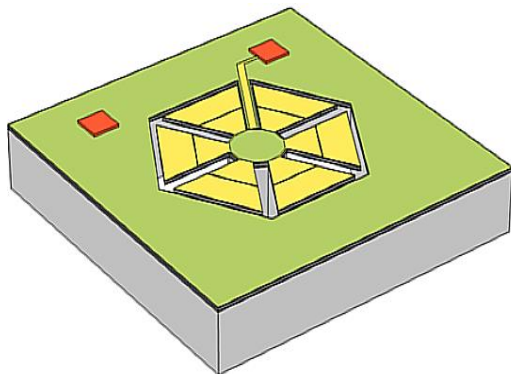


Figura 2.11: Polygon-topological-cantilevers Piezoelectric MEMS Accelerometer [29].

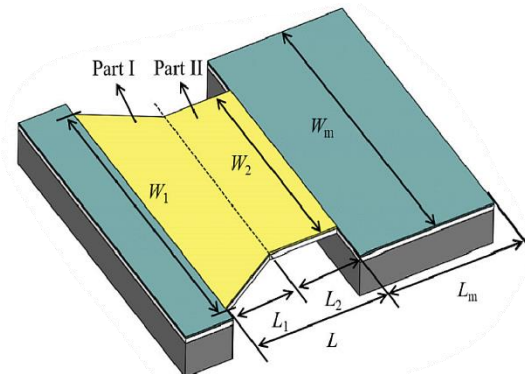


Figura 2.12: Trapezoidal-with-corners-shaped-cantilever Piezoelectric MEMS Accelerometer [30].

2.1.3 Accelerometri Capacitivi

Dato un condensatore piano formato da due lastre metalliche parallele separate da uno strato di materiale dielettrico, si definisce capacità elettrica o capacitanza C , il rapporto tra la carica Q accumulata sulle armature e la differenza di potenziale ΔV tra di esse

$$C = \epsilon \frac{A}{d} = \frac{Q}{\Delta V} \quad (2.5)$$

Quanto più la capacità è grande, tanta più carica si può accumulare nel condensatore a parità di differenza di potenziale. Nel sistema internazionale la capacità si misura in Farad (F), ma quasi sempre si utilizzano sotto-multipli come il microfarad (μF) o il nanofarad (nF).

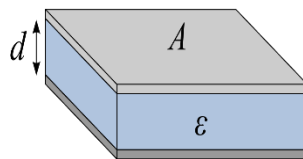


Figura 2.13: Condensatore piano.

Nel caso di un condensatore piano, la capacitanza è direttamente proporzionale all'area delle armature A e inversamente proporzionale alla distanza d tra di esse. Il parametro ϵ rappresenta la permittività del materiale dielettrico (o costante dielettrica) la cui unità di misura è il F/m . La costante dielettrica del vuoto vale $8,854 \times 10^{-12} F/m$ e si indica con ϵ_0 .

Gli accelerometri MEMS capacitivi si basano sulla misurazione delle variazioni di capacità. Quando il dispositivo è soggetto ad una accelerazione, la massa di prova sospesa al suo interno si sposta, cambiando le distanze tra le piastre di una serie di condensatori e, di conseguenza, la capacità complessiva. Tale variazione può essere misurata e convertita in un segnale elettrico proporzionale all'accelerazione.

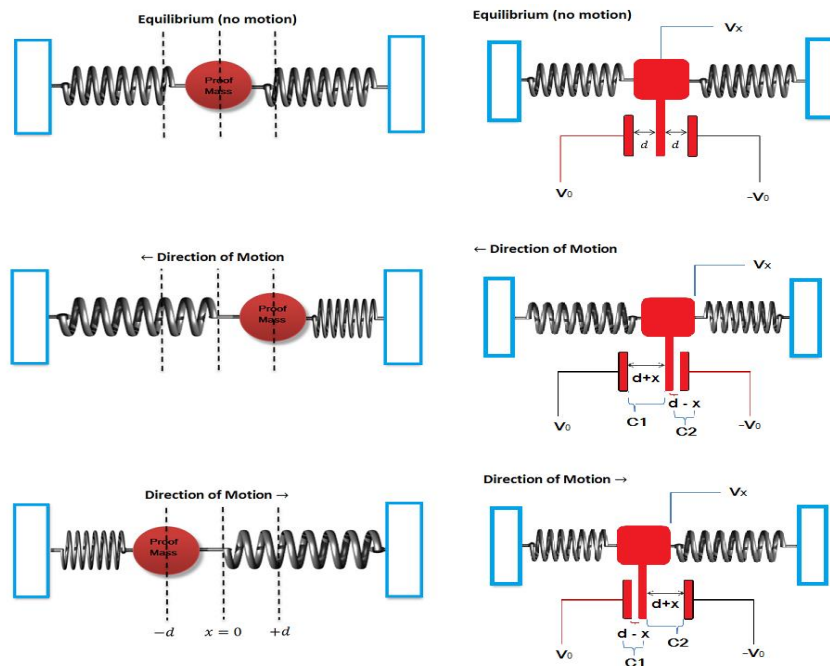


Figura 2.14: Principio di funzionamento di un generico accelerometro capacitivo.

La misurazione della variazione di capacità è un aspetto fondamentale. Diversi sono i metodi adottati, uno dei più comuni è la cosiddetta "Tecnica a Ponte di Condensatori". Simile al ponte di Wheatstone utilizzato per misurare le resistenze, questa tecnica fornisce in output una differenza di tensione che rispecchia la variazione della capacità. Un secondo metodo, meno frequente, si basa invece su un circuito di feedback che altera la carica sulle armature del condensatore per mantenere costante la tensione. La quantità di carica spostata che, può essere misurata, è proporzionale alla variazione di capacità. Vi sono ulteriori metodi basati per esempio sulla misura della frequenza di un oscillatore, associata alla capacitanza incognita, oppure tecniche di modulazione in cui la capacità variabile dell'accelerometro viene utilizzata come segnale modulante in un circuito di modulazione. Negli accelerometri più moderni, la misurazione della capacità e la conversione in un segnale elettrico vengono eseguite da circuiti integrati dedicati, realizzati sullo stesso die di silicio su cui viene lavorato l'elemento sensore, fornendo una soluzione compatta ed efficiente.

Per quanto riguarda la disposizione della massa di prova all'interno del dispositivo, vi sono due principali configurazioni strutturali: la configurazione a "sandwich" e la configurazione a "pettine", detta anche "Comb-Drive Configuration". Spesso, le due configurazioni vengono abbinate assieme per formare un accelerometro MEMS capacitivo triassiale.

Comb-Drive Configuration (esempio)

La configurazione tipica del Comb-Drive consiste in due pettini capacitivi interdigitati, uno fisso ed uno mobile. Quando non vi è alcuna accelerazione, i denti dei due pettini sono allineati a una certa distanza l'uno dall'altro, generando una capacità complessiva C_0 . A seguito di una accelerazione, la massa sismica collegata al pettine mobile si sposta causando una variazione di capacitanza, rilevabile da un circuito elettronico. In molti accelerometri capacitivi avanzati, esiste un sistema di feedback elettrico che reagisce allo spostamento della massa mobile, applicando una forza elettrica per riportarla alla sua posizione originale. Un sistema del genere costituisce una cosiddetta "Configurazione Attiva" e permette di proteggere la struttura MEMS da potenziali danni dovuti a forti accelerazioni: di conseguenza, il range di accelerazioni misurabili viene esteso.

Si consideri la struttura in fig. (2.15) e si prenda un singolo capacitore differenziale, ovvero una singola piastra mobile compresa tra due armature fisse. Facendo riferimento all'espressione della capacitanza per un condensatore piano, le capacità C_1, C_2 , funzioni di x_1, x_2 rispettivamente, possono essere formulate come

$$C_1 = \varepsilon \frac{A}{x_1} = \varepsilon \frac{A}{d+x} = C_0 - \Delta C \quad (2.6)$$

$$C_2 = \varepsilon \frac{A}{x_2} = \varepsilon \frac{A}{d-x} = C_0 + \Delta C \quad (2.7)$$

dove A è la superficie di sovrapposizione tra la piastra mobile e le armature del fisso, d è la distanza tra piastra mobile e quelle fisse in condizione a riposo ($\alpha = 0$), ε è la permittività elettrica del mezzo che circonda le lastre (aria) ed x lo spostamento del dente mobile rispetto alla sua posizione a riposo.

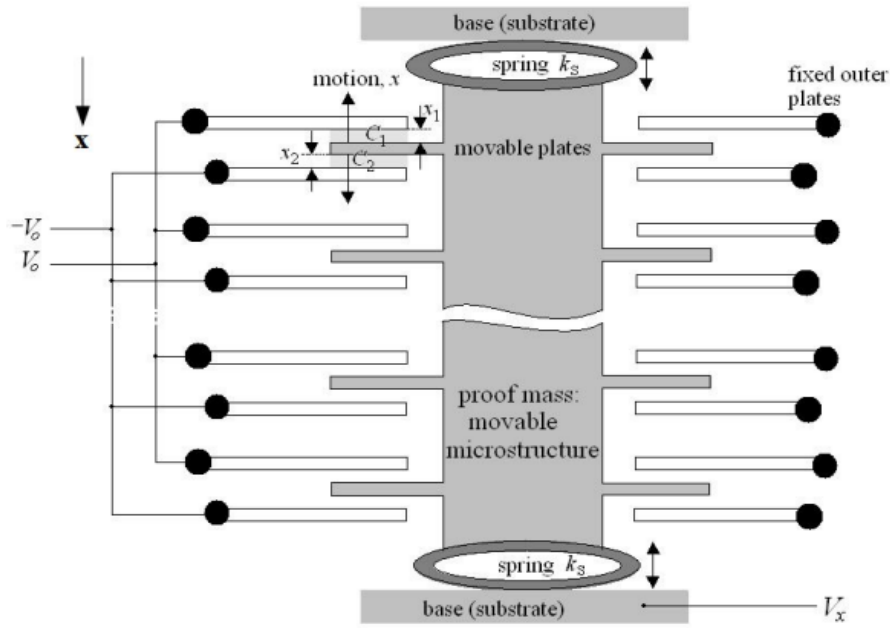


Figura 2.15: Struttura di un accelerometro MEMS capacitivo a configurazione Comb-Drive [31].

Sia $a_x = 0$; in tal caso $x_1 = x_2 = d$ per cui

$$C_1 = C_2 = C_0 = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (2.8)$$

Se $a_x \neq 0$ invece, allora anche $x \neq 0$ e la differenza di capacità provocata vale

$$C_2 - C_1 = 2\Delta C = 2\varepsilon A \frac{x}{d^2 - x^2} \quad (2.9)$$

da cui la seguente equazione algebrica non lineare

$$\Delta C x^2 + \varepsilon A x - \Delta C d^2 = 0 \quad (2.10)$$

Noti i parametri di progetto ε , A , d e nota ΔC grazie a dei circuiti di rilevazione, come già accennato, è possibile ricavare lo spostamento x della massa di prova risolvendo l'equazione trovata. In particolare, osservando che il termine $\Delta C x^2$ è trascurabile, l'espressione che mette in relazione spostamento e capacità differenziale assume la forma

$$x \approx \frac{d^2}{\varepsilon A} \Delta C = d \frac{\Delta C}{C_0} \quad (2.11)$$

Infine, come si può osservare in fig. (2.15), i pettini dell'accelerometro possiedono N denti mobili compresi tra una serie di denti fissi. Tutte le armature fisse superiori sono collegate in parallelo e forniscono una capacità complessiva C_1 così come tutte le armature inferiori forniscono una capacità C_2 . Senza tale accorgimento le singole differenze capacitive sarebbero troppo piccole per essere misurate. Con questa considerazione, l'equazione (2.11) è valida ora non solo per un singolo capacitore differenziale, ma per tutto il sistema di capacitori.

Si è giunti dunque ad una relazione tra lo spostamento x della massa di prova e la capacità differenziale complessiva del sistema ΔC . Tuttavia, ci sono buone ragioni per trasformare questa variazione di capacità in un segnale elettrico a differenza di potenziale piuttosto che misurare direttamente la capacità. Infatti, la circuiteria necessaria per misurare con precisione la capacità risulta essere più complessa e costosa rispetto a quella necessaria per convertire la capacità in un segnale di tensione; inoltre i segnali di tensione sono più facili da interfacciare con altri circuiti elettronici come ad esempio i convertitori analogici-digitali o i sistemi di elaborazione. Un ottimo esempio di circuito elettrico che trasforma la variazione di capacità in un segnale di tensione può essere scovato nell'architettura dell'accelerometro ADXL05 della Analog Devices. Questo modello presenta 46 capacitori. Il circuito è schematizzato nella seguente figura:

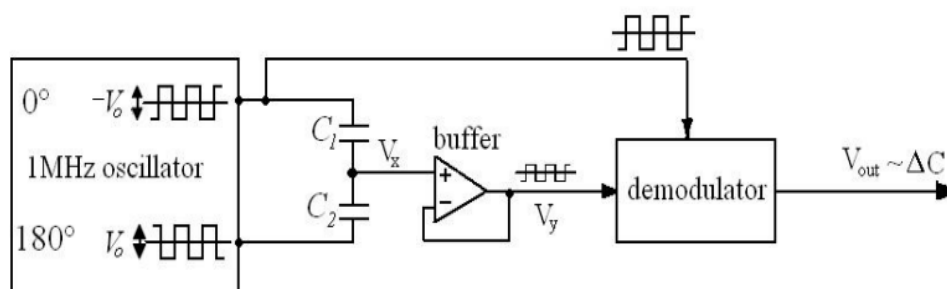


Figura 2.16: Circuito elettrico che misura l'accelerazione tramite misure di capacitanza [31].

Le piastre fisse dell'accelerometro vengono azionate da segnali a onda quadra da 1 MHz con ampiezza di tensione pari a V_0 . I segnali sono generati grazie ad un oscillatore e presentano una sfasatura di 180° . Considerando che la carica totale nel sistema si conserva e ricordando che $C = Q/\Delta V$, la seguente relazione stabilisce un equilibrio tra le tensioni e le capacità

$$(V_x + V_0)C_1 + (V_x - V_0)C_2 = 0 \quad (2.12)$$

con V_x tensione della massa di prova. Sviluppando tale espressione e applicando le equazioni (7) e (11) si ottiene

$$V_x = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} = \frac{x}{d} V_0 \quad (2.13)$$

da cui risulta quindi che V_x è direttamente proporzionale sia allo spostamento della massa di prova che alla tensione di input V_0 . Se l'accelerazione è nulla ($a = 0$), la massa di prova non si muove e la tensione misurata è pari a zero. Se $a > 0$ allora $V_x > 0$, viceversa, per $a < 0$ si hanno tensioni $V_x < 0$ perché lo spostamento viene preso con segno negativo. Il buffer a valle dei capacitori, costituito da un amplificatore operazionale con guadagno pari a 1, viene utilizzato per garantire che il segnale V_x venga trasmesso al demodulatore, senza perdita o distorsione; esso inoltre protegge il sensore capacitivo da eventuali disturbi provenienti dal circuito di elaborazione successivo. Il segnale di tensione V_y sarà di fatto pari a V_x moltiplicato per 1. La parte finale del circuito, costituita dal demodulatore, riceve il segnale modulato in fase, contenente le informazioni sulla variazione di capacitanza e quindi le informazioni sull'accelerazione e lo demodula, separando la portante dal segnale informativo. Si ottiene così una tensione di output V_{out} proporzionale alla variazione di capacitanza dovuta allo spostamento x della massa di prova. Segno e ampiezza della tensione V_{out} rispecchiano direzione e intensità dell'accelerazione. In fig. (2.17) sono riportati gli andamenti nel tempo di V_y e V_{out} per una generica accelerazione positiva o negativa.

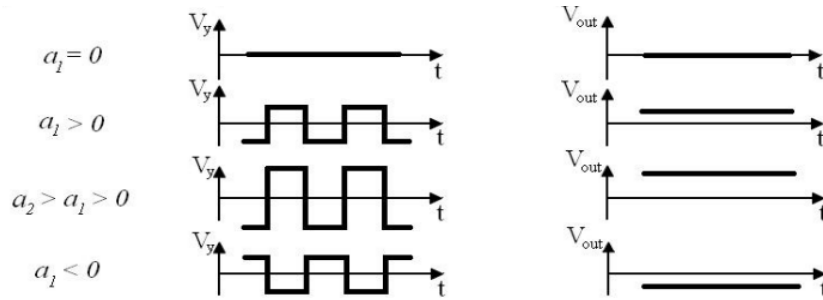


Figura 2.17: V_y e V_{out} in funzione del tempo per diversi casi di accelerazione.

Per concludere, noti lo spostamento x , la massa della massa di prova m e la costante elastica k_S del sistema di molle con cui la massa di prova è attaccata al case dell'accelerometro, è possibile calcolare l'accelerazione a considerando il modello dinamico massa-molla-smorzatore in condizioni a regime, relazionando così accelerazione e capacità differenziale

$$a = \frac{k_S}{m} x = \frac{k_S \Delta C}{m C_0} d \quad (2.14)$$

Usfruendo poi dell'equazione (2.13), è possibile ricavare un'espressione che metta in evidenza il legame tra accelerazione e tensione V_x (correlabile al segnale V_{out})

$$a = \frac{k_S d}{m V_0} V_x \quad (2.15)$$

Configurazione a "Sandwich" (esempio)

La configurazione proposta è stata sviluppata dal Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology e pubblicata sul IOP Publishing nel 2012 [32]. L'accelerometro considerato ha una struttura simmetrica realizzata con tecniche Silicon-On-Insulate (SOI) e Wafer-Bonding.

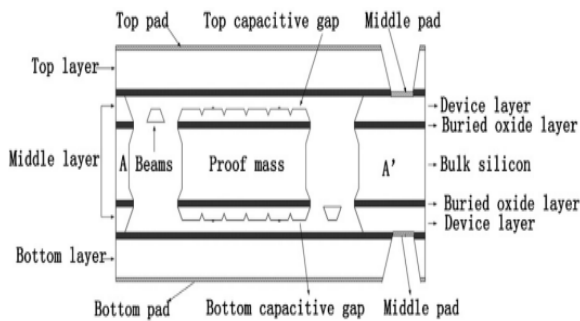


Figura 2.18: Diagramma Schematico della sezione trasversale dell'accelerometro.

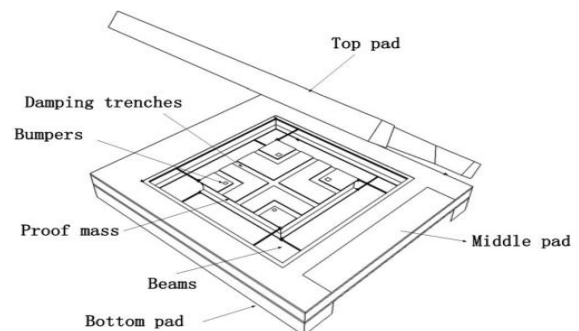


Figura 2.19: Diagramma schematico della struttura dell'accelerometro.

Properties	Variable name	Value
Mass length	L_{mass}	3200 μm
Mass width	L_{mass}	3200 μm
Mass thickness	T_{mass}	590 μm
Weight of the mass	m	13 mg (calculation value)
Beam length	l	800 μm
Beam width	a	20 μm
Beam thickness	t	17 μm
SiO ₂ insulator layer thickness	t_{SiO_2}	2 μm
Capacitive gap	d_0	2.2 μm

Tabella 2.5: Dimensioni dell'accelerometro.

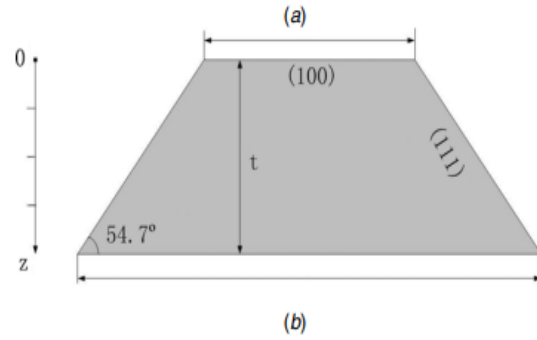


Figura 2.20: Sezione trasversale della trave.

Il dispositivo consiste in tre diversi strati di silicio. Lo strato intermedio contiene una massa di prova sospesa grazie a otto travi in silicio a sezione trapezoidale. Su entrambi i lati della massa sono presenti dei fossati a scopo di ridurre l'effetto di smorzamento dell'aria. La massa agisce da elettrodo mobile mentre i strati superiori e inferiori costituiscono due elettrodi fissi, andando a formare così un condensatore differenziale piano. Il movimento della massa di prova in seguito ad una accelerazione lungo l'asse perpendicolare al piano sui cui giace il wafer (asse Z), genera una variazione di capacità, oltre che delle sollecitazioni a flessione e torsione sulle travi in silicio. Lungo questa direzione, il momento di inerzia della sezione di trave vale

$$I_{zz} = \frac{t^3(a^2 + 4ab + b^2)}{36(a + b)} \quad (2.16)$$

dove a , b sono rispettivamente i valori della base superiore ed inferiore del trapezio mentre t è la sua altezza. Noti inoltre E , il modulo di Young del silicio ed l , la lunghezza della trave, l'intero sistema di sospensione a otto travi ha una rigidità in direzione Z calcolabile come

$$k_z = \frac{96EI_{zz}}{l^3} \quad (2.17)$$

Supponendo che la massa di prova abbia una forma perfettamente cubica, trascurando le tracce del processo a incisione ed i fossati di smorzamento, si ha

$$m = \rho_{\text{Si}} L_{\text{mass}}^2 T_{\text{mass}} \quad (2.18)$$

dove m è la massa della massa di prova, L_{mass} la sua larghezza e lunghezza, T_{mass} lo spessore e ρ_{Si} la densità del silicio. La sensitività meccanica s_z e la frequenza di risonanza $f_{0,z}$ si calcolano dunque come

$$s_z = \frac{m}{k_z} = \frac{\Delta z}{a_z} \quad (2.19)$$

$$f_{0,z} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k_z}{m}} \quad (2.20)$$

con a_z e Δz rispettivamente accelerazione e spostamento della massa di prova lungo l'asse Z . Nella tabella sottostante vengono mostrati i risultati ottenuti per via analitica confrontanti con i risultati derivanti dalle simulazioni numeriche agli elementi finiti in ANSYS.

	Theory	ANSYS
Mechanical sensitivity	$0.345 \mu\text{m g}^{-1}$	$0.353 \mu\text{m g}^{-1}$
First resonance frequency	848 Hz	838 Hz
Second resonance frequency	–	8506 Hz
Third resonance frequency	–	8506 Hz

Tabella 2.6: Risultati dei calcoli teorici ed i risultati simulati in ANSYS.

Accelerometro MEMS capacitivo triassiale (esempio)

Il seguente esempio riguarda un accelerometro MEMS capacitivo a tre assi di tipo "Sandwich" che combina due accelerometri laterali ed uno verticale ricavati sullo stesso chip [33]. L'accelerometro è stato realizzato utilizzando un processo di fabbricazione basato sulla tecnica DGM-SOG (double glass modified-silicon on glass).

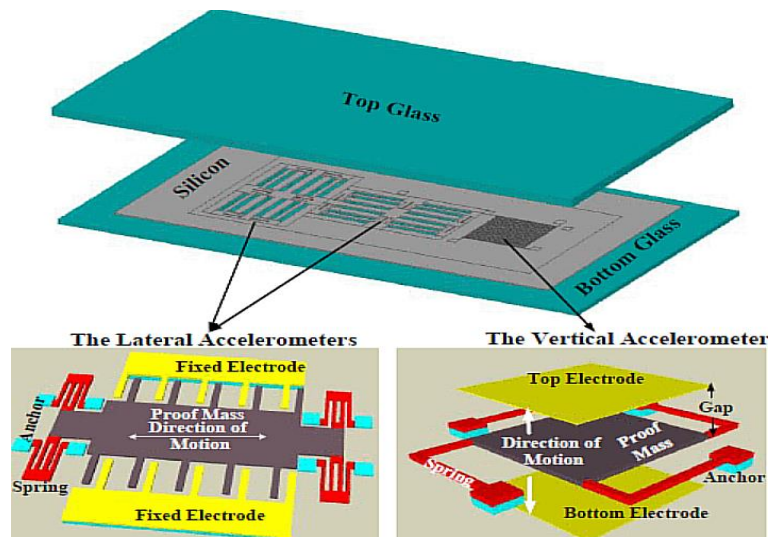


Figura 2.21: Design generale dell'accelerometro capacitivo triassiale proposto; Sono inclusi i design individuali degli accelerometri laterali e verticale realizzati sullo stesso die di silicio.

La denominazione a "Sandwich" si riferisce in questo caso all'intera configurazione dell'accelerometro triassiale, e non solo all'accelerometro verticale. Questa struttura è composta da un multi-stack vetro-silicio-vetro, dove il vetro superiore fornisce sia un elettrodo superiore per l'accelerometro verticale che un coperchio per l'intero accelerometro, proteggendo lo strato di silicio intermedio. Il vetro inferiore serve come base di appoggio per lo strato di silicio e fornisce anche esso un elettrodo per l'accelerometro verticale. La parte interna di silicio contiene le strutture meccaniche dell'accelerometro, le masse di prova, i sistemi di molle e le dita capacitive per gli accelerometri laterali. La tabella (2.7) mostra i valori dei principali parametri di design di ciascun accelerometro monoassiale.

Design Parameters	Lateral	Vertical
Structural Thickness (μm)	35	35
Mass of the proof mass(kg)	2.06×10^{-7}	1.38×10^{-7}
Spring Constant (N/m)	50.8	31.8
Resonance Frequency (Hz)	2495	2415
Capacitive Gap (μm)	2	2
Capacitive Anti-Gap (μm)	7	-
Finger length (μm)	155	-
Electrode Area (μm^2)	-	1600 x 1600
Brownian Noise ($\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$)	6	7.6
Rest Capacitance (pF)	10.4	7.5

Tabella 2.7: Parametri di design.

2.1.4 Accelerometri Termici

Gli accelerometri MEMS basati sul principio della convezione termica sono relativamente recenti in quanto, furono sviluppati per la prima volta nel 1997. Essi presentano un enorme vantaggio: non necessitano di una massa di prova. Questa caratteristica si porta dietro una serie di benefici, tra cui per esempio un alto rateo di sopravvivenza agli shock meccanici, un basso costo di produzione ed una maggiore facilità di integrazione con la tecnologia CMOS, allo scopo di collocare elemento sensore e circuiteria sullo stesso die di silicio. Un generico accelerometro mems termico monoassiale è mostrato in fig. (2.22a).

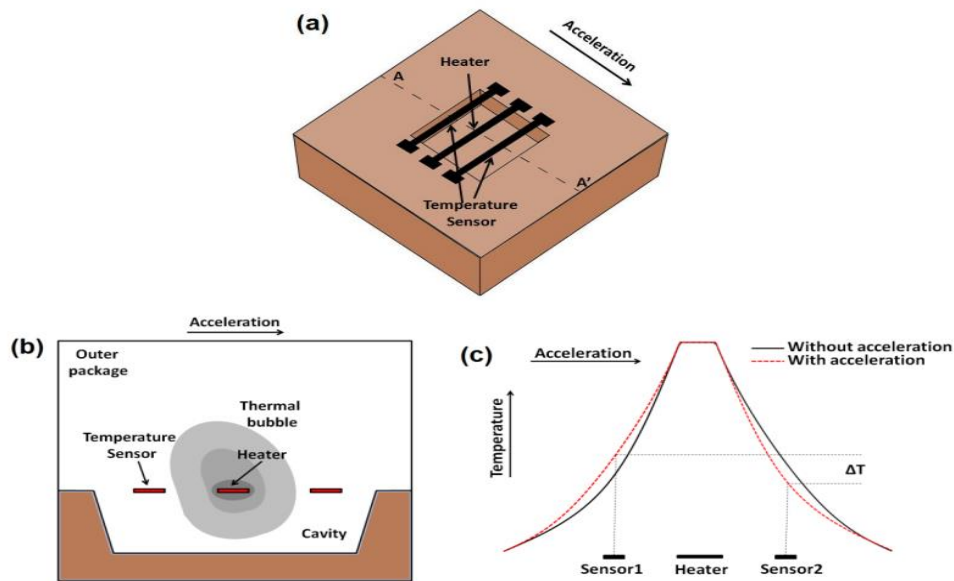


Figura 2.22: (a) Illustrazione 3D di un accelerometro termico; (b) Sezione trasversale lungo AA'; (c) Profilo di temperatura lungo AA' [34].

Il principio di funzionamento è incentrato sul fenomeno della convezione naturale dei fluidi. L'accelerazione è misurata grazie alla rilevazione termica dello spostamento di una bolla di fluido riscaldato presente all'interno di una microcavità sigillata. Quando il dispositivo è sottoposto ad una accelerazione infatti, la bolla di gas attorno all'elemento riscaldante tende a conservare il proprio stato di moto, provocando così uno spostamento relativo rispetto al case. In genere, l'elemento riscaldante (heater) è formato da una semplice resistenza elettrica tenuta ad una certa temperatura per effetto Joule ed è posizionato al centro del dispositivo (fig. (2.22a)). I sensori che rilevano le variazioni di temperatura dovute al movimento della bolla termica sono disposti attorno al heater. Con riferimento alla fig. (2.22), in condizioni statiche ($a = 0$), il profilo di temperatura lungo la sezione trasversale dell'accelerometro rimane simmetrico rispetto alla resistenza riscaldante ed i sensori di temperatura rilevano valori identici. Se $a \neq 0$ invece, il profilo subisce una distorsione in direzione opposta al verso dell'accelerazione. Perciò, come illustrato in fig. (2.22c), la temperatura rilevata dai sensori aumenta da un lato e diminuisce dall'altro, ottenendo una differenza ΔT proporzionale all'accelerazione applicata, trasformabile in una differenza di tensione ΔV_{out} tramite circuiti a ponte di Wheatstone (grazie alle proprietà termoresistive dei sensori di temperatura).

I materiali comunemente adottati per la realizzazione del heater sono il platino (Pt), il nichel (Ni) e alcune altre leghe metalliche. Particolarmente impiegato è il platino, poiché ha una alta resistenza elettrica ed è compatibile con le tecniche di micro-lavorazione. Per quanto riguarda i sensori termici, si utilizzano il silicio policristallino semplice o le sue versioni pesantemente drogate, oppure metalli come l'alluminio. Sensori termici composti da materiali

semiconduttori prendono il nome di "Termistori", diversamente dai "Termoresistori", termine con il quale si indicano invece i sensori di temperatura costruiti con materiali conduttori.

Termoresistori e Termistori si basano sullo stesso principio: la resistività elettrica di alcuni materiali varia con la temperatura a causa di diversi fenomeni fisici che influenzano il movimento degli elettroni. Nei conduttori, gli elettroni di conduzione sono liberi di muoversi attraverso il materiale. All'aumentare della temperatura, gli atomi del metallo iniziano a vibrare intensamente e la probabilità che un elettrone urti contro un atomo deviando dalla sua traiettoria aumenta. Questo fenomeno, detto "Scattering elettronico", causa un effetto macroscopico per cui la resistività di un metallo aumenta con la temperatura. I semiconduttori, a differenza dei metalli, non hanno una grande quantità di elettroni liberi a temperatura ambiente. Tuttavia, possiedono un gap energetico tra la banda di valenza (intervallo di energie in cui risiedono gli elettroni di legame) e la banda di conduzione (intervallo di energie in cui gli elettroni possono muoversi liberamente, contribuendo alla conduzione elettrica). All'aumentare della temperatura molti elettroni acquisiscono abbastanza energia da poter fare il salto del gap. L'aumento del numero di elettroni nella banda di conduzione porta dunque ad una diminuzione della resistività del semiconduttore al crescere della temperatura. Il fenomeno dello Scattering è sempre presente, ma in generale, prevale l'effetto dell'aumento del numero di elettroni di conduzione.

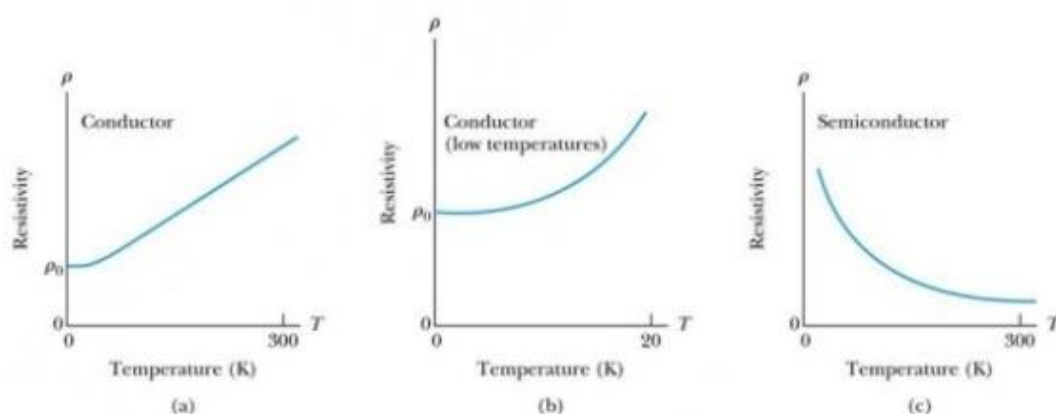


Figura 2.23: Variazione della resistività in funzione della temperatura nei conduttori a), b) e nei semiconduttori c).

Gli accelerometri mems termici possono essere a singolo asse di input, biassiali o triassiali. Le versioni a mono-asse hanno quasi sempre la stessa configurazione strutturale: due sensori termici a ponte sono disposti in maniera simmetrica attorno ad una resistenza centrale, anche essa a ponte. Sensori e Heater sono così racchiusi all'interno di un case, spesso sigillato, al cui interno è presente un gas, tipicamente aria o elio. Gli accelerometri bi-asse presentano strutture leggermente più complesse. Il heater può avere una forma a serpentina, ad anello oppure a croce mentre le coppie di termistori, posizionate lungo due assi ortogonali tra loro, possono mostrare per esempio profili a "V" o ad arco. Nelle figure (2.24) e (2.26) sono illustrate due possibili configurazioni strutturali di accelerometri biassiali.

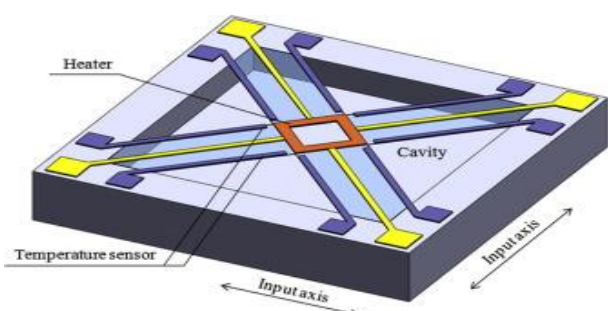


Figura 2.24: Schema di un accelerometro termico biasse con heater ad anello quadrato e termistori a "V" [35].

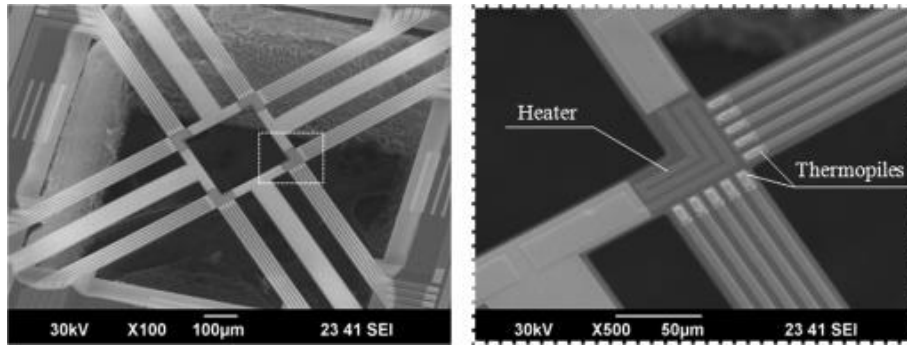


Figura 2.25: Immagine SEM dell'accelerometro in fig. (2.24) [35].

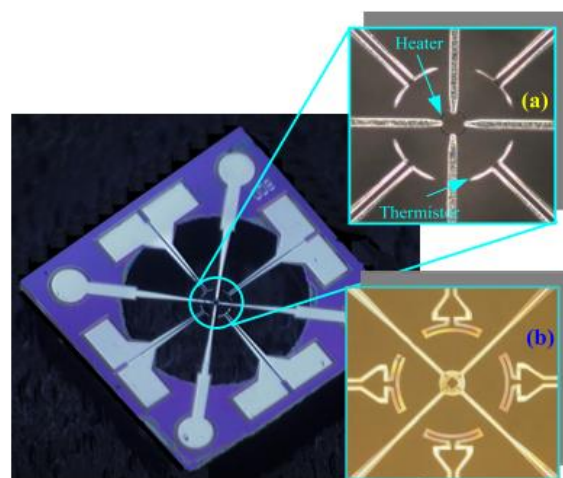


Figura 2.26: Configurazione biasse con heater ad anello circolare e termistori ad arco [36].

Accelerometro MEMS Termico Tri-Asse (esempio)

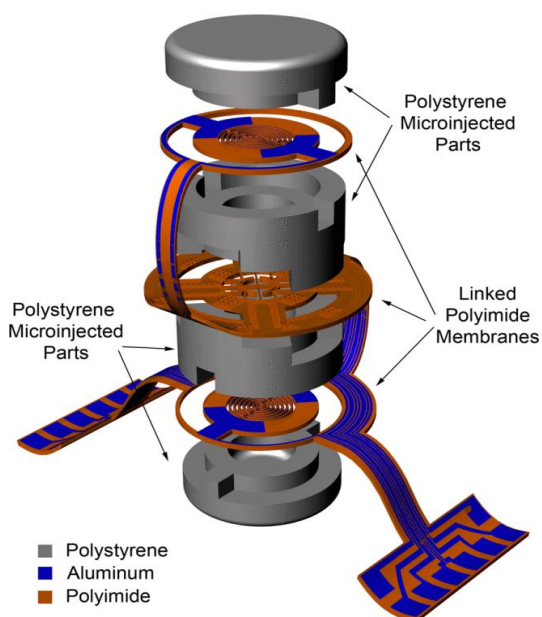


Figura 2.27: Illustrazione 3D dell' accelerometro termico triassiale considerato [37].

La progettazione e la prototipazione delle prime configurazioni triassiali è stata una sfida considerevole per quanto riguarda il design e le tecniche di fabbricazione. Grazie all'integrazione di materiali polimerici nei processi di produzione MEMS, il primo accelerometro triassiale di tipo "Buckled Cantilever Microstructure" è stato brevettato nel 2008. Negli ultimi anni sono stati realizzati ulteriori modelli, più sensibili, ad una maggiore larghezza di banda e caratterizzati da una semplificazione del procedimento di lavorazione. L'accelerometro proposto è costituito da quattro parti strutturali in polistirene, gettate con tecniche di micro-iniezione e da tre membrane in poliimmide [37]. Al di sopra delle membrane sono posti i sensori di temperatura ed il heater: quest'ultimo ha una forma a croce ed è realizzato in alluminio.

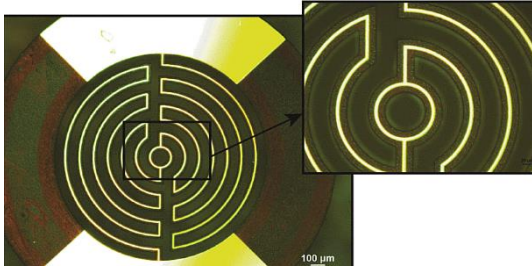


Figura 2.28: Immagine microscopica della membrana centrale micro-lavorata [37].

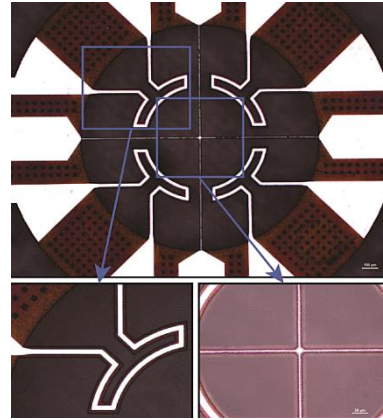


Figura 2.29: Immagine microscopica delle membrane esterne [37].

A causa della sua bassa resistività elettrica, l'alluminio non è in realtà un buon candidato per la realizzazione dell'elemento riscaldante, ma siccome viene utilizzato anche come materiale termoresistivo nei termistori, esso permette di semplificare enormemente il processo di fabbricazione. Le membrane in poliimmide superiore ed inferiore rilevano l'accelerazione lungo l'asse Z del dispositivo mentre la membrana centrale accoglie i termistori che misurano la temperatura nel piano x, y .

2.1.5 Accelerometri Magnetoresistivi

Così come si potrebbe intuire dalla loro denominazione, questa classe di accelerometri sfrutta il principio fisico della magnetoresistività, al fine di fornire in output una misura di tensione proporzionale all'accelerazione subita. La magnetoresistività, spesso confusa con la magnetoresistenza, è la proprietà di alcuni materiali di cambiare la propria resistività elettrica in presenza di un campo magnetico esterno. Con il termine magnetoresistenza ci si riferisce invece al cambiamento relativo della resistenza del materiale dovuto al campo \vec{H} , espresso in percentuale

$$MR_{\%} = \frac{R(H) - R(0)}{R(0)} \times 100 \quad (2.21)$$

dove $R(H)$ è la resistenza in presenza del campo magnetico ed $R(0)$ la resistenza in sua assenza. Vi sono varie forme di magnetoresistenza, tra cui le più comuni:

- Magnetoresistenza Ordinaria (DMR): gli elettroni in movimento in un metallo, quando attraversano un campo magnetico, subiscono una forza laterale (Forza di Lorentz). Tale forza causa una deviazione degli elettroni dal loro percorso originale, aumentando la probabilità di collisione con i nuclei atomici del materiale e di conseguenza la resistenza al flusso di corrente elettrica. Secondo l'espressione formulata da Lorentz l'effetto è massimo quando il campo magnetico è perpendicolare alla direzione del flusso di corrente

$$\vec{F} = q\vec{v} \times \vec{B} \quad (2.22)$$

- Magnetoresistenza Gigante (GMR): riferente al drastico cambiamento nella resistenza elettrica di una struttura multistrato, composta da strati alternati di materiali ferromagnetici (ferro, leghe in cobalto, permalloy) e non magnetici (oro, rame, argento). $MR_{\%} \approx 80\%$.

- **Magneto-resistenza Tunnel (TMR):** è un effetto che si verifica in strutture multistrato ferromagnetiche separate da un sottile isolante. I strati ferromagnetici agiscono da elettrodi mentre il layer isolante, avente solo pochi atomi di spessore, funge da barriera di tunnel quantistico. Secondo la meccanica classica gli elettroni non dovrebbero essere in grado di attraversare la barriera se non possiedono abbastanza energia cinetica. Nella meccanica quantistica però, le particelle sono descritte da funzioni d'onda, che danno la probabilità di trovare la particella in una particolare posizione dello spazio. Anche se l'energia dell'elettrone è insufficiente per superare la barriera, la sua funzione d'onda può estendersi al di là dell'isolante, il che significa che vi è una piccola probabilità che l'elettrone possa letteralmente teletrasportarsi dall'altra parte. Si può dimostrare che questa probabilità che l'elettrone ha di attraversare la barriera è funzione dell'orientamento relativo dei momenti magnetici nei due strati ferromagnetici. Quando i momenti magnetici sono allineati parallelamente, c'è una maggiore probabilità di tunnelizzazione, risultando in una bassa resistenza. Viceversa, quando sono allineati anti-parallelamente, la probabilità è ridotta, causando una resistenza maggiore. Le variazioni di resistenza che si possono ottenere sono dell'ordine del 600%, anche se, in linea teorica, valori del 10.000% sarebbero raggiungibili.

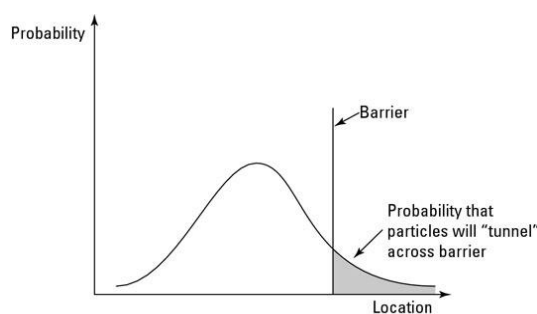


Figura 2.30: Effetto Tunnel Quantistico.

Il fenomeno della magneto-resistenza a tunneling quantistico può essere impiegato per realizzare sensori TMR in grado di rilevare variazioni nell'orientamento di un campo magnetico. Questi sensori presentano tipicamente uno strato ferromagnetico di riferimento, caratterizzato da un'orientazione magnetica immutabile, ed uno strato a orientazione magnetica variabile. Un campo magnetico esterno può cambiare così l'orientamento del secondo strato e di conseguenza, la resistenza del sensore. L'estrema sensibilità abbinata all'ottima stabilità termica e alla possibilità di miniaturizzazione rendono questi sensori preferibili rispetto ad altre tipologie di sensori magnetoresistivi, motivo per cui la quasi totalità degli accelerometri MEMS magnetoresistivi moderni sono ad effetto Tunneling. In questi accelerometri un film magnetico permanente viene incollato sulla massa di prova. Una coppia di sensori TMR differenziali, posta tipicamente sul substrato superiore, rileva la variazione del campo magnetico in funzione dello spostamento della massa di prova, a seguito di una accelerazione. Collegando i sensori a ponte di Wheatstone si ottiene in output una tensione elettrica associabile all'entità dell'accelerazione.

Due sono le configurazioni strutturali maggiormente adottate: strutture in cui la massa di prova è libera di muoversi linearmente lungo l'asse di input dell'accelerometro e strutture in cui la massa di prova subisce una rotazione proporzionale all'accelerazione. Entrambi i movimenti causano una variazione dell'orientamento del campo magnetico rispetto alle coppie di sensori TMR.

Configurazione a spostamento lineare (esempio)

In questo esempio viene proposto un accelerometro mems magnetoresistivo a effetto tunnel, dotato di un sistema di controllo a ciclo chiuso per riportare la massa di prova nella sua posizione di equilibrio [38].

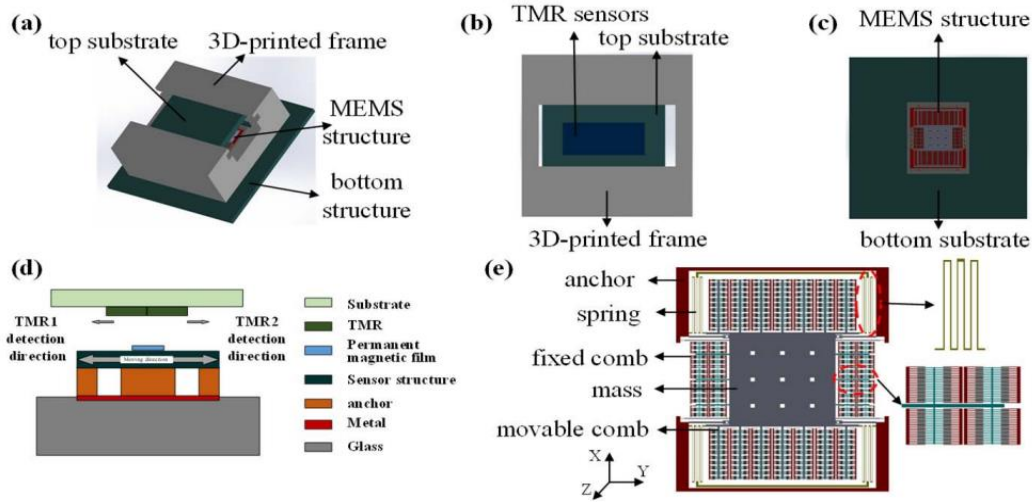


Figura 2.31: (a) Struttura complessiva dell'accelerometro TMR; (b) Vista dall'alto del substrato superiore; (c) Vista dal basso del substrato inferiore; (d) Sezione Trasversale; (e) Struttura MEMS.

L'intera struttura dell'accelerometro (fig. (2.31a)) è composta da un substrato superiore, una scatola esterna realizzata con tecniche di stampaggio 3D, una struttura MEMS e un substrato inferiore in vetro. Un paio di sensori TMR sono attaccati sul layer superiore (fig. (2.31b)). Un campo magnetico è generato da un magnete permanente incollato sulla superficie superiore della massa di prova, la quale è libera di scorrere lungo l'asse y . La struttura a pettine in fig. (2.31e) mostra il meccanismo di feedback elettrostatico.

Parameter description	Value
Thickness of silicon structure (μm)	100
Area of the proof mass (mm^2)	5×5
Area of X-axis comb finger (μm^2)	240×3
Area of single cantilever (μm^2)	18000×15
Total number of pairs of X-axis active comb	480
Total number of Y-axis active comb plate	1260
Gap of comb plate (μm)	5
Overlap length between comb plates (μm)	120
Dimension of permanent magnet (mm^3)	$3 \times 3 \times 0.3$
Dimension of glass substrate (mm^3)	$11.9 \times 10 \times 0.5$
Total proof mass (including magnet) (mg)	15.1

Tabella 2.8: Parametri strutturali dell'accelerometro MEMS TMR.

Quando il dispositivo subisce una accelerazione lungo l'asse y , la massa di prova, assieme al magnete, si sposta orizzontalmente. Si ha così una variazione dell'intensità e dell'orientamento del campo magnetico rispetto allo stato iniziale. I sensori TMR installati al di sopra del magnete rilevano queste variazioni e le trasformano in un segnale elettrico di tensione V_{TMR} . Un sistema di controllo prende in ingresso tale segnale, lo amplifica, lo elabora e fornisce una tensione di output V_f applicabile ai pettini fissi del sistema di feedback, tramite dei pad metallici aderenti al substrato inferiore. Le forze elettrostatiche differenziali F_{e_i} generate spingono la massa di prova nella sua posizione

neutrale, realizzando il sistema di controllo a ciclo chiuso. La seguente espressione esprime la relazione tra la forza elettrostatica di feedback totale e la tensione di feedback

$$F_e = 4n\varepsilon \frac{h}{d} V_d V_f \quad (2.23)$$

dove ε è la costante dielettrica dell'aria, h lo spessore del singolo dente della struttura a pettine, d la distanza tra i denti in condizioni con massa a riposo, n è il numero dei denti e V_d la tensione di bias, ovvero una tensione esterna applicata ai pettini del comb drive. Si supponga di applicare una accelerazione α nella direzione di input dell'accelerometro. La forza inerziale accusata dalla massa di prova vale

$$F_i = ma \quad (2.24)$$

L'obiettivo del sistema di controllo è di annullare questa forza. Perciò, all'equilibrio, deve essere soddisfatta la seguente uguaglianza

$$F_i = F_e \quad (2.25)$$

da cui

$$\alpha = \frac{4n\varepsilon h}{md} V_d V_f \quad (2.26)$$

Fissati i parametri strutturali e la tensione di bias, l'accelerazione può essere espressa come una funzione lineare della tensione di feedback V_f : in altre parole, misurando V_f è possibile determinare l'accelerazione a cui è sottoposto il dispositivo.

Si nota infine che la risposta dei sensori TMR rispetto all'intensità del campo magnetico non è affatto lineare. Tuttavia, adoperando un sistema di feedback, l'uscita dell'accelerometro diventa la tensione di feedback piuttosto che le letture dirette dei sensori TMR. Questo approccio migliora notevolmente la linearità dell'uscita del dispositivo, oltre ad offrire una protezione aggiuntiva alla struttura interna.

2.1.6 Accelerometri a Risonanza

Dato un sistema meccanico generico, la frequenza naturale (o propria) f_n rappresenta la frequenza alla quale il sistema tende ad oscillare in assenza di forze esterne. Si tratta di una proprietà intrinseca del sistema e dipende dalle sue caratteristiche fisiche, come massa e rigidità. Se il sistema considerato viene eccitato da una forza esterna oscillante avente una frequenza vicina o pari alla sua frequenza naturale, ha luogo un fenomeno noto come risonanza. Quest'ultima può portare a un notevole aumento delle ampiezze dell'oscillazione del sistema, poiché l'energia viene fornita in modo coerente con le sue oscillazioni naturali. La frequenza di risonanza di una struttura meccanica, come ad esempio una trave in silicio, può variare a causa di diversi fattori, tra cui la temperatura operativa e le tensioni meccaniche a cui la struttura è sottoposta. In particolare, in caso di sollecitazioni assiali, se una trave viene sottoposta a trazione la sua frequenza di risonanza aumenta e viceversa.

Gli accelerometri MEMS a risonanza sfruttano le variazioni delle frequenze di risonanza di una struttura meccanica, in risposta ad una accelerazione. La massa di prova viene inserita in maniera tale che un suo spostamento provochi un cambiamento delle tensioni interne della struttura sensibile (tipicamente delle travi a sbalzo in silicio ad asse

longitudinale, parallelo all'asse di input dell'accelerometro). Una specifica frequenza di risonanza corrisponde perciò ad uno specifico valore di accelerazione.

Diventa così necessario introdurre nel dispositivo un sistema di monitoraggio della frequenza di risonanza. Un metodo comune per farlo è il seguente: le travi che fanno da elemento sensibile vengono eccitate con un segnale meccanico sinusoidale a frequenza variabile nel tempo. Le oscillazioni si possono introdurre tramite attuatori elettrostatici o piezoelettrici che convertono un segnale elettrico in un movimento meccanico. Quando la frequenza del segnale di eccitazione si avvicina o corrisponde alla frequenza di risonanza, l'ampiezza di oscillazione della trave raggiunge il suo picco. L'ampiezza dell'oscillazione viene poi ritrasformata in un segnale elettrico di tensione grazie a dei sensori piezoelettrici. Monitorando le variazioni dell'ampiezza dell'oscillazione della trave al variare della frequenza del segnale di eccitazione, è possibile dunque identificare la frequenza di risonanza della struttura in un determinato istante, associabile all'accelerazione esterna.

La struttura meccanica sensibile, il sistema di attuazione che genera il segnale di eccitazione, il sensore che rileva l'ampiezza delle oscillazioni della struttura ed i circuiti di feedback e di elaborazione dell'informazione, nel complesso, costituiscono il cosiddetto circuito risonante. Nonostante le differenze che si possono avere a livello di circuito di risonanza, le configurazioni strutturali di questa classe di accelerometri sono molto simili. Le due design più comuni sono indicati nelle figure sottostanti:

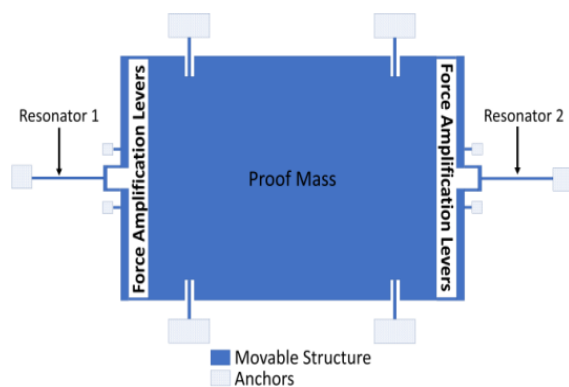


Figura 2.32: Single Beam differential resonant accelerometer [39].

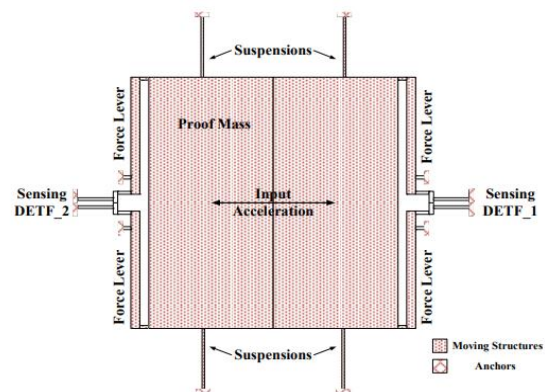


Figura 2.33: Double-ended Tuning Fork resonant accelerometer [40].

2.1.7 Accelerometri a Tunneling Tip

Tra tutti i principi di trasduzione disponibili, il principio del tunneling quantistico è uno dei più sensibili e, se opportunamente sfruttato, può portare alla realizzazione di accelerometri MEMS ad altissima risoluzione (dell'ordine di decine di ng). Gli accelerometri a Tunneling Tip ne sono un esempio. Essenzialmente sono composti da una massa di prova e due elettrodi in materiale metallo-organico (tipicamente Pt/C ; Platinum on Carbon). L'elettrodo superiore è vincolato ad un'estremità della massa e ha una forma a punta, lavorata per deposizione con tecniche FIB (Focused Ion Beam - Fascio Ionico Focalizzato). L'elettrodo inferiore è statico ed ha una forma piatta, esso è posto ad una distanza nanometrica d da quello superiore. In condizioni operative, la punta viene avvicinata ancora di più all'elettrodo inferiore ($d \approx 1 \text{ nm}$) grazie ad una serie di attuatori elettrostatici, posizionati tra substrato e massa di prova. Quando una tensione di bias V_b viene applicata agli elettrodi, una corrente di tunneling I_T si forma tra di loro

$$I_T \propto V_b e^{(-\alpha d \sqrt{\phi_s})} \quad (2.27)$$

dove $\alpha = 1.025 (\text{\AA})^{-1} eV^{0.5}$ è una costante mentre ϕ_s rappresenta la funzione lavoro (o lavoro di estrazione), ovvero l'energia minima che occorre fornire per estrarre un elettrone dal materiale. Come si può notare I_T aumenta esponenzialmente con la distanza, bastano infatti spostamenti della massa di prova di 1\AA (Angstrom) per avere variazioni dell'intensità di corrente di un ordine di grandezza. I segnali ottenuti sono in seguito elaborati dai circuiti elettronici e convertiti in segnali di tensione, associati all'entità dell'accelerazione. L'alta sensibilità dell'effetto tunneling permette un alto grado di miniaturizzazione del sistema massa-molla.

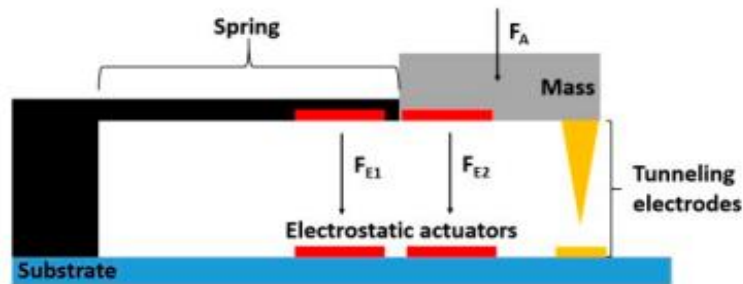


Figura 2.34: Principio di funzionamento e principali componenti di un accelerometro MEMS a Tunneling Tip: Substrato in Silicio, Sistema massa-molla, attuatori elettrostatici, elettrodi di tunneling.

Affinché la tunnelizzazione sia efficiente, l'elettrodo mobile deve essere estremamente appuntito. Questa esigenza si scontra con i limiti delle attuali tecniche di nano-lavorazione: come risultato, la fabbricazione di tali dispositivi è particolarmente complessa. Inoltre, se le accelerazioni misurate superano determinati valori, i due elettrodi possono entrare in contatto provocando danni permanenti alla punta, motivo per cui tutti gli accelerometri di questo genere operano in modalità attiva.

Data la loro fragilità e quindi il basso range di rilevazione (pochi g), questi accelerometri non sono adatti ad essere impiegati in ambienti soggetti a forti shock meccanici o vibrazioni molto intense. Per di più, i costi di produzione sono un ulteriore vincolo di commercializzazione. Applicazioni tipiche sono il rilevamento della micro-gravità nello spazio, le misure acustiche di precisione e la sismologia.

2.1.8 Accelerometri Ottici

Le tecniche di rilevazione ottica adottate negli accelerometri mems optoelettronici si basano sulla variazione delle proprietà di un segnale di luce a seguito dello spostamento di una massa di prova. Le caratteristiche del fascio di luce utilizzate per modulare l'accelerazione sono l'intensità, la fase, la polarizzazione e la lunghezza d'onda. L'accelerazione può essere rilevata o attraverso tecniche "free-space" oppure tramite tecniche "guided-wave". Le prime coinvolgono metodi in cui la luce propaga nello spazio libero (o nel vuoto) ed interagisce con le componenti meccaniche sensibili all'accelerazione, riportando al ricevitore ottico un fascio diverso dall'originale. La micro-lavorazione di questi accelerometri richiede un ottimo allineamento tra sorgente e foto-rilevatore ed una buona qualità del Packaging, senza di cui la risoluzione del dispositivo sarebbe esigua. Le seconde, coinvolgono metodi in cui la luce viene canalizzata e confinata in delle guide d'onda dielettriche (p.es. fibra ottica) prima di arrivare al foto-rilevatore.

I principi su cui le tecniche di trasduzione indicate si basano sono molteplici: l'interferometria (interferometro di Fabry-Pérot, Mach-Zehnder o Michelson), l'uso di reticoli di Bragg, la risonanza ottica, la formazione di bande proibite in cristalli fotonici, l'effetto Doppler-Shift nelle guide d'onda flessibili, il gradiente di forza ottico, il Back Scattering e l'effetto tunneling ottico (tunnelizzazione di fotoni). Nella tabella (2.9) sono riportate le principali tecniche di trasduzione ottica adottate negli accelerometri mems.

Principio di rilevamento	Free-Space/Guided-Wave	Vantaggi	Svantaggi
Interferometro di Fabry-Pérot	F-S e G-W	Processo di fabbricazione semplice e facilità di integrazione. Buona risoluzione.	Basso Range. Alto rumore.
Interferometro di Zehnder	G-W	Processo di fabbricazione semplice e facilità di integrazione. Buona risoluzione.	Basso range. Circuiti di rilevazione complesso. Errori di fase dovuti ad altri componenti ottici.
Interferometro di Michelson	G-W	Permette di integrare la fibra ottica con le strutture MEMS esistenti.	Basso range.
Materiali fotonici a banda proibita	G-W	Altissima Risoluzione.	Fabbricazione complessa e costosa.
Reticoli a diffrazione	G-W	Alta Sensibilità e Risoluzione.	Fabbricazione complessa.
Gradiente di forza Ottico	G-W	Alta Sensibilità e Risoluzione.	Range limitato.
Doppler-Shift	G-W	Permette di integrare la fibra ottica alle componenti meccaniche lavorate con bulk-micromachining. Ampia Larghezza di Banda.	Range limitato e bassa Risoluzione.
Tunneling a risonanza ottica	F-S	Facilità di fabbricazione. Range alto.	Sensibilità limitata. Problemi di assemblaggio e packaging.

Tabella 2.9: Principi di rilevamento ottici impiegati negli accelerometri mems [41].

I metodi interferometrici sono decisamente i più popolari per la realizzazione di accelerometri mems ottici [41]. La luce generata da un diodo laser (quasi sempre nello spettro dell'infrarosso) attraversa un beam-splitter dividendosi in due raggi differenti, uno di riferimento e uno di misura. Un micro-specchio è vincolato alla massa di prova e, muovendosi assieme ad essa, può variare la lunghezza del percorso del fascio di misura e di conseguenza anche la sua fase. Essendo parte di una configurazione interferometrica, il raggio di riferimento (a lunghezza costante) viene successivamente ricombinato con il fascio di misura prima di entrare in un foto-rilevatore. In condizioni con massa a riposo i due percorsi sono esattamente della stessa lunghezza e hanno la stessa fase, per cui le onde luminose si sommano (interferenza costruttiva) e il foto-rilevatore vede un fascio molto intenso. In seguito ad una accelerazione, se i percorsi differiscono anche di una frazione della lunghezza d'onda del segnale, le onde possono annullarsi a vicenda (interferenza distruttiva) ed il segnale luminoso rilevato risulterà molto debole o assente. Infine, il fotodiodo converte l'intensità del segnale luminoso in un segnale elettrico. In poche parole, l'analisi del modello di interferenza ottenuto permette di calcolare l'accelerazione subita dal dispositivo.

Un ulteriore metodo di trasduzione molto comune negli accelerometri mems ottici è il cosiddetto metodo a reticoli di diffrazione (Diffraction Gratings). Quest'ultimi sono composti da una serie di micro-travi in silicio molto strette e parallele (fig. (2.35)). La griglia può essere riflessiva o trasmissiva a seconda di dove viene posizionato il rivelatore. In un reticolo riflessivo, quando un fascio di luce colpisce la superficie di una singola trave, viene riflesso indietro oppure in un'altra direzione. I fasci riflessi dalle singole travi interagiscono con la luce di ritorno dalle fenditure. Il pattern di diffrazione che si forma mostra una serie di frange luminose alternate a zone scure. I picchi di intensità luminosa si formano ad angoli specifici rispetto alla direzione originale della luce. La distanza tra i picchi e la loro intensità varia a seconda della lunghezza d'onda del segnale luminoso e della posizione della massa di prova. Se la posizione della massa di prova cambia a causa di un'accelerazione esterna, l'intensità delle frange e gli angoli di diffrazione cambiano in modo corrispondente. Un sensore rileva con precisione la variazione di intensità del pattern di diffrazione e fornisce un segnale di tensione. Questi accelerometri sono caratterizzati da una alta sensibilità e da una risoluzione senza pari. Alcuni modelli mostrano una risoluzione dell'ordine del nano-g ed una sensibilità meccanica della massa di prova di pm/g .

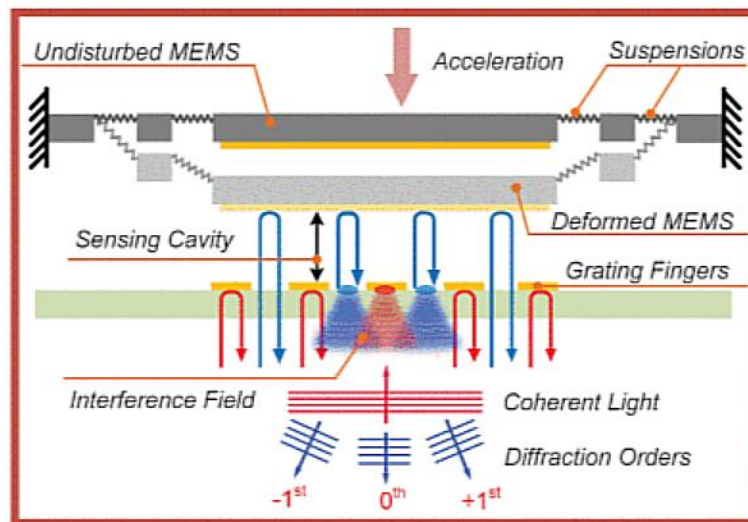


Figura 2.35: Principio di funzionamento di un accelerometro mems ottico a reticoli di diffrazione. [42]

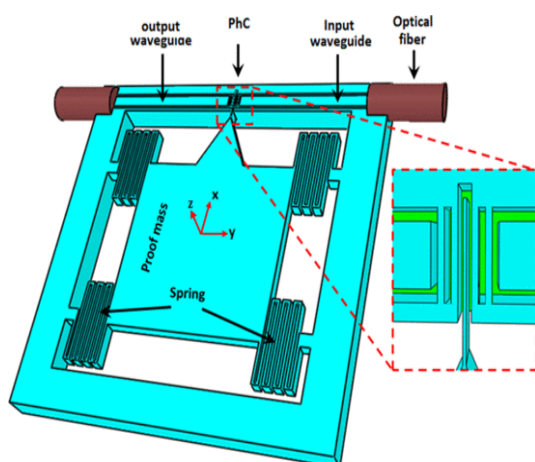


Figura 2.36: Modello 3D di un accelerometro mems ottico a modulazione di lunghezza d'onda, basato su cristalli fotonici monodimensionali [43].

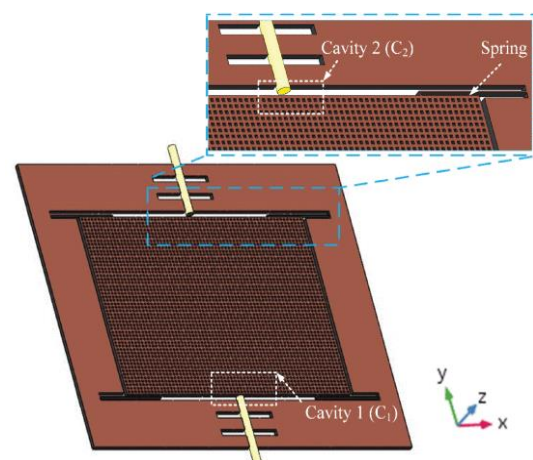


Figura 2.37: Design di un accelerometro mems ottico differenziale a interferometro di Fabry-Pérot (F-P).

Gli accelerometri mems optoelettronici trovano impiego in varie applicazioni, per esempio nel rilevamento della microgravità e delle vibrazioni, ma anche nei sistemi di navigazione inerziali [4]. L'assenza di correnti elettriche nel sistema di trasduzione rende questi dispositivi adatti ad operare in ambienti contraddistinti dalla presenza di forti campi elettromagnetici, ambienti in cui altri sistemi di trasduzione falliscono. La bassa rumorosità e l'altissima risoluzione raggiungibile sono tuttavia delle qualità controbilanciate dalla complessità del processo di fabbricazione. Nonostante gli ultimi due decenni abbiano visto parecchi progressi per quanto riguarda la miniaturizzazione e le prestazioni, tutt'oggi molte ricerche sono portate avanti in questa direzione.

2.2 Giroscopi MEMS

Come menzionato in precedenza, il giroscopio è uno strumento progettato per misurare la velocità angolare ($\bar{\omega}$) di un corpo oppure, attraverso opportune integrazioni, ma non necessariamente, il suo orientamento (angoli di Eulero). Queste misure sono possibili grazie all'applicazione di vari principi fisici che stanno alla base delle diverse varianti di giroscopi sviluppate nel tempo. Essenzialmente, i giroscopi possono essere raggruppati in tre categorie:

- Giroscopi Meccanici: sfruttano l'effetto giroscopico, una manifestazione della conservazione del momento angolare.
- Giroscopi Ottici: operano grazie all'effetto Sagnac.
- Giroscopi Vibranti: si basano sull'effetto Coriolis.

Nei sistemi meccanici, una massa posta in rotazione ad alta velocità angolare è fondamentale per creare un'adeguata stabilità giroscopica. A parità di stabilità, se si riducono le dimensioni della massa è necessario aumentare la velocità di rotazione. Purtroppo, ad elevate velocità angolari corrispondono elevate forze centrifughe, le quali possono danneggiare il dispositivo. Questo è uno dei motivi per cui i giroscopi meccanici hanno dei limiti di miniaturizzazione, oltre alle ovvie difficoltà di realizzazione. D'altro canto, nei giroscopi ad effetto Sagnac la lunghezza del percorso ottico è correlabile alla differenza nel tempo di arrivo tra il fascio orario e antiorario: percorsi lunghi sono caratterizzati da Δt alti, percorsi brevi da Δt piccoli. La riduzione delle dimensioni può portare a differenze di tempo talmente basse da non poter essere misurate con la strumentazione comune.

L'effetto Coriolis invece si adatta molto bene alla scala microscopica. Nella progettazione dei giroscopi vibranti infatti, la riduzione della massa di prova può essere compensata aumentando la frequenza di vibrazione, e cioè la velocità relativa \bar{v} della massa rispetto al sistema di riferimento inerziale. In pratica, anche se la massa del corpo è piccola, una maggiore velocità di vibrazione può produrre comunque una forza di Coriolis (\bar{F}_{cor}) sufficientemente grande da essere rilevabile. Questo trade off tra massa e velocità di vibrazione è un elemento cruciale per la miniaturizzazione dei giroscopi ad effetto Coriolis, senza di cui la quasi totalità degli attuali giroscopi MEMS non esisterebbero. È importante sottolineare difatti che tutti i giroscopi MEMS presenti sul mercato sono giroscopi ad elementi vibranti.

La forza di Coriolis è una forza apparente, a cui risulta soggetto un corpo quando si osserva il suo moto da un sistema di riferimento che sia rotatorio rispetto ad un sistema di riferimento inerziale. La formulazione matematica segue la definizione dell'accelerazione di Coriolis (\bar{a}_{cor}) ed il secondo principio della dinamica

$$\bar{F}_{cor} = m\bar{a}_{cor} = -2m(\bar{\Omega} \times \bar{v}) \quad (2.28)$$

dove m è la massa del corpo, $\bar{\Omega}$ è la velocità angolare del sistema relativo ($X_{rel}, Y_{rel}, Z_{rel}$) rispetto al riferimento inerziale o assoluto ($X_{ass}, Y_{ass}, Z_{ass}$), mentre \bar{v} è la velocità del corpo espressa nel sistema di riferimento relativo.

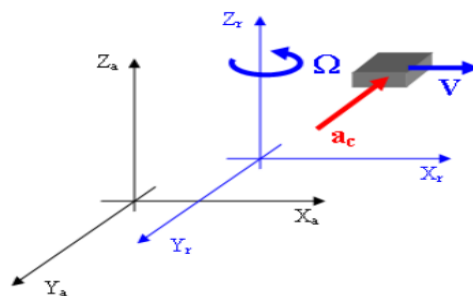


Figura 2.38: Accelerazione di Coriolis su un corpo di massa "m", in moto con velocità costante rispetto ad un sistema di riferimento non inerziale.

Tutti i giroscopi vibrazionali micro-lavorati si basano sullo stesso principio: le forze di Coriolis generate dalla rotazione del dispositivo causano un trasferimento di energia tra due diversi modi di vibrazione. In generale, quando si fa riferimento ai giroscopi MEMS si sottintende indicare i giroscopi a rateo angolare. Questa tendenza è tuttavia errata, difatti in letteratura i giroscopi vengono spesso classificati in due grandi categorie o "Tipi" [44]:

- Giroscopi Angolari (Tipo 1)
- Giroscopi a Rateo Angolare (Tipo 2)

i primi forniscono direttamente delle misure angolari o l'assetto, i secondi rilevano le velocità di rotazione di un corpo. Al momento attuale, i giroscopi a rateo angolare dominano il mercato. Abbinati a potenti microprocessori infatti, questi dispositivi offrono sia misure della velocità angolare sia, indirettamente, tramite calcoli di integrali più o meno complessi, misure angolari. Tuttavia, l'operazione di integrazione nel tempo si porta dietro un aspetto negativo: il cosiddetto fenomeno della deriva o "Drift". All'origine del fenomeno vi è un errore di misura intrinseco del giroscopio, in gergo noto come errore di bias, dovuto a eventuali disallineamenti degli assi, imperfezioni strutturali o non omogeneità dei materiali. Nel processo di integrazione della velocità angolare viene integrato anche il bias, ottenendo come risultato degli angoli i cui errori mostrano una dipendenza lineare dal tempo. In altri termini, piccoli errori nella misura della velocità angolare possono portare a grandi discrepanze negli angoli calcolati. Per certe applicazioni, nei sistemi di navigazione inerziali ad esempio, questo accumulo di bias al passare del tempo rappresenta un serio problema. Per mitigare gli effetti della deriva si possono utilizzare singolari algoritmi per la stima dello stato del sistema, oppure tecniche di Data-Fusion con altri sistemi sensoristici. Sfortunatamente però, soluzioni di questo tipo richiedono elevate risorse computazionali oltre alla disponibilità di ulteriori sensori, ciò può incrementare notevolmente i costi. Una soluzione alternativa più economica, ma anche più precisa, è data dai giroscopi angolari. Quest'ultimi misurano direttamente gli angoli di orientamento del corpo e non richiedono perciò un'operazione di integrazione, il risultato: non sono soggetti al fenomeno della deriva. Alcuni design possono essere combinati assieme ad un giroscopio a rateo angolare al fine creare un unico dispositivo in grado di misurare sia angoli che velocità angolari, evitando completamente il fenomeno del drift.

Uno dei design più comuni di giroscopi MEMS angolari si basa sulla misurazione dell'angolo di libera vibrazione di una massa sospesa, rispetto al case del dispositivo [45]. Si supponga che nelle condizioni iniziali la massa vibri in una certa direzione, ad esempio in direzione x come in fig. (2.39). Quando il giroscopio sperimenta una rotazione θ nel riferimento globale, la massa sospesa ruota assieme ad esso ma la vibrazione, almeno inizialmente, mantiene la sua direzione originale. L'angolo θ può essere determinato tenendo traccia dell'angolo β , ovvero della direzione di vibrazione nel sistema di riferimento locale.

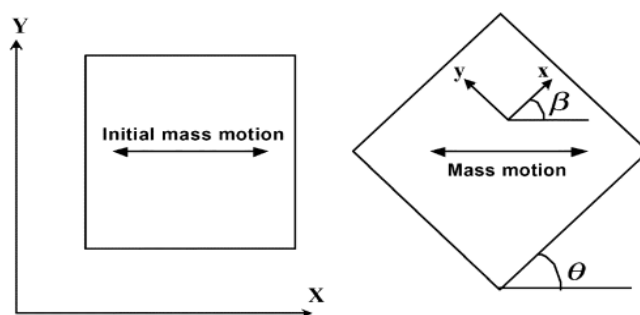


Figura 2.39: Rotazione della massa sospesa con condizioni iniziali di oscillazione lungo x [45].

La classe dei giroscopi MEMS di tipo 2, a differenza dei giroscopi angolari, rilevano la forza di Coriolis tramite dei sistemi di trasduzione e la associano alla velocità angolare di input impressa al dispositivo. Una classica architettura consiste in una massa di prova m avente due gradi di libertà alla traslazione, lungo due assi ortogonali tra loro (fig. (2.40)).

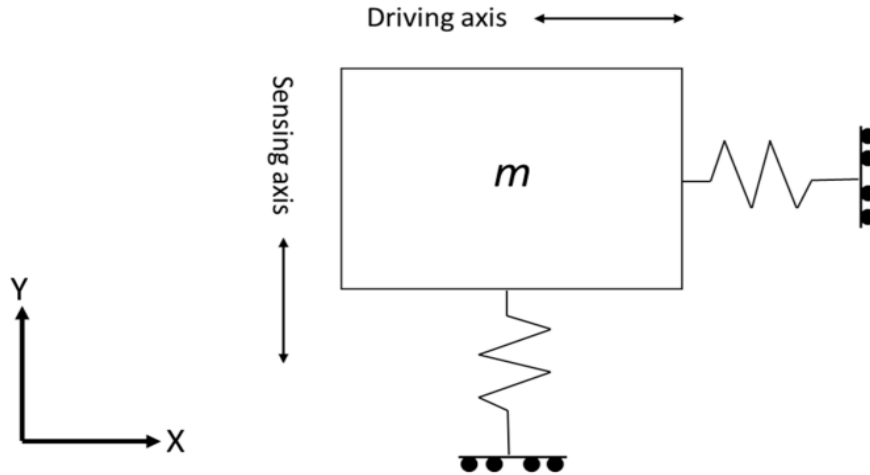


Figura 2.40: Modello semplificato di un giroscopio MEMS a rateo angolare.

Attraverso un sistema di attuazione, la massa viene sottoposta ad una continua vibrazione lungo un determinato asse, detto asse di Drive. La frequenza di vibrazione in modalità drive è pari alla frequenza di risonanza del sistema massa-molla-smorzatore; tale accorgimento permette di ottenere le massime oscillazioni con la minima quantità di energia, massimizzando l'efficienza. Inoltre, alla frequenza di risonanza, il sistema è più sensibile ai momenti esterni. Quando la massa subisce una rotazione attorno all'asse Z (uscende dal foglio), per l'effetto Coriolis, un secondo moto vibrazionale si genera lungo l'asse Y (chiamato anche asse di Sense). Dei sistemi di trasduzione trasformano il movimento ortogonale della massa in un segnale elettrico proporzionale al rateo di rotazione introdotto. Le equazioni che descrivono il movimento della massa di prova costituiscono un modello dinamico del secondo ordine esprimibile come

$$\begin{cases} m \frac{d^2x}{dt^2} + \lambda \frac{dx}{dt} + kx = F_D - F_{C_x} \\ m \frac{d^2y}{dt^2} + \lambda \frac{dy}{dt} + ky = F_S - F_{C_y} \end{cases} \quad (2.29)$$

dove F_D , F_S sono rispettivamente le forze di Driving e Sensing, k la costante elastica della molla, λ il coefficiente di smorzamento, F_{C_x} la forza di Coriolis in direzione x dovuta alla vibrazione lungo l'asse di sensing ed F_{C_y} la forza di Coriolis in direzione y causata dalla vibrazione in direzione del drive. Esplicitando la Forza di Coriolis e trascurando il termine F_{C_x} (la risposta di sensing è caratterizzata da ampiezze molto più basse rispetto a quelle di driving, perciò la forza di Coriolis che si genera lungo x risulta essere irrilevante) si ottiene

$$\begin{cases} m \frac{d^2x}{dt^2} + \lambda \frac{dx}{dt} + kx = F_D \\ m \frac{d^2y}{dt^2} + \lambda \frac{dy}{dt} + ky = F_S + 2m\Omega \frac{dx}{dt} \end{cases} \quad (2.30)$$

In fig. (2.41) viene illustrata la più semplice configurazione strutturale dell'architettura proposta. La configurazione comprende una singola massa di prova sospesa sopra un substrato di silicio, degli elettrodi di driving e sensing, ed un sistema di travi e pilastri che sorreggono la massa.

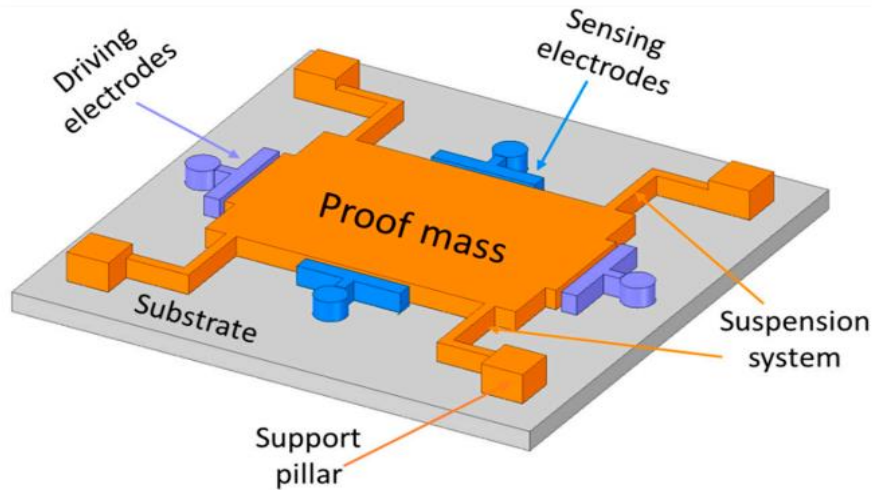


Figura 2.41: Schema dell'architettura di un giroscopio MEMS a singola massa di prova.

I sistemi di attuazione comunemente adottati per la realizzazione del moto vibratorio lungo l'asse di driving si basano sul principio elettrostatico e piezoelettrico. I motivi sono vari: oltre che ad essere relativamente semplici da progettare e da integrare alle strutture miniaturizzate, questi sistemi sono in grado di generare una maggiore frequenza di vibrazione, caratteristica indubbiamente richiesta nel contesto dei giroscopi MEMS. Per quanto riguarda la parte di sensing, le tecniche di trasduzione maggiormente preferite sono quelle capacitive, piezoelettriche ed ottiche.

Le tecniche di attuazione e trasduzione sono importanti nel design dei giroscopi MEMS, ma in ultima analisi è la configurazione strutturale che determina le loro prestazioni chiave e l'adeguatezza per le specifiche applicazioni. Per questa ragione, a differenza degli accelerometri MEMS catalogati all'inizio del capitolo secondo le tecniche di rilevazione, il criterio primario per la classificazione dei giroscopi micro-elettro-meccanici sarà dato appunto dalle diverse conformazioni esistenti. Per di più, i metodi di trasduzione non sono così differenzianti nei giroscopi come lo sono negli accelerometri. La trattazione che segue riporta dunque la classificazione proposta. Al lettore verrà mostrata l'evoluzione dei principali design, ponendo particolare attenzione sulle caratteristiche che li differenziano. Vi sono quattro macro-configurazioni di giroscopi MEMS vibranti:

- Gimbal
- Tuning Fork
- Vibrating Ring
- Multi-axis

2.2.1 Gimbal Gyroscopes

Il termine "Gimbal" fa riferimento ai tradizionali giroscopi meccanici a giunti cardanici, contraddistinti da un rotore montato su due cardani circolari liberi di ruotare. Nonostante il diverso principio di funzionamento, il design del primo giroscopio micro-lavorato fu ispirato a questa classica conformazione. Il giroscopio mems Double Gimbal non presenta parti rotanti: due strutture a gimbal realizzate in silicio monocristallino, una esterna ed una interna, consentono ad una massa centrale di vibrare liberamente lungo due direzioni ortogonali. La massa di prova è montata sul gimbal interno e assieme, costituiscono l'elemento sensibile del dispositivo. Il driving ed il sensing sono ottenuti rispettivamente tramite attuatori elettrostatici ed elettrodi capacitivi. In fig. (2.42) viene illustrato uno schema del dispositivo progettato e brevettato dal Draper Laboratory nel 1988 [47].

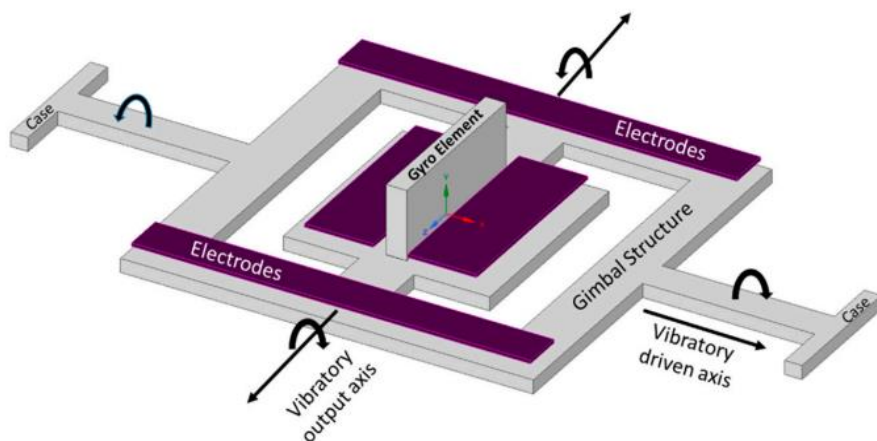


Figura 2.42: Diagramma Schematico del giroscopio MEMS a doppio gimbal realizzato dal Draper Laboratory nel 1988.

Nel 1996, sempre il Draper Laboratory, sviluppò un nuovo design di giroscopio gimbal, nominato VWOG (Vibrating Wheel On the Gimbal gyroscope) [46]. Una struttura circolare veniva messa in vibrazione ad una certa frequenza di risonanza. L'intera struttura avente un diametro di circa 1mm , fu sospesa su un substrato in Pyrex, al di sopra del quale vi furono depositati anche gli elettrodi capacitivi di sensing.

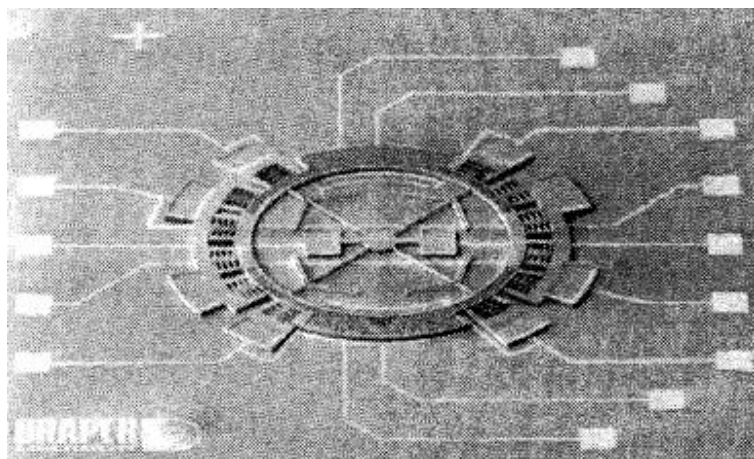


Figura 2.43: Fotografia SEM del Vibrating Wheel On the Gimbal MEMS Gyro realizzato dal Draper Laboratory nel 1996.

Con riferimento alla figura (2.43), la massa di prova è costituita dall'anello esterno. La modalità drive si ottiene sottoponendo la massa ad una vibrazione oscillatoria rotazionale attorno all'asse perpendicolare al substrato. L'attuazione si basa su sistemi comb-drive, così come il circuito di retroazione. L'introduzione di un momento angolare esterno giacente sul piano del substrato ed ortogonale all'asse di sensing, causa delle forze di Coriolis che generano una rotazione dell'intera struttura fuori dal piano. Coppie di elettrodi capacitivi depositati sulla struttura sospesa e sul substrato rilevano lo scostamento angolare, associandolo alla velocità di rotazione introdotta. Il funzionamento è analogo a quello di un tradizionale giroscopio meccanico a singolo gimbal ad eccezione, ovviamente, che il moto in questo caso è vibrazionale.

Negli ultimi due decenni anche i design hanno subito modifiche più o meno accentuate e sono stati perfezionati. Per quanto riguarda la configurazione a doppio cardano, un dispositivo particolarmente singolare che ne vale la pena citare è stato proposto nel 2005 dal Department of Electrical Engineering and Computer Sciences dell'università di Hyogo, Giappone [48]. Il giroscopio in questione ha una struttura a doppio gimbal, sostenuti da barre di torsione perpendicolari tra loro (fig. (2.44)). Sotto il gimbal interno si trova una massa di prova cilindrica, essenziale per generare le forze di Coriolis. Delle bobine elettromagnetiche in rame o alluminio, micro-lavorate con processi di deposizione e incisione, sono posizionate su entrambi i cardani. Un campo magnetico variabile viene generato alimentando le bobine interne con una corrente alternata. Questo campo viene fatto interagire con un secondo campo magnetico fisso (solitamente creato da magneti permanenti incollati sul gimbal), causando una vibrazione orizzontale del cardano interno in direzione ortogonale alle barre di torsione interne. Questa vibrazione, combinata ad una velocità di rotazione esterna attorno all'asse perpendicolare al substrato, produce delle forze di Coriolis sulla massa di prova che introducono un momento torcente sul gimbal esterno. Ne consegue una rotazione oscillatoria attorno alla direzione delle barre torsionali esterne. Le bobine esterne, rilevano questo movimento e producono una forza elettromotrice proporzionale al movimento. Questo segnale elettrico è l'output del dispositivo e indica la velocità angolare applicata su di esso.

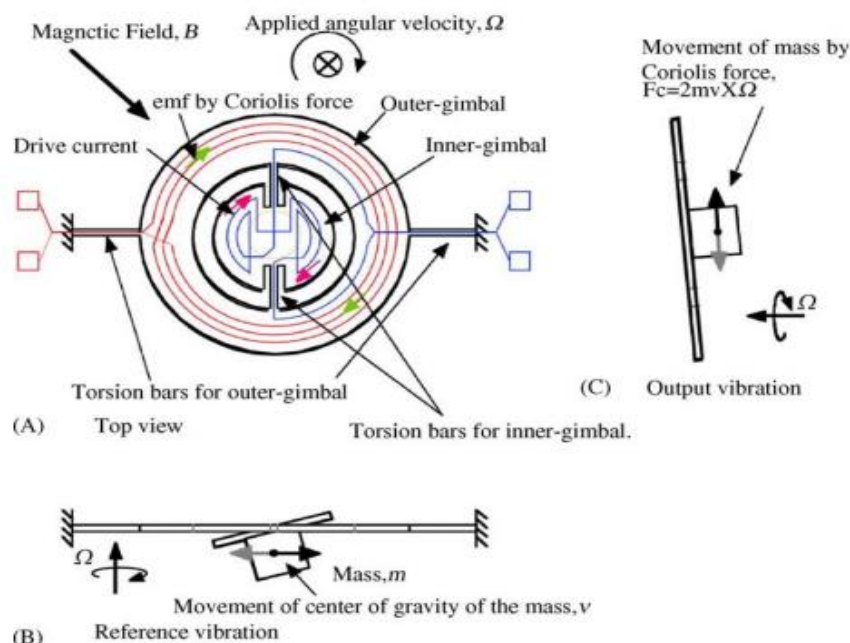


Figura 2.44: Struttura del giroscopio e principio operativo.

Nel giugno 2019, un articolo tecnico pubblicato su *Microsystem Technologies* dal Khalifa University of Science and Technology [49], richiama l'attenzione su un dispositivo giroscopico moderno a configurazione VWOG. La massa di prova contiene un wheel esterno ed un gimbal interno connessi da molle torsionali. Il drive-mode ed il sensing-mode sono indicati in fig. (2.45).

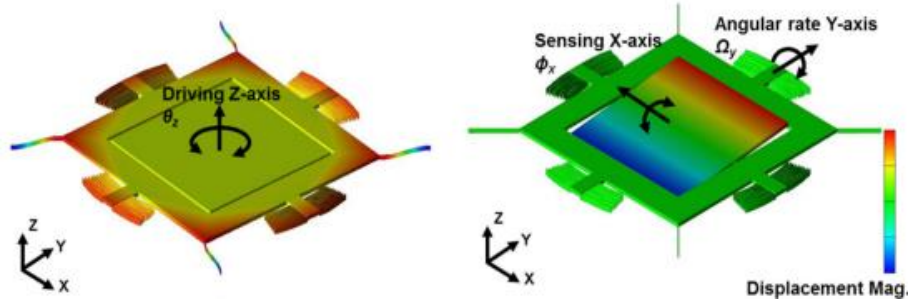


Figura 2.45: Modi operativi del giroscopio VWOG considerato.

Le prestazioni del dispositivo sono fortemente relazionate alla massa del gimbal interno ed alla forma geometrica dell'anello esterno. Ad esempio, le strutture circolari mostrano il più alto fattore di scala se paragonate ad altre forme strutturali, mentre le forme esagonali sono caratterizzate dal più basso errore di linearità.

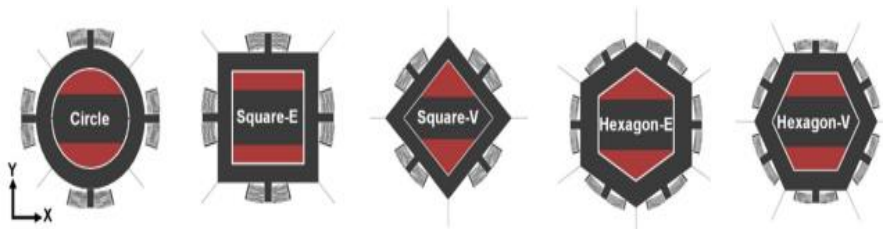


Figura 2.46: Esempi di diverse forme strutturali.

2.2.2 Tuning Fork Gyroscopes

Questa classe di design è la più comune oggi. Le sole configurazioni Comb-Drive Tuning Fork e QRS Gyroscopes ricoprono più del 90% del mercato, sia civile che militare [50]. Il funzionamento si basa su due masse di prova identiche sottoposte ad una vibrazione di drive di pari ampiezza ma direzione opposta. Un momento angolare esterno perpendicolare alla direzione del drive genera delle forze di Coriolis che deviano il moto di driving lungo l'asse di sensing. A seconda delle tecniche di attuazione si distinguono due principali categorie di giroscopi mems a forchetta: giroscopi ad attuazione elettrostatica e giroscopi ad attuazione piezoelettrica. Entrambe le configurazioni strutturali furono ideate e sviluppate nei primi anni '90.

Il primo dispositivo giroscopico mems ad attuazione Comb-Drive e rilevazione Capacitiva fu brevettato dal Charles Stark Draper Laboratory nel 1993 [51]. Inizialmente, le componenti vibranti venivano micro-lavorate con metodi di nichelatura elettrochimica, ma a seguito di problemi legati alla fatica del materiale si adottarono ben presto tecniche di fabbricazione Silicon On Glass e, più avanti, tecniche a incisione ionica reattiva. Il giroscopio in questione è composto da due masse di prova forate sottoposte ad una vibrazione lineare. Una rotazione esterna causa un movimento delle masse fuori dal piano: una massa si muove verso l'alto ed una verso il basso. Gli elettrodi capacitivi posizionati sotto le masse misurano lo spostamento e forniscono un segnale elettrico proporzionale alla velocità angolare.

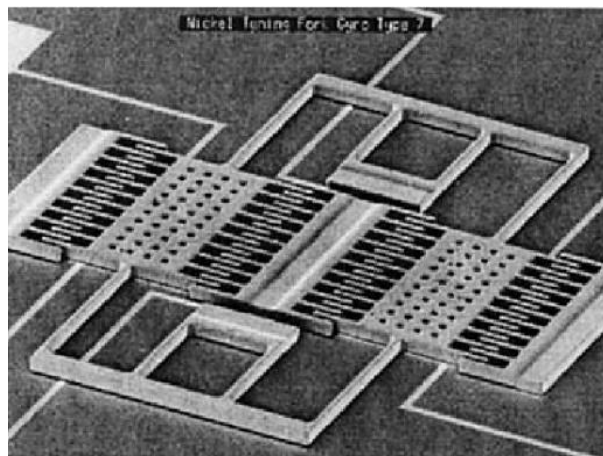


Figura 2.47: Immagine SEM del Tuning Fork mems Gyro proposto dal D.L. nel 1993.

Con il tempo la configurazione Comb-Drive ha subito varie modifiche e miglioramenti in termini di prestazioni ed affidabilità. Nel 2004 il Georgia Institute of Technology presentò un giroscopio mems tuning fork ad alto Q-Factor e alta risoluzione realizzato con tecniche SOI [53]. In questo design le forze di Coriolis muovono le masse di prova orizzontalmente e non fuori dal piano parallelo al substrato. Una vista schematica è mostrata in fig. (2.48). Il 2010 vide invece lo sviluppo di un modello caratterizzato da una struttura a barre mobili e asse di sensing orizzontale [54]. Il basso air-damping effect permise al dispositivo di operare a pressione ambiente eliminando la necessità del packaging a sottovuoto (fig. (2.49)). Infine, nel 2019 la National University of Defense Technology, in Cina, pubblicò un articolo sul MDPI Journals in cui propose un giroscopio a forcella con quattro masse di prova collegate da travi in silicio vibranti [55]. Il dispositivo è illustrato in fig. (2.50).

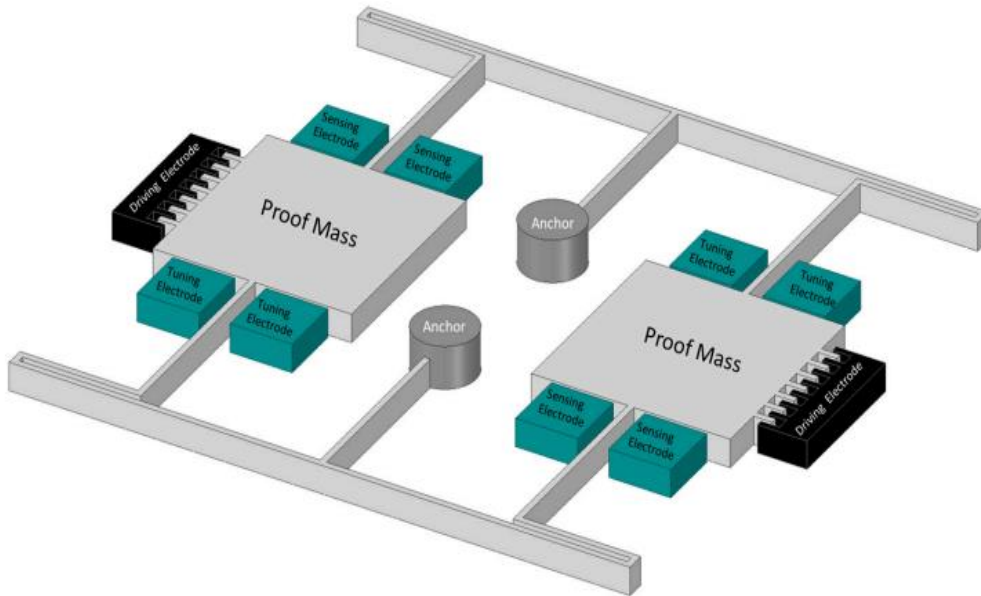


Figura 2.48: Diagramma schematico di un giroscopio mems a forcella ad alto Q-factor.

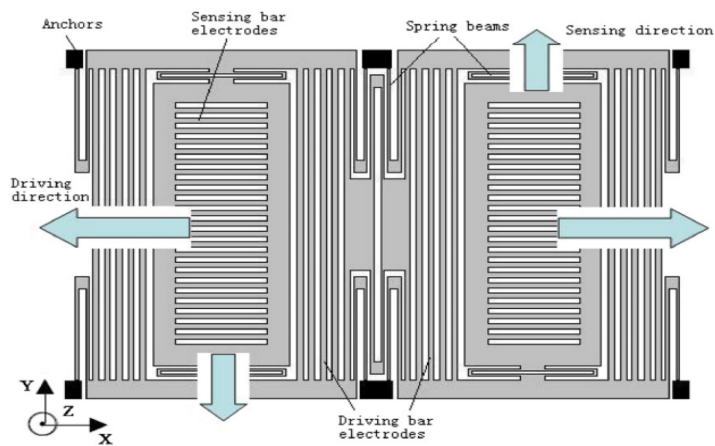


Figura 2.49: Diagramma schematico di un giroscopio tuning fork con struttura a barre.

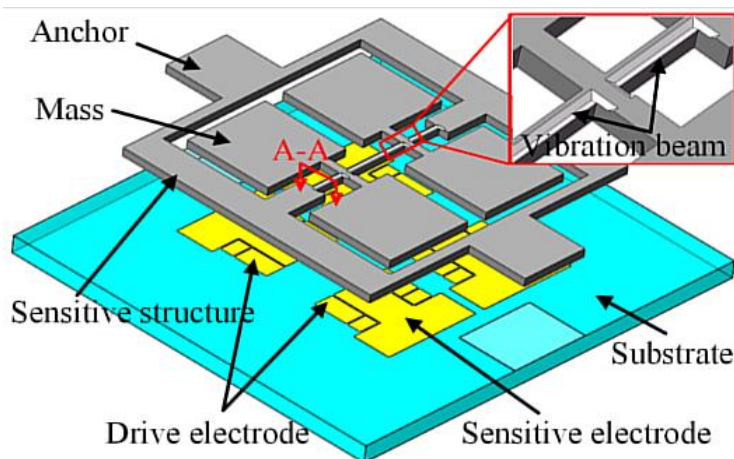


Figura 2.50: Diagramma schematico del giroscopio mems tuning fork a quattro masse di prova.

Sempre all'inizio degli anni '90, la Systron Donner Inertial Division lavorava ai primi prototipi di giroscopi ad attuazione e rilevamento piezoelettrico, indicati con la sigla QRS (Quartz Rate Sensor) [52]. In breve tempo dispositivi come il DETF-QRS (Double-Ended Tuning Fork Quartz Rate Sensor) passarono dalla fase di ricerca e prototipazione, svolta nei laboratori, alla produzione in massa.

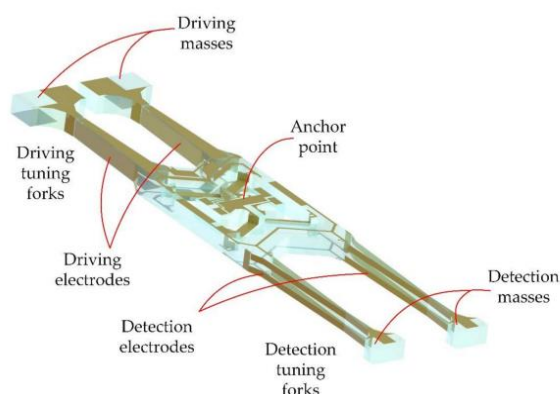


Figura 2.51: Struttura di un giroscopio mems DETF-QRS.

I giroscopi QRS sfruttano le proprietà piezoelettriche del quarzo sia per compiere il modo di driving che per rilevare le forze di Coriolis. Vi sono due possibili modelli: il single tuning fork e il double-ended tuning fork. Il primo ha una struttura molto semplice ma, a differenza del secondo, non permette di disaccoppiare in maniera efficiente ed affidabile il segnale di sensing dal segnale di driving, ciò lo rende meno apprezzato. Le punte della forchetta si muovono in opposizione con velocità V , così come indicato in fig. (2.52). Una rotazione del giroscopio attorno all'asse verticale, produce su ciascuna delle punte una forza di Coriolis perpendicolare al piano contenente velocità e vettore di rotazione. Dato che le forze generate sono opposte, la coppia di forze tende a torcere la barra di torsione che supporta le punte. L'intensità di questa coppia di forze è proporzionale alla velocità di rotazione. Il modello DETF è composto invece da due forcelle vibranti, una che realizza il driving e l'altra che rileva la rotazione indotta dalle forze di Coriolis. Grazie all'effetto piezoelettrico inverso ottenibile nei cristalli di quarzo, le due punte della forcella di driving vibrano l'una verso l'altra se eccitate da un segnale elettrico. La frequenza del segnale è scelta di modo che le punte subiscano l'effetto della risonanza, tale accorgimento incrementa la sensibilità del dispositivo. Quando il giroscopio ruota attorno all'asse verticale, l'effetto Coriolis genera una vibrazione delle punte fuori dal piano su cui giacevano inizialmente. Il movimento viene trasmesso alla forchetta di sensing attraverso le travi di supporto intermedie. L'effetto piezoelettrico diretto converte infine il segnale meccanico in un segnale elettrico proporzionale alla velocità angolare di input.

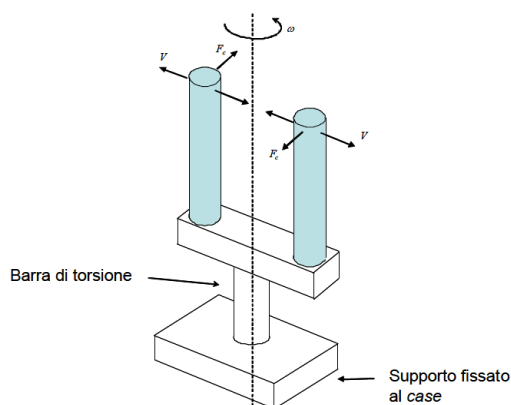


Figura 2.52: Single Tuning Fork QRS.

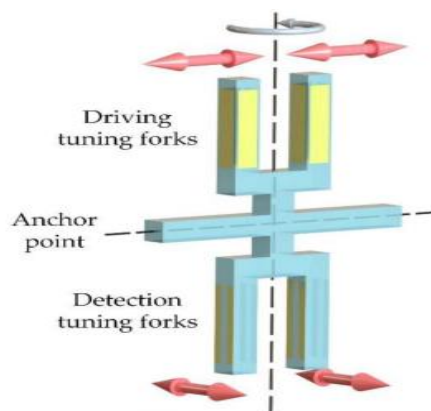


Figura 2.53: Principio di funzionamento di un DETF-QRS.

2.2.3 Vibrating Ring Gyroscopes

Questa tipologia di giroscopi mems è caratterizzata da una struttura simmetrica il cui elemento chiave è un anello in silicio libero di vibrare linearmente. Il design in questione offre numerosi vantaggi: alta precisione, alta risoluzione, migliore stabilità termica, migliore corrispondenza delle frequenze operative e ottima sensibilità. Una configurazione molto comune è mostrata in fig. (2.54). L'anello esterno è sostenuto da otto molle, o bracci flessibili, vincolati ad un ancoraggio centrale di forma circolare.

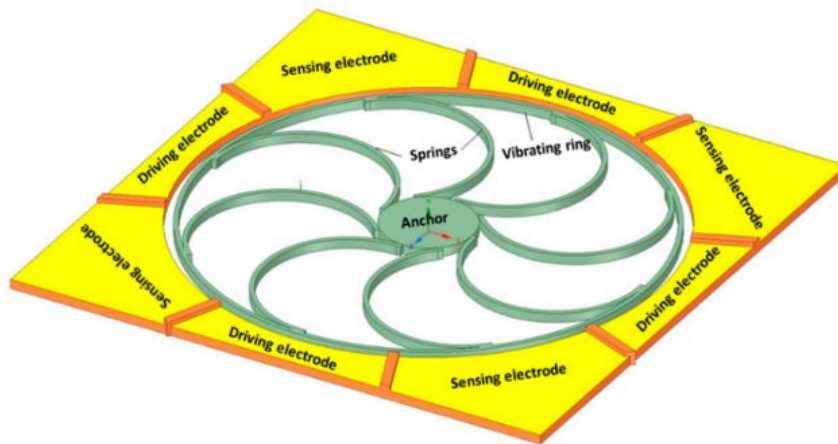


Figura 2.54: Rappresentazione schematica di un generico giroscopio mems ad anello vibrante.

Il principio operativo del dispositivo è illustrato in fig. (2.55). La struttura anulare è circondata da quattro elettrodi di driving e quattro di sensing. Gli elettrodi di driving guidano l'anello in un moto oscillatorio continuo nella direzione degli assi di drive. Tuttavia, non vi è alcun movimento nella direzione degli elettrodi di sensing. Quando il giroscopio viene sottoposto ad una rotazione esterna attorno all'asse perpendicolare al piano su cui giace l'anello, la direzione della vibrazione di drive cambia orientamento in accordo con le forze di Coriolis generate. Gli elettrodi capacitivi di sensing rilevano questo cambiamento ed il segnale elettrico prodotto risulta essere proporzionale alla velocità angolare esterna applicata.

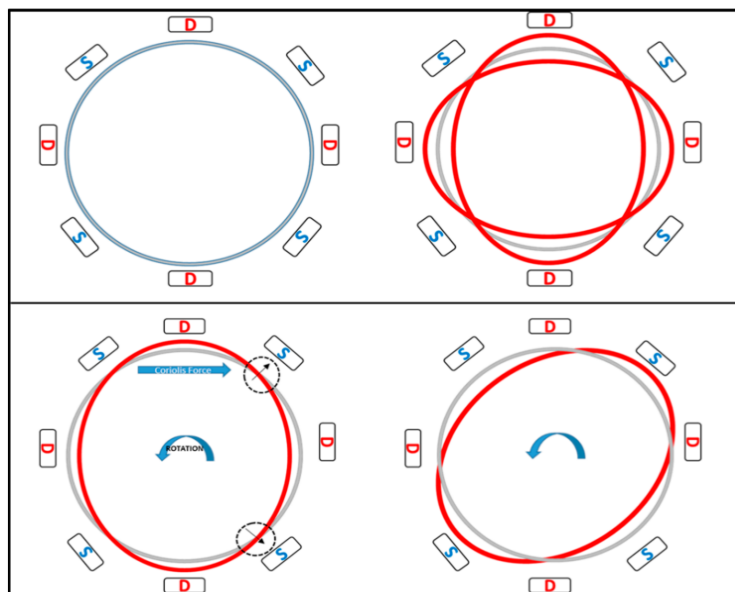


Figura 2.55: Modi operativi di un Vibrating Ring Gyroscope.

2.2.4 Multi-Axis Gyroscopes

Molte applicazioni moderne richiedono misure di velocità angolare o di inclinazione in più direzioni. I giroscopi mems multi-assiali soddisfano questa necessità. Una soluzione alternativa, di gran lunga meno conveniente, è quella di utilizzare due o tre giroscopi a singolo asse di input ortogonalmente orientati tra loro. Un unico dispositivo multi-asse infatti è sia più compatto che leggero, presenta bassi errori di allineamento, riduce la complessità della circuiteria associata ed infine presenta una maggiore efficienza energetica. Inoltre, sebbene i giroscopi multi-assiali possano essere più costosi individualmente, il prezzo complessivo può essere inferiore a quello di due o tre giroscopi monoassiali.

Uno dei primi modelli di giroscopio bi-asse a singolo drive-mode fu presentato all' IEEE Transducers Conference del 1997 da parte del Sandia National Laboratories [56]. Il dispositivo era costituito da un disco in poli-silicio spesso $2 \mu m$, avente un diametro di $0.3 mm$ e disposto $1.6 \mu m$ al di sopra del substrato. Il disco era sostenuto da quattro travi torsionali connesse a quattro ancoraggi. Il modo vibrazionale di drive era di tipo angolare, attorno all'asse Z . L'introduzione di un momento angolare esterno in direzione X o Y generava delle forze di Coriolis che davano luogo ad una rotazione del disco rispettivamente attorno agli assi Y e X . L'orientamento del disco era rilevato grazie ad una serie di elettrodi capacitivi collocati sul substrato. Le parti strutturali del sensore sono ben visibili in fig. (2.56).

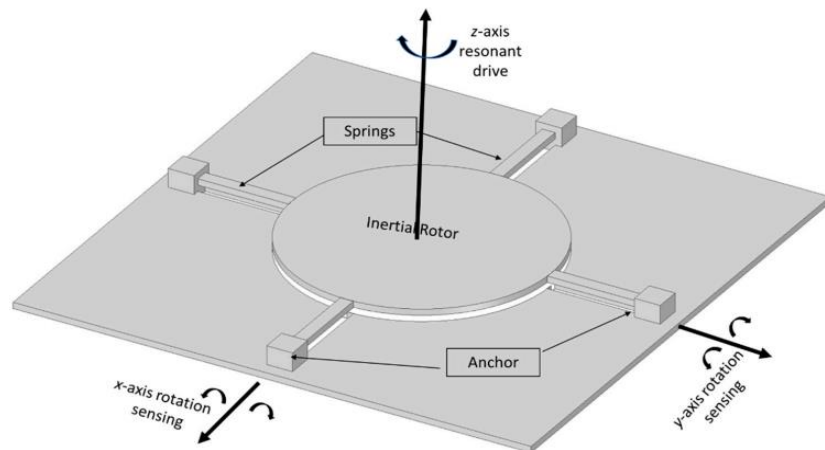


Figura 2.56: Diagramma schematico del giroscopio mems a doppio asse di input considerato.

Nonostante le diverse configurazioni strutturali che possono assumere ed i metodi di trasduzione adottabili, molti giroscopi mems moderni a doppio asse di input sono molto simili alle prime versioni realizzate negli anni '90. Nelle immagini sottostanti sono riportati due esempi.

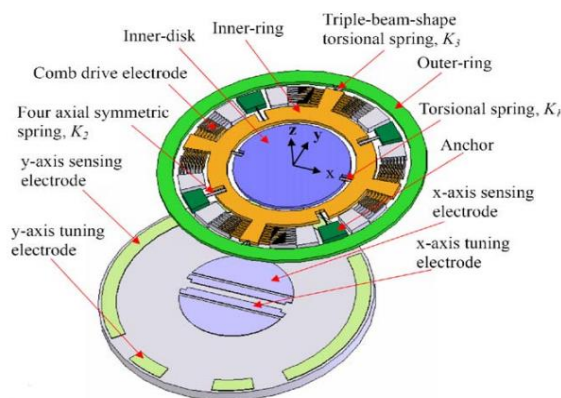


Figura 2.57: Dual-axis sensing decoupled vibratory wheel gyroscope (2005) [57].

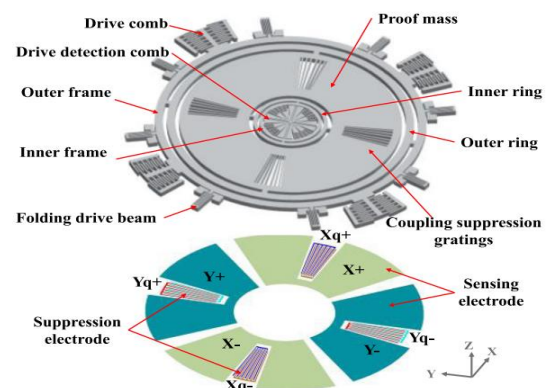


Figura 2.58: Dual-axis mems gyro with off-plane coupling suppression silicon gratings (2022) [58].

Per quanto riguarda i giroscopi mems tri-assiali, vi sono tre principali tecniche di realizzazione. La prima consiste nel raggruppare in un unico dispositivo tre giroscopi monoassiali fabbricati su chip individuali. La seconda è caratterizzata dalla micro-lavorazione dei giroscopi monoassiali sullo stesso die di silicio. Con il terzo approccio invece, che è anche il più moderno, un'unica struttura micro-lavorata è sensibile alle velocità angolari attorno a tutte e tre gli assi del sistema di riferimento.

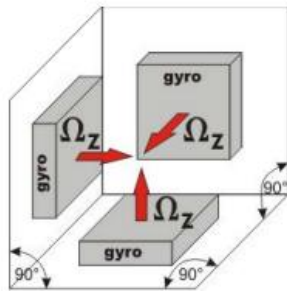


Figura 2.59: Giroscopi monoassiali su chip individuali.

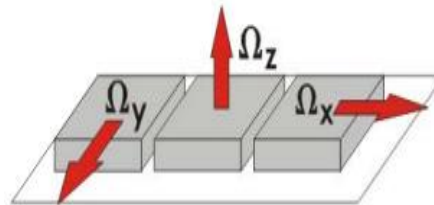


Figura 2.60: Giroscopi monoassiali sullo stesso chip.

I giroscopi mems triassiali presentano strutture molto complesse ed estremamente difficili da realizzare. Le masse di prova devono essere libere sia di traslare che di ruotare fuori dal piano, per cui un complicato meccanismo di accoppiamento è richiesto. Diverse sono le configurazioni possibili ed i sistemi di trasduzione adottabili, tuttavia, uno specifico design sembra prevalere sul mercato. Introdotto per la prima volta dalla STMicroelectronics nel 2010, tale modello è noto per essere stato adoperato nei smartphone iPhone 4 prodotti dalla Apple Inc. Il giroscopio L3G4200D fu confezionato in un package LGA di dimensioni $4\text{ mm} \times 4\text{ mm} \times 1\text{ mm}$, assieme al chip ASIC per l'elaborazione delle informazioni. Una vista laterale è mostrata nella seguente immagine.

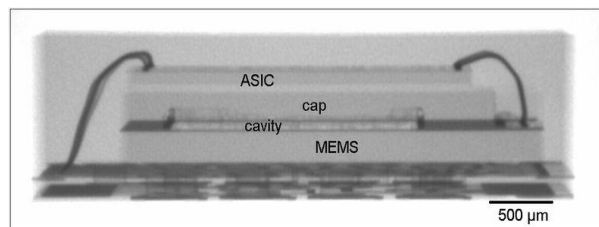


Figura 2.61: Vista laterale ai raggi-X del giroscopio triassiale L3G4220D.

Il dispositivo è classificabile come Tuning Fork Gyroscope ad attuazione comb-drive e rilevazione capacitiva. Due coppie di masse ortogonali tra loro e giacenti sullo stesso piano sono poste in vibrazione dal sistema di driving (fig. (2.62)). Le masse 1 e 2, dette di beccheggio, vengono fatte vibrare in direzione Y . Le masse 3 e 4, indicate anche come masse di rollio ed imbardata, vibrano invece lungo l'asse X . Una rotazione esterna attorno all'asse X (beccheggio) genera delle forze di Coriolis soltanto sulle masse 1 e 2. Le forze generate sono verticali, perciò le due masse subiscono una traslazione o verso l'alto o verso il basso: movimento rilevabile dagli elettrodi capacitivi posizionati sotto di esse. Analogamente, un momento angolare esterno attorno all'asse Y (rollio) provoca delle forze di Coriolis solamente sulle masse 3 e 4. Anche in questo caso le forze sono dirette lungo Z e lo spostamento delle masse di prova viene misurato tramite elettrodi capacitivi posizionati tra le masse ed il substrato. Diversamente, un vettore momento angolare diretto lungo l'asse Z dà luogo a delle forze di Coriolis che causano un movimento orizzontale di tutte e quattro le masse. In particolare, le masse 1 e 2 vengono sottoposte ad un secondo modo vibrazionale in direzione X , le masse 3 e 4 lungo

Y. Queste vibrazioni orizzontali indotte dalle forze di Coriolis, vengono rilevate tramite sensori di spostamento capacitivi a configurazione comb-drive collocati in prossimità dei bordi laterali del chip. Il giroscopio L3G4200D presenta due sensori simili micro-lavorati sullo stesso strato di silicio sul quale vengono realizzate le masse 3 e 4. Per misurare la velocità angolare di imbardata è sufficiente infatti rilevare il movimento orizzontale di sole due masse di prova, evitando complessità di fabbricazione e costi aggiuntivi.

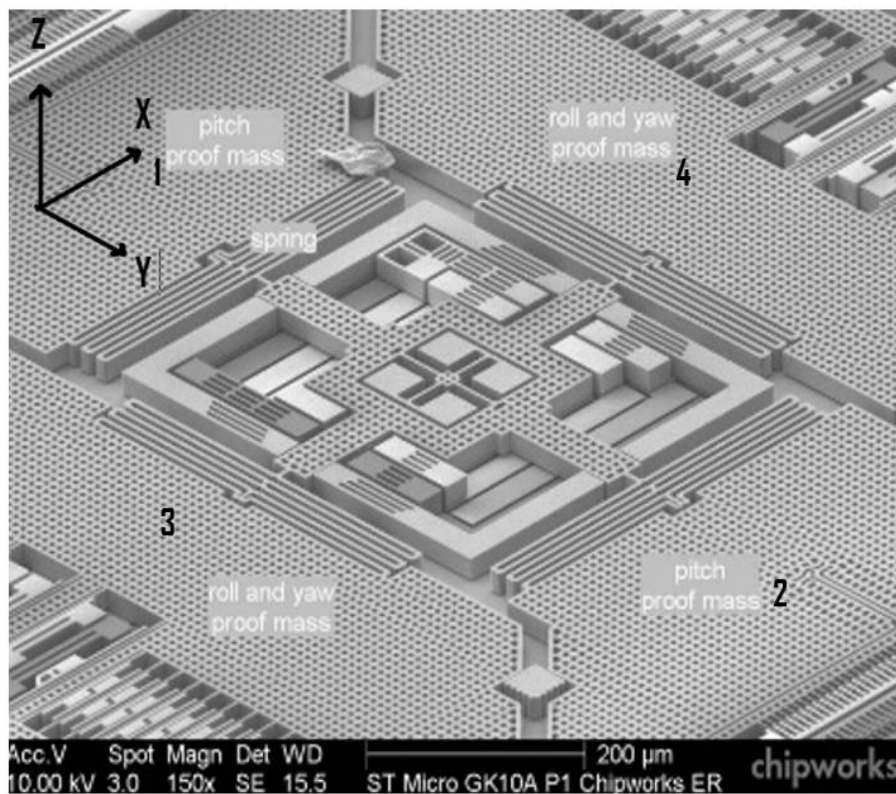


Figura 2.62: Immagine SEM del giroscopio STMicroelectronics L3G4200D.

Capitolo 3

ANALISI DELLE PRESTAZIONI

3.1 Introduzione

Negli ultimi anni l'evoluzione dei sensori inerziali mems ha visto, da un lato, l'avvio di una transizione dai consolidati mercati dell'automotive e dei consumatori verso altri settori (Tactical, Navigational), caratterizzati da esigenze prestazionali di fascia via via più elevata. Dall'altro lato, gli stessi settori dei consumatori e dell'automotive stanno richiedendo miglioramenti delle performance a scopo di consentire l'introduzione di nuove applicazioni all'avanguardia, come ad esempio la guida autonoma, la realtà aumentata o l'Internet of Things. Questo porta in qualche modo ad una fusione delle specifiche di diversi campi di applicazione, rappresentati nella tabella (3.1).

	Gyro BI ($^{\circ} h^{-1}$)		Gyro noise ($^{\circ} (h^{1/2})^{-1}$)		Acc BI (μg)		Acc noise ($\mu g (Hz^{1/2})^{-1}$)	
Marine IMU	0.001		0.01		1-10		0.1-1	
Aviation IMU	0.01		0.01		3-10		0.1-1	
Intermediate	0.1		0.1		100-1000		1-10	
Tactical	0.1-1		0.1		1000-10 000		1-10	

	Now	Future	Now	Future	Now	Future	Now	Future
Automotive	10	0.1	0.5	0.1	10000	100	100	10
Consumer	10	0.1	0.5	0.1	10000	100	100	10

Tabella 3.1: Rumore (Noise) e Bias Instability (BI) richiesti nei diversi ambiti di applicazione.

Secondo recenti analisi [59], è previsto che il mercato dei sensori inerziali mems ad alte prestazioni (Tactical grade o sopra) diventerà un mercato di massa, superando il traguardo dei 4 miliardi di dollari entro il 2025 con un tasso medio di crescita annuo previsto del 4,7% nei prossimi 3 anni. Nonostante ciò, la porzione di mercato indicata continuerà ad essere dominata dai tradizionali dispositivi inerziali ottici o meccanici ad elevate performance, dispositivi che possiedono il primato assoluto anche sulla fetta di mercato che racchiude le applicazioni per la navigazione inerziale di alta precisione (marittima o aerea). È fondamentale sottolineare infatti che al momento attuale accelerometri e giroscopi mems occupano una posizione di rilievo quasi esclusivamente nella fascia Consumer e Automotive; tuttavia, come indicato in fig. (3.1), sono previsti miglioramenti in termini di performance talmente consistenti da far pensare che prima o poi i dispositivi mems possano sostituire, almeno in parte, i sensori inerziali classici.

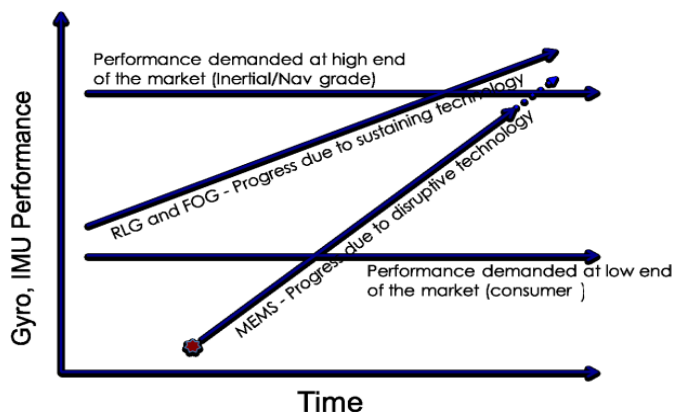


Figura 3.1: Giroscopi MEMS VS RLG/FOG VS Tempo [60].

Tre sono le categorie di accelerometri che racchiudono l'intero range di performance: accelerometri meccanici, al quarzo e accelerometri MEMS. I primi sono pesanti e voluminosi ma possono raggiungere livelli di precisione e accuratezza molto elevati. Le altre due classi sono meno performanti eppure ricoprono la quasi totalità del mercato. Per quanto riguarda i giroscopi, il seguente grafico offre una migliore comprensione della suddivisione delle categorie in funzione del grado di prestazione.

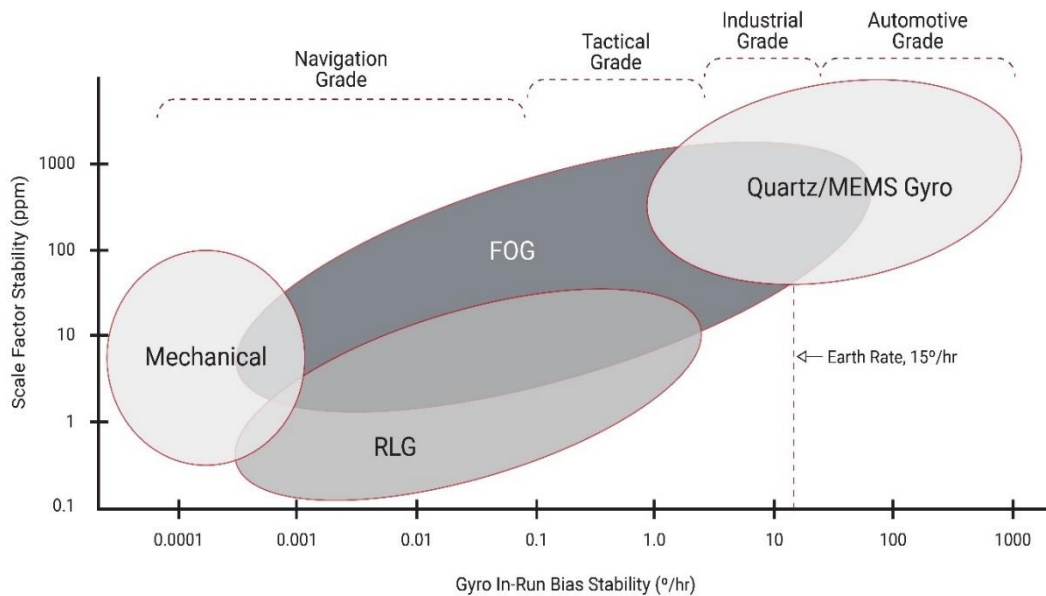


Figura 3.2: Gyroscope Performance Grade.

3.2 Concetti di statistica

3.2.1 Indici di dispersione

Nel prossimo sotto-capitolo verranno elencati i principali parametri di prestazione comuni sia agli accelerometri che ai giroscopi. Dato che tali sensori, così come qualsiasi altro strumento di misura, sono soggetti a variazioni casuali nelle loro letture, risulta indispensabile affidarsi a strumenti statistici per quantificare le loro misure. Particolarmente utili si dimostrano gli indicatori di dispersione, parametri statistici che misurano di quanto i valori presenti in una distribuzione di dati distano da un valore centrale scelto come riferimento (normalmente un indice di posizione, come la media). Definiamo di seguito alcuni di questi indici.

Sia x_a una generica variabile aleatoria e sia x_{a_i} il risultato della prova i -esima di un esperimento aleatorio, con $i = 1, 2, \dots, N$. Ripetendo l'esperimento N -volte si ottengono N valori aleatori $x_{a_1}, x_{a_2}, \dots, x_{a_i}, \dots, x_{a_N}$. Il valore medio \bar{x}_a dei valori casuali ottenuti viene definito come

$$\bar{x}_a = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{a_i} \quad (3.1)$$

Nota il valore medio di N valori aleatori, è possibile introdurre un primo importante indice di dispersione, la varianza

$$\sigma^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_{a_i} - \bar{x}_a)^2 \quad (3.2)$$

Questo indice fornisce una misura della variabilità dei valori assunti dalla variabile aleatoria rispetto al valore medio. Una varianza alta indica che i dati raccolti sono molto dispersi rispetto alla media e viceversa. Nonostante la sua utilità, tale parametro presenta delle unità di misura quadratiche rispetto ai valori originali dei dati, rendendo a volte difficile l'interpretazione diretta. Per questo motivo, quasi sempre si utilizza un secondo indice di dispersione che non è afflitto dallo stesso problema, meglio noto come deviazione standard

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_{a_i} - \bar{x}_a)^2} \quad (3.3)$$

Nel caso particolare in cui la media dei dati assume valore nullo ($\bar{x}_a = 0$), la deviazione standard prende il nome di RMS (Root Mean Square) e si calcola con la seguente espressione

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_{a_i}^2} \quad (3.4)$$

L'RMS si dimostra particolarmente utile nell'analisi di processi aleatori stocastici a media nulla caratterizzati da dati che possono assumere sia valori positivi che negativi (ad esempio nell'analisi del rumore nei sensori inerziali mems).

3.2.2 Errori di misurazione

In statistica, l'errore di misurazione si riferisce alla differenza tra il valore misurato ed il valore vero di una certa quantità. Questo errore è inevitabile in qualsiasi processo di misurazione e può essere causato da una varietà di fattori. Spesso viene scomposto in due componenti: una componente sistematica ed una componente stocastica. Gli errori sistematici, o deterministici, sono costanti e prevedibili ed influenzano il risultato sempre nello stesso verso (o sempre in eccesso o sempre in difetto) e non possono, pertanto, essere compensati facendo la media di più misurazioni, così come avviene nel caso degli errori accidentali. Tuttavia, attraverso un'attenta analisi del metodo di misurazione adottato e delle apparecchiature utilizzate, gli errori sistematici possono essere sempre individuati. Ciò permette di apportare le necessarie correzioni ai risultati delle misurazioni, o almeno di definire l'incertezza che li caratterizza. L'errore stocastico varia invece in modo imprevedibile da una misurazione all'altra, sia in valore che in segno. Esso può essere individuato ripetendo una misura diverse volte con gli stessi strumenti e nelle stesse condizioni. L'eventuale discordanza dei risultati, supposto nullo ogni errore deterministico, sarà dovuta esclusivamente alla presenza di errori casuali.

La componente sistematica e la componente casuale dell'errore di misura sono relazionate ai concetti di accuratezza e di precisione. La precisione è una descrizione del solo errore stocastico. L'accuratezza, secondo l'International Organization for Standardization (ISO)[61], descrive una combinazione di entrambe le componenti. In particolare, la precisione si riferisce alla coerenza delle misurazioni ripetute. Uno strumento di misura è considerato preciso se

produce risultati molto simili l'uno all'altro, anche se non sono necessariamente vicini al valore vero. Gli errori casuali influenzano direttamente la precisione: grandi errori casuali producono risultati successivi poco simili; al contrario, se gli errori casuali sono piccoli, le misurazioni tendono ad essere più raggruppate e quindi più precise. L'accuratezza descrive invece quanto i risultati di una misurazione sono vicini al valore vero. Misure influenzate da errori sistematici tenderanno ad essere sistematicamente o troppo alte o troppo basse rispetto al valore vero, risultando in una scarsa accuratezza. L'identificazione e la correzione dell'errore sistematico migliora l'accuratezza, tuttavia ciò non garantisce che ogni misura coincida esattamente con il valore vero: la componente stocastica continua ad essere presente.

L'accuratezza di un campione di dati, ottenuto misurando la stessa quantità ripetutamente, viene rappresentata dalla differenza tra la media delle misure ed il valore vero (bias = cost.) sommata alla componente stocastica. Se la media è vicina al valore vero, il campione è detto accurato. La stessa successione di dati, viene considerata precisa invece se la sua deviazione standard è piccola.

3.2.3 Regola Empirica

La "68-95-99,7 Rule", nota anche come regola dei tre sigma o regola empirica, è un principio statistico utile per comprendere una distribuzione probabilistica di dati. Secondo questa regola, il 68,27%, il 95,45% ed il 99,73% dei valori si trovano rispettivamente all'interno di una, due o tre deviazioni standard dalla media. Nella notazione matematica, se X è un'osservazione di una variabile casuale con distribuzione normale, μ la media della distribuzione e σ la sua deviazione standard, allora

$$\begin{cases} \Pr(\mu - 1\sigma \leq X \leq \mu + 1\sigma) \approx 0,6827 \\ \Pr(\mu - 2\sigma \leq X \leq \mu + 2\sigma) \approx 0,9545 \\ \Pr(\mu - 3\sigma \leq X \leq \mu + 3\sigma) \approx 0,9973 \end{cases} \quad (3.5)$$

La distribuzione normale dei dati ha una forma a campana simmetrica, con la maggior parte dei valori che si raggruppano attorno alla media. La forma è completamente determinata dalla media (μ) e dalla deviazione standard (σ). La media determina il centro della curva, mentre la deviazione standard ne definisce la larghezza. L'area sotto la curva rappresenta la probabilità totale ed è sempre pari a 1. La seguente immagine illustra le probabilità teoriche arrotondate.

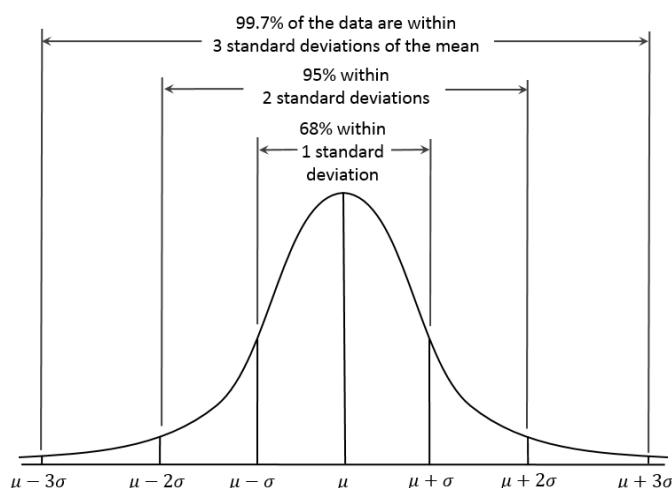


Figura 3.3: Rappresentazione visiva della 68-95-99,7 Rule.

3.3 Sensori Inerziali MEMS: parametri standard di prestazione e modellazione degli errori

Diversi sono i motivi per cui varie imprese, enti o gruppi di colossi aziendali hanno richiesto incessantemente la stesura di un documento universalmente valido che definisca una lista di parametri standard relativi alle performance dei dispositivi di sensoristica. Senza standardizzazione, le specifiche dei prodotti sarebbero difficili da confrontare direttamente, rendendo complicato per gli acquirenti valutare quale sensore si adatti meglio alle loro esigenze. Inoltre, l'adozione di standard riconosciuti può ridurre i costi di produzione e di testing per i produttori. Con parametri di performance chiaramente definiti infatti, i produttori possono ottimizzare i loro processi produttivi per soddisfare le specifiche, riducendo così il tempo e le risorse spesi in test e calibrazioni. Infine, avere standard chiari e riconosciuti a livello internazionale può semplificare anche le procedure di certificazione, garantendo che i sensori siano sicuri per l'uso previsto.

Nel 2017, una pubblicazione dell'IEEE SA (Institute of Electrical and Electronics Engineers Standards Association) attira particolarmente l'attenzione delle imprese. Il documento, intitolato "IEEE Std 2700™-2017" [62], fornisce un quadro comune per la terminologia, le unità, le condizioni e i limiti delle specifiche delle prestazioni dei sensori. I standard introdotti sono validi esclusivamente per dispositivi con interfacce digitali I/O e le categorie discusse includono accelerometri, magnetometri, giroscopi, barometri, termometri, igrometri, sensori di luce e di prossimità. In seguito verranno definiti e analizzati i parametri prestazionali a cui più comunemente si fa riferimento nei datasheet rilasciati dai vari produttori; rimanendo ovviamente nel contesto degli accelerometri e dei giroscopi. Il testo citato servirà da linea guida, tuttavia i concetti saranno ampliati e approfonditi al di fuori della sua portata.

3.3.1 Accelerometri

Un accelerometro è un sensore che misura il rateo di velocità lineare (accelerazione). Le unità di misura standard sono il metro su secondo quadrato (m/s^2) oppure il g . I principali fattori prestazionali che lo caratterizzano sono:

- Full Scale Range
- Resolution
- Bandwidth
- Bias
- Bias Temperature Coefficient
- RMS Noise
- NSD/NPSD
- Scale Factor
- Scale Factor Temperature Coefficient
- Cross-Axis Sensitivity

Full Scale Range/Measurement Range/ Dynamic Range ($\pm g$)

Il range di misura di un accelerometro è definito come l'intervallo massimo di accelerazione che il dispositivo è in grado di misurare e rappresentare accuratamente come uscita. Al di fuori di tale intervallo le misurazioni possono diventare non-lineari ed il dispositivo può subire danni permanenti. Il range può variare notevolmente tra diversi accelerometri. Alcuni dispositivi sono progettati per misurare variazioni di accelerazione nell'ordine del micro- g , altri possono rilevare accelerazioni molto maggiori, fino a migliaia di g . Per fare un breve esempio, l'uscita di un accelerometro $\pm 2g$ è lineare nel range di interesse. Se viene accelerato oltre, l'output potrebbe saturarsi, ma non è detto che il sensore venga necessariamente sottoposto a danni irreversibili. Il punto di rottura è specificato in realtà da un secondo parametro indicato come "Absolute Maximum Acceleration".

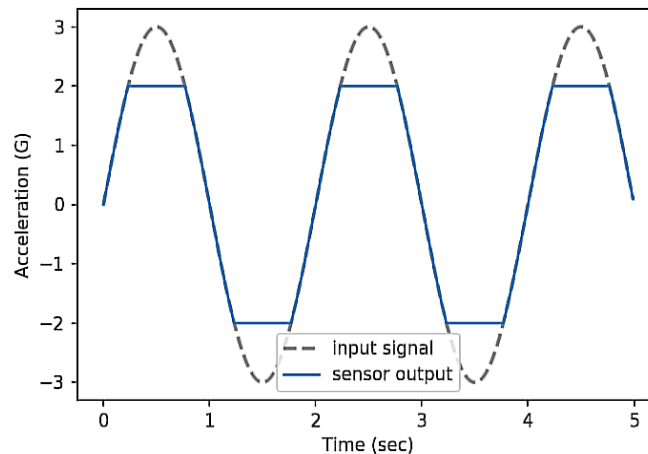


Figura 3.4: Saturazione dell'output di un accelerometro mems con $FSR = \pm 2g$.

Resolution/Digital Bit Depth/ 2^n LSB-Least Significant Bit (mg or LSB)

In un accelerometro digitale la profondità di bit indica la quantità di bit utilizzati dal suo convertitore analogico-digitale (ADC) per rappresentare i dati di accelerazione e ne descrive, quindi, la risoluzione. Più alto è il numero di bit, maggiore è la risoluzione. Ad esempio, un ADC a 16 bit può differenziare tra $2^{16} = 65.536$ livelli discreti di accelerazione. Supponendo di avere un range dinamico di $\pm 100g$, il dispositivo in questione mostrerà una risoluzione pari a $0,00305g$ ($200g/65536$), la quale indica il più piccolo valore di accelerazione rilevabile. Una risoluzione molto alta può comportare tuttavia maggiori esigenze in termini di capacità di elaborazione e di memoria per archiviare i dati, inoltre, un alto numero di bit può non essere sempre utile se il segnale è particolarmente rumoroso. Il rumore infatti, impone un limite inferiore alla risoluzione dell'accelerometro. In particolare, se il rumore è relativamente alto, piccole variazioni di accelerazione potrebbero essere perse o mascherate, viceversa, un basso livello di rumore permette una risoluzione più elevata.

Bandwidth/Filter – 3dB cutoff (Hz)

Applicando la trasformata di Laplace al modello dinamico di un generico accelerometro mems si ottiene una funzione di trasferimento del tipo

$$H(s) = -\frac{1}{s^2 + \frac{b}{m}s + \frac{k}{m}} \quad (3.6)$$

con m la massa della massa di prova, k la costante elastica del sistema massa-molla-smorzatore associato e b il coefficiente di smorzamento. Una forma semplificata dell'equazione (3.6) è la seguente

$$H(s) = -\frac{1}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2} \quad (3.7)$$

dove ω_n e Q denotano rispettivamente la pulsazione naturale ed il fattore di merito (Q factor) del sistema, definiti come

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{m\omega_n}{b} \quad (3.9)$$

L'ampiezza della funzione di trasferimento è data dall'espressione

$$|H(\omega)| = \sqrt{\frac{1}{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + \left(\frac{\omega_n\omega}{Q}\right)^2}} \quad (3.10)$$

per cui, ad esempio, dati quattro valori diversi di Q (0.5, 1, 1.5, 5), se $\omega_n = 2\pi f_n$ con $f_n = 500\text{Hz}$, si ottengono rispettivamente le quattro curve in figura:

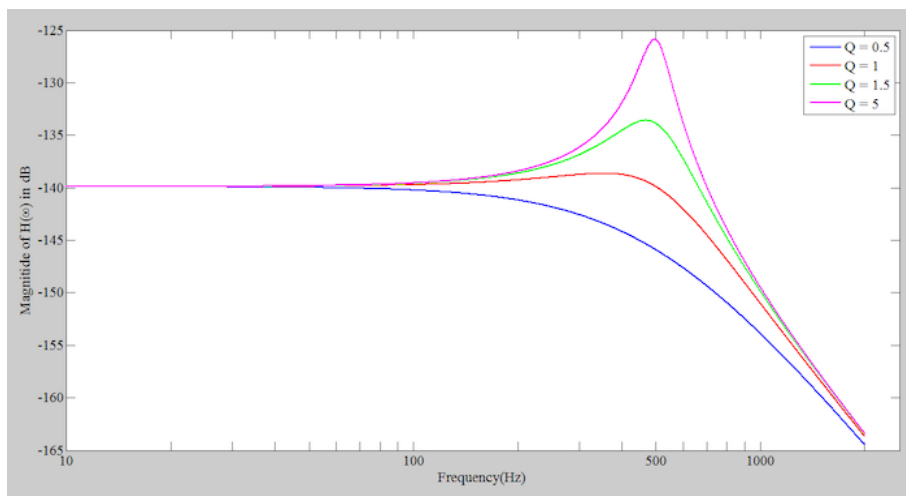


Figura 3.5: Esempio di risposta in frequenza di un sistema massa-molla-smorzatore.

I sistemi massa-molla-smorzatore associati ad un tipico accelerometro mems mostrano una risposta simile alla curva color magenta, contraddistinta da un picco di guadagno distribuito attorno alla frequenza di risonanza seguito da una forte attenuazione. Alle basse frequenze tuttavia, l'ampiezza della funzione di trasferimento si mantiene quasi costante e pari circa a

$$|H(f = 0)| = \frac{1}{\omega_n} \quad (3.11)$$

Un andamento costante su un intervallo il più possibilmente ampio di frequenze è ciò che si desidera. Una risposta piatta (o quasi) indica infatti che l'accelerometro risponde in modo uniforme a varie frequenze di input, senza amplificare o attenuare eccessivamente alcune frequenze rispetto ad altre.

La larghezza di banda di un accelerometro viene definita come il range di frequenze all'interno del quale l'ampiezza della risposta si mantiene entro un certo intervallo di deviazione ($\pm 3db$) dal valore $|H(f = 0)|$. Il grafico in fig. (3.6) illustra meglio il concetto.

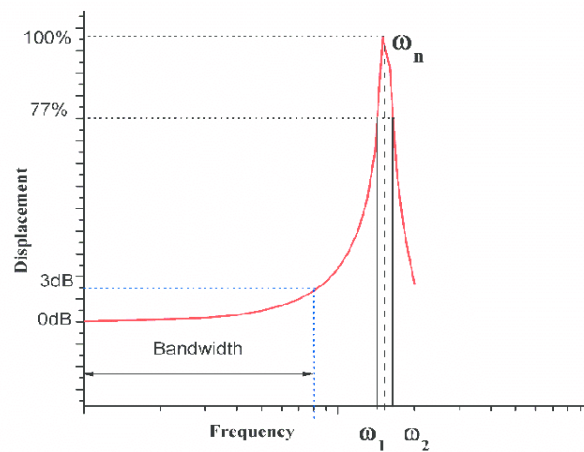


Figura 3.6: Larghezza di Banda di un generico accelerometro.

Bias/Zero-g Offset/Zero-g Output (*mg or mV or LSB*)

Il termine Zero-g Offset descrive l'output medio del sensore quando quest'ultimo non viene soggetto a nessuna accelerazione esterna. Un sensore ideale dovrebbe fornire una lettura a media nulla in queste condizioni, ma nella pratica, a causa di imperfezioni non eliminabili, si registra un valore leggermente diverso da zero chiamato appunto offset o bias. In un accelerometro mems il bias può essere causato da diversi fattori, in gran parte legati alle peculiarità della tecnologia mems e ai processi di fabbricazione: imperfezioni strutturali; non omogeneità dei materiali; esposizione del dispositivo a sollecitazioni meccaniche durante l'installazione su PCB; ecc.

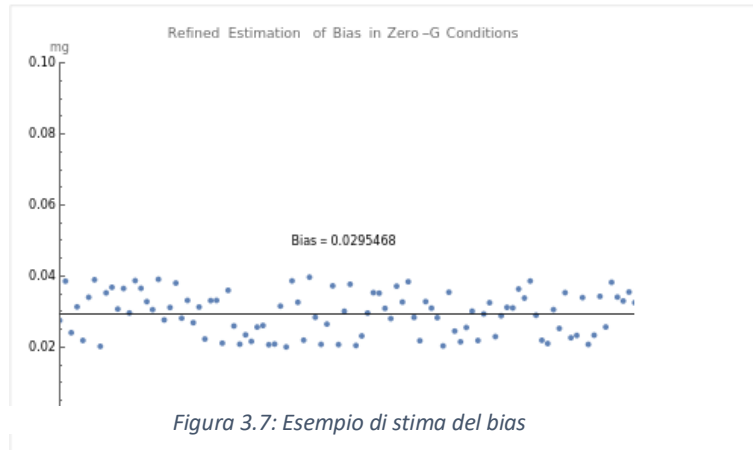
Le condizioni ambientali e operative in cui viene svolta l'operazione di stima del bias ne influenzano la sua misura. L'IEEE SA richiede che l'operazione venga eseguita nelle seguenti condizioni: temperatura ambiente ($25^{\circ}C$); tensione operativa; dopo assemblaggio su PCB; dopo tutti i test di certificazione qualitativa; assenza di vibrazioni esterne.

Nell'operazione di stima del bias i produttori devono prendere in considerazione un ampio campione di misure di accelerazione. In condizioni di Zero-g i valori che si ottengono sono distribuiti attorno ad un valore medio a_m diverso

dallo zero. Il bias, per semplicità ridotto ad una costante, viene calcolato come differenza tra la media delle misure effettuate ed il valore vero, in questo caso nullo

$$b = a_m - 0 = a_m \quad (3.12)$$

Un approccio simile (fig. (3.7)) permette di isolare l'errore sistematico (bias) dalla componente stocastica (rumore).



Tuttavia, esprimere il bias come una costante è conveniente solo per brevi intervalli di tempo o, analogamente, per piccoli set di misurazioni di accelerazione. Ciò permette di separare efficacemente il rumore ma soprattutto approssima bene il vero andamento del bias, il quale non è affatto costante bensì varia nel tempo a causa di fattori ambientali come temperatura, umidità, pressione o sollecitazioni meccaniche. Su scale temporali più ampie questa approssimazione non è ben vista, anzi, nell'analisi delle prestazioni è una pratica comune mettere in evidenza la variabilità del bias in funzione del tempo. Per farlo è necessario suddividere il set di dati in molti gruppi più piccoli, calcolare media e bias (costante) per ciascun gruppo ed infine tracciarne l'andamento. Accelerometri ad alto rateo di campionamento (Output Data Rate-ODR) possono raccogliere migliaia di misurazioni diverse al secondo, permettendo la suddivisione dei dati in gruppi molto ristretti (dell'ordine del secondo o meno). Più fitti sono i valori di bias calcolati e più preciso sarà il grafico che ne risulta. La seguente figura mostra l'andamento del bias di un accelerometro mems triassiale: ciascun asse di input è caratterizzato da una variabilità intrinseca.

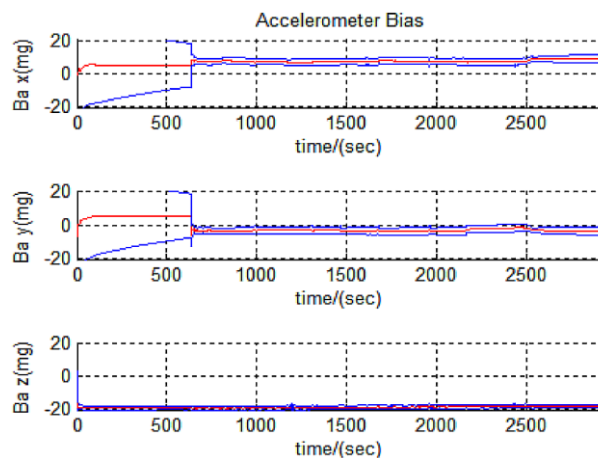


Figura 3.8: Variabilità del bias in funzione del tempo (rosso) ed i rispettivi limiti 3 sigma (blu).

I limiti $\pm 3\sigma$ indicati rappresentano l'intervallo statistico entro il quale si aspetta di trovare la maggior parte (circa il 99,7%) dei valori di bias calcolati, assumendo una distribuzione gaussiana dei dati. Il valore "tipico" del bias (imposto come media dei valori dall'IEEE SA), assieme agli intervalli definiti dai limiti 3 sigma, fornisce una stima complessiva della stabilità e della prevedibilità del bias nel tempo. In particolare, per rappresentare la stabilità del bias a lungo termine, alcuni produttori fanno affidamento su un parametro noto come "Bias Stability", equivalente alla deviazione standard della sequenza di valori di bias calcolati. Una bassa deviazione standard implica una buona stabilità e viceversa. Tuttavia, Bias e Bias Stability vengono definiti a temperatura costante; diventa perciò necessario introdurre un'ulteriore parametro che tenga conto, isolatamente, della variabilità dell'offset in funzione della sola temperatura.

Zero-g Offset temperature coefficient/Bias temperature coefficient ($mg/^\circ C$)

Parametro che descrive la variazione del bias in funzione della sola temperatura, prendendo come riferimento il valore di bias a temperatura ambiente ($25^\circ C$). Questa specifica fornisce una misura critica nelle applicazioni dove gli accelerometri devono mantenere un'elevata accuratezza anche in presenza di forti fluttuazioni termiche. I produttori sono tenuti a indicare se l'andamento dominante sia lineare o non-lineare e se vi sono discontinuità o picchi nella risposta. I plot Zero-g Offset Vs Temperatura ($-40^\circ C$ fino a $85^\circ C$) sono consigliati.

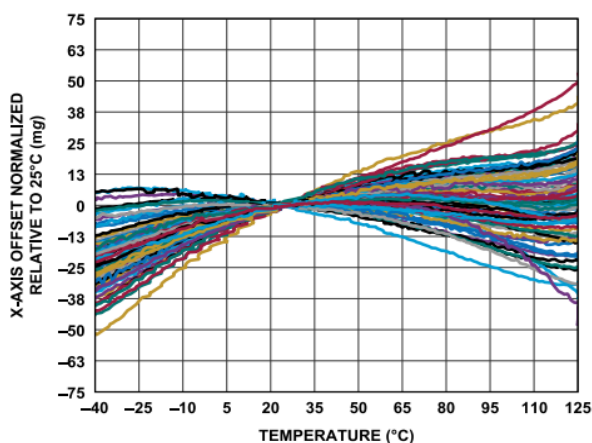


Figura 3.9: Plot Zero-g Offset vs Temperatura (ADXL358).

Noise/Precision ($mg(rms)$)

L'IEEE SA definisce il rumore come la più piccola variazione misurabile dell'accelerazione, espressa come rms e calcolata come deviazione standard di almeno 10.000 punti campione sotto isolamento dalle vibrazioni. La definizione è specificata per ciascun asse di rilevazione, per ogni combinazione selezionabile di DDR e filtro, e per ogni FSR. Le misurazioni devono essere effettuate a temperatura ambiente e alla tensione di esercizio del sensore.

Nelle condizioni considerate, la deviazione standard dei punti campione offre una buona misura della precisione di un accelerometro, poiché indica direttamente quanto il segnale in questione può fluttuare a causa del rumore interno del dispositivo. Tuttavia, ciascuna misura di accelerazione effettuata comprende anche un insieme di errori deterministici

oltre alla componente stocastica e, volendo evidenziare meglio quest'ultima (su un ampio set di misurazioni), si usa esprimerla in termini di rms piuttosto che come deviazione standard (nonostante nel caso in questione presentino lo stesso valore assoluto). In condizioni Zero-g, tale accorgimento permette di graficare il rumore attorno allo zero, escludendo gli altri errori.

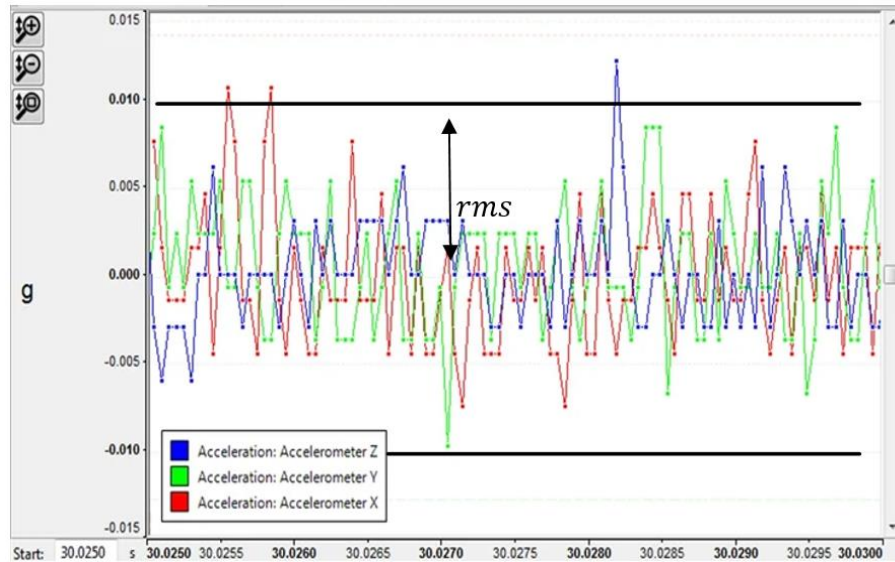


Figura 3.10: Rumore (10 mg (rms)) in un generico accelerometro triassiale.

Purtroppo, per quanto sia un dato indispensabile, il valore rms fornisce solamente una stima generale del rumore totale, in quanto non coglie alcuni aspetti che possono rivelarsi essenziali per certe applicazioni. Una caratterizzazione più rigorosa può essere ottenuta a partire da un'analisi del segnale rumoroso nel dominio delle frequenze e tecniche a varianza di Root Allan. Tali metodi consentono di distinguere le singole componenti di cui il rumore totale è composto. Ad ogni modo, per una rapida stima della precisione di un accelerometro, la sola conoscenza del rumore rms è più che sufficiente. Per esempio, è facilmente intuibile che un accelerometro ad alto rumore rms non è decisamente adatto per applicazioni che richiedono alta precisione, indipendentemente da come il rumore si distribuisce nello spettro delle frequenze o indipendentemente dai valori che assumono i parametri di Allan.

Noise Spectral Density/Noise Density (mg/\sqrt{Hz})

Il Noise Spectral Density (NSD) è un parametro legato all'ampiezza del segnale rumoroso per unità di larghezza di banda, a una data frequenza. In pratica, indica quanto rumore è presente nel segnale di un accelerometro in una specifica banda unitaria. L'NSD viene ricavato come radice quadrata della densità spettrale di potenza del rumore (Noise Power Spectral Density o NPSD), un parametro simile, che dà invece un'idea del contenuto rumoroso in termini di potenza.

Si supponga di rappresentare il segnale rumoroso con una sequenza discreta di valori x_k , dove $k = 0, 1, 2, \dots, N$ rappresenta l'istante k-esimo di campionamento. La NPSD viene calcolata a partire dalla Trasformata di Fourier a

tempo discreto (DTFT) di tale segnale, applicando gli algoritmi FFT (Fast Fourier Transformation). In particolare, se $X_d(f)$ è la DTFT di x_k , definita come

$$X_d(f) = \sum_{k=0}^N x_k e^{-i2\pi f k T} \quad (3.13)$$

dove i è l'unità immaginaria, f è la frequenza unitaria di interesse e T il periodo di campionamento (pari a $1/ODR$), allora la NPSD può essere calcolata tramite l'espressione

$$NPSD(f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{T^2}{\Delta t} |X_d(f)|^2 \quad (3.14)$$

con Δt l'intervallo totale di osservazione ($\Delta t = NT$).

I grafici spettrali NSD ed NPSD sono strumenti analitici fondamentali in quanto, forniscono informazioni dettagliate sulla distribuzione del rumore all'interno del dispositivo. Questi grafici permettono di capire in quali bande di frequenza l'accelerometro è più preciso e per quali frequenze potrebbe invece essere necessario un filtraggio o altre misure di mitigazione del rumore. Di conseguenza, dato che diverse applicazioni richiedono diversi livelli di precisione, la scelta dell'accelerometro più adatto per un particolare compito, viene facilitata. Tuttavia i parametri NSD ed NPSD vengono spesso calcolati solo per alcuni valori di g rappresentativi oppure, esclusivamente in condizioni Zero-g. Questa limitazione è un problema ogni qualvolta che il dispositivo opera a valori di accelerazione maggiori, in quanto, in tal caso, i grafici non tengono conto delle vibrazioni meccaniche aggiuntive interne al sensore [63]. Il risultato: ad alti g , i plot discussi sottostimano le ampiezze e le potenze del rumore.

Le singole componenti costituenti il rumore totale del sensore mostrano caratteristiche diverse nei diagrammi logaritmici NSD/NPSD; ciò ne consente l'identificazione. Le differenze sono meglio apprezzabili nella seguente figura:

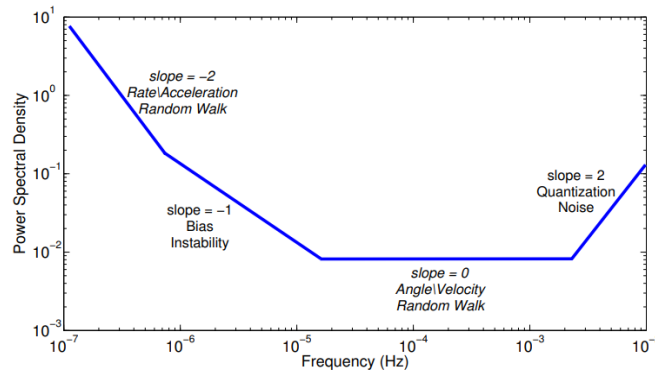


Figura 3.11: PSD teorico in forma single-sided di un generico accelerometro mems (grafico log-log) [64].

Come si può notare ogni componente è contrassegnata da una porzione di curva a pendenza diversa e da una differente banda di interesse. Viene fornita di seguito una descrizione di ciascun rumore elementare :

Acceleration Random Walk (ARW): in matematica, una passeggiata aleatoria (random walk) è la formalizzazione dell'idea di prendere passi successivi in direzioni casuali (processo stocastico Markoviano). Il segnale d'uscita di un accelerometro mems mostra variazioni casuali nel tempo, simili ad una passeggiata aleatoria (nota anche come

rumore browniano o rumore marrone). Queste variazioni sono dovute in parte al moto di agitazione termica delle molecole del gas che circonda la massa di prova [65]. La seguente espressione ne descrive l'entità

$$B_N = \frac{\sqrt{4k_B T b}}{m} \quad (3.15)$$

dove k_B , T , b , ed m rappresentano la costante di Boltzmann ($1,38 \times 10^{-23} J/K$), la temperatura assoluta, il coefficiente di smorzamento viscoso, e la massa delle parti mobili di un accelerometro. L'equazione (3.15) mostra chiaramente la dipendenza del rumore browniano dalle dimensioni e dalla densità della massa di prova. In fig. (3.12) vengono riportati i modelli analitici di B_N per masse di prova realizzate con materiali diversi: una massa di prova in oro, un materiale ad alta densità, è distinta dal più basso rumore browniano in confronto ad altri materiali. In conclusione, l'impiego di materiali ad alta densità rappresenta una soluzione promettente per ridurre il rumore browniano in un accelerometro mems.

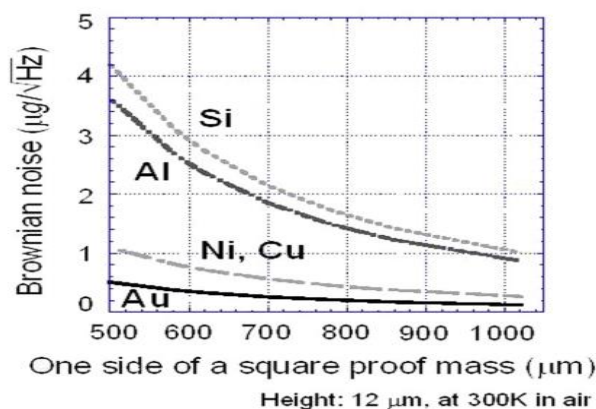


Figura 3.12: Rumore Browniano per diversi materiali (a parità di dimensioni della massa di prova e nelle stesse condizioni termiche).

La PSD del BN è inversamente proporzionale a f^2 , il che suggerisce una maggiore potenza alle basse frequenze. La retta che lo caratterizza nello spettro delle frequenze ha pendenza -2 , indicando una diminuzione di potenza pari a $20dB$ per decade.

Bias Instability (BI): questo errore è intrinseco dell'elettronica a semiconduttore associata al dispositivo [66], in particolare è causato da un insieme di fenomeni di intrappolamento e rilascio dei portatori di carica. Il BI viene indicato anche con il nome di "Flicker Noise" (o rumore rosa) ed è caratterizzato da una densità spettrale di potenza proporzionale a $1/f$ con pendenza -1 . È un rumore presente in tutte le componenti elettroniche e, a causa della sua natura a bassa frequenza, si manifesta come fluttuazione del bias nei dati, da qui il suo nome.

Velocity Random Walk (VRW): il rumore VRW viene descritto da un processo aleatorio di Wiener. Esso rappresenta la componente del rumore bianco additivo, che si manifesta nella deviazione della velocità lineare dal valore vero [66]. Questa componente di rumore influisce sul processo di integrazione dell'accelerazione, di conseguenza, la deviazione standard della tensione di rumore tende ad aumentare con il tempo

$$\sigma_v(t) = \sigma_w \cdot \sqrt{T_0 \cdot t} \quad (3.16)$$

dove $\sigma_v(t)$ è la deviazione standard della passeggiata aleatoria di velocità, T_0 il periodo di campionamento, t il tempo trascorso dall'istante iniziale e σ_w la deviazione standard del rumore bianco interno all'accelerometro. Questo tipo di rumore è descritto da uno spettro di rumore bianco (pendenza nulla nel diagramma spettrale di potenza) caratterizzato da un breve periodo di correlazione. La maggior parte delle fonti di questo tipo di rumore sono eliminabili mediante modellazione matematica o attraverso la realizzazione di filtri.

Quantization Noise (QN): variazione casuale nel segnale d'uscita digitalizzato dovuta al campionamento e alla quantizzazione di un segnale continuo. Un convertitore analogico-digitale (ADC) può essere modellato tramite due processi: campionamento e quantizzazione. Il campionamento converte un segnale continuo di tensione in un segnale discreto, o una sequenza di numeri reali. La quantizzazione sostituisce ogni numero reale con dei valori approssimati appartenenti ad un insieme finito di valori. La quantizzazione di una sequenza di numeri genera una sequenza di errori di quantizzazione che viene spesso modellata come un segnale casuale che, a causa del suo comportamento stocastico, viene chiamato rumore di quantizzazione. In conclusione, questo errore è associato ad una perdita di informazioni dovuta alla conversione del segnale analogico in un segnale digitale. Nel diagramma spettrale di potenza viene rappresentato da una retta a pendenza positiva (+2) caratteristica delle alte frequenze.

Sensitivity/Gain/Scale Factor (g/LSB or LSB/g or mV/g)

Nel contesto degli accelerometri digitali, l'IEEE SA definisce il fattore di scala come la variazione dell'accelerazione di input corrispondente ad un cambiamento dell'uscita pari ad 1 LSB , con unità di misura il g/LSB . La definizione viene specificata per ogni asse di rilevamento ed in condizioni di temperatura ambiente e tensione operativa. Idealmente dunque, moltiplicando la lettura di output dello strumento (il numero di LSB) per lo scale factor (SF), si dovrebbe ottenere l'accelerazione a cui il dispositivo è sottoposto. Tuttavia, questa relazione presuppone che il sensore sia perfettamente calibrato e che non vi siano quindi fonti di errore.

Molti produttori tendono a definire il fattore di scala in maniera leggermente diversa, o meglio, come il rapporto tra l'uscita elettrica del sensore e l'ingresso meccanico. Nel caso degli accelerometri analogici l'unità di misura comunemente adottata è il mV/g . A parità di condizioni ambientali e operative, misurando l'output per ogni possibile valore di input compreso nel range di interesse, si ricava un grafico simile alla curva verde rappresentata in fig. (3.13).

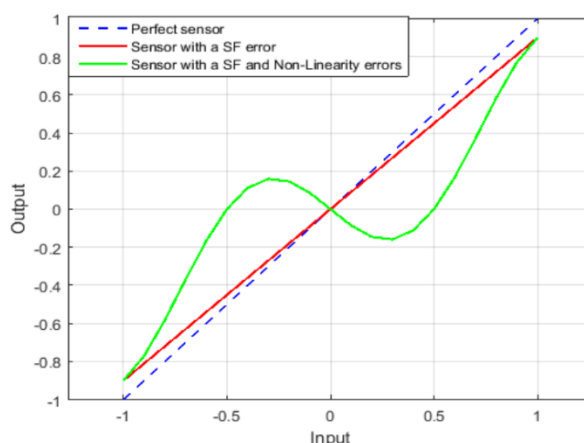


Figura 3.13: Scale Factor Errors.

Come si può osservare, rispetto al caso ideale, lo scale factor di un accelerometro reale è affetto sia da errori che si riflettono sulla pendenza della retta nominale, sia da errori di non-linearità. La natura di questi errori può essere attribuita a varie cause, tra cui le proprietà intrinseche dei metodi di trasduzione adottati, le variazioni non eliminabili nella tensione di alimentazione, la presenza di filtri e amplificatori, ecc. L'entità dell'errore viene generalmente espressa in termini di percentuale o alternativamente, in parti per milione (*ppm*). Infine, analogamente al bias, gli errori del fattore di scala possono essere stimati mediante test di calibrazione in laboratorio. I parametri di errore stimati costituiscono l'input degli algoritmi di compensazione.

Sensitivity temperature coefficient/Sensitivity Vs Temp. (%/°C or ppm/°C)

Il coefficiente di sensibilità termica indica la variazione percentuale (o in parti per milione) della sensibilità del sensore per ogni grado di cambiamento della temperatura, rispetto al valore di sensibilità calcolato ad una temperatura di riferimento (tipicamente $T_{rif} = 25^{\circ}C$). L'IEEE Std 2700™-2017 raccomanda i plot sensibilità vs. temperatura per ogni asse dell'accelerometro, assieme ad una descrizione dettagliata del comportamento dominante.

Per gli accelerometri che mostrano un'elevata sensibilità termica (come quelli piezoelettrici o piezoresistivi), può essere necessario adottare dei sistemi di calibrazione interni a scopo di compensare gli effetti della temperatura. Senza una compensazione adeguata, gli errori possono essere significativi, soprattutto in ambienti operativi caratterizzati da ampie escursioni termiche. Il grafico sottostante riporta l'andamento della sensibilità di un accelerometro ADXL358 in funzione della temperatura

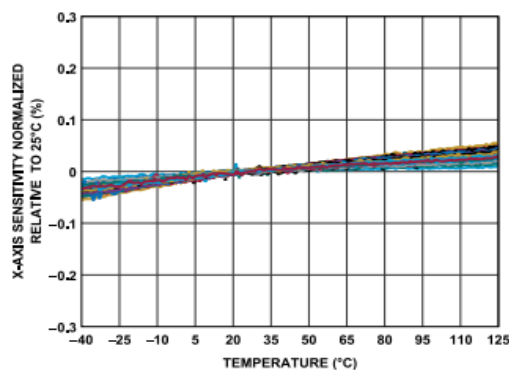


Figura 3.14: Sensitivity Normalized Relative to 25°C vs. Temperature, X-Axis.

Cross-Axis Sensitivity/Cross-Axis Coupling Error/Skew (%)

In un accelerometro mems triassiale (tre accelerometri monoassiali realizzati sullo stesso die di silicio), a causa di imperfezioni nella fabbricazione, gli assi di misurazione (x, y, z) non sono perfettamente perpendicolari tra loro. La discrepanza angolare tra gli assi reali del dispositivo e i suoi assi teorici viene definita tramite un errore di non-ortogonalità [67]. Un errore simile, detto di disallineamento (misalignment), si genera anche durante la fase di assemblaggio: il wafer di silicio su cui è stata realizzata la terna viene posizionato all'interno del package con gli assi non perfettamente coincidenti agli assi di quest'ultimo. Inoltre, dato che il package stesso non può essere allineato con esattezza al corpo su cui si vuole installare l'accelerometro, un secondo errore di disallineamento ne consegue.

Tuttavia, poiché l'installazione delle IMU non è compito dei produttori, il disallineamento del package non viene preso in considerazione nella modellazione degli errori.

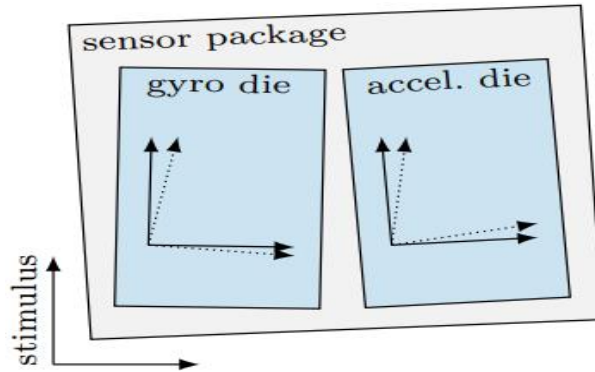


Figura 3.15: Visualizzazione 2D degli errori di disallineamento del die e del package, così come dell'errore di non-ortogonalità (le frecce tratteggiate).

In presenza di questi errori, un'accelerazione applicata puramente su un asse di input viene scomposta, in parte, anche sugli altri assi. Ne consegue un effetto diretto sulla sensibilità di ciascun accelerometro costituente la terna, in gergo noto come cross-axis coupling error o sensibilità incrociata. Nel modello lineare degli errori di un generico accelerometro mems triassiale, tutti gli errori di sensibilità di cui si è discusso fin qui compaiono raggruppati in un'unica matrice dei coefficienti detta "Cross-Axis Sensitivity Matrix", di seguito indicata come

$$S_{cas} = S_{ij} = \begin{bmatrix} S_{xx} & S_{xy} & S_{xz} \\ S_{yx} & S_{yy} & S_{yz} \\ S_{zx} & S_{zy} & S_{zz} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

dove il pedice i rappresenta l'asse di misurazione mentre j indica la direzione incrociata. S_{cas} è ottenuta dunque come prodotto matriciale di tre matrici

$$S_{cas} = S_{scf} \cdot S_{non} \cdot S_{mis} \quad (3.18)$$

con S_{scf} , S_{non} , S_{mis} le matrici associate rispettivamente al fattore di scala, alla non-ortogonalità e al misalignment. In particolare

$$S_{scf} = \begin{bmatrix} S_{scf,x} & 0 & 0 \\ 0 & S_{scf,y} & 0 \\ 0 & 0 & S_{scf,z} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$S_{non} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ S_{non,yx} & 1 & 0 \\ S_{non,zx} & S_{non,zy} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

$$S_{mis} = \begin{bmatrix} c_{\beta}c_{\gamma} & -c_{\alpha}s_{\gamma} + s_{\alpha}s_{\beta}c_{\gamma} & s_{\alpha}s_{\gamma} + c_{\alpha}s_{\beta}c_{\gamma} \\ c_{\beta}s_{\gamma} & c_{\alpha}c_{\gamma} + s_{\alpha}s_{\beta}s_{\gamma} & -s_{\alpha}c_{\gamma} + c_{\alpha}s_{\beta}s_{\gamma} \\ -s_{\beta} & s_{\alpha}c_{\beta} & c_{\alpha}c_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

I termini c_{α} , s_{α} , ... che compaiono nella matrice di disallineamento rappresentano rispettivamente le funzioni $\cos(\alpha)$ e $\sin(\alpha)$, ecc. Gli angoli α , β , γ sono gli angoli tra il sistema di riferimento del package ed il sistema di

referimento del die. Se si suppone che questi angoli siano piccoli ($\cos(\alpha) \approx 1, \sin(\alpha) \approx \alpha$), così come gli errori di non-ortogonalità e, se si ipotizza che i fattori di scala siano molto vicini a 1, S_{cas} può essere approssimata come segue

$$S_{cas} = \begin{bmatrix} S_{scf,x} & -\gamma & \beta \\ S_{non,yx} + \gamma & S_{scf,y} & -\alpha \\ S_{non,zy} - \beta & S_{non,zy} + \alpha & S_{scf,z} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Infine, raggruppando gli errori di non-ortogonalità e di disallineamento sotto la denominazione di "fattori di accoppiamento incrociato" ($M_{xy}, M_{xz}, M_{yx}, M_{yz}, M_{zx}, M_{zy}$) ed esplicitando le componenti sulla diagonale, si ottiene una versione più nota [68] della Cross-Axis Sensitivity Matrix

$$S_{cas} = \begin{bmatrix} 1 + S_x + \delta S_x & M_{xy} & M_{xz} \\ M_{yx} & 1 + S_y + \delta S_y & M_{yz} \\ M_{zx} & M_{zy} & 1 + S_z + \delta S_z \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

dove, al fine di includere gli effetti di non-linearità, gli errori di fattore di scala (S_x, S_y, S_z) vengono tipicamente espressi in forma polinomiale. I termini $\delta S_x, \delta S_y, \delta S_z$ rappresentano l'instabilità del fattore di scala a lungo termine. Ad ogni modo, dato che i valori misurati durante i test sono quasi sempre piccoli, quest'ultimi vengo spesso trascurati.

3.3.2 Girascopi

Un giroscopio è un dispositivo che misura la velocità di rotazione (rateo angolare). Le unità di misura standard sono il grado su secondo ($^\circ/s - dps$) oppure il radiante su secondo ($rad/s - rps$). A eccezione del "Linear Acceleration Sensitivity", i principali fattori prestazionali che verranno elencati in seguito sono del tutto analoghi ai parametri esaminati nel sottocapitolo (3.3.1), ovvero:

- Full Scale Range
- Resolution
- Bandwidth
- Bias
- Bias Temperature Coefficient
- RMS Noise
- NSD/NPSD
- Scale Factor
- Scale Factor Temperature Coefficient
- Cross-Axis Sensitivity
- Linear Acceleration Sensitivity

Full Scale Range/Measurement Range/ Dynamic Range (\pm°/s)

Nel contesto dei giroscopi mems, il Full Scale Range indica l'intervallo massimo di velocità angolare che il dispositivo è in grado di misurare con accuratezza, senza saturare. Al di fuori di questo intervallo gli effetti di non-linearità dello scale factor sono molto accentuati, perciò eventuali misurazioni risulterebbero eccessivamente errate. A seconda delle applicazioni, valori tipici di FSR possono essere compresi tra circa $\pm 100^\circ/s$ e $\pm 6.000^\circ/s$.

Resolution/Digital Bit Depth/ 2^n LSB-Least Significant Bit (LSB)

La risoluzione di un giroscopio digitale fa riferimento alla quantità di bit utilizzati dal suo convertitore analogico-digitale per rappresentare i dati di velocità angolare. A parità di FSR, più alto è il numero di bit del convertitore, maggiore è la risoluzione.

Bandwidth/Filter – 3dB cutoff (Hz)

Analogamente a quanto visto per gli accelerometri, la larghezza di banda di un giroscopio mems viene definita come quel intervallo di frequenze in cui l'ampiezza della funzione di trasferimento si mantiene entro 3dB dal valore $|H(f = 0)|$.

Bias/Zero-g Offset/Zero-g Output ($^\circ/s$ or $^\circ/hr$)

Output medio del giroscopio misurato su un periodo specificato (di breve durata) ed in condizioni operative e ambientali standardizzate, in assenza di rotazioni in ingresso.

Zero-rate bias temperature coefficient/Bias temperature drift ($dps/^\circ C$)

Parametro che descrive la variazione del bias in funzione della sola temperatura, prendendo come riferimento il valore di bias a temperatura ambiente ($25^\circ C$). I produttori sono tenuti a indicare se l'andamento dominante sia lineare o non-lineare e se vi sono discontinuità o picchi nella risposta. I plot Zero-g Offset Vs Temperatura ($-40^\circ C$ fino a $85^\circ C$) sono consigliati.

Noise/Precision ($dps(rms)$)

La più piccola variazione rilevabile nel rateo angolare, espressa come rms e calcolata come deviazione standard di almeno 10.000 punti campione sotto isolamento dalle vibrazioni ed in condizioni di rotazione nulla in input.

Noise Spectral Density/Noise Power Spectral Density (dps/\sqrt{Hz} or dph/\sqrt{Hz})

Il NPSD fornisce una rappresentazione dettagliata di come la potenza del rumore è distribuita nello spettro delle frequenze. Le componenti costituenti il rumore totale sono:

Rate Random Walk (RRW) : variazioni casuali nel segnale d'uscita del giroscopio, simili ad una passeggiata aleatoria. Il RRW è contraddistinto da un'alta potenza alle basse frequenze e si esprime generalmente in $^{\circ}/hr/\sqrt{Hz}$. La retta che ne descrive il comportamento ha pendenza -2 .

Bias Instability (BI) : variazione casuale nel bias calcolata su specifici intervalli di tempo di campionamento e su specifici intervalli di mediazione dei dati. Il BI è caratterizzato da una densità spettrale di potenza proporzionale a $1/f$ con pendenza pari a -1 .

Angle Random Walk (ARW) : l'accumulo dell'errore angolare nel tempo dovuto alla presenza di rumore bianco. L'ARW è descritto da una retta a pendenza nulla nel diagramma spettrale e viene tipicamente espresso in $^{\circ}/s/\sqrt{Hz}$.

Quantization Noise (QN) : variazione casuale nel segnale d'uscita digitalizzato dovuta al campionamento e alla quantizzazione di un segnale continuo.

Sensitivity/Gain/Scale Factor (dps/LSB or LSB/dps or mV/dps)

Variazione della velocità angolare di input corrispondente ad un cambiamento dell'uscita pari ad $1 LSB$. La definizione viene specificata per ogni asse di rilevamento ed in condizioni di temperatura ambiente e tensione operativa.

Sensitivity temperature coefficient/Sensitivity Vs Temp. ($\%/^{\circ}C$ or $ppm/^{\circ}C$)

Parametro che descrive l'errore di sensibilità al variare della temperatura. I fornitori sono tenuti a indicare il comportamento dominante come principalmente lineare/non-lineare o indicare la presenza di eventuali discontinuità o salti nella risposta termica. Ad esempio, se il comportamento dominante è non-lineare, potrebbe avere più senso specificare una deviazione massima anziché una pendenza. I plot sensibilità vs temperatura sono consigliati.

Cross-Axis Sensitivity/Cross-Axis Coupling Error/Skew (%)

Similmente a quanto visto per gli accelerometri, la sensibilità incrociata di una terna di giroscopi mems si riferisce al rapporto tra la velocità angolare misurata su un determinato asse e l'input introdotto lungo ciascun altro asse ortogonale all'asse di misurazione, espresso in percentuale. La matrice che ne risulta contiene informazioni sugli errori di fattore di scala, di non-ortogonalità tra gli assi di misurazione e sui errori di disallineamento tra wafer e package.

Linear Acceleration Sensitivity/g-dependent bias (dps/g)

Errore nella misurazione della velocità angolare lungo un certo asse di input dovuto all'eventuale presenza di un'accelerazione lineare diretta nella stessa direzione. Idealmente, un giroscopio dovrebbe rilevare esclusivamente la velocità angolare, tuttavia, a causa delle asimmetrie strutturali e delle imperfezioni nella fabbricazione, possono essere sensibili anche ad accelerazioni lineari. L'errore è di tipo deterministico ed è proporzionale all'intensità dell'accelerazione.

3.3.3 Modellazione degli errori

Accelerometri mems:

Il modello degli errori di una terna ortogonale di accelerometri mems [68], con assi di input diretti lungo x, y, z , viene espresso tramite la seguente equazione matriciale

$$\begin{bmatrix} \tilde{a}_x \\ \tilde{a}_y \\ \tilde{a}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + S_x + \delta S_x & M_{xy} & M_{xz} \\ M_{yx} & 1 + S_y + \delta S_y & M_{yz} \\ M_{zx} & M_{zy} & 1 + S_z + \delta S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_x + \delta B_x \\ B_y + \delta B_y \\ B_z + \delta B_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \\ n_z \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Considerando solamente l'asse x , i termini \tilde{a}_x, a_x indicano rispettivamente l'accelerazione misurata e l'accelerazione vera in tale direzione. Le componenti S_x, B_x , rappresentano, in ordine, l'errore del fattore di scala ed il bias, mentre $M_{xy}, M_{xz}, M_{yx}, M_{yz}, M_{zx}, M_{zy}$ sono i fattori di accoppiamento incrociato con gli altri assi. Per quanto riguarda gli errori non deterministici, δS_x e δB_x esprimono l'instabilità a lungo termine del fattore di scala e del bias; diversamente, n_x raccoglie le restanti componenti di rumore a breve intervallo di correlazione. Volendo mettere in evidenza solamente gli errori dell'accelerometro monoassiale avente asse di input coincidente con l'asse x , si ottiene un'unica equazione scalare del tipo

$$\tilde{a}_x = (1 + S_x + \delta S_x)a_x + B_x + \delta B_x + n_x \quad (3.25)$$

Giroscopi mems:

Sia data una IMU composta da una terna di giroscopi mems ed una terna di accelerometri, orientati rispettivamente in direzione x, y, z . La modellazione degli errori [68] avviene tramite un'espressione matriciale del tipo

$$\begin{bmatrix} \tilde{\omega}_x \\ \tilde{\omega}_y \\ \tilde{\omega}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + S_x + \delta S_x & M_{xy} & M_{xz} \\ M_{yx} & 1 + S_y + \delta S_y & M_{yz} \\ M_{zx} & M_{zy} & 1 + S_z + \delta S_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_x + \delta B_x \\ B_y + \delta B_y \\ B_z + \delta B_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_{gx} & 0 & 0 \\ 0 & B_{gy} & 0 \\ 0 & 0 & B_{gz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_x \\ n_y \\ n_z \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

dove $\tilde{\omega}_x$ è l'output del giroscopio (con asse di input diretto lungo x), ω_x è la velocità angolare vera e a_x è l'accelerazione lineare applicata. S_x, B_x e B_{gx} rappresentano rispettivamente l'errore di fattore di scala, il bias ed il g-dependent bias coefficient. I termini M_{ij} sono i fattori di accoppiamento incrociato mentre δS_x e δB_x esprimono l'instabilità a lungo termine del fattore di scala e del bias. Infine, n_x fa riferimento al rumore di alta frequenza che caratterizza il dispositivo. Il modello proposto, ridotto per singolo asse, assume la seguente forma

$$\tilde{\omega}_x = (1 + S_x + \delta S_x)\omega_x + B_x + \delta B_x + B_{gx}a_x + n_x \quad (3.27)$$

Capitolo 4

MEMS IMU: ESEMPI E CONFRONTO DELLE PERFORMANCE

4.1 Consumer Grade IMU (BMI323)

4.1.1 Generalità

La BMI323 è un'unità di misura inerziale altamente integrata e a basso consumo che combina misurazioni precise di accelerazione e velocità angolare con funzionalità intelligenti di interruzione (attivate dal movimento). L'unità comprende un giroscopio ed un accelerometro triassiali a 16 bit oltre che un sensore di temperatura digitale: il tutto viene racchiuso in un piccolo package LGA (Lang-Grid-Array) di dimensioni $2,5 \times 3,0 \times 0,83 \text{ mm}^3$ [69]. La IMU è stata progettata dall'azienda tedesca Bosch Sensortec e si trova in commercio dal 2023. La sua semplicità ed il basso costo la rendono ideale per essere utilizzata nei più svariati dispositivi appartenenti all'elettronica di consumo; dai notebook, tablet, giocattoli, gadget, controller e telecomandi intelligenti, ai dispositivi indossabili.

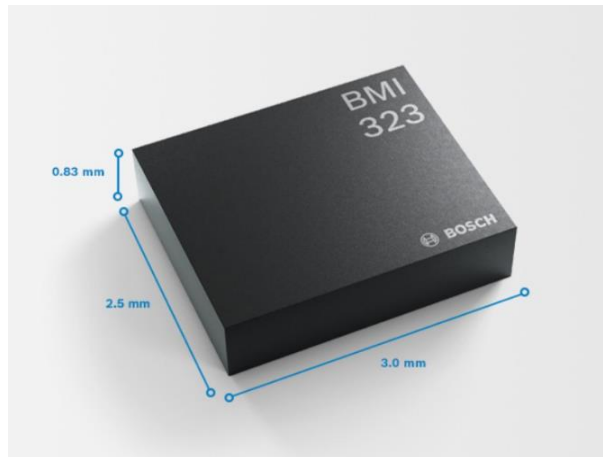


Figura 4.1: Immagine del prodotto.

4.1.2 Caratteristiche

- Accelerometro con FSR configurabile a $\pm 2g$, $\pm 4g$, $\pm 8g$, $\pm 16g$
- Giroscopio con FSR configurabile a $\pm 125^\circ/s$, $\pm 250^\circ/s$, $\pm 500^\circ/s$, $\pm 1000^\circ/s$, $\pm 2000^\circ/s$
- Rateo di campionamento pari a 6.400 Hz in condizioni nominali
- Filtraggio passa-basso programmabile
- Ampio intervallo di alimentazione
- Consumo di corrente ultra-basso: tipicamente $790 \mu A$ in condizioni nominali
- Per una gestione avanzata della potenza la IMU è dotata di un'unità di gestione dell'alimentazione (PMU)
- Tempo di avvio rapido: $2,5 \text{ ms}$ per gli accelerometri e 30 ms per i giroscopi
- Rapida compensazione degli errori di offset
- Rapida compensazione dell'errore di sensibilità per il giroscopio
- Sincronizzazione hardware dell'accelerometro, giroscopio e del sensore di temperatura inferiore a $1 \mu s$

4.1.3 Prestazioni

Le tabelle (4.1) e (4.2) mostrano rispettivamente le specifiche prestazionali e le caratteristiche meccaniche dell'accelerometro triassiale installato sulla IMU. Laddove non viene specificato, i valori sono calcolati in condizioni di tensione nominale $V_{nom} = 1,8V$ e temperatura ambiente $T_A = 25^\circ C$.

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Units
Resolution				16		bit
Sensitivity	S_A	$a_{FS} = 2g$		16384		$\frac{LSB}{g}$
		$a_{FS} = 4g$		8192		
		$a_{FS} = 8g$		4096		
		$a_{FS} = 16g$		2048		
Sensitivity error	$S_{A,err,8g}$	soldered, over life time		± 0.5		%
Sensitivity error change over temperature	$\frac{\Delta S_{A,err,8g}}{\Delta T}$ (TCS_A)	full T_P range, best fit straight line		± 0.005		$\frac{\%}{K}$
Zero-g offset	O_A	soldered		± 35		mg
	$O_{A,life}$	soldered, over life time		± 50		mg
Zero-g offset change over temperature	$\frac{\Delta O_A}{\Delta T}$ (TCO_A)	full T_P range, best fit straight line		± 0.3		$\frac{mg}{K}$
Noise density	$n_{A,density}$	High performance mode, range 8g		180		$\frac{\mu g}{\sqrt{Hz}}$
Nonlinearity error	$S_{A,NL}$	best fit straight line, $a_{FS} = 2g$		0.1		%FS
Output data rate	$f_{A,hp}, f_{A,n}$	High performance and normal mode	12.5		6400	Hz
	$f_{A,lpm}$	Low-power mode	0.78125		400	
Bandwidth (BW) in high performance and normal mode	$B_{A=12.5Hz}$	$0Hz \leq f \leq f_{dB-cutoff}$ of the accelerometer, $B_A = \frac{1}{2} f_A$		6.2		Hz
	$B_{A=25Hz}$			12.4		
	$B_{A=50Hz}$			24.7		
	$B_{A=100Hz}$			49.4		
	$B_{A=200Hz}$			98.8		
	$B_{A=400Hz}$			198		
	$B_{A=800Hz}$			393		
	$B_{A=1600Hz}$			674		
	$B_{A=3200Hz}$			1181		
$B_{A=6400Hz}$		1677				

Tabella 4.1: Caratteristiche prestazionali dell'accelerometro.

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Units
Cross axis sensitivity: Non-orthogonality	$S_{A,YX}, S_{A,ZX}, S_{A,ZY}$	Non-orthogonality among axes, evaluated as lower triangular matrix		± 0.3		%
Cross axis sensitivity: Alignment error	$\alpha_A, \beta_A, \gamma_A$	Relative to package outline		± 0.5		°
Zero-g offset over PCB strain	$O_{A,bending}$	soldered ¹		± 0.016		$\frac{mg}{\mu strain}$

Tabella 4.2: Caratteristiche meccaniche dell'accelerometro.

In maniera analoga, le tabelle (4.3) e (4.4) raccolgono l'insieme dei parametri di prestazione del giroscopio mems triassiale, assieme alle sue caratteristiche meccaniche.

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Units
Resolution				16		bit
Sensitivity	S_G					$\frac{LSB}{\text{°/s}}$
		$\omega_{FS} = 2000^\circ/\text{s}$		16.384		
		$\omega_{FS} = 1000^\circ/\text{s}$		32.768		
		$\omega_{FS} = 500^\circ/\text{s}$		65.536		
		$\omega_{FS} = 250^\circ/\text{s}$		131.072		
Sensitivity error	$S_{G,err}$	soldered, over life time, after self-calibration		± 0.7		%
	$S_{G,err,SC}$	soldered, over life time, without self-calibration		± 3		
Sensitivity error change over temperature	$\frac{\Delta S_{G,err}}{\Delta T}$ (TCS _G)	T_P range, best fit straight line		± 0.02		$\frac{\%}{\text{K}}$
Zero rate offset	$O_{G,over-life}$	Soldered, over life time		± 1		$^\circ/\text{s}$
Zero rate offset change over temperature	$\frac{\Delta O_{G,over-life}}{\Delta T}$ (TCO _G)	T_P range, best fit straight line		± 0.04		$\frac{^\circ/\text{s}}{\text{K}}$
Noise density	$n_{G,density}$	High performance mode		0.007		$\frac{^\circ/\text{s}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
Nonlinearity error	$S_{G,NL}$	best fit straight line, $\omega_{FS} = 2000^\circ/\text{s}$		0.15		%
Output Data Rate	$f_{G,lp}, f_{G,n}$	High performance and normal mode	12.5		6400	Hz
	$f_{G,lpm}$	Low-power mode	0.78125		400	
Bandwidth in high performance and normal mode	$B_{G=12.5\text{Hz}}$	$0\text{Hz} \leq f \leq f_{3\text{dB-cutoff}}$ of the gyroscope, $B_G = \frac{1}{2} f_G$		6.2		Hz
	$B_{G=25\text{Hz}}$			12.4		
	$B_{G=50\text{Hz}}$			24.7		
	$B_{G=100\text{Hz}}$			49.4		
	$B_{G=200\text{Hz}}$			98		
	$B_{G=400\text{Hz}}$			190		
	$B_{G=800\text{Hz}}$			345		
	$B_{G=1600\text{Hz}}$			450		
	$B_{G=3200\text{Hz}}$			531		
	$B_{G=6400\text{Hz}}$			563		

Tabella 4.3: Caratteristiche prestazionali del giroscopio.

Parameter	Symbol	Condition	Min	Typ	Max	Units
Cross axis sensitivity: Non-orthogonality	$S_{G,YX}, S_{G,ZX}, S_{G,ZY}$	Non-orthogonality among axes, evaluated as lower triangular matrix		± 0.3		%
Cross axis sensitivity: Alignment error	$\alpha_G, \beta_G, \gamma_G$	Relative to package outline		± 0.5		$^\circ$
Zero-rate offset over PCB strain	$O_{G,bending}$	soldered ²		± 1.1		$\frac{^\circ/\text{s}}{m\text{strain}}$
Zero rate offset error, gravitation induced	$O_{G,g}$	Gravitation (1g) parallel to each main axis			0.1	$^\circ/\text{s}$

Tabella 4.4: Caratteristiche meccaniche del giroscopio.

4.2 Tactical Grade IMU (ADIS-16550)

4.2.1 Generalità e Caratteristiche

L'ADIS-16550 è un'unità di misurazione inerziale sviluppata dalla Analog Devices che, combinando la tecnologia mems di ultima generazione con tecniche di calibrazione di fine montaggio all'avanguardia, garantisce misurazioni sia accurate che precise. L'unità è progettata per un'ampia varietà di applicazioni, viene impiegata in veicoli autonomi, droni e robot industriali, nella strumentazione scientifica e, nonostante le sue prestazioni non siano paragonabili alle IMU appositamente realizzate ai fini della navigazione, viene utilizzata anche nei sistemi di navigazione stimata (l'unità inerziale fornisce ridondanza in termini di dati utili alla navigazione qualora il veicolo su cui la IMU è installata dovesse attraversare temporaneamente ambienti non coperti dal GPS).

Il dispositivo include un accelerometro ed un giroscopio mems triassiali ad output digitale (risoluzione a 32 bit), un sensore di temperatura per la calibrazione e per la prevenzione di danni dovuti a surriscaldamento, un filtro passa-basso digitale per ridurre il rumore dei segnali in uscita dai sensori ed un buffer di memoria per la registrazione dei dati [70]. Inoltre, sono presenti una power management unit ed un'interfaccia SPI. L'alta resistenza agli urti (fino a $1500g$) e l'adattabilità ad ambienti sia molto freddi che molto caldi ($-40^{\circ}C$ fino a $+105^{\circ}C$) rendono l'ADIS-16550 un dispositivo particolarmente versatile. In fig. (4.2) viene riportato il diagramma funzionale.

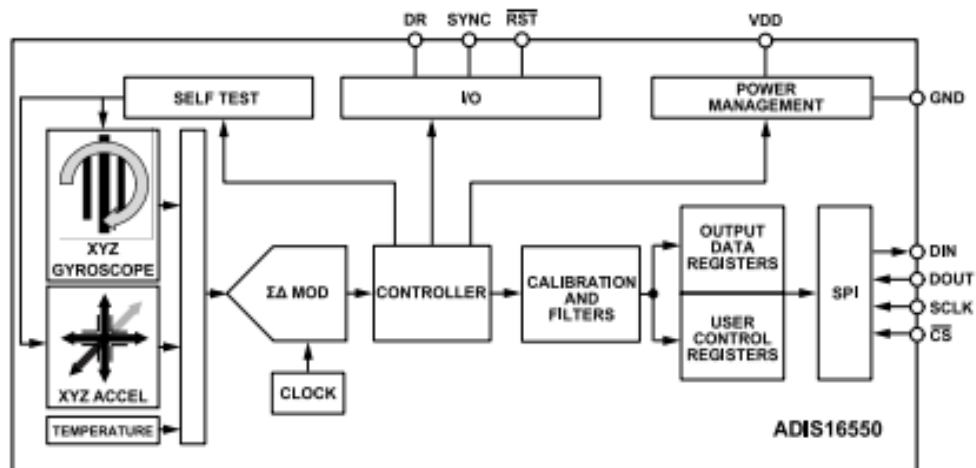


Figura 4.2: Diagramma funzionale a blocchi.

Il circuito Self Test verifica che i sensori funzionino correttamente; il modulatore Sigma-Delta converte i segnali analogici dei sensori in segnali digitali; il Controller gestisce l'input dai sensori e coordina l'elaborazione dei dati, supervisionando anche la comunicazione dei dati elaborati ai dispositivi esterni (attraverso l'interfaccia SPI); l'interfaccia SPI (Serial Peripheral Interface) è un sistema di comunicazione seriale che consente alla IMU di comunicare con altri circuiti integrati o microcontrollori esterni. Il protocollo di comunicazione adottato dalla ADIS-16550 permette la trasmissione di dati ad alta velocità con un overhead minimo (il protocollo non richiede molte informazioni aggiuntive oltre ai dati utili da trasmettere); la power management unit gestisce l'alimentazione del dispositivo; infine il blocco I/O si riferisce alle porte di input e output e consente al dispositivo sia di ricevere configurazioni e comandi che di inviare i dati grezzi dei sensori a sistemi di diagnostica esterni.

4.2.2 Prestazioni

Per quanto riguarda le performance, nella seguente tabella vengono indicate le specifiche prestazionali del giroscopio mems triassiale contenuto nella IMU. Se non viene altrimenti indicato, le specifiche sono riportate in condizioni di temperatura ambiente ($T_{amb} = 25^{\circ}C$), tensione nominale ($V_{nom} = 5.0V \pm 5\%$), accelerazione nulla ($\bar{a} = \bar{0} g$) e rateo angolare nullo ($\bar{\omega} = \bar{0}^{\circ}/sec$).

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
GYROSCOPES					
Dynamic Range		±300			°/sec
Sensitivity	32 bit		5,242,880		LSB/°/sec
	16 bit		80		LSB/°/sec
Initial Sensitivity Error	$\mu + 1 \sigma$		±0.045		%
Error Over Temperature	$-40^{\circ}C \leq T_C \leq +85^{\circ}C, \pm 300^{\circ}/sec, 1 \sigma$		±0.08		%
	$85^{\circ}C \leq T_C \leq 105^{\circ}C^1, \pm 300^{\circ}/sec, 1 \sigma$		±0.15		%
Repeatability ²	$\mu + 1 \sigma$		±0.35		%
Misalignment					
Axis to Axis	$-40^{\circ}C \leq T_C \leq +85^{\circ}C, 1 \sigma$		±0.05		Degrees
Axis to Package ³	$-40^{\circ}C \leq T_C \leq +85^{\circ}C$			±0.25	Degrees
Nonlinearity					
-125°/sec to +125°/sec	1 σ		0.25		% FSR
-300°/sec to +300°/sec	1 σ		0.25		% FSR
Microlinearity					
-125°/sec to +125°/sec	1 $\sigma, \pm 5^{\circ}/sec$ step size		0.05		%
-300°/sec to +300°/sec	1 $\sigma, \pm 10^{\circ}/sec$ step size		0.05		%
Bias					
Initial Bias Error	$\mu + 1 \sigma$		±0.01		°/sec
Error over Temperature	$-40^{\circ}C \leq T_C \leq +85^{\circ}C, 1 \sigma$		±0.015		°/sec
	$85^{\circ}C \leq T_C \leq 105^{\circ}C^1, 1 \sigma$		±0.04		°/sec
Repeatability ²	$\mu + 1 \sigma$		±0.07		°/sec
In-Run Bias Stability	1 σ		1		°/hr
Angular Random Walk	1 σ		0.13		°/√hr
Linear Acceleration Effect	Any axis, 1 σ		5		°/hr/g
Vibration Rectification Error	1 σ		2.4		°/hr/g ²
Noise					
Output Noise	No filtering, 1 σ typical		0.065		°/sec RMS
Rate Noise Density ^{3,4}	1 σ typical		0.0029	0.0033	°/sec/√Hz RMS
-3 dB Bandwidth ³			400		Hz
Sensor Resonant Frequency			79		kHz

Tabella 4.5: Prestazioni di un singolo giroscopio mems.

Nella tabella (4.6) vengono riportate invece le specifiche prestazionali degli accelerometri mems. Le condizioni operative sono le medesime.

Parameter	Test Conditions/Comments	Min	Typ	Max	Unit
ACCELEROMETERS	Each axis				
Dynamic Range		±14			g
Sensitivity	32 bit		102400000		LSB/g
	16 bit		1562.5		LSB/g
Initial Sensitivity Error	$\mu + 1 \sigma$		0.03		%
Error Over Temperature	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq +85^{\circ}\text{C}, 1 \sigma$		±0.035		%
	$85^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq 105^{\circ}\text{C}^1, 1 \sigma$		±0.05		%
Repeatability ²	$\mu + 1 \sigma$		±0.025		%
Misalignment					
Axis to Axis	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq +85^{\circ}\text{C}, 1 \sigma$		±0.05		Degrees
Axis to Package ³	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq +85^{\circ}\text{C}$			±0.25	Degrees
Nonlinearity					
-2 g to +2 g	1 σ		0.001		% FSR
-14 g to +14 g	1 σ		0.3		% FSR
Microlinearity					
-2 g to +2 g	1 σ , 1 g step size		0.55		%
-14 g to +14 g	1 σ , 1 g step size		2.0		%
Bias					
Initial Bias Error	$\mu + 1 \sigma$		0.85		mg
Error over Temperature	$-40^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq +85^{\circ}\text{C}, 1 \sigma$		±0.5		mg
	$85^{\circ}\text{C} \leq T_C \leq 105^{\circ}\text{C}^1, 1 \sigma$		±0.75		mg
Repeatability ²	$\mu + 1 \sigma$		±1.7		mg
In-Run Bias Stability	1 σ		9		μg
Velocity Random Walk	1 σ		0.03		m/sec ^{1/2} /hr
Noise					
Output Noise ³	No filtering, 1 σ typical		1.8		mg RMS
Noise Density ³	10 Hz to 40 Hz, no filtering, 1 σ typical		64	73	$\mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ RMS
-3 dB Bandwidth ^{3,4}			700		Hz
Sensor Resonant Frequency			5.3		kHz

Tabella 4.6: Prestazioni di un singolo accelerometro mems.

4.2.3 Campionamento, Calibrazione e Filtraggio

L'ADIS-16550 è un dispositivo autonomo che si avvia automaticamente quando ha un'alimentazione valida. Dopo aver completato il processo di inizializzazione, comincia a campionare, elaborare e caricare i dati calibrati e filtrati nei registri di uscita, accessibili tramite la porta SPI. Il processo di campionamento dei dati, sia di accelerazione che di velocità angolare, avviene ad una frequenza di 4.000 Hz e può essere schematizzato attraverso i rispettivi diagrammi a blocchi

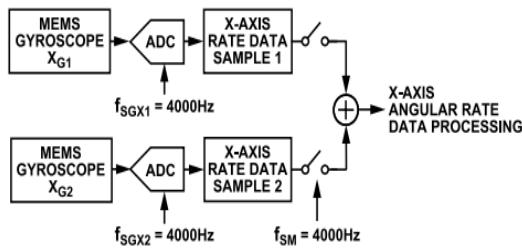


Figura 4.3: Gyro Data Sampling

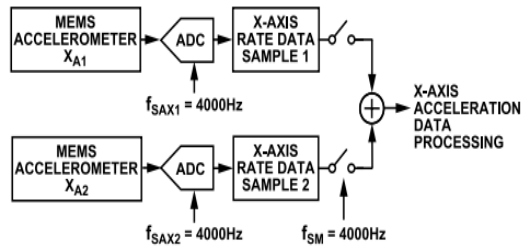


Figura 4.4: Accelerometer Data Sampling

Come si può notare, sono presenti in realtà due coppie di sensori identici per ogni asse, vi sono due accelerometri che rilevano l'accelerazione lungo l'asse x (X_{A1} e X_{A2}) così come vi sono due giroscopi che misurano la velocità angolare attorno al medesimo asse (X_{G1} e X_{G2}). Ogni sensore ha il proprio convertitore analogico-digitale e un orologio di campionamento, ciò garantisce che i dati vengano raccolti e digitalizzati indipendentemente. Questa configurazione ridondante offre dei vantaggi in termini di affidabilità, robustezza e di continuità operativa ma soprattutto, permette di adottare tecniche di data-fusion al fine di migliorare accuratezza e precisione delle misurazioni.

La calibrazione dei dati è suddivisa in due passaggi: una calibrazione di fabbrica ed una calibrazione utente. La prima viene eseguita dal produttore e tiene conto delle caratteristiche intrinseche del dispositivo; la seconda, viene attuata dall'utente dopo l'installazione del dispositivo nel suo ambiente operativo finale. La calibrazione di fabbrica è generalmente più stabile nel tempo e non richiede di essere ripetuta: i risultati sono memorizzati nella memoria non volatile del dispositivo, di modo che possano essere utilizzati per la correzione automatica dei dati sensoriali durante il funzionamento normale. Il procedimento di calibrazione è meglio schematizzato in fig. (4.5).

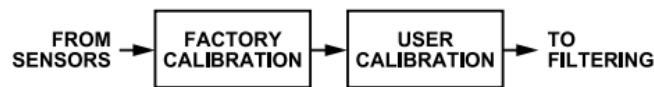


Figura 4.5: Processo di calibrazione.

La calibrazione di fabbrica dei giroscopi viene eseguita applicando la seguente formula correttiva ai dati rilevati da ciascun giroscopio

$$\begin{bmatrix} \omega_{xc} \\ \omega_{yc} \\ \omega_{zc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \times \left[\begin{bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} \right] \quad (4.1)$$

dove: ω_{xc} , ω_{yc} e ω_{zc} sono le velocità angolari post-calibrazione; m_{ij} sono i coefficienti di correzione del fattore di scala e di disallineamento; b_x , b_y e b_z sono i fattori di correzione del bias; ω_x , ω_y e ω_z rappresentano le velocità angolari pre-calibrazione.

In maniera del tutto analoga, una formula correttiva simile viene utilizzata anche per la calibrazione di fabbrica degli accelerometri

$$\begin{bmatrix} a_{xc} \\ a_{yc} \\ a_{zc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p_{12} & p_{13} \\ p_{21} & 0 & p_{23} \\ p_{31} & p_{32} & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \omega_{xc}^2 \\ \omega_{yc}^2 \\ \omega_{zc}^2 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

dove: a_{xc} , a_{yc} e a_{zc} indicano le accelerazioni post-calibrazione; m_{ij} sono i coefficienti di correzione del fattore di scala e di disallineamento; b_x , b_y e b_z sono i fattori di correzione del bias; a_x , a_y e a_z rappresentano le accelerazioni pre-calibrazione; le componenti p_{ij} descrivono come la velocità angolare attorno ad un determinato asse influisce sulla lettura di accelerazione lungo un altro asse; infine, ω_{xc}^2 , ω_{yc}^2 e ω_{zc}^2 sono le velocità angolari post-calibrazione (quadratiche).

Tutti i fattori di correzione presenti in ogni matrice e vettore derivano da un'osservazione diretta del comportamento di ciascun accelerometro e giroscopio sotto diverse condizioni di test inerziali e, a varie temperature (nell'intervallo previsto per la calibrazione, ovvero: $-40^\circ\text{C} \leq T_c \leq +85^\circ\text{C}$). Questi coefficienti di correzione vengono salvati nella memoria del dispositivo, ma non sono accessibili all'utente. Dopo la calibrazione, i dati del giroscopio e dell'accelerometro passano attraverso un filtro a risposta impulsiva finita (FIR), che può essere abilitato o disabilitato dall'utente. Successivamente, i dati vengono inviati attraverso un filtro di decimazione e media prima di essere inoltrati ai registri (fig. (4.6)).

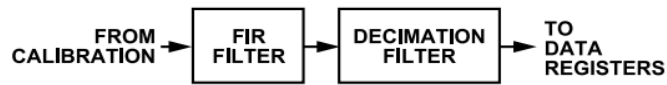


Figura 4.6: Inertial Sensor Filtering

4.2.4 Dimensioni

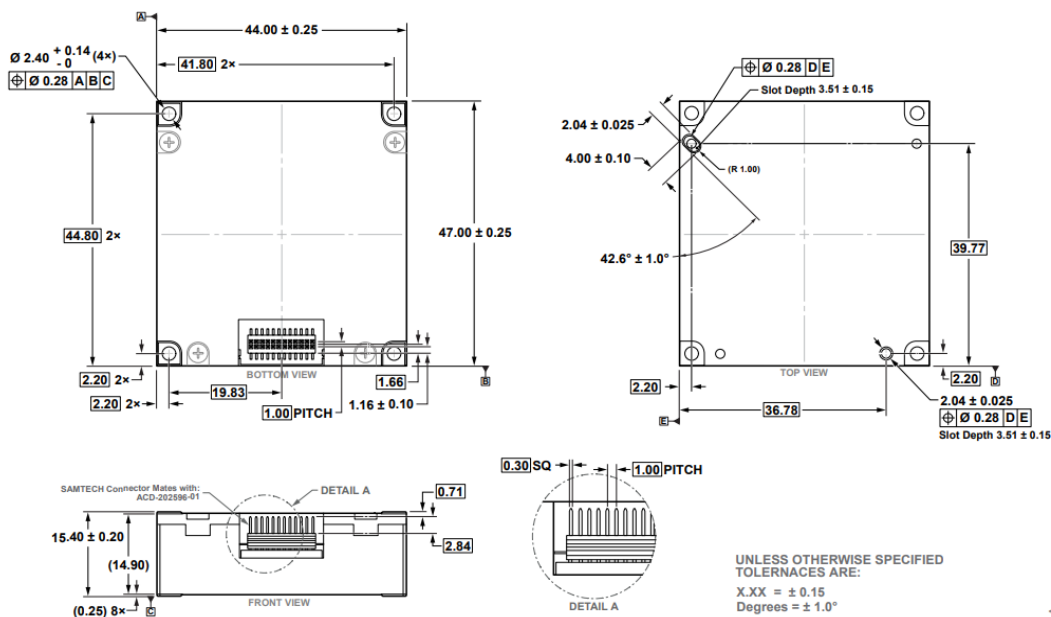


Figura 4.7: Dimensioni del Package (ML-24-12) in millimetri.

4.3 Navigational Grade IMU (MS-IMU3050)

4.3.1 Generalità e Caratteristiche

Questa unità di misurazione inerziale è stata progettata e sviluppata dalla Memsense, azienda fondata nel 2004 e acquisita dalla Inertial Labs Inc nel 2021. Leader tecnologico nella produzione di IMU MEMS ad elevate prestazioni, Memsense ha ottenuto importanti contratti con l'US Army, Navy ed Air Force, con la NASA, e con altri enti della difesa; inoltre, si sta rapidamente espandendo anche nel settore industriale e dell'elettronica di consumo. L'MS-IMU3050 offre un'alternativa più piccola, a minor consumo energetico e più economica rispetto alle Navigational Grade IMU basate su tecnologie ottiche ad effetto Sagnac (FOG/RLG). Nell'emergente mercato dei sensori inerziali MEMS, le sue prestazioni non trovano pari in termini di BI, ARW e VRW, caratteristiche che la rendono particolarmente adatta per le applicazioni di navigazione: gli errori cumulativi nel calcolo della velocità, posizione e orientamento, derivanti dalle operazioni di integrazione, sono molto bassi (ma pur sempre presenti). Purtroppo, nemmeno con la migliore tecnologia disponibile è possibile eliminare completamente il drift, motivo per cui i sistemi INS vengono quasi sempre abbinati a dei ricevitori GPS; si parla in questi casi di GNSS-Aided Inertial Navigation Systems.

L'unità contiene un accelerometro, un giroscopio ed un magnetometro MEMS triassiali [71]. I sensori vengono testati e calibrati sull'intero intervallo di temperatura operativa al fine di ottenere il più alto grado di performance raggiungibile. Le architetture strutturali all'avanguardia dei sensori, abbinate a sofisticati algoritmi di calibrazione e di filtraggio, consentono di ottenere una stabilità del bias pari a $0,3^\circ/h$ per i giroscopi e meno di $3 \mu g$ per gli accelerometri. Per di più, le opzioni di configurazione accessibili agli utenti permettono di modificare la larghezza di banda, il rateo di campionamento ed il full scale range, rendendo il dispositivo molto flessibile da un punto di vista applicativo. Tutti questi vantaggi vengono forniti all'interno di un package in alluminio di dimensioni $46 \times 40 \times 25 \text{ mm}^3$ avente una massa di soli 80 grammi.



Figura 4.8: Immagine illustrativa dell'unità MS-IMU3050.

La seguente tabella contiene le impostazioni di default su cui la IMU viene configurata alla fine del processo di produzione. Queste impostazioni sono cruciali per gli utenti, specialmente durante la fase iniziale di configurazione o di integrazione del dispositivo in sistemi più ampi.

Setting	Default
Baud Rate	460800 bps
Sample Rate Decimation	4
Filter Cutoff	50 Hz
Gyro Range	$\pm 480^\circ/s$
Accel Range	$\pm 2 \text{ g}^1$
Sensor Select	Angular Rate and Acceleration

Tabella 4.7: MS-IMU3050 Default Settings.

4.3.2 Performance

Le tabelle (4.8) e (4.9) mostrano le specifiche tecniche per i sensori di accelerazione e di velocità angolare che compongono l'IMU.

ACCELEROMETER	MP00067-001 & MP00067-002			UNITS	NOTES
Dynamic Range	± 2	± 4	± 8	g	Note 1
Bias Instability				1.44	Typical XY
				3.37	Typical Z
Bias Offset				± 466	Typical XY
				± 1947	Maximum XY, Note 2
				± 515	Typical Z
Bias Temperature Coefficient	± 7.3		± 5.7	μg/°C	Typical
	± 26.6		± 14.3		Maximum, Note 3
Nonlinearity				± 0.3	% of FS
Scale Factor Error				± 217	Typical XY
				± 950	Maximum XY
				± 460	Typical Z
				± 1100	Maximum Z
Scale Factor Temperature Coefficient	± 2.15	± 1.74	± 1.73	ppm/°C	Typical XY
	± 6.17	± 5.09	± 4.01		Maximum XY
	± 8.12	± 7.69	± 7.95		Typical Z
	± 15.1	± 15.1	± 15.1		Maximum Z
Cross Axis Sensitivity				± 1700	ppm
Velocity Random Walk				0.004	m/s/h ^{-1/2}
				0.005	Typical Z
Noise Density	9.06		10.49	μg/Hz ^{-1/2}	Typical XY
	12.27		15.08		Maximum XY
	12.29		13.57		Typical Z
	15.55		19.04		Maximum Z
Bandwidth				50	Hz
					-3dB point, Note 5

Tabella 4.8: Parametri di performance per gli accelerometri.

ANGULAR RATE					UNITS	NOTES
Dynamic Range	± 75	± 200	± 480	± 960	± 1920	°/s
Bias Instability					0.33	Minimum, Notes 1
					0.22	Typical XY
Bias Offset					11.6	Typical Z
					60.0	Typical X
					9.4	Maximum X
					60.0	Typical Y
					5.9	Maximum Y
Bias Temperature Coefficient					30.0	Typical Z
					30.0	Maximum Z
G-Sensitivity					0.324	°/h/°C
					0.718	Typical
Bias Vibration Rectification					1.48	°/h/g
					0.095	Typical
Nonlinearity					0.417	°/h/g _{rms} ²
					± 0.05	Maximum
Scale Factor Error					± 1613	% of FS
					± 2850	Typical, Note 4
					± 1071	Typical XY
					± 1950	Maximum XY
Scale Factor Temperature Coefficient	22.49	21.85		19.29	ppm/°C	Typical Z
	35.07	33.41		24.85		Maximum XY
	22.16	15.15		14.85		Typical Z
	31.14	18.58		19.11		Maximum Z
Cross Axis Sensitivity				1950	ppm	
Angle Random Walk					0.08	°/h ^{-1/2}
					0.05	Typical XY
Noise Density					0.00203	Typical Z
					0.0025	°/s/Hz ^{-1/2}
					0.00140	Typical XY
					0.00159	Maximum XY
Vibration 1σ Noise Coefficient					0.012	Typical
					0.038	Maximum
Bandwidth				50	Hz	
						-3dB point, Note 5

Tabella 4.9: Parametri di performance per i giroscopi.

CONCLUSIONI

Nei capitoli precedenti sono stati raccolti e approfonditi molti aspetti diversi legati ai sensori inerziali MEMS. Una ricerca preliminare sulle origini e sui primi sviluppi di questi dispositivi, non solo ha gettato maggiore chiarezza sull'ordine cronologico degli eventi, ma ha permesso anche di comprendere meglio lo stato attuale della tecnologia. Nel secondo capitolo sono stati discussi i principi di funzionamento degli accelerometri e dei giroscopi MEMS, facendo particolarmente riferimento alle tecniche di trasduzione e alle configurazioni strutturali più adottate. Come si è potuto scoprire, ogni metodo di trasduzione presenta vantaggi e svantaggi intrinseci, proprietà che condizionano sia le performance del sensore che le aree di applicazione. Nel terzo capitolo, seguendo rigorosamente le linee guida indicate dall'IEEE SA, sono stati definiti ed esaminati i principali parametri standard di prestazione dei sensori inerziali MEMS. Il capitolo è stato concluso con una breve trattazione matematica relativa alla modellazione degli errori. Infine, nella parte finale della tesi sono stati riportati alcuni esempi notevoli di IMU MEMS, mettendo specialmente in evidenza le caratteristiche prestazionali.

Il presente elaborato, si inserisce in un panorama scientifico e tecnologico che è al centro di molteplici innovazioni e applicazioni moderne. In un'era in cui le nuove tecnologie tendono ad essere sempre più miniaturizzate e performanti, i sensori inerziali MEMS sono emersi come un soluzione chiave in molti settori. La loro diversità, i costi relativamente bassi e la compatibilità con le tecnologie di fabbricazione dei circuiti integrati, hanno reso questi dispositivi onnipresenti sul mercato. Questo lavoro si presta a fornire una raccolta completa delle tipologie di accelerometri e giroscopi mems, compreso i loro principi di funzionamento e le loro prestazioni, aggiungendo valore alla letteratura esistente e servendo da fondamenta per le ricerche future.

Durante la stesura dell'elaborato sono state individuate diverse aree che potrebbero beneficiare di ulteriori ricerche. Tenendo conto delle limitazioni attuali della tecnologia e delle potenzialità inesplorate, si propongono i seguenti suggerimenti per la ricerca futura: realizzare uno studio dettagliato sui metodi di sensing Ottici o Quantum-Tunneling e sulla loro integrazione nei dispositivi inerziali MEMS; sviluppare nuovi algoritmi di compensazione al fine di correggere gli effetti della temperatura e ridurre BI, ARW e VRW; esplorare nuove possibili applicazioni in settori emergenti; svolgere delle ricerche su materiali piezoresistivi o piezoelettrici avanzati; indagare l'impatto ambientale della produzione e dello smaltimento dei sensori MEMS, proponendo approcci più sostenibili.

RIFERIMENTI

[Riferimenti Capitolo 1]

1. Ethan R. Mollick (2006), University of Pennsylvania, IEEE Annals of the History of Computing, "Establishing Moore's Law".
https://www.researchgate.net/publication/3331068_Establishing_Moore%27s_Law
2. Patrick L. Walter (2006), Texas Christian University, Ft. Worth, Texas, "The History of the Accelerometer".
3. McCullom, Burton and Peters, Orville S., "A New Electric Telemeter," Technology Papers, National Bureau of Standards No. 247, Vol. 17, January 4, 1924.
4. Stein, P. K., "The Early Strain Gage Accelerometers: The Inventors and Their Times," The Shock and Vibration Bulletin – Part II, Shock and Vibration Information Analysis Center (SAVIAC), 67th Shock and Vibration Symposium, Monterrey, CA, November 1996.
5. Torben R. Licht; Patrick R. Scheeper (1996), T.IEE Japan, Vol. 116-E, No.7, "Historical Perspective of Accelerometer Technologies".
6. Bedini SA, "History Corner: The Artificial Horizon", *Professional Surveyor Magazine* December 1999 Vol. 19 Number 10 "Professional Surveyor Magazine". Archived from the original on 13 July 2007. Retrieved 2 June 2007.
<https://web.archive.org/web/20070713225257/http://www.profsurv.com/archive.php?issue=37&article=531>
7. Wagner, Jörg Friedrich and Andor Trierenberg (December 2010). "The Origin of the Gyroscope: The Machine of Bohnenberger". Retrieved 18 October 2018.
https://www.researchgate.net/publication/259850564_The_Origin_of_the_Gyroscope_The_Machine_of_Bohnenberger
8. Sommeria, Joël (2017). "Foucault and the rotation of the Earth". *Comptes Rendus Physique*. Elsevier BV. 18 (9–10): 520–525.
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1631070517301019?via%3Dihub>
9. Hermann Anschütz-Kaempfe and Friedrich von Schirach, "Kreiselapparat" (Gyroscope) Deutsches Reichspatent no. 182855 (filed: 27 March 1904 ; issued: 2 April 1907).
<https://worldwide.espacenet.com/patent/search/family/000446920/publication/DE182855C?q=pn%3DDE182855C>
10. Dr. Michael Neufeld (Sept. 2019), National Air and Space Museum, "Wernher von Braun and the Nazi Rocket Program: An Interview with Michael Neufeld, PhD, of the National Air and Space Museum".
<https://www.nationalww2museum.org/war/articles/wernher-von-braun-and-nazi-rocket-program-interview-michael-neufeld-phd-national-air>
11. Macek, W. M.; Davis, D. T. M. (1963). "Rotation rate sensing with traveling-wave ring lasers". *Applied Physics Letters*. AIP Publishing. 2 (3): 67–68.
<https://pubs.aip.org/aip/apl/article-abstract/2/3/67/42569/ROTATION-RATE-SENSING-WITH-TRAVELING-WAVE-RING?redirectedFrom=fulltext>
12. Eric Udd (1 Oct. 2016), Optical Gyros, A brief personal history of the fiber-optic gyro on its 40th anniversary.
<https://spie.org/news/spie-professional-magazine-archive/2016-october/optical-gyros>
13. Robert Rogue (2007), Sensor Review, Vol. 27, "MEMS sensors: past, present and future".
<https://www.emerald.com/insight/publication/issn/0260-2288>
14. Jacopo Iannacci (2017), IOP Publishing, "RF-MEMS Technology for High-Performance Passives", Chapter 1, Paragraph 1.1.1 "The Genesis of MEMS".
<https://iopscience.iop.org/book/mono/978-0-7503-1545-6/chapter/bk978-0-7503-1545-6ch1>
15. O.N. Tufté; D. Long (1962), Honeywell Research Center, Hopkins, Minnesota, "Recent developments in semiconductor piezoresistive devices".
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/0038110163900972>

16. W.G. Pfann; R.N. Thurton (1962), *J. Appl. Phys.* 33, 1018.

<https://pubs.aip.org/aip/jap/article/33/3/1018/1773/Erratum-Semiconducting-Stress-Transducers>

17. US patent 3413573, Nathanson et al, "Microelectronic frequency selective apparatus with vibratory member and means responsive thereto", issued 1968-11-26.

<https://worldwide.espacenet.com/patent/search/family/023846452/publication/US3413573A?q=pn%3DUS3413573>

18. "A resonant-Gate Silicon Surface Transistor with High-Q Band-Pass Proprieties". *Applied Physics Letters*. 15 August 1965. Retrieved 25 December 2010.

<https://pubs.aip.org/aip/apl/article-abstract/7/4/84/66546/A-RESONANT-GATE-SILICON-SURFACE-TRANSISTOR-WITH?redirectedFrom=fulltext>

19. US patent 3590343, Nathanson et al, "Resonant gate transistor with fixed position electronically floating gate electrode in addition to resonant member", issued 1971-6-29.

<https://worldwide.espacenet.com/patent/search/family/025166134/publication/US3590343A?q=pn%3DUS3590343>

20. K. E. Petersen, "Silicon as a mechanical material," in *Proceedings of the IEEE*, vol. 70, no. 5, pp. 420-457, May 1982, doi: 10.1109/PROC.1982.12331.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1456599>

21. International journal for research in applied science and engineering technology (August 2018), Vol.6, Paragraph 1.

<https://www.ijraset.com/files/serve.php?FID=17012>

22. William F. Achtmeyer (2002), Center for global leadership, Tuck School of business at Dartmouth, "Analog Devices, Incorporated: Microelectromechanical Systems (MEMS)".

23. M. S. Weinberg, "How to invent (or not invent) the first silicon MEMS gyroscope," *2015 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems (ISISS) Proceedings*, Hapuna Beach, HI, USA, 2015, pp. 1-5, doi: 10.1109/ISISS.2015.7102372.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7102372/citations?tabFilter=papers>

24. Waqas Amin Gill, Ian Howard, Ilyas Mazhar, kristoffer McKee (18 Oct. 2022), Scholarly Community Encyclopedia, "Micro-Electromechanical Systems Vibrating Gyroscopes".

<https://encyclopedia.pub/entry/29635>

25. Burton Boxenhorn; Paul Greiff (1988), Charles Stark Draper Laboratory, "A vibratory micro-mechanical gyroscope".

<https://arc.aiaa.org/doi/abs/10.2514/6.1988-4177>

26. Li-Peng Wang et al., "Design, fabrication, and measurement of high-sensitivity piezoelectric microelectromechanical systems accelerometers," in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 12, no. 4, pp. 433-439, Aug. 2003, doi: 10.1109/JMEMS.2003.811749.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1219510>

[Riferimenti Capitolo 2]

27. G.R.Higson (March 1964), National Coal Board, Mining Research Establishment, Isleworht, Middx.

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0950-7671/41/7/301/meta>

28. Zhenghu Zhang, Linwei Zhang, Zhipeng Wu, Liang Lou (April 2023), School of Microelectronics, Shanghai University, China, "A High-Sensitivity MEMS Accelerometer Using a $Sc_{0.8}Al_{0.2}N$ -Based Four Beam Structure".

<https://www.mdpi.com/2072-666X/14/5/1069>

29. Chaoxiang Yang, Bohao Hu, Liangyu Lu, Zekai Wang, Wenjuan Liu, Chengliang Sun (Sept 2022),The Institute of Technological Science, Wuhan university, China, "A miniaturized Piezoelectric MEMS Accelerometer with Polygon Topological Cantilever Structure".

<https://www.mdpi.com/2072-666X/13/10/1608>

30. B. Hu, Y. Liu, B. Lin, G. Wu, W. Liu and C. Sun, "A Novel Trapezoidal ScAlN/AIN-Based MEMS Piezoelectric Accelerometer," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 19, pp. 21277-21284, 1 Oct.1, 2021, doi: 10.1109/JSEN.2021.3101219.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9502111>

31. Matej Andrejasic, Dr. Igor Poberaj, (2008), University of Ljubljana, Faculty for mathematics and physics, Department of physics, "MEMS ACCELEROMETERS".

<https://www.coursehero.com/file/33245003/MEMS-accelerometers-koncnapdf/>

32. Xiaofeng Zhou et al 2012 J. Micromech. Microeng. 22 085031, "A novel sandwich capacitive accelerometer with a symmetrical structure fabricated from a D-SOI wafer".

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0960-1317/22/8/085031>

33. S. Tez and T. Akin, "Fabrication of a sandwich type three axis capacitive MEMS accelerometer," *SENSORS, 2013 IEEE*, Baltimore, MD, USA, 2013, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICSENS.2013.6688598.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6688598>

34. Rahul Mukherjee, Joydeep Basu, Pradip Mandal and Prasanta Kumar Guha (16 November 2017), IOP Publishing Ltd, Journal of Micromechanics and Microengineering, Vol 27, Number 12, "A review of micromachined thermal accelerometers".

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1361-6439/aa964d>

35. Usung Park, Byoungyoo Park, Il-Kwon Moon, Dongsik Kim, Joonwon Kim (November 2010), Department of Mechanical Engineering, Pohang University of Science and Technology, Republic of Korea, "Development of a dual-axis micromachined convective accelerometer with an effective heater geometry".

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0167931710004338>

36. Dau, Van & Dao, Dzung Viet & Sugiyama, Susumu. (2007). A 2-DOF convective micro accelerometer with a low thermal stress sensing element. *Smart Materials and Structures*. 16. 2308. 10.1088/0964-1726/16/6/034.

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0964-1726/16/6/034>

37. C. S. Silva, J. Pontes, J. C. Viana, L. A. Rocha and J. Gaspar, "A fully integrated three-axis thermal accelerometer," *2013 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC)*, Minneapolis, MN, USA, 2013, pp. 963-966, doi: 10.1109/I2MTC.2013.6555558.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6555558>

38. Y. Nie, C. Li, X. Chen and B. Yang, "Optimization of Structure and Control Technology of Tunnel Magnetoresistive Accelerometer," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 24, pp. 23734-23742, 15 Dec.15, 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3220546.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9947029>

39. M. Pandit et al., "An Ultra-High Resolution Resonant MEMS Accelerometer," *2019 IEEE 32nd International Conference on Micro Electro Mechanical Systems (MEMS)*, Seoul, Korea (South), 2019, pp. 664-667, doi: 10.1109/MEMSYS.2019.8870734.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8870734>

40. X. Zou and A. A. Seshia, "A high-resolution resonant MEMS accelerometer," *2015 Transducers - 2015 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS)*, Anchorage, AK, USA, 2015, pp. 1247-1250, doi: 10.1109/TRANSDUCERS.2015.7181156.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7181156>

41. B. Malayappan, U. P. Lakshmi, B. V. V. S. N. P. Rao, K. Ramaswamy and P. K. Pattnaik, "Sensing Techniques and Interrogation Methods in Optical MEMS Accelerometers: A Review," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 7, pp. 6232-6246, 1 April1, 2022, doi: 10.1109/JSEN.2022.3149662.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9706218?denied=>

42. C. Li et al., "An Optical Interferometry Based MEMS Accelerometer Applicable to Seismic-Grade Measurement," in *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 71, pp. 1-10, 2022, Art no. 7503810, doi: 10.1109/TIM.2022.3191649.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9837094>

43. A. Sheikhalah, K. Abedi and K. Jafari, "A Proposal for an Optical MEMS Accelerometer Relied on Wavelength Modulation With One Dimensional Photonic Crystal," in *Journal of Lightwave Technology*, vol. 34, no. 22, pp. 5244-5249, 15 Nov.15, 2016, doi: 10.1109/JLT.2016.2597539.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7529085>

44. A. M. Shkel, "Type I and Type II Micromachined Vibratory Gyroscopes," 2006 IEEE/ION Position, Location, And Navigation Symposium, Coronado, CA, USA, 2006, pp. 586-593, doi: 10.1109/PLANS.2006.1650648.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1650648>

45. D. Piyabongkarn, R. Rajamani and M. Greminger, "The development of a MEMS gyroscope for absolute angle measurement," in *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 13, no. 2, pp. 185-195, March 2005, doi: 10.1109/TCST.2004.839568.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/1397754>

46. P. Greiff, B. Antkowiak, J. Campbell and A. Petrovich, "Vibrating wheel micromechanical gyro," *Proceedings of Position, Location and Navigation Symposium - PLANS '96*, Atlanta, GA, USA, 1996, pp. 31-37, doi: 10.1109/PLANS.1996.509053.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/509053>

47. Boxenhorn, B.; Greiff, P. A vibratory micromechanical gyroscope. *Guid. Navig. Control. Conf.* 1988.

<https://arc.aiaa.org/doi/10.2514/6.1988-4177>

48. Maenaka, K.; Ioku, S.; Sawai, N.; Fujita, T.; Takayama, Y. Design, fabrication and operation of MEMS gimbal gyroscope. *Sens. Actuators A Phys.* 2005, 121, 6–15.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424705000804?via%3Dihub>

49. Lee, J.S., An, B.H., Mansouri, M. *et al.* MEMS vibrating wheel on gimbal gyroscope with high scale factor. *Microsyst Technol* 25, 4645–4650 (2019).

<https://link.springer.com/article/10.1007/s00542-019-04508-x#article-info>

50. Bing Bai; Cun Li; Yulong Zhao; State Key Laboratory for Manufacturing Systems Engineering; Xi'an Jiaotong University; China; "Development of V-Shaped Beam on the Shock Resistance and Driving Frequency of Micro Quartz Tuning Forks Resonant Gyroscope.

<https://www.mdpi.com/2072-666X/11/11/1012>

51. J. Bernstein, S. Cho, A. T. King, A. Kourepenis, P. Maciel and M. Weinberg, "A micromachined comb-drive tuning fork rate gyroscope," [1993] *Proceedings IEEE Micro Electro Mechanical Systems*, Fort Lauderdale, FL, USA, 1993, pp. 143-148, doi: 10.1109/MEMSYS.1993.296932.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/296932>

52. Fan, M. Y., and L. F. Zhang. "Research progress of quartz tuning fork micromachined gyroscope." *2015 International Conference on Artificial Intelligence and Industrial Engineering*. Atlantis Press, 2015.

<https://www.atlantis-press.com/proceedings/aiie-15/22143>

53. A. Sharma, F. M. Zaman, B. V. Amini and F. Ayazi, "A high-Q in-plane SOI tuning fork gyroscope," *SENSORS*, 2004 IEEE, Vienna, Austria, 2004, pp. 467-470 vol.1, doi: 10.1109/ICSENS.2004.1426201.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/1426201>

54. Lufeng Che *et al* 2010 *J. Micromech. Microeng.* 20 015025.

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/0960-1317/20/1/015025>

55. Xu, Q.; Hou, Z.; Kuang, Y.; Miao, T.; Ou, F.; Zhuo, M.; Xiao, D.; Wu, X. A Tuning Fork Gyroscope with a Polygon-Shaped Vibration Beam. *Micromachines* 2019, 10, 813.

<https://www.mdpi.com/2072-666X/10/12/813>

56. T. Juneau, A. P. Pisano and J. H. Smith, "Dual axis operation of a micromachined rate gyroscope," *Proceedings of International Solid State Sensors and Actuators Conference (Transducers '97)*, Chicago, IL, USA, 1997, pp. 883-886 vol.2, doi: 10.1109/SENSOR.1997.635243.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/635243>

57. Deng-Horng Tsai, Weileun Fang; Design and simulation of a dual-axis sensing decoupled vibratory wheel gyroscope; *Sensors and Actuators A: Physical*; Volume 126, Issue 1; 2006; Pages 33-40; ISSN 0924-4247.

<https://doi.org/10.1016/j.sna.2005.09.004>

58. J. Cui and Q. Zhao, "A High-Performance Tactical-Grade Monolithic Horizontal Dual-Axis MEMS Gyroscope With Off-Plane Coupling Suppression Silicon Gratings," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 11, pp. 11765-11773, Nov. 2022, doi: 10.1109/TIE.2021.3127036.

<https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/9617151>

[Riferimenti Capitolo 3]

59. Yole Developpement 2020 High-end inertial sensors for defense, aerospace and industrial applications Market and Technology Report 2020 pp 1–32.

60. M. Perlmutter and S. Breit, "The future of the MEMS inertial sensor performance, design and manufacturing," 2016 DGON Inertial Sensors and Systems (ISS), Karlsruhe, Germany, 2016, pp. 1-12, doi: 10.1109/InertialSensors.2016.7745671.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/7745671>

61. BS ISO 5725-1: "Accuracy (trueness and precision) of measurement methods and results - Part 1: General principles and definitions.", p.1 (1994).

62. "IEEE Standard for Sensor Performance Parameter Definitions," in *IEEE Std 2700-2017 (Revision of IEEE Std 2700-2014)*, vol., no., pp.1-64, 31 Jan. 2018, doi: 10.1109/IEEESTD.2018.8277147.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/8277147>

63. Faisal Mohd-Yasin, Can E Korman, David J Nagel, "Measurement of noise characteristics of MEMS accelerometers", *Solid-State Electronics*, Volume 47, Issue 2, 2003, Pages 357-360, ISSN 0038-1101.

<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0038110102002204>

64. "IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros," in *IEEE Std 952-1997*, vol., no., pp.1-84, 24 Feb. 1998, doi: 10.1109/IEEESTD.1998.86153.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/660628>

65. D. Yamane, T. Konishi, T. Matsushima, K. Machida, H. Toshiyoshi, K. Masu; Design of sub-1g microelectromechanical systems accelerometers. *Appl. Phys. Lett.* 17 February 2014; 104 (7): 074102.

<https://pubs.aip.org/aip/apl/article/104/7/074102/27747/Design-of-sub-1g-microelectromechanical-systems>

66. D V Pavlov and M N Petrov 2020 *J. Phys.: Conf. Ser.* 1658 012035.

<https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1658/1/012035>

67. T. Hiller, L. Blocher, M. Vujadinović, Z. Péntek, A. Buhmann and H. Roth, "Analysis and Compensation of Cross-Axis Sensitivity in Low-Cost MEMS Inertial Sensors," 2021 IEEE International Symposium on Inertial Sensors and Systems (INERTIAL), Kailua-Kona, HI, USA, 2021, pp. 1-4, doi: 10.1109/INERTIAL51137.2021.9430454.

<https://ieeexplore.ieee.org/document/9430454?denied=>

68. D. Unsal and K. Demirbas, "Estimation of deterministic and stochastic IMU error parameters," *Proceedings of the 2012 IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*, Myrtle Beach, SC, USA, 2012, pp. 862-868, doi: 10.1109/PLANS.2012.6236828.

<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6236828>

[Riferimenti Capitolo 4]

69. Bosh Sensortec; BMI323 Datasheet; 14 June 2023; Document number BST-BMI323-DS000-09.

<https://www.bosch-sensortec.com/products/motion-sensors/imus/bmi323/>

70. Analog Devices Inc; ADIS-16550 Datasheet; 6 December 2023.

<https://www.analog.com/en/products/adis16550.html#product-overview>

71. Memsense; Inertial Labs Inc; MS-IMU3050 Datasheet; Document number DOC00592.

<https://www.memsense.com/products/ms-imu3050>