

POLITECNICO DI MILANO

Facoltà di Ingegneria Industriale

Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Meccanica



Sviluppo di una metodologia per l'ottimizzazione di prove sperimentali per la caratterizzazione di giroscopi MEMS monoassiali e biassiali

Relatore: Prof. Ferruccio Resta

Correlatore: Ing. Elisabetta Leo

Elaborato di Laurea di:

Andrea Castro

Matricola 720729

Anno Accademico 2009/2010

Indice

Introduzione	pag. 7
1. Giroscopi: tipologie e applicazioni.....	pag. 10
1.1 Definizione di giroscopio	pag. 10
1.2 Etimologia del termine “giroscopio”	pag. 10
1.3 Storia dei giroscopi	pag. 11
1.4 Breve storia dei MEMS	pag. 15
1.5 Tipologie di giroscopi	pag. 19
1.5.1 Giroscopi meccanici	pag. 20
1.5.2 Giroscopi ottici	pag. 21
1.5.3 Giroscopi inerziali MEMS	pag. 23
1.5.3.1 Giroscopi inerziali MEMS traslazionali	pag. 26
1.5.3.2 Giroscopi inerziali MEMS rotazionali	pag. 27
1.6 Applicazioni dei giroscopi MEMS	pag. 29
2. Giroscopi MEMS: tipologie e parametri caratteristici	pag. 35
2.1 Giroscopio MEMS traslazionale: principio di funzionamento.....	pag. 35
2.1.1 Modello semplificato	pag. 39
2.1.2 Equazione di moto in direzione di <i>drive</i>	pag. 40
2.1.3 Attuazione in direzione di <i>drive</i>	pag. 44
2.1.4 Rilevazione del moto in direzione di <i>drive</i> (<i>Sensing del rive</i>).....	pag. 48
2.1.5 Equazione di moto in direzione di <i>sense</i>	pag. 49
2.1.6 Trasduzione in direzione di <i>sense</i>	pag. 54
2.1.7 Errore di quadratura	pag. 60
2.2 Giroscopio MEMS rotazionale: principio di funzionamento.	pag. 66
2.2.1 Modello semplificato	pag. 70
2.2.2 Equazione di moto in direzione di <i>drive</i>	pag. 71
2.2.3 Attuazione in direzione di <i>drive</i>	pag. 74
2.2.4 Rilevazione del moto in direzione di <i>drive</i> (<i>Sensing del drive</i>).....	pag. 77
2.2.5 Equazione di moto in direzione di <i>sense</i>	pag. 79
2.2.6 Trasduzione in direzione di <i>sense</i>	pag. 83
2.2.7 Errore di quadratura e <i>sensitivity cross-axis</i>	pag. 89
2.3 Sintesi dei parametri caratteristici	pag. 90

3. Misura di frequenza di risonanza, fattore di merito, e errore di quadratura	pag. 92
3.1 Set-up di prova.....	pag. 92
3.2 Fattore di merito e frequenza di risonanza.....	pag. 95
3.3 Errore di quadratura	pag. 102
3.4 Risultati	pag. 102
4. Misura delle <i>sensitivity</i> dei giroscopi	pag. 104
4.1 Macchina di prova RTA320: descrizione	pag. 104
4.2 Metodologia di testing attualmente implementata in ST: metodo armonico.....	pag. 106
4.3 Metodologia di testing proposta: metodo integrale	pag. 108
4.4 Risultati	pag. 116
4.4.1 Sensitivity singolo asse	pag. 116
4.4.1.1 Giroscopio monoassiale traslazionale	pag. 117
4.4.1.2 Giroscopio biassiale rotazionale	pag. 120
4.4.2 Sensitivity doppio asse	pag. 131
4.4.3 Sensitivity cross-axis	pag. 143
Conclusioni	pag. 149
Riferimenti bibliografici	pag. 152
Ringraziamenti	pag. 154
Appendici	pag. 156
A.1 Metodologie realizzative dei dispositivi MEMS	pag. 156

Alla mia famiglia

Sviluppo di una metodologia per l'ottimizzazione di prove sperimentali per la caratterizzazione di giroscopi MEMS monoassiali e biassiali

Sommario

La fase di caratterizzazione dei giroscopi MEMS monoassiali e biassiali (Final Test) è di fondamentale importanza nella produzione dei giroscopi stessi.: è durante questa fase che i dispositivi sono testati per determinare la loro efficacia nella rilevazione delle velocità angolari.

Attualmente, la fase di caratterizzazione è basata su di un set di diversi test che permettono di valutare alcuni parametri caratteristici del giroscopio, come la frequenza di risonanza f_{Drive} del *Drive*, il fattore di qualità Q_0 , l'errore di quadratura q_{error} , e la *sensitivity* del giroscopio. Il calcolo della *sensitivity* avviene per mezzo di una tavola di prova (Rate Table) dove il giroscopio è posizionato; viene eseguita imponendo un segnale noto e comparando questo con il segnale rilevato dal giroscopio.

Ogni test per poter essere eseguito, e quindi caratterizzare il giroscopio, richiede molto tempo e, siccome ogni giroscopio necessita di essere testato prima di essere introdotto sul mercato, la variabile "tempo" diventa di fondamentale importanza.

Per questa ragione, viene proposta una nuova procedura di ottimizzazione delle prove sperimentali adoperate per la caratterizzazione dei giroscopi. Un nuovo metodo integrale è stato proposto per calcolare la *sensitivity* del giroscopio: un input angolare noto viene imposto alla tavola di prova e l'integrazione del segnale in output del giroscopio viene registrata: la relazione tra il segnale integrato ed il movimento angolare noto dà il valore atteso di *sensitivity*. Questo metodo integrale permette di eseguire la procedura di caratterizzazione del giroscopio in minor tempo.

Questa nuova procedura di testing è stata usata sia per i giroscopi mono- e biassiali: nel giroscopio monoassiale solo un valore di *sensitivity* deve essere identificato, e la procedura non subisce gli effetti del cross-axis sensitivities che invece appaiono nel giroscopio biassiale quando entrambi gli assi di Sensing sono stimolati, con risultato una

sottostima della *sensitivity* attesa. Per risolvere questo problema, un metodo appropriato per compensare questo errore è stato adoperato.

L'approccio proposto è stato validato facendo un paragone con dati sperimentali di metodi precedenti.

Parole chiave: caratterizzazione, giroscopi MEMS, *sensitivity*, metodo integrativo dei trapezi, *sensitivity cross-axis*

Development of a procedure for the optimization of experimental proofs used for the characterization of monoaxial and biaxial MEMS gyroscopes

Abstract

The characterization phase of monoaxial and biaxial MEMS gyroscopes (Final Test) has a fundamental relevance in the whole manufacture of gyroscopes themselves: it is during this phase that devices are tested to reveal their effectiveness in the survey of angular rates.

Currently, the characterization phase is based on a set of several tests that allow to evaluate some characteristic parameters of the gyroscope, such as the resonance frequency f_{Drive} of *Drive*, the quality factor Q_0 , the quadrature error q_{error} , and the *sensitivity* of the gyro. The sensitivity calculation is done by a proof board (where gyros are placed); this is done by imposing a known signal and comparing it with the signal revealed by the gyro.

This characterization phase takes up a lot of time in order to execute every test, and because each one gyro has to be tested before its introduction on the market, the variable "time" becomes of fundamental importance.

In order to this reason, a new procedure for the optimization of experimental proofs used for the characterization of gyroscopes is proposed. A new integral method has been proposed to compute the gyro *sensitivity* as an example: a known angular input has been imposed to the proof board, and the integration of the output signal of the gyro is

recorded: the ratio between the integrated signal and the known angular movement gives the expected value of *sensitivity*. This trapezoidal integral method allows to perform a less-time procedure for the characterization of the gyroscope.

This new testing procedure has been used both in monoaxial and biaxial gyroscopes; in the monoaxial gyro, only one *sensitivity* value has to be identified, and the procedure doesn't feel the effect of cross-axis sensitivities that instead appear in the biaxial gyro when its two *Sensing* axes are both stimulated, with the result of sub-estimate the expected *sensitivity*. To solve this problem, an appropriate modality to compensate this error has been used.

The proposed approach has been validated through comparison with experimental data of the previous method.

Keywords: characterization, MEMS gyroscope, sensitivity, trapezoidal integral method, cross-axis sensitivity.

Introduzione

Negli ultimi 20 anni siamo stati testimoni di progressi e di scoperte, in campo scientifico e tecnologico, che hanno rivoluzionato il nostro modo di vivere, spesso superando limiti che sembravano ormai ben delineati e acquisiti da tempo.

In tale contesto di sviluppo, sono compresi gli studi sul silicio e su nuove tecniche di fabbricazione (come il *micromachining*) che hanno consentito la realizzazione di circuiti elettronici in scala sempre più ridotta e il coinvolgimento di dispositivi meccanici come sensori ed attuatori.

Sono così nati, negli anni '80 del secolo scorso, i MEMS (acronimo di *Micro Electro-Mechanil Systems*): essi rappresentano una nuova categoria di dispositivi che integrano elettronica e meccanica in un unico *package*, sono caratterizzati da strutture di dimensioni micrometriche realizzate prevalentemente in silicio, e permettono di rilevare grandezze quali temperature, velocità lineari e angolari, accelerazioni, pressioni, ecc..

Il loro sviluppo, da allora fino ad oggi, è stato continuo ed ha portato ad una loro sempre maggiore diffusione sul mercato; questo successo è stato dettato da molteplici fattori, quali il perfezionamento delle tecniche di produzione grazie a nuovi processi di lavorazione del silicio (derivati da tecniche di fabbricazione dei circuiti integrati), la possibilità di produzione su larga scala a costi contenuti, le dimensioni estremamente ridotte dei dispositivi e la loro affidabilità.

Tutto ciò ha reso possibile l'ampia diffusione dei MEMS e il loro utilizzo nei settori più differenti (dalla medicina alle applicazioni aeronautiche ed aerospaziali, dall'*automotive* alle telecomunicazioni, dalla chimica agli impieghi di tipo militare) e ha suscitato l'interesse di diverse aziende che hanno deciso di investire in questo tipo di tecnologia.

Una di queste aziende è la *STMicroelectronics*, che ha saputo sfruttare le proprie vaste conoscenze pregresse sulla realizzazione di circuiti integrati per poterle applicare alla progettazione di strutture più complesse come i MEMS.

Il presente lavoro di tesi è stato svolto, in collaborazione con il Dipartimento di Meccanica del Politecnico di Milano, nello stabilimento di Cornaredo (MI) della *STMicroelectronics*, ed ha riguardato lo sviluppo di una metodologia per l'ottimizzazione

di prove sperimentali per la caratterizzazione di giroscopi MEMS monoassiali e biassiali prima che questi vengano messi sul mercato.

Le tecniche utilizzate nella fase di produzione dei giroscopi MEMS consentono una fabbricazione per lotti che presenta elevati livelli di funzionalità e affidabilità, e permettono la realizzazione di dispositivi con costi di produzione più bassi rispetto agli analoghi dispositivi realizzati con tecniche tradizionali.

Il processo tecnologico di produzione, tuttavia, presenta delle incertezze dimensionali (dovute alla ridotta scala dei dispositivi) che non possono essere trascurate: per questo motivo è necessario eseguire, in fase di post-produzione del giroscopio MEMS, un'attenta analisi del pezzo (durante il "Final Test") per misurare le sue caratteristiche meccaniche e verificare il suo corretto funzionamento prima di immetterlo sul mercato.

Durante la fase del "Final Test" assume particolare importanza il **tempo** necessario per eseguire una corretta caratterizzazione del giroscopio, in quanto ciascun dispositivo deve essere sottoposto a tale fase di testing (e non con una verifica a campione su un determinato numero di pezzi, come avviene invece per altri tipi di produzioni); pertanto, riuscire a verificare la "bontà" di un pezzo tramite una fase di testing precisa ed accurata ma, allo stesso tempo, quanto più rapida possibile, è l'obiettivo che ci si è prefissato per lo svolgimento del presente lavoro di tesi. *In particolare, l'obiettivo è stato quello di portare la fase di testing dagli attuali 45 secondi a non più di 20 secondi.*

Precedenti lavori di tesi sullo stesso argomento ([1.1] [1.2] [1.3]) hanno dimostrato che il comportamento meccanico del giroscopio può essere adeguatamente descritto tramite alcuni parametri significativi, quali la frequenza di risonanza del *drive* f_{drive} e il fattore di merito (o di qualità) del *drive* Q_{drive} ; altro parametro da tenere in considerazione per stabilire il corretto funzionamento del giroscopio è *l'errore di quadratura*, ossia il movimento del sensore lungo il *sense* indotto dal solo moto di attuazione del sensore lungo il *drive* in assenza di una velocità angolare esterna imposta al dispositivo.

Occorre misurare il valore di *sensitivity* del giroscopio, che corrisponde al segnale rilevato in uscita dal sensore (un valore in Volt) in rapporto all'ingresso (cioè la velocità

angolare imposta al dispositivo); e infine il valore di *sensitivity cross-axis*, cioè quel valore di sensibilità dovuto ad un disallineamento degli assi sensibili del dispositivo rispetto alla macchina di prova (Rate Table RTA320, descritta nel capitolo 4 e nell'appendice 7.2).

Viste le premesse sopra citate, per raggiungere l'obiettivo, il presente lavoro risulta articolato nel seguente modo:

- nel capitolo 1, verrà presentata una breve storia dei giroscopi e dei dispositivi MEMS; verranno poi introdotti i vari tipi di giroscopi esistenti, con particolare riferimento ai giroscopi MEMS e le relative applicazioni;
- nel capitolo 2, verrà descritta la struttura e il principio di funzionamento dei giroscopi MEMS traslazionali e rotazionali; verranno descritte le diverse tipologie di strutture capacitive che permettono di realizzare il moto di attuazione lungo il *drive*, il controllo del moto lungo il *drive* (detto *sensing del drive*), e la trasduzione del segnale lungo il *sense*; verranno inoltre introdotti i parametri caratteristici dei giroscopi MEMS traslazionali e rotazionali oggetto di misura del Final Test;
- nel capitolo 3, verrà descritta la metodologia di prova adottata per il calcolo dei parametri caratteristici del giroscopio, cioè la frequenza di risonanza del drive f_{drive} , il fattore di merito del drive Q_{drive} e l'errore di quadratura; verranno poi confrontati i risultati ottenuti con la metodologia di prova precedentemente adottata da *STMicroelectronics*;
- nel capitolo 4, verrà descritta la macchina di prova (Rate Table RTA320) adottata per l'esecuzione delle prove; verrà descritta la metodologia di prova adottata per il calcolo delle *sensitivity* dei giroscopi; infine verranno confrontati i risultati ottenuti con la metodologia di prova precedentemente adottata da *STMicroelectronics*;
- nel capitolo 5, verranno esposte le conclusioni del presente lavoro e le prospettive future di sviluppo.

Capitolo 1

Giroscopi: tipologie e applicazioni

In questo capitolo verrà presentata una breve storia dell'evoluzione dei giroscopi e dei dispositivi MEMS; vengono poi introdotti i vari tipi di giroscopi esistenti, con particolare riferimento ai giroscopi MEMS e le relative applicazioni.

1.1 Definizione di giroscopio

Il giroscopio è un dispositivo fisico rotante che, per effetto della legge di conservazione del momento angolare, tende a mantenere il suo asse di rotazione orientato in una direzione fissa [1.4]. Una massa cilindrica omogenea, che gira rapidamente intorno al proprio asse baricentrico (asse stabile di rotazione), sviluppa delle forze centrifughe che risultano essere perfettamente equilibrate fra di loro; in questo modo, nessuna forza interna può disturbare il moto rotatorio e generare vibrazioni o alterazioni del moto rotatorio stesso.

Il giroscopio è pertanto uno strumento che viene utilizzato per la misura della velocità angolare, intorno ad un determinato asse, di un corpo in uno spazio inerziale.

1.2 Etimologia del termine “giroscopio”

La parola “giroscopio” deve la sua origine a due parole greche: “gyros” (“rivoluzione”) e “skoipein” (“osservare”, “guardare”).

E' credenza comune che questo nome derivi dalla sua configurazione più classica (giroscopio cardanico) che sfrutta la rotazione di una massa che ruota a grande velocità e il cui asse di rotazione, per inerzia, mantiene un orientamento costante.

In realtà, è più corretto attribuire tale denominazione al fatto che, con esso, lo scienziato francese Jean Bernard Leon Foucault riuscì a dimostrare la rotazione della Terra intorno al proprio asse.

1.3 Storia dei giroscopi

La storia dei giroscopi è legata strettamente all'ampliamento dei trasporti e dei commerci marittimi nell'intorno del XVIII secolo: tale evoluzione rese di fatto inadeguati gli strumenti utilizzati fino a quel tempo.

In quell'epoca, i marinai si affidavano al sestante per navigare: esso era uno strumento che permetteva di misurare l'angolo tra l'orizzonte e una specifica stella scelta come riferimento (figura 1.1).

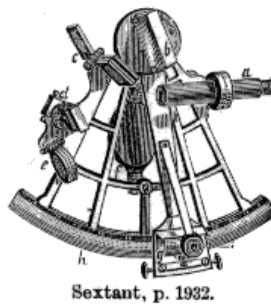


Figura. 1.1 - Esempio di sestante

Tuttavia, tale strumento poneva delle serie limitazioni al suo utilizzo in caso di tempo avverso o variabile, nel caso in cui le nuvole nascondessero le stelle o quando la nebbia non facesse scorgere l'orizzonte.

Un metodo per ovviare a tali problematiche fu trovato dal capitano di marina inglese John Serson; egli studiò la rotazione delle trottole (già conosciuta dagli antichi), in quanto esse hanno la tendenza a rimanere sempre verticali durante il loro moto, anche quando la superficie sulla quale stanno ruotando si inclina. Pertanto, egli propose l'adozione di un "orizzonte artificiale" sulle navi, tale da poter sfruttare tale proprietà: il cosiddetto "Speculum di Serson". Tale strumentazione fu sperimentata nel 1743, ed era formata da una trottola sulla cui parte superiore era fissato uno specchio perfettamente piatto: il metodo di lettura consisteva nel guardare verso la linea dell'orizzonte tramite un quadrante su cui si rifletteva l'immagine del sole nello specchio (da cui il nome "speculum") ed allineandolo con la luce diretta del sole, permettendo in tal modo di ricavare un angolo. L'idea di base è che lo "Speculum di Serson" fosse sempre allineato con l'orizzonte, anche in caso di rollio o beccheggio della nave.

Il primo giroscopio moderno (anche se il termine fu coniato solo in seguito) fu progettato agli inizi del 1817 da Johann Gottlieb Friedrich von Bohnenberger, un professore dell'università di Tubinga (Tübingen) in Germania; egli costruì un giroscopio che, anziché avere un disco al centro, presentava una grossa e pesante sfera (figura 1.2).

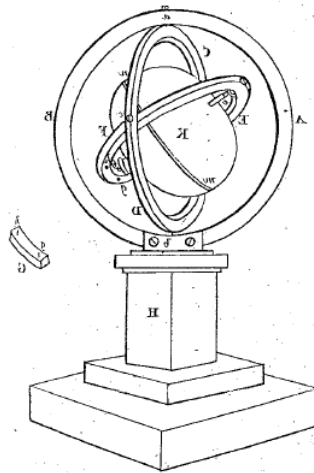


Figura 1.2 - Giroscopio di Bohnenberger

Questa novità non ebbe all'epoca alcuna applicazione scientifica, ma servì da base per successive elaborazioni: la prima, nel 1831, quando il professor Walter R. Johnson dell'università della Pennsylvania mostrò un strumento da lui battezzato "rotascopio"; la seconda, nel 1836, quando uno scozzese, Mr. Edward Sang, eseguì un esperimento utilizzando uno strumento simile al giroscopio presso la "Royal Scottish Society of Arts".

Intorno alla metà del XIX secolo, la trottola rotante prese il nome di "giroscopio" grazie agli studi di Jean Bernard Leon Foucault (1819-1868); lo scienziato condusse diversi esperimenti nel tentativo di osservare il movimento di rotazione della Terra, fra i quali quello realizzato con il celeberrimo pendolo, esperimento tanto semplice quanto geniale. Egli sfruttò il principio di inerzia in maniera originale, facendo oscillare un pendolo con una massa rilevante e con un cavo di notevole lunghezza all'interno del Pantheon di Parigi (figura 1.3). Per rispettare le leggi d'inerzia, il piano di oscillazione doveva rimanere inalterato ma a causa della rotazione terrestre i parigini videro il pendolo che lentamente cambiava direzione [1.5].

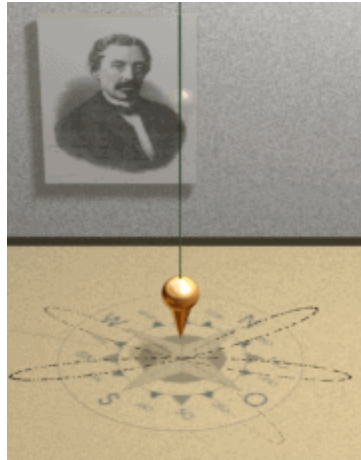


Figura 1.3 - Pendolo di Foucault

Foucault avvalorò ulteriormente questa sua tesi sfruttando una trottola messa in rotazione in maniera del tutto analoga. Posizionò una ruota (messa in rotazione ad elevata velocità) su un anello, in modo tale che l'asse del disco rotante potesse muoversi indipendentemente dall'anello; in realtà, l'anello di supporto si mosse durante il corso del giorno, essendo collegato solidalmente alla superficie della Terra che stava a sua volta ruotando. L'asse della ruota, invece, rimase puntato lungo la direzione originaria, confermando che la Terra stava ruotando lungo un periodo di 24 ore (figura. 1.4).



Figura 1.4 - Trottola di Foucault

Tra il 1852 e il 1868 Julius Plücker (1801-1868) e Friedrich Fessel (1821-1860) crearono una nuova famiglia di giroscopi sperimentali che usavano una coppia gravitazionale per mettere in rotazione il giroscopio intorno al proprio asse (figura 1.5).



Figura 1.5 - Giroscopio di Fessel

Quest'ultimo progetto diede una svolta al destino di strumenti che fino a quel momento erano stati privi di funzioni pratiche e diede un importante impulso allo sviluppo delle sue applicazioni, che si susseguirono nel giro di pochi anni.

Nel 1898 l'austriaco Ludwig Obry brevettò un meccanismo di guida per i siluri basato sull'inerzia giroscopica, che consisteva in un piccolo disco di bronzo del peso inferiore alle 1,5 libbre (circa 700 grammi) messo in rotazione da un getto d'aria; questo giroscopio ebbe subito importanti applicazioni in campo marittimo ed anche nel neonato settore aeronautico.

Nei primi anni del XX secolo Elmer A. Sperry sviluppò il primo pilota automatico per aeroplani usando un giroscopio, giungendo a costruirne un prototipo nel 1909; egli stesso, dal 1911, cominciò a vendere i primi girocompassi costruiti su larga scala, dapprima negli USA e successivamente in Gran Bretagna, mentre nel 1915 installò il primo girostabilizzatore per contrastare il rollio delle navi. Nel 1916 la Anschütz Company completò e installò il primo pilota automatico per imbarcazioni, e nello stesso anno si cominciò ad utilizzare il primo orizzonte artificiale su aeroplani.

Anche se inizialmente i giroscopi non ebbero grande successo per la navigazione oceanica, ad oggi sono largamente impiegati in ambito marittimo, e le girobussole sono

ormai installate su tutte le navi del mondo: esse sono esenti dalle anomalie delle bussole magnetiche, in quanto indicano il nord geografico e non il nord magnetico, e hanno abbastanza stabilità da rendere possibile il governo di apparecchi come registratori di rotta, giropiloti e bussole ripetitrici.

L'evoluzione dei giroscopi si è altresì sviluppata su due differenti piani: l'applicazioni per i più disparati utilizzi, e la progettazione e la realizzazione di giroscopi basati su diversi principi e su tecnologie differenti.

1.4 Breve storia dei MEMS

La storia dei MEMS è piuttosto recente, ma la ricerca e lo sviluppo di questi nuovi sistemi procede a passi così rapidi da rendere quasi obsoleti i risultati vecchi di pochi lustri. Il settore dei MEMS nasce dall'industria dei semiconduttori e dalle continue migliorie apportate alle tecniche di fabbricazione dei circuiti integrati (in inglese "IC", "*Integrated Circuits*"): con questa tecnologia, che ha origine negli anni '60, vengono utilizzate tecniche litografiche e attacchi chimici per realizzare circuiti al di sopra di un substrato (il cosiddetto *wafer*).

Poiché i circuiti possono essere ridotti in scala mantenendo le stesse caratteristiche e prestazioni, iniziò una sfida tra i produttori di semiconduttori per sviluppare metodi di produzione sempre più efficienti, ovvero in grado di posizionare la maggior parte di circuiti su un singolo *wafer*, abbattendo molto i costi di produzione, che si concretizzano in un minor prezzo unitario dei dispositivi MEMS disponibili sul mercato.

Richard Feynman, vincitore del Premio Nobel per la fisica nel 1965, pronunciò il famoso discorso "There's a plenty of room at the bottom" [1.6] che fu presentato il 29 dicembre 1959 al meeting internazionale della Società Americana di Fisica, tenutasi presso il California Institute of Technology (Caltech), nel quale affermava la necessità di concentrare la ricerca, nel settore dei semiconduttori, sull'aspetto della miniaturizzazione dei dispositivi elettronici.

In realtà, Feynman non riuscì mai a generare una nuova tecnica di fabbricazione, ma concepì l'applicazione contemporanea di tecniche eterogenee precedentemente

sviluppate: ha senso, quindi, parlare di “preistoria” dei MEMS cercando le origini delle diverse tecnologie che, opportunamente integrate tra loro, hanno permesso la creazione di questi innovativi dispositivi.

Tappe più significative nell'evoluzione dei MEMS

Intorno al 1750, Benjamin Franklin e Andrew Gordon svilupparono il primo motore elettrostatico: gli attuatori moderni applicano ancora i medesimi concetti di base.

Nel 1787, Antoine Lavoisier identificò per la prima volta il silicio (dal latino *silex*, *silicis* che significa “selce”); esso venne inizialmente isolato a partire da cristalli di quarzo e, durante tutto il XIX secolo, venne studiato a fondo diventando un materiale noto, le cui proprietà di semiconduttore elettrico acquisirono un'importanza sempre maggiore.

Nel 1925, il professore Julius Edgar Lilienfeld propose il principio base su cui si fonda in MOS (*Metal Oxid Semiconductor*), apparato che brevettò nel 1927 ma che cominciò a sviluppare durante tutti gli anni '30 (MESFET, MOSFET). Il suo lavoro non ebbe applicazione pratica immediata, ma grazie alle sue idee si costruiscono gli attuali FET (*Field-Effect Transistor*). In realtà, però, la parola “*transistor*” fu coniata nel 1946 nei laboratori della Bell Telephone che utilizzò germanio con una purezza molto elevata per costruire un apparecchio amplificatore.

Nel 1954, lo scienziato C. S. Smith divulgò un testo dal titolo “Piezoresistiv effect in Germanium and Silicon”, e la scoperta dei forti effetti piezoresistivi del germanio e del silicio condusse allo sviluppo di misuratori di sforzi e deformazioni che presentavano elevata sensibilità.

Nel 1961, l'industria statunitense Kulite, tutt'oggi molto attiva nel campo dei semiconduttori, mostrò il funzionamento del primo sensore di pressione costruito interamente in silicio (da notare le dimensioni di tale dispositivo, in figura 1.6).

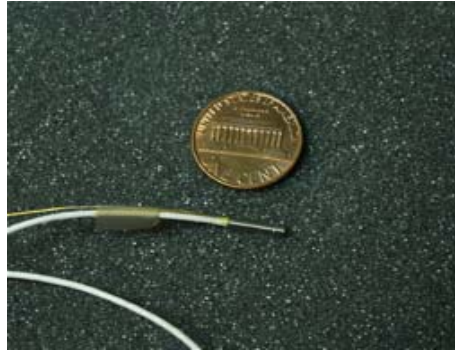


Fig 1.6 - Sensore di pressione della Kulite (1961)

Nel 1967, l'intero settore subì una sorte di rivoluzione quando Nathanson presentò l'invenzione della litografia superficiale (*surface micromachining*), ossia la tecnologia su cui oggi si basa la produzione di tutti i MEMS. A partire da questa novità, infatti, negli anni seguenti furono trovate molte applicazioni vere e proprie per i MEMS.

Nel 1969, la Westinhouse costruì il primo cancello a risonanza FET, che consisteva in un meccanismo basato su nuove tecnologie di fabbricazione.

Nel 1970, la Kulite presentò il primo accelerometro realizzato in silicio.

Negli anni '80 continuarono ad essere portati avanti esperimenti sulla stampa di superfici di polisilicio realizzata con successo per la prima volta nel 1984 per merito della Howe-Muller. All'interno di queste campagne sperimentali, si sono sviluppati i primi attuatori comb-drive e le prime testine di guida per il micro-posizionamento dei dischi e, con lo sviluppo del polisilicio, videro la luce i primi apparecchi MEMS completi.

Nel 1988, Fan, Tai e Miller attuarono i primi motori rotanti elettrostatici.

Il passo successivo fu di puntare su nuovi metodi di micro-stampaggio per migliorare i sensori: in questo campo, è bene ricordare la grande evoluzione dell'isolamento termico ed elettrico raggiunto tramite strutture sospese.

Nel 1989, i primi comb-drive laterali furono sviluppati da Tang, Nguyen e Howe.

L'evoluzione dei sistemi MEMS, come anche quella della ricerca ad essi connessa, è strettamente legata alle potenzialità di modellazione e di calcolo offerti dall'informatica; si può pertanto legare l'evoluzione dei MEMS a quella dei processi di produzione ma anche a quella dei software e degli hardware.

L'utilizzo dei software si verifica su tre distinti livelli: gli strumenti di progettazione, gli strumenti di gestione dei processi ed i software d'analisi. L'utilizzo di questi oggetti

garantisce sostanzialmente quattro vantaggi. Innanzitutto un layout più intuitivo e rapido, in grado di gestire maschere multi-strato, la gerarchia fra le celle, le operazioni booleane e le forme irregolari. Inoltre, solo tramite questi strumenti si è in grado di seguire le caratteristiche specifiche dei MEMS, come ad esempio la creazione di variazioni angolari, di traslazioni e di rotazioni di corpi, e l'acquisizione tramite bitmap. Altra possibilità di questi sistemi è la capacità di collegare direttamente la simulazione dell'eventuale processo con la generazione della mesh e, tipicamente, la compatibilità tra i formati più classici.

Per i sistemi MEMS si può, fin da ora, prevedere un futuro sicuro e certamente profittevole, dato che molte tra le più affermate aziende del settore dell'elettronica stanno investendo in maniera netta in questo tipo di dispositivi.

E' molto significativo notare come anche la ricerca si evolva affrontando le problematiche irrisolte che limitano l'applicabilità dei sistemi MEMS. Un ostacolo da affrontare in tempi brevi è dato, ad esempio, dall'involucro degli strumenti e dei sensori MEMS che necessita di essere considerevolmente migliorato dal suo stato attuale. Il *packaging* MEMS è molto più ambizioso di quello degli IC, causa la varietà degli strumenti e la richiesta che essi siano in contatto diretto con l'ambiente esterno. Attualmente, quasi tutti i progetti di nuovi sistemi MEMS devono sviluppare in parallelo, con il nuovo strumento, anche un apposito involucro; a complicare le cose, oltretutto, non esistono modelli numerici e strumenti di simulazione per l'involucro, a differenza dei componenti stessi.

A causa della natura dei problemi di progettazione esposti, la ricerca deve fronteggiare argomenti che sono altamente interdisciplinari, e che spaziano dallo studio delle forze elettrostatiche utilizzate per l'attuazione del *Drive* e la rilevazione del *Sense* alle teorie meccaniche necessarie per interpretare i segnali in uscita. Inoltre, le piccole dimensioni e le forme irregolari complicano i modelli normalmente utilizzati.

L'elettrostatica delle piastre parallele (*parallel plates*) non infinite richiede modelli numerici estremamente elaborati, e dunque l'interferenza prodotta da strumenti adiacenti posti a limitata distanza risulta alquanto delicata.

Criticità crescente assumono anche le teorie della meccanica, il cui utilizzo è complicato da due fattori: le ridotte dimensioni fisiche del dispositivo che comportano masse molto piccole (e dunque effetti inerziali del tutto nuovi), e i diversi strati di materiale che mostrano proprietà meccaniche molto eterogenee.

Anche le teorie sulla meccanica dei fluidi non possono essere applicate come in altri settori ingegneristici, considerato che gli spazi del flusso sono significativamente ridotti e dunque sono governati più dalle regole della teoria delle particelle che dalla dinamica classica.

Un'altra sfida ancora aperta riguarda la previsione dei guasti; risulta evidente come l'affidabilità di queste nuove tecnologie giochi un ruolo primario quando il loro utilizzo condiziona il corretto funzionamento di attrezzature molto costose.

1.5 Tipologie di giroscopi

Come già in precedenza anticipato, il giroscopio è un dispositivo in grado di rilevare una velocità angolare o un angolo di rotazione. Queste due grandezze possono essere dedotte attraverso i diversi principi fisici che regolano le diverse tipologie di giroscopi che sono state prodotte nel corso degli anni. Si possono definire tre principali categorie di giroscopi:

- puramente meccanici, che sfruttano l'effetto giroscopico;
- ottici, che si basano sull'effetto Sagnac;
- vibranti, come quelli realizzati con tecnologia MEMS, che sfruttano le accelerazioni di inerzia che nascono per effetto del moto del sensore rispetto ad un sistema di riferimento non inerziale (nella fattispecie l'accelerazione di Coriolis).

1.5.1 Giroscopi meccanici

Il giroscopio è un dispositivo usato per misurare la velocità angolare di un corpo in uno spazio inerziale, intorno ad un dato asse.

I giroscopi meccanici sono stati i primi ad essere concepiti e realizzati. Un esempio è mostrato in figura 1.7; si consideri il sistema di assi di riferimento indicato.

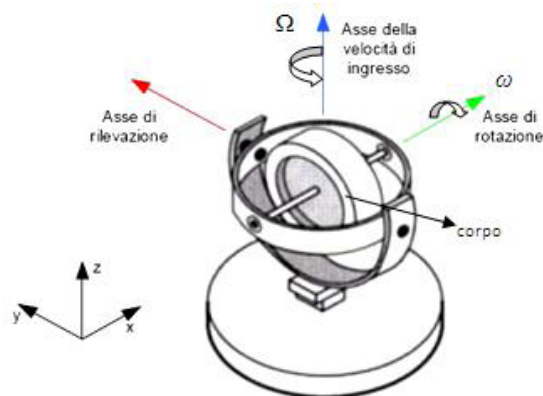


Figura 1.7 - Esempio di giroscopio meccanico

Abbiamo un corpo che possiede un elevato momento di inerzia lungo l'asse x (asse di rotazione), rispetto al quale viene messo in rotazione con una certa velocità angolare ω ; se al corpo si impone momento M lungo y (asse di rivelazione), allora il corpo stesso inizierà a ruotare attorno a z con velocità Ω .

Il fenomeno descritto è dimostrato dalla seconda legge cardanica della dinamica, secondo la quale:

$$d\overset{P}{L} = \overset{P}{M} \cdot dt; \quad \rightarrow \quad \overset{P}{M} = \frac{d\overset{P}{L}}{dt}; \quad (1.1)$$

dove L rappresenta il momento angolare.

Come è mostrato in figura 1.8, è possibile determinare la velocità angolare Ω data dall'effetto giroscopico come:

$$d\overset{P}{L} = \overset{P}{L} \cdot d\vartheta; \quad \rightarrow \quad d\vartheta = \frac{d\overset{P}{L}}{\overset{P}{L}}; \quad (1.2)$$

$$\Omega = \frac{d\vartheta}{dt} = \frac{dL/L}{dt} = \frac{dL}{L \cdot dt} = \frac{1}{L} \cdot \frac{dL}{dt} = \frac{1}{L} \cdot M = \frac{1}{I \cdot \omega} \cdot M; \quad (1.3)$$

dove I rappresenta il momento di inerzia rispetto all'asse di rotazione x ; questo è valido se $\omega \gg \Omega$ in modo da trascurare il momento angolare lungo z dovuto a Ω .

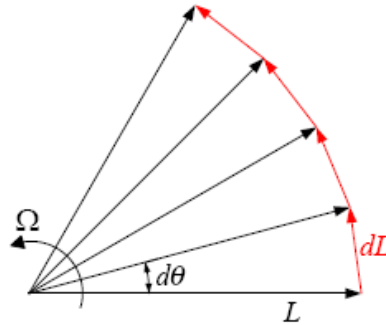


Figura 1.8 - Variazione di direzione del momento angolare L

I giroscopi meccanici, quindi, misurano il momento M lungo y generatosi a seguito di una rotazione attorno a z del corpo in moto con velocità angolare ω attorno a x ; tale momento viene ricavato misurando la deformazione di una molla di torsione.

I problemi principali dei giroscopi meccanici sono dovuti a più fattori, fra i quali vi è la bassa affidabilità e durata degli organi rotanti che li costituiscono, il peso e il costo elevato.

Per risolvere tali problemi sono stati progettati giroscopi che si basano su principi fisici differenti; tra questi riveste un ruolo importante il giroscopio ottico.

1.5.2 Giroscopi ottici

La misura di una velocità angolare può essere realizzata anche grazie a sistemi di tipo ottico, che risolvono alcuni problemi dei giroscopi meccanici, ma che risultano generalmente più costosi degli analoghi meccanici.

I giroscopi ottici si basano sull'effetto Sagnac: dati due fasci di luce che viaggiano in una guida ottica circolare in direzioni opposte, essi si sfasano quando l'anello viene messo in rotazione.

I giroscopi ottici sfruttano tale principio in due possibili modi:

- 1) rilevando lo sfasamento tra le due onde contro-rotanti dovuto alla velocità di rotazione. Sono costituiti da una fibra ottica avvolta in forma circolare, all'interno della quale vengono convogliati, in direzioni opposte, due fasci luminosi (figura 1.9). La variazione di fase è:

$$\Delta \mathcal{G} = \frac{4 \cdot \pi \cdot R \cdot L}{c \cdot \lambda} \cdot \Omega; \quad (1.4)$$

con R raggio, L lunghezza del percorso, Ω velocità angolare, λ lunghezza d'onda e c velocità della luce.

Quando si è in presenza di una velocità angolare, i due raggi viaggiano su un percorso che ha lunghezza differente, e raggiungono il fotorivelatore con tempi diversi; dalla misura di questi tempi e quindi dello sfasamento di un'onda rispetto all'altra si può risalire alla velocità angolare, che è proprio proporzionale allo sfasamento.

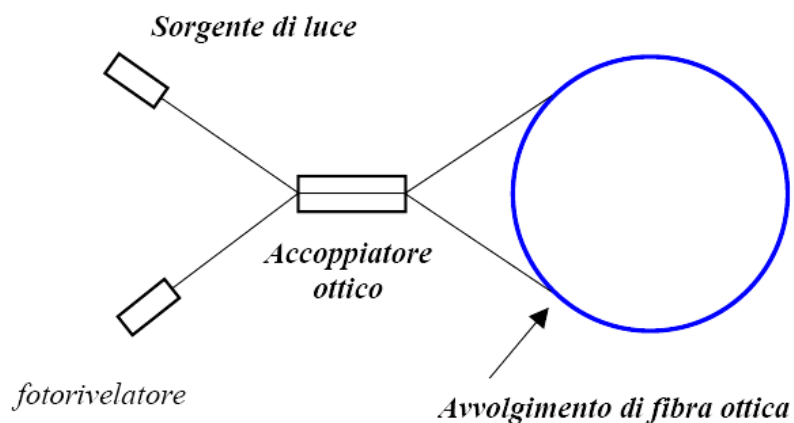


Figura 1.9 - Giroscopio ottico con fibra

- 2) misurando la differenza di frequenza tra le due onde contro-rotanti. Queste risuonano se la loro lunghezza d'onda è sottomultiplo della lunghezza del percorso da compiere. In presenza di velocità angolare, frequenza e lunghezza d'onda variano, mutando le condizioni di risonanza del sistema.

I giroscopi ottici hanno la caratteristica (già accennata prima) di essere però molto costosi e di dimensioni non molto ridotte, per cui il campo delle loro applicazioni non è molto esteso.

1.5.3 Giroscopi inerziali MEMS

I giroscopi inerziali MEMS sono costituiti da masse vibranti che sfruttano le accelerazioni di inerzia che nascono per effetto del moto del sensore rispetto ad un sistema di riferimento non inerziale (accelerazione di Coriolis). Si consideri, infatti, un corpo di dimensioni trascurabili dotato di massa “m” in moto con velocità costante “ \underline{V}_r ” relativa ad un sistema non inerziale (figura 1.10); se il sistema di riferimento relativo è, a sua volta, in moto con velocità angolare “ $\underline{\omega}$ ”, rispetto ad un sistema di riferimento inerziale, sul corpo nasce un’accelerazione (accelerazione di Coriolis, equazione (1.5)):

$$\bar{a}_{Coriolis} = 2 \cdot \bar{\Omega} \times \bar{V}_r; \quad (1.5)$$

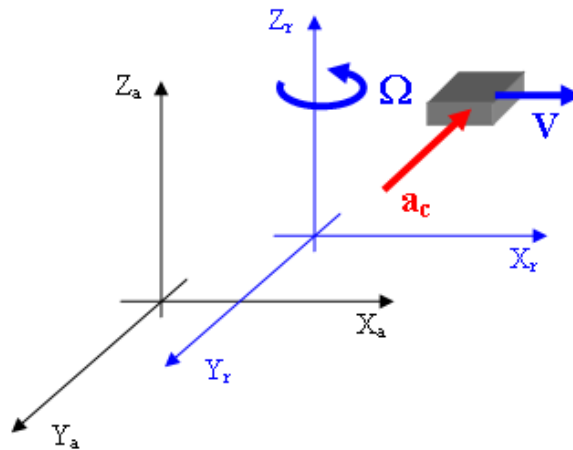


Figura 1.10 - Accelerazione di Coriolis che nasce su un corpo di massa “m” in moto con velocità costante rispetto ad un sistema di riferimento non inerziale.

Il primo dispositivo che sfruttava questo principio di funzionamento, è stato il giroscopio a corda vibrante (figura 1.11); in assenza di rotazione la corda vibra, per effetto di un’eccitazione esterna. In presenza di velocità angolare lungo l’asse z, per

effetto della forza di Coriolis, si ha una componente di vibrazione anche lungo l'asse y , proporzionale alla velocità angolare Ω .

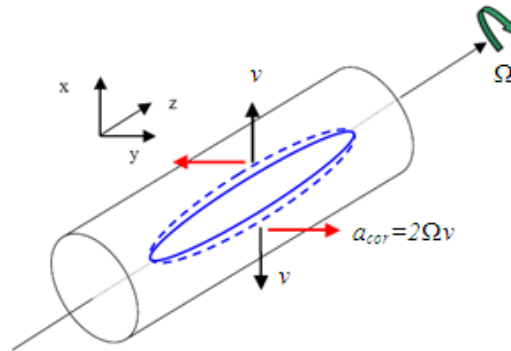


Figura. 1.11 - Schema di un giroscopio a corda vibrante

Tale dispositivo è stato presto abbandonato a causa della notevole flessione delle estremità della corda, la quale non permette di trascurare il comportamento elastico anisotropo della corda stessa e che è responsabile di *drift* ed errori di misura.

È stato, allora, sviluppato un elemento vibrante a diapason, con conseguente creazione del *Tuning Fork Gyro* (figura 1.12). I due rebbi vengono fatti oscillare in controfase nel piano x - y del sistema di riferimento relativo con velocità imposta; a causa di una rotazione attorno all'asse x del sistema di riferimento relativo, si aggiunge una vibrazione, dovuta all'accelerazione di Coriolis, nel piano y - z e l'ampiezza dell'oscillazione è proporzionale alla velocità angolare. Si genera così una coppia che fa ruotare il diapason attorno all'asse x ; tale coppia è equilibrata dal momento torcente dovuto all'asta che supporta i rebbi. Problema dei diapason metallici è la variazione di temperatura che può generare disallineamenti dei centri di massa dei rebbi, con conseguente comparsa di un momento aggiuntivo che risulta causa di errori di misura.

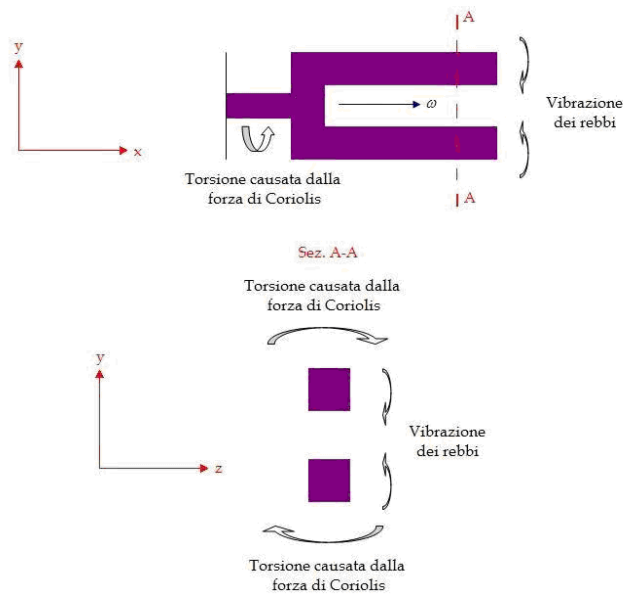


Figura 1.12 - Principio di funzionamento di un Tuning Fork Gyroscope

Utilizzando diapason in quarzo si è potuto ridurre di molto le dimensioni e i costi grazie alle tecniche di microlavorazione; si tratta dei cosiddetti QRS (*Quartz Rotational Rate Sensor*), costituiti da due diapason uniti (figura 1.13).

La parte di attuazione (*Drive*) si comporta come un qualsiasi diapason imponendo un'oscillazione dei due rebbi nel piano; quando il sistema viene posto in rotazione attorno all'asse di simmetria, con velocità di rotazione ω , nasce una forza di Coriolis uguale in modulo, ma opposta in verso sui due rebbi di *Drive*, la qual cosa genera una coppia torcente e oscillante alla base dei rebbi, coppia proporzionale all'angolo di rotazione. Contemporaneamente, nella parte di *pickup*, la coppia torcente induce i rebbi a muoversi tangenzialmente rispetto alla rotazione, con la medesima frequenza del *drive*. Anche il moto dei rebbi di *pickup* è direttamente proporzionale all'angolo di rotazione; il segnale in uscita da tali rebbi viene amplificato e demodulato fino a generare un segnale in tensione in uscita, sempre direttamente proporzionale all'angolo di rotazione, così misurato.

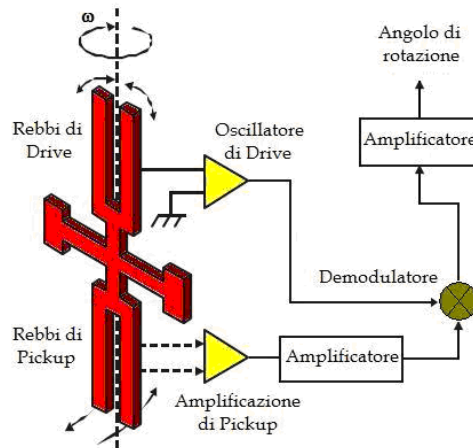


Figura 1.13 - Principio di funzionamento di un “*Quartz Rotational Rate Sensor*”

1.5.3.1 Giroscopi inerziali MEMS traslazionali

Il principio di funzionamento dei microgiroscopi traslazionali ha lo stesso principio di funzionamento di un *tuning fork gyroscope*. Il sistema è costituito da due masse congiunte tramite un elemento elastico; sottoponendo il sistema all'azione di una forzante in direzione x e alla rotazione imposta da una velocità angolare lungo l'asse z (perpendicolare al piano x - y), si manifesta la comparsa di un'accelerazione diretta ortogonalmente alla traiettoria (per cui in direzione y), che è appunto l'accelerazione di Coriolis (figura 1.14) [1.7].

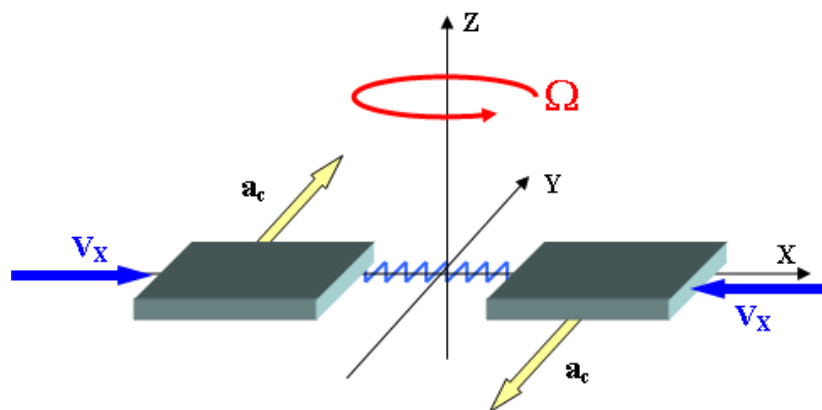


Figura 1.14 - Principio di funzionamento di un giroscopio traslazionale

La direzione determinata dall'asse x è detta di *driving*, poiché lungo di essa si sviluppa l'attuazione del giroscopio, mentre la direzione dell'asse y è chiamata di *sensing*, dato che permette la rilevazione della velocità angolare Ω di rotazione attorno all'asse z . Tale rivelazione è basata sulla misura degli spostamenti che avvengono appunto lungo il *sense*, in conseguenza del moto di attuazione lungo il *drive* e della velocità angolare attorno all'asse z . Se il moto di attuazione è armonico, lo sono anche le accelerazioni delle masse in direzione di *sense* poiché dipendono dalla velocità relativa \underline{v} che è, appunto, armonica. Questo comporta un moto vibratorio sia lungo x che lungo y , moto che in prima approssimazione può essere ritenuto disaccoppiato; entrambe le direzioni, quindi, presentano un proprio modo di vibrare e sono dotate di pulsazione propria.

Il funzionamento del sensore è basato su interfacce di tipo capacitivo: pettini interdigitati (*Comb Fingers*) posti lungo l'asse di attuazione consentono il moto delle masse in tale direzione, mentre pettini paralleli (*Parallel Plates*) consentono il moto lungo l'asse di rilevazione; si parla, allora, di attuazione elettrostatica e di rilevazione capacitiva differenziale.

1.5.3.2 Giroscopi inerziali MEMS rotazionali

Un esempio di giroscopio MEMS rotazionale è mostrato nella figura sottostante (figura 1.15).

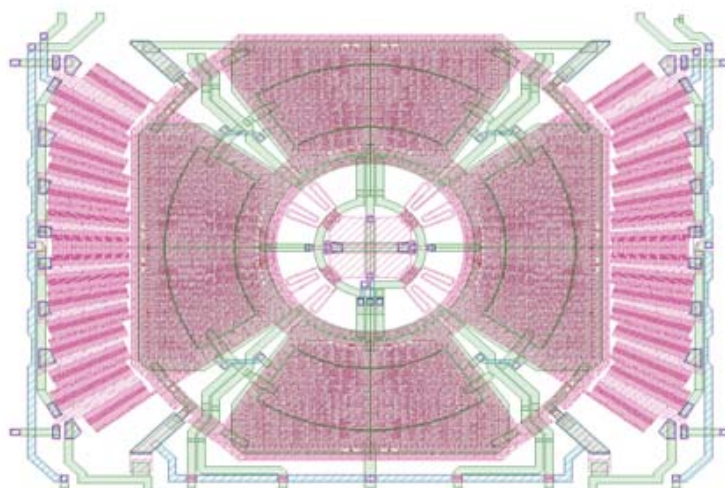


Figura 1.15 - Layout di un giroscopio biassiale *Pitch & Roll*

La struttura è composta da tre masse: una detta di *drive* (la massa esterna), e due dette di *sense* (le masse interne). Sono presenti diversi elementi elastici:

- molle di *drive*: collegano la massa di *drive* al substrato;
- molle di *sense*: collegano le masse di *sense* alla massa di *drive*.

La massa di *drive* viene fatta ruotare con velocità angolare Ω attorno all'asse z normale al piano della struttura, che rappresenta l'asse di attuazione, generando un momento M_z sulla massa mobile; di conseguenza, le due masse di *sense* ruotano rispetto all'asse z e traslano in y ; la presenza di una velocità angolare Ω_x intorno all'asse x (incognita da rilevare) porta alla formazione di due forzanti di Coriolis F_{Cor} (figura 1.16) agenti, con verso opposto, sulle due masse di *sense*, e producono sulle stesse masse un'oscillazione \mathcal{G}_y . La misura della velocità angolare ω_y si ricava dall'entità delle oscillazioni prodotte in \mathcal{G}_y da tali forzanti di Coriolis [1.8].

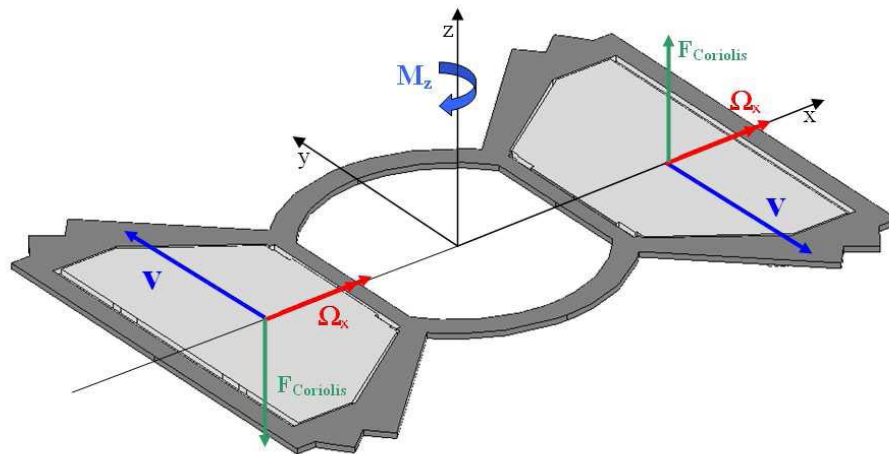


Figura 1.16 - Principio di funzionamento di un giroscopio rotazionale

Analogamente al giroscopio traslazionale prima descritto, il funzionamento del sensore rotazionale è basato su interfacce di tipo capacitivo: *Comb Fingers* posti lungo l'asse di attuazione consentono il moto delle masse in tale direzione, mentre *Parallel Plates* consentono il moto lungo l'asse di rilevazione; si parla, allora, di attuazione elettrostatica e di rilevazione capacitiva differenziale.

1.6 Applicazioni dei giroscopi MEMS

L'evoluzione tecnologica e la richiesta di prestazioni sempre più alte ha permesso ai dispositivi MEMS di diffondersi in molti settori: essi sono infatti considerati tra le tecnologie più promettenti del XXI secolo, capaci di rivoluzionare sia il mondo industriale sia quello dei prodotti di largo consumo.

Il mercato globale dei MEMS si dimostra in continua crescita, come evidenziato dal grafico di figura 1.17 [1.9]. Una grossa fetta di tale mercato è costituita dai sensori MEMS utilizzati nell'industria dell'automobile, medica e aerospaziale, ma l'obiettivo delle compagnie produttrici è quello di cercare (e creare) nuovi mercati sfruttando le caratteristiche e le potenzialità dei MEMS nei settori di largo consumo (come ad esempio quello della telefonia cellulare e dei computer).

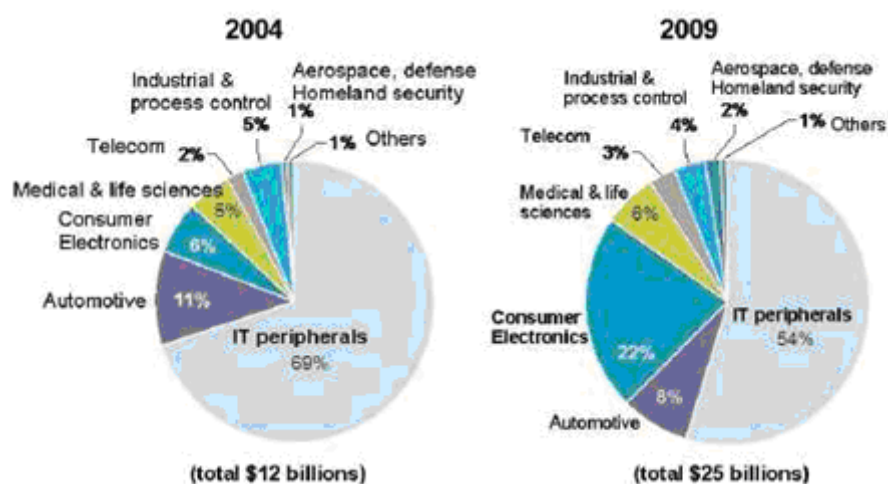


Figura 1.17 - Mercato globale dei MEMS

Nel seguito viene presentato un breve elenco dei diversi settori nei quali i sensori MEMS trovano applicazione.

Settore Automotive

Nelle automobili, i MEMS sono stati largamente utilizzati per svolgere funzioni differenti: si va dall'elettronica di controllo della stabilità (ESC, *Electroni Stability Control*), all'azionamento degli *airbag*. Prima dell'introduzione dei sensori MEMS, i

systemi tradizionali utilizzavano sensori ingombranti con l'elettronica dislocata in altri spazi, inoltre i costi erano di gran lunga superiori. L'avvento dei dispositivi MEMS ha permesso di integrare su un singolo microchip di silicio il sensore e l'elettronica con costi e ingombri inferiori.

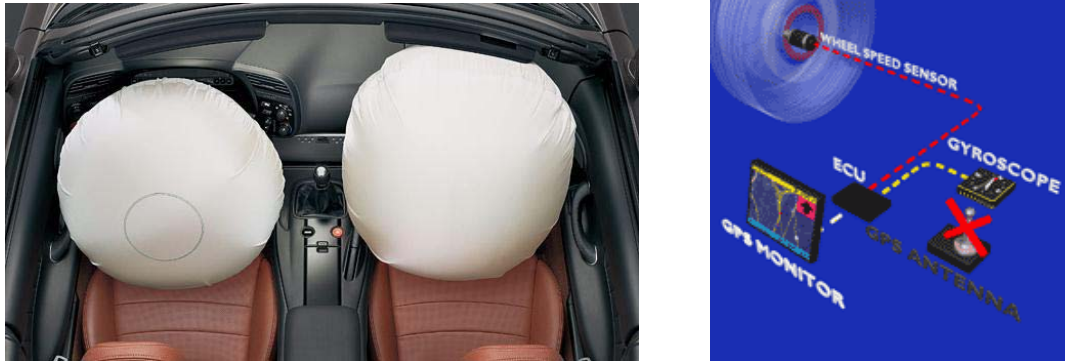


Figura 1.18 - Airbag e ESC (Controllo Elettronico della Stabilità)

Settore biomedicale

Un'applicazione medica dei sensori MEMS riguarda i sensori di pressione in grado di monitorare la pressione sanguigna dei pazienti: importante è, in questo caso, sia la dimensione del dispositivo (che essendo molto piccolo ne ha permesso l'inserimento tramite un catetere nel flusso sanguigno), sia il fattore economico (che permette, ad ogni applicazione, l'utilizzo di un nuovo dispositivo). Le innovazioni più recenti riguardano micro-strumenti collegati ad endoscopi, con l'obiettivo di ridurre le dimensioni delle incisioni, mentre alcune ricerche mirano a creare un sistema in grado di realizzare una varietà di analisi su campioni di tessuto e sangue (in pratica, è come avere un laboratorio in scala microscopica) (figura 1.19).

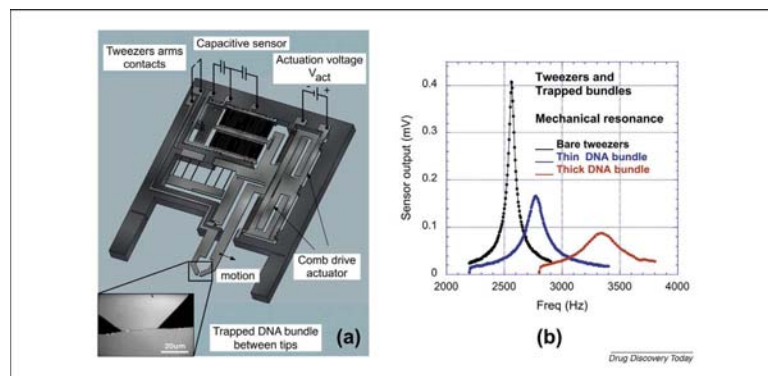


Figura 1.19 - Micro analizzatore di molecole

Settore aerospaziale

I sensori MEMS trovano impiego anche in molte applicazioni di telecomunicazione, aeronautiche e per la difesa dove dimensioni, robustezza e economicità dei dispositivi sono caratteristiche irrinunciabili.

Nell'industria aerospaziale, il peso e le dimensioni di tutti i componenti assumono un ruolo fondamentale. Si pensi alla sonda esploratrice *Mars Pathfinder*, nel cui progetto sono integrate soluzioni micro tecnologiche che sostituiscono i sensori di dimensioni ordinari.



Figura 1.20 - Sonda *Mars Pathfinder*

Settore stampa

La tecnologia MEMS è usata su grande scala nelle stampanti a getto di inchiostro: la testina responsabile della stampa unisce le tecnologie microfluidiche ed elettroniche, ed include un circuito integrato dove centinaia di piccole scanalature sono collegate agli ambienti riempiti d'inchiostro. Questo liquido può essere spostato tramite azione capillare oppure applicando campi elettrici, e può essere riscaldato a temperature controllate con elevata precisione. In questi dispositivi, l'unica parte che si muove è l'inchiostro e vengono detti, per questo, *microfluidic MEMS*. La loro funzione è quella di consentire la stampa con una risoluzione maggiore e l'ottimizzazione dell'uso dell'inchiostro (figura 1.21).

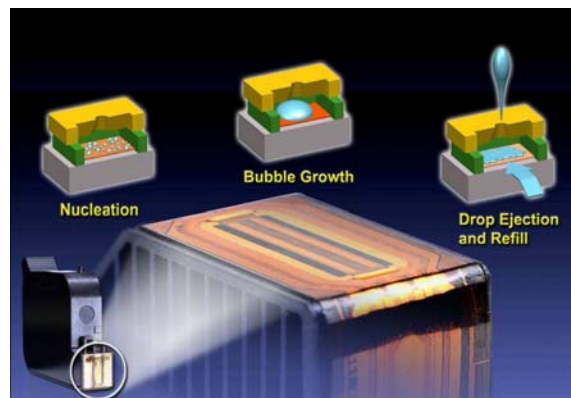


Figura 1.21 – Testine per stampanti

Settore navigazione satellitare

I sensori MEMS vengono impiegati anche nei sistemi di navigazione satellitare GPS (acronimo di “Global Positioning System”), per permettere sia la corretta localizzazione del veicolo sia una stima della sua posizione nel caso di temporanea assenza della comunicazione (ad esempio quando si sta percorrendo un tratto di strada all’interno di una galleria), risalendo agli ultimi dati forniti sulla velocità angolare e lineare (figura 1.22).

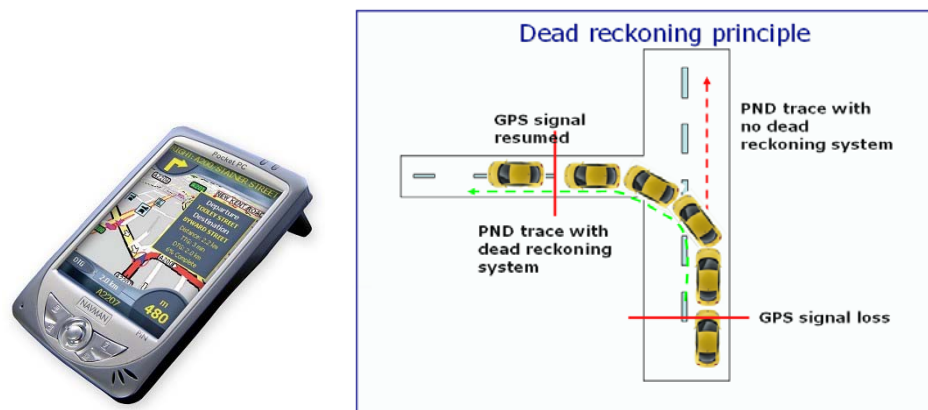


Figura 1.22: Navigatore satellitare e principio di funzionamento

Settore elettronica di consumo

Altra applicazione dei MEMS riguarda l’elettronica di consumo, dove può essere utilizzato per la stabilizzazione delle immagini di fotocamere o videocamere; oppure nei dispositivi di puntamento per poter realizzare mouse per movimento in 3D, o impiegati in controller per game-console, per interagire più attivamente con i videogiochi: i dispositivi

di funzionamento dei gamepad utilizzano infatti accelerometri e giroscopi biassiali MEMS per riconoscere e determinare il movimento in ogni direzione, permettendo il controllo attraverso un'unità mobile che l'utente tiene in mano (figura 1.23).



Figura 1.23: Fotocamera e controller per game-console

Settore computer

Un'altra applicazione di notevole interesse riguarda il settore dei computer. La tecnologia MEMS permette non solo di misurare un movimento fisico in modo molto preciso, ma anche di generarlo attraverso un'attuazione elettrostatica: è quindi possibile utilizzare un microattuatore elettrostatico in cui una differenza di potenziale tra statore e rotore causa un movimento angolare di quest'ultimo. Questa caratteristica può essere sfruttata negli *hard-disk drive* dove la testina, che permette la lettura e scrittura delle tracce, può essere posizionata con maggiore precisione, riducendo i problemi derivanti dalle vibrazioni rotazionali, consentendo un incremento notevole della densità di tracce e di conseguenza la capacità di immagazzinamento dei dati negli *hard-disk*.

Si possono già immaginare scenari futuri, neppure troppo lontani, in cui la tecnologia MEMS, espandendo le attuali applicazioni, potrà aiutare a gestire e semplificare numerosi aspetti della vita lavorativa e privata. Gli accelerometri MEMS, utilizzati per percepire le vibrazioni, potranno essere adoperati negli impianti industriali al fine di rilevare vibrazioni anomale causate da elementi consumati o altre anomalie, molto prima che diventino sufficientemente pericolose da causare danni. Sensori di velocità e accelerometri montati sull'apparecchiatura sportiva (come le mazze da golf) possono

fornire valutazioni precise sulla modalità e sulla velocità dei movimenti, consentendo una registrazione dei dati per l'analisi e il perfezionamento dell'azione.

Infine, nell'ambito della domotica, i dispositivi MEMS giocheranno un ruolo fondamentale: negli strumenti di uso domestico come una lavastoviglie o una lavatrice i sensori potranno essere utilizzati per avvertire gli utenti, o direttamente i tecnici addetti alla manutenzione, della presenza di guasti. Inoltre potranno, tramite speciali sensori, prendere automaticamente cura delle gestioni dei programmi dosando, ad esempio, la quantità di acqua, detersivo ed energia in modo intelligente e riducendo i consumi.

Capitolo 2

Giroscopi MEMS: tipologie e parametri caratteristici

In questo capitolo, verrà innanzitutto descritto il principio su cui si basa il funzionamento dei giroscopi MEMS; si descriverà la struttura e il principio di funzionamento dei giroscopi MEMS traslazionali e rotazionali; si descriveranno le diverse tipologie di strutture capacitive che permettono di realizzare il moto di attuazione lungo il Drive, il controllo del moto lungo il Drive (detto Sensing del Drive), e la trasduzione del segnale lungo il Sense; verranno inoltre introdotti i parametri caratteristici dei giroscopi MEMS traslazionale e rotazionale.

2.1 Giroscopio MEMS traslazionale: principio di funzionamento

Il giroscopio traslazionale MEMS è un sensore inerziale monoassiale, utilizzato per misurare la velocità angolare di un oggetto rispetto ad un asse di rotazione [2.1].

Si riporta di seguito il layout del giroscopio traslazionale MEMS (figura 2.1); nello schema sono indicati due sistemi di riferimento: un sistema di riferimento fisso (o assoluto) e un sistema di riferimento mobile (o relativo); il sistema di riferimento mobile è solidale all'oggetto di cui si vuole misurare la velocità angolare attorno all'asse Z_{rel} [2.2].

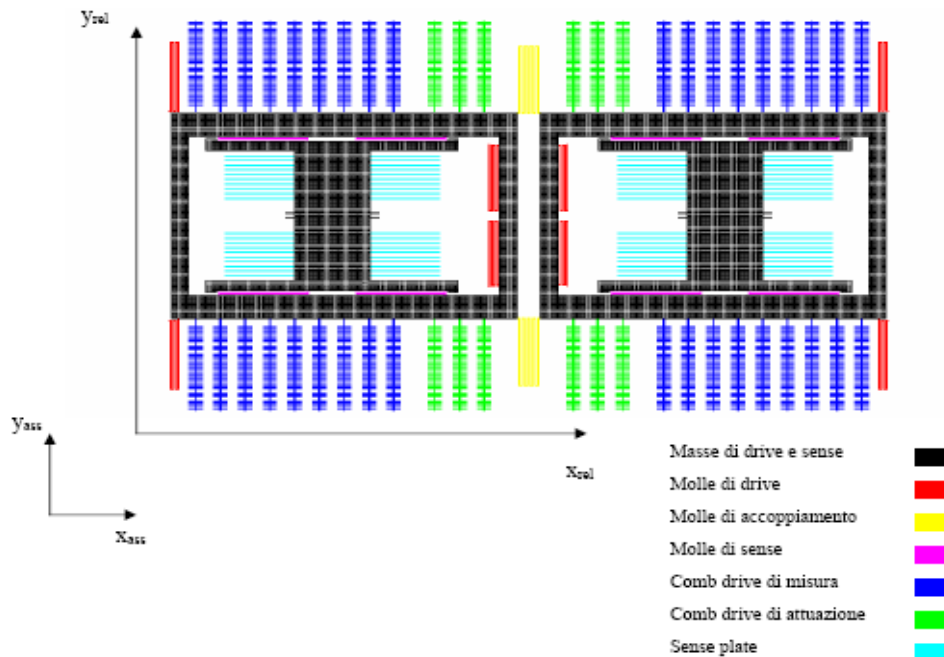


Figura 2.1 - Layout del giroscopio MEMS traslazionale GK06

La parte meccanica del sensore è composta di quattro elementi (in nero nella figura 2.1) progettati per esseri indeformabili nel campo di frequenze di lavoro; essi rappresentano la maggior parte della massa del sistema; per motivi costruttivi questi elementi (per semplicità chiamati “masse” nel corso della trattazione) sono forati (figura 2.2).

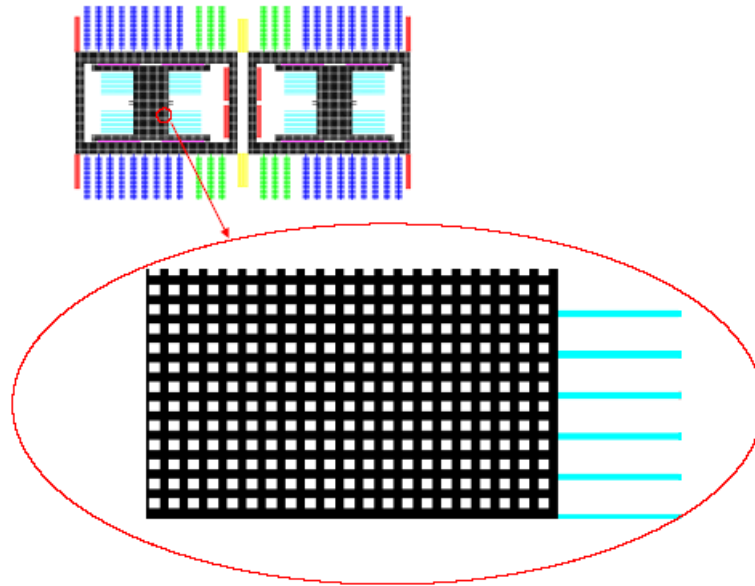


Figura 2.2 - Particolare dei fori presenti sulle masse di *drive* e di *sense*

Di queste quattro masse costituenti la struttura, due sono esterne (masse di *drive*) e due sono interne (masse di *sense*). Le masse sono collegate tra loro e al substrato in silicio tramite travi di supporto, anch'esse in silicio, che fungono da elementi elastici e per questo, per semplicità, vengono chiamati molle. Nel dettaglio di figura 2.1:

- le masse esterne sono collegate al substrato in silicio mediante quattro molle dette di *drive* (in rosso) e tra loro mediante due molle dette di accoppiamento (in giallo) permettendo al sistema il movimento in direzione di *drive*;
- le masse interne sono collegate alle masse di *drive* mediante quattro molle dette di *sense* (in viola) così da rendere possibile il movimento in direzione di *sense*.

E' importante sottolineare che sia le molle di *drive* che quelle di accoppiamento sono progettate in modo tale da impedire il moto delle masse esterne (quelle di *drive*) nella direzione y del sistema di riferimento relativo, mentre le molle di *sense* vengono

progettate in modo da essere molto rigide nella direzione x del sistema di riferimento relativo; il sistema che si vuole ottenere è schematizzato in figura 2.3.

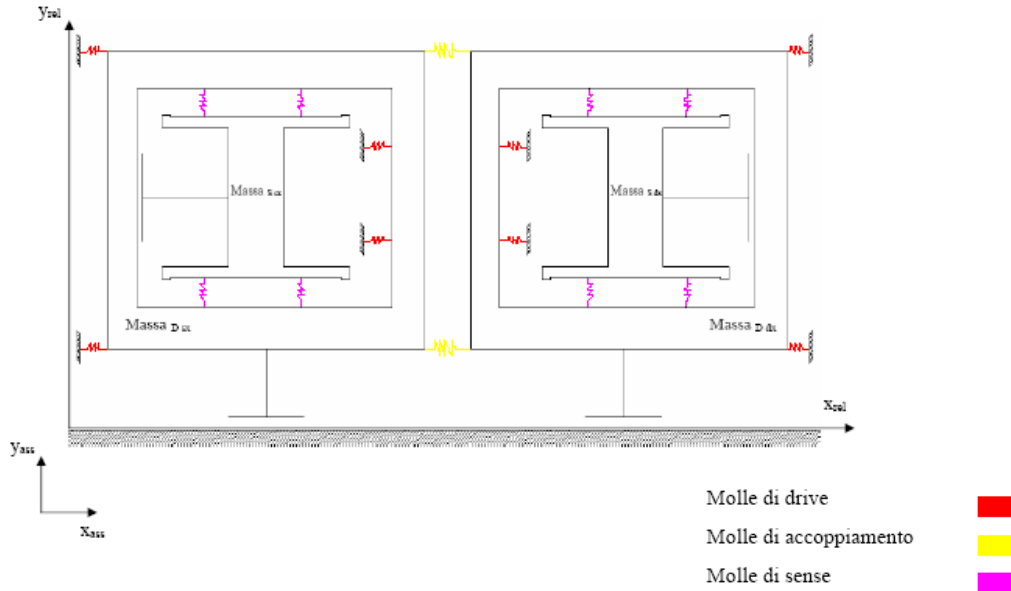


Figura 2.3 - Schema delle molle presenti nel giroscopio

Ad ognuna delle masse di *drive* sono rigidamente collegati i rotori di 18 *comb-drive* detti di misura (*sensing del drive*, in blu in figura 2.1) e i rotori di 6 *comb-drive* detti di attuazione (o di *drive*, in verde in figura 2.1). Ad ognuna delle masse di *sense* sono invece collegati rigidamente i rotori di 40 (quattro blocchi da dieci) *sense-plate* (in azzurro in figura 2.1).

Il funzionamento del giroscopio prevede che i *comb-drive* di attuazione esercitino una forza sulle masse di *drive* in modo tale da far vibrare le stesse in controfase tra loro lungo la direzione x del sistema di riferimento relativo. Dal momento che, lungo questa direzione, le molle di *sense* sono molto rigide, alle masse interne viene trasmesso lo stesso movimento imposto a quelle esterne. In questo modo lungo l'asse X_{rel} le due masse di sinistra, di *drive* e di *sense*, si muovono, in fase tra loro, ed in controfase rispetto alle due masse, di *drive* e di *sense*, di destra. In presenza di una velocità angolare intorno all'asse z e della velocità imposta lungo l'asse X_{rel} , le masse sono soggette all'accelerazione di Coriolis, che ha verso opposto sulle masse di destra e sinistra. Poiché le molle di *sense* permettono il moto delle masse interne lungo l'asse Y_{rel} , le due masse

interne si muoveranno in questa direzione. La misura della velocità angolare ω_z si ricava dall'entità della velocità di oscillazione delle masse interne lungo l'asse Y_{rel} (detto per questo asse di *sense*).

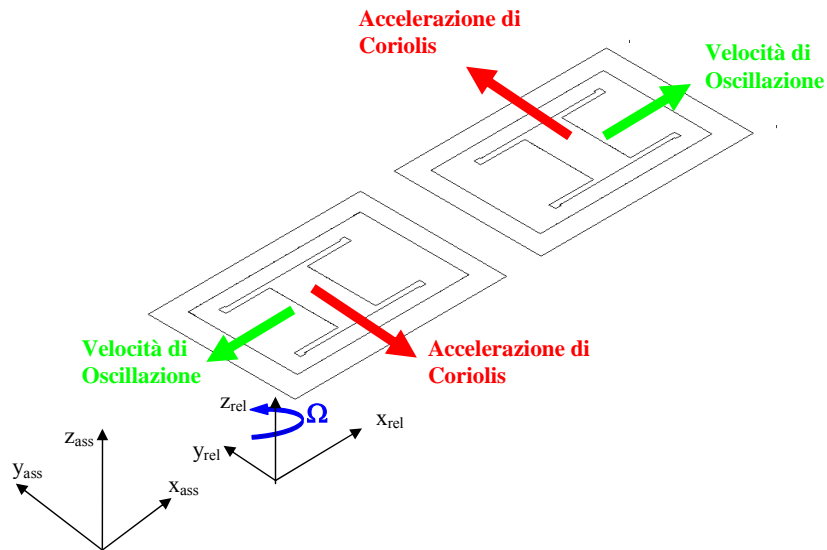


Figura 2.4 - Principio di funzionamento del giroscopio MEMS inerziale: le masse di *drive* e *sense* sono in oscillazione in direzione x_{rel} (in verde), la rotazione intorno a z (in blu) fa sì che si generi un'accelerazione, in rosso, diretta lungo y_{rel} sulle masse.

In altri termini, *condizione necessaria e sufficiente affinché questo sensore possa trasdurre la grandezza fisica incognita è la presenza di un moto traslatorio vibrazionale d'attuazione nel riferimento rotante della massa mobile che generi un'accelerazione, detta di Coriolis, lungo la direzione di rilevazione*. E' proprio quest'ultima la differenza sostanziale rispetto ai sensori *MEMS* tradizionali (trasduttori di accelerazione, di pressione o più in generale di tutti i sensori, noti come MEMS passivi), che ne giustifica la denominazione, più volte riscontrata in letteratura, di sensore MEMS attivo.

2.1.1 Modello semplificato

Il modello matematico semplificato su cui si basa il giroscopio traslazionale MEMS fa riferimento a un generico sistema meccanico, a un grado di libertà, costituito da una massa, una molla e uno smorzatore.

Il sensore di velocità angolare può essere quindi trattato con un modello del primo ordine semplicemente come un sistema perfettamente simmetrico, costituito da una massa e da una doppia coppia di molle d'ancoraggio, rispettivamente nelle direzioni x e y (figura 2.5).

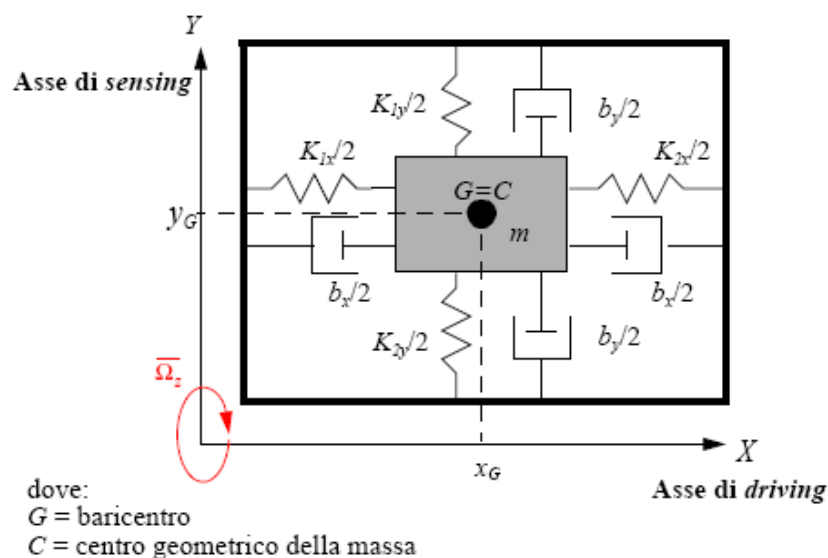


Figura 2.5 - Modello semplificato del sensore di velocità angolare

Come già descritto, tali molle consentono il movimento della massa nelle due direzioni ortogonali di *drive* e di *sense* e se vengono realizzate in modo perfettamente simmetrico, come ipotizzato in questo primo modello, concorrono unitamente ad altri parametri costruttivi nel garantire che i moti lungo i due assi si mantengano disaccoppiate. Accanto a ciascuna molla viene indicata la *costante elastica* corrispondente alla rispettiva direzione di moto. Data la simmetria del modello del primo ordine, valgono le seguenti uguaglianze:

$$K_{1x} = K_{2x} = K_x$$

$$K_{1y} = K_{2y} = K_y$$

Tali quantità, come è noto, rappresentano il rapporto fra la forza deformante impressa lungo ciascun asse delle molle e lo spostamento conseguente. Questo legame di proporzionalità diretta, noto come *legge di Hooke*, trascura le non linearità e vale solo in prima approssimazione (nei sistemi MEMS correttamente progettati, le non linearità sono completamente trascurabili, per cui tale assunzione risulta essere più che adeguata).

In generale, data la natura eterogenea delle cause di dissipazione dell'energia nei sistemi vibranti (attrito *coulombiano*, attrito viscoso, isteresi elastica dei materiali e resistenza aerodinamica), risulterebbe piuttosto complesso fornire un modello matematico completo per lo smorzamento, per cui si ricorre ad una semplificazione, considerandolo di tipo viscoso, ossia proporzionale alla velocità lungo i due assi, secondo le costanti b_x e b_y , definite *coefficienti di smorzamento o di damping* rispettivamente nella direzione di *drive* e di *sense*. Questo modo di procedere consente di rendere il fenomeno dello smorzamento in modo semplice, nonostante questo sia imputabile a cause diverse.

Con riferimento al modello semplificato di cui sopra, ipotizzando in prima approssimazione che i moti lungo gli assi di *drive* e di *sense* siano disaccoppiati, verranno scritte le equazioni di equilibrio dinamico alla traslazione nelle direzioni d'attuazione e di trasduzione.

2.1.2 Equazione di moto in direzione di drive

Considerando tutte le forze agenti nel baricentro G della massa m (figura 2.5), limitando l'analisi ai contributi lungo la direzione di attuazione, la dinamica del sensore in questa direzione è espressa dalla seguente equazione differenziale del 2° ordine a coefficienti costanti:

$$m \cdot \frac{d}{dt^2}(x_G) + b_x \cdot \frac{d}{dt}(x_G) + K_x \cdot x_G = F_{elettrica}(t); \quad (2.1)$$

in cui:

- m è la massa del giroscopio;
- b_x è il coefficiente di attrito viscoso equivalente;
- K_x è la rigidità del sensore lungo l'asse x ;
- F è la forzante di tipo elettrostatico di attuazione.

La forzante elettrostatica d'attuazione, come verrà chiarito all'interno dei paragrafi dedicati all'attuazione capacitiva, è periodica di tipo sinusoidale con frequenza coincidente a quella propria del sistema massa-molla nella direzione d'attuazione.

In assenza di forzante esterna, il sistema è in grado di oscillare liberamente alla sua *frequenza naturale* (o propria) $\omega_{drive} = \sqrt{K_x/m}$; tale oscillazione tende ad annullarsi per effetto dello smorzamento viscoso equivalente, e quindi non permetterebbe la rilevazione di una eventuale velocità angolare imposta al sensore.

La presenza di una forzante armonica che sia in grado, attraverso un anello di retroazione positiva, di sintonizzarsi esattamente con la frequenza di vibrazione naturale, manda il sistema in risonanza; supplendo alla perdita d'energia dovuta all'attrito, la forzante garantisce che il moto vibratorio si mantenga ad ampiezza costante: ciò permette la rilevazione delle velocità angolari incognite (vedi par. 2.1.4).

D'ora in poi la frequenza ω_{drive} verrà denominata *frequenza di risonanza del drive*.

La soluzione dell'equazione differenziale di cui sopra è la somma *dell'integrale generale dell'omogenea associata e dell'integrale particolare della non omogenea* ovvero:

$$x_G(t) = x_{omogenea}(t) + x_{particolare}(t); \quad (2.2)$$

Nell'equazione (2.2) il primo addendo rappresenta la soluzione del moto libero in assenza di forzante esterna applicata; tale moto, nei sistemi reali non conservativi, si

mantiene solo durante il transitorio iniziale, riducendosi asintoticamente fino a scomparire per effetto delle inevitabili dissipazioni energetiche. E' pertanto possibile ipotizzare trascurabile la soluzione dell'omogenea associata. La soluzione dell'equazione è quindi dovuta al termine forzante e si identifica pienamente con l'integrale particolare.

Se il termine forzante è armonico, l'integrale particolare sarà dello stesso tipo della forzante, ovvero armonico ad uguale pulsazione, ma sfasato rispetto a questa di un termine di fase dipendente dalla relazione esistente fra la pulsazione della forzante e la pulsazione di risonanza del *drive* ω_{drive} .

Rappresentando la forzante periodica in forma complessa con pulsazione Ω nella forma esponenziale complessa seguente:

$$\bar{F}_{elettrica}(t) = F_0 \cdot e^{j \cdot \Omega \cdot t}; \quad (2.3)$$

come sopra menzionato la soluzione dell'equazione, sarà armonica ad ugual frequenza ma con ampiezza e fase differente:

$$\bar{x}_G(t) = X_0 \cdot e^{j(\Omega \cdot t - \varphi)}; \quad (2.4)$$

Per ottenere ampiezza e fase della soluzione basta sostituire le espressioni complesse di cui sopra nell'equazione differenziale di partenza; tralasciando i passaggi si ottiene:

per il modulo:

$$X_0 = \frac{F_0}{\sqrt{m^2 \cdot (\omega_{drive}^2 - \Omega^2)^2 + (b_x \cdot \Omega)^2}} = \frac{F_0 / K_x}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\Omega}{\omega_{drive}}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\Omega}{\omega_{drive} \cdot Q_{drive}}\right)^2}} \quad (2.5)$$

mentre per la fase:

$$\varphi = \arctg \left(\frac{b_x \cdot \Omega}{m \cdot (\omega_{drive}^2 - \Omega^2)} \right) = \arctg \left(\frac{\frac{\Omega}{\omega_{drive}} \cdot Q_{drive}}{\left(1 - \left(\frac{\Omega}{\omega_{drive}} \right)^2 \right)} \right); \quad (2.6)$$

Se per ipotesi (obiettivo dell'anello di controllo) si ha $\Omega = \omega_{drive}$, allora posso esprimere il modulo X_0 e la fase φ come:

$$X_0 = \frac{F_0 \cdot Q_{drive}}{K_x}; \quad \varphi = \frac{\pi}{2}; \quad (2.7)$$

dove Q_{drive} rappresenta il fattore di merito del *drive*, definito come:

$$Q_{drive} = \frac{m \cdot \omega_{drive}}{b_x} \quad (2.8)$$

Considerando la parte reale della (2.3), la forzante sarà di tipo cosinusoidale:

$$F_{elettrica}(t) = F_0 \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t); \quad (2.9)$$

per cui la risultante x_G sarà:

$$x_G(t) = X_0 \cdot \cos\left(\omega_{drive} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{F_0 \cdot Q_{drive}}{K_x} \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t); \quad (2.10)$$

Derivando tale risultante rispetto al tempo al fine di ottenere la velocità del moto d'attuazione, si ottiene:

$$\mathbf{x}_G(t) = \omega_{drive} \cdot X_0 \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t) = \omega_{drive} \cdot \frac{F_0 \cdot Q_{drive}}{K_x} \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t); \quad (2.11)$$

Tale relazione, come verrà più volte richiamato nei capitoli seguenti è di *importanza fondamentale* ai fini dell'implementazione della circuiteria elettronica d'attuazione del moto vibrazionale e di quella d'interfaccia del *sensing*.

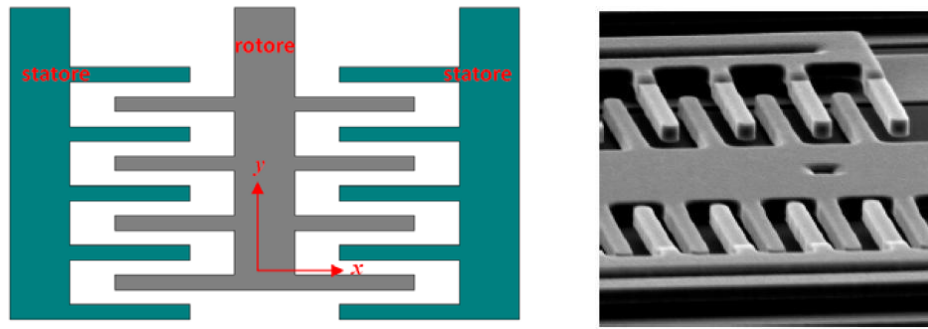
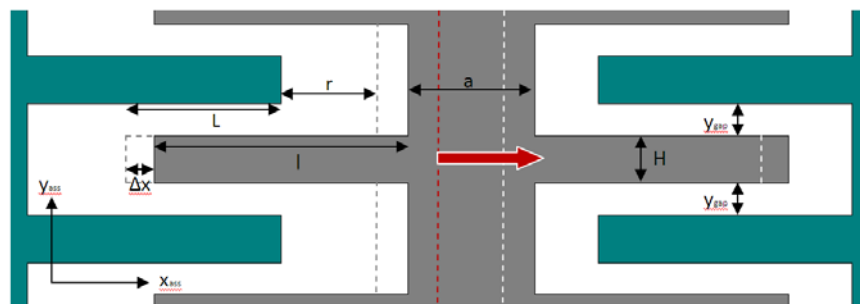
2.1.3 Attuazione in direzione di drive

L'eccitazione della struttura consiste in un moto di attuazione di tipo oscillante ad una frequenza dipendente dai parametri caratteristici della struttura; il moto di attuazione della struttura è generato da forzanti di tipo elettrostatico.

Il concetto che sta alla base di questo tipo di attuazione è quello del classico condensatore a facce piane e parallele, costituito da due armature metalliche poste una di fronte all'altra e separate da una determinata distanza (*gap*); imponendo opportune tensioni alle armature del condensatore, viene conferito un movimento al dispositivo.

Nel giroscopio traslazionale le strutture capacitive di forzamento sono denominate *Comb Fingers*, strutture capacitive in configurazione differenziale (figura 2.6). Le due parti fisse hanno la forma di un pettine, i cui N+1 denti sono i gli elettrodi di statore; questi sono interdigitati con una parte mobile, il rotore, che presente anch'essa una serie di N denti che rappresentano gli elettrodi del rotore stesso.

Considerando la struttura mostrata nelle figure 2.6 e 2.7 ed i relativi sistemi di riferimento, la direzione lungo la quale è possibile rilevare una variazione di capacità a seguito di uno spostamento è lungo l'asse *x*; lungo l'asse *y* (ed anche lungo *z*, non indicato nelle figure), invece, la variazione capacitiva totale della struttura è nulla grazie alla configurazione differenziale degli statori.


 Figura 2.6 - *Comb Fingers*: schema e foto al SEM (fonte: STMicroelectronics)

 Figura 2.7 - *Comb Fingers*: particolare dello spostamento del rotore

In assenza di forzante esterna che sollecita e fa muovere la struttura, la capacità di ognuno degli N condensatori vale:

$$C_1 = C_2 = C_{CombFingers} = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot L \cdot t}{y_{gap}}; \quad (2.12)$$

dove $2Lt$ è l'area di affaccio effettiva delle armature di rotore e statore, y_{gap} è la distanza tra le armature, ε è la costante dielettrica ed N è il numero di condensatori elementari che formano la struttura.

Se ora si applica una forzante, ad esempio in direzione positiva di x , questa determina uno spostamento Δx del rotore e le nuove capacità tra rotore e statori sono così esprimibili:

$$C_1 = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot (L + \Delta x) \cdot t}{y_{gap}} \cdot N; \quad C_2 = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot (L - \Delta x) \cdot t}{y_{gap}} \cdot N; \quad (2.13)$$

La variazione di capacità totale della coppia differenziale risulta così:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot (2 \cdot \Delta x) \cdot t}{y_{gap}} \cdot N = \frac{\varepsilon \cdot 4 \cdot \Delta x \cdot t}{y_{gap}} \cdot N; \quad (2.14)$$

nella quale è evidente una dipendenza lineare della variazione di capacità dallo spostamento; questa caratteristica viene sfruttata durante la fase di attuazione.

La variazione capacitiva per unità di spostamento è esprimibile come:

$$\frac{dC_1}{dx} = \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}}; \quad \frac{dC_2}{dx} = -\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}}; \quad (2.15)$$

La *sensitivity* (sensibilità) dei *Comb Fingers* risulta essere indipendente dallo spostamento lungo l'asse di attuazione, e vale:

$$S_{CombFingers} = \frac{dC_1}{dx} - \frac{dC_2}{dx} = \frac{4 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}}; \quad (2.16)$$

I *Comb Fingers* hanno la caratteristica di non risentire di effetti di origine elettrostatica come il *pull-in* (vedi paragrafo 2.1.6). Infatti la forza elettrostatica per i due condensatori risulta:

$$F_1 = \frac{1}{2} \frac{dC_1}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot V^2 = \frac{\varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot V^2; \quad (2.17)$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \frac{dC_2}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \left(-\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \right) \cdot V^2 = -\frac{\varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot V^2; \quad (2.18)$$

Facendo quindi il bilancio si ottiene che:

$$F = F_1 + F_2 = 0; \quad (2.19)$$

Quindi, poiché le espressioni delle variazioni capacitive (2.15) sono indipendenti dallo spostamento Δx , anche le interazioni elettrostatiche generate dalla tensione ne risultano indipendenti.

I *Comb Fingers* sono insensibili allo smollamento elettrostatico (vedi paragrafo 2.1.6) e non consentono di accordare le due risonanze in direzione di *drive* e *sense*; inoltre, non vengono usati come elettrodi di lettura in direzione di *sense* perché hanno una sensibilità più bassa dei *Parallel Plates* (che saranno mostrati in seguito) a parità di spostamento e dimensioni.

A questo punto, definite le caratteristiche dei *Comb Fingers*, è possibile dare una espressione delle forzanti di attuazione; agli statori 1 e 2 dei *Comb Fingers* di attuazione viene applicata una tensione data dalla somma di una componente costante e di una componente sinusoidale nel tempo (2.20):

$$V_t = V_B \pm v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t) \quad (2.20)$$

in modo da ottenere un moto oscillatorio della massa di *drive*.

Le forze agenti in ambo le direzioni sono:

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{2} \frac{dC_1}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot (V_B + v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t))^2 = \\ &= \frac{\varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot (V_B + v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t))^2; \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} F_1 &= \frac{1}{2} \frac{dC_2}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \left(-\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \right) \cdot (V_B - v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t))^2 = \\ &= -\frac{\varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot (V_B - v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t))^2; \end{aligned} \quad (2.22)$$

Sommandole in modulo si ottiene:

$$F = |F_1 + F_2| = \frac{4 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot V_B \cdot v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t) = F_0 \cos(\omega_{Drive} \cdot t); \quad (2.23)$$

e sostituendo la precedente nell'equazione del moto in direzione di *driving*:

$$m \cdot \frac{d}{dt^2}(x_G) + b_x \cdot \frac{d}{dt}(x_G) + K_x \cdot x_G = \frac{4 \cdot \varepsilon \cdot t \cdot N}{y_{gap}} \cdot V_B \cdot v_A \cdot \cos(\omega_{Drive} \cdot t); \quad (2.24)$$

si ottengono le espressioni di spostamento (2.10) e velocità delle masse in direzione di attuazione (2.11).

2.1.4 Rilevazione del moto in direzione di drive (Sensing del drive)

Finora si è parlato di *Comb Fingers* solo come elementi di forzamento del giroscopio; in realtà la struttura del sensore possiede anche degli elementi del tutto analoghi ai *Comb Fingers* di attuazione ma adibiti alla misura del segnale effettivamente imposto lungo il *drive*; essi vengono denominati *Comb Fingers* di *sensing del drive*.

Il processo tecnologico genera infatti dispositivi che, a causa di numerosi aspetti come sovrattacco laterale (*overetch*) [2.4] o variabilità del modulo elastico del polisilicio, non permettono di ottenere frequenze di risonanza coincidenti con quelle di progetto.

Per questo è indispensabile la presenza di un anello di retroazione di *drive* che permetta di ricercare la risonanza naturale del singolo dispositivo, e in quest'ottica diventa indispensabile avere dei *Comb Fingers* di lettura.

Il forzamento avviene inizialmente attraverso un'onda quadra alla frequenza di risonanza di progetto del modo di vibrare in controfase; in risposta a questo forzamento vi sarà un moto caratterizzato da due contributi in frequenza, quello di forzamento dell'onda quadra e quello oscillatorio reale del dispositivo; questa fase si svolge in configurazione ad anello aperto e la durata del forzamento attraverso l'onda quadra è di pochi millisecondi.

La fase successiva prevede di togliere il forzamento con onda quadra e di lasciare oscillare il sistema alla sua frequenza di risonanza naturale per un periodo arbitrario.

Nell'ultima fase interviene l'elettronica di controllo imponendo agli statori dei *Comb Fingers* di lettura una tensione fissa; viene rilevata una corrente proporzionale alla velocità di oscillazione delle masse in direzione di *drive*:

$$i = \frac{dQ}{dt} = \frac{d(C \cdot V)}{dt} = \frac{dC}{dt} \cdot V = \frac{\delta C}{\delta x} \cdot \frac{\delta x}{\delta t} \cdot V; \quad (2.25)$$

Questa corrente, dipendendo dalla velocità di movimento della massa di *drive*, contiene il contributo armonico alla frequenza di risonanza effettiva del sistema; l'elettronica acquisisce questo segnale e lo converte in una tensione, amplificata di un certo fattore K e applicata agli statori dei *Comb Fingers* di forzamento:

$$\begin{cases} V_{STAT1} = V_B + K \cdot v_{out} ; \\ V_{STAT2} = V_B - K \cdot v_{out} ; \end{cases} \quad (2.26)$$

dove V_B è la tensione media costante imposta agli statori di attuazione, v_{out} è la tensione convertita, e K è un coefficiente proporzionale alla differenza tra l'ampiezza della velocità di oscillazione reale delle masse e l'ampiezza di riferimento (ricavata in sede di progetto) e valutato dall'elettronica attraverso un processo elaborato [2.3].

È quindi di fondamentale importanza una logica di controllo (come quella di *sense del drive*) in grado di forzare il dispositivo alla propria reale frequenza di risonanza al fine di massimizzare il trasferimento di energia meccanica dall'asse di *drive* a quello di *sense*, ed è altresì garantita e controllata l'ampiezza di oscillazione delle masse lungo la direzione di *drive*.

2.1.5 Equazione di moto in direzione di *sense*

Si considerino ora tutte le forze agenti nel baricentro G della massa m , aventi direzione coincidente con quella di trasduzione \hat{y} nel sistema di riferimento non inerziale indicato in figura 2.5. Sommandone il contributo si ottiene un'equazione differenziale lineare non omogenea del 2° ordine a coefficienti costanti:

$$m \cdot \frac{d}{dt^2}(y_G) + b_y \cdot \frac{d}{dt}(y_G) + K_y \cdot y_G = F_{Coriolis}(t); \quad (2.27)$$

dove gli addendi al primo membro hanno lo stesso significato di quelli relativi all'equazione (2.1); l'unica differenza sta nella diversa direzione delle grandezze vettoriali e nel diverso valore dei coefficienti b_y e K_y .

Particolare attenzione va posta al secondo membro, ovvero alla forza di *Coriolis* che rappresenta in prima approssimazione l'unica forzante nella direzione di trasduzione; esplicitandone l'espressione, nell'ipotesi semplificativa che il segnale di velocità angolare abbia andamento sinusoidale del tipo:

$$\overset{p}{\Omega}_z(t) = \Omega_0 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \overset{p}{z} \quad (2.28)$$

e tenendo conto dell'espressione della velocità nella direzione di attuazione (2.11), si ottiene:

$$\begin{aligned} \overset{p}{F}_{Coriolis}(t) &= -2m \cdot \overset{p}{x}_G(t) \cdot \overset{p}{\Omega}_z(t) \cdot \overset{p}{y} = \\ &= -2m \cdot \omega_{drive} \cdot X_0 \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t) \cdot \Omega_0 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \overset{p}{y} = \\ &= -2m \cdot \omega_{drive} \cdot X_0 \cdot \Omega_0 \cdot \sin(\omega_c \cdot t) \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t) \cdot \overset{p}{y}; \end{aligned} \quad (2.29)$$

Quest'ultima espressione rappresenta una forzante modulata in ampiezza a doppia banda laterale con soppressione della portante ω_{drive} (nota come *DSB-SC* ovvero, *Double Side Band modulation - Suppressed Carrier*) e segnale informativo rappresentato dal termine sinusoidale di velocità angolare $\overset{p}{\Omega}_z(t)$ con pulsazione ω_c .

Anche per questa equazione è possibile trascurare la soluzione dell'omogenea associata; infatti in assenza di forzante nella direzione di *sense* il sistema è in grado d'oscillare liberamente alla sua *frequenza naturale* (o propria) $\omega_{sense} = \sqrt{K_y/m}$ la quale, per effetto dello smorzamento equivalente, tende ad annullarsi.

Per poter risolvere agevolmente l'equazione differenziale è utile esprimere la forzante (2.29) come somma di due armoniche, ottenendo:

$$F_{Coriolis}(t) = -2m \cdot \omega_{drive} X_0 \cdot \Omega_0 \cdot \left\{ \sin[2\pi(f_{drive} + f_c) \cdot t] - \sin[2\pi(f_{drive} - f_c) \cdot t] \right\}; \quad (2.30)$$

Sostituendo l'espressione della forzante nell'equazione di moto (2.27) è facile dimostrare che, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, lo spostamento risultante nella direzione di *sense* è rappresentato dalla somma algebrica di due vibrazioni armoniche ad ugual frequenza delle due rispettive componenti forzanti, ma con ampiezze e fasi differenti. La soluzione è quindi dovuta al solo termine forzante e si identifica pienamente con l'integrale particolare.

Va precisato che oltre ad essere indipendenti ed, in un modello del primo ordine, gli unici modi di vibrazione possibili, in generale $\omega_{drive} \neq \omega_{sense}$ per effetto delle diverse costanti elastiche nelle due direzioni di moto.

Si risolve ora l'equazione differenziale (2.27) con il metodo dei numeri complessi in forma esponenziale. Supponendo che ciascuno dei due termini forzanti agisca in modo indipendente dall'altro e applicando la sovrapposizione degli effetti, si troveranno due soluzioni parziali la cui somma fornisce la soluzione cercata.

Occorre precisare che, poiché nell'analisi condotta per il *drive* si sono considerate le parti reali dei numeri complessi, si dovrà uniformare la trattazione allo stesso modo anche per il *sense*, considerando quindi forzanti in forma cosinusoidale. Procedendo nel modo sopra citato, per semplicità di notazione si riscriverà la (2.30) nella seguente forma:

$$F_{Coriolis}(t) = A_0 \cdot \cos(\omega_1 \cdot t) - A_0 \cdot \cos(\omega_2 \cdot t) = F_1(t) - F_2(t); \quad (2.31)$$

dove i termini ω_1 , ω_2 e A_0 risultano essere:

$$\omega_1 = \omega_{drive} + \omega_c;$$

$$\omega_2 = \omega_{drive} - \omega_c;$$

$$A_0 = -m \cdot \omega_{drive} X_0 \cdot \Omega_0;$$

In forma esponenziale complessa, la forzante diventa:

$$\overset{P}{F}_{Coriolis}(t) = A_0 \cdot e^{j(\omega_1 \cdot t)} - A_0 \cdot e^{j(\omega_2 \cdot t)} = \overset{P}{F}_1(t) - \overset{P}{F}_2(t); \quad (2.32)$$

Lo spostamento nella direzione di *sense* sarà quindi:

$$\overset{P}{y}_G(t) = Y_1 \cdot e^{j(\omega_1 \cdot t - \varphi_1)} - Y_2 \cdot e^{j(\omega_2 \cdot t - \varphi_2)} = \overset{P}{y}_1(t) - \overset{P}{y}_2(t); \quad (2.33)$$

Per ottenere ampiezza e fase di ciascuna delle due soluzioni parziali, si sostituisce la componente della (2.33) nell'equazione differenziale con la componente della forzante (2.32) corrispondente: cioè, per ottenere $\overset{P}{y}_1(t)$ considero $\overset{P}{F}_1(t)$ come forzante, mentre per ottenere $\overset{P}{y}_2(t)$ considero $\overset{P}{F}_2(t)$ come forzante.

Tralasciando i passaggi, per $\overset{P}{y}_1(t)$ si ottiene:

$$\text{per il modulo: } Y_1 = \frac{A_0}{\sqrt{m^2 \cdot [\omega_{sense}^2 - (\omega_{drive} + \omega_c)^2]^2 + (b_y \cdot \omega_1)^2}}; \quad (2.34)$$

$$\text{mentre per la fase: } \varphi_1 = \arctg\left(\frac{b_y \cdot (\omega_{drive} + \omega_c)}{m \cdot [\omega_{sense}^2 - (\omega_{drive} + \omega_c)^2]}\right); \quad (2.35)$$

In maniera del tutto analoga, per modulo e fase di $\overset{P}{y}_2(t)$ si ottiene:

$$\text{per il modulo: } Y_2 = \frac{A_0}{\sqrt{m^2 \cdot [\omega_{sense}^2 - (\omega_{drive} - \omega_c)^2]^2 + (b_y \cdot \omega_2)^2}}; \quad (2.36)$$

$$\text{mentre per la fase: } \varphi_2 = \arctg\left(\frac{b_y \cdot (\omega_{drive} - \omega_c)}{m \cdot [\omega_{sense}^2 - (\omega_{drive} - \omega_c)^2]}\right); \quad (2.37)$$

Nell'ipotesi che $\omega_{drive} = \omega_{sense}$ (condizione di sintonizzazione dei modi di vibrazione propri delle due direzioni di moto), e che $\omega_c \ll \omega_{drive}$ (ipotesi quest'ultima sempre verificata date le caratteristiche del sensore considerato), otteniamo:

$$Y_1 = Y_2 = \frac{A_0}{K_y} \cdot Q_{sense}; \quad (2.38)$$

$$\varphi_2 = \arctg\left(\frac{b_y}{2 \cdot m \cdot \omega_c}\right); \quad (2.39)$$

$$\varphi_1 = -\arctg\left(\frac{b_y}{2 \cdot m \cdot \omega_c}\right) = -\varphi_2; \quad (2.40)$$

dove Q_{sense} rappresenta il fattore di merito del *sense*, definito come:

$$Q_{sense} = \frac{m \cdot \omega_{sense}}{b_y} \quad (2.41)$$

La soluzione completa dell'equazione differenziale (2.33), considerando le parti reali, diventa:

$$\begin{aligned} y_G(t) &= Y_1 \cdot \cos[(\omega_{drive} + \omega_c) \cdot t - \varphi_1] - Y_2 \cdot \cos[(\omega_{drive} - \omega_c) \cdot t - \varphi_2] = \\ &= Y_1 \cdot \cos[(\omega_{drive} + \omega_c) \cdot t + \varphi_2] - Y_2 \cdot \cos[(\omega_{drive} - \omega_c) \cdot t - \varphi_2]; \end{aligned} \quad (2.42)$$

Applicando le formule di prostaferesi alla (2.42) si ottiene:

$$\begin{aligned} y_G(t) &= -2Y_1 \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t) \cdot [\sin(\omega_c \cdot t) \cdot \cos(\varphi_2) + \cos(\omega_c \cdot t) \cdot \sin(\varphi_2)] = \\ &= A_{coriolis} \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t) \cdot \sin(\omega_c \cdot t - \varphi_2); \end{aligned} \quad (2.43)$$

La soluzione ottenuta in (2.43) rappresenta, analogamente alla forzante (2.29), un segnale modulato in ampiezza a doppia banda laterale con soppressione della portante ω_{drive} [2.5] (modulazione *DSB-SC*), con la differenza sostanziale che ora il segnale informativo risulta sfasato di un angolo $\varphi_2(\omega_c)$ dipendente dal valore di ω_c , mentre la portante risulta sfasata di 90 gradi in ritardo rispetto alla velocità di driving (2.10) e quindi in fase con lo spostamento (2.9).

2.1.6 Trasduzione in direzione di sense

Nel paragrafi precedenti è stato mostrato come agiscono le forze in direzione di *sensing* e come il moto in direzione di *driving* sia indispensabile per poter rilevare la forza di Coriolis e quindi lo spostamento delle masse in direzione ortogonale a quello di attuazione.

La lettura dello spostamento delle masse in direzione di *sensing* avviene attraverso strutture capacitive chiamate *Parallel Plates*, che lavorano in configurazione differenziale; un elettrodo mobile (rotore) collegato alla massa del giroscopio, è posto tra due elettrodi fissi (statori) collegati, attraverso piste di polisilicio, ai *pad* dedicati (figure 2.11 e 2.12); chiaramente il numero di elettrodi è elevato ed è di seguito indicato con N.

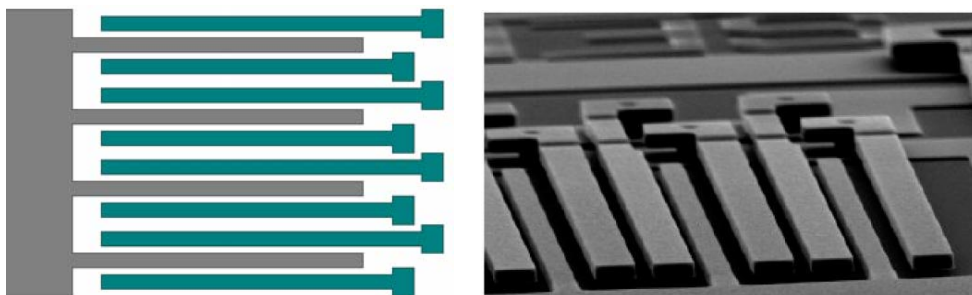
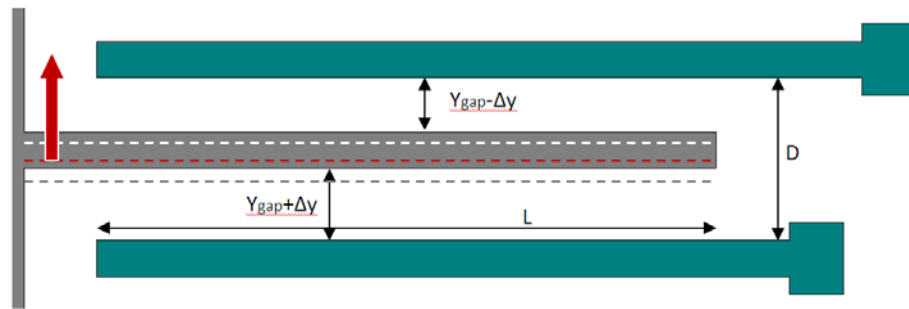


Figura 2.8 - *Parallel plates*: schema e foto al SEM (fonte: STMicroelectronics)


 Figura 2.9 - *Parallel plates*: particolare dello spostamento del rotore

In condizioni di riposo, senza forzante esterna, la capacità misurabile sui due condensatori formati dal rotore e dagli statori è:

$$C_1 = C_2 = C_{ParallelPlates} = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t}{y_{gap}}; \quad (2.44)$$

Quando viene applicata una forzante in direzione y positiva, si ha uno spostamento Δy e la capacità tra statori e rotore, considerando N rotori, diventa:

$$C_1 = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t}{y_{gap} - \Delta y} \cdot N; \quad C_2 = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t}{y_{gap} + \Delta y} \cdot N; \quad (2.45)$$

Quindi la variazione differenziale per i *Parallel Plates* risulta:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot 2 \cdot \Delta y}{y_{gap}^2 - \Delta y^2} \cdot N; \quad (2.46)$$

ma poiché i *Parallel Plates* si muovono verso y di una distanza molto minore del *gap* iniziale, si considera valida l'ipotesi di piccoli spostamenti $\Delta y \ll y_{gap}$, e si ottiene:

$$\Delta C = C_1 - C_2 = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot 2 \cdot \Delta y}{y_{gap}^2} \cdot N; \quad (2.47)$$

L'attuazione del giroscopio attraverso i *Comb Fingers*, che avviene lungo x , fa muovere la massa di *driving* e tutto ciò che a quest'ultima è collegato, quindi anche la massa di

sensing e i *Parallel Plates*. Tuttavia, poiché lo spostamento è molto minore della loro lunghezza, la variazione di capacità lungo x risulta essere trascurabile.

La variazione capacitiva per unità di spostamento dei *Parallel Plates* è esprimibile come:

$$\frac{dC_1}{dy} = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot N}{(y_{gap} - \Delta y)^2} = \frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot N \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} - \Delta y)^2} = \frac{\varepsilon \cdot A \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} - \Delta y)^2} \cdot N; \quad (2.48)$$

$$\frac{dC_2}{dy} = -\frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot N}{(y_{gap} + \Delta y)^2} = -\frac{\varepsilon \cdot L \cdot t \cdot N \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} + \Delta y)^2} = -\frac{\varepsilon \cdot A \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} + \Delta y)^2} \cdot N; \quad (2.49)$$

avendo definito $A = L \cdot t$.

La sensitivity (sensibilità) dei *Parallel Plates* si ricava come differenza delle variazioni capacitive per unità di spostamento:

$$S_{ParallelPlates} = \frac{dC_1}{dy} - \frac{dC_2}{dy} = \frac{2\varepsilon A \cdot \left(1 + \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}}\right)^2\right)}{y_{gap}^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}}\right)^2\right)^2} \approx \frac{2\varepsilon A}{y_{gap}^2} \cdot N; \quad (2.50)$$

nella quale l'ultimo termine a destra è un'approssimazione per piccoli spostamenti, cioè $\Delta y \ll y_{gap}$; attraverso l'approssimazione, la sensibilità dei *Parallel Plates* è indipendente dallo spostamento Δy .

Per ottenere una sensitivity indipendente dallo spostamento e avere buona linearità per i *Parallel Plates* occorre agire in fase di progettazione, andando a utilizzare molle, masse e smorzatori tali da ottenere sempre la condizione di piccoli spostamenti $\Delta y \ll y_{gap}$ anche quando il giroscopio ruota alla velocità di fondo scala, che equivarrebbe al valore massimo per Δy .

Dalle espressioni delle variazioni capacitive per unità di spostamento è possibile risalire alle forze elettrostatiche ai capi del rotore:

$$F_1 = \frac{1}{2} \frac{dC_1}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon \cdot A \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} - \Delta y)^2} \cdot V^2; \quad (2.51)$$

$$F_2 = \frac{1}{2} \frac{dC_2}{dx} \cdot V^2 = \frac{1}{2} \left(- \frac{\varepsilon \cdot A \cdot y_{gap}^2}{y_{gap}^2 \cdot (y_{gap} + \Delta y)^2} \right) \cdot V^2; \quad (2.52)$$

Sommando le due forzanti, si ha:

$$F = F_1 + F_2 = \frac{2\varepsilon A \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}} \right)}{y_{gap}^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}} \right)^2 \right)} \cdot V^2 \approx \frac{2\varepsilon A}{y_{gap}^2} \cdot V^2; \quad (2.53)$$

dove il termine più a destra è ottenuto attraverso l'approssimazione per piccoli spostamenti, cioè $\Delta y \ll y_{gap}$; i *Parallel Plates*, pertanto, risentono del *pull-in*, fenomeno che avviene quando la forza elettrostatica (che tende ad attrarre la armature del condensatore) diventa preponderante rispetto alla forza di richiamo elastico delle molle, con la conseguenza che il rotore va ad impattare contro l'elettrodo fisso di statore.

I *Parallel Plates* risentono della presenza di una costante elastica fittizia, di tipo elettrostatico, definita (per piccoli spostamenti) come:

$$K_{elettrostatica} = - \frac{2\varepsilon A}{y_{gap}^3} \cdot V^2; \quad (2.54)$$

La forza corrispondente a questa costante tende a spostare il rotore dalla posizione di riposo. Quindi la costante elastica complessiva può essere vista come la somma di:

$$K_{TOT} = K_{molla} + K_{elettrostatica}; \quad (2.55)$$

- Se $|K_{molla}| < |K_{elettrostatica}|$, quindi $K_{TOT} < 0$ si ha il già citato fenomeno del *pull-in*.
- Se invece $|K_{molla}| > |K_{elettrostatica}|$ si ha l'effetto di smollamento elettrostatico, ovvero una variazione della frequenza di risonanza del sistema in base alla tensione applicata; è come se la molla avesse una rigidezza minore per effetto del fatto che la tensione dà origine ad una costante elastica di tipo elettrostatico, che sommata alla costante elastica reale della molla produce una costante totale minore, e quindi uno spostamento della frequenza di risonanza del sistema [2.4].

Avendo una sensibilità maggiore dei *Comb Fingers* a parità di forzamento e dimensioni utili, i *Parallel Plates* vengono usati per la parte di *sense* ma devono lavorare in condizioni di piccoli spostamenti, altrimenti presentano non-linearità e distorsione del segnale; inoltre consentono eventualmente di accordare le frequenze di risonanza del *drive* e del *sense* attraverso lo smollamento elettrostatico.

I *Parallel Plates* sono in grado di leggere una variazione capacitiva a seguito di uno spostamento generato dalla forza di Coriolis; questa variazione capacitiva deve però essere elaborata per poter ottenere in uscita la misura di una velocità angolare incognita; la parte che adempie a questo scopo è l'interfaccia di *sense*.

Quest'ultima opera in anello aperto ed ha il compito di convertire la variazione capacitiva in una tensione proporzionale alla velocità di rotazione da misurare. È costituita da tre blocchi fondamentali: l'amplificatore di carica, il demodulatore coerente e un filtro.

La variazione capacitiva a seguito di uno spostamento viene rilevata come una variazione di carica:

$$Q = C \cdot V; \quad (2.56)$$

$$dQ = C \cdot dV + V \cdot dC; \quad (2.57)$$

La misura viene effettuata imponendo al rotore un'onda quadra (con ampiezza pari a V_x e con una frequenza elevata di circa 160 kHz) e agli statori una tensione fissa arbitraria.

La scelta di un'onda quadra a elevata frequenza sul rotore permette di considerare la capacità tra statori e rotore costante (in quanto il periodo è più piccolo) per cui la (2.56) diventa:

$$dQ \cong C \cdot dV; \quad (2.58)$$

Quindi la variazione di pacchetti di carica nel tempo è proporzionale all'andamento delle capacità dei *Parallel Plates* per effetto del moto delle masse di *sensing*:

$$dQ \cong \Delta C; \quad (2.59)$$

L'amplificatore di carica riceve quindi in ingresso le variazioni capacitive tra rotore e statore 1 e tra rotore e statore 2, ne calcola la differenza, le amplifica e le converte in una tensione di uscita caratterizzata da due contributi in frequenza ($\omega_{Drive} - \omega_0$ e $\omega_{Drive} + \omega_0$), gli stessi delle differenze di carica.

La tensione generata viene passata al demodulatore coerente, che isola la componente ω_0 di velocità angolare da quella dovuta alla velocità in direzione di *drive* ω_{Drive} ; il demodulatore non fa altro che moltiplicare la tensione in uscita dall'amplificatore di carica per un segnale sinusoidale alla stessa frequenza del *drive* ω_{Drive} e successivamente amplificarne il valore. Si ottiene così una tensione di uscita del tipo:

$$V_{De\ mod} \propto 2 \cdot \sin(\omega_0) + \sin(2 \cdot \omega_{Drive} + \omega_0) + \sin(2\omega_{Drive} - \omega_0); \quad (2.60)$$

Il segnale in uscita dal demodulatore viene quindi filtrato con due filtri passa-basso del primo ordine per eliminare le componenti ad alta frequenza e mantenere solo il segnale di velocità angolare.

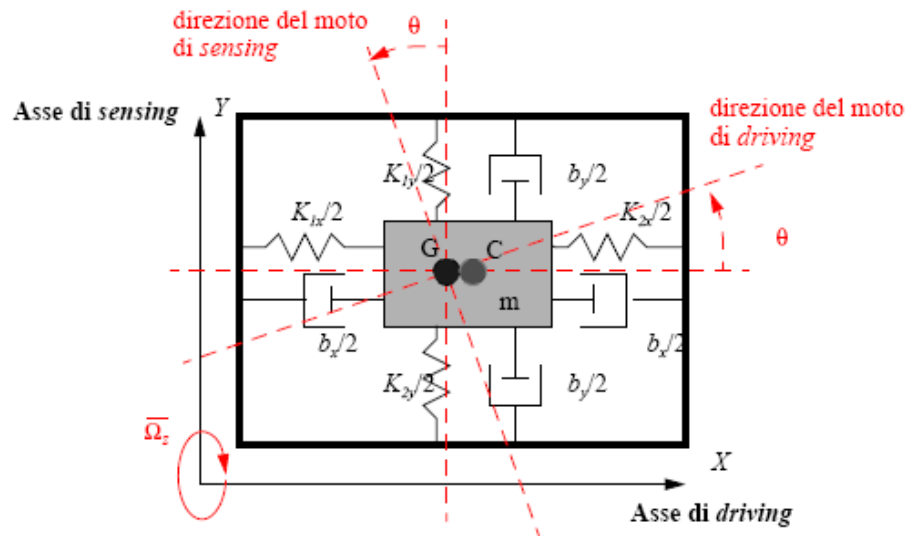
In uscita dai filtri si ha quindi un segnale in tensione caratterizzato da una componente in frequenza pari a quella del segnale di velocità angolare, ovvero quello che si voleva misurare.

L'ultima operazione consiste nel tarare il guadagno del demodulatore al fine di ottenere un'ampiezza del segnale d'uscita uguale a quella effettivamente presente all'ingresso. Bisogna quindi conoscere la velocità di fondo-scala ed associare ad essa un valore di tensione; inoltre bisogna moltiplicare il segnale in uscita dal filtro per il valore di sensitivity (mV/(deg/s)) al fine di ottenere il corretto valore in Volt del segnale misurato.

2.1.7 Errore di quadratura

Fino ad ora si è considerato un modello semplificato del giroscopio analizzato; per effetto di tale simmetria si è ipotizzato che l'unico accoppiamento fra i due moti d'attuazione e di trasduzione fosse espressione della forza di *Coriolis*. Tutto ciò ha consentito di analizzare separatamente i due moti, a partire dagli equilibri dinamici ricavati nei paragrafi precedenti.

Tale assunzione però non trova riscontro nei sistemi reali, in quanto la tecnologia con cui vengono realizzati i sensori MEMS è analoga a quella dei circuiti elettronici a semiconduttore. Inevitabili tolleranze di processo concorrono nel realizzare dissimmetrie (*mismatch*) fra i vari elementi meccanici del sensore, fra le quali con riferimento alla figura 2.10 è opportuno ricordare: quella fra le molle lungo i due assi del sensore ($K_{1x} \neq K_{2x}$ e $K_{1y} \neq K_{2y}$) e la non coincidenza del baricentro G con il centro geometrico C della massa. Tutto ciò in un sistema a più gradi di libertà, come quello in oggetto, determina l'insorgere di modi di vibrazione "spuri" addizionali ed indesiderati rispetto ai due fino ad ora considerati nelle direzioni di *sensing* e di *driving*.


 Figura 2.10 - Rotazione delle direzioni di moto per effetto dei *mismatch*

Con riferimento alla figura 2.10, è evidente che ci si trova di fronte ad un sistema asimmetrico in cui la direzione del moto d'attuazione risulta ruotata di un angolo θ (il cui valore dipende dall'entità dei *mismatch* di processo), rispetto all'asse di *driving*.

Pertanto una componente del moto di *driving* agirà nella direzione di *sensing*, come forzante di un moto spurio addizionale rispetto a quello di *Coriolis*. Il moto risultante è noto come *errore di quadratura*.

La dinamica del sensore di velocità angolare può essere descritta in termini rigorosi mediante un sistema di equazioni differenziali del secondo ordine a coefficienti costanti tra loro dipendenti. Considerando per semplicità un sistema isolato conservativo, si ottiene un sistema di due equazioni differenziali omogenee a coefficienti costanti, che in forma matriciale si può scrivere:

$$m \cdot [\ddot{\bar{X}}] + \bar{K} \cdot [\bar{X}] = \bar{0}; \quad (2.61)$$

dove:

$$[\bar{X}] = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix};$$

è la matrice di spostamento, mentre:

$$[\bar{K}] = \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} \\ K_{yx} & K_{yy} \end{bmatrix};$$

è la matrice delle costanti elastiche, i cui coefficienti d'accoppiamento K_{xy} e K_{yx} sono espressione dei *mismatch*: $K_{1x} \neq K_{2x}$, $K_{1y} \neq K_{2y}$ e $G \neq C$.

In assenza di asimmetrie (approssimazione del primo ordine utilizzata nei paragrafi precedenti) allora $K_{xy} = K_{yx} = 0$, per cui la soluzione del sistema (2.61) è rappresentata dai due modi di vibrazione libera (ovvero in assenza di forzanti esterne) senza smorzamento, lungo gli assi di *sensing* e di *driving* alle loro frequenze di vibrazione naturale (rispettivamente $\omega_{drive} = \sqrt{K_x/m}$ e $\omega_{sense} = \sqrt{K_y/m}$). Viceversa, in presenza di *mismatch*, le equazioni del sistema non sono risolubili separatamente per effetto dei coefficienti d'accoppiamento K_{xy} e K_{yx} . A tal proposito va precisato che le forze che compaiono nella (2.61) sono reciproche, per cui la matrice $[\bar{K}]$ risulta simmetrica (ovvero $K_{xy} = K_{yx} \neq 0$) e perciò hermitiana per cui i modi di vibrazione risultanti sono fra loro ortogonali.

Volendo risolvere la seconda equazione del sistema (2.61), in cui va ora considerata la presenza di forze dissipative di tipo viscoso, con l'ipotesi che la soluzione della prima equazione (spostamento nella direzione di attuazione), coincida con la (2.10) trovata nell'analisi del primo ordine (si considera in sostanza trascurabile la forzante addizionale spuria dovuta all'accoppiamento dei due moti, nella prima delle (2.61) rispetto a quella elettrostatica della (2.1) nella direzione di attuazione) e con l'ipotesi semplificativa di considerare nullo il segnale di velocità angolare $\bar{\Omega}_z(t)$ e quindi la forzante di *Coriolis* corrispondente, si può scrivere:

$$m \cdot \frac{d}{dt^2}(\bar{y}_G) + b_y \cdot \frac{d}{dt}(\bar{y}_G) + K_y \cdot \bar{y}_G = -K_{yx} \cdot \bar{x}_G = \bar{F}_{quad}(t); \quad (2.62)$$

dove, per effetto della prima ipotesi semplificativa di cui sopra, vale la (2.10), ovvero:

$$x_G(t) = \frac{F_0 \cdot Q_{drive}}{K_x} \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t) = X_0 \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t); \quad (2.63)$$

Si ottiene quindi un'equazione differenziale lineare del secondo ordine a coefficienti costanti non omogenea. Per risolverla, è necessario tenere presente tutte le considerazioni già fatte a proposito dell'integrale generale dell'omogenea associata identificando la soluzione generale con l'integrale particolare della non omogenea.

Utilizzando la rappresentazione dei numeri complessi in forma esponenziale, la forzante della (2.27):

$$\bar{F}_{quad}(t) = -K_{yx} \cdot \bar{x}_G = -K_{yx} \cdot X_0 \cdot \sin(\omega_{drive} \cdot t) \cdot \hat{y}; \quad (2.64)$$

diventa:

$$\bar{F}_{quad}(t) = \Gamma_{quad} \cdot e^{j \cdot \omega_{drive} \cdot t}; \quad (2.65)$$

dove $\Gamma_{quad} = -K_{yx} \cdot X_0$;

La soluzione della (2.27) sarà armonica ad ugual frequenza della forzante ma con modulo e fase differenti:

$$\bar{y}_{quad}(t) = A_{quad} \cdot e^{j \cdot (\omega_{drive} \cdot t - \varphi_{quad})}; \quad (2.66)$$

Sostituendo la (2.65) e la (2.66) nell'equazione (2.62), avrò due equazioni algebriche, una per il modulo ed una per la fase, da cui si ottiene rispettivamente:

per il modulo:
$$A_{quad} = \frac{\Gamma_{quad}}{\sqrt{m^2 \cdot [\omega_{sense}^2 - \omega_{drive}^2]^2 + (b_y \cdot \omega_{drive})^2}}; \quad (2.67)$$

per la fase:
$$\varphi_{quad} = \arctg\left(\frac{b_y \cdot \omega_{drive}}{m \cdot (\omega_{sense}^2 - \omega_{drive}^2)}\right); \quad (2.68)$$

Nell'ipotesi che le due frequenze di risonanza siano accordate, ovvero $\omega_{drive} = \omega_{sense}$, allora si ottiene:

per il modulo:

$$A_{quad} = \frac{K_{yx} \cdot F_0 \cdot Q_{drive}}{b_y \cdot \omega_{drive} \cdot K_x} = \frac{K_{yx}}{b_y \cdot \omega_{drive}} \cdot \frac{F_0 \cdot Q_{drive}}{K_x} = \frac{K_{yx}}{b_y \cdot \omega_{drive}} \cdot X_0; \quad (2.69)$$

mentre per la fase:
$$\varphi_{quad} = \frac{\pi}{2}; \quad (2.70)$$

Tornando al dominio reale e tenendo conto che la (2.64) rappresenta al parte immaginaria della (2.65) si ottiene:

$$y_{quad}(t) = A_{quad} \cdot \sin\left(\omega_{drive} \cdot t - \frac{\pi}{2}\right) = -A_{quad} \cdot \cos(\omega_{drive} \cdot t); \quad (2.71)$$

ovvero un moto vibrazionale spurio ad ugual frequenza di quello dovuto a Coriolis (2.43) ma sfasato di 90° in ritardo rispetto a quest'ultimo, ovvero in ritardo di 90° rispetto allo spostamento (e di 180° in ritardo rispetto alla velocità); da cui il nome di errore di quadratura.

Va inoltre osservato, confrontando la (2.68) con la (2.37), che se vale la condizione $\omega_{drive} \neq \omega_{sense}$ e se il segnale di velocità angolare $\overline{\Omega}_z(t)$ ha una banda limitata per cui $\omega_c \ll \omega_{drive}$ si ha:

$$\varphi_{quad} \rightarrow \varphi_2 \quad (2.72)$$

Per cui l'errore di quadratura non è più sfasato di 90° rispetto alla portante del segnale di Coriolis (2.43), ma bensì di una quantità espressa dalla (2.68) che dipende dai valori delle risonanze nelle due direzioni di moto.

L'ampiezza che compare nella (2.69) può essere interpretata, con riferimento alla figura 2.10, come la proiezione del moto nella direzione di *driving* sull'asse di *sensing*; pertanto risulta funzione dell'angolo \mathcal{G} ivi indicato.

In termini analitici:

$$A_{quad} = X_0 \cdot \sin(\mathcal{G}) \approx X_0 \cdot \mathcal{G}; \quad (2.73)$$

dove:

$$\sin(\mathcal{G}) = \frac{K_{yx}}{b_y \cdot \omega_{drive}}; \quad (2.74)$$

L'entità dell'errore di quadratura è data dal rapporto tra l'ampiezza dello spostamento delle masse di *sense* (dovuto al solo moto dell'asse di *drive*) e l'ampiezza dello spostamento generato dall'accelerazione di *Coriolis* conseguente alla velocità angolare da trasdurre; tralasciando i passaggi si ottiene:

$$\frac{A_{quad}}{A_{cor}} = \frac{K_{yx}}{2 \cdot m \cdot \omega_{drive} \cdot \Omega_0} = \frac{\mathcal{G} \cdot \omega_{drive}}{2 \cdot \Omega_0 \cdot Q_{sense}}; \quad (2.75)$$

2.2 Giroscopio MEMS rotazionale: principio di funzionamento

Il giroscopio rotazionale MEMS è un sensore inerziale biassiale, utilizzato per misurare la velocità angolare di un oggetto rispetto a 2 assi di rotazione.

Un giroscopio rotazionale, di cui la figura 2.11 ne rappresenta un'illustrazione, è costituito da una massa circolare la quale presenta un'accelerazione di *Coriolis* a causa della conservazione del momento angolare. Il principio operativo alla base di questo dispositivo risiede nella generazione e rilevazione dell'accelerazione di *Coriolis*.

Questo giroscopio è caratterizzato da un moto diverso attorno ai tre assi ortogonali x , y e z . La massa è posta in oscillazione attorno all'asse z perpendicolare al substrato definito asse di *drive*.

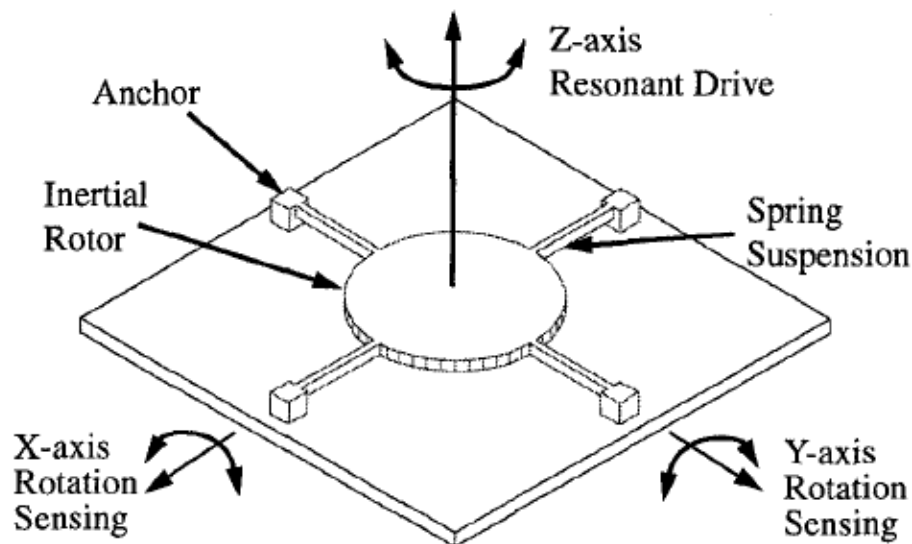


Figura 2.11 - Illustrazione concettuale di un giroscopio biassiale rotante [9].

Una volta in movimento, questa massa è sensibile alle velocità angolari indotte tramite l'applicazione di forzanti esterne. Supponiamo di dover rilevare una velocità angolare attorno all'asse x indicata con Ω_x ; dal momento che la struttura presenta simmetria rispetto al piano xy , la rilevazione di una velocità angolare Ω_y attorno all'asse y avverrebbe in maniera del tutto analoga (Figura 2.12).

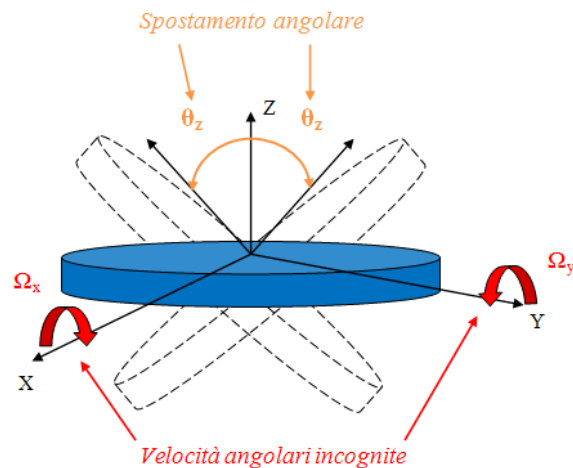


Figura 2.12 - Velocità angolari incognite e spostamento angolare

Questo input induce un'accelerazione di Coriolis attorno all'asse y. La precedente accelerazione provoca un movimento con un'ampiezza proporzionale alla velocità angolare. La rilevazione del *moto di Coriolis* indotto dall'accelerazione di Coriolis permette di dedurre la rotazione del giroscopio.

In altri termini, in modo del tutto analogo a quanto già visto per il giroscopio traslante, *condizione necessaria e sufficiente affinché questo sensore possa trasdurre la grandezza fisica incognita è la presenza di un moto rotatorio vibrazionale d'attuazione nel riferimento rotante della massa mobile.*

La figura 2.13 mostra il movimento oscillante fuori piano della massa in risposta ad una velocità di rotazione in ingresso lungo l'asse x:

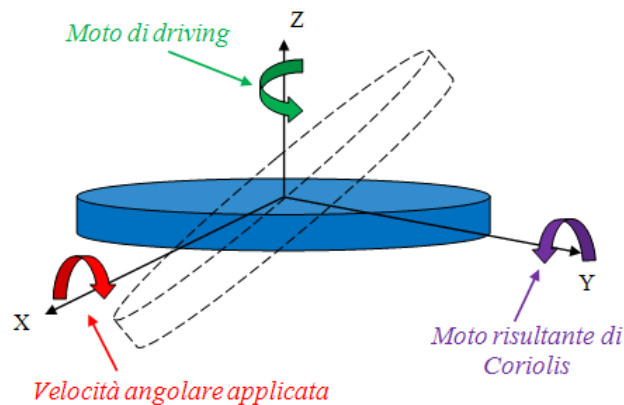


Figura 2.13 - Oscillazione fuori dal piano xy del giroscopio.

Il sensore, di cui la figura 2.14 ne rappresenta il layout semplificato, si compone di una massa di *drive* alla quale sono solidali 16 gruppi di elettrodi per il *drive*, ciascuno composto da 50 denti e altri 16 per il *sensing del drive*, dove 8 di questi essendo più corti si compongono di 28 denti mentre la restante metà, di lunghezza maggiore, ne presenta 44.

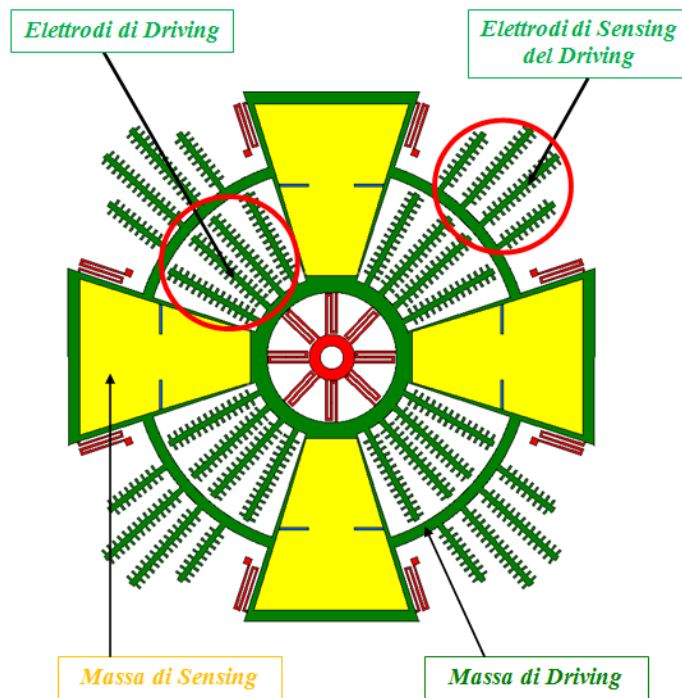


Figura 2.14 - Layout semplificato del giroscopio biassiale rotante.

La massa di *drive*, che è posta in rotazione attorno all'asse z , è ancorata al substrato mediante un gruppo di molle (figura 2.15) unite ad un ancoraggio posto nel centro del dispositivo, e da otto molle esterne (figura 2.16). Durante il suo movimento questa (massa di *drive*) trascina le quattro masse di *sense* mediante molle rigide lungo la direzione di *drive*.

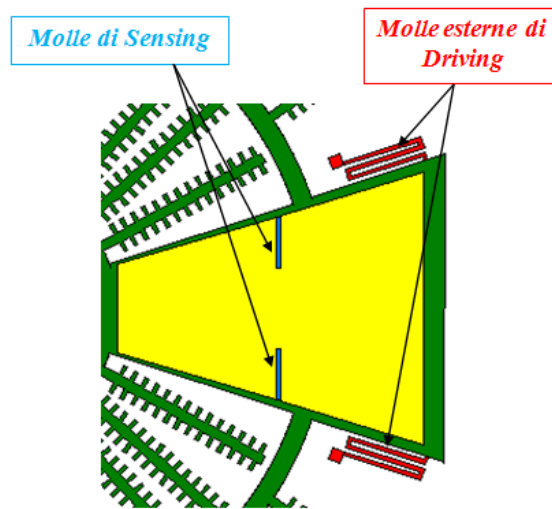


Figura 2.15 - Particolare delle molle centrali di *drive* e dell'ancoraggio centrale

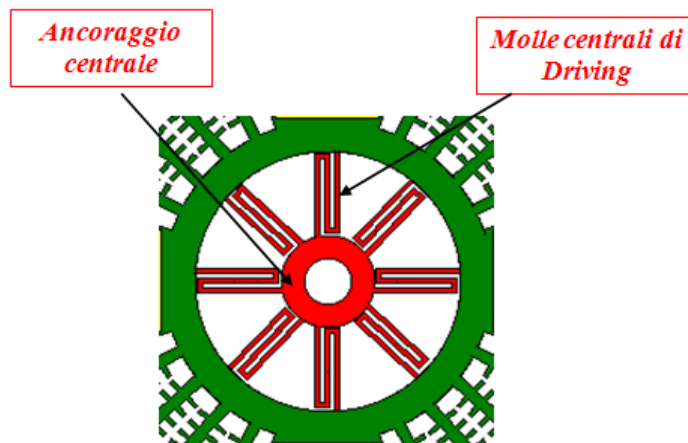


Figura 2.16 - Particolare delle molle di *sense* e delle molle esterne di *drive*

La massa di *drive* contiene due gruppi composti ciascuno da due accelerometri *z-axis* (*masse di sense*) meccanicamente disaccoppiati dalla massa di *drive*. Ciascun gruppo permette la lettura della velocità angolare attorno ad un asse nel piano del sensore (*x* o *y*); gli accelerometri consentono di reiettare l'accelerazione lineare lungo l'asse *z*. Al di sotto delle masse di *sense* sono presenti degli elettrodi. Le molle centrali (vedi Figura 2.16) sono quelle che hanno il compito di sostenere la struttura e controllare le vibrazioni del dispositivo lungo la direzione di *drive*. Le molle esterne invece vengono utilizzate per aumentare la rigidità della massa di *drive* fuori dal piano e migliorare il disaccoppiamento fra la dinamica di *drive* e quella di *sense*.

2.2.1 Modello semplificato

Queste semplici considerazioni si riflettono nella dinamica semplificata del moto del giroscopio. Le equazioni 2.76 presentano per i rispettivi assi x e y le accelerazioni di Coriolis α_x e α_y :

$$\begin{aligned}\text{Asse X: } \alpha_x &= 2 \cdot \Omega_y \cdot \dot{\theta}_z \\ \text{Asse Y: } \alpha_y &= 2 \cdot \Omega_x \cdot \dot{\theta}_z\end{aligned}\tag{2.76}$$

dove Ω_x e Ω_y sono le velocità di rotazione che devono essere misurate, e $\dot{\theta}_z$ è la velocità angolare attorno all'asse z data dalla seguente espressione:

$$\dot{\theta}_z = \omega_z \cdot X_0 \cdot \cos(\omega_z t)\tag{2.77}$$

in cui ω_z è la frequenza di risonanza di *drive* e X_0 è l'ampiezza dello spostamento lungo la direzione di *drive*. L'accelerazione di Coriolis è proporzionale al prodotto del moto di *drive* ($\dot{\theta}_z$) e della velocità di rotazione da misurare. Il movimento di *drive* è un'oscillazione alla frequenza di risonanza naturale ω_z rispetto all'asse z . Quindi le oscillazioni accompagnate da flessione attorno agli assi x e y avvengono alla stessa frequenza ω_z e sono segnali modulati in ampiezza, con quest'ultima proporzionale alle rispettive velocità rotazionali di ingresso.

Perciò la velocità di rotazione può essere dedotta misurando l'oscillazione della massa di *drive* e demodulando questa misura alla frequenza di risonanza di *drive* ω_z .

2.2.2 Equazione di moto in direzione di drive

L'equazione differenziale lineare del secondo ordine a coefficienti costanti non omogenea:

$$J_{dr} \ddot{\theta}_{xy} + r_{dr} \dot{\theta}_{xy} + K_{dr} \theta_{xy} = M_{elett}(t); \quad (2.78)$$

rappresenta la dinamica rotazionale del giroscopio nella direzione di *drive* (attuazione).

I termini della 2.78, partendo dal primo membro, rappresentano nell'ordine:

- Il momento della forza d'inerzia
- Il momento dell'attrito viscoso equivalente
- Il momento della forza di richiamo elastico delle molle

Al secondo membro si ha il momento della forzante elettrostatica d'attuazione che, come verrà chiarito nel seguito, è periodica di tipo sinusoidale con frequenza coincidente a quella propria del sistema nella direzione d'attuazione. Sulla base di quanto già asserito nel paragrafo 2.1 la forza elettrostatica di attuazione F_{elett} agisce sugli elementi i^{mi} di massa m_i in cui è suddivisa la stessa massa *drive* e si ha quindi:

$$F_{elett} = m_i \ddot{x}_i + c_x \dot{x}_i + k_x x_i \quad (2.79)$$

dove c_x e k_x sono i coefficienti rispettivamente di smorzamento ed elastico delle molle, mentre x_i è lo spostamento in risposta alla forzante elettrostatica della massa m_i . Dal momento che la forzante F_{elett} pone la massa di *drive* in rotazione è necessario considerare il momento della forza stessa, andando ad introdurre anche il momento d'inerzia per la massa di *drive* quindi la precedente equazione sarà così modificata:

$$F_{elett} \Rightarrow M_{elett}$$

$$m_i \Rightarrow J_{dr} = \int m \cdot dr$$

$$c_i \Rightarrow K_{dr} = c \cdot r \quad r = \text{distanza media dall'asse di rotazione}$$

$$\ddot{x}_i \Rightarrow \ddot{\theta} = \ddot{x}_i / r$$

$$\dot{x}_i \Rightarrow \dot{\theta} = \dot{x}_i / r$$

$$x_i \Rightarrow \theta = x / r$$

ottenendo così la relazione (2.78).

In assenza di forzante esterna, il sistema è in grado d'oscillare liberamente alla sua *frequenza naturale* $\omega_{dr} = \sqrt{K_{dr}/J_{dr}}$; ma per effetto dello smorzamento viscoso equivalente tale oscillazione tende ad annullarsi. La presenza di una forzante armonica che sia in grado, attraverso un anello di retroazione positiva, di sintonizzarsi esattamente con la frequenza di vibrazione naturale, manda il sistema in risonanza. Supplendo alla perdita d'energia dovuta all'attrito, la forzante garantisce che il moto vibratorio si mantenga ad ampiezza costante. D'ora in poi la frequenza ω_{dr} verrà denominata *frequenza di risonanza del drive*. La soluzione dell'equazione differenziale di cui sopra è la somma *dell'integrale generale dell'omogenea associata e dell'integrale particolare della non omogenea* ovvero:

$$\theta(t) = \theta_{omo}(t) + \theta_{nomo}(t) \quad (2.80)$$

Nell'equazione (2.80) il primo addendo rappresenta la soluzione del moto libero in assenza di forzante esterna; tale moto nei sistemi reali non conservativi si mantiene solo durante il transitorio iniziale, riducendosi asintoticamente fino a scomparire per effetto delle inevitabili dissipazioni energetiche. E' pertanto possibile ipotizzare trascurabile la soluzione dell'omogenea associata. La soluzione dell'equazione è quindi dovuta al termine forzante e si identifica pienamente con l'integrale particolare. Se il termine forzante è armonico, l'integrale particolare sarà dello stesso tipo della forzante, ovvero armonico ad ugual pulsazione, ma sfasato rispetto a questa da un termine di fase dipendente dalla relazione esistente fra la pulsazione della forzante e la pulsazione di

risonanza del *drive* ω_{dr} . Formalizzando quanto detto, verrà ora risolta l'equazione differenziale (2.78) con il metodo dei numeri complessi in forma esponenziale.

Rappresentando la forzante periodica in forma complessa con pulsazione Ω nella forma esponenziale complessa seguente:

$$M_{elett}(t) = M_{xy0} e^{j\Omega t} \quad (2.81)$$

Come sopra menzionato, la soluzione dell'equazione sarà armonica ad ugual frequenza ma con ampiezza e fase differente:

$$\theta_{xy}(t) = \theta_{xy0} e^{j\Omega t} \quad (2.82)$$

Per ottenere ampiezza e fase della soluzione basta sostituire le espressioni complesse di cui sopra nell'equazione differenziale di partenza, tralasciando i passaggi si otterrà:

per il modulo:

$$\theta_{xy0} = \frac{M_{xy0}}{\sqrt{J^2(\omega_{dr}^2 - \Omega^2) + r_{dr}\Omega^2}} \quad (2.83)$$

mentre per la fase:

$$\varphi = \text{atan} \frac{r_{dr}}{J_{dr}(\omega_{dr}^2 - \Omega^2)} \quad (2.84)$$

Se per ipotesi, che del resto è sempre verificata, si ha $\Omega = \omega_{dr}$, allora:

$$\theta_{xy0} = \frac{M_{xy0} Q_{dr}}{K_{dr}} \quad \varphi = \frac{\pi}{2} \quad (2.85)$$

dove Q_{drive} rappresenta il fattore di merito del *drive*, definito come:

$$Q_{drive} = \frac{J_{drive} \cdot \omega_{drive}}{r_x} \quad (2.86)$$

Considerando la parte reale della 2.81, la forzante sarà di tipo cosinusoidale:

$$M_{elett}(t) = M_{xy0} \cos(\omega_{dr} t) \quad (2.87)$$

per cui la risultante sarà:

$$\theta_{xy}(t) = \theta_{xy0} \cos\left(\omega_{dr} t - \frac{\pi}{2}\right) = \frac{M_{xy0} Q_{dr}}{K_{dr}} \sin(\omega_{dr} t) \quad (2.88)$$

Derivando rispetto al tempo al fine di ottenere la velocità del moto d'attuazione si ottiene:

$$\dot{\theta}_{xy}(t) = \omega_{dr} \theta_{xy0} \cos(\omega_{dr} t) = \frac{\omega_{dr} M_{xy0} Q_{dr}}{K_{dr}} \cos(\omega_{dr} t) \quad (2.89)$$

2.2.3 Attuazione in direzione di drive

Quello che è stato detto nei paragrafi precedenti sui *Comb Fingers* riguarda strutture caratterizzate da semplici traslazioni della massa di *drive*. Nel giroscopio rotazionale, invece, si è in presenza di una rotazione della stessa massa di *drive*: di conseguenza, sarà necessario introdurre nuovi elementi e fare le dovute precisazioni per il calcolo delle capacità dei *Comb Fingers*.

Gli elettrodi di *Comb* sono utilizzati sia per porre in rotazione la massa di *drive* sia per rilevare la velocità di rotazione della stessa. Come già mostrato in figura 2.14, un set di *Comb Fingers* è dedicato al forzamento, mentre un secondo gruppo si occupa del *sensing del drive* (rilevazione della velocità angolare).

In Figura 2.17 è riportata una rappresentazione dei denti di *Comb* per il giroscopio rotazionale per un numero di pettini di rotore $N=6$.

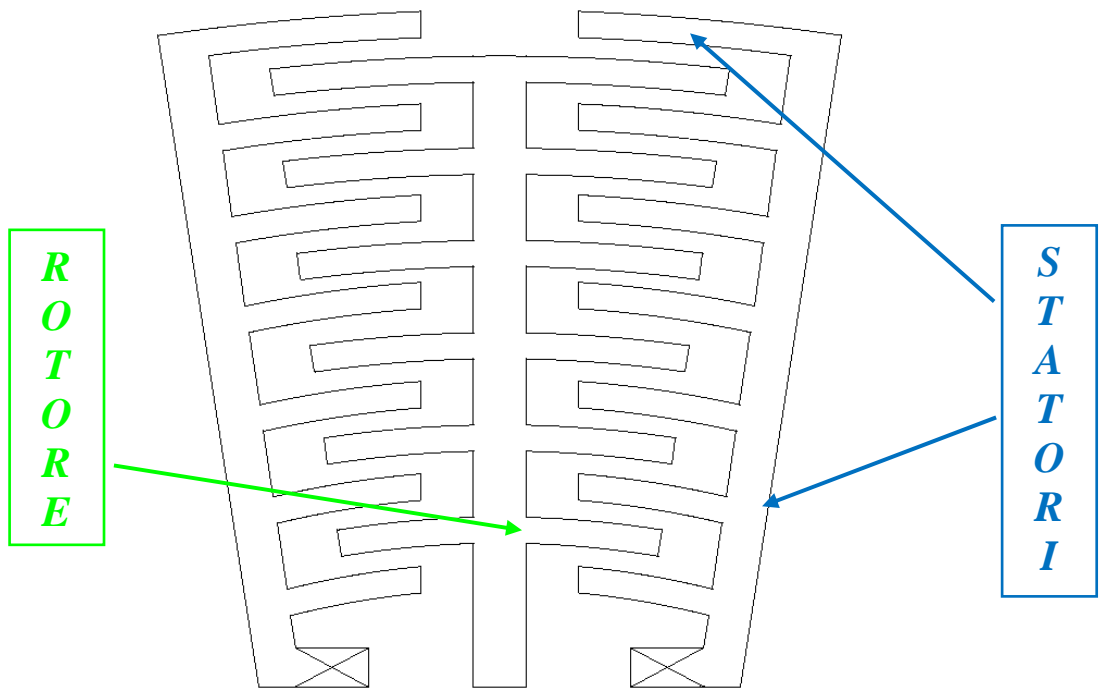


Figura 2.17 - Particolare dei *Comb Fingers* per il giroscopio rotazionale

Come si può notare, la geometria è simile a quella caratteristica traslazionale (figure 2.6 e 2.7), ma sono riscontrabili due differenze:

- 1) rotori e statori presentano una leggera curvatura
- 2) rotori e statori hanno lunghezze differenti

La capacità di ciascun condensatore, formato dal parallelo di N condensatori elementari, in assenza di forzante esterna vale:

$$C_1 = C_2 = C_{CombFingers} = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot R \cdot \vartheta_{xy0} \cdot w}{d_{gap}}; \quad (2.90)$$

Supponiamo ora che il rotore subisca uno spostamento angolare $\Delta\theta_{xy}$ mediante una forzante esterna; in questo caso i valori di capacità della struttura differenziale saranno:

$$C_1 = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot R \cdot (\vartheta_{xy0} + \Delta\vartheta_{xy}) \cdot w}{d_{gap}} \cdot N; \quad (2.91)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon \cdot 2 \cdot R \cdot (\mathcal{G}_{xy0} - \Delta \mathcal{G}_{xy}) \cdot w}{d_{gap}} \cdot N; \quad (2.92)$$

Nelle ultime tre formule sono state introdotte due nuove quantità: *il “braccio R” e “l’angolo nominale di sovrapposizione θ_{xy0} ”* dove:

- R indica la distanza media dal centro del giroscopio agli elettrodi di comb fingers.
- θ_{xy0} indica la lunghezza d’affaccio in radianti tra dente di rotore e dente di statore

Tutto ciò si è reso indispensabile in quanto, dovendo tener conto di una rotazione, lo spostamento lineare degli elettrodi di *Comb* è dato dal prodotto $\Delta s = R \cdot (\theta_{xy0} - \Delta \theta_{xy})$.

La variazione capacitiva della coppia differenziale sarà allora:

$$R \cdot (\theta_{xy0} - \Delta \theta_{xy}) C_{cf} = \Delta C = C_1 - C_2 = \frac{\varepsilon \cdot 4 \cdot R \cdot \Delta \theta_{xy} \cdot w}{d_{gap}} N; \quad (2.93)$$

Dalla precedente relazione, per il giroscopio rotante si può affermare che *la variazione capacitiva differenziale delle strutture a dita interdigitate è linearmente dipendente dallo spostamento angolare.*

La variazione capacitiva per unità di spostamento angolare sarà invece:

$$\frac{dC_1}{\Delta \theta_{xy}} = \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot R \cdot w \cdot N}{d_{gap}} = \frac{C_{cf}}{\mathcal{G}_{xy0}}; \quad (2.94)$$

$$\frac{dC_2}{\Delta \theta_{xy}} = -\frac{2 \cdot \varepsilon \cdot R \cdot w \cdot N}{d_{gap}} = -\frac{C_{cf}}{\mathcal{G}_{xy0}}; \quad (2.95)$$

La *sensibilità* totale della struttura differenziale di *Comb Fingers* per il giroscopio biassiale sarà quindi:

$$S_{CombFingers} = \frac{dC_1}{\Delta\theta_{xy}} - \frac{dC_2}{\Delta\theta_{xy}} = \frac{4 \cdot \varepsilon \cdot R \cdot w \cdot N}{d_{gap}} = \frac{2 \cdot C_{ef}}{\Delta\theta_{xy0}}; \quad (2.96)$$

da cui, come nel caso traslazionale, *la sensibilità delle strutture a dita interdigitate è indipendente dallo spostamento angolare.*

Come per le strutture a dita interdigitate dei giroscopi traslanti, anche i *Comb Fingers* del giroscopio rotazionale sono insensibili all'effetto del pull-in; inoltre, sono insensibili allo smollamento elettrostatico e non consentono di accordare le due risonanze in direzione di *drive* e di *sense*; non vengono pertanto usati come elettrodi di lettura in direzione di *sense* perché hanno una sensibilità più bassa dei *Parallel Plates* (che saranno mostrati in seguito) a parità di spostamento e dimensioni.

2.2.4 Rilevazione del moto in direzione di drive (Sensing del drive)

In modo del tutto analogo a quanto descritto nei paragrafi precedenti, finora si è parlato di *Comb Fingers* solo come elementi di forzamento del giroscopio. In realtà la struttura del sensore possiede anche dei *Comb* di lettura, che vengono denominati di *sensing del drive*. Questi sono identici a quelli di forzamento ma vengono utilizzati per poter rilevare l'oscillazione del dispositivo in direzione di *drive*. Il processo tecnologico genera infatti dispositivi che, a causa di numerosi aspetti come sovrattacco laterale (*overetch*) [2.4] o variabilità del modulo elastico del polisilicio, non permettono di ottenere frequenze di risonanza coincidenti con quelle di progetto.

Per questo è indispensabile la presenza di un anello di retroazione di *drive* che permetta di ricercare la risonanza naturale del singolo dispositivo, e in quest'ottica diventa indispensabile avere dei *Comb* di lettura.

Il forzamento avviene inizialmente attraverso un'onda quadra alla frequenza di risonanza di progetto del modo di vibrare in controfase; in risposta a questo stimolo vi sarà un moto caratterizzato da due contributi in frequenza, quello di forzamento dell'onda quadra e quello oscillatorio reale del dispositivo; questa fase si svolge in configurazione ad anello aperto e la durata del forzamento attraverso l'onda quadra è di pochi millisecondi.

La fase successiva prevede di togliere il forzamento con onda quadra e di lasciare oscillare il sistema alla sua frequenza di risonanza naturale per un periodo arbitrario.

Nell'ultima fase interviene l'elettronica di controllo; sugli statori dei *Comb* di lettura viene imposta una tensione fissa, e viene rilevata una corrente proporzionale alla velocità di oscillazione delle masse in direzione di *drive*:

$$i = \frac{dQ}{dt} = \frac{\delta C}{\delta x} \cdot \frac{\delta x}{\delta t} \cdot V; \quad (2.97)$$

Questa corrente viene acquisita dall'elettronica dell'anello di attuazione e convertita in una tensione, amplificata di un certo fattore K e applicata agli statori dei *Comb* di forzamento:

$$\begin{cases} V_{STAT1} = V_B + K \cdot v_{out}; \\ V_{STAT2} = V_B - K \cdot v_{out}; \end{cases} \quad (2.98)$$

con V_B tensione media costante e v_{out} tensione convertita, e K proporzionale alla differenza tra l'ampiezza della velocità di oscillazione reale delle masse e all'ampiezza di riferimento (ricavata in sede di progetto) e valutato dall'elettronica attraverso un processo elaborato. In questo modo è possibile forzare correttamente il dispositivo alla propria frequenza naturale al fine di massimizzare il trasferimento di energia meccanica dall'asse di *drive* a quello di *sense*.

2.2.5 Equazione di moto in direzione di sense

Come già anticipato, il momento della forza elettrostatica agisce sulla massa di *drive*, e in presenza di una velocità di rotazione d'ingresso attorno all'asse x (Ω_x) o attorno all'asse y (Ω_y) genera un momento della forza di *Coriolis* diretto lungo l'asse z

$$J_{se} \ddot{\theta}_z + r_{se} \dot{\theta}_z + K_{se} \theta_z = M_{Cor}(t) \quad (2.99)$$

dove gli addendi al primo membro hanno lo stesso significato di quelli relativi all'equazione 2.78; l'unica differenza sta nella diversa direzione delle grandezze vettoriali e nel diverso valore dei coefficienti r_{se} e K_{se} . Particolare attenzione va posta al secondo membro, ovvero al momento della forza di *Coriolis* che rappresenta in prima approssimazione l'unica forzante nella direzione di trasduzione. Esplicitandone l'espressione, nell'ipotesi semplificativa che il segnale di velocità angolare abbia andamento sinusoidale del tipo $\Omega_x(t) = \Omega_0 \sin(\omega_c t) \hat{x}$ (oppure $\Omega_y(t) = \Omega_0 \sin(\omega_c t) \hat{y}$), e tenendo conto dell'espressione della velocità nella direzione d'attuazione (2.21) si ottiene:

$$M_{Cor}(t) = -2J_{se} \omega_{dr} \Omega_0 \theta_0 \sin(\omega_c t) \cos(\omega_{dr} t) \hat{z} \quad (2.100)$$

Il segnale informativo è rappresentato dal termine sinusoidale di velocità angolare $\Omega_x(t)$ (o $\Omega_y(t)$) con pulsazione ω_c . Anche per questa equazione è possibile trascurare la soluzione dell'omogenea associata; infatti in assenza di forzante nella direzione di *sense* il sistema è in grado d'oscillare liberamente alla sua *frequenza naturale*: $\omega_{sens} = \sqrt{K_{se}/J_{se}}$ ma, per effetto dello smorzamento equivalente, tale oscillazione tende ad annullarsi. Per poter risolvere agevolmente l'equazione differenziale è utile esprimere il momento della forzante (2.100) come somma di due armoniche, applicando le formule di prostaferesi:

$$M_{Cor}(t) = -J_{se} \omega_{dr} \Omega_0 \theta_{xy0} \{ \sin[2\pi(f_{dr} + f_c)t] - \sin[2\pi(f_{dr} - f_c)t] \} \quad (2.101)$$

Sostituendo l'espressione della forzante nell'equazione di moto (2.99) è facile dimostrare, applicando il principio di sovrapposizione degli effetti, che lo spostamento risultante nella direzione di *sense* è rappresentato dalla somma algebrica di due vibrazioni armoniche ad ugual frequenza delle due rispettive componenti forzanti, ma con ampiezze e fasi differenti. La soluzione è quindi dovuta al termine forzante e si identifica pienamente con l'integrale particolare. Formalizzando quanto asserito, si risolve ora l'equazione differenziale (2.99) con il metodo dei numeri complessi in forma esponenziale.

Supponendo ciascuno dei due termini forzanti agente in modo indipendente dall'altro, e applicando la sovrapposizione degli effetti, si troveranno due soluzioni parziali la cui somma fornisce la soluzione cercata. Occorre precisare che, poiché nell'analisi condotta per il *drive* si sono considerate le parti reali dei numeri complessi, si dovrà uniformare la trattazione anche per il *sense*, considerando quindi forzanti in forma cosinusoidale. Procedendo nel modo sopra citato, per semplicità di notazione si riscriverà la (2.101) nella seguente forma:

$$M_{cor}(t) = A_0(\cos(\omega_1 t) - \cos(\omega_2 t)) = M_1(t) - M_2(t) \quad (2.102)$$

dove il significato dei termini è il seguente:

$$\omega_1 = \omega_{dr} + \omega_c$$

$$\omega_2 = \omega_{dr} - \omega_c$$

$$A_0 = -J_{se} \omega_{dr} \Omega_0 \theta_{xy0}$$

che in forma esponenziale complessa diventa:

$$M_{cor}(t) = A_0(e^{j(\omega_1 t)} - e^{j(\omega_2 t)}) = M_1(t) - M_2(t) \quad (2.103)$$

Lo spostamento desiderato nella in direzione di *sense* sarà dunque:

$$\theta_z(t) = \theta_1 e^{j(\omega_1 t - \varphi_1)} - \theta_2 e^{j(\omega_2 t - \varphi_2)} = \theta_1(t) - \theta_2(t) \quad (2.104)$$

Per ottenere ampiezza e fase di ciascuna delle due soluzioni parziali, basta sostituire le componenti della (2.104) nell'equazione differenziale con la componente del momento

della forzante (2.103) corrispondente. In altre parole per ottenere $\theta_1(t)$ considero $M_1(t)$ come forzante, viceversa per ottenere $\theta_2(t)$ considero $M_2(t)$.

Tralasciando i passaggi, per $\theta_1(t)$ si ottiene:

$$\text{per il modulo: } \theta_1 = \frac{A_0}{\sqrt{r_{se}^2 \omega_1^2 + J_{se}^2 [\omega_{sens}^2 - (\omega_{dr} + \omega_c)^2]^2}}; \quad (2.105)$$

$$\text{mentre per la fase: } \varphi_1 = \text{atan} \frac{r_{se} (\omega_{dr} + \omega_c)}{J_{se} [\omega_{sens}^2 - (\omega_{dr} + \omega_c)^2]}; \quad (2.106)$$

In maniera del tutto analoga, per modulo e fase di $\theta_2(t)$ si ricava:

$$\text{per il modulo: } \theta_2 = \frac{A_0}{\sqrt{r_{se}^2 \omega_2^2 + J_{se}^2 [\omega_{sens}^2 - (\omega_{dr} - \omega_c)^2]^2}}; \quad (2.107)$$

$$\text{mentre per la fase: } \varphi_2 = \text{atan} \frac{r_{se} (\omega_{dr} - \omega_c)}{J_{se} [\omega_{sens}^2 - (\omega_{dr} - \omega_c)^2]}; \quad (2.108)$$

Nell'ipotesi che $\omega_{dr} = \omega_{sens}$ (condizione di sintonizzazione dei modi di vibrazione propri), e che $\omega_c \ll \omega_{dr}$ si ottiene:

$$\theta_1 = \theta_2 = \frac{A_0 Q_{sense}}{K_{se}} \quad (2.109)$$

$$\varphi_2 = \text{atan} \frac{b_y}{2m\omega_c} \quad (2.110)$$

$$\varphi_1 = -\text{atan} \frac{b_y}{2m\omega_c} = -\varphi_2 \quad (2.111)$$

dove Q_{sense} rappresenta il fattore di merito del *sense*, definito come:

$$Q_{sense} = \frac{J_{sense} \cdot \omega_{sense}}{r_{sense}} \quad (2.112)$$

Per cui la soluzione completa dell'equazione differenziale (2.99), considerando le parti reali, diventa:

$$\theta_z(t) = \theta_1 \cos[(\omega_{dr} + \omega_c)t + \varphi_1] - \theta_2 \cos[(\omega_{dr} - \omega_c)t - \varphi_2] \quad (2.113)$$

Applicando le formule di prostaferesi alla (2.113) si ottiene:

$$\begin{aligned} \theta_z(t) &= -2\theta_1 \sin(\omega_{dr}t) [\sin(\omega_c t) \cos \varphi_2 + \cos(\omega_c t) \sin \varphi_2] = \\ &= A_{cor} \sin(\omega_{dr}t) \sin(\omega_c t - \varphi_2); \end{aligned} \quad (2.114)$$

dove:

$$A_{cor} = \frac{2J_{se} \omega_{dr} \Omega_0 \theta_{xy0} Q_{sens}}{K_{se}} \quad (2.115)$$

La soluzione ottenuta con la (2.114) rappresenta, analogamente alla (2.100), un segnale modulato in ampiezza. Ma in questo frangente il segnale informativo risulta essere sfasato di un angolo $\varphi_2(\omega_c)$ dipendente dal valore di ω_c , mentre la portante risulta sfasata di 90 gradi (perché è presente un sin, quindi funzione dispari in ritardo di 90°) in ritardo in riferimento alla velocità di *drive* (2.89) e quindi in fase con lo spostamento (2.88).

2.2.6 Trasduzione in direzione di sense

Nel giroscopio rotazionale, le strutture a piatti paralleli sono quelle utilizzate per la rilevazione degli spostamenti angolari lungo l'asse z : esse consistono in condensatori dove un elettrodo è la stessa massa di *sense* mentre l'altro piatto del condensatore è rappresentato da due elettrodi fissi sul substrato (figura 2.18).

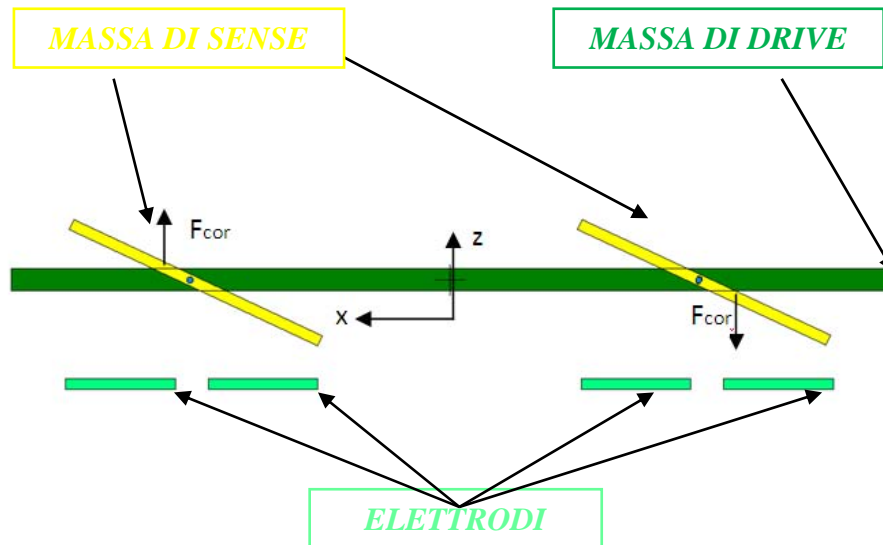


Figura 2.18 - Particolare dei *Parallel Plates* del giroscopio

Supponiamo ora di dover rilevare una velocità angolare Ω_x attorno all'asse x ; dal momento che la struttura è simmetrica il discorso è analogo per rilevazioni di velocità attorno all'asse y . Nell'istante precedente a quello in cui l'intera struttura inizia a ruotare con velocità angolare Ω_x , le masse di *sense* si muovono solidalmente con la massa di *drive* che oscilla ruotando intorno al suo centro di rotazione. Supponiamo ora che il giroscopio inizi a ruotare con velocità Ω_x (in senso antiorario) e che, nel medesimo istante, la massa di *sense* stia ruotando anch'essa in senso antiorario al suo centro di rotazione (figura 2.18). Il moto rotatorio attorno all'asse x con velocità angolare Ω_x dà luogo alla *forza di Coriolis* (F_{cor} in figura 2.13) che agisce sull'intero sistema, proporzionale al prodotto vettore tra la velocità angolare Ω_x e la velocità della massa di driving v_d (figura 2.18). La forza di Coriolis risulta essere diretta come l'asse z e nulla nei

punti in cui v_d è parallela all'asse x . Inoltre nei punti in cui non è nulla, la F_{cor} essendo proporzionale a v_d , è tanto maggiore quanto maggiore è la sua distanza dal centro di rotazione. Sull'intera struttura è quindi possibile individuare una distribuzione di forze di Coriolis che varia la variare della distanza dal centro di rotazione (ancoraggio centrale del giroscopio).

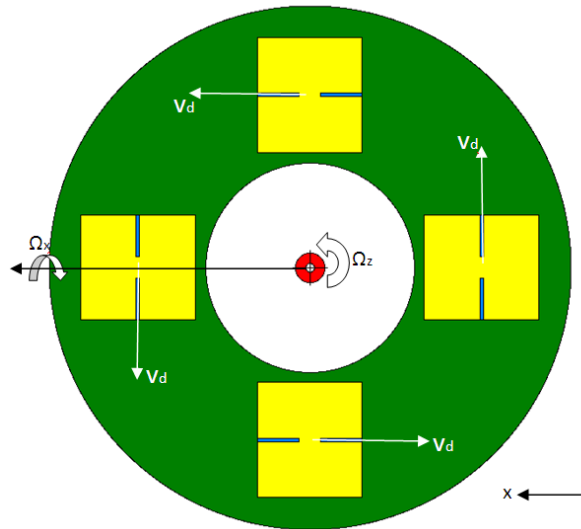


Figura 2.19 - Giroscopio nel piano x - y sottoposto ad una velocità angolare Ω_x

L'effetto complessivo della forza di Coriolis è quello di far ruotare le masse di *sense* attorno al loro asse di rotazione (figura 2.13), dando origine ad un loro movimento fuori dal piano x - y consentito dalla torsione delle molle di *sense*. In corrispondenza delle masse di *sense* sono presenti degli elettrodi per la realizzazione di condensatori la cui variazione capacitiva è legata al movimento delle masse stesse che a sua volta è proporzionale a Ω_x ; in tal modo, leggendo una variazione capacitiva, è possibile risalire al valore della velocità angolare incognita Ω_x .

Ciascuna coppia di masse di *sense* si muove in opposizione di fase (con velocità lineare dipendente dalla distanza dal centro di rotazione) in modo che le forze di Coriolis abbiano segno opposto come si vede in figura 2.18.

Allora la capacità di ciascun condensatore della coppia differenziale, in condizioni statiche, è la seguente:

$$C_1 = C_2 = C_{pp}^{nom} = \frac{\varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}}; \quad (2.116)$$

dove, w rappresenta la larghezza delle armature, $w \cdot x_0$ è l'area d'affaccio e z_{gap} è la distanza tra la massa di *sense* e l'elettrodo sottostante.

Si supponga che una forza esterna imprima alla massa di *drive* una velocità angolare Ω_x attorno all'asse x (figura 2.18) che causa mediante la forza di Coriolis un movimento delle masse di *sense*.

Le capacità in questo caso saranno:

$$C_1 = \frac{\varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}} + \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z = C_{pp}^{nom} + \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z; \quad (2.117)$$

$$C_2 = \frac{\varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}} - \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z = C_{pp}^{nom} - \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z; \quad (2.118)$$

La variazione capacitiva totale della coppia differenziale dei *Parallel Plates* vale:

$$\Delta\theta_z \cdot C_{pp} = C_1 - C_2 = 2 \cdot \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z \Delta\theta_z = \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}^2 - z^2(t)} \cdot N \cdot z(t); \quad (2.119)$$

ma siccome i *Parallel Plates* si muovono verso z di una distanza molto minore del *gap* iniziale, si può considerare valido il fatto che $\Delta z \ll z_{gap}$ e quindi avere:

$$\Delta z \cdot C_{pp} \cong \frac{2 \cdot \varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}^2} \cdot N \cdot z(t); \quad (2.120)$$

dove con N si è indicato il numero delle coppie di *parallel plates*.

Volendo ora calcolare la *sensibilità* del trasduttore di spostamento a piatti paralleli, si può far riferimento all'approccio di seguito utilizzato. Riferendosi nuovamente alla figura

2.13, allo scopo di calcolare la variazione capacitiva per unità di spostamento relativa a ciascun condensatore della coppia differenziale si ottiene:

$$\frac{dC_1}{d\theta_z} = \frac{d}{d\theta_z} \left(\frac{\varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}} + \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z \right) \quad (2.121)$$

$$\frac{dC_2}{d\theta_z} = \frac{d}{d\theta_z} \left(\frac{\varepsilon \cdot w \cdot x_0}{z_{gap}} - \frac{dC_{pp}}{d\theta_z} \theta_z \right) \quad (2.122)$$

Quindi la sensibilità è:

$$S_{ParallelPlates} = \frac{dC_1}{d\theta_z} - \frac{dC_2}{d\theta_z} = \frac{2\varepsilon A \cdot \left(1 + \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}} \right)^2 \right)}{y_{gap}^2 \cdot \left(1 - \left(\frac{\Delta y}{y_{gap}} \right)^2 \right)^2} \approx \frac{2\varepsilon A}{y_{gap}^2}; \quad (2.123)$$

Come già visto per il giroscopio traslazionale, anche in quello rotazionale le strutture a piatti paralleli presentano il problema del *pull-in*, cioè di una risultante delle forze elettrostatiche (dovute alla presenza di una costante elastica fittizia) non nulla, e tale forza tende a spostare il rotore dalla posizione di riposo anche in assenza di forzanti esterne al giroscopio.

I *Parallel Plates* del giroscopio rotazionale (così come quelli del monoassiale) risentono anche del fenomeno dello smollamento elettrostatico, ovvero una variazione della frequenza di risonanza del sistema in base alla tensione applicata.

Avendo una sensibilità maggiore dei *Comb* a parità di forzamento e dimensioni utili, i *Parallel* vengono usati per la parte di *sense*, ma devono lavorare in condizioni di piccoli spostamenti, altrimenti presentano non-linearità e distorsione del segnale; inoltre consentono eventualmente di accordare le frequenze di risonanza del *drive* e del *sense* attraverso lo smollamento elettrostatico in modo da massimizzare la *sensitivity* del giroscopio stesso (assicurando così il massimo trasferimento di potenza meccanica dalla direzione di attuazione verso la direzione di trasduzione per effetto della forza di *Coriolis*).

Come è stato detto in questo paragrafo, i *Parallel* sono in grado di leggere una variazione capacitiva a seguito di uno spostamento generato dalla forza di Coriolis; questa variazione capacitiva deve però essere elaborata per poter ottenere in uscita la misura di una velocità angolare; la parte che adempie a questo scopo è l'interfaccia di *sense*.

Quest'ultima opera in anello aperto ed ha il compito di convertire la variazione capacitiva in una tensione proporzionale alla velocità di rotazione da misurare. È costituita da tre blocchi fondamentali: l'amplificatore di carica, il demodulatore coerente e un filtro.

La variazione capacitiva seguito di uno spostamento viene rilevata come variazione di carica:

$$Q = C \cdot V; \quad (2.124)$$

$$dQ = C \cdot dV + V \cdot dC; \quad (2.125)$$

La misura viene effettuata imponendo al rotore un'onda quadra con ampiezza pari a V_x e con una frequenza elevata (≈ 160 kHz), e agli statori una tensione fissa arbitraria. La scelta di un'onda quadra a elevata frequenza sul rotore permette di considerare la capacità tra statori e rotore costante (in quanto il periodo è più piccolo) per cui la (2.124) diventa:

$$dQ \cong C \cdot dV; \quad (2.126)$$

Quindi la variazione di pacchetti di carica nel tempo è proporzionale all'andamento delle capacità dei *Parallel Plates* per effetto del moto delle masse di *sense*:

$$dQ \cong \Delta C; \quad (2.127)$$

L'amplificatore di carica quindi riceve in ingresso le variazioni capacitive tra rotore e statore 1 e rotore e statore 2, fa la differenza, le amplifica e le converte in una tensione di uscita caratterizzata da due contributi in frequenza ($\omega_{Drive} - \omega_0$ e $\omega_{Drive} + \omega_0$), gli stessi delle differenze di carica.

La tensione generata viene passata al demodulatore coerente, che serve a isolarne la componente ω_0 di velocità angolare da quella dovuta alla velocità in direzione di *drive* ω_{drive} .

Il demodulatore non fa altro che moltiplicare la tensione in uscita dall'amplificatore di carica per un segnale sinusoidale alla stessa frequenza del *drive* ω_{drive} e successivamente amplificarne il valore. Si ottiene così una tensione di uscita del tipo:

$$V_{De\ mod} \propto 2 \cdot \sin(\omega_0) + \sin(2 \cdot \omega_{Drive} + \omega_0) + \sin(2\omega_{Drive} - \omega_0); \quad (2.128)$$

Il segnale in uscita dal demodulatore viene quindi filtrato con due filtri passa-basso del primo ordine per eliminare le componenti ad alta frequenza e mantenere solo il segnale di velocità angolare; si ha quindi in uscita dai filtri un segnale in tensione caratterizzato da una componente in frequenza pari a quella del segnale di velocità angolare, ovvero quello che si voleva misurare.

L'ultima operazione consiste nel tarare il guadagno del demodulatore al fine di ottenere un'ampiezza del segnale d'uscita uguale a quello effettivamente presente all'ingresso. Bisogna quindi conoscere la velocità di fondo scala ed associare ad essa un valore di tensione; inoltre bisogna moltiplicare il segnale in uscita dal filtro per il valore di sensibilità (mV/(deg/s)) al fine di ottenere il corretto valore in Volt del segnale misurato.

2.2.7 Errore di quadratura e sensitivity cross-axis

Analogamente a quanto già visto per il giroscopio monoassiale, anche per il giroscopio biassiale si ha la presenza dell'errore di quadratura; essendo del tutto analoga tra i 2 giroscopi, si rimanda al paragrafo 2.1.7 per la trattazione dell'errore di quadratura.

Per quanto riguarda il giroscopio biassiale, invece, è possibile definire un'altra grandezza che permette una corretta caratterizzazione del dispositivo in fase di testing finale: la *sensitivity cross-axis*.

Tale parametro definisce l'entità del disallineamento degli assi sensibili del sensore rispetto agli assi di movimentazione della Rate Table RTA320 (descritta in dettaglio nel capitolo 4 e nell'appendice 7.2).

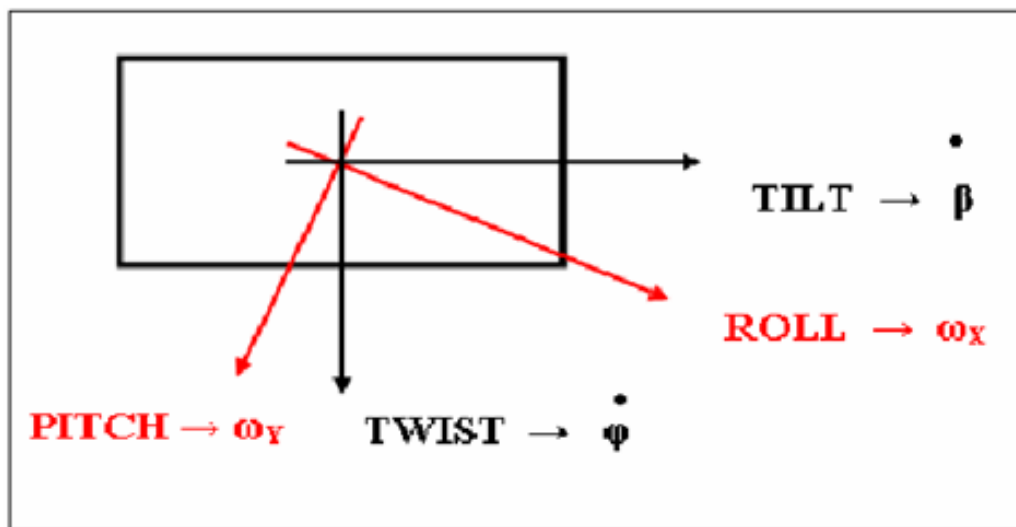


Figura 2.20 - *Mismatch* di posizionamento del sensore

Tale *mismatch* di posizionamento comporta un forzamento del sensore non solo lungo l'asse di lettura che ci si aspetta di stimolare ma anche sull'altro.

2.3 Sintesi dei parametri caratteristici (da misurare durante il final test)

Nei precedenti paragrafi sono stati illustrati i parametri caratteristici dei giroscopi che devono essere misurati in fase di Final Test; se ne riporta nel seguito una breve panoramica complessiva.

Frequenza di risonanza del drive

La frequenza alla quale deve essere forzato il *drive* del sensore per ottenere un'oscillazione ad ampiezza costante del *drive* stesso, che consente il massimo trasferimento di energia dal *drive* al *sense* per la rilevazione della velocità angolare incognita alla quale il sensore è sottoposto.

Fattore di merito del drive

E' il parametro che definisce il guadagno del *drive* (cioè l'amplificazione) rispetto al segnale in ingresso: maggiore è questo valore, più elevata sarà l'amplificazione del segnale che il dispositivo riceve in ingresso.

Errore di quadratura

Le tolleranze del processo produttivo dei dispositivi MEMS comportano inevitabili dissimmetrie fra i vari elementi meccanici del sensore, e di queste ricordiamo quella fra le molle lungo i due assi del sensore e la non coincidenza del baricentro G con il centro geometrico C della massa; ciò comporta il fatto che quando il *drive* viene fatto vibrare alla sua frequenza propria, in assenza di una velocità angolare esterna da rilevare, si ha come effetto un moto delle masse di in direzione di *sense*; tale effetto indesiderato provoca delle letture falsate del dispositivo, e pertanto deve essere opportunamente trattato in modo da ridurlo quanto più possibile (fino ad eliminarlo del tutto)

Sensitivity

E' il parametro che permette di convertire la lettura del giroscopio in un valore di velocità angolare, che è l'incognita principale da rilevare; pertanto, la sua corretta determinazione è fondamentale per stabilire l'effettivo corretto funzionamento del sensore prima di immettere lo stesso sul mercato.

Sensitivity cross-axis

La determinazione delle precedenti grandezze deve essere eseguita per entrambi i tipi di giroscopi testati (monoassiali e biassiali); per quanto riguarda il dispositivo biassiale, è possibile misurare un ulteriore parametro: la sensitivity cross-axis, che rappresenta un indice del disallineamento del sensore rispetto agli assi di rotazione della RTA320; essa quantifica la lettura di un asse sensibile del giroscopio rotazionale quando viene stimolato l'altro asse, e viceversa.

Capitolo 3

Misura della frequenza di risonanza, del fattore di merito, e dell'errore di quadratura

In questo capitolo verranno descritte le prove utili alla misurazione dei parametri dei giroscopi che non richiedono un ingresso di velocità angolare durante la fase di testing, ovvero la frequenza di risonanza f_{drive} dell'asse di *drive*, il fattore di merito (o di qualità) Q_{drive} del *drive*, e l'errore di quadratura q_{err} , e confrontati i risultati ottenuti con diverse metodologie, sia in termini di accuratezza che in termini di tempo necessario per la loro identificazione di seguito verranno riportati i risultati ottenuti con la metodologia di calcolo attuale (Trasformata di Fourier per f_{drive} e Trasformata di Hilbert per Q_{drive}) e i risultati con un metodo di calcolo diverso (Trasformata di Fourier per f_{drive} e metodo del decremento logaritmico per Q_{drive}).

3.1 Set-up di prova

Come descritto nei capitoli precedenti, i giroscopi vengono sottoposti a forzanti elettrostatiche e forzanti esterne al fine di creare delle variazioni capacitive sulle strutture differenziali di attuazione e di trasduzione; tali variazioni capacitive risultano essere proporzionali agli ingressi dei dispositivi, ed è tramite metodologie elettriche che viene ottenuto il calcolo dei parametri caratteristici dei giroscopi testati, sfruttando le interazioni di campi elettrici tra gli elettrodi di condensatori costituiti da elementi del giroscopio stesso (*Comb Fingers* per l'attuazione e la rilevazione del moto lungo il *drive*, e *Parallel Plates* per la trasduzione della velocità angolare incognita).

Tali metodologie elettriche presentano una serie di vantaggi rispetto ad altri metodi, ad esempio metodi ottici basati sull'uso del laser doppler (LDV) in quanto non richiedono un contatto visivo, e possono pertanto essere usate su giroscopi muniti di involucro esterno come quelli in esame e inoltre non necessitano di puntamento (come invece viene richiesto per tecniche laser) [3.1]; queste caratteristiche fanno del metodo elettrico l'applicazione ideale per eseguire sperimentazioni su un numero elevato di pezzi e per un utilizzo di tipo industriale. Per contro, esistono delle limitazioni date da un campo di applicabilità ristretto sia in termini di forzanti d'attuazione sia in termini di direzione di spostamento misurabile.

La parte meccanica ed elettronica del sensore comunicano tramite connessioni elettriche denominate “*pad*”. In figura 3.1 è illustrata a titolo d’esempio il giroscopio monoassiale con i PAD di interfaccia tra parte meccanica ed elettronica.

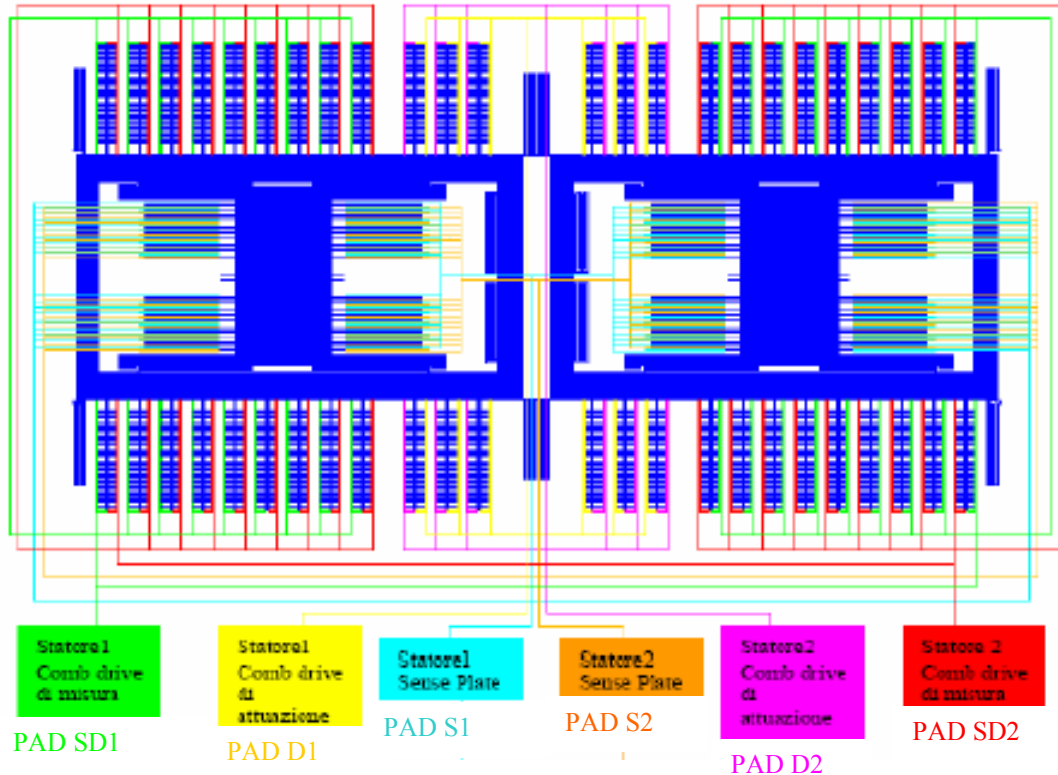


Figura 3.1 Schema dei collegamenti elettrici del giroscopio traslazionale

Durante le prove sono stati acquisiti i canali costituiti dai segnali in tensione, ossia la corrente di rotore (*pad* in figura 3.1) e il *sensing del drive* (*pad* in figura 3.2) proporzionali alla velocità d’oscillazione delle masse dei giroscopi e al segnale d’attuazione, in modo da poter ricostruire la funzione di trasferimento del sistema in fase di *post-processing* dei dati.

L’interfaccia del giroscopio con il mondo esterno avviene, per via elettrica, tramite una serie di connessioni integrate nel giroscopio stesso. In figura 3.2 si osservano le connessioni elettriche che permettono il collegamento elettrico con le parti meccaniche ed elettroniche del sensore.

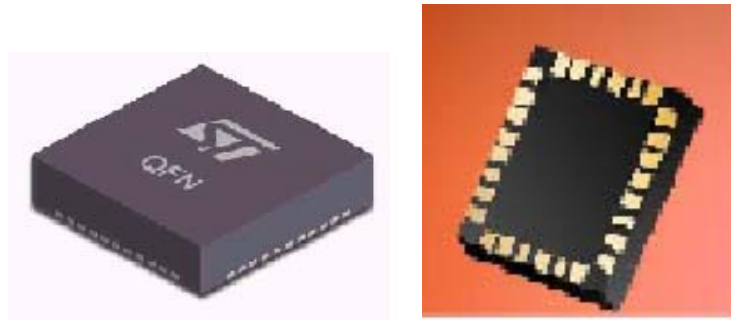


Figura 3.2 - Giroscopio ST (fronte e retro) e particolare dei di connessione

Il collegamento tra questi *pad* ed i circuiti di misura è realizzato facendo uso di appositi *socket* montati sulla *board* di prova, che permettono l'alloggiamento dei dispositivi da testare e il loro bloccaggio sulla *board* stessa fino alla conclusione delle prove.

In particolare, la *board* è costituita da due stadi distinti (il *driving stage* e l'*output stage*), in quanto essi devono assolvere a funzioni diverse.

Il *driving stage* permette di attuare la massa di rotore fornendo ai due elettrodi di *drive* un segnale di tensione costante a cui si sovrappone un segnale sinusoidale in controfase; questo obiettivo è raggiunto utilizzando un solo generatore di funzioni che applica il segnale direttamente ad un circuito ad amplificatori operazionali e che provvede anche a raddoppiare il modulo della tensione alternata.

L'*output stage* genera invece un segnale in tensione che è proporzionale alle correnti prodotte dalle variazioni capacitive del *sensing del drive* e della corrente di rotore; questa funzione è svolta da uno stadio di amplificatore a transconduttanza [3.2]; considerando in particolare la bassa entità delle correnti in gioco (fino a qualche decina di pA [picoAmpere]) è importante che questo circuito presenti un alto guadagno (circa 10 MΩ fino a 20 KHz) ed un rumore contenuto.

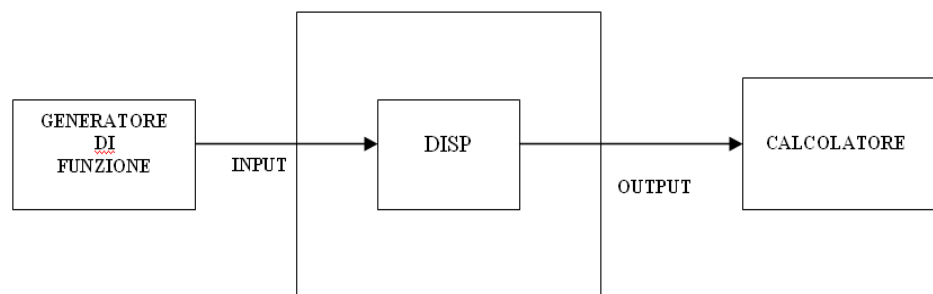


Figura 3.3 - Schema della catena di misura

Una fase importante delle misurazioni effettuate è la scelta dei parametri della prova, in particolare delle tensioni applicate, della frequenza di campionamento f_{camp} , del periodo di campionamento T_{camp} , ed il setting dei filtri.

Le tensioni di eccitazione devono essere sufficientemente elevate da provocare un'oscillazione ampia e quindi facilmente misurabile, ma allo stesso tempo non devono essere eccessive (in modo da non danneggiare la struttura).

La registrazione delle misure eseguite è stata fatta tramite un PC che necessita di un'acquisizione preceduta da campionamento; tale procedura prevede la scelta di una frequenza di campionamento opportuna e delle frequenze di taglio degli eventuali filtri.

Per quanto riguarda la frequenza di campionamento f_{camp} , l'utilizzo di un'oscillazione armonica permette di conoscere a priori le frequenze d'interesse che si intende registrare. Essendo la frequenza di progetto pari a circa 4200 Hz, il sistema viene eccitato in un campo di frequenze compreso tra i 3500 Hz e i 5000 Hz; considerando che uno dei canali elettrici fornisce un segnale d'interesse con pulsazione doppia rispetto alla pulsazione di forzamento, ciò significa che si desidera misurare fenomeni con frequenza massima pari a 10 KHz: pertanto si sceglie una frequenza di campionamento f_{camp} pari a 30 KHz in modo da evitare qualsiasi fenomeno di *aliasing* ed in modo da poter eventualmente disporre di filtri passa-basso che tagliano il segnale ad un terzo della f_{camp} .

Il rapporto segnale/rumore SNR (Signal to Noise Ratio) garantito dall'eccitazione armonica è tale da non rendere necessario l'utilizzo di filtri passa-basso.

3.2 Fattore di merito e frequenza di risonanza

Durante la fase di Final Test dei giroscopi presi in esame, fra i primi test che vengono eseguiti vi sono quelli che permettono la determinazione della frequenza propria del *drive* (f_{drive}) e del fattore di merito del *drive* (Q_{drive}), ossia di quei parametri di progetto che garantiscono il corretto funzionamento del dispositivo.

Come già descritto nel capitolo 2, la misura di questi parametri avviene imponendo al sensore forzanti elettrostatiche note, in particolare andando a forzare il modo di vibrare di *drive* con un'onda quadra alla frequenza di risonanza di progetto per alcuni millisecondi, e misurando il tempo con il quale l'asse di drive smorza le sue oscillazioni: da questo dato si ricava il fattore di merito Q_{Drive} e la frequenza propria f_{drive} .

Si sceglie di utilizzare un gradino di tensione, cioè un'onda quadra, e non un impulso per evitare complicazioni sul segnale di ingresso quale, ad esempio, l'utilizzo di un pre-trigger; inoltre, si sceglie di eccitare tramite gradino anche per evitare il difficile controllo sul segnale dell'impulso che si teme possa forzare il sistema in regime non lineare.

L'attuazione è realizzata in maniera del tutto analoga a quanto già descritto nel capitolo 2, cioè sfruttando alcune delle strutture capacitive del sensore: nella fattispecie, i *Comb Fingers*. Essendo il procedimento operativo di misurazione (del fattore di merito e della frequenza di risonanza) del tutto analogo tra giroscopi monoassiali e biassiali, si riportano di seguito le analisi eseguite su un giroscopio biassiale di prova, sollecitato da un segnale ad onda quadra imposto al *drive* del sensore e registrando l'uscita del sensore, riportata in figura 3.4, nella quale è stato considerato solo il tratto iniziale delle oscillazioni senza considerare il *decay* totale del segnale.

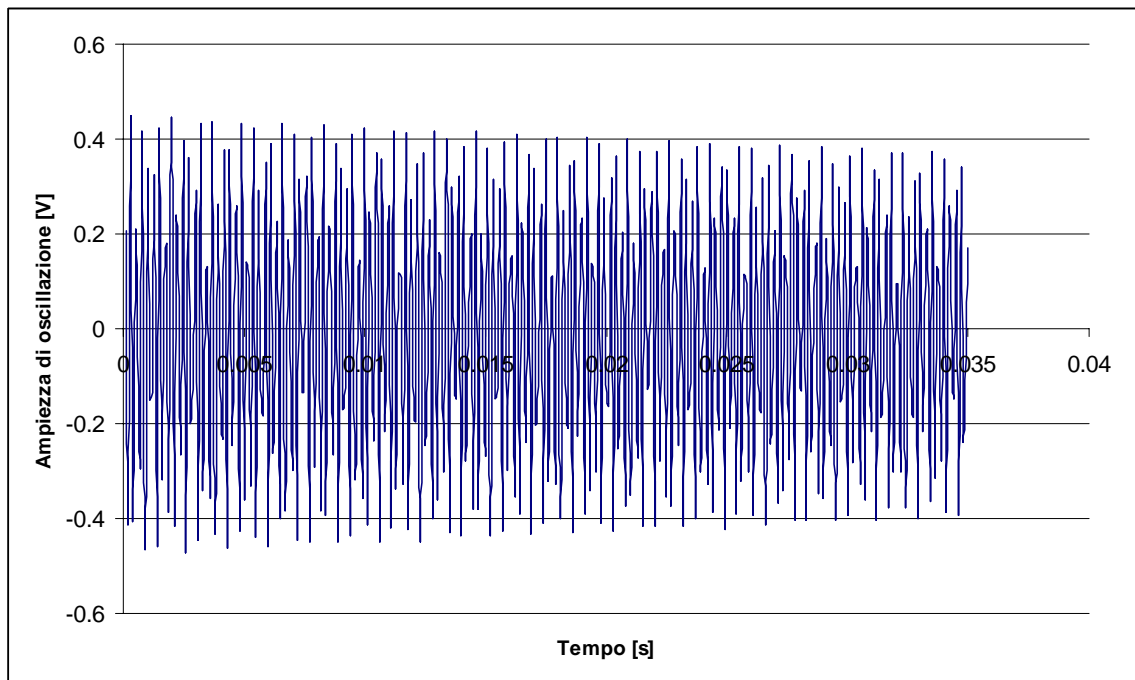


Figura 3.4 - Oscillazione del *drive*

La procedura utilizzata per determinare i valori di frequenza di risonanza e di fattore di merito prevede l'utilizzo della trasformata di Hilbert [3.3] che mantiene i dati all'interno del dominio del tempo.

Se si ipotizza che il giroscopio si atteggi, lungo la direzione d'attuazione, come un sistema meccanico ad un grado di libertà smorzato, il valore di spostamento può essere espresso come:

$$\sigma(t) = A \cdot e^{-\alpha \cdot t} \cdot \sin\left(\sqrt{(1-h^2)} \cdot \omega_n \cdot t + \Phi\right) \quad (3.1)$$

dove si ha:

- $\sigma(t)$ = valore dello spostamento angolare in funzione del tempo;
- A = ampiezza dell'oscillazione;
- $\alpha = h \cdot \omega_n$;
- h = parametro dimensionale di smorzamento $\rightarrow h = \frac{r}{r_{critico}}$;;
- ω_n = pulsazione propria del sistema;
- Φ = sfasamento introdotto dal sistema.

Si ricorda che il valore di tensione uscente dal canale del *sensing del drive* è proporzionale alla velocità del sensore in direzione di *drive*; il relativo valore di spostamento è frutto di una successiva operazione di integrazione.

Si definisce la funzione $z(t)$, definita come la somma tra la funzione di partenza, $V(t)$, e la trasformata di Hilbert, $H(t)$, della funzione di partenza, in cui a tutte le armoniche è imposto un ritardo di $-\pi/2$ in modo da avere:

$$z(t) = V(t) + j \cdot H(t); \quad (3.2)$$

Si può esprimere $z(t)$ anche in forma polare come:

$$z(t) = A(t) \cdot e^{j\theta(t)}; \quad (3.3)$$

in cui la funzione $A(t)$ rappresenta il segnale d'involuppo e la funzione $\theta(t)$ rappresenta il segnale di fase istantanea.

La funzione d'involuppo $A(t)$ si determina come:

$$A(t) = \sqrt{V^2(t) + H^2(t)}; \quad (3.4)$$

e un suo andamento tipico è rappresentato in figura 3.4:

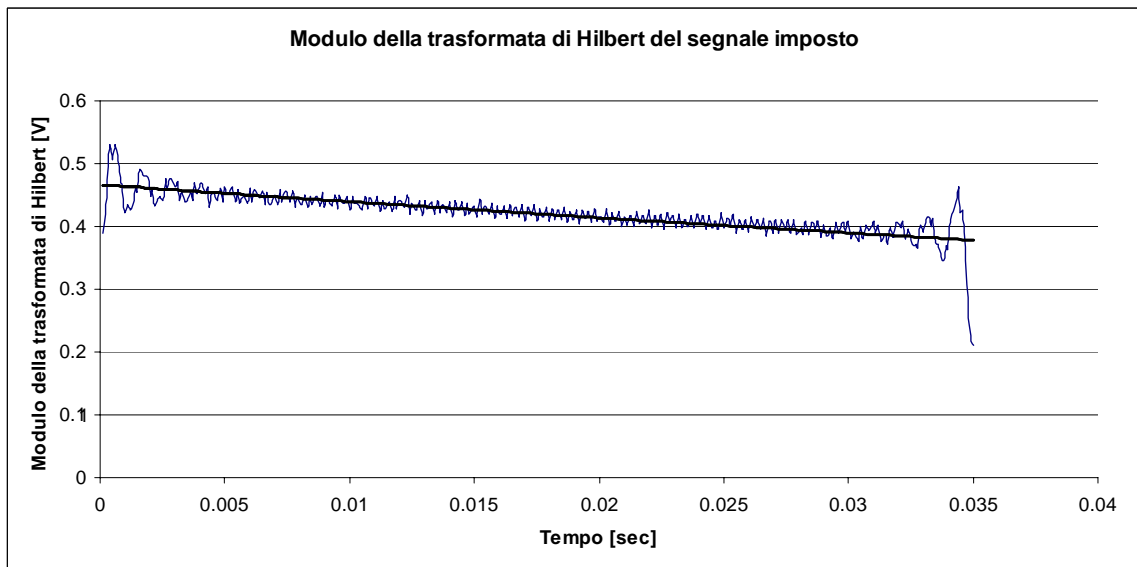


Figura 3.4 - Modulo della trasformata di Hilbert (esempio)

Poiché in un'eccitazione a gradino la quota parte di segnale deterministico diminuisce progressivamente fino ad annullarsi, ci si aspetta che dopo un intervallo di tempo sufficientemente ampio il segnale si limiti a solo rumore; pertanto, viene esclusa la parte dei dati che sono ritenuti prive di significato, considerando solo la parte di dati che presenta un andamento lineare.

Il vettore di dati che contiene il modulo della trasformata di Hilbert del segnale rappresenta la componente esponenziale dell'equazione 3.1 e può essere interpolato utilizzando il metodo dei minimi quadrati, ottenendo il valore h di smorzamento dimensionale del sistema e, di conseguenza, il valore di fattore di merito Q_{Drive} definito come:

$$Q_{drive} = \frac{1}{2 \cdot h}; \quad (3.5)$$

Allo stesso modo, la funzione $\theta(t)$ di fase istantanea è definita come:

$$\theta(t) = \arctg\left(\frac{H(t)}{V(t)}\right) = 2 \cdot \pi \cdot t \cdot f_{drive}; \quad (3.6)$$

In figura 3.5 viene rappresentata la funzione di fase istantanea $\theta(t)$:

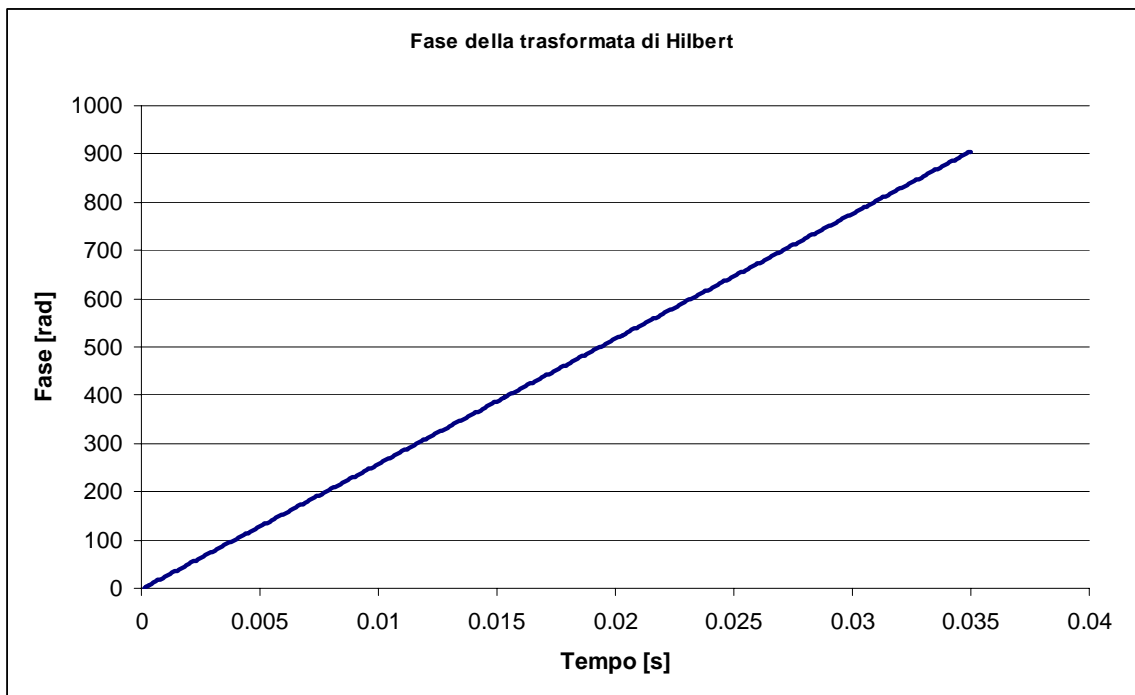


Figura 3.5 - Fase istantanea $\theta(t)$ della trasformata di Hilbert

Tale funzione si atteggia come una funzione lineare nel tempo, e il cui coefficiente angolare risulta essere proporzionale alla frequenza del sistema.

Operando la derivata di $\theta(t)$, si ottiene:

$$\frac{d}{dt}(\theta(t)) = 2 \cdot \pi \cdot f_{drive}; \quad (3.7)$$

che viene di seguito riportata su grafico (figura 3.6):

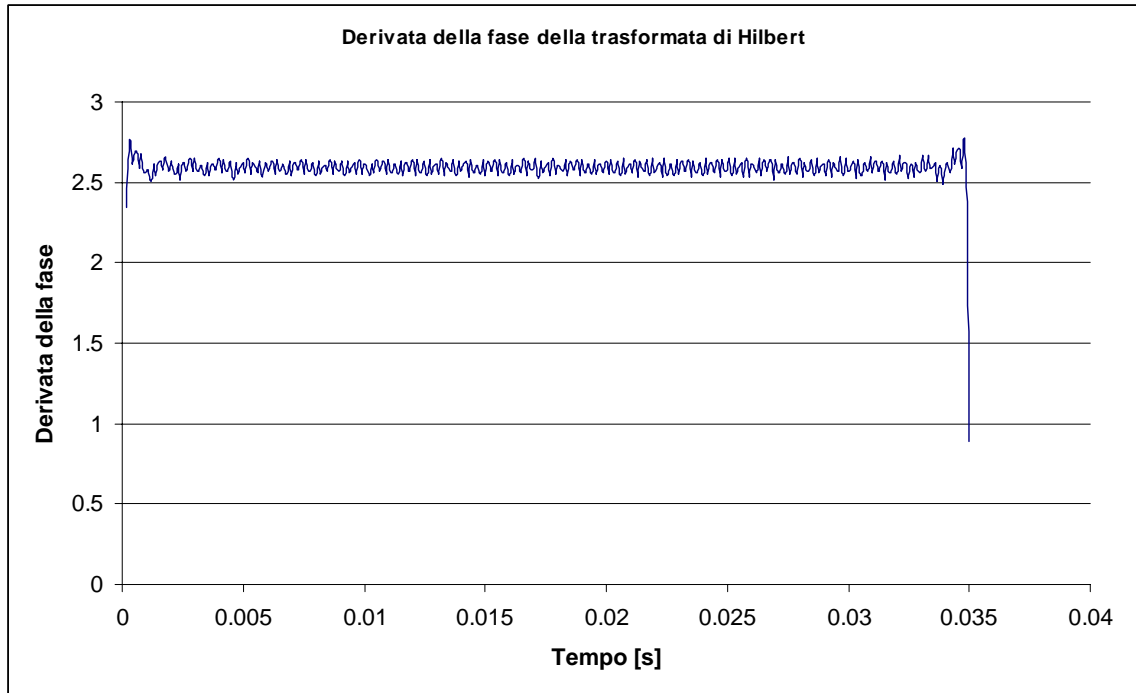


Figura 3.6 - Derivata della fase della trasformata di Hilbert

Anche dal precedente grafico è possibile notare come la quota parte di segnale deterministico diminuisce progressivamente nel tempo fino a generare un segnale privo di significato.

Una volta isolati i dati nei quali non vi è presenza di rumore, si determina la frequenza propria del sistema tramite l'interpolante delle frequenze istantanee definite nell'espressione 3.8, che non è altro che la formula 3.7 dalla quale è stata ricavata la f_{drive} :

$$f_{drive} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{d}{dt}(\theta(t)); \quad (3.8)$$

Tale procedura di calcolo è stata applicata a un certo numero di prove effettuate nelle quali l'unica quantità che è stata fatta variare è stato il numero di campioni utilizzati per la misura dei parametri da misurare; in particolare, la procedura attualmente in uso in *STMicroelectronics* prevede l'utilizzo di 4000 campioni sui quali eseguire il calcolo dei parametri richiesti, che richiede mediamente un tempo di test pari a 500 millisecondi: ci si è chiesti se tale numerosità di campioni fosse veramente necessaria (con l'elevato onere computazionale richiesto), e si è pertanto proceduto a una progressiva riduzione del numero di punti campionati; si riporta di seguito la tabella 3.1 (considerando un solo giroscopio di prova, sottoposto a più prove al variare del numero dei punti campionati) che considera:

- il numero di punti campionati;
- i valori misurati di fattore di merito e di frequenza di risonanza;
- i tempi di calcolo.

Numero di punti campionati	Q_{drive}	f_{drive}	Tempi di calcolo [msec]
4000	2447.56	4126.06	500
1000	2434.71	4126.08	141
750	2418.21	4126.04	125
500	2442.21	4126.04	94
350	2466.09	4126.03	78
300	1450.76	3256.27	60

Tabella 3.1 - Valori dei parametri calcolati considerando un solo giroscopio biassiale di prova

Come risulta evidente dalla tabella 3.1, il valore calcolato di frequenza di risonanza è preciso fino alla prima cifra decimale, con una elevata ripetibilità delle prove stesse; il Q_{Drive} , invece, presenta una certa variabilità nell'intorno del valore 2450 circa, comunque sempre compreso all'interno dei limiti di accettabilità (1550 - 4000).

Gli unici valori che si discostano da quelli trovati in precedenza sono stati misurati considerando 300 campioni; Q_{Drive} e f_{drive} assumono valori al di fuori dei limiti di progetto. Sono state eseguite altre prove (non riportate nella tabella 3.1) nelle quali sono

stati considerati 200 e 150 punti, con risultati anch'essi al di fuori delle specifiche progettuali.

I tempi di calcolo, invece, diminuiscono al decrescere del numero di punti campionati sui quali viene effettuata la misura dei parametri richiesti, in quanto viene richiesto un minore onere computazionale; pertanto, si può eseguire una corretta misurazione del fattore di merito e della frequenza di risonanza utilizzando un minor numero di campioni (fino a un minimo di 350), e impiegando un tempo decisamente inferiore (78 msec anziché i 500 msec della procedura attuale, con un risparmio percentuale di tempo pari a circa l'84.4%).

3.3 Errore di quadratura

La valutazione numerica dell'errore di quadratura per il giroscopio monoassiale è immediata, visto che per il sensore oggetto di questa tesi le pulsazioni di risonanza sono dell'ordine di 10^4 rad/s , la velocità angolare di fondo scala è dell'ordine del rad/s mentre il fattore di qualità del *sense* è dell'ordine di 10^2 . Pertanto la condizione di asimmetria, espressa in termini di rotazione angolare accettabile, affinché sia trascurabile l'errore di quadratura, deve essere molto inferiore ai 10^{-2} rad (tipicamente \mathcal{G} dovrà essere dell'ordine delle frazioni di *mrad*).

3.4 Risultati e conclusioni sul calcolo dei parametri che non richiedono una movimentazione della Rate Table

Il calcolo della frequenza di risonanza del *drive* f_{Drive} , del fattore di merito Q_{Drive} e dell'errore di quadratura q_{err} è stato effettuato tramite la sola stimolazione elettrica del dispositivo attraverso i di connessione del giroscopio con la Rate Table, senza dover ricorrere ad una movimentazione di quest'ultima per l'esecuzione dei test.

Ciò ha permesso di fare delle misurazioni che non risentissero di eventuali disallineamenti degli assi di lettura dei giroscopi rispetto alla Rate Table stessa, cosa che invece dovrà essere tenuta in opportuno conto quando si dovranno calcolare le *sensitivity* che dipendono invece dal posizionamento del sensore sulla RTA320 (come verrà spiegato nel capitolo 4).

I risultati ottenuti permettono di affermare che la misurazione della frequenza di risonanza e del fattore di merito può essere effettuata con la trasformata di Hilbert utilizzando un numero minore di punti (350 punti) sui quali eseguire le misure rispetto a quelli utilizzati con la procedura attuale (4000 punti), mantenendo una elevata precisione di calcolo e impiegando un tempo di test ridotto.

Capitolo 4

Misura delle sensitivity dei giroscopi

In questo capitolo verrà inizialmente descritta la macchina di prova RTA320 utilizzata per le prove di *Final Test* dei giroscopi; verrà poi fatto riferimento all'attuale modalità di calcolo delle *sensitivity*; verrà in seguito descritta la procedura con la quale sono state calcolate le *sensitivity* dei giroscopi testati tramite una modalità innovativa di *testing*; saranno successivamente riportati alcuni valori significativi trovati durante le prove con i rispettivi tempi complessivi di calcolo, e verrà fatto un confronto di tali tempi con quelli della modalità attuale di *testing*.

4.1 Macchina di prova RTA320: descrizione

Ciascun dispositivo MEMS, una volta completata la fase di produzione e di *packaging* e prima di essere introdotto sul mercato, deve essere sottoposto ad una serie di prove atte a determinarne l'effettivo corretto funzionamento.

Essendo estremamente elevata la numerosità di pezzi da testare (come ordine di grandezza, si tratta spesso di commesse di milioni di dispositivi da consegnare entro poche settimane), tali test non possono essere eseguiti a mano, dispositivo per dispositivo, da un solo operatore, bensì vengono effettuati da macchine dedicate che svolgono in automatico il lavoro; ovviamente, vi è comunque una prima fase nella quale la macchina viene preparata e “istruita” da parte dell'operatore su ciò che deve fare, e in seguito viene lasciata lavorare autonomamente. Oltre alla fase iniziale, gli unici altri tempi morti nell'utilizzo delle macchine per il *testing* dei giroscopi sono dati da eventuali malfunzionamenti delle macchine stesse che necessitano di uno stop operativo per effettuare la manutenzione necessaria.

Durante il tirocinio svolto presso la *STMicroelectronics* di Cornaredo (MI) è stata utilizzata la RTA320 (figura 4.1), una macchina di prova (fra le altre presenti) che esegue tutti i test necessari al fine di determinare il corretto funzionamento dei dispositivi in base alle specifiche di progetto. Tale macchina è impiegata per testare accelerometri e giroscopi MEMS, ed è stata progettata specificamente per garantire un'elevata accuratezza di posizionamento e ripetibilità delle prove.



Figura 4.1 - RTA320 disponibile presso i laboratori ST

Come è possibile vedere nel particolare di figura 4.2, la RTA320 presenta due assi di rotazione, denominati rispettivamente Twist e Tilt, che permettono la movimentazione della tavola rotante della macchina al fine dell'esecuzione dei test richiesti.

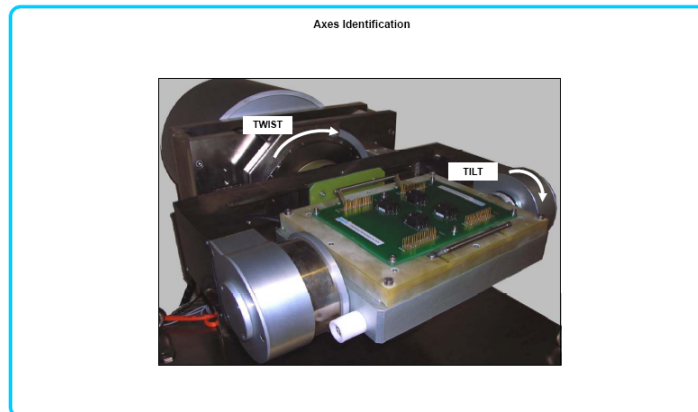


Figura 4.2 - RTA320: particolare dei 2 assi di rotazione, il Twist e il Tilt

Per una trattazione più dettagliata della RTA320 e delle prove eseguite, in fase preliminare, per assicurarsi del suo corretto funzionamento, si rimanda all'appendice 7.2 (“**Verifica prestazioni della macchina RTA320**”).

4.2 Metodologia di testing attualmente implementata in ST: metodo armonico

Avendo verificato preliminarmente che le prestazioni della RTA320 corrispondono a quelle dichiarate dal costruttore della macchina, si passa ad un'analisi della modalità di *testing* dei dispositivi attualmente utilizzata in *STMicroelectronics*.

Come già accennato nei capitoli precedenti, la fase di *Final Test* dei giroscopi serve per individuarne e misurarne i parametri caratteristici, che sono:

- frequenza di risonanza lungo il *drive*: ω_{Drive} ;
- fattore di merito (o di qualità) del *drive*: Q_{drive} ;
- errore di quadratura: q_{err} ;
- *sensitivity* del giroscopio: rapporto tra l'uscita del dispositivo (in Volt) e l'ingresso fisico (velocità angolare incognita):

$$Sensitivity = \frac{\text{uscita del giroscopio [V]}}{\text{ingresso fisico} \left[\frac{\text{deg}}{\text{s}} \right]};$$

- *sensitivity cross-axis*: parametro caratteristico dei soli giroscopi biassiali, è esprimibile come rapporto tra l'uscita (in Volt) di un asse sensibile (asse 1) a fronte di un'eccitazione dell'altro asse sensibile (asse 2). E' quindi esprimibile secondo la seguente relazione:

$$Sens_Cross_Axis = \frac{\text{uscita asse 1 [V]}}{\text{ingresso asse 2 [deg/s]}};$$

Del calcolo dei primi tre parametri ci si è già occupati nel capitolo 3; in questo capitolo si sposta l'attenzione sulla determinazione dei due tipi di *sensitivity* sopra elencati.

Per misurare le *sensitivity* del giroscopio, viene attualmente eseguita una procedura di calcolo che sfrutta le oscillazioni della Rate Table RTA320, e viene di seguito illustrata attraverso un esempio pratico:

- 1) impone alla RTA320, per un determinato valore di frequenza e per una certa ampiezza del movimento, di eseguire un moto armonico; si riporta, come esempio, un segnale di questo tipo imposto all'asse di Twist:

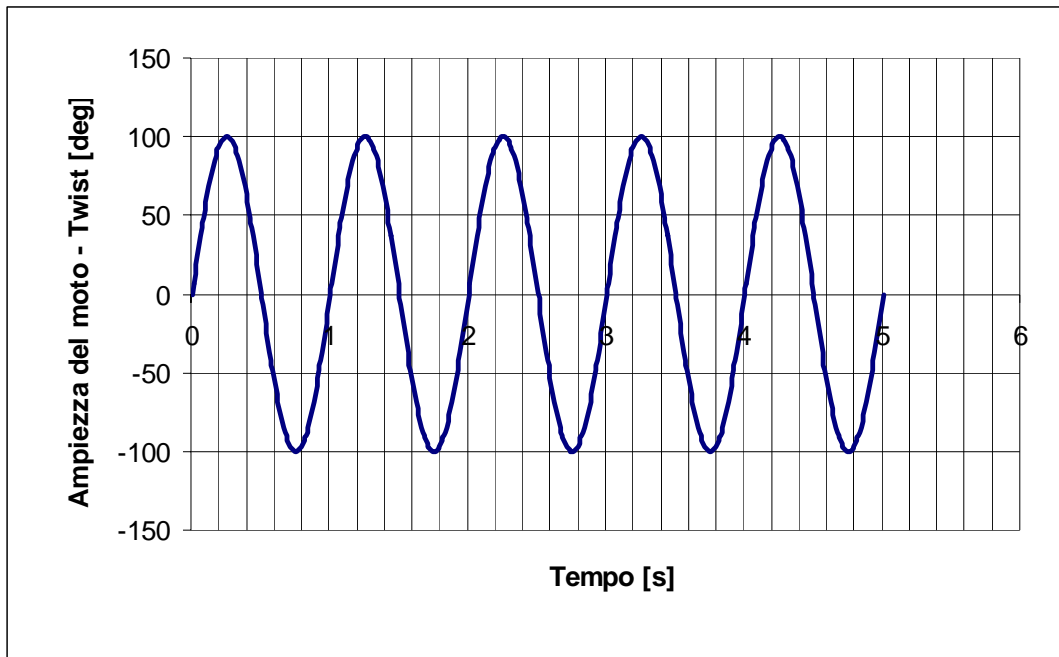


Figura 4.3 - Moto armonico imposto all'asse di Twist della RTA320

2) fissata la frequenza di campionamento f_{camp} , acquisisce l'uscita del giroscopio:

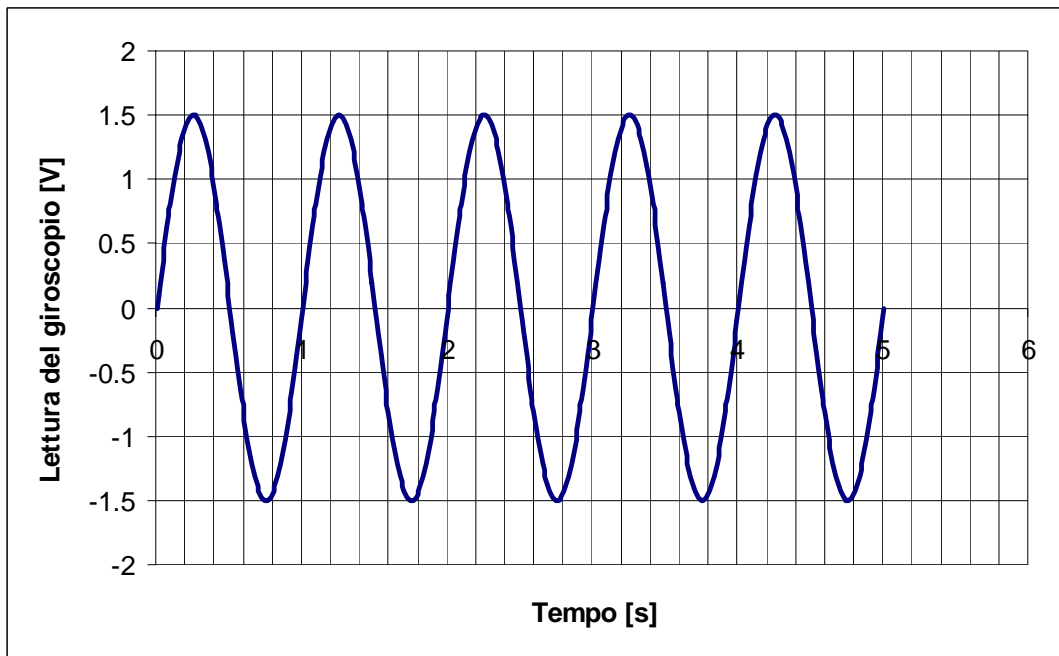


Figura 4.4 - Lettura del giroscopio

- 3) esegue il calcolo della *sensitivity* andando a rapportare, punto per punto, i valori acquisiti dal giroscopio con i corrispondenti valori di rotazione angolare armonica imposta alla RTA320.

Tale procedura permette di ottenere valori di *sensitivity* molto precisi ed accurati, ma occorre aspettare sia che il sensore esaurisca il suo transitorio iniziale sia che il segnale armonico imposto alla Rate Table si stabilizzi intorno al valore di regime impostato dall'operatore. Ciò comporta necessariamente una dilatazione dei tempi di test; proprio per questo motivo è stata ricercata una nuova procedura di prova che non risenta dei tempi dovuti ai transitori di assestamento del sensore e della Rate Table.

4.3 Metodologia di testing proposta: metodo integrale

La modalità di *testing* proposta per il calcolo delle *sensitivity* dei giroscopi si basa sulla procedura di seguito illustrata attraverso un esempio pratico:

- 1) impone alla Rate Table un ingresso controllato in posizione; a titolo d'esempio, in figura 4.5 si riporta la posizione angolare imposta all'asse di Twist e variabile da 0° a 90°:

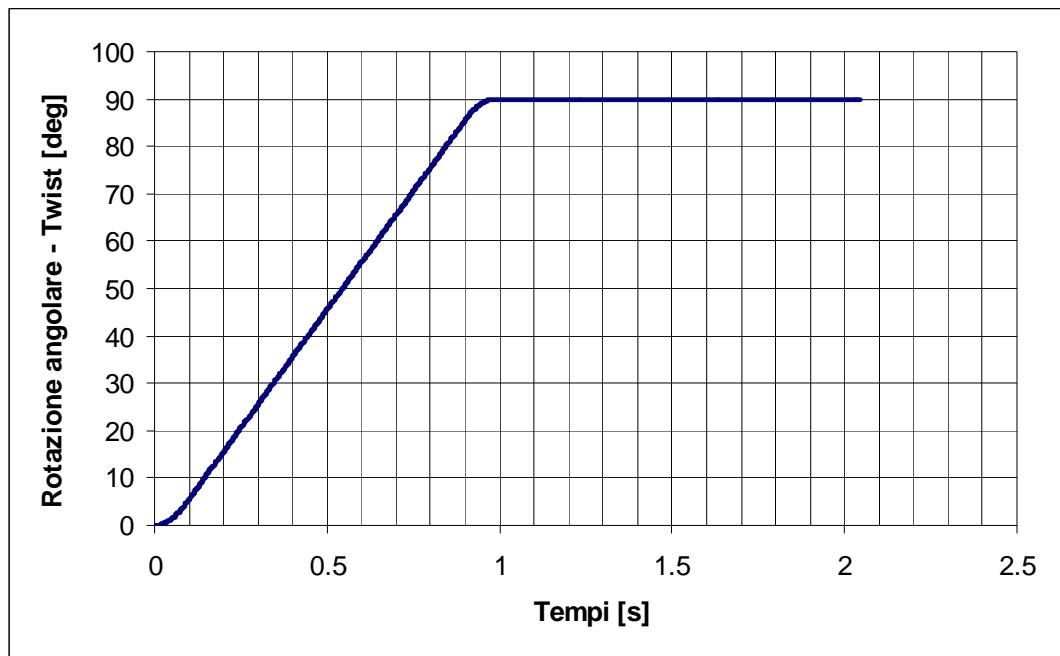


Figura 4.5 - Rotazione angolare lungo l'asse di Twist

- 2) impone che il raggiungimento della posizione angolare finale avvenga ad una prefissata velocità angolare costante; in figura 4.6 si riporta l'andamento della velocità angolare imposta in funzione del tempo; si osserva un primo tratto in cui la Rate Table raggiunge la velocità angolare imposta che viene poi mantenuta fino al raggiungimento della posizione angolare desiderata; si riporta nel grafico seguente la lettura dell'*encoder* che campiona il moto della RTA320 a 500 Hz;

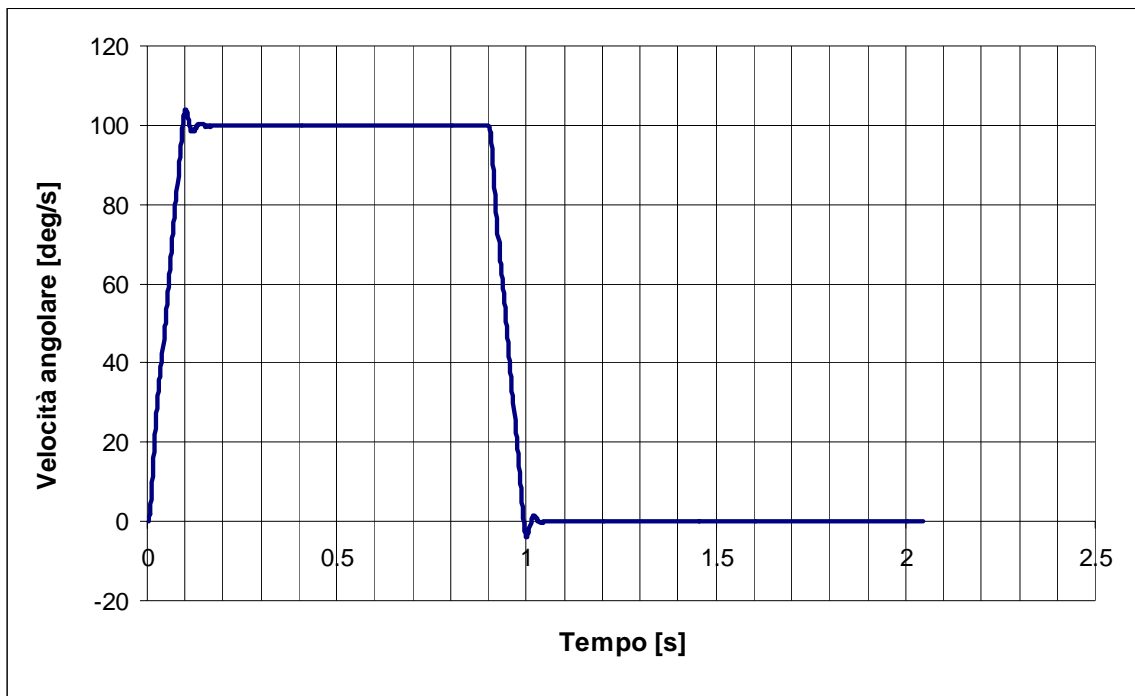


Figura 4.6 - Velocità angolare imposta dalla Rate Table

- 3) fissata la frequenza di campionamento f_{camp} , acquisisce l'uscita del giroscopio: in figura 4.7 è riportata la storia temporale d'uscita del giroscopio (in Volt) in funzione del tempo; si nota che il segnale in uscita dal giroscopio, all'inizio e alla fine della prova, mostra un offset pari a 1.4 V: ciò è dovuto al fatto che deve essere fornita una differenza di potenziale costante al dispositivo tale da creare una concentrazione iniziale di carica sui condensatori dei *Parallel Plates* (lungo la direzione di *sensing*), in modo da permettere poi la rilevazione delle differenze capacitive dovute agli spostamenti degli stessi *Parallel Plates* (a loro volta causati

dalla forza di Coriolis e, quindi, dalla velocità angolare imposta). Questo comporta che le misure in uscita dal dispositivo siano incrementate di un valore pari all'*offset* che deve necessariamente essere sottratto in quanto non dovuto alla velocità angolare da rilevare:

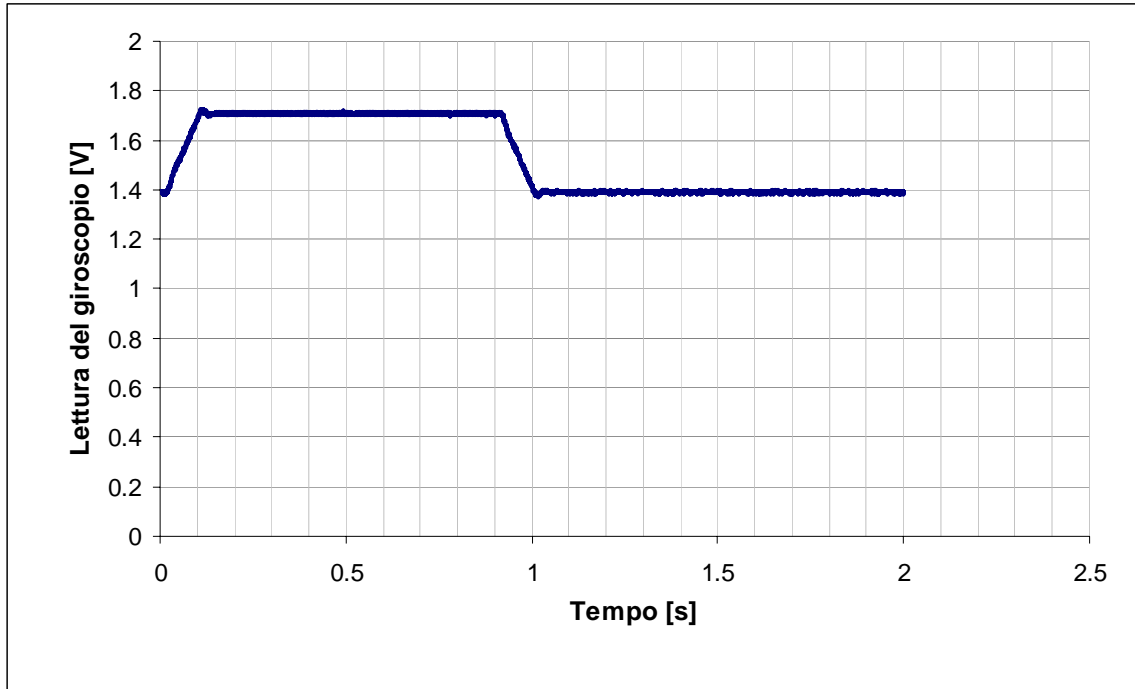


Figura 4.7 - Storia temporale del segnale in uscita dal giroscopio

- 4) a partire dai segnali in uscita dal giroscopio, imposta una fase di post-processing per il calcolo delle *sensitivity* del sensore: in particolare è stata usata la seguente relazione che lega l'uscita in [V] del giroscopio all'angolo imposto alla Rate Table:

$$\int \frac{1}{sens} \cdot (\omega[V] - V_0) \cdot dt = \theta[\text{deg}] \quad (4.1)$$

dove:

sens rappresenta il valore di *sensitivity* da calcolare;

$\omega[V]$ sono le misure di velocità angolare rilevate dal sensore;

V_0 è il valore di offset;

θ è la posizione angolare della Rate Table.

Essendo nota la posizione angolare della RTA320, dalla 4.1 si ricava la *sensitivity*

$$sens = \frac{1}{g} \cdot \int (\omega[V] - V_0) \cdot dt; \quad (4.2)$$

Il calcolo dell'integrale presente nell'equazione 4.2 è stato svolto confrontando i risultati di 4 diversi metodi di integrazione numerica: metodo del trapezio, metodo di Simpson, metodo di Simpson 3/8, metodo di Bode [4.1]

Le differenze fra i vari metodi sono dovute ad un diverso numero di punti sui quali viene effettuato il calcolo del valore dell'integrale: si va da un minimo di 2 punti per la definizione dell'integrale con il metodo del trapezio, ad un massimo di 5 punti con il metodo di Bode.

Ciascuno dei 4 metodi presi in esame è stato testato per verificare il calcolo dell'area e della *sensitivity* corrispondente. I valori di *sensitivity* così ottenuti sono stati confrontati con i corrispondenti valori ottenuti da prove svolte imponendo un segnale armonico (metodologia attualmente implementata in *STMicroelectronics*) per valutare la bontà dei vari metodi di integrazione numerici.

Per assicurarsi del fatto che la velocità di rotazione imposta alla Rate Table non influisse sul calcolo delle *sensitivity* con i metodi integrativi, si è scelto inoltre di eseguire tali prove preliminari imponendo diversi valori di velocità angolare agli assi di Twist e di Tilt, a partire da 50 deg/s e incrementando di 50 deg/s ad ogni passaggio fino a raggiungere i 250 deg/s.

Si riportano di seguito, a titolo di esempio, i risultati ottenuti testando alcuni giroscopi biassiali (denominati *Pitch & Roll*): durante queste prove, agli assi di Twist e di Tilt della RTA320 è stato imposto il raggiungimento di un angolo pari a 90 deg, mentre è stato impostato un fondo-scala pari a 300 deg/s, con valori di *sensitivity* di progetto pari a 3.33 mV/(deg/s); occorre tuttavia specificare che le *sensitivity* calcolate con il metodo oscillatorio e prese come riferimento sono pari a:

- 3.19 mV/(deg/s) per l'asse di Pitch;
- 3.32 mV/(deg/s) per l'asse di Roll.

Si nota che questi ultimi valori non sono esattamente uguali alla *sensitivity* di progetto di 3.33 mV/(deg/s) ma se ne discostano leggermente; ciò è dovuto alla variabilità del processo tecnologico di produzione: ciascun giroscopio è infatti unico rispetto agli altri in termini di caratteristiche meccaniche ed elettriche, anche se comunque sempre all'interno di determinati limiti di progetto: al di fuori di questi limiti, i dispositivi sono non in specifica e vengono quindi scartati.

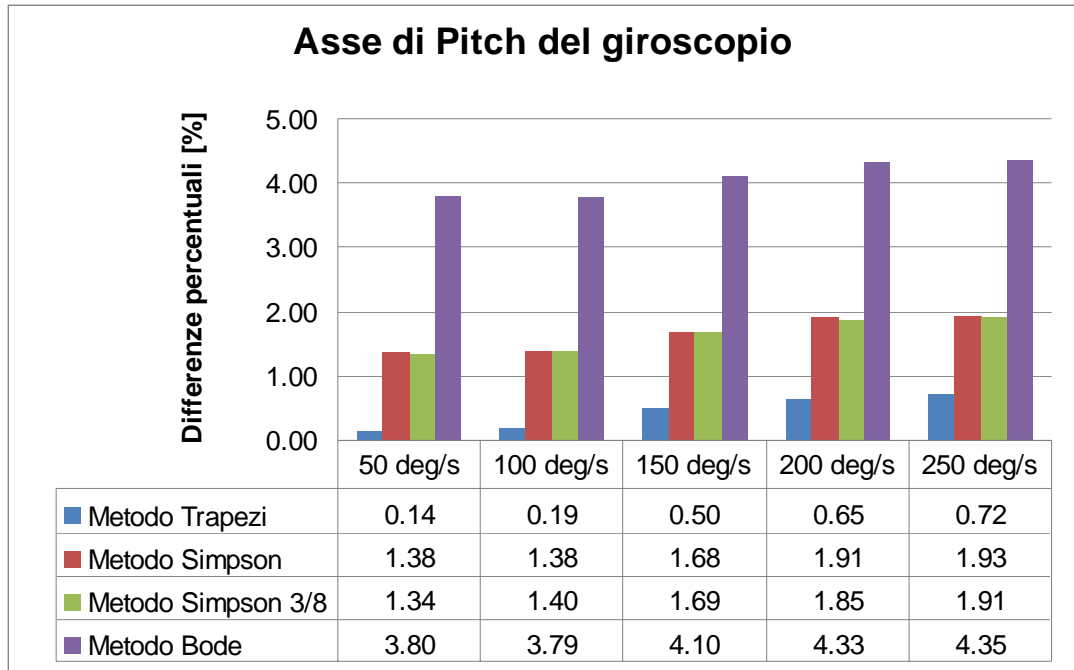


Figura 4.8 - Differenze percentuali tra metodi integrativi e metodo oscillatorio (*Pitch*)

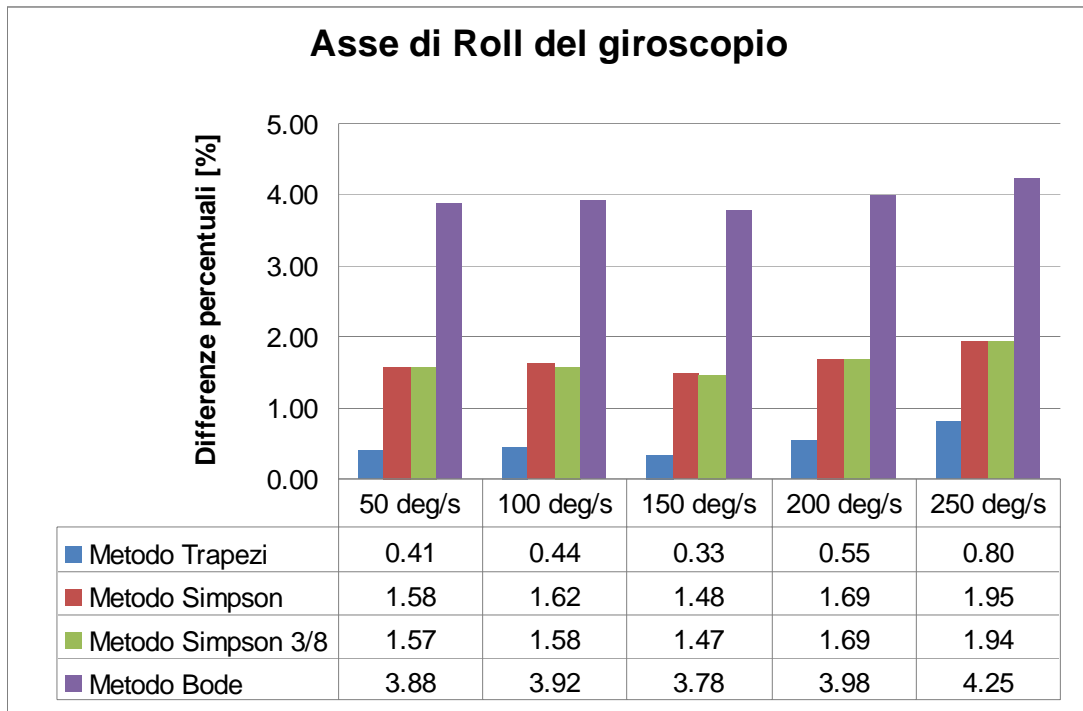


Figura 4.9 - Differenze percentuali tra metodi integrativi e metodo oscillatorio (*Roll*)

Negli istogrammi delle figure 4.8 e 4.9 sono riportate le differenze percentuali di *sensitivity* tra i vari metodi integrativi indagati e le *sensitivity* ottenute con la modalità armonica; le relazione che permette di ricavare le differenze percentuali è:

$$\frac{sens_rif - sens_integrale}{sens_rif} * 100 = diff\%; \quad (4.3)$$

nella quale:

- *sens_rif* è il valore di *sensitivity* calcolata con l'attuale procedura in *ST*;
- *sens_integrale* è il valore di sensibilità ottenuta con i metodi integrativi;
- *diff%* rappresenta la differenza percentuale fra le due modalità di misura.

Si osserva che le letture eseguite dagli assi sensibili del giroscopio (rispettivamente *Pitch* e *Roll*) sono sostanzialmente indipendenti rispetto alla velocità angolare alla quale il Twist e il Tilt della RTA320 vengono fatti muovere, essendo gli errori percentuali

quasi costanti al crescere della velocità angolare; ciò che invece incide molto sulle differenze percentuali è proprio il singolo metodo integrativo di calcolo della *sensitivity*.

Dai risultati sopra esposti, si constata quindi che:

- il metodo integrativo che permette di ottenere la migliore approssimazione di calcolo delle aree e delle *sensitivity* è il metodo integrativo dei trapezi: le differenze medie, con questo metodo, risultano essere globalmente inferiori dello 0.5% rispetto alle *sensitivity* prese come riferimento;
- i metodi di Simpson e di Simpson 3/8, pur fornendo risultati complessivamente accettabili (con differenze medie intorno al 2%), risultano essere meno precisi del primo;
- il metodo di Bode fornisce risultati con differenze medie superiori al 3,5%, quindi non utilizzabile in fase di *testing*.

Una spiegazione circa la migliore accuratezza del metodo integrativo dei trapezi è data dal fatto che l'interpolazione utilizzata è lineare e non di ordine superiore come per i successivi tre metodi: ciò permette, in presenza di rumore nelle misure eseguite, di eliminare tali componenti spurie che risulterebbero al di fuori della retta interpolante, mentre i metodi di ordine superiore tendono ad inglobare i segnali spuri facendoli diventare parte della misura corretta; un'interpolazione di grado superiore, pertanto, tende a *fittare* anche il rumore proprio per la sua elevata precisione, commettendo un errore maggiore rispetto ad un'interpolazione lineare.

I metodi integrativi di Simpson, di Simpson 3/8 e di Bode sono stati necessariamente scartati per due ordini di motivi: il primo è dato dalla minore precisione di calcolo della *sensitivity*, il secondo dal maggiore onere computazionale dovuto all'utilizzo di più punti per effettuare il calcolo delle aree infinitesime, che comporta tempi complessivi di *testing* maggiori.

Pertanto, per tutte le successive prove, è stato utilizzato il **metodo integrativo dei trapezi** per calcolare le aree e le corrispondenti *sensitivity*.

Come è stato già accennato nella descrizione dei risultati precedentemente esposti (nei quali era stato impostato un fondo-scala pari a 300 deg/sec), sui giroscopi testati possono

essere impostati diversi valori di fondo-scala, cioè di valore massimo rilevabile dal dispositivo, che vanno:

- da un minimo di 300 deg/s fino ad un massimo di 2000 deg/sec per i giroscopi monoassiali *Yaw*;
- da un minimo di 30 deg/s fino ad un massimo di 1500 deg/sec per i giroscopi biassiali *Pitch & Roll*.

I risultati ottenuti con diversi fondo-scala sono in linea con quanto sopra esposto (figure 4.8 e 4.9); la verifica del corretto calcolo delle *sensitivity* è stata eseguita per ogni fondo-scala ammissibile, in modo da accertarsi della bontà del metodo integrale anche al variare delle massime velocità angolari rilevabili.

La scelta del metodo integrale per effettuare il calcolo della *sensitivity* risponde ad una precisa esigenza, quella cioè della massima ottimizzazione dei tempi di *testing*: infatti l'unico movimento da far eseguire alla Rate Table è quello per portarsi ad un certo angolo (dell'asse di Twist o dell'asse di Tilt) senza dover oscillare intorno ad una data posizione per un congruo periodo di tempo (al fine di stabilizzare le oscillazioni intorno al valore di regime), impiegando un tempo nettamente inferiore in quanto le velocità di rotazione applicabili agli assi di Twist e di Tilt possono raggiungere valori molto elevati; con il metodo integrativo dei trapezi si ottiene pertanto:

- un'ottima approssimazione nel calcolo delle *sensitivity*;
- una riduzione del tempo di *testing*.

4.4 Risultati

Dovendo eseguire la raccolta dati sperimentali sia su giroscopi monoassiali sia su giroscopi biassiali, nel seguito del capitolo è stata operata una distinzione tra *sensitivity* calcolate mettendo in movimento un solo asse della Rate Table (e ciò vale sia per i giroscopi monoassiali sia per i biassiali) e tra *sensitivity* misurate muovendo entrambi gli assi della Rate Table per stimolare simultaneamente i due assi sensibili del giroscopio (e ciò è realizzabile, ovviamente, solo sui giroscopi biassiali).

Infine, un ultimo paragrafo è stato dedicato alla misura delle *sensitivity cross-axis*, cioè quei valori di *sensitivity* calcolati mettendo in movimento un asse e andando a misurare cosa legge il giroscopio biassiale sull'altro asse sensibile: ciò che ci si aspetta è che tali letture diano valori nulli o comunque molto prossimi allo zero.

4.4.1 Sensitivity singolo asse

Per quanto riguarda le *sensitivity* misurate muovendo un solo asse della Rate Table, occorre specificare il tipo di giroscopio testato; di seguito sono riportati dapprima i risultati ottenuti con il giroscopio monoassiale e successivamente i risultati del giroscopio biassiale.

I valori di *sensitivity* calcolati con il metodo integrale sono confrontati passo a passo con quelli ottenuti con la modalità attualmente implementata in *STMicroelectronics*.

4.4.1.1 Giroscopio monoassiale traslazionale

Il giroscopio monoassiale (denominato *Yaw*) preso in esame può essere impostato con due diversi valori di fondo-scala, corrispondenti a due distinte *sensitivity* di progetto, di seguito riportati (tabella 4.1):

Fondo-scala [deg/s]	<i>Sensitivity Yaw</i> [mV/(deg/s)]
300	3.752
2000	0.67

Tabella 4.1 - Valori di fondo-scala e di *sensitivity* di progetto del giroscopio monoassiale

Fondo-scala imposto: 300 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 50 giroscopi con fondo-scala pari a 300 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 3.752 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 4 Hz;
- velocità = 50 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 200 deg/s.

Fondo-scala imposto: 2000 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 50 giroscopi con fondo-scala pari a 2000 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 0.67 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 2 Hz;
- velocità = 100 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 300 deg/s.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

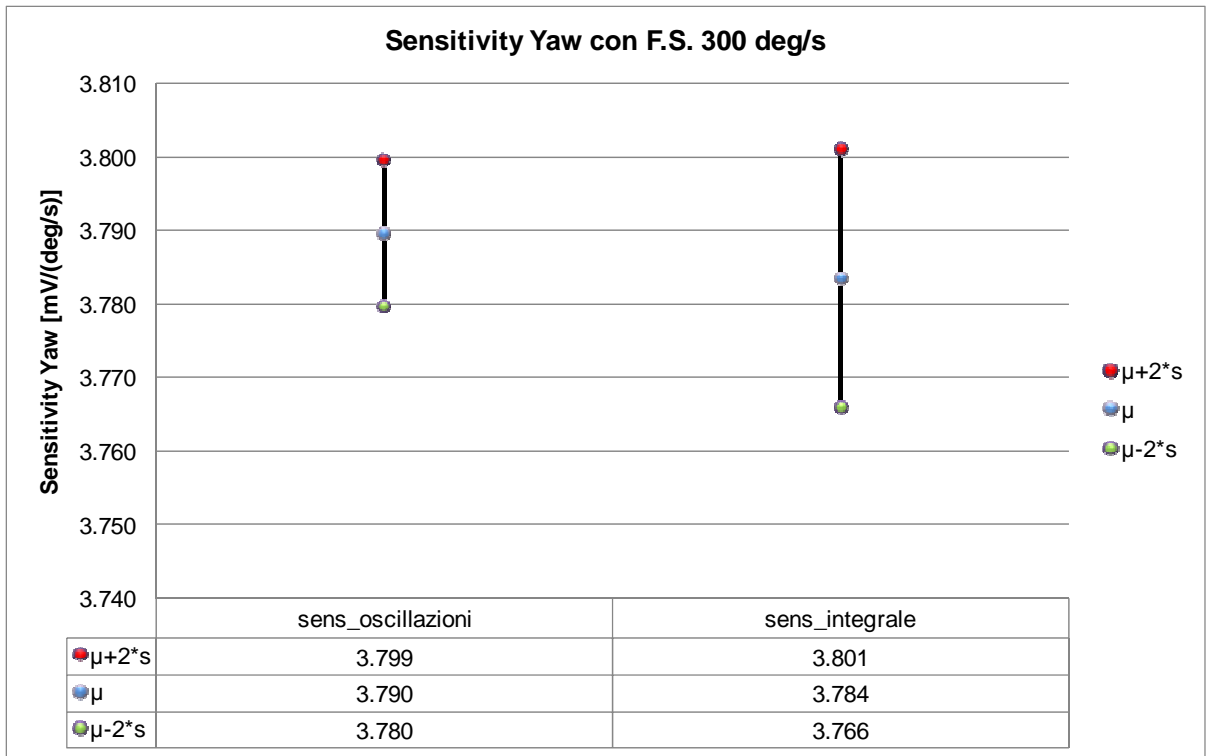


Figura 4.10 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Yaw* con fondo-scala 300 deg/s

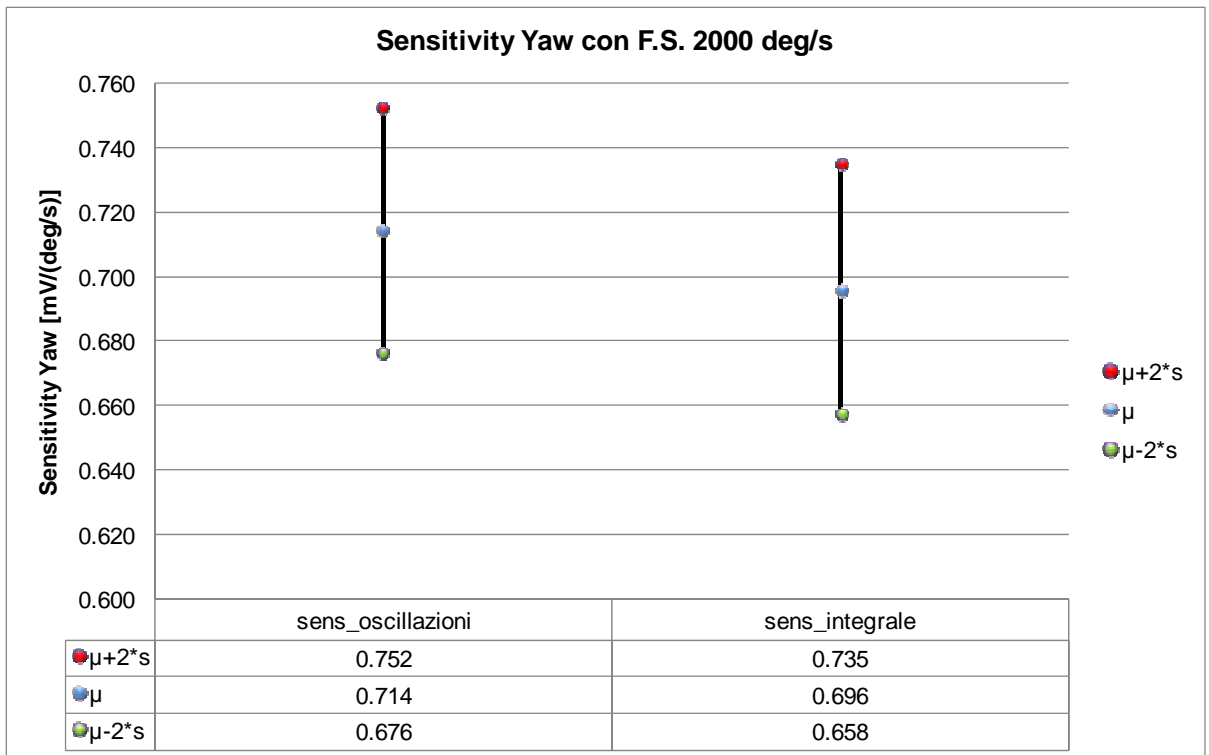


Figura 4.11 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Yaw* con fondo-scala 2000 deg/s

Nei grafici 4.10 e 4.11 sono visualizzati:

- in blu i valori delle medie (μ) delle distribuzioni gaussiane delle *sensitivity* calcolate con i due metodi;
- in rosso il valore $\mu+2*\sigma$, corrispondente al limite superiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$;
- in verde il valore $\mu-2*\sigma$, corrispondente al limite inferiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$.

Si nota che le medie delle distribuzioni hanno valori quasi sovrapponibili, così come i limiti superiore e inferiore delle rispettive curve gaussiane, per entrambi gli assi di lettura del sensore; in particolare, per il fondo-scala pari a 300 deg/s è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari allo 0.157%, mentre per il fondo-scala pari a 2000 deg/s la differenza è pari allo 2.390%.

Differenze così contenute per il fondo-scala basso sono imputabili soprattutto alla dispersione statistica del fenomeno dovuto all'utilizzo di dispositivi diversi, con *sensitivity* diverse le une dalle altre (ma sempre all'interno degli intervalli di accettabilità); mentre le maggiori differenze rilevate sul fondo-scala alto sono dovute al fatto che, aumentando il fondo-scala e rimanendo costante l'intervallo di uscite possibili in tensione del sensore, la lettura di una medesima velocità angolare è soggetta all'introduzione di una quantità maggiore di rumore (o di *drift* di lettura, cioè un errore dato da un posizionamento non perfetto del dispositivo sulla *board* di prova) al crescere, appunto, del fondo-scala: in questa situazione, diventa percentualmente più grande il contributo di un errore di misura su un fondo-scala elevato rispetto a un fondo-scala più basso.

Tuttavia, anche considerando una minore precisione di calcolo, le differenze medie tra i 2 metodi di calcolo rimangono comunque limitate.

Oltre al calcolo dei valori effettivi di *sensitivity*, l'altra grandezza da tenere in considerazione è il tempo richiesto per l'esecuzione dello stesso test con le 2 modalità di calcolo utilizzate.

E' stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il transitorio e ricavare le sensibilità del giroscopio con il metodo armonico è pari a 3.30 s, mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere un angolo di 90 deg alla velocità di 200 deg/s ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.72 s: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 1.58 s per asse, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 47.87%.

Per il fondo-scala pari a 2000 deg/s, il tempo impiegato con il metodo armonico è analogo (3.30 s), mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere un angolo di 90 deg alla velocità di 300 deg/s ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.40 s per ognuno dei due assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 1.90 s per asse, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 57.57%.

4.4.1.2 Giroscopio biassiale rotazionale

Il giroscopio biassiale (denominato *Pitch & Roll*) può essere impostato con diversi valori di fondo-scala; nella tabella seguente (tabella 4.2) sono riportati i fondo-scala impostabili sul sensore e le relative *sensitivity* di progetto:

Fondo-scala [deg/s]	<i>Sensitivity Pitch</i> [mV/(deg/s)]	<i>Sensitivity Roll</i> [mV/(deg/s)]
30	33.33	33.33
300	3.33	3.33
500	2.00	2.00
1500	0.67	0.67

Tabella 4.2 - Valori di fondo-scala e di *sensitivity* di progetto del giroscopio biassiale

In realtà, esistono dei limiti fisici della macchina di prova RTA320: in particolare, se si vuole imporre una velocità angolare costante alla macchina, il valore minimo deve essere pari a 36 deg/s. Una velocità angolare di questa entità non è rilevabile da un giroscopio con fondo-scala pari a 30 deg/s, per cui per le prove a basso fondo-scala non è stato possibile effettuare le misurazioni della *sensitivity* con il metodo integrale, in quanto la macchina non consentiva di eseguire tali prove.

Nel seguito verranno presentati i risultati di calcolo delle *sensitivity* utilizzando i valori di fondo-scala sopra esposti; al fine di valutare la bontà del metodo proposto, è stato utilizzato un campione statistico di più pezzi.

Fondo-scala imposto: 300 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 53 giroscopi con fondo-scala pari a 300 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 3.33 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 4 Hz;
- velocità = 50 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 200 deg/s.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

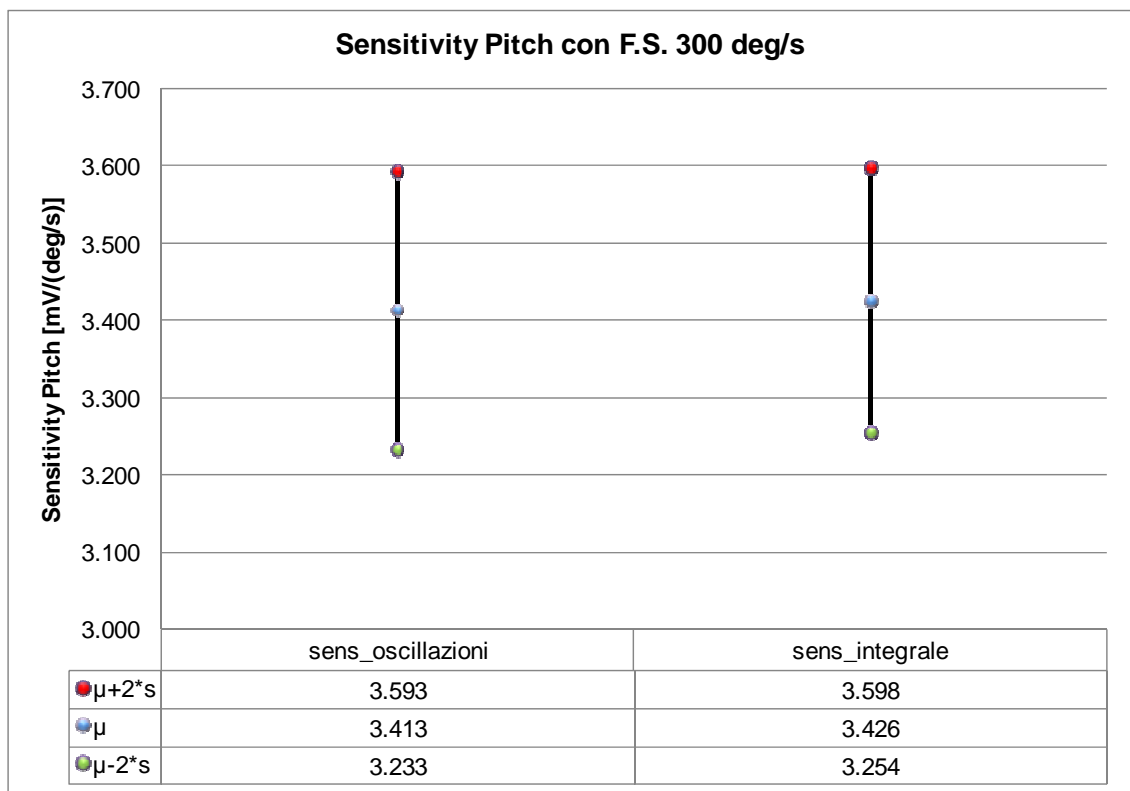


Figura 4.12 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

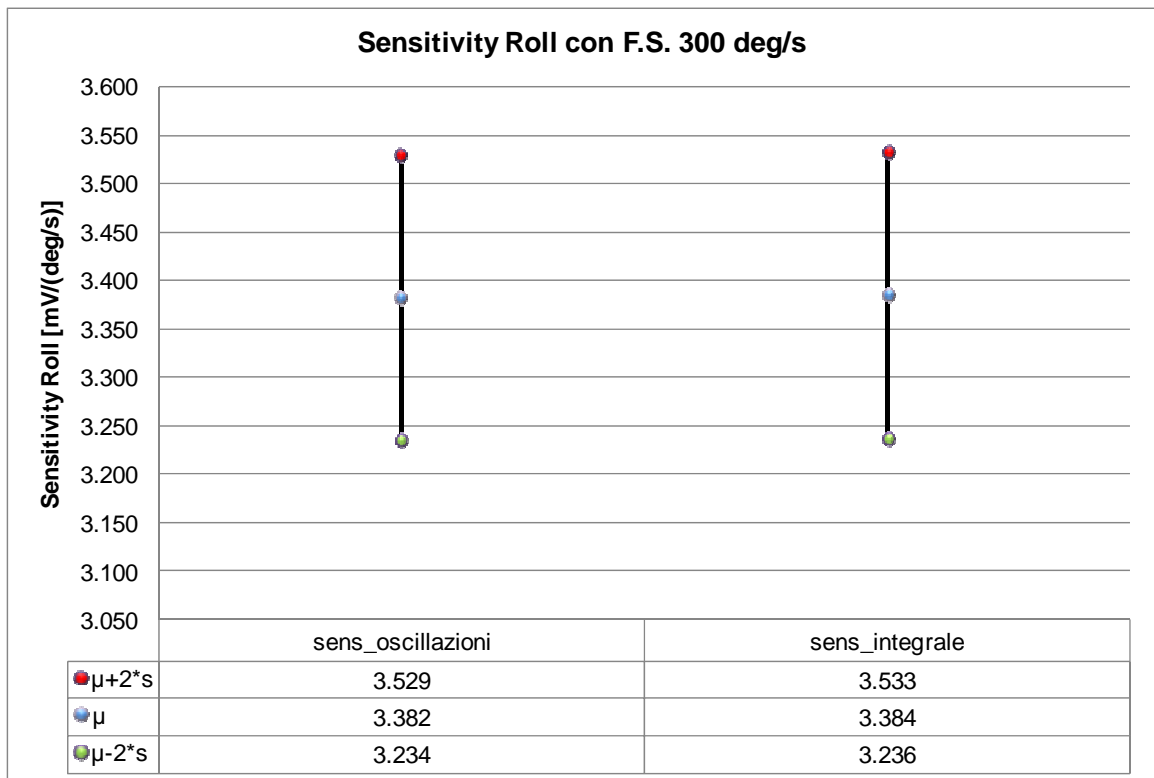


Figura 4.13 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Nei grafici 4.12 e 4.13 sono visualizzati:

- in blu i valori delle medie (μ) delle distribuzioni gaussiane delle *sensitivity* calcolate con i due metodi;
- in rosso il valore $\mu+2\sigma$, corrispondente al limite superiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a 2σ ;
- in verde il valore $\mu-2\sigma$, corrispondente al limite inferiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a 2σ .

E' possibile notare che le medie delle distribuzioni hanno valori quasi sovrapponibili, così come i limiti superiore e inferiore delle rispettive curve gaussiane, per entrambi gli assi di lettura del sensore; in particolare, per l'asse di *Pitch* è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari allo 0.382%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari allo 0.084%.

Differenze così contenute, in questo caso, sono imputabili soprattutto alla dispersione statistica del fenomeno dovuto all'utilizzo di dispositivi diversi, con *sensitivity* diverse le une dalle altre (ma sempre all'interno degli intervalli di accettabilità).

Oltre al calcolo dei valori effettivi di *sensitivity*, l'altra grandezza da tenere in considerazione è il tempo richiesto per l'esecuzione dello stesso test con le 2 modalità di calcolo utilizzate.

E' stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il transitorio e ricavare le sensibilità del giroscopio con il metodo armonico è pari a 3.30 s per ogni asse, mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere un angolo di 90 deg alla velocità di 200 deg/s ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.72 s per ognuno dei due assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 1.58 s per asse, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 47.87%.

Fondo-scala imposto: 500 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 56 giroscopi con fondo-scala pari a 500 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 2.00 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 2 Hz;
- velocità = 100 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 300 deg/s.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

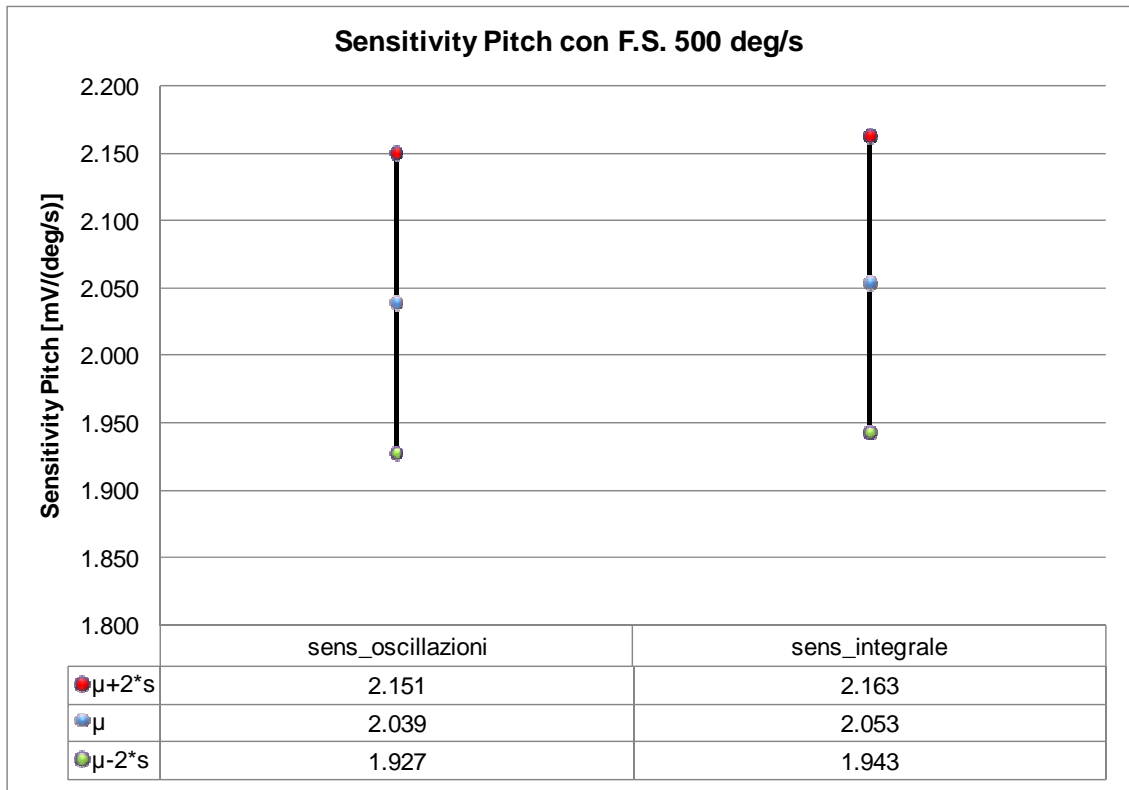


Figura 4.14 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

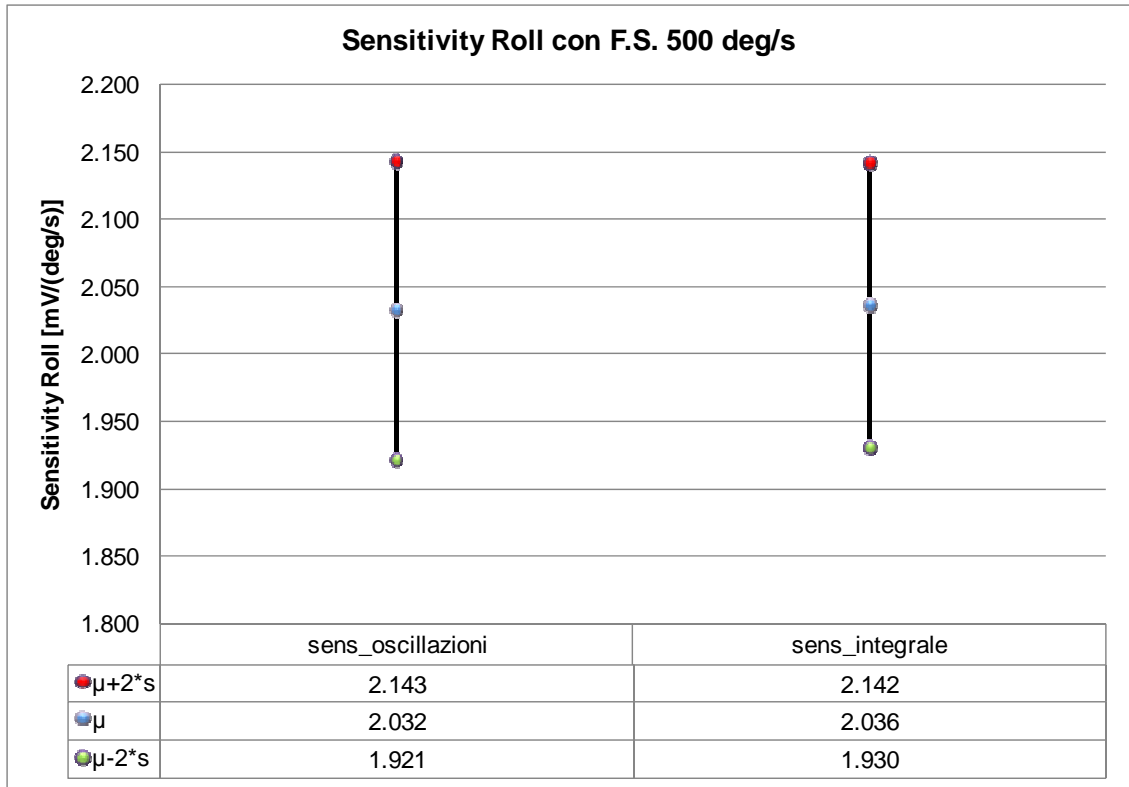


Figura 4.15 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Nei grafici 4.14 e 4.15 sono visualizzati:

- in blu i valori delle medie (μ) delle distribuzioni gaussiane delle *sensitivity* calcolate con i due metodi;
- in rosso il valore $\mu+2*\sigma$, corrispondente al limite superiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$;
- in verde il valore $\mu-2*\sigma$, corrispondente al limite inferiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$.

Analogamente a quanto già visto per i sensori con fondo-scala imposto pari a 300 deg/s, è possibile notare che le medie e i limiti delle distribuzioni gaussiane presentano valori molto simili fra le due diverse metodologie di calcolo utilizzate per entrambi gli assi di lettura del sensore; in particolare, per l'asse di *Pitch* è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari allo 0.691%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari allo 0.193%.

Rispetto ai sensori con fondo-scala pari a 300 deg/s e movimentati a 200 deg/s, si nota un certo incremento delle differenze medie percentuali, sia per l'asse di *Pitch* sia per l'asse di *Roll*.

Una spiegazione di tale fenomeno è data dal fatto che, aumentando il fondo-scala e rimanendo costante l'intervallo di uscite possibili in tensione del sensore, la lettura di una medesima velocità angolare è soggetta all'introduzione di una quantità maggiore di rumore (o di *drift* di lettura, cioè un errore dato da un posizionamento non perfetto del dispositivo sulla *board* di prova) al crescere, appunto, del fondo-scala: in questa situazione, diventa percentualmente più grande il contributo di un errore di misura su un fondo-scala elevato rispetto a un fondo-scala più basso.

Tuttavia, anche considerando una minore precisione di calcolo, le differenze medie tra i 2 metodi di calcolo rimangono comunque limitate.

Passando all'analisi dei tempi di calcolo, è stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il suo transitorio e ricavare la sensibilità del giroscopio è pari sempre a circa 3.30 s per ogni asse, mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per

percorrere un angolo di 90 deg alla velocità di 300 deg/s ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.40 s per ognuno dei due assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 1.90 s per asse, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 57.57%.

Fondo-scala imposto: 1500 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 82 giroscopi con fondo-scala pari a 1500 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 0.67 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 2 Hz;
- velocità = 100 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 300 deg/s.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

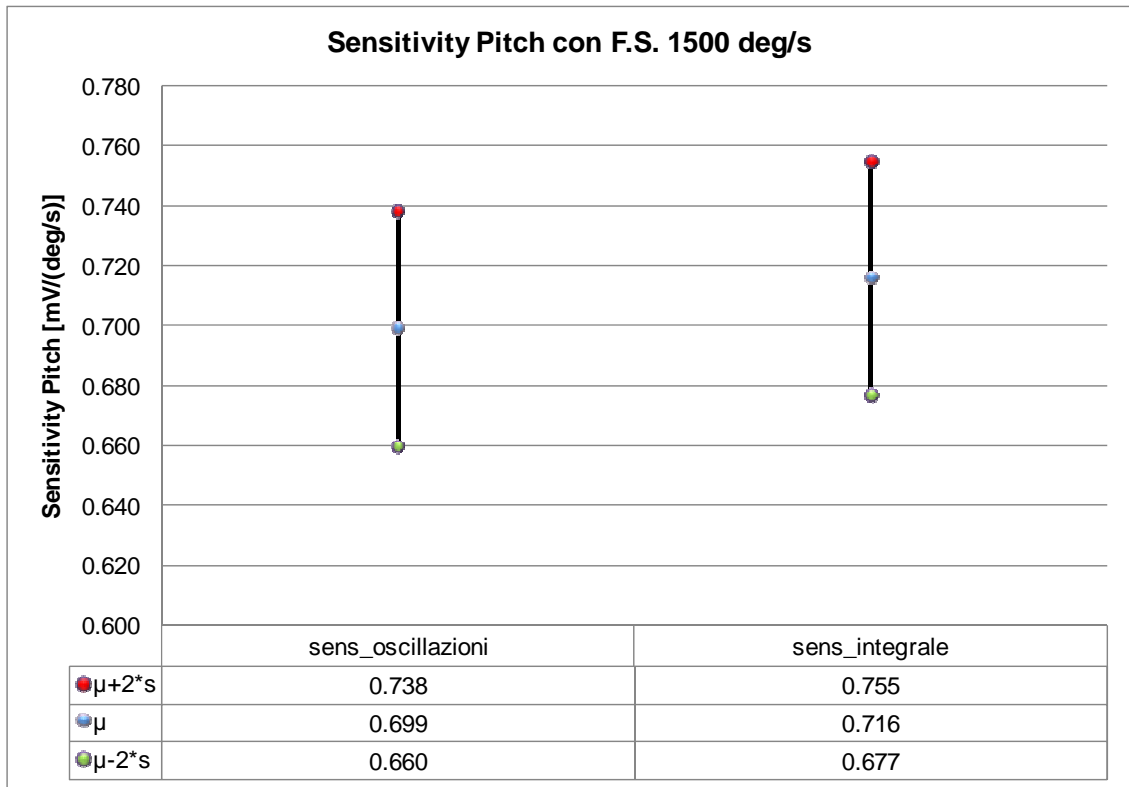


Figura 4.16 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

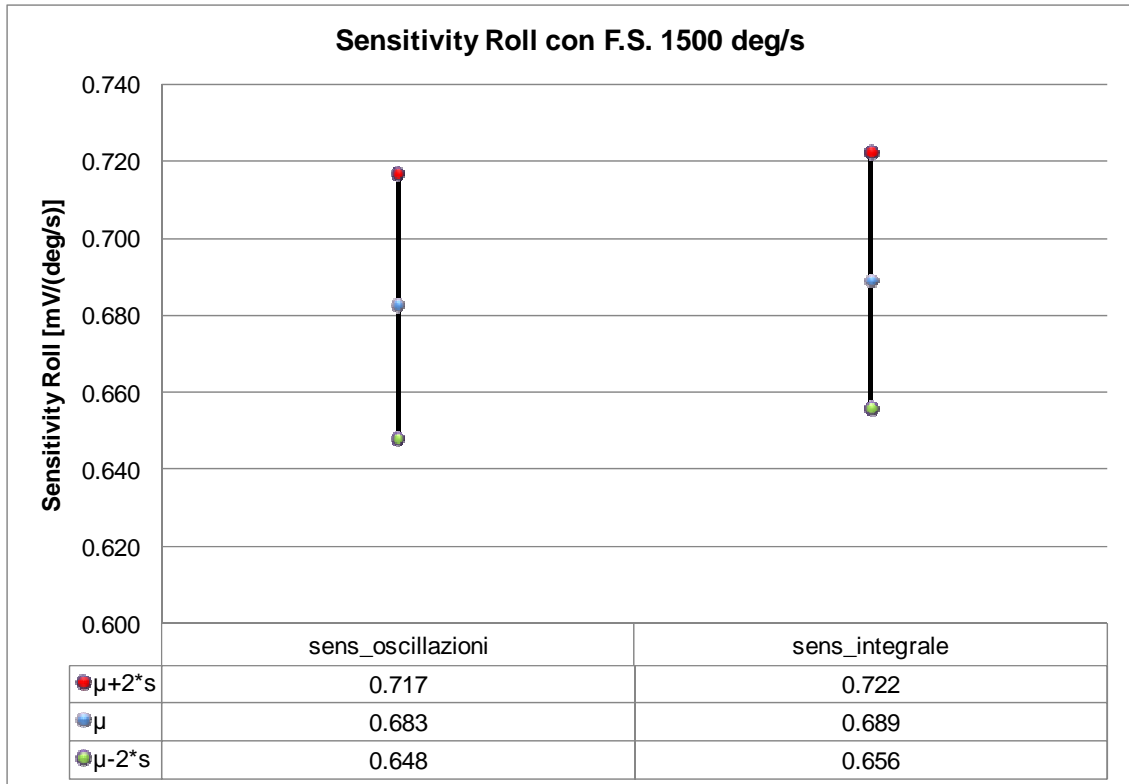


Figura 4.17 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Nei grafici 4.16 e 4.17 sono visualizzati:

- in blu i valori delle medie (μ) delle distribuzioni gaussiane delle *sensitivity* calcolate con i due metodi;
- in rosso il valore $\mu+2*\sigma$, corrispondente al limite superiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$;
- in verde il valore $\mu-2*\sigma$, corrispondente al limite inferiore della distribuzione gaussiana considerando un intervallo di confidenza pari a $2*\sigma$.

E' possibile notare che le medie e i limiti delle distribuzioni gaussiane presentano valori simili fra le due diverse metodologie di calcolo utilizzate per l'asse di *Roll* (figura 4.17), mentre per il *Pitch* si riscontra una differenza percentuale maggiore (figura 4.16): in particolare per l'asse di *Pitch* è stata rilevata una differenza media fra i 2 metodi pari al 2.330%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari allo 0.916%.

E' evidente un peggioramento nel calcolo delle *sensitivity* all'aumentare del fondo-scala, soprattutto per l'asse di *Pitch*, mentre il *Roll* si mantiene comunque al di sotto dell'1% di differenza media percentuale: la spiegazione di un tale fenomeno, come già detto precedentemente, è dovuto all'introduzione di un errore (o *drift* di lettura) che pesa percentualmente di più su un fondo-scala elevato.

Passando all'analisi dei tempi di calcolo, la situazione non cambia rispetto ai giroscopi testati con fondo-scala pari a 500 deg/s; il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare le sue oscillazioni e ricavare la sensibilità del giroscopio è pari sempre a circa 3.30 s per ogni asse, mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere un angolo di 90 deg alla velocità di 300 deg/s ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.40 s per ognuno dei due assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 1.90 s per asse, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 57.57%.

Riepilogo

Si riporta di seguito un riepilogo complessivo sul calcolo delle *sensitivity* considerando la movimentazione di un solo asse sensibile.

N° pezzi testati	F.S imposto [deg/s]	Metodo armonico		Metodo integrale	
		f [Hz]	A [deg/s]	θ [deg]	ω [deg/s]
50	300	4	50	90	200
60	2000	2	100	90	300

Tabella 4.3 - Variabili delle prove svolte (giroscopio monoassiale)

Risultati valori per lo Yaw		
F.S. imposto [deg/s]	μ_{errore} [%]	σ_{errore}
300	0.157	0.196
2000	2.390	0.495

 Tabella 4.4 - Risultati sul calcolo della *sensitivity* (asse di Yaw)

Risultati tempi per lo Yaw		
F.S. imposto [deg/s]	Metodo armonico [s]	Metodo integrale [s]
300	3.30	1.72
2000	3.30	1.40

Tabella 4.5 - Risultati sul calcolo dei tempi (asse di Yaw)

N° pezzi testati	F.S imposto [deg/s]	Metodo armonico		Metodo integrale	
		f [Hz]	A [deg/s]	θ [deg]	ω [deg/s]
53	300	4	50	90	200
56	500	2	100	90	300
82	1500	2	100	90	300

Tabella 4.6 - Variabili delle prove svolte (giroscopio biassiale)

Risultati valori per il Twist		
F.S. imposto [deg/s]	μ_{errore} [%]	σ_{errore}
300	0.382	0.585
500	0.691	0.525
1500	2.330	0.522

 Tabella 4.7 - Risultati sul calcolo delle *sensitivity* (asse di Pitch)

Risultati tempi per il Twist		
F.S. imposto [deg/s]	Metodo armonico [s]	Metodo integrale [s]
300	3.30	1.72
500	3.30	1.40
1500	3.30	1.40

Tabella 4.8 - Risultati sul calcolo dei tempi (asse di *Pitch*)

Risultati valori per il Tilt		
F.S. imposto [deg/s]	μ_{errore} [%]	σ_{errore}
300	0.084	0.558
500	0.193	0.553
1500	0.916	0.588

Tabella 4.9 - Risultati sul calcolo delle *sensitivity* (asse di *Roll*)

Risultati tempi per il Tilt		
F.S. imposto [deg/s]	Metodo armonico [s]	Metodo integrale [s]
300	3.30	1.72
500	3.30	1.40
1500	3.30	1.40

Tabella 4.10 - Risultati sul calcolo dei tempi (asse di *Roll*)

Dalle tabelle sopra riportate si constata che il calcolo delle *sensitivity* con il metodo integrale, eseguendo il moto di un solo asse della RTA320, fornisce risultati che sono complessivamente in linea con quelli ottenuti sfruttando la metodologia attualmente utilizzata in *STMicroelectronics*; il vantaggio dell'utilizzo del metodo integrale sta nel suo ridotto tempo di testing, con diminuzioni percentuali di tempo mediamente pari al 60%.

4.4.2 *Sensitivity doppio asse*

Con l'obiettivo di ridurre ulteriormente il tempo di esecuzione delle prove, anziché procedere con misure separate lungo l'asse di Twist e di Tilt, si è deciso di sfruttare la movimentazione simultanea dei due assi della RTA320.

Per la natura della prova, è ovvio che il tipo di sensore che è possibile testare è soltanto il giroscopio biassiale, in quanto in grado di effettuare la lettura di un segnale in ingresso su entrambi i suoi assi sensibili; in figura 4.18 si riporta lo schema della Rate Table con i suoi assi di rotazione (Twist e Tilt) e le corrispondenti velocità angolari imponibili ($\dot{\phi}$ e $\dot{\beta}$), e gli assi sensibili del giroscopio biassiale (*Pitch* e *Roll*) con le rispettive velocità angolari rilevabili (ω_y e ω_x).

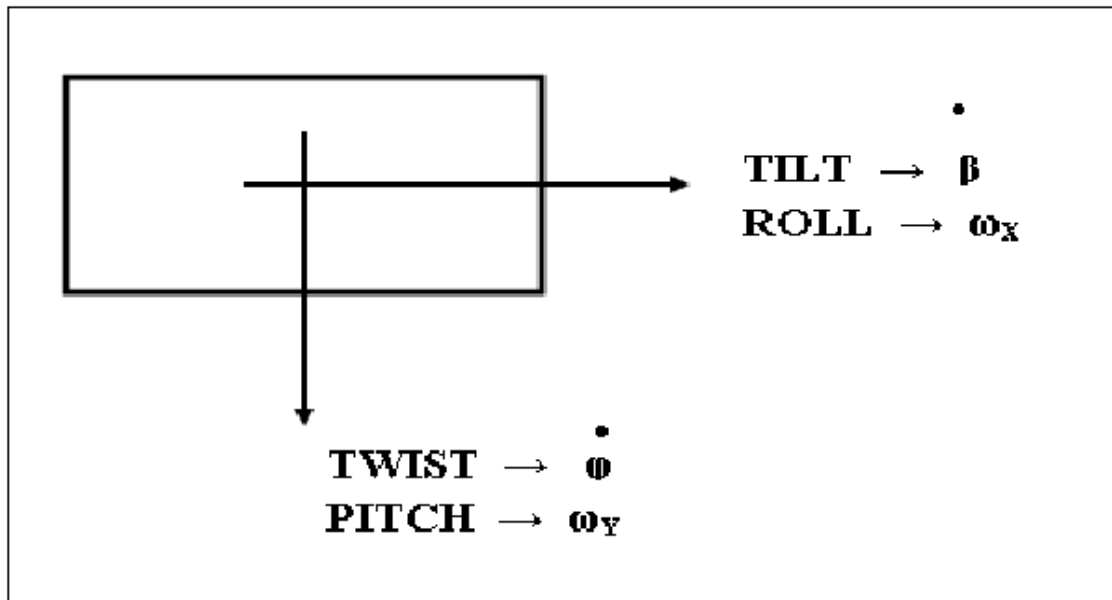


Figura 4.18 - Schema degli assi di lettura rispetto alla *board* di prova

La movimentazione simultanea dei due assi comporta che le letture degli assi di “rollio” e “beccheggio” del sensore dipendano contemporaneamente dalle velocità angolari lungo l'asse di Twist e di Tilt.

Il legame tra le velocità angolari rilevate dal sensore e le velocità angolari imposte alla Rate Table è:

$$\begin{Bmatrix} \omega_x \\ \omega_y \\ \omega_z \end{Bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & \sin(\varphi) \\ \cos(\beta) & 0 & -\sin(\beta) \cdot \cos(\varphi) \\ \sin(\beta) & 0 & \cos(\beta) \cdot \cos(\varphi) \end{bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \dot{\varphi} \\ \dot{\beta} \\ \dot{\alpha} \end{Bmatrix}; \quad (4.4)$$

dove:

ω_x , ω_y , ω_z sono le componenti di velocità rilevate dal sensore;

β e φ sono gli angoli percorsi, rispettivamente, dal Tilt e dal Twist della RTA320;

$\dot{\beta}$, $\dot{\varphi}$ sono le velocità angolari degli assi di Tilt e di Twist rispettivamente.

Considerando che $\dot{\alpha} = 0$, allora l'equazione 4.4 può essere riscritta come:

$$\begin{cases} \omega_x = \dot{\beta} \\ \omega_y = \cos(\beta) \cdot \dot{\varphi} \\ \omega_z = \sin(\beta) \cdot \dot{\varphi} \end{cases} \quad (4.5)$$

nella quale la componente ω_z non può essere rilevata dal sensore biassiale, in quanto privo di un terzo asse sensibile di lettura.

Dall'equazione 4.5 si osserva che la velocità angolare di rollio (ω_x del *Roll*) è uguale alla velocità angolare imposta lungo l'asse di Tilt, mentre la velocità angolare di beccheggio (ω_y del *Pitch*) deve essere corretta attraverso il coseno dell'angolo percorso dal Tilt durante il suo moto ($\cos(\beta)$).

A titolo d'esempio, in figura 4.19 si riportano le velocità angolari imposte lungo gli assi di Twist (colore verde) e di Tilt (colore blu):

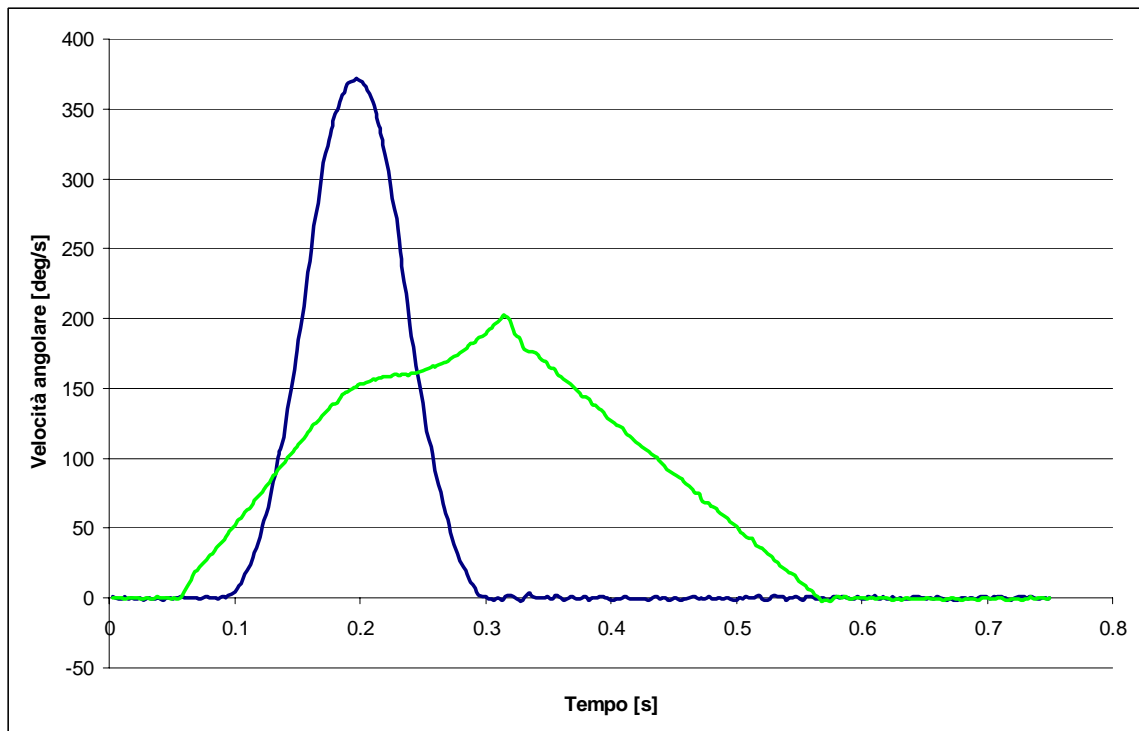


Figura 4.19 - Velocità angolari imposte agli assi di Twist e di Tilt

Si è proceduto a questo punto alla determinazione dell'angolo ottimale da far percorrere al Tilt per ottenere il miglior calcolo possibile delle *sensitivity* di *Pitch* e di *Roll* del sensore; queste prove sono state fatte facendo percorrere angoli via via crescenti all'asse di Tilt, a partire da 10 deg fino a 80 deg, con *step* di 10 deg, mentre al Twist è stato sempre imposto il raggiungimento di un angolo pari a 90 deg; nelle figure 4.20 e 4.21 si riportano le differenze percentuali (fra metodo armonico e metodo integrale) ottenute con un giroscopio a cui era stato impostato un fondo-scala pari a 500 deg/s:

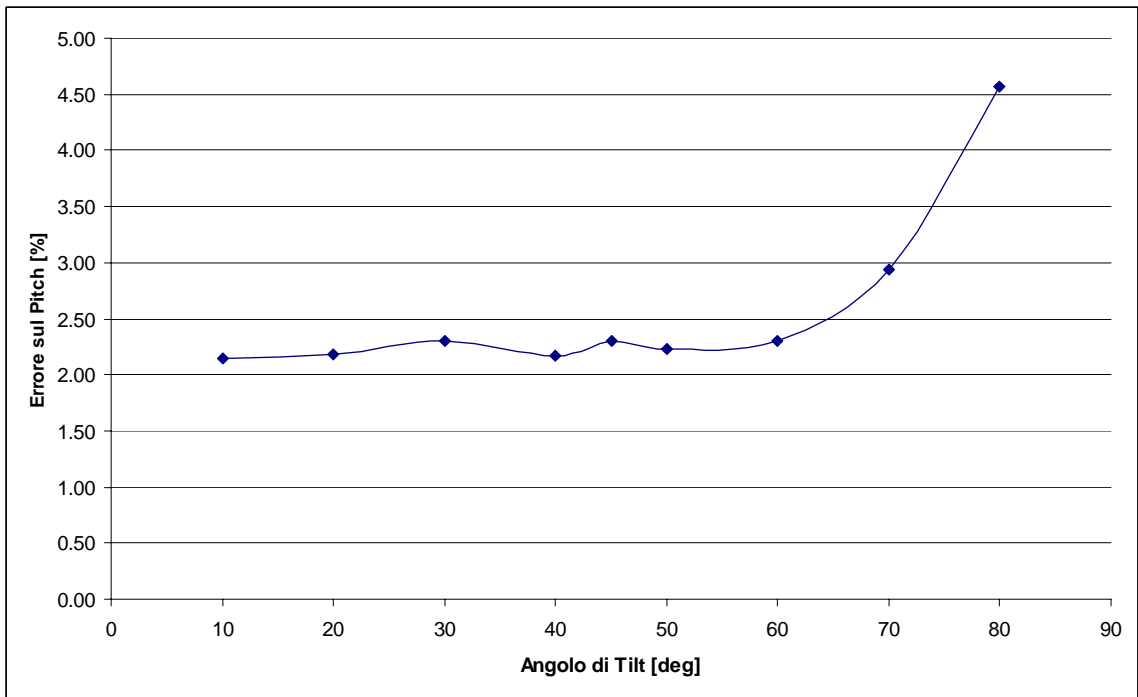


Figura 4.20 - Errore percentuale sull'asse di *Pitch*

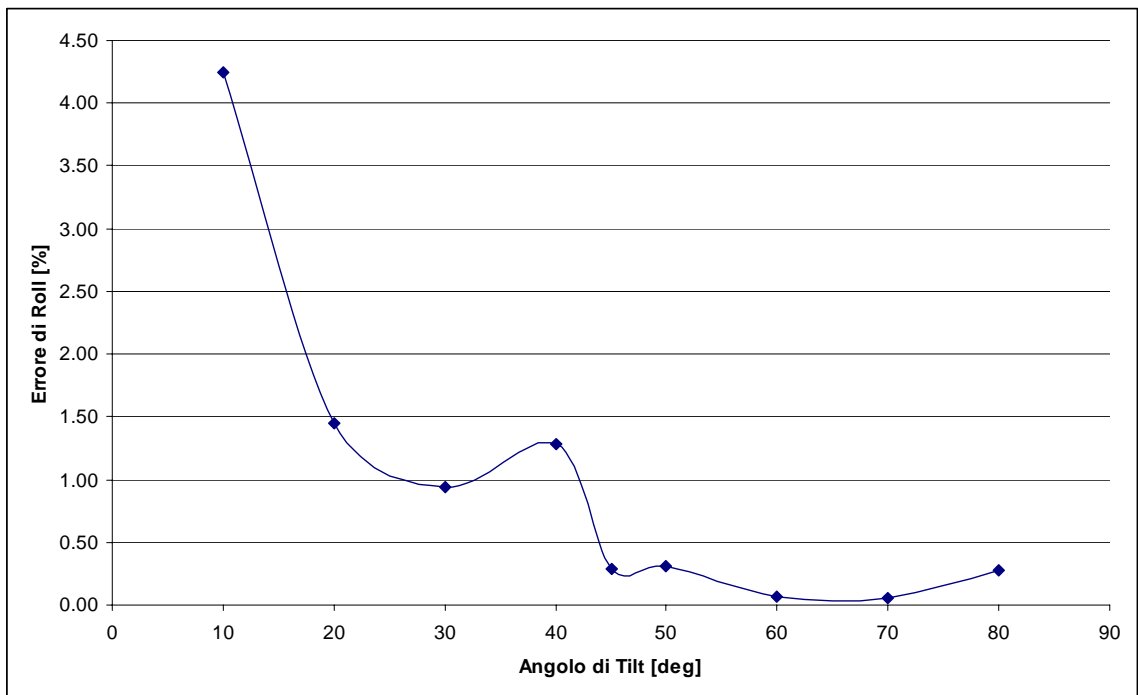


Figura 4.21 - Errore percentuale sull'asse di *Roll*

Si nota che l'andamento degli errori percentuali sull'asse di *Pitch* è crescente al crescere dell'angolo di Tilt, mentre gli analoghi errori sul *Roll* sono decrescenti all'aumentare dell'angolo di Tilt; dai grafici precedenti si osserva che un angolo di Tilt pari a 45 deg risulta essere il miglior compromesso per il calcolo delle *sensitivity* con il metodo integrale, in quanto fornisce le differenze percentuali minori sui due assi sensibili del sensore; in particolare, con questa configurazione di prova, l'errore percentuale sul Pitch è pari al 2.30%, mentre l'errore percentuale sul Roll è pari a 0.29%.

Scelto l'angolo da far percorrere al Tilt, i valori di *sensitivity* calcolati con il metodo integrale sono confrontati passo a passo con quelli ottenuti con il metodo armonico.

Fondo-scala imposto: 300 deg/sec

Per queste prove, sono stati testati 53 giroscopi con fondo-scala pari a 300 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 3.33 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 4 Hz;
- velocità = 50 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90° per il Twist;
- angolo di rotazione: variabile da 0° a 45° per il Tilt;
- velocità massima imponibile su entrambi gli assi.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

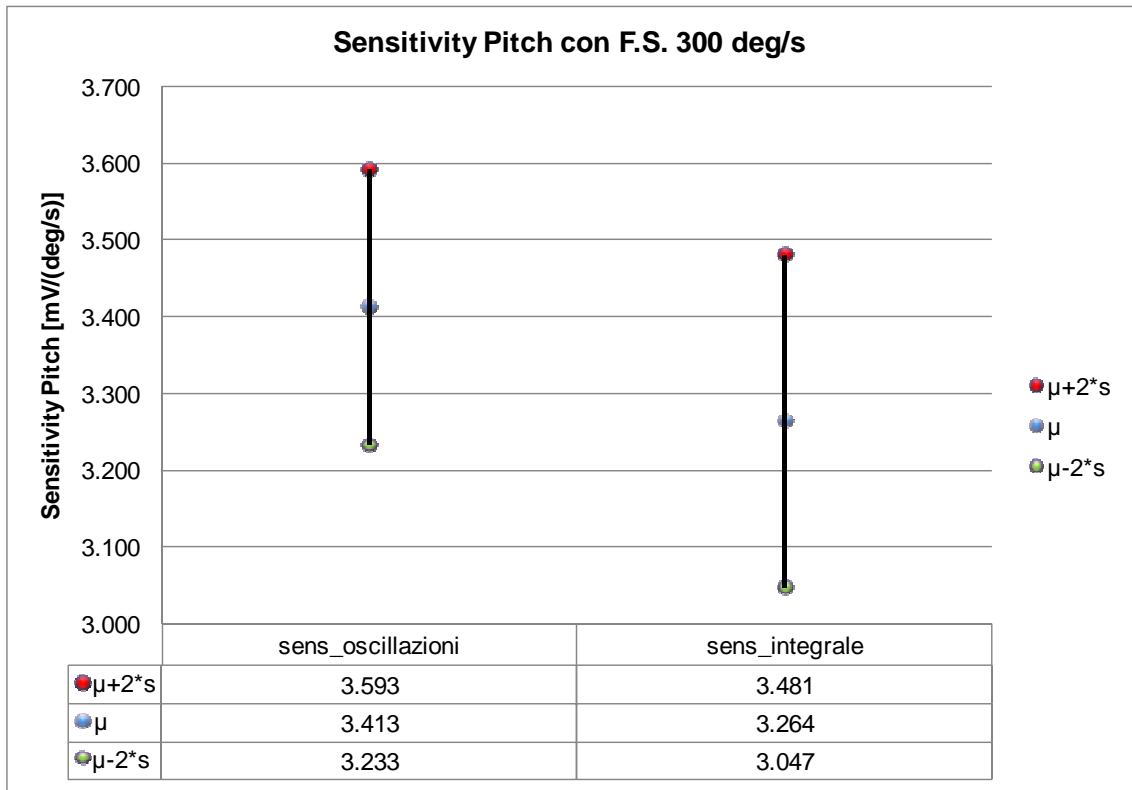


Figura 4.22 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

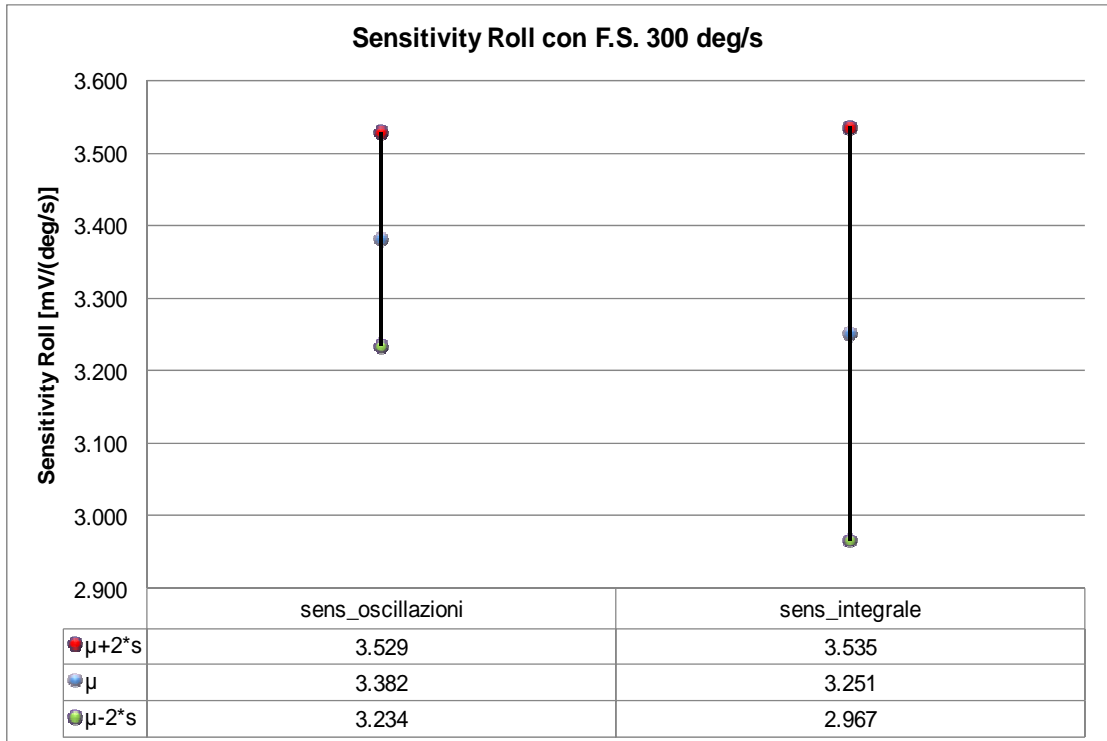


Figura 4.23 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Si nota che le distribuzioni delle *sensitivity* calcolate con i due metodi presentano valori di medie più distanti fra loro rispetto ai corrispettivi valori trovati mettendo in movimento un solo asse per volta della RTA320; in particolare, per l'asse di *Pitch* è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari al 4.361%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari al 3.846%.

Le differenze sono notevolmente maggiori rispetto a quelle misurate mettendo in movimento un solo asse della RTA320; in questo caso, la dispersione statistica del fenomeno (dovuto all'utilizzo di dispositivi diversi) incide poco sulle differenze percentuali rilevate, mentre è certamente presente un errore di misura sistematico dovuto alla stessa metodologia di calcolo utilizzata (metodo integrale) che, per la scelta fatta inizialmente di angolo di rotazione da far percorrere al Tilt (pari a 45 deg), ha comportato un'approssimazione nella misura delle *sensitivity* con il metodo integrale per entrambi gli assi sensibili del sensore.

Oltre al calcolo dei valori effettivi di *sensitivity*, l'altra grandezza da tenere in considerazione è il tempo richiesto per l'esecuzione dello stesso test con le 2 modalità di calcolo utilizzate.

E' stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il transitorio e ricavare le sensibilità del giroscopio con il metodo armonico è pari a 6.60 s per entrambi gli assi (eseguito sempre facendo muovere prima un asse e poi l'altro), mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere gli angoli imposti (90 deg per il Twist e 45 deg per il Tilt) alle velocità massime ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.80 s per entrambi gli assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 4.80 s per entrambi gli assi, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 72.72%.

Fondo-scala imposto: 500 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 56 giroscopi con fondo-scala pari a 500 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 2.00 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 2 Hz;
 - velocità = 100 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90° per il Twist;
 - angolo di rotazione: variabile da 0° a 45° per il Tilt;
 - velocità massima imponibile su entrambi gli assi.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

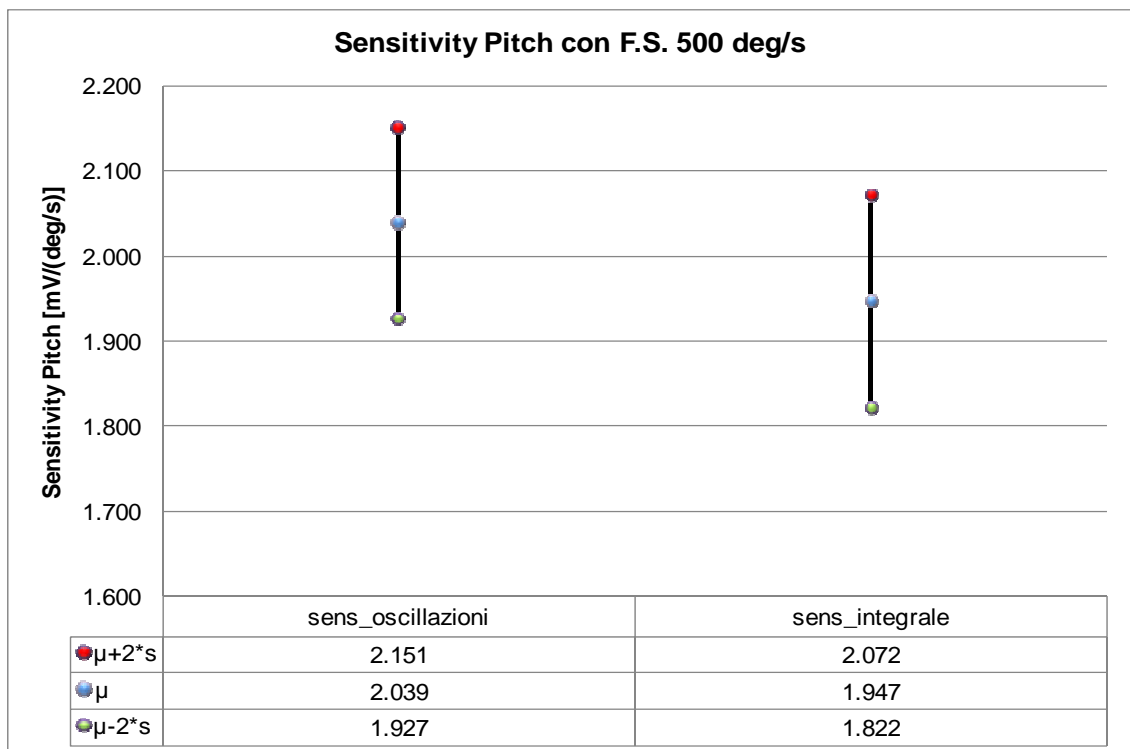


Figura 4.24 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

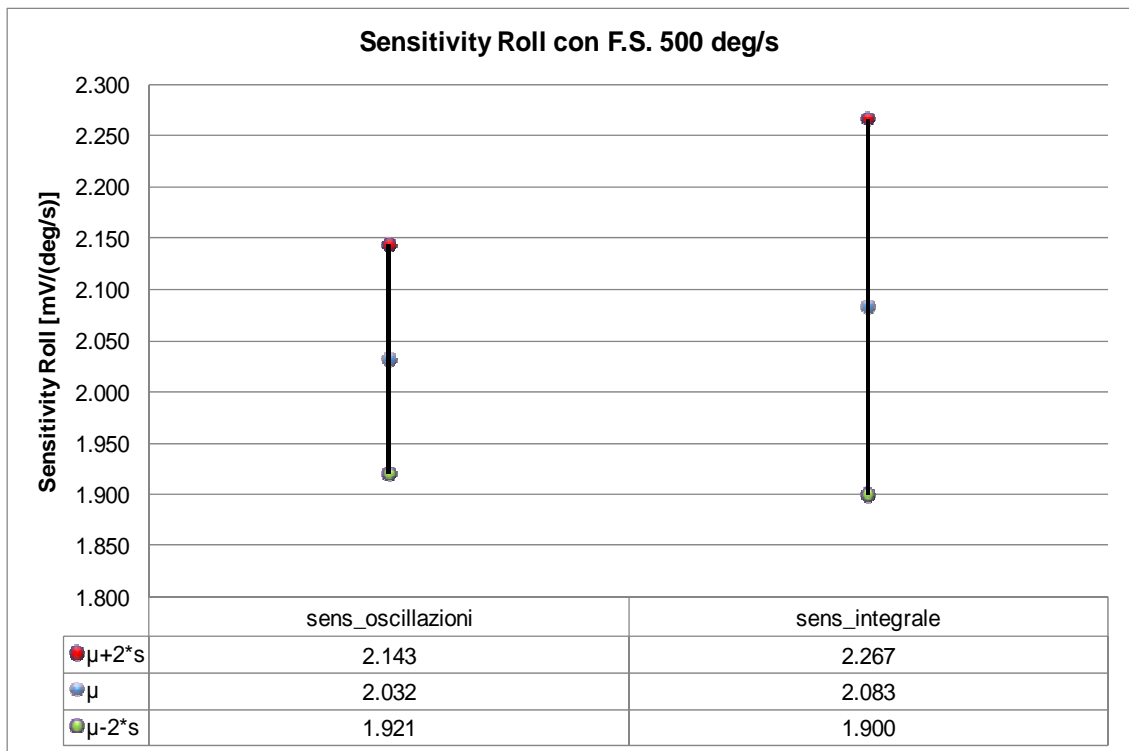


Figura 4.25 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Come già osservato per il fondo-scala impostato a 300 deg/s, le medie delle distribuzioni sono più distanti rispetto ai corrispettivi valori trovati mettendo in movimento un solo asse per volta della RTA320; in particolare, per l'asse di *Pitch* è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari al 4.490%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari al 2.526%.

Passando all'analisi dei tempi di calcolo, è stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il transitorio e ricavare le sensibilità del giroscopio con il metodo armonico è pari a 6.60 s per entrambi gli assi (eseguito sempre facendo muovere prima un asse e poi l'altro), mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere gli angoli imposti (90 deg per il Twist e 45 deg per il Tilt) alle velocità massime ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.80 s per entrambi gli assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 4.80 s per entrambi gli assi, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 72.72%.

Fondo-scala imposto: 1500 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 82 giroscopi con fondo-scala pari a 1500 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 0.67 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 2 Hz;
- velocità = 100 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90° per il Twist;
- angolo di rotazione: variabile da 0° a 45° per il Tilt;
- velocità massima imponibile su entrambi gli assi.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti sotto forma di distribuzioni gaussiane.

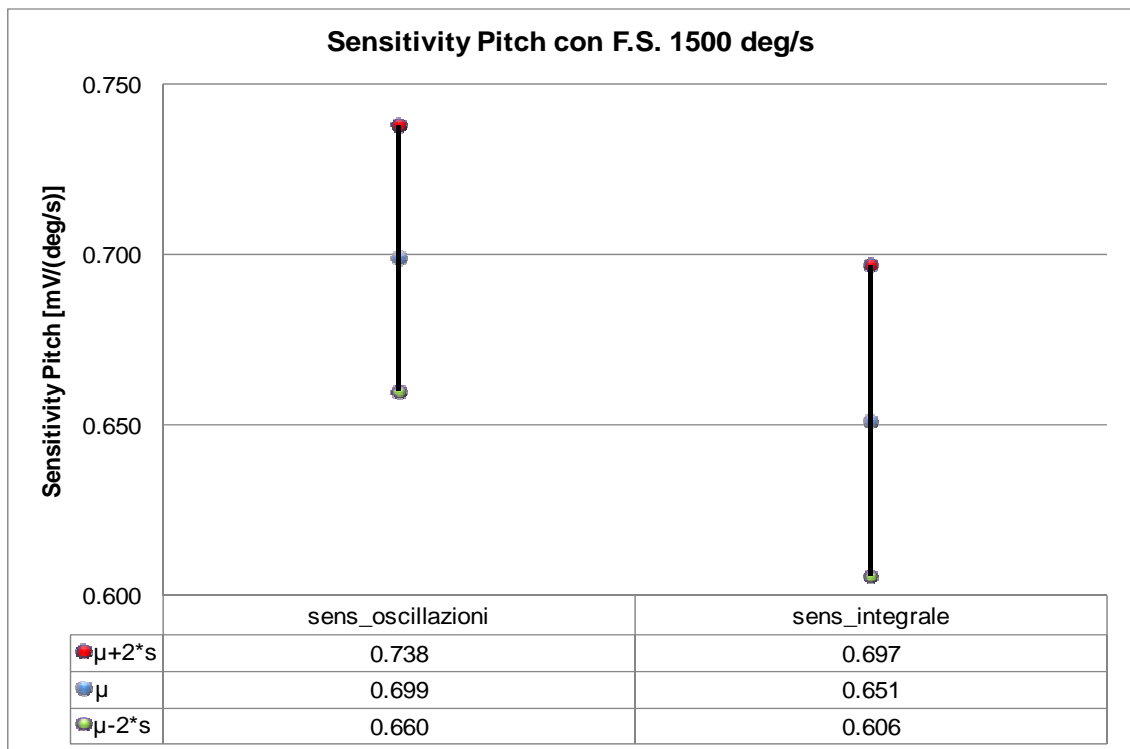


Figura 4.26 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Pitch*

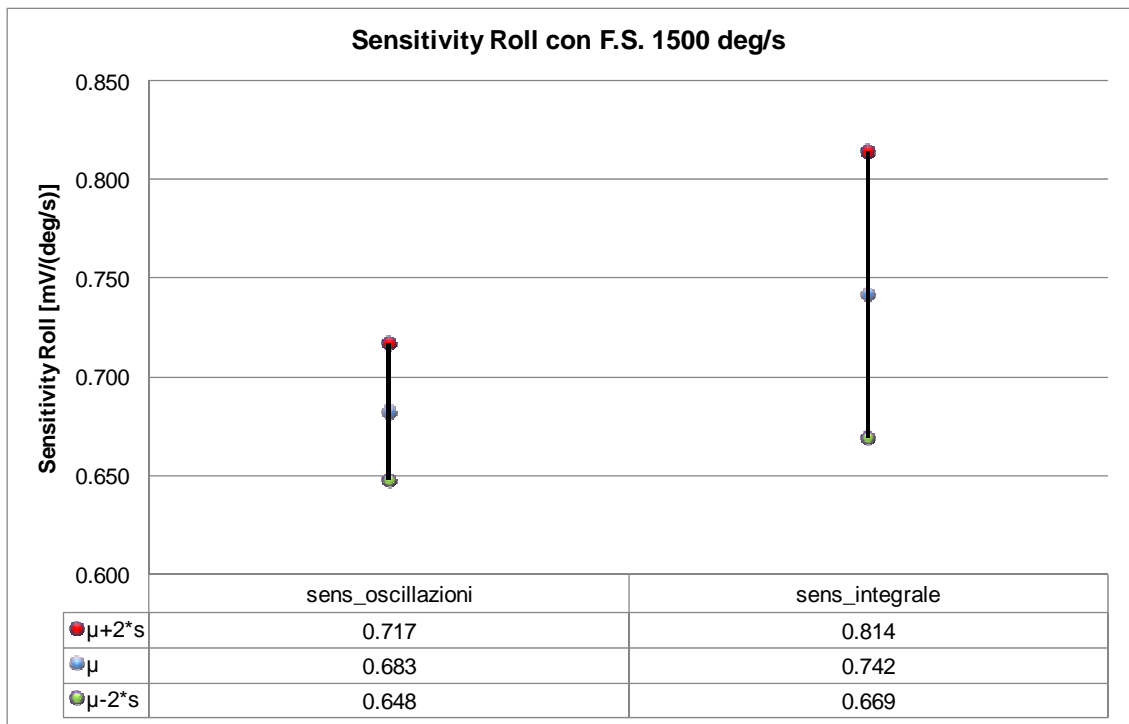


Figura 4.27 - Confronto fra le *sensitivity* per l'asse di *Roll*

Analogamente ai due casi analizzati prima, le medie delle distribuzioni sono più distanti rispetto ai corrispettivi valori trovati mettendo in movimento un solo asse per volta della RTA320; in particolare, per l'asse di *Pitch* è stata riscontrata una differenza media fra i 2 metodi pari al 6.825%, mentre per l'asse di *Roll* la differenza è pari al 8.659%.

Passando all'analisi dei tempi di calcolo, è stato riscontrato che il tempo impiegato dalla Rate Table per stabilizzare il transitorio e ricavare le sensibilità del giroscopio con il metodo armonico è pari a 6.60 s per entrambi gli assi (eseguito sempre facendo muovere prima un asse e poi l'altro), mentre il tempo impiegato dalla Rate Table per percorrere gli angoli imposti (90 deg per il Twist e 45 deg per il Tilt) alle velocità massime ed eseguire il calcolo di *sensitivity* è pari a 1.80 s per entrambi gli assi: la differenza di tempo, in termini assoluti, è pari a 4.80 s per entrambi gli assi, che corrisponde a un risparmio temporale pari a circa il 72.72%.

Riepilogo

Si riporta di seguito un riepilogo complessivo sul calcolo delle *sensitivity* dei giroscopi biassiali *Pitch & Roll* considerando la movimentazione di entrambi gli assi sensibili.

N° pezzi testati	F.S imposto [deg/s]	Metodo armonico		Metodo integrale	
		f [Hz]	A [deg/s]	θ [deg]	ω [deg/s]
53	300	4	50	90	max
56	500	2	100	90	max
82	1500	2	100	90	max

Tabella 4.11 - Variabili delle prove svolte (giroscopio biassiale)

Risultati valori per il Twist		
F.S. imposto [deg/s]	μ_{errore} [%]	σ_{errore}
300	4.361	1.623
500	4.490	1.334
1500	6.825	1.430

Tabella 4.12 - Risultati sul calcolo delle *sensitivity* (asse di *Pitch*)

Risultati valori per il Tilt		
F.S. imposto [deg/s]	μ_{errore} [%]	σ_{errore}
300	3.846	3.903
500	2.526	3.581
1500	8.659	4.616

Tabella 4.13 - Risultati sul calcolo delle *sensitivity* (asse di *Roll*)

Risultati tempi per Twist e Tilt simultanei		
F.S. imposto [deg/s]	Metodo armonico [s]	Metodo integrale [s]
300	6.60	1.80
500	6.60	1.80
1500	6.60	1.80

Tabella 4.14 - Risultati sul calcolo dei tempi (entrambi gli assi)

Le differenze percentuali fra i 2 metodi risultano pertanto maggiori quando viene eseguita una movimentazione simultanea dei 2 assi di lettura rispetto a quando viene

messo in moto un solo asse della RTA320; un motivo per il quale può essere spiegata una situazione simile è dato dal fatto che eventuali disallineamenti del sensore sulla *board* di prova danno luogo, quando questo è sottoposto a un moto simultaneo degli assi di Twist e di Tilt, a una modulazione del segnale in uscita dai due assi di lettura del dispositivo, che vengono moltiplicati per i rispettivi coseni degli angoli di disallineamento: tuttavia questo effetto è stato trascurato nelle misure eseguite.

Dati limiti di accettabilità delle *sensitivity* (+/- 10% rispetto al valore di progetto), si può concludere che il moto simultaneo degli assi di Twist e di Tilt della RTA320 potrebbe comunque essere sfruttato in fase di Final Test dei giroscopi in quanto permette di ridurre ulteriormente i tempi di test, prestando tuttavia particolare attenzione ai fondoscala elevati (1500 deg/s) che comportano maggiori differenze percentuali tra le metodologie di calcolo delle *sensitivity*.

4.4.3 *Sensitivity cross-axis*

Le *sensitivity cross-axis* sono presenti su tutti i tipi di giroscopi (monoassiali, biassiali e triassiali) in quanto dovute a un non perfetto allineamento dei rispettivi assi di lettura rispetto agli assi di Twist e di Tilt della RTA320.

Ovviamente, le *sensitivity cross-axis* sul giroscopio monoassiale non sono rilevabili, in quanto questo sensore possiede un solo asse di lettura della velocità angolare, che non permette la determinazione delle altre 2 componenti.

Le *sensitivity cross-axis* possono essere pertanto calcolate solo sul giroscopio biassiale in quanto quest'ultimo presenta 2 assi di trasduzione e non solo uno come il giroscopio monoassiale.

Per poter effettuare la lettura delle *sensitivity cross-axis* occorre necessariamente muovere un solo asse per volta della RTA320, in modo da poter misurare correttamente il

contributo che il moto di un asse (il Twist o il Tilt) genera sull'altro asse sensibile del dispositivo (rispettivamente il *Roll* o il *Pitch* del sensore).

Nel seguito si utilizzerà la seguente nomenclatura:

- *sensitivity* “Sens_Roll_Cross”: ottenuta muovendo l'asse di Twist della RTA320 ad una certa velocità angolare ϕ e leggendo l'asse di *Roll* del sensore (ω_x);
- *sensitivity* “Sens_Pitch_Cross”: ottenuta muovendo l'asse di Tilt della RTA320 ad una certa velocità angolare β e leggendo l'asse di *Pitch* del sensore (ω_y).

Come già visto nei paragrafi precedenti, è stata eseguita la misura considerando i diversi valori di fondo-scala ammissibili per il giroscopio biassiale in esame. Di seguito vengono riportati, a titolo di esempio, i soli risultati ottenuti utilizzando un fondo-scala pari a 300 deg/s, in quanto gli altri fondo-scala forniscono risultati analoghi.

Fondo-scala imposto: 300 deg/s

Per queste prove, sono stati testati 53 giroscopi con fondo-scala pari a 300 deg/s, che corrisponde ad una *sensitivity* nominale pari a 3.33 mV/(deg/s); sono stati utilizzati i seguenti parametri per movimentare la Rate Table:

- 1) metodo armonico: - frequenza = 4 Hz;
- velocità = 50 deg/s;
- 2) metodo integrale: - angolo di rotazione: variabile da 0° a 90°;
- velocità costante imposta per raggiungere i 90° = 200 deg/s.

Per ciascun sensore è stata calcolata la *sensitivity* con il metodo armonico e con il metodo integrale dei trapezi; si riportano di seguito i risultati ottenuti.

Nei due grafici seguenti (figura 4.28 e 4.29) viene eseguita la movimentazione del solo asse di Twist della RTA320; sono riportati in blu i valori di *sensitivity* di *Pitch* mentre in viola i valori di *sensitivity* definita *Sens_Roll_Cross*: si può osservare come i valori letti

dal *Roll* del sensore sono in effetti molto ridotti, con differenze comprese tra il 2% e il 4%, utilizzando il metodo integrale; quando viene invece utilizzato il metodo oscillatorio per il calcolo delle *sensitivity*, le differenze medie risultano di entità analoga a quelle calcolate con il metodo integrale.

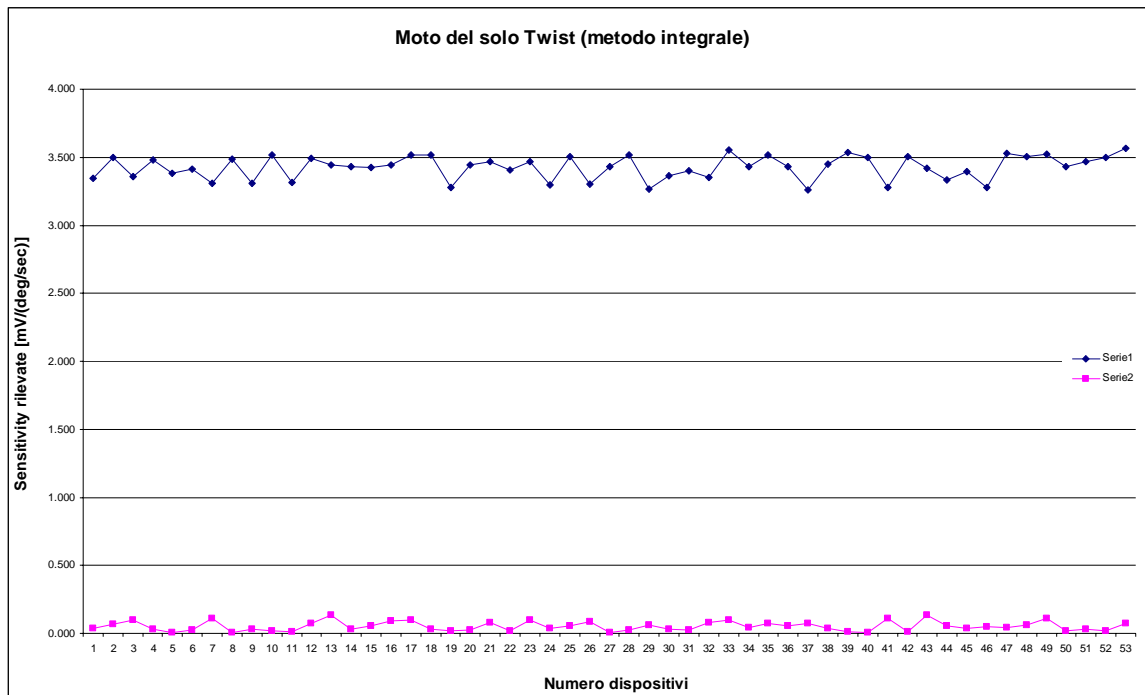


Figura 4.28 - Confronto tra le *sensitivity* di *Pitch* e di *Roll* ottenute con il metodo integrale muovendo solo il Twist

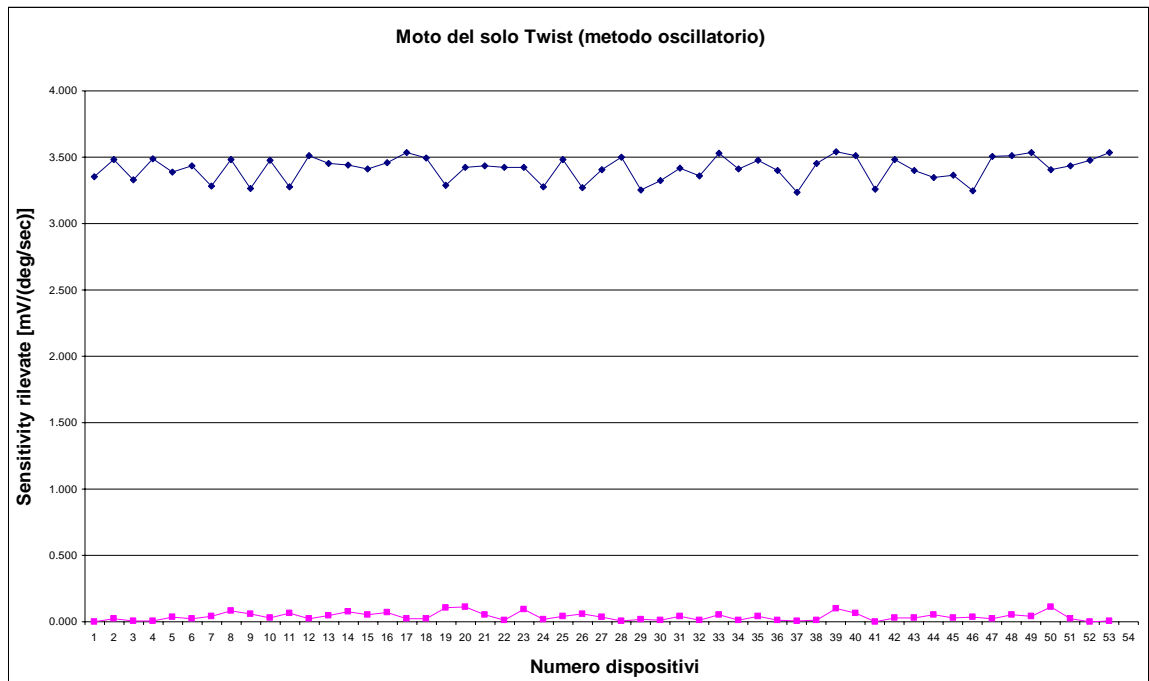


Figura 4.29 - Confronto tra le *sensitivity* di *Pitch* e di *Roll* ottenute con il metodo oscillatorio muovendo solo il Twist

Nei grafici 4.30 e 4.31 viene invece messo in moto il solo asse di Tilt della Rate Table; sono riportati in blu i valori di *sensitivity* di *Roll* mentre in viola i valori di *Sens_Pitch_Cross*; si può notare come i valori letti dal Pitch del dispositivo sono in effetti di piccola entità, con differenze medie tra il 2% e il 4%, utilizzando il metodo integrale; quando viene invece utilizzato il metodo oscillatorio, le differenze medie risultano analoghe a quelle ottenute con il metodo integrale.

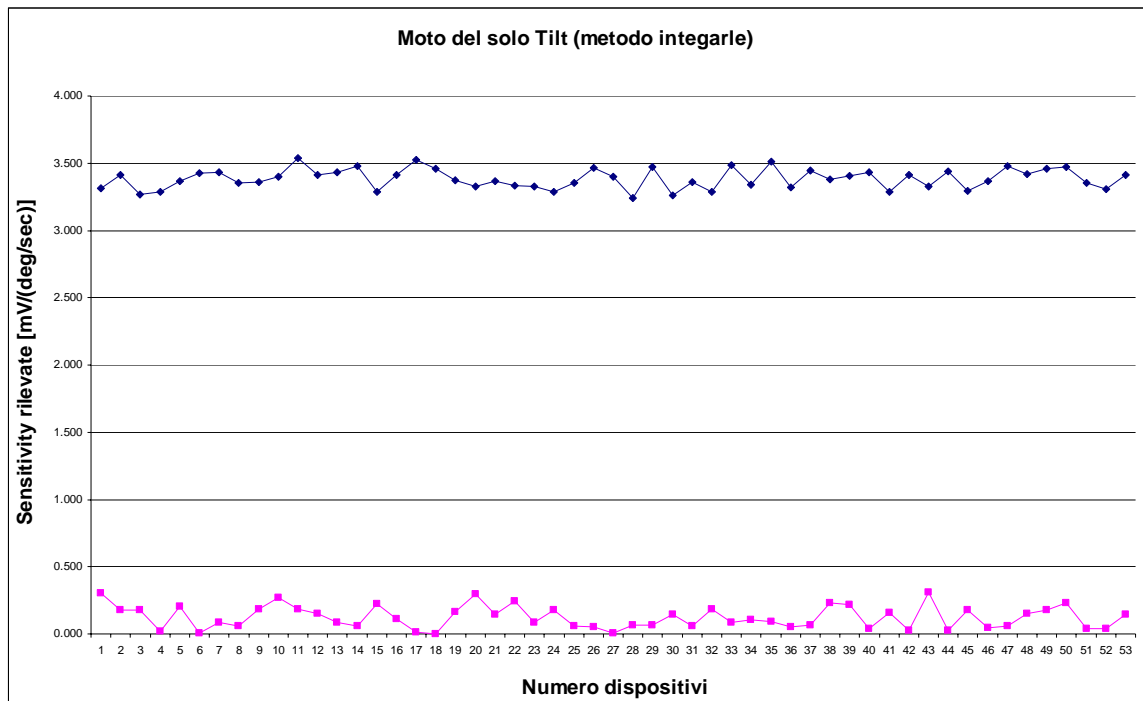


Figura 4.30 - Confronto tra le *sensitivity* di *Pitch* e di *Roll* ottenute con il metodo integrale muovendo solo il Tilt

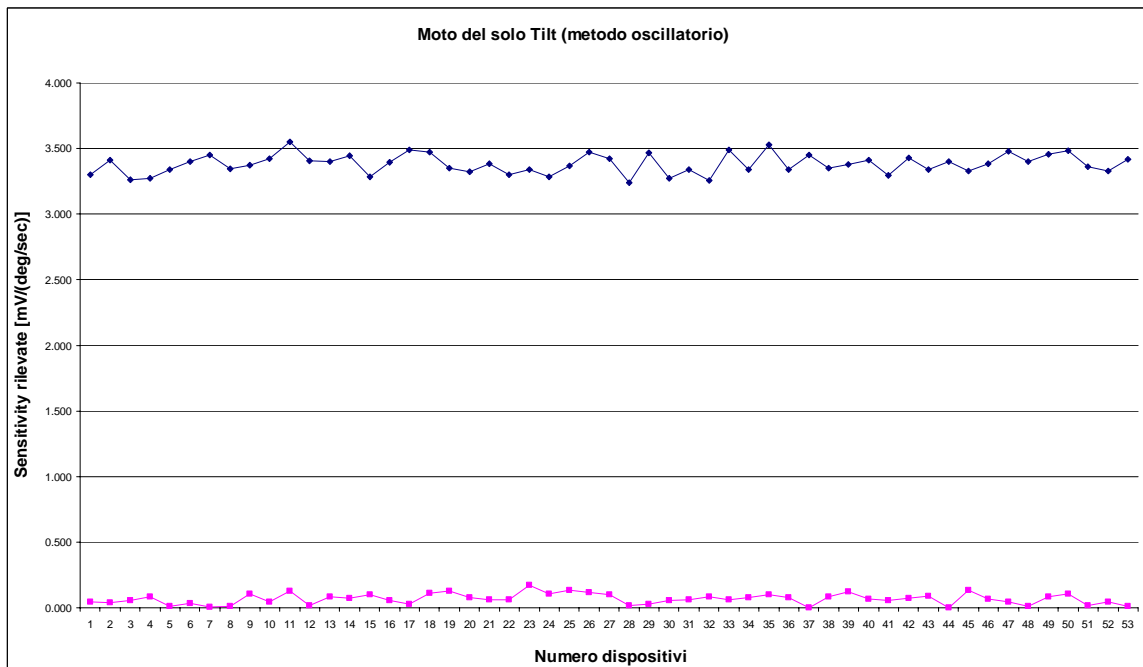


Figura 4.31 - Confronto tra le *sensitivity* di *Pitch* e di *Roll* ottenute con il metodo integrale muovendo solo il Tilt

Le *sensitivity cross-axis* sono presenti nel giroscopio biassiale in esame, e la loro esistenza è dovuta principalmente a un non perfetto allineamento degli assi sensibili del giroscopio rispetto agli assi di rotazione della Rate Table: ciò comporta la rilevazione di un segnale, oltre che dall'asse di lettura che deve essere effettivamente sollecitato, anche dall'asse sensibile del sensore che invece dovrebbe risultare non stimolato.

Tuttavia, l'entità di tali disallineamenti (mai superiore al 4% circa) risulta essere comunque trascurabile rispetto alla lettura corretta che ci si aspetta di ottenere (*sensitivity* di *Pitch* o di *Roll*) quando viene movimentato, rispettivamente, l'asse di Twist o l'asse di Tilt della RTA320.

Conclusioni

Obiettivo del presente lavoro di tesi, svolto attraverso una collaborazione tra il Politecnico di Milano e la *STMicroelectronics*, è lo sviluppo di una metodologia per l'ottimizzazione di prove sperimentali per la caratterizzazione di giroscopi MEMS monoassiali e biassiali.

I giroscopi MEMS monoassiali e biassiali sono sensori realizzati in silicio e prodotti allo scopo di misurare velocità angolari; sono costituiti da masse sospese e ancorate al substrato di silicio tramite travi deformabili di supporto, e sono progettati in modo tale che le frequenze di risonanza lungo la direzione di attuazione e di rilevazione siano uguali, cosicché, forzando il sistema a vibrare in risonanza lungo la direzione di attuazione, si ottenga un segnale in uscita maggiore a fronte dello stesso forzamento imposto. Tuttavia, a causa del processo tecnologico di produzione e a causa delle ridotte dimensioni dei sensori, esistono delle incertezze sui dati di progetto che alterano le caratteristiche stesse dei giroscopi.

Proprio per questo motivo, prima dell'immissione sul mercato, è necessario eseguire una fase di *testing* con lo scopo di determinare le caratteristiche effettive dei dispositivi; in particolare, i parametri da misurare sono la frequenza di risonanza lungo la direzione di attuazione f_{Drive} , il fattore di merito per il modo di attuazione Q_{drive} , l'errore di quadratura q_{error} e il legame tra uscita dal sensore in Volt e ingresso in deg/s (*sensitivity*).

Tale fase di test deve essere eseguita per ogni sensore prodotto prima della vendita sul mercato dello stesso, pertanto assume particolare importanza il **tempo** necessario per eseguire una corretta caratterizzazione del giroscopio: lo scopo ultimo di questo lavoro è stato quello di ottimizzare i tempi attualmente necessari per eseguire i test al fine di ridurli in modo significativo e rendere più snella la procedura di testing complessiva, avendo sempre presente, come altro obiettivo, il mantenimento di elevati standard di affidabilità e di precisione di calcolo delle grandezze da misurare.

Per quanto riguarda la determinazione della frequenza di *drive* e del fattore di merito, essi vengono calcolati attraverso un'eccitazione ad onda quadra della struttura secondo il

modo di attuazione del dispositivo; terminato questo forzamento, vengono identificati (tramite la trasformata di Hilbert) la frequenza di risonanza e di fattore di merito del moto di attuazione. L'ottimizzazione svolta ha consentito di ridurre il tempo di test, attraverso il campionamento di un basso numero di punti del *decay* del sensore rispetto all'elevato numero di punti registrati in precedenza: tutto ciò mantenendo un'elevata precisione di calcolo dei parametri richiesti.

Altro parametro da misurare è l'errore di quadratura; esso viene determinato attraverso il forzamento del modo di vibrare di attuazione del sensore alla frequenza di risonanza ma senza applicare dall'esterno una velocità angolare al dispositivo: in tal modo, gli spostamenti dei *Parallel Plates* lungo la direzione di rilevazione (*sense*) sono imputabili soprattutto al moto di attuazione lungo il *drive* e, dalla misura delle variazioni capacitive subite dai *Parallel*, si risale all'entità dell'errore di quadratura che viene poi compensato dall'elettronica del sensore.

Le altre grandezze fondamentali dei giroscopi sono le *sensitivity* (Volt/deg/s): esse rappresentano l'uscita (in Volt) del sensore a fronte di un ingresso (la velocità angolare da rilevare). La procedura attualmente implementata in *ST* prevede un forzamento del dispositivo con segnali sinusoidali a varie frequenze e ampiezze di oscillazione, una lettura del sensore, e la misura di *sensitivity* tramite il rapporto fra uscita del giroscopio e segnale ricevuto in ingresso; tale metodologia è accurata ma i tempi di prova sono eccessivi (6.6 sec).

Per questo motivo, si è proposto l'utilizzo di una nuova metodologia di calcolo della *sensitivity* che consenta di eseguire questa misura con la stessa accuratezza del metodo precedente ma con un tempo inferiore di test: il metodo integrale.

La procedura utilizzata con metodo integrale prevede i seguenti passaggi: si impone alla macchina di prova utilizzata per imporre una fissata velocità angolare (RTA320) il raggiungimento di una posizione angolare nota ad una velocità angolare anch'essa nota, si campiona il segnale in uscita dal sensore, si integra quest'ultimo, e si rapporta questo valore di integrale con la rotazione angolare imposta alla RTA320, ottenendo il valore di *sensitivity* ricercato.

La metodologia messa a punto è stata applicata per il calcolo delle sensibilità dei giroscopi monoassiali e biassiali. È stato quindi possibile effettuare un confronto sia in

termini di accuratezza che di tempo di prova tra la nuova metodologia (metodo integrale) e la metodologia attualmente presente in ST (metodo armonico).

Dalle prove svolte, è stato verificato che la movimentazione di un solo asse della RTA320 (al fine di imporre un forzamento ad un solo asse sensibile del giroscopio in esame) permette di ottenere valori di *sensitivity*, calcolati con il metodo integrale, molto vicini a quelli ottenuti con il metodo armonico; mentre una movimentazione simultanea dei due assi della RTA320 (metodo applicabile ai solo giroscopi biassiali) comporta differenze percentuali più elevate fra i due metodi.

Per quanto riguarda i tempi di test, si è osservata una consistente riduzione di questi ultimi (dovuta soprattutto all'utilizzo del metodo integrale ma anche all'ottimizzazione di altri test presenti nella procedura di caratterizzazione), che ha consentito di ridurre il tempo complessivo di testing dagli iniziali 45 secondi (metodo armonico) ai circa 16-17 secondi (metodo integrale).

Bibliografia

- [1.1] B. Bellagente, “Metodi sperimentali per la caratterizzazione di giroscopi MEMS”, tesi di laurea, Politecnico di Milano, 2003
- [1.2] L. Pini, “Metodi sperimentali per l’identificazione delle caratteristiche meccaniche dei giroscopi MEMS”, tesi di laurea, Politecnico di Milano, 2005
- [1.3] D. Butera, V. Scalera, “Progettazione di set-up di misura per la caratterizzazione di un giroscopio capacitivo vibrazionale MEMS”, tesi di laurea, Politecnico di Milano, 2005
- [1.4] Definizione di “giroscopio”: <http://it.wikipedia.org/wiki/Giroscopio>
- [1.5] http://it.wikipedia.org/wiki/Jean_Bernard_L%C3%A9on_Foucault
- [1.6] Richard Feynman, “There’s a plenty of room at the bottom”, Caltech Engineering and Science, 1960
- [1.7] E. Leo, “Progettazione mecatronica di un giroscopio MEMS inerziale”, Tesi di dottorato, Politecnico di Milano
- [1.8] S. Cerra, “Modellazione di un giroscopio MEMS rotativo”, Tesi di laurea, Politecnico di Milano
- [1.9] Thomas F. Marinis, Laboratory Technology Cambridge, “The Future of MEMS”
- [2.1] T. Juneau, “Micromachined dual input axis rate gyroscope”, Ph.D. dissertation, University of California, Berkeley, 1997.
- [2.2] E. Leo, “Progettazione mecatronica di un giroscopio MEMS inerziale”, tesi di dottorato, Politecnico di Milano
- [2.3] L. Acerbi, “Modellizzazione e caratterizzazione di un giroscopio MEMS monoassiale traslante”, tesi di laurea, Università di Pavia
- [2.4] L. Prandi, “Implementazione di sistema e progettazione dell’elettronica di interfaccia per un giroscopio capacitivo MEMS”, tesi di laurea, Università di Pavia
- [2.5] S. Haykin, “An introduction to analog and digital communication”, John Wiley & Sons, 1989.
- [3.1] L. Pini, “Metodi sperimentali per l’identificazione delle caratteristiche meccaniche di giroscopi MEMS”, Politecnico di Milano, Tesi di Laurea, 2005
- [3.2] <http://it.wikipedia.org/wiki/Transconduttanza>
- [3.3] “Mathematics and Statistics”, edizioni Springer, Milano

[4.1] William H. Press, Saul A. Teukolsky, William T. Vetterling, Brian P. Flannery, “Numerical Recipes, The Art of Scientific Computing”, Third Edition, Cambridge University Press, pag. 158

Ringraziamenti

Ci siamo: la lunga cavalcata che mi ha condotto alla laurea è giunta al termine, e arriva il momento dei ringraziamenti, da dedicare a tutte quelle persone che mi hanno portato fin qui.

Innanzitutto ringrazio il prof. Resta ed Elisabetta, per il prezioso aiuto che ho ricevuto durante questi mesi e per la pazienza dimostrata nei miei confronti.

Un grazie va a tutto il personale di *STMicroelectronics* per la disponibilità e le conoscenze messe a mia disposizione per rendere possibile la realizzazione di questo lavoro; in particolare ringrazio Fabiano e Paolo, che tanto tempo mi hanno dedicato, nonostante i loro numerosi impegni lavorativi.

Ringrazio tutte quelle persone che ho conosciuto in questi anni e che mi hanno accompagnato nella mia avventura universitaria; in particolare Cosma e Mattia per le mille cose fatte insieme, sia nello studio sia nella vita extra universitaria.

Un grazie particolare va a tutta la mia famiglia, mio padre, mia madre e mia sorella, e tutti gli altri miei familiari, che mi hanno sempre sostenuto anche quando le difficoltà sembravano a volte insuperabili: grazie di cuore!

Infine... il mio più grande grazie va alla persona per me più importante, Federica, che è sempre stata presente, nei momenti di gioia e in quelli di tristezza; grazie per essermi sempre a fianco!

Appendice A1. Tecnologie realizzative dei sensori MEMS

I sensori MEMS sono sistemi micro elettro-meccanici integrati direttamente su silicio che, sfruttando tecnologie di micro-lavorazione meccanica (*Micromachining*) già esistenti e ben consolidate, si stanno affermando sul mercato, sostituendo in molti casi i corrispondenti dispositivi macroscopici. Questi sensori infatti consentono di minimizzare gli ingombri e quindi di ridurre drasticamente il rapporto tra le masse e le dimensioni lineari, il che porta anche ad un risparmio nel consumo di energia.

Sebbene in letteratura si parli della possibilità di realizzare microstrutture meccaniche impiegando il titanio, il materiale più utilizzato per la realizzazione dei sensori MEMS è il silicio, materiale semiconduttore di tipo fragile ed estensivamente impiegato nella realizzazione degli attuali circuiti integrati.

Il rapporto tra resistenza e peso del silicio è superiore a quello di molti altri materiali d'interesse ingegneristico; questa caratteristica permette di realizzare strumenti meccanici con una larghezza di banda molto ampia. La grande innovazione introdotta dai MEMS è una nuova tecnologia di fabbricazione, che realizza complessi sistemi elettromeccanici usando tecniche di fabbricazione a lotti simili a quelle usate per i circuiti integrati e la peculiare integrazione di questi elementi meccanici con l'elettronica.

Inoltre, poiché per la loro costruzione si utilizzano la maggior parte delle macchine impiegate per la tecnologia *MOS* e *BJT*, si ha una notevole riduzione dei costi di riattrezzaggio (dovuti all'acquisto di nuovi macchinari), oltre alla possibilità di produzione in grande serie, che come ovvio consente la riduzione del costo unitario del singolo dispositivo.

Tecniche produttive dei sensori MEMS

Attualmente, le principali tecniche di *Micromachining* utilizzate sono tre e indicate rispettivamente come *Bulk*, *Surface* ed *Epitassiale*. Rispetto alla tecnologia planare dei circuiti integrati, esse aggiungono diversi passi di fabbricazione, tramite i quali è possibile ottenere particolari configurazioni delle masse. In *STMicroelettronics* le prime due tecniche sono ormai state del tutto sostituite dalla terza per gli indubbi vantaggi che la contraddistinguono. Sono di seguito riportate le descrizioni di tutte e tre le tecniche realizzative dei sensori MEMS.

Bulk Micromachining

La tecnica del *Bulk micromachining* è usata soprattutto per realizzare sensori di pressione (*strain-gage*) con membrane di silicio drogato e ha il vantaggio principale della buona riproducibilità dei dispositivi, in quanto il materiale del substrato è di tipo monocristallino, mentre gli svantaggi sono dati dallo spreco di semiconduttore per la piastrina, di dimensioni molto maggiori del sensore, e dalla difficoltà di ottenere strutture complesse a partire dal monocristallo di silicio.

La *Bulk micromachining* permette di realizzare strutture micromeccaniche attraverso l'attacco selettivo di un substrato (Si, vetro, GaAs); con questa tecnica si riescono a creare diversi elementi come lamine, travi e membrane usate per numerosi dispositivi.

Per quel che riguarda la definizione di un substrato di silicio monocristallino, la *Bulk* utilizza tecniche di attacco secco (*dry etching*) e umido (*wet etching*), reso selettivo grazie all'uso di maschere per definire la geometria (*pattern*) e alla presenza di strati di bloccaggio dell'attacco (*etch-stop layers*); viene inoltre sfruttata la selettività di questi attacchi lungo alcune direzioni cristallografiche invece che altre, grazie all'uso di agenti chimici particolari; le maschere per agenti anisotropi utilizzate per definire le geometrie possono essere strati di SiO₂ o Si₃N₄.

Infine per bloccare gli attacchi (*etch-stop*) in determinate direzioni si usano strati di silicio pesantemente drogati con boro (p⁺⁺), oppure una tecnica detta *pn-junction* che blocca l'attacco quando uno dei lati di una giunzione *pn* polarizzata inversamente è stato rimosso.

Surface Micromachining

Questa tecnica di microlavorazione è caratterizzata dalla sovrapposizione di strati sottili depositi con tecniche *LPCVD* (*Low Power Chemical Vapour Deposition*) su un substrato di silicio e dalla rimozione selettiva degli stessi in modo da formare strutture tridimensionali complesse, caratterizzate da masse sospese e parti mobili.

Le fasi del processo tecnologico possono così riassumersi nel seguente modo:

A) Si parte da un substrato di silicio, su cui viene depositato uno strato sacrificale, cioè uno strato di ossido spesso $2\ \mu\text{m}$, che funge da distanziatore tra il substrato e la massa del dispositivo

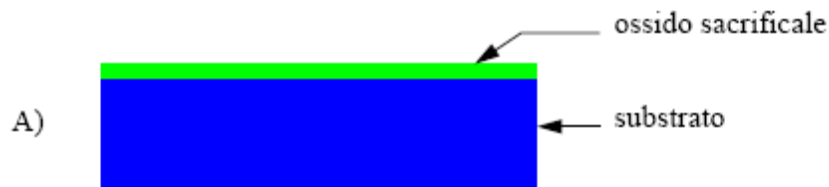


Fig. A1.1 - Deposizione dell'ossido sacrificale

B) Una opportuna mascheratura ed un attacco permettono di rimuovere le parti superflue, al fine di realizzare l'ancora della massa sospesa al substrato.

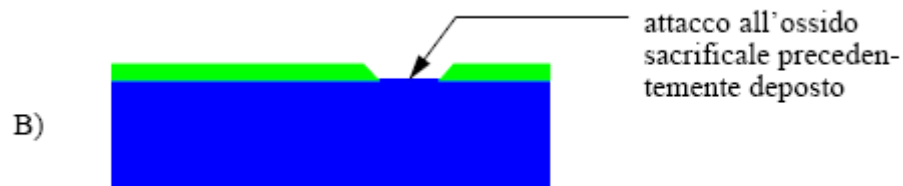
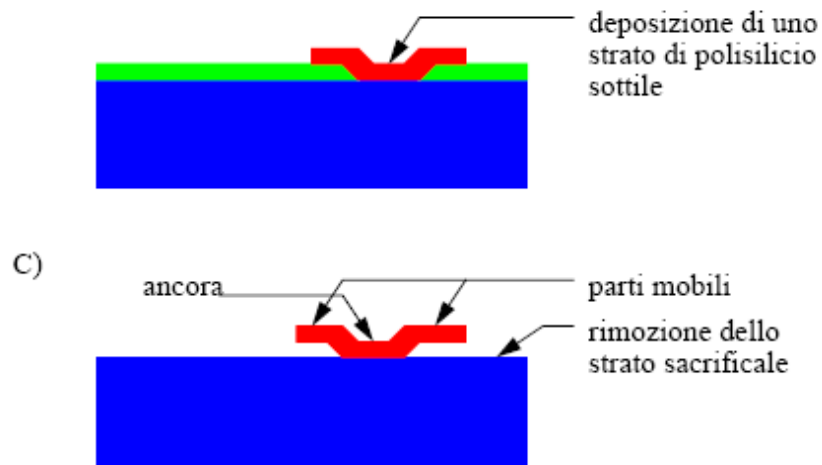


Fig. A1.2 - Mascheratura ed attacco

C) Viene poi depositato uno strato di polisilicio, il cui spessore è limitato a $2\ \mu\text{m}$ a causa dell'utilizzo della deposizione *LPCVD*, che costituirà la massa mobile del sensore una volta rimosso lo strato sacrificale.



Fig, A1.3 - Deposizione del polisilicio

La scelta dell'attacco è particolarmente critica perché può provocare il fenomeno dell'adesione o *stiction*, per cui, a causa di forze attrattive, la massa sospesa può ricadere sul substrato ed aderire ad essa rendendo il dispositivo inutilizzabile. I limiti di questa tecnica, che sono dati dall'uso della *LPCVD* e dalla criticità della fase d'attacco all'ossido sacrificale, sono superabili facendo uso del processo *THELMA*.

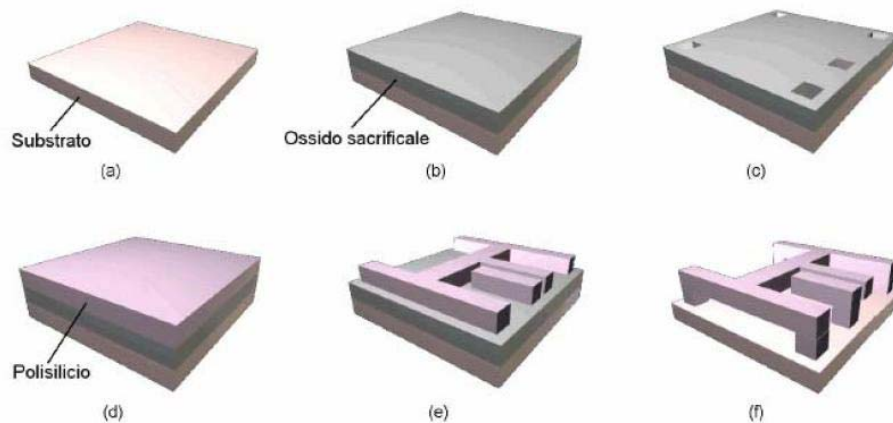


Figura A1.4 - Visione d'insieme della *Surface micromachining*

Tecnica Epitassiale (processo THELMA)

Il processo *THELMA* (*THick Epitaxial Layers for Microactuators and Accelerometer*), sviluppato presso i laboratori *ST* di Cornaredo (MI) per andare incontro all'esigenza di maggiori gradi di libertà nella progettazione e di migliori prestazioni, può essere considerato come l'evoluzione della *Surface Micromachining*, dalla quale si differenzia fondamentalmente per due motivi.

La metodologia *THELMA* risulta essere molto più complessa della *Surface* e permette di superare i limiti di quest'ultima e di realizzare strutture più profonde e, quindi, dotate di superfici laterali maggiori, che consentono di ottenere valori di capacità più elevati e di conseguenza una superiore sensibilità dei dispositivi. Inoltre, la massa dei sensori risulta essere decisamente più grande rispetto a quella riscontrabile in analoghe implementazioni di *Surface* e ciò contribuisce a diminuire la frequenza di risonanza meccanica delle strutture e ad aumentare ulteriormente la sensibilità.

L'elettronica di controllo e il sensore non si integrano sullo stesso substrato, quindi il *package* finale sarà costituito dall'insieme di due piastrine (*die*) distinte ottenute con altrettanti processi diversi: il sensore avrà, però, proprietà nettamente migliori rispetto a quello che si otterrebbe con un processo non dedicato. L'inconveniente è dato dalle maggiori capacità parassite che si hanno collegando due *die* e non integrandoli sulla stesso substrato.

Verranno di seguito mostrati i passaggi fondamentali per la definizione di una struttura mobile attraverso il processo *THELMA*.

PASSO 1 – Partendo da una fetta di silicio, che costituisce il substrato del sensore, si effettua un'operazione di ossidazione termica (Figura A1.5); questa consiste nell'accrescere sulla superficie della fetta uno strato di biossido di silicio (SiO_2).



Figura A1.5 - Passo 1

L'operazione viene condotta facendo reagire la superficie di Si con un agente ossidante e fornendo energia sotto forma termica; lo strato accresciuto è pari a 2.5 μm .

PASSO 2 – Si effettua una deposizione di uno strato di polisilicio (0.45 μm) opportunamente drogato (fosforo) per abbassarne la resistività (Figura A1.6); questo serve a portare segnale fino ai pad esterni (*polyI*). Per definire le piste si effettua una mascheratura e successivamente un attacco secco (*dry etching*); questo attacco si effettua con l'utilizzo di un plasma formato ionizzando uno o più gas con scarica elettrica, in camere a bassa pressione, che viene usato per bombardare la fetta e definirne il pattern.

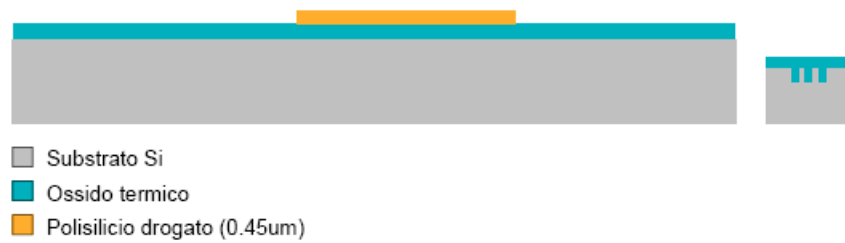


Figura A1.6 - Passo 2

PASSO 3 – Ora viene depositato uno strato di ossido (1.6 μm) che, assieme all'ossido accresciuto, formano l'ossido sacrificale necessario a definire la distanza fra la parte mobile del sensore e il substrato (Figura A1.7).

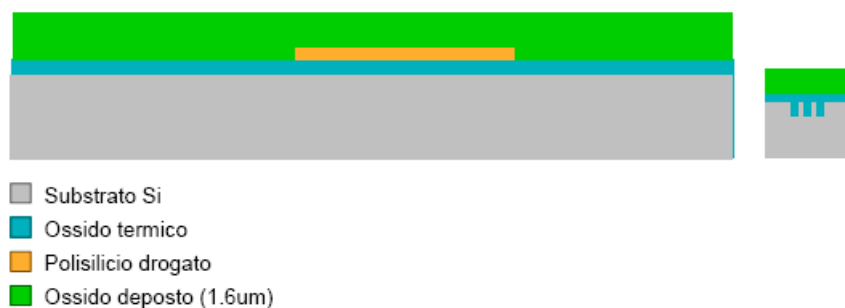


Figura A1.7 - Passo 3

La deposizione avviene con tecnica PECVD (*Plasma Enhanced Chemical Vapour Deposition*), cioè con deposizione chimica da fase vapore assistita da plasma; i reagenti gassosi vengono portati nello stato di plasma mediante scarica elettrica a bagliore in reattori a bassa pressione e la temperatura di lavoro è bassa (100÷400°C).

PASSO 4 – Attraverso una mascheratura si definiscono i punti in cui creare fori per il contatto col substrato (GND) (Figura A1.8). L'attacco all'ossido viene effettuato a umido (*wet etching*) con soluzione di acido fluoridrico tamponato con fluoruro di ammonio, a 25°C .

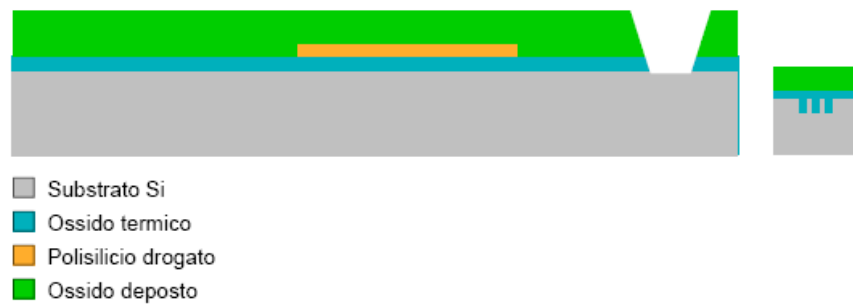


Figura A1.8 - Passo 4

PASSO 5 – Si effettua una nuova mascheratura per creare i fori di contatto al *poly1*; l'attacco si effettua a secco (*dry etching*) tramite plasma, per ottenere dei profili verticali (Figura A1.9).



Figura A1.9 - Passo 5

PASSO 6 – Si effettua la deposizione di un germe di polisilicio su tutta la struttura che, nei passi successivi, subirà un processo di crescita epitassiale e costituirà il polisilicio strutturale (Figura A1.10). È lo strato *poly2*.

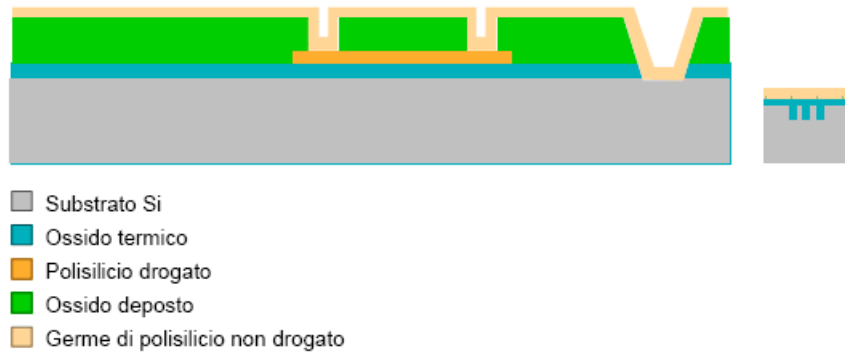


Figura A1.10 - Passo 6

PASSO 7 – Attraverso mascheratura e attacco secco (*dry etching*) del *poly2* e successivamente attraverso a umido (*wet etching*) dell'ossido si scoprono i segni di allineamento sul wafer(Figura A1.11).

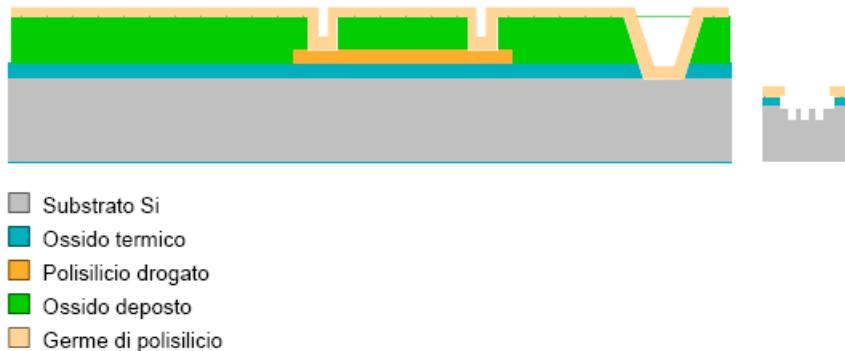


Figura A1.11 - Passo 7

PASSO 8 – Ora si effettua l'operazione di crescita epitassiale del polisilicio (generalmente da fase vapore). Questa avviene in reattori ad alta temperatura nei quali

vengono immessi gas reagenti e portanti; le fette sono ad alta temperatura per consentire agli atomi di Si di posizionarsi correttamente nel reticolo cristallino (Figura A1.12).

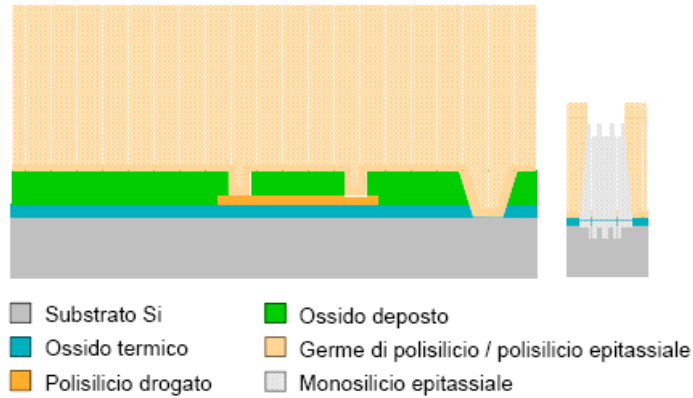


Figura A1.12 - Passo 8

Il drogaggio dello strato accresciuto si effettua contemporaneamente all'operazione epitassiale, immettendo nel reattore le impurità droganti. Sui segni di allineamento, essendo il substrato scoperto, cresce invece Si monocristallino.

PASSO 9 – Ora si effettua deposizione (con PVD, *Physical Vapour Deposition*), mascheratura, e attacco selettivo a umido (*wet etching*) di uno strato di alluminio che serve a definire i pad ai quali verrà saldata un'estremità di fili d'oro (*wire bonding*), mentre l'altra sarà saldata al frame che supporta la struttura (Figura A1.13).

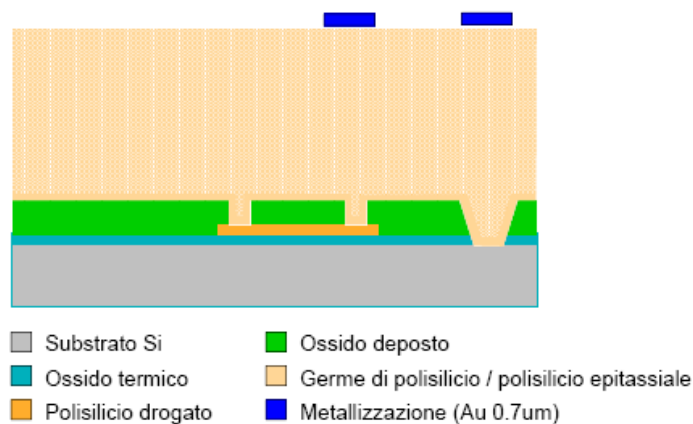


Figura A1.13 - Passo 9

PASSO 10 – Si effettua un *dry etching* del polisilicio accresciuto per definire il pattern delle struttura mobile del sensore (*trench*); l'attacco deve essere profondo e raggiungere lo strato di ossido sacrificiale (Figura A1.14).

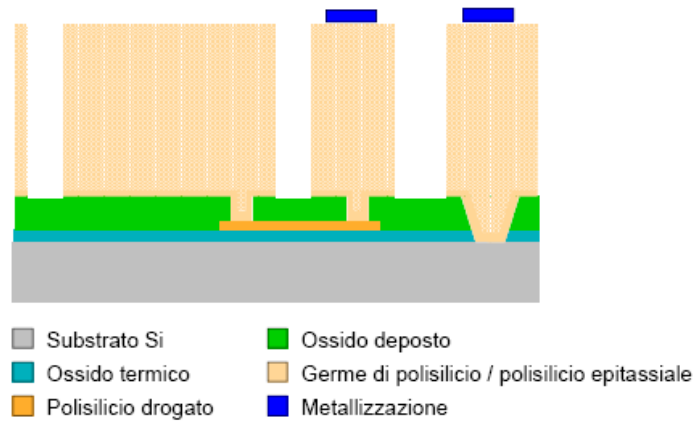


Figura A1.14 - Passo 10

PASSO 11 – Si effettua rimozione dell'ossido sacrificiale con *dry etching* in acido fluoridrico anidro in fase vapore, per evitare che il polisilicio sospeso si incolli al substrato (Figura A1.15).

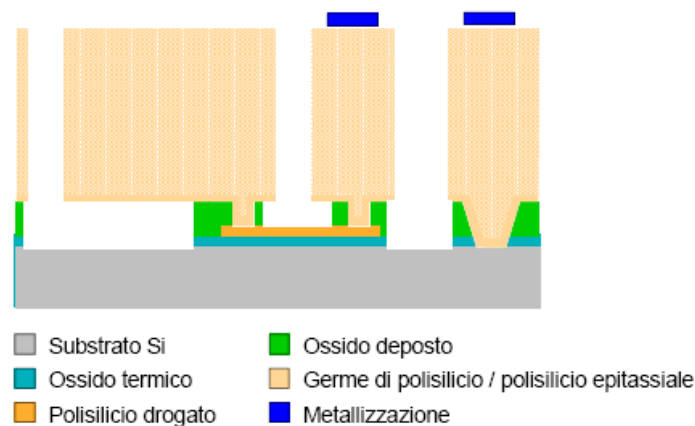


Figura A1.15 - Passo 11

Al termine del processo THELMA, il dispositivo viene chiuso nella parte superiore con un'altra fetta di silicio per proteggerlo dall'azione di agenti degradanti e per avere la pressione interna desiderata, come mostrato in figura 1.16.

La singola fetta di silicio contiene un numero elevato di sensori e quindi, dopo l'operazione di packaging, questi devono essere separati. La fetta viene quindi tagliata attraverso seghe a lama circolare o anulare diamantata, e la temperatura viene abbassata attraverso un getto d'acqua.

Generalmente i circuiti integrati non vengono chiusi attraverso un'altra fetta di Si ma vengono usati package di plastica, più raramente metallici o ceramici; in particolare quelli di plastica riempiono ogni fessura e questo non va bene per una struttura MEMS che deve essere libera di muoversi per poter funzionare.

Inoltre il package realizzato con un'altra fetta permette di mantenere i parametri di umidità e pressione desiderate, in modo che il dispositivo funzioni nelle condizioni calcolate nel progetto.

Il dispositivo comunica con l'esterno attraverso i *pad*, che chiaramente non sono racchiusi; questi poi vengono collegati al circuito di controllo esterno, anch'esso in silicio, che permette di stimolare e ricevere le variazioni del MEMS stesso.

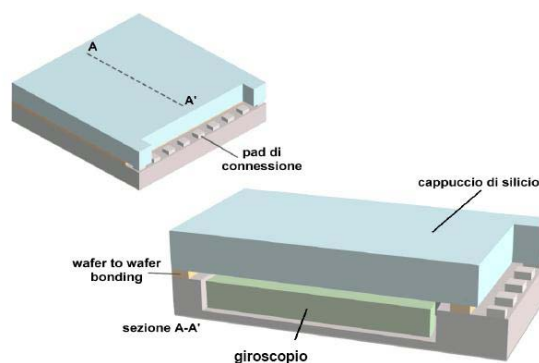


Figura A1.16 - Struttura finale del giroscopio

Tolleranze di lavorazione

I processi di lavorazione introducono una variazione delle dimensioni rispetto al progetto iniziale del sensore. In un giroscopio, però, queste tolleranze comportano anche una variazione delle caratteristiche della struttura, cioè ad esempio della massa nominale e della rigidità delle molle.

E' interessante quantificare quanto le tolleranze di lavorazione possano introdurre una tolleranza nelle specifiche del giroscopio; in particolare, la tecnica litografica introduce un'incertezza dovuta alle zone d'ombra dell'ordine di 0.1 μm applicata a delle molle progettate con spessore di circa 5 μm .

Nota il legame tra la frequenza di risonanza e la costante elastica delle molle, e a sua volta il legame che intercorre tra la costante elastica della molla e lo spessore delle molle, si può scrivere:

$$f \propto \sqrt{k}$$
$$f \propto w^3$$

dunque $f \propto w\sqrt{w}$; la variazione della frequenza propria in funzione dello spessore si può ricavare come:

$$\Delta f = \left| \frac{\partial f}{\partial w} \right| \times \Delta w = \frac{3}{2} \frac{\sqrt{w}}{w^{3/2}} \times \Delta w = \frac{3}{2} \frac{\Delta w}{w};$$

$$\text{da cui } \Delta f = \frac{3}{2} f \frac{\Delta w}{w};$$

Partendo dai parametri di progetto, ossia una frequenza di risonanza di 4100 Hz, uno spessore w di 5 μm e una tolleranza Δw di 100 nm, si stima una variazione di frequenza propria dell'ordine di 120 Hz. Questa incertezza rende necessario un anello di retroazione nell'attuazione delle forze di *drive* che legghi l'effettiva frequenza di risonanza del dispositivo ai rapporti in ingresso.