

ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA

CAMPUS DI CESENA

DIPARTIMENTO DI

INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE "GUGLIELMO
MARCONI"

CORSO DI LAUREA MAGISTRALE IN INGEGNERIA BIOMEDICA

CARATTERIZZAZIONE E COMPENSAZIONE DELLE
NON-IDEALITÀ DI UN ACCELEROMETRO MEMS
ALL'INTERNO DI UN'UNITÀ DI MISURA INERZIALE
(IMU)

Tesi di laurea in

Bioingegneria della Riabilitazione LM

Relatore: *Ch.mo prof. Lorenzo Chiari*

Correlatore: *Ing. Alessandra Ventresca*

Presentata da *Cecilia Ciocia*

Sessione II

Anno Accademico 2020/2021

SOMMARIO

INTRODUZIONE	5
CAPITOLO 1	8
1.1 ACCELEROMETRO	8
1.2 TIPOLOGIE DI ACCELEROMETRI	14
1.2.1 ACCELEROMETRI PIEZORESISTIVI ED ESTENSIOMETRICI	14
1.2.2 ACCELEROMETRI PIEZOELETTRICI	15
1.2.3 ACCELEROMETRI POTENZIOMETRICI, INDUTTIVI E CAPACITIVI	16
1.2.4 ACCELEROMETRI RISONANTI	18
1.2.5 MEMS	19
1.3 ERRORI DI UN ACCELEROMETRO	20
1.6 CALIBRAZIONE DI UN ACCELEROMETRO	23
1.7 APPLICAZIONI BIOMEDICHE DI UN ACCELEROMETRO	25
CAPITOLO 2	27
2.1 SISTEMA EMBEDDED ³¹	27
2.2 PROGETTAZIONE HARDWARE	28
2.2.1 ACCELEROMETRO LIS344ALH ED EVALUATION BOARD STEVAL-MKI015V1	28
2.2.2 BOARD STM3210E-EVAL	32
2.2.3 CONNESSIONE TRA LE BOARD	33
2.3 SVILUPPO FIRMWARE	34
2.3.1 PERIFERICHE UTILIZZATE	38
CAPITOLO 3	45
3.1 PROTOCOLLO DI ACQUISIZIONI	45
3.2 ALGORITMI DI RICOSTRUZIONE DATI	48
3.3 ESEMPI DI ACQUISIZIONI	48
3.4 ANALISI DEI RISULTATI	54
3.5 FILTRAGGIO DATI	69
CAPITOLO 4	71
4.1 CONCLUSIONI	71
4.2 PROPOSTE PER SVILUPPI E MIGLIORAMENTI FUTURI	71
BIBLIOGRAFIA	77

INTRODUZIONE

Il termine IMU (*Inertial Measurement Unit*) indica un sistema elettronico in grado di implementare la navigazione inerziale, una particolare tecnologia che fa uso delle misure dei sensori di cui è composta, quindi dell'*accelerometro* e del *giroscopio* (Fig. I.1), per rilevare rispettivamente l'accelerazione e la velocità angolare di un corpo, e talvolta anche del *magnetometro* (Fig. I.2) per studiare il campo magnetico esterno.¹

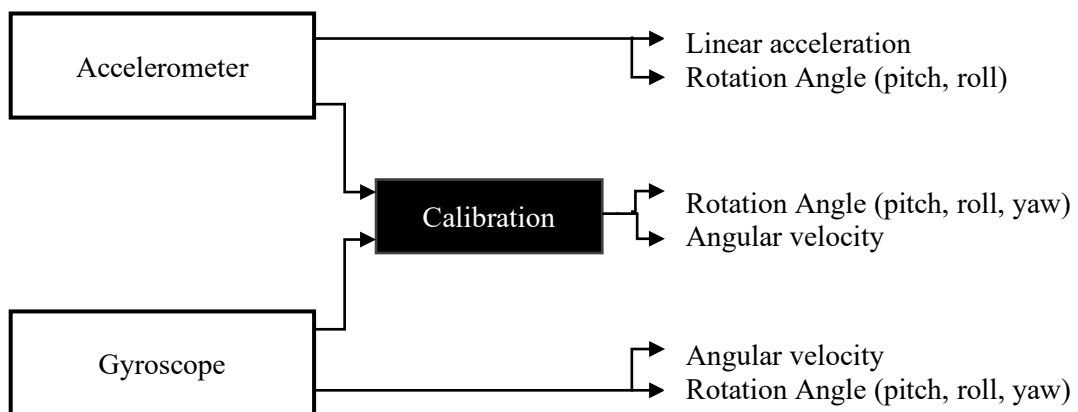


Figura I.1: Schema di un'IMU basata su due sensori

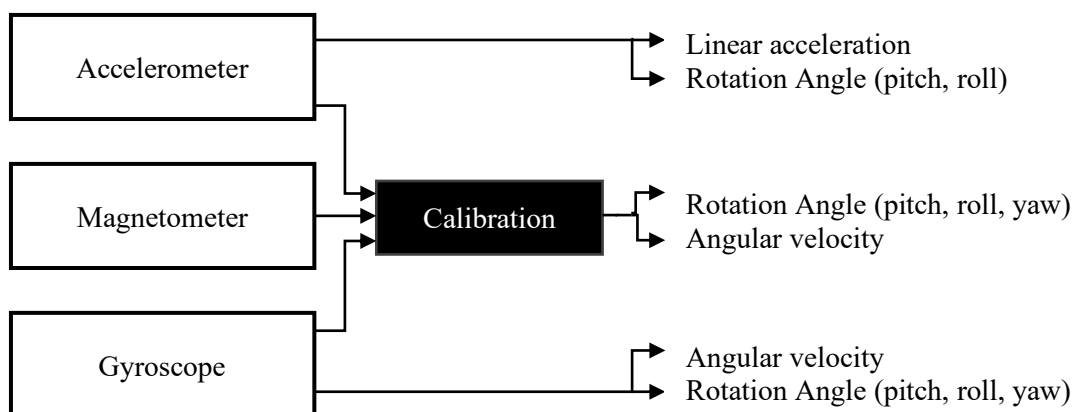


Figura I.2: Schema di un'IMU basata su tre sensori

I recenti miglioramenti di tipo elettro-meccanici hanno permesso ai sistemi IMU, comparsi nei primi anni '30 e limitati alla navigazione aerea e dalle grandi dimensioni, di diventare sempre più piccoli, integrati, leggeri e a basso costo, aumentandone la richiesta.

Infatti, adesso tale tecnologia trova spazio sia in diverse applicazioni industriali, sia in vari contesti della vita quotidiana ; in ambito biomedico, per esempio, viene comunemente utilizzata per assistere il clinico, in chirurgia, riabilitazione o analisi medica, oppure per il *monitoring* di un paziente in riabilitazione post-traumatica o motoria, per le valutazioni di *performance* di movimento o di equilibrio, per la correzione della postura e del cammino.¹

In ambito clinico, il *motion capture* è la registrazione del movimento del corpo umano per l'analisi e la valutazione funzionale dei pazienti. Il suo obiettivo è quello di misurare in modo oggettivo il movimento assoluto e relativo dei segmenti corporei rispetto ad un sistema di riferimento definito. Una delle tecniche più adottate in anni recenti per effettuare questi rilievi è affidata all'IMU.

Il lavoro di tesi è rivolto allo studio delle *non-idealità* riscontrate nell'accelerometro LIS344ALH (*STMicroelectronics*), utilizzato all'interno di un'IMU commerciale sviluppata dall'azienda *MediCon Ingegneria s.r.l.*, ed all'identificazione delle possibili azioni correttive da implementare in *hardware* e *firmware* per ottimizzarne le prestazioni.

In particolare, sono state caratterizzate le due seguenti non-idealità: *deriva del segnale* in condizioni statiche e *sovralongazione per il ritorno a regime* al termine di un movimento.



Figure 1.3: IMU

L'IMU dell'azienda (*Fig. 1.3*) è composta da un set completo di sensori MEMS, quali un magnetometro digitale, due accelerometri assiali ed un giroscopio analogici².

Per poter caratterizzare le non-idealità riscontrate nell'accelerometro LIS344ALH, il componente è stato isolato dalla sensor fusion e valutato singolarmente, realizzando un *sistema embedded* per acquisire i dati in uscita.

Il primo capitolo tratta lo studio dell'accelerometro in generale, di alcune tipologie disponibili in relazione al trasduttore di cui è composto, nello specifico dei MEMS e dei suoi errori/non-idealità. Si introduce poi il problema della sua calibrazione.

Nel secondo capitolo vengono approfonditi gli aspetti generali di un sistema embedded, della sua parte *hardware* e *software*, dell'accelerometro LIS344ALH, caratterizzante l'IMU aziendale oggetto della tesi, e le soluzioni utilizzate per isolarlo dal processo di sensor fusion.

Nel terzo capitolo è esposto il protocollo di acquisizioni messo in atto per comparare due schede: l'IMU realizzata dall'azienda e la master, con il solo accelerometro, sviluppata appositamente per il progetto. Si presentano qui i risultati ottenuti.

Infine, nell'ultimo capitolo sono proposte alcune conclusioni e si introducono alcuni temi che in futuro si potrà considerare per caratterizzare e compensare le non-idealità dell'accelerometro studiato.

CAPITOLO 1

1.1 ACCELEROMETRO

In tutti i sistemi di misurazione, o più in generale, in tutti i sistemi di acquisizione dati, indicati anche come DAS (*Data Acquisition System*), ossia dispositivi elettronici aventi la funzione di acquisire segnali analogici in forma digitale, gli elementi fondamentali sono i *trasduttori*.

I trasduttori convertono una forma di energia in un'altra; quando la loro funzione è quella di rilevare il valore di una grandezza di ingresso e trasformarlo in un'altra grandezza, sono detti *trasduttori di misura* o *sensori*. Essi possono essere classificati in

- *trasduttori attivi o passivi*: in seguito all'applicazione di una grandezza fisica ai trasduttori, gli attivi generano una tensione o una corrente, mentre i passivi variano semplicemente le loro caratteristiche;
- *trasduttori di ingresso e di uscita*: tale classificazione è fatta in base alla localizzazione del trasduttore, se all'ingresso del sistema o all'uscita.³

In base alla tipologia di grandezza che il trasduttore è chiamato a misurare, si hanno sensori chimici, detti anche sensori elettrochimici, in quanto molto spesso fanno uso di una cella elettrochimica con due o tre elettrodi (sensori per le misure di pH, concentrazioni ioniche, pressioni parziali di O₂ e CO₂, etc.) o sensori fisici (sensori per la misura di temperatura, di posizione, di velocità/accelerazione, di pressione/forza, di flusso, etc.).⁴

L'oggetto di studio di tale progetto è l'*accelerometro* che è un sensore per la misura di velocità e di accelerazione: il trasduttore di accelerazione è basato sulla legge di Newton

$$F = m \cdot a, \tag{1}$$

in cui, conoscendo la massa m , è possibile risalire all'accelerazione a misurando la forza F .

Infatti, l'accelerometro può essere modellato come un sistema massa-molla-smorzatore, in cui la *proof-mass*, la microstruttura mobile, è ancorata ad una struttura fissa, che assume il ruolo di struttura di riferimento, e sorretta da un sistema di supporti dotati di una certa elasticità.

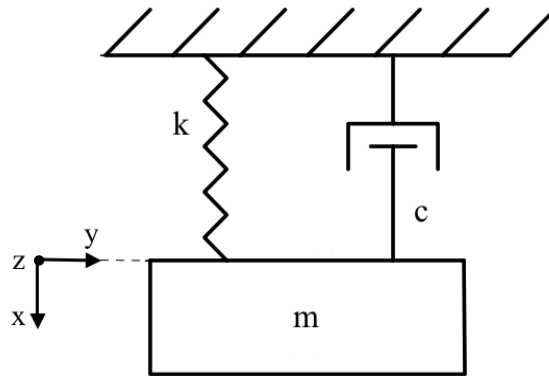


Figura 1.1: Sistema massa-molla-smorzatore dell'accelerometro

Si consideri il caso di un accelerometro ad asse singolo (Fig. 1.1) costituito da una *proof-mass*, capace di muoversi solo nella direzione dell'asse di sensibilità (in questo caso parallelo all'asse x).

Se venisse applicata sulla struttura fissa un'accelerazione esterna a , con direzione parallela all'asse x , causando un movimento del dispositivo, allora la *proof-mass* m risulterebbe soggetta ad un'accelerazione con stesso modulo e stessa direzione dell'accelerazione esterna, ma verso opposto. Ciò è proporzionale alla forza F , responsabile dello spostamento della microstruttura mobile dal suo punto di riferimento.

Il moto della *proof-mass* è frenato da forze di tipo elastico e di tipo viscoso: infatti, nella microstruttura vi sono supporti elastici, assimilabili ad una molla con costante di elasticità k , la cui funzionalità è riportare la massa mobile nella sua posizione di riposo, una volta rimossa l'accelerazione esterna, e strutture viscosi (per esempio gas), paragonabili ad uno smorzatore con coefficiente di attrito viscoso c .

Risulta dunque che l'accelerometro può essere caratterizzato da un sistema del secondo ordine⁵, del tipo

$$F = m a = m \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + c \frac{\partial x}{\partial t} + k x, \quad (2)$$

dove x è lo spostamento dalla posizione di riposo e a è l'accelerazione esterna, oggetto di misura: infatti, ponendo tutto in funzione dell'accelerazione a , si ottiene

$$a = \frac{\partial^2 x}{\partial t^2} + \frac{\omega_n}{Q} \frac{\partial x}{\partial t} + \omega_n^2 x, \quad (3)$$

in cui sono definiti ω_n la pulsazione naturale di risonanza e Q il fattore qualità:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{k}{m}}, \quad (4)$$

$$Q = \frac{\omega_n m}{b}. \quad (5)$$

In condizioni statiche ($t=0$) e considerando la (4), si ricava la seguente relazione:

$$x(t=0) = \frac{1}{\omega_n^2} a = \frac{m}{k} a, \quad (6)$$

dove la costante che moltiplica l'accelerazione a è definita sensibilità S del trasduttore:

$$S = \frac{m}{k}. \quad (7)$$

Definite la trasformata dell'accelerazione $A(s) = L\{a(t)\}$ e dello spostamento $X(s) = L\{x(t)\}$, nel dominio di Laplace si ottiene la seguente funzione di trasferimento

$$H(s) = \frac{X(s)}{A(s)} = \frac{1}{s^2 + \frac{\omega_n}{Q}s + \omega_n^2}, \quad (8)$$

che, in funzione del fattore di smorzamento ζ

$$\zeta = \frac{1}{2} \frac{c}{\omega_n m} = \frac{1}{2} \frac{c}{\sqrt{km}} = \frac{1}{2Q}, \quad (9)$$

può anche essere scritta come

$$H(s) = \frac{X(s)}{A(s)} = \frac{1}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}. \quad (10)$$

Per comprendere invece il comportamento dinamico del sistema, bisogna studiarlo nel dominio di Fourier e dunque nel dominio delle frequenze ($s=j2\pi f=j\omega$), supponendo di applicare un'accelerazione

esterna periodica con pulsazione ω . Il sistema a tre elementi così può essere caratterizzato da una funzione di trasferimento $H(\omega)$, avente i seguenti modulo e fase (Fig. 1.2):

$$|H(\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(\omega_n^2 - \omega^2)^2 + (2\zeta\omega_n\omega)^2}}, \quad (11)$$

$$\Phi = \arctan\left(\frac{2\zeta\omega_n\omega}{\omega_n^2 - \omega^2}\right). \quad (12)$$

Da ciò si può notare come l'ampiezza dello spostamento della *proof-mass* sia dipendente non solo dalla pulsazione naturale di risonanza e dal fattore di smorzamento, ma anche dalla pulsazione dell'accelerazione esterna applicata.

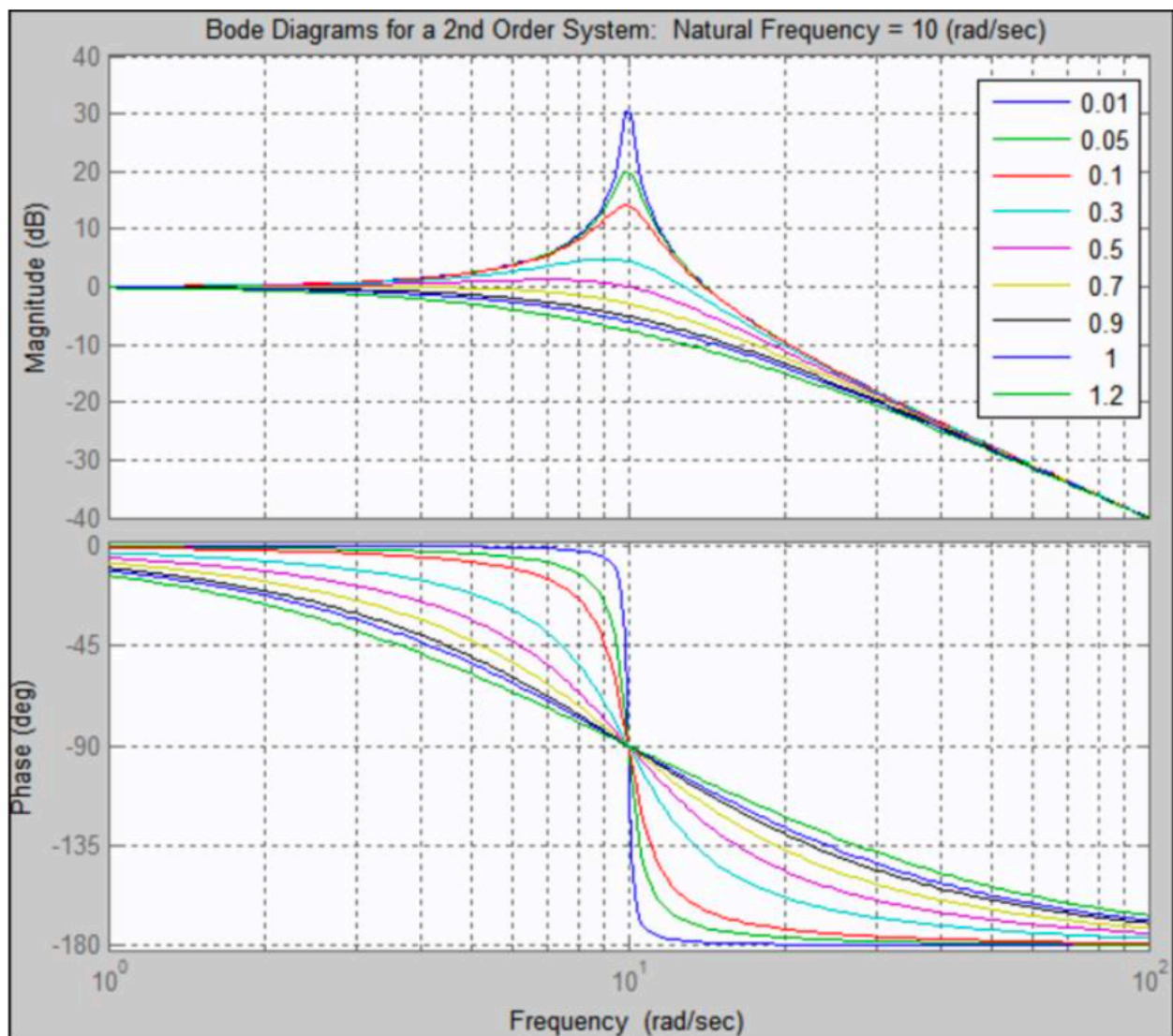


Figura 1.2: Diagrammi di Bode di un sistema generico del 2° ordine con frequenza naturale $\omega_n=10(\text{rad/sec})$ per diversi valori del fattore di smorzamento ζ

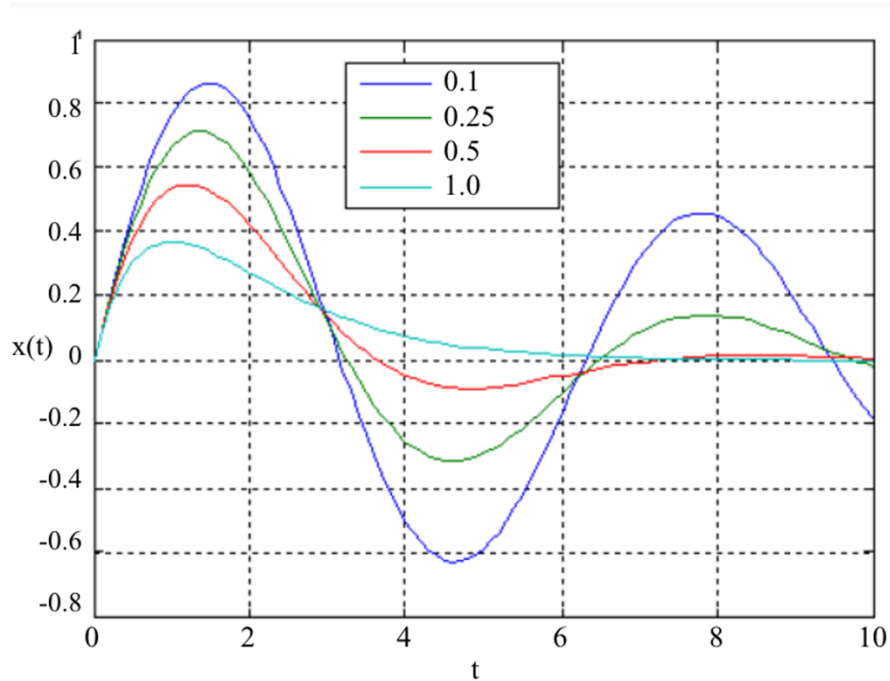


Figura 1.3: Risposta all'impulso di un sistema generico del 2° ordine al variare del coefficiente di smorzamento ζ

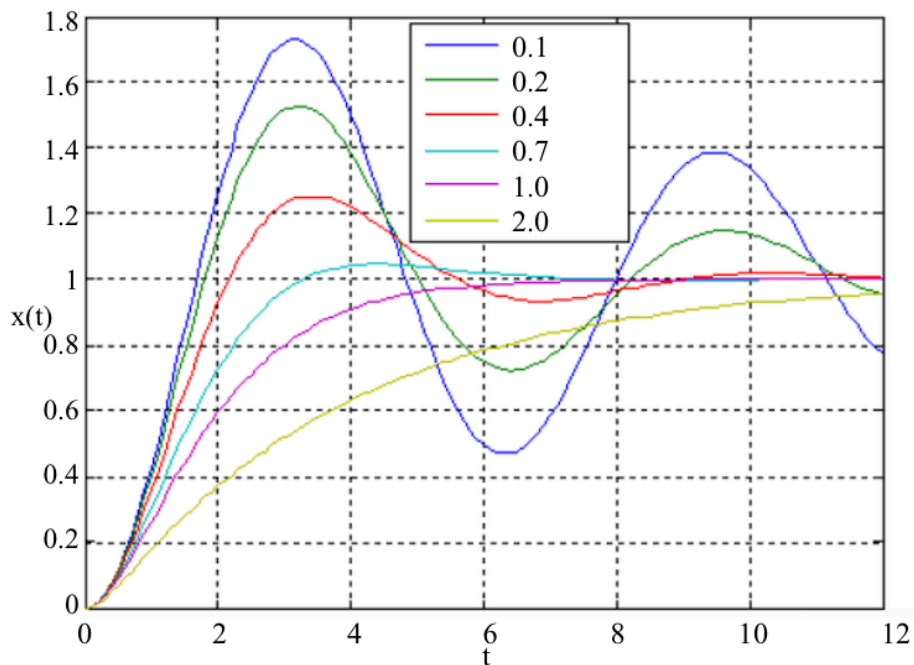


Figura 1.4: Risposta al gradino di un sistema generico del 2° ordine al variare del coefficiente di smorzamento ζ

È possibile, dalla risposta all'impulso (Fig. 1.3), notare come il sistema reagisce, oscillando, quando viene sottoposto ad una variazione impulsiva dell'ingresso, mentre, attraverso la risposta al gradino (Fig. 1.4), calcolare il tempo che un sistema impiega per arrivare a regime: rispettivamente ne sono

un esempio l'applicazione di una forza per un tempo breve e l'applicazione di una forza costante nel tempo.

In base al valore del fattore di smorzamento ζ , il sistema viene definito:

- *sotto-smorzato* se $\zeta < 1$;
- *criticamente smorzato* se $\zeta = 1$;
- *sovra-smorzato* se $\zeta > 1$.

Per il sistema sotto-smorzato, l'ampiezza delle oscillazioni della struttura della parte mobile può essere enormemente amplificata per valori di ω vicini a quelli di ω_n ; dunque, per applicazioni di accelerazioni esterne sufficientemente elevate, potrebbero verificarsi oscillazioni della *proof-mass* troppo ampie danneggiando il sistema: un sovraccarico al circuito di *sensing* e al circuito di controllo e, nel caso peggiore, fenomeni di *stiction* in uso, ossia collisioni tra la parti mobili e fisse del sistema. Nonostante la condizione del sistema criticamente smorzato porti ad eliminare la presenza di picchi di massimo nel modulo della funzione di trasferimento $|H(\omega)|$, per massimizzare la banda passante ed avere la minor distorsione in ampiezza, ottenendo una risposta in frequenza sufficiente piatta, è necessario lavorare con fattori di smorzamento prossimi a⁵

$$\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}.$$

Ricordando la (9), si osserva che il fattore di smorzamento ζ dipende non solo dalla massa della *proof-mass* m , ma anche dalla costante elastica k e dal coefficiente di attrito viscoso c .

Quest'ultimo risulta essere legato alla geometria delle strutture del sensore, in particolare agli *aspect-ratio* degli spazi circostanti la massa vibrante, alle condizioni ambientale e alle perdite dei materiali. Per *aspect-ratio* si intendono i rapporti tra l'area di sovrapposizione tra gli elementi della struttura mobile e quelli della struttura fissa e la distanza tra essi: valori elevati di *aspect-ratio* comportano smorzamenti elevati, mentre, a parità di *aspect-ratio*, aumentando la pressione di *packaging*, aumenta il coefficiente di smorzamento.⁵

Infatti, il coefficiente viscoso c è legato all'ermeticità: si crea uno smorzamento dell'aria più piccolo nel vuoto e l'ambiente sottovuoto determina un fattore di qualità Q più elevato.

Tali requisiti di ermeticità e il vuoto possono essere soddisfatti con i metodi di confezionamento convenzionali, che utilizzano contenitori di ceramica o metallo; tuttavia, gli svantaggi che ne scaturiscono riguardano le dimensioni e i costi elevati, requisiti importanti da appagare considerando il caso del pacchetto dei sistemi microelettromeccanici (MEMS).⁶

Con ciò, quindi, l'imballaggio a livello di wafer per i dispositivi MEMS è diverso dall'imballaggio a livello di wafer convenzionale a causa della protezione della struttura MEMS: è necessario uno strato aggiuntivo per proteggere la struttura e questo può essere un wafer o un polimero sopra il wafer. Inoltre, viene creata una piccola cavità tra lo strato aggiuntivo e la struttura microelettronica, al fine di evitare il contatto con le strutture mobili.⁷

1.2 TIPOLOGIE DI ACCELEROMETRI

Una volta applicata un'accelerazione esterna ad un accelerometro, avviene uno spostamento della massa sismica rispetto al contenitore; tale spostamento x è convertito in una tensione dai trasduttori di posizione: in base ad alcuni metodi di trasduzione, si hanno i seguenti tipi di accelerometri:

1.2.1 ACCELEROMETRI PIEZORESISTIVI ED ESTENSIOMETRICI

Gli *accelerometri piezoresistivi* risultano essere i primi ad essere realizzati con le tecniche di *micromachining* (tecniche utilizzate per la realizzazione di microstrutture meccaniche basate sulla rimozione selettiva di parti di un wafer di silicio oppure mediante l'aggiunta di strati di materiale opportuno) e descritti da L. M. Roylance e J. B. Angell alla fine degli anni '70⁸ (Fig. 1.5):

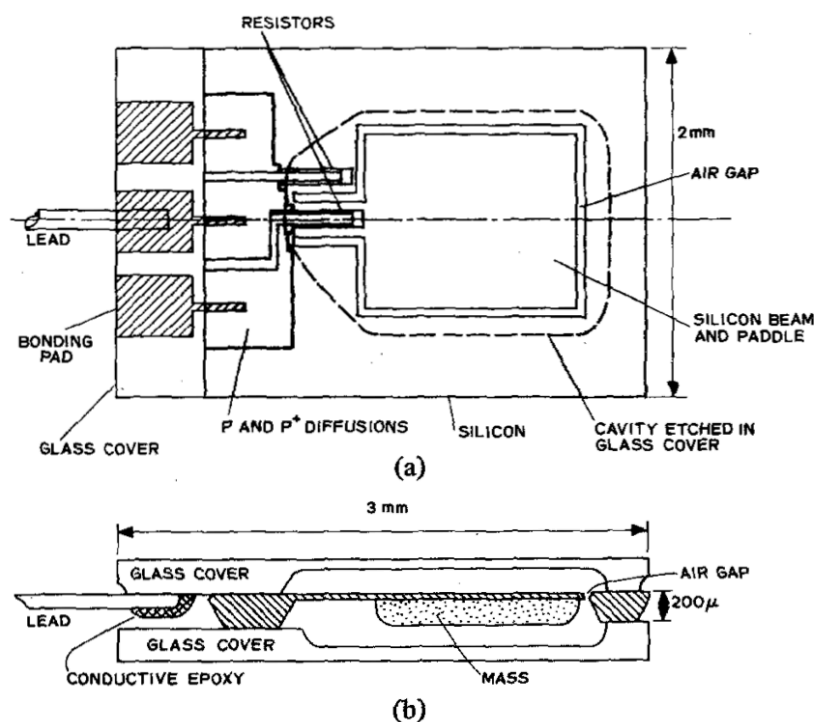


Figura 1.5: Accelerometro piezoresistivo introdotto da Roylance e Angell:
a) visto dall'alto, b) sezione trasversale

Secondo la descrizione, la massa mobile è sorretta da una barra di sospensione vincolata ad un'estremità della struttura fissa di riferimento e si sposterebbe, qualora venga applicata un'accelerazione esterna all'intero dispositivo: la relazione tra l'accelerazione (*causa*) e lo spostamento (*effetto*) è direttamente proporzionale.

Lo spostamento determina un piegamento del supporto, cui la massa sismica è vincolata: la deformazione meccanica è rilevabile da elementi piezoresistivi, i piezoresistori, capaci di variare la propria resistività, e, infine, è tradotta in grandezza elettrica misurabile.⁸

Nonostante siano passati più di 20 anni dalla prima comparsa di tale tipologia di sensori, il funzionamento basilare dell'accelerometro piezoresistivo si basa comunque su quello appena descritto: vi sono state, soprattutto, delle modifiche dal punto di vista progettuale e costruttivo.⁹

Nel caso la massa sismica fosse fisicamente connessa a degli estensimetri (per cui si hanno *accelerometrici estensimetrici*), un suo spostamento dalla posizione di riposo provocherebbe una deformazione di questi ultimi e, dunque, un cambiamento di resistività, che si traduce in un cambiamento di tensione: il funzionamento è simile a quello dell'accelerometro piezoresistivo.

Entrambe queste due tipologie di accelerometri sono semplici, sia dal punto di vista della struttura e dei processi di fabbricazione, sia per la circuiteria; tuttavia, sono caratterizzati da una bassa sensibilità, scarsa accuratezza ed elevata influenza dalla temperatura, per cui si fa uso di tecniche opportune di compensazione.

Tale difetti limitano l'utilizzo di tali sensori per misurazioni di accelerazioni statiche.⁸

1.2.2 ACCELEROMETRI PIEZOELETTRICI

Nel caso degli *accelerometri piezoelettrici*, la trasduzione dell'accelerazione, applicata sulla massa mobile, in un segnale elettrico avviene attraverso gli elementi piezoelettrici, nonché cristalli: in particolare l'ossido di zinco (ZnO)¹⁰ e il *lead zirconate titanate* (PZT)¹¹.

In pratica la massa *proof-mass* è tenuta sospesa dall'elemento piezoelettrico stesso: quando è sottoposta ad un'accelerazione esterna, il cristallo ne risulta compresso, generando la comparsa di una distribuzione di cariche con conseguente formazione di una formazione di potenziale elettrico, e, dunque, un segnale proporzionale alla sua compressione.

Uno dei problemi dei materiali piezoelettrici è la loro corrente di fuga, che va ad alterare le risposte in continua e a bassa frequenza del dispositivo: una soluzione possibile per cercare di ridurre tali problematiche è isolare elettricamente il cristallo piezoelettrico con uno strato di materiale isolante, tipo l'ossido di silicio (SiO₂).¹²

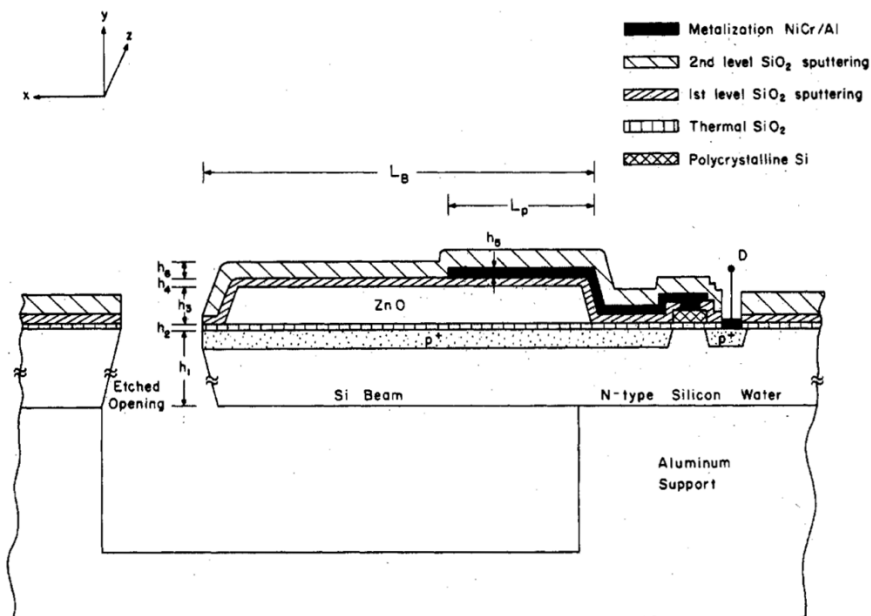


Figura 1.6: Sezione trasversale dell'accelerometro piezoelettrico con l'ossido di silicio come isolante¹²

Con tale tipologia di sensori, non è possibile andare a misurare le piccole e statiche accelerazioni, tuttavia sono i più usati qualora sia necessaria una buona risposta in frequenza.³

1.2.3 ACCELEROMETRI POTENZIOMETRICI, INDUTTIVI E CAPACITIVI

Gli *accelerometri potenziometrici* o *resistivi* sono realizzati da un potenziometro (Fig. 1.7), ossia un elemento resistivo a tre terminali: mentre due morsetti sono fissi, il terzo costituisce il cursore mobile in grado di scivolare lungo la resistenza. Da qui, applicando un'accelerazione sulla *proof-mass*, è possibile misurare la tensione V è funzione dello spostamento l del cursore.

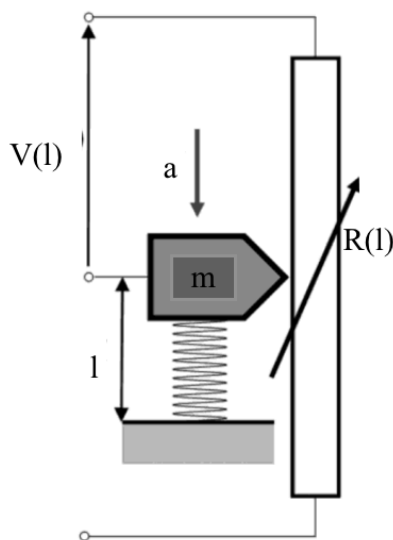


Figura 1.7: Un accelerometro potenziometrico in generale

Tale tipologia di sensore ha i seguenti vantaggi: semplicità, basso costo, tensioni di uscita elevate, possibilità di operare con tensioni continue o alternate e facilità di taratura. Gli inconvenienti invece sono l'attrito elevato, la sensibilità bassa, l'elevato rumore, l'usura, la risposta limitata in frequenza e la sensibilità alle vibrazioni, con generazione di componenti di uscita indesiderate.³

Gli *accelerometri induttivi* sono caratterizzati dalla variazione del valore dell'induttanza su un avvolgimento, a causa dello spostamento di un nucleo o di un'armatura.

Gli accelerometri induttivi non sono i favoriti, poiché i relativi svantaggi (ingombro, peso, valori limitati di sensibilità, influenza di campi magnetici esterni, etc.) hanno un peso maggiore rispetto al buon rapporto segnale-rumore.

Un'ampia gamma di accelerometri meccanici è costituita da *accelerometri capacitivi*: lo spostamento della *proof-mass*, in seguito all'applicazione di un'accelerazione esterna, viene convertito in una variazione di capacità C_S del condensatore, seconda la seguente relazione:

$$C_S = \varepsilon \frac{A}{d}, \quad (13)$$

dove ε è la costante dielettrica del materiale isolante che separa le due armature conduttrici, A è l'area di superficie delle armature e d è la distanza fra le due armature.

In base alla struttura di quest'ultimo condensatore, si può operare una suddivisione degli accelerometri: infatti il condensatore di *sensing* può essere variabile, costituito da due armature, una posizionata sulla microstruttura mobile e l'altra su quella fissa, oppure differenziale a tre armature, ossia progettato con due condensatori in serie con l'armatura centrale in comune e mobile (*Fig. 1.8*).

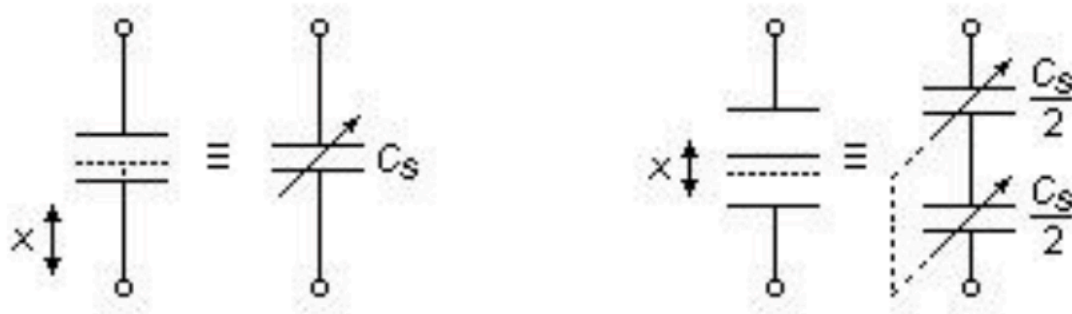


Figura 1.8: Schema equivalente del condensatore di sensing: a sinistra, il condensatore a due armature e a destra, il condensatore a tre armature

Dalla (13) si deduce che, per variare la capacità C_S , si può o variare la superficie affacciata delle armature o la distanza fra le armature stesse.

Gli accelerometri capacitivi, rifacendosi alle caratteristiche dei cosiddetti trasduttori, hanno compattezza, elevata stabilità, linearità, buona precisione e risoluzione; inoltre, i costi ed i consumi sono bassi.

Gli inconvenienti principali sono l'influenza delle capacità parassite dei terminali causato dal piccolo valore della capacità, la sensibilità alle variazioni di temperatura (tale difetto può essere comunque superato usando la struttura differenziale del condensatore³) e la suscettibilità alle interferenze elettromagnetiche (risolvibile grazie ad un'adeguata schermatura).

Gli accelerometri capacitivi vengono utilizzati per lo studio delle accelerazioni statiche.

1.2.4 ACCELEROMETRI RISONANTI

Gli *accelerometri risonanti* sono costituiti da trasduttori in grado di leggere e convertire l'accelerazione esterna applicata in un segnale elettrico; quest'ultimo viene misurato attraverso l'utilizzo di una struttura mobile posta in oscillazione e in condizione di risonanza da un opportuno sistema di eccitazione. Dunque, la *proof-mass* viene messa in movimento dall'accelerazione esterna e tale spostamento si traduce in una variazione di frequenza di risonanza: la nuova frequenza di oscillazione è funzione dell'incognita da misurare.

Tali sensori fanno uso sia del principio di attuazione e sia del principio di rilevamento, rispettivamente per mettere in movimento la microstruttura risonante e per leggere la frequenza di oscillazione.

Per esempio, in *Fig. 1.9* è rappresentato uno schema di un microaccelerometro della seconda metà degli anni '90: la struttura risonante è messa in movimento per effetto termico e la sua frequenza di risonanza viene rilevata grazie ad un piezoresistore.¹³

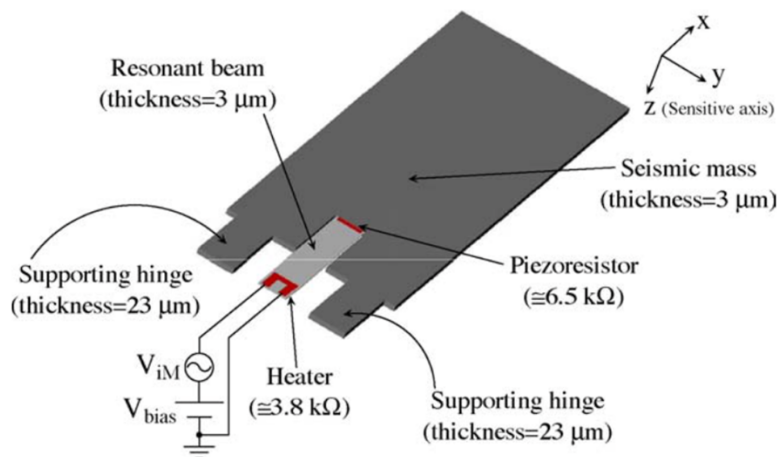


Figura 1.9: Schema dell'accelerometro risonante¹⁴

Gli accelerometri risonanti offrono un'elevata sensibilità e stabilità, portando potenzialmente ad una buona precisione e risoluzione.

1.2.5 MEMS

Negli ultimi anni, per aumentare l'applicabilità e la rispettiva semplicità, è stata sviluppata un'altra tipologia di accelerometri, definiti MEMS; essi possono essere di tipo risonante, ad effetto tunnel, piezoresistivi o capacitivi.

Infatti, lo sviluppo tecnologico, collegato all'industria dei semiconduttori, ha reso possibile la fabbricazione di nuova generazione di sensori e microattuatori, realizzati utilizzando tecniche di microlavorazione.

Queste microstrutture, MEMS (*MicroElectro Mechanical Systems*), si basano su una tecnologia nuova, che offre un approccio rivoluzionario nella realizzazione di sensori e altre strutture di dimensioni caratteristiche inferiori al millimetro, ma superiori al micron, utilizzando i processi tecnologici sviluppati dall'industria microelettronica per circuiti integrati.

L'utilizzo di dispositivi sensibili di tali dimensioni ha fornito nuove idee allo sviluppo di trasduttori completamente integrati.

La tecnologia del *micromachining* consente di realizzare delle strutture tridimensionali integrate, costituite da silicio monocristallino o da materiali depositi o cresciuti sulla superficie del wafer di silicio: le tecniche impiegate nel *micromachining* sono compatibili con i processi standard di fabbricazione dei circuiti integrati basati sul silicio.

Il silicio, in generale, è il materiale più utilizzato per la costruzione di sensori e dispositivi microelettromeccanici per le sue proprietà di durezza, leggerezza, sensibilità alla deformazione, sensibilità alla temperatura; inoltre, vi si possono depositare altri materiali ed è ormai una tecnologia molto diffusa e conosciuta.⁴

È possibile, pertanto, realizzare nei microsensori elettromeccanici (MEMS) integrati costituiti da sensori, attuatori e circuiti elettronici di acquisizione ed elaborazione del segnale.

Dalla prima comparsa sul mercato di tali micro dispositivi negli anni '60 per la realizzazione di trasduttori di accelerazione e di pressione a stato solido,¹⁵ il continuo sviluppo e il miglioramento delle tecniche di *micromachining*, in particolare delle tecniche compatibili con i processi di fabbricazione dei circuiti integrati, hanno favorito la realizzazione di un'ampia varietà di altri dispositivi, usualmente riferiti come dispositivi MEMS, le cui applicazioni possono variare dal campo medico al campo industriale, in relazione alle IMU che compongono.

I dispositivi MEMS possono essere prodotti attraverso metodi differenti, tra cui i principali:

- *Bulk Micromachining*: la microstruttura 3D è realizzata direttamente su un substrato di materiale conduttore (ad esempio su silicio monocristallino) mediante l'esportazione selettiva del materiale;
- *Surface Micromachining*: la microstruttura è realizzata al di sopra della superficie del substrato a partire dalla deposizione di opportuni materiali in sottili strati sovrapposti;¹⁵
- Tecnica LIGA (*Litography Galvanic Abformung*): litografia, galvanometria e modellatura sono i passaggi di tale processo. In pratica, come nella litografia tradizionale, per creare uno stampo viene depositato il PMMA, e su di esso, successivamente, viene trasferito un disegno desiderato attraverso l'irraggiamento con i raggi X. Dopodiché, attraverso l'elettrodeposizione si ottiene una realizzazione in negativo dello stampo, che viene utilizzato per ottenere la struttura finale.¹⁶

Così, dunque, i vantaggi della tecnologia MEMS sono:

- il costo finale del prodotto relativamente basso, consentendo la produzione in molteplicità,
- un alto livello di miniaturizzazione dimensionale, tale da localizzare tutta la struttura dei sensori all'interno di un singolo chip,
- l'affidabilità e la funzionalità maggiori rispetto a quelle ottenibili nei corrispondenti dispositivi in scala macroscopica.

Di fatti, gli accelerometri MEMS hanno piccole dimensioni ed un range di utilizzo che va da un minimo di $\pm 1,5$ g fino a valori di circa ± 6 g, dove g indica la forza gravitazionale pari a $9,81 \text{ ms}^{-2}$: tale intervallo, il cosiddetto *fondo scala* del sensore, va dimensionato rispetto al fine dell'accelerometro stesso.

Per esempio, per misurare semplicemente le accelerazioni gravitazionali possono andare bene sensori a $\pm 1,5$ g, mentre a ± 2 g per il movimento di un veicolo e almeno ± 6 g, o più, per partenze e/o arresti improvvisi.¹⁷

1.3 ERRORI DI UN ACCELEROMETRO

Un qualsiasi sensore può essere rappresentato (*Fig. 1.10*) con una *black box* di cui si conosce il legame tra l'ingresso x e l'uscita y , descritto dalla *funzione transcaratteristica* $f(\cdot)$ che associa ad ogni valore di x nell'intervallo (x_{min}, x_{max}) , definito *Input Range* IR o *span*, il corrispondente valore di y nell'intervallo (y_{min}, y_{max}) , definito *Output Range* OR o *full scale output*:

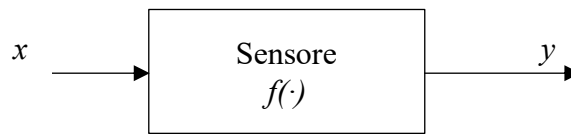


Figura 1.10: Sensore

In un sistema di acquisizione dati, conoscere la funzione transcaratteristica, applicando l'inversa, è basilare per risalire dalle misure di \hat{y} di y ai valori \hat{x} di x :

$$\hat{x} = f^{-1}(\hat{y}) . \quad (14)$$

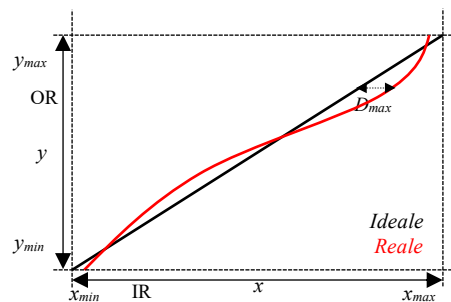


Figura 1.11: Funzione Transcaratteristica ideale e reale

In Fig. 1.11 è rappresentato un esempio di funzione transcaratteristica ideale e reale: la prima ha una forma perfettamente lineare e coinvolge tutti i valori degli intervalli dell'ingresso e dell'uscita, mentre la forma reale può avere una forma non perfettamente lineare e non coinvolgere tutti i valori degli intervalli.

Lo scostamento che esiste tra la funzione ideale e quella reale esprime il *grado di linearità*, o *linearità*, che può essere quantificata attraverso vari metodi, in base alla tipologia del sensore, come per esempio la *percentuale di non linearità NL*, definita come:

$$NL(\%) = \frac{D_{max}}{IR} \cdot 100 , \quad (15)$$

dove D_{max} indica il massimo scostamento sull'asse degli ingressi tra la curva reale e quella ideale, ossia la retta di migliore approssimazione.¹⁸

Dunque, le misure che un sensore fornisce sono caratterizzate da varie tipologie di errori ed è importante andarli ad individuare per compensare la loro influenza perché errori, anche di piccola entità, potrebbero comportare errori nella stima dell'obiettivo finale: innanzitutto gli errori possono

essere distinti in *deterministici*, dovuti ad aspetti costruttivi e legati alla tecnologia e temperatura utilizzate per esempio, e in *stocastici*, legati a processi aleatori.

Gli errori tipici che affliggono i sensori in esame di tale progetto, sensori di natura elettro-meccanica, ossia gli accelerometri, sono vari e di entrambi le classi.

Si ha per esempio il *fattore di scala*, che è una relazione tra l'input e l'output del sensore, influente soprattutto nel caso di brusche accelerazioni.¹⁹

Il *costant bias*, ossia un errore costante di *offset* ε , che si ripercuote su ogni misura effettuata, corrisponde allo scostamento tra la stima ottenuta e il valor vero. Seppur tale errore fosse piccolo, integrato nel tempo, potrebbe portare a conseguenze significative: infatti, nel caso dell'accelerometro, in cui si effettua una doppia integrazione (dall'accelerazione $a(t)$ alla posizione $x(t)$) il valore costante provoca un errore che cresce con il quadrato del tempo t , quindi in maniera non lineare:

$$x(t) = \varepsilon \frac{t^2}{2}. \quad (16)$$

Per stimare questo errore, si effettuano delle prove lunghe, durante le quali il sensore non è sottoposto ad alcuna forza, e si calcola il valor medio; si assume quest'ultimo come l'errore di *offset* e lo si sottrae semplicemente all'output dell'accelerometro per andare a compensare le misure.¹⁹

Per fare ciò, dunque, è necessario considerare la forza di gravità che agisce proprio con valore costante di accelerazione, lungo la direzione perpendicolare al suolo.

Per andare a compensare questi ultimi errori, di tipo deterministici, si effettuano delle operazioni, tipo la taratura iniziale e prove sperimentali, sottoponendo i dati ad appropriati algoritmi di filtraggio del segnale.

In generale, il segnale in uscita dal sensore è fortemente disturbato dalla presenza di *rumore*, che è un segnale indesiderato che il sensore stesso genera al suo interno e che si sovrappone al segnale utile d'uscita, disturbandone la misurazione.¹⁸ Il *rumore bianco* è un disturbo stocastico di natura termomeccanica, modellato attraverso una sequenza di variabili aleatorie, senza alcuna correlazione tra loro, a valor medio nullo e distribuite con varianza σ^2 .

L'uscita di un accelerometro è sempre disturbata dal rumore bianco, il cui effetto si ripercuote poi sulla doppia integrazione come un aumento della deviazione standard che cresce proporzionale a t^2 .¹⁹

Il *rumore flicker*, invece, è dovuto al funzionamento di dispositivi a semiconduttore: gli errori dovuti al *costant bias*, in verità, non sono propriamente costanti, ma caratterizzati da piccole variazioni all'interno di un intervallo temporale (tipicamente 100 ms).

Si manifesta quindi un'instabilità del *bias* in regime di basse frequenze, dovuta ai componenti elettronici dei dispositivi.¹⁹

Gli errori che scaturiscono dal *white* e dal *flicker noise* influenzano in maniera non trascurabile il segnale in uscita e pertanto devono essere adottate delle operazioni di compensazione.

Ci possono essere degli *effetti termici*: variazioni di temperatura infatti possono modificare le misure dei componenti (condensatori/resistenze) tipici dei sensori, che, molto spesso, prevedono attuatori termometrici in grado di leggere e correggere l'influenza.¹⁹

Infine, ci sono anche gli *errori di calibrazione*, ossia quegli errori di non-linearità, errori di allineamento degli assi (per sensori con più di un asse), spesso eliminabili con il processo di calibrazione. A differenza del giroscopio per esempio, nell'accelerometro tali errori possono essere riscontrati anche in situazioni statiche, per via del vettore gravità sempre presente.¹⁹

Un parametro fondamentale in tutti gli accelerometri è la *densità di rumore di tensione*, che nella categoria dei MEMS assume valori che vanno da $500 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ per i più vecchi ai $200 \mu\text{g}/\sqrt{\text{Hz}}$ per i più recenti: il valore efficace del rumore è proporzionale alla radice quadrata della banda di frequenza utilizzata.¹⁷

Al fine di massimizzare le prestazioni del sensore, in questo caso dell'accelerometro, bisogna valutare accuratamente il tipo di errore che, una volta determinato, potrà essere compensato.

1.6 CALIBRAZIONE DI UN ACCELEROMETRO

Per garantire le misure, innanzitutto, è necessario andare a calibrare periodicamente i relativi sensori (accelerometri, giroscopi, IMU, etc.).

Per l'accelerometro triassiale esistono due metodi di calibrazione: si studiano i sensori in laboratorio sottoponendoli al vettore gravità almeno due volte per ogni asse (approccio poco adatto per la maggior parte delle situazioni pratiche) oppure in aggiunta ad altre tipologie di dispositivi, generalmente giroscopi. Quest'ultimo metodo è largamente adoperato nel campo della robotica e dell'aviazione.

In campo medico, un accelerometro triassiale, a lungo termine limitato dalla deriva della sensibilità e dal *bias*, dovrebbe essere calibrato sistematicamente, mantenendo ciascun asse sotto due diversi angoli noti; se il sensore fosse in uso, richiederebbe un'interazione con il paziente, il quale potrebbe riscontrare la calibrazione difficile e scomoda.

Pertanto, per esempio l'Istituto di Ricerca MESA dell'Università di *Twente* ha realizzato una procedura tramite cui è possibile calibrare, in pochi minuti, il sensore in situazioni di utilizzo con il minimo intervento umano, ottenendo errori inferiori del 3 % per la stima di tutti i parametri.²⁰

Un altro esempio di calibrazione dell'accelerometro è quello che fa uso di una piattaforma meccanica (Madgwick, 2010)²¹ oppure di una tecnologia GPS per fornire il posizionamento assoluto per il processo.²²

Per valutare l'accelerometro oggetto di tesi, è stato utilizzato un braccio robotico, ossia un dispositivo motorizzato (*Fig. 1.12*) sviluppato del *Personal Health System Laboratory* dell'Università di Bologna in collaborazione con il Centro Interdisciplinare di Ricerca Industriale CIRI Scienze della Vita e Tecnologie per la Salute (*CIRI SDV*).

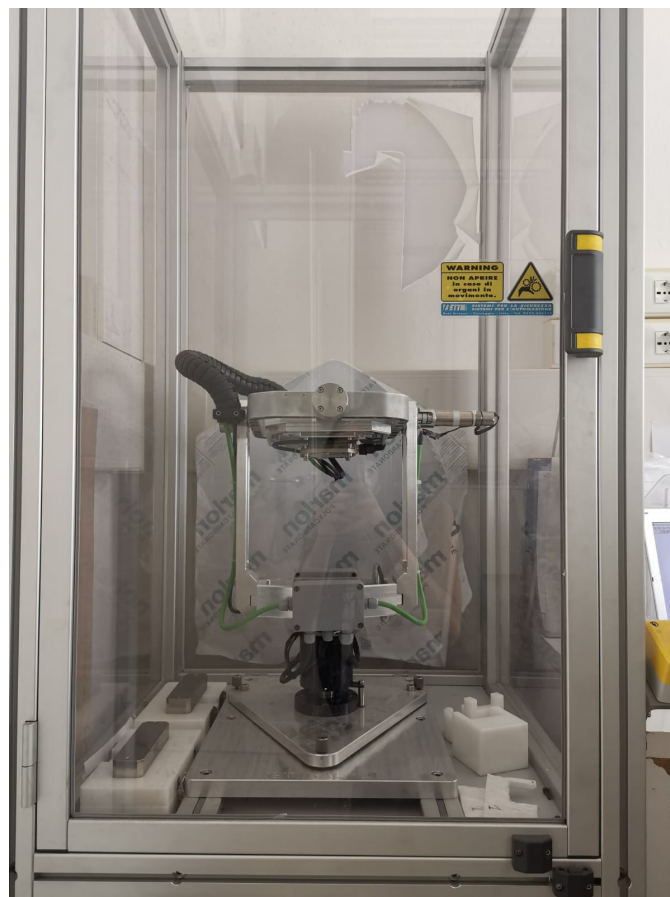


Figura 1.12: Braccio robotico del CIRI Scienze della Vita e Tecnologie per la Salute

Tale apparecchiatura è dotata di un sistema di *gimbal* (giunti cardanici) motorizzati, con 3 gradi di libertà, uno per ogni asse al fine di permettere la stabilità nello spazio, compensando i cambiamenti. Su ogni *gimbal* è presente un motore *brushless* DC e su ogni asse sono posizionati dei riduttori, al fine di rendere la velocità di rotazione adatta all'applicazione, e degli inclinometri, impiegati sia dal

gimbal più interno per raggiungere accuratamente l'angolazione prevista, sia dal *gimbal* più esterno per controllare che l'intero sistema sia allineato al vettore gravità.²³

Il sistema viene utilizzato per la calibrazione di sensori inerziali, in quanto fornisce la precisione del centesimo di grado, e inoltre è accompagnato dal relativo software che consente di calcolare la matrice di calibrazione dell'accelerometro e del giroscopio in termini di offset e guadagno.

1.7 APPLICAZIONI BIOMEDICHE DI UN ACCELEROMETRO

Quando negli anni '50 per la prima volta H. Gage²⁴ propose l'accelerometro per lo studio dell'andatura dell'essere umano, il sensore era ancora costoso, ingombrante, inaffidabile e non adatto alle tecniche di utilizzo ambulatoriale. Con la generazione dei MEMS, tante sono state le loro applicazioni dell'accelerometro in campo medico: riabilitazione (attraverso il *bio-feedback*²⁵, per esempio), misure degli arti inferiori e superiori, lo studio della postura, il cammino o la corsa.

Un focus, su cui molti scienziati si stanno soffermando nell'ultimo periodo, è la caduta del soggetto: essa costituisce un problematico evento soprattutto per gli anziani, causando fratture, lesioni significative, ricovero ospedaliero o persino morte.

I relativi studi vengono effettuati o con i sensori fissati direttamente in punti, fissi o semifissi, strategici del corpo o con sensori integrati direttamente negli smartphone²⁶ e i dispositivi indossabili, sotto forma di accelerometro triassiale, costituiscono il miglior rilevatore della caduta: le tecniche di rilevamento riguardano o metodi basati sulla soglia (*TBM*), in cui viene segnalata una caduta quando i picchi di accelerazione, gli avvallamenti o altre caratteristiche di forma raggiungono soglie predefinite, o metodi di apprendimento automatico (*MLM*), per esempio alberi decisionali, support vector machines, regressione logica, etc.²⁶

Riguardante quest'ultimo aspetto, molto interessante è il recente studio in cui algoritmi MLM imparano da più di 100 cadute del mondo reale raccolte durante il progetto *FARSEEING*.²⁷

Vari inoltre sono gli ambiti delle analisi con l'accelerometro: misure del tronco, degli arti, andatura, movimento, etc.

L'accelerometro viene anche utilizzato in fase diagnostica, per esempio del Morbo di Parkinson (PD): caratterizzare il comportamento posturale dei soggetti, quindi quantificare il tremore, l'accelerazione

e lo spostamento delle oscillazioni risulta vantaggioso.²⁸ Inoltre, sono stati attuati degli studi circa un ottimo alleato, a parità di prestazioni, per i valutatori sanitari in uno dei test clinici più utilizzati per valutare l'equilibrio e la mobilità contemporaneamente, ossia il *Timed Up and Go (TUG)*: si è fatto uso di uno smartphone, che ormai è dotato di un ampio set di sensori, tra cui il nostro in esame.²⁹

CAPITOLO 2

2.1 SISTEMA EMBEDDED³⁰

La terminologia *Sistema Embedded* indica un sistema in grado di gestire e monitorare le funzionalità dell'oggetto in cui esso è integrato. Esso contiene un *hardware* progettato su misura e un *software* (definito *firmware*) per l'esecuzione.

Qualsiasi sistema embedded viene associato alla CPU (*Central Processing Unit*), ovvero all'unità centrale di elaborazione, il cui compito è quello di comunicare con le memorie, cui è collegata mediante delle vere e proprie piste, i *bus di comunicazione*, su cui viaggiano le informazioni:

- la memoria RAM (*Random Access Memory*) o memoria di sistema,
- la memoria ROM (*Read Only Memory*), la memoria in cui viene programmato il firmware.

Inoltre, affinché un sistema *embedded* realizzi al meglio le specifiche funzioni per cui è programmato (*specific purpose*), è necessaria una buona efficienza energetica, un hardware che non sia ingombrante, un software che non occupi molto spazio in memoria e che abbia un basso costo computazionale.

In base alla potenza computazionale necessaria al sistema *embedded*, esso può essere classificato in:

- PLC (*Programmable Logic Controller*): è un dispositivo relativamente semplice, programmato individualmente per eseguire una sola funzione, legato a delle strette condizioni di lavoro e indicato per i sistemi di automazione;
- MCU (*Micro Controller Unit*) o Microcontrollore: ha diversi pin di input e output, i quali consentono un'interfaccia efficace con l'ambiente (infatti molto spesso viene utilizzato per la misura, la lettura di dati), a differenza della CPU ha una frequenza di clock dell'ordine delle decine di *MHz* ed è un chip progettato per essere un dispositivo autonomo e facile da integrare;
- SoC (*System on Chip*): è il prodotto con le maggiori potenze computazionali rispetto ai precedenti, contiene quasi tutti i componenti del sistema necessari e viene incorporato in smartphone, in GPS, etc.

Una delle caratteristiche fondamentali per la tecnologia embedded è il cosiddetto *real-time*, ossia i sistemi devono operare le proprie funzioni in tempistiche stabilite: un sistema real-time deve quindi essere progettato di proposito, con degli specifici tempi di risposta, definiti *deadlines*.

In base all'effettiva necessità delle *deadlines*, si hanno:

- *sistemi hard real-time*, nel caso falliscano nel mancato rispetto di una *deadline*,
- *sistemi soft real-time*, quando non falliscono, ma degradano all'aumentare delle *deadlines* non rispettate,
- *sistemi firm real-time*, quando possono tollerare un numero specifico di tempistiche.

In vista del raggiungimento dello scopo del sistema real-time embedded, il software deve essere progettato ad-hoc, utilizzando uno specifico sistema operativo noto come RTOS, ossia *Real-Time Operating System*, le cui proprietà fondamentali sono l'essere prevedibile e deterministico.³⁰

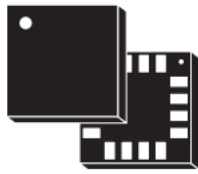
Nel progetto di tesi, il sistema *embedded* è stato realizzato nelle seguenti fasi:

1. Identificazione e definizione dei requisiti di base;
2. Progettazione *hardware*: impostazione delle periferiche esterne e circuiteria;
3. Sviluppo del *firmware* per l'MCU integrato nella scheda.

2.2 PROGETTAZIONE HARDWARE

2.2.1 ACCELEROMETRO LIS344ALH ED EVALUATION BOARD STEVAL-MKI015V1

L'accelerometro MEMS, oggetto di studio del progetto, componente dell'IMU realizzata dall'azienda *MediCon Ingegneria*, è il LIS344ALH (*Fig. 2.1*) della *STMicroelectronics*, appartenente ad una famiglia di prodotti adatti a svariate applicazioni: dispositivi di input per giochi o realtà virtuale, sistemi di antifurto e di navigazione inerziale, elettrodomestici e robotica, terminali mobili, etc...



LGA 16L (4x4x1.5 mm)

Figura 2.1: Sensore LIS344ALH³¹

Esso è un accelerometro lineare triassiale, ultracompatto e a basso consumo di potenza; include un elemento di *sensing* (il rilevatore) e un'interfaccia IC (Fig. 2.2).

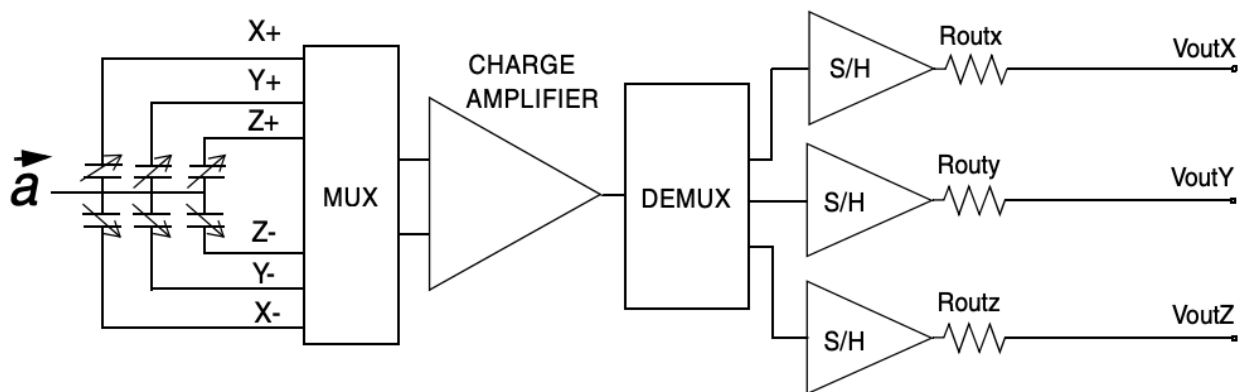


Figura 2.2: Diagramma a blocchi dell'accelerometro LIS344ALH³¹

Il rilevatore, realizzato attraverso un processo della ST dedicato allo sviluppo dei sensori inerziali e agli attuatori in silicio, è capace di “sentire” le accelerazioni del sensore: quando viene applicata un'accelerazione al sensore, la *proof-mass* si sposta dalla sua condizione a riposo, provocando nel semi-ponte capacitivo uno squilibrio, misurato successivamente da un integratore di carica.

Le informazioni rilevate dall'elemento di *sensing* vengono fornite all'interfaccia IC che attua un'elaborazione del segnale: innanzitutto vi è un amplificatore capacitivo a basso rumore che implementa un *correlated double sampling (CDS)*, metodo per misurare valori elettrici, come tensioni o correnti, e di rimuovere l'*offset* e i rumori *flicker* indesiderati.

L'uscita del sensore, dunque, viene misurata due volte: una volta in una condizione nota e una volta in una condizione sconosciuta. Il valore misurato della prima condizione viene sottratto dalla seconda per generare un valore con una relazione nota alla quantità fisica misurata.³

Dopodiché, il segnale viene inviato a tre diversi circuiti *sample and hold (S/H)*, uno per ogni canale, ossia uno per ogni asse, attraverso un *demultiplexer (DEMUX)*.

Un circuito S/H, circuito di campionamento e memorizzazione, ha la funzione di campionare il segnale analogico in ingresso e di mantenerlo costante nell'intervallo di tempo in cui avviene la conversione. Esso opera in due fasi:

- *fase di sample*, o di campionamento, durante la quale la tensione d'uscita è uguale a quella di ingresso;
- *fase di hold*, o di mantenimento, durante la quale la tensione d'uscita rimane costante, quindi uguale al valore della tensione presente all'ingresso nell'istante in cui è applicato il comando di hold al terminale di controllo.

Infatti, si passa dalla prima alla seconda fase mediante l'attivazione di un terminale di controllo.

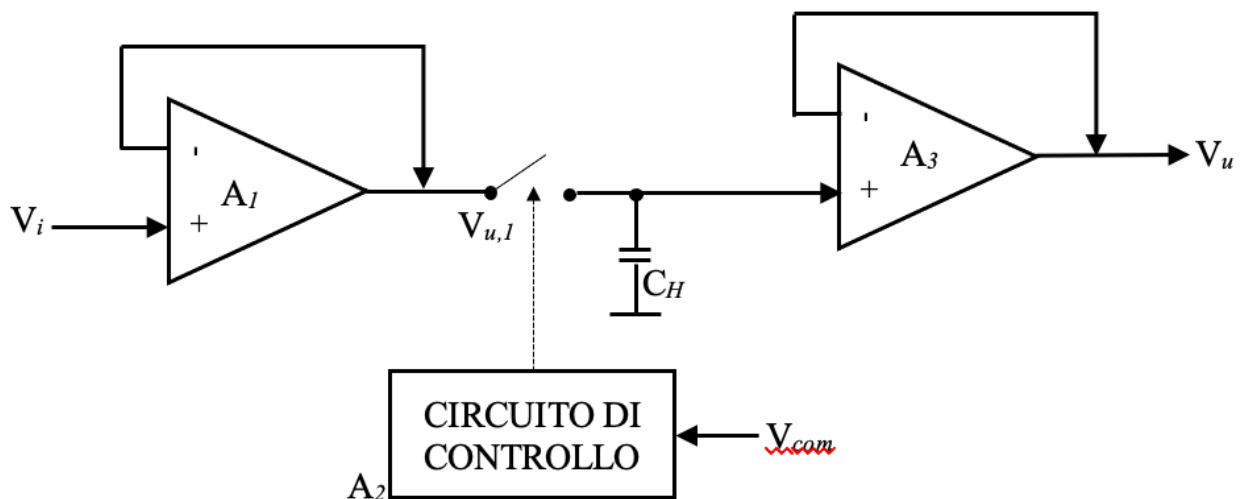


Figura 2.3: Circuito Sample and Hold³

Come è possibile vedere dal circuito di Fig. 2.3, la tensione di ingresso V_i viene applicata da un buffer A_1 , che ha amplificazione unitaria; per cui si ha

$$V_{u,1} = V_i.$$

La funzione del *buffer* è quella di fornire corrente di carica al condensatore C_H : quando l'interruttore è aperto il condensatore, mantiene la tensione esistente prima dell'istante di apertura, quando invece l'interruttore è chiuso, la tensione del condensatore è uguale alla tensione $V_{u,1}$ (quindi alla tensione d'ingresso V_i (fase di sample)). L'apertura/chiusura dello *switch* è gestita da un circuito di controllo A_2 , cui viene applicata una tensione di comando V_{com} .

Infine, si avrà la tensione d'uscita V_u uguale a quella del condensatore, in quanto si ha ancora un buffer A_3 di amplificazione unitaria.

Circa il valore della capacità C_H , è necessario specificare che dovrebbe essere elevata in modo che si scarichi poco durante la seconda fase, ma nello stesso tempo bassa affinché, durante la fase di sample, la carica sia rapida, e quindi sia piccolo il tempo di acquisizione.³

Le uscite dai circuiti sample and hold vengono inviate al mondo esterno in forma analogica: infatti, l'accelerometro LIS344ALH viene classificato come un sensore analogico.

L'intervallo di misura di funzionamento di un accelerometro è definito dal limite inferiore, la *sensibilità*, e dal limite superiore, ossia il *fondo scala*, selezionabile dall'utente in maniera dinamica tra $\pm 2 g$ e di $\pm 6 g$.

Quest'ultimi due parametri del sensore sono inversamente proporzionali: l'aumento di uno pregiudica l'altro, e viceversa.

Inoltre, la sensibilità, l'offset e la tensione d'uscita sono raziometriche rispetto alla tensione di alimentazione, variabile da 2,4 a 3,6 V.³¹

Per valutare l'accelerometro si è utilizzata l'*evaluation board* STEVAL-MKI015V1 della STMicroelectronics (Fig. 2.4), che offre una soluzione efficace per la prototipazione rapida del sistema e che è supportata dalla *mother board* STEVAL-MKI109V2, non più in commercio.



Figura 2.4: Evaluation board STEVAL-MKI015V1³²

2.2.2 BOARD STM3210E-EVAL

Per attuare il ponte tra il sensore ed il PC, si è studiata una via alternativa alla board non più disponibile: l'utilizzo dell'evaluation board STM3210E-EVAL (Fig. 2.5) è risultata la via più adatta.

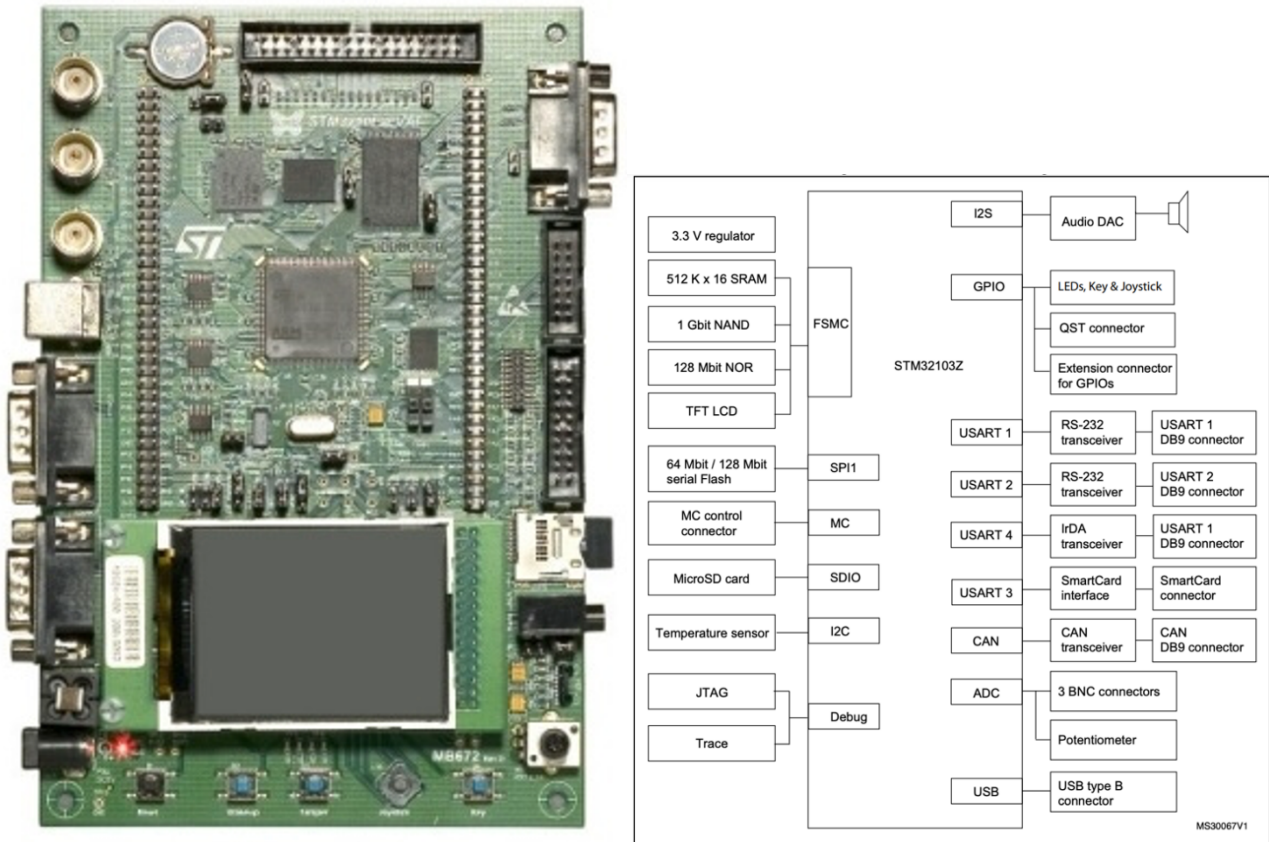


Figura 2.5: Evaluation board STM3210E-EVAL a sinistra e a destra il suo diagramma a blocchi del microcontrollore STM32F103ZGT6³³

La STM32F10E-EVAL dispone del microcontrollore STM32F103ZGT6 basato su *core ARM Cortex-M3*. Il termine *ARM Cortex-M* indica un esempio di architettura di microcontrollori RISC (*Reduced Instruction Set Computing*) a 32-bit sviluppata da *ARM Holdings* e utilizzata in molti sistemi embedded.³⁰

Dal diagramma a blocchi in Fig. 2.5, la STM3210E-EVAL è predisposta per

- connessione USB 2.0 ad alta velocità
- connessione CAN2.0A/B
- due canali I2S
- cinque canali USART con il supporto della smartcard
- tre canali SPI

- tre canali DAC
- un'interfaccia FSMC
- SDIO
- SRMA interna da 96KB
- FLASH da 1MB
- JTAG e SWD per il supporto *debug*.

Tale vasta gamma di funzionalità hardware sulla scheda aiuta a valutare tutte le periferiche (LCD, SPI FLASH, USART, IrDA, USB, audio, CAN bus, smartcard, microDC Card, NOR Flash, NAND Flash, SRAM, sensore di temperatura, DAC audio e controllo motore).

2.2.3 CONNESSIONE TRA LE BOARD

Dalla Fig. 2.6 si può vedere il prodotto finale con il primo layer costituito dall'*evaluation board* STEVAL-MKI015V1, posizionata su una lastra di materiale isolante (la vetroresina), e dall'accelerometro LIS344ALH (collegati mediante la presa standard DIL24) e con il secondo relativo alla scheda madre STM3210E-EVAL: è stata necessaria la saldatura dei *jumper*, ossia dei fili elettrici ai pin corrispondenti alla connessione.

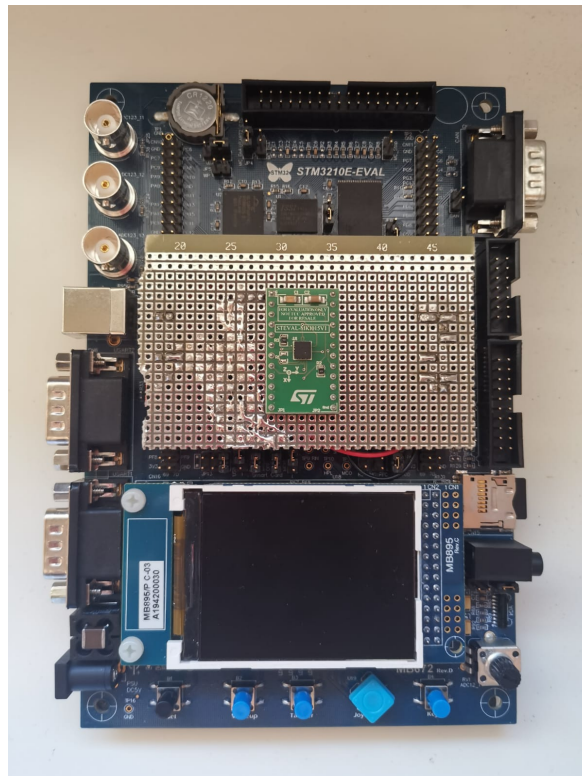


Figura 2.6: STEVAL-MKI015V1 collegata a STM3210E-EVAL

2.3 SVILUPPO FIRMWARE

Come già detto, l'interazione hardware-software viene eseguita scrivendo e leggendo i registri. Nell'elettronica digitale i registri sono strutture speciali che memorizzano bit di informazione in modo tale che i sistemi possano scrivere o leggere tutti i bit contemporaneamente. Tuttavia, i registri non vengono utilizzati solo come memorie *buffer*, potrebbero essere utilizzati per effettuare report di stato (cambiando il loro valore se si è verificato un determinato evento), come input/output o per configurare determinate funzionalità.

La lunghezza dei registri spesso è la stessa della lunghezza della parola dell'architettura, ma potrebbe anche essere molto più piccola. Quindi, ogni bit del registro rappresenta una certa configurazione.

Per sviluppare con STM32 ci sono molti strumenti e librerie: la soluzione adottata in tale progetto è stata STM32Cube, che è una libreria embedded ufficiale, incorporata e sviluppata dalla STMicroelectronics e che contiene *demo* pronte all'uso, un HAL (*Hardware Abstraction Layer*), librerie, middleware.

La STMicroelectronics fornisce un configuratore grafico, denominato STM32CubeMX, molto utile per configurare l'MCU e con cui si crea un progetto di codice iniziale.

Nonostante venga anche corredato STM32CubeIDE, l'ambiente di sviluppo utilizzato per codificare il software è stato μ Vision di Keil MDK.

L'IDE (*Integrated Development Enviroment*) è un software che, in fase di programmazione, supporta i programmatori nello sviluppo del codice sorgente di un programma e che quindi mira a semplificarne il processo, segnalando errori di sintassi, assistendo ai contenuti con completamento automatico, operando la fase di *debug*.

Una volta eseguito la stesura del programma in linguaggio di alto livello (in questo caso il C), il programma viene compilato, tramite un compilatore, e dunque convertito in linguaggio di basso livello. Nella maggior parte dei casi, la complessità delle funzioni di un programma richiede la suddivisione in sottoprogrammi, moduli funzionali, la cui associazione agli indirizzi definitivi viene effettuata attraverso un *linker*, che genera il codice macchina definitivo in un formato opportuno per poter essere trasferito nella memoria del microcontrollore ed eseguito.

La fase di *debug* consiste nel far eseguire il software in condizioni quanto più simili a quelle reali di funzionamento, verificando in tempo reale che il suo comportamento ad ogni evento prevedibile sia conforme alle specifiche del progetto, impostate all'inizio.

Nel caso di errori o anomali, il *software* viene corretto, si genera un nuovo codice eseguibile da trasferire in memoria per essere nuovamente verificato. Questo è un processo che continua iterativamente, finché il programma non venga completamente collaudato.

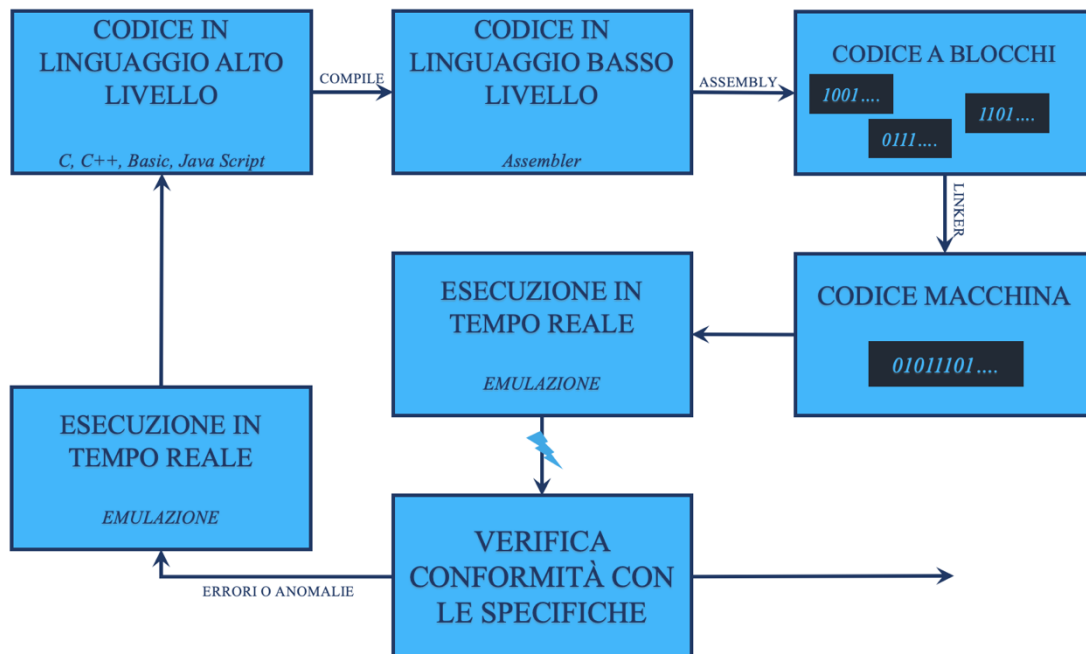


Figura 2.7: Schema a blocchi della programmazione di un microcontrollore

Per poter effettuare la fase di debug e flashare il firmware sull'STM32 è stata utilizzata una sonda *J-link BASE* (Fig. 2.8) della *Segger Microcontroller Systems*, collegante l'*host* (il PC) e un bus di comunicazione standard della master (Fig. 2.9): in questo caso il JTAG.



Figura 2.8: J-link BASE della Segger Microcontroller Systems

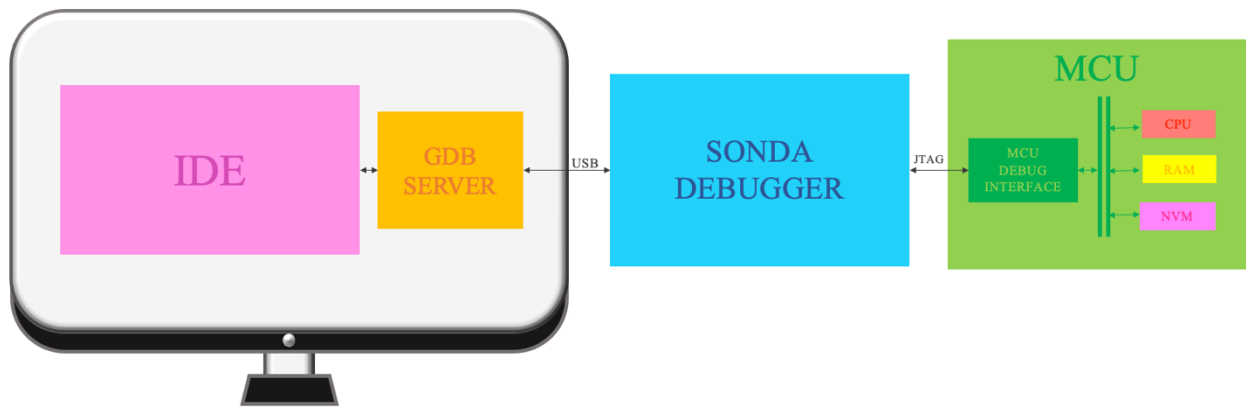


Figura 2.9: Schema a blocchi della catena di debugger

Il JTAG, nonostante non rientri tra i dispositivi I/O, è uno strumento fondamentale per lo sviluppo di dispositivi embedded ed è adattato universalmente per il *testing* e la *validation* sia hardware sia *software*.

Fino agli anni '80, la tecnica *bed of nails* eseguiva test sui chip mediante pin e *test-point*, ma non più praticabile sui circuiti integrati sviluppati, in quanto più complessi, avanzati ed articolati.

Venne avanzata nel 1985 dal consorzio di azienda americane ed europee, denominato *Joint Test Action Group* (JTAG), la tecnica *Boundary Scan*, ormai sinonimo di JTAG.

In sostanza, il JTAG consiste in una linea di celle interconnesse, inserita all'interno della logica I/O del chip. Tali celle, in modalità non operante rimangono non operativa, lasciando transitare liberamente i segnali di input e output. Quando, invece, viene abilitata la funzione del JTAG, le celle raccolgono le informazioni sullo stato complessivo dei registri e della memoria, controllando quanto eseguito sull'elaboratore.³⁰

Tutto questo è sfruttato nel progetto mediante il connettore JTAG a 5 pin presente nella scheda STM3210E-EVAL.

Il *debugger*, interagendo con le memorie dell'MCU ed i registri della CPU, permette di avere pieno controllo sull'esecuzione del codice (fase di debug, configurata all'interno dell'IDE):

- interrompendola in qualsiasi momento o quando il *Program Counter* raggiunge un determinato indirizzo, il cosiddetto *breakpoint* impostato dall'utente, oppure quando un determinato indirizzo di memoria cambia il suo valore (*watchpoint*);
- eseguendo un'istruzione del codice alla volta e le funzionalità di *read/write* delle variabili statiche ed automatiche e dei registri mappati in memoria (le periferiche MCU per esempio);
- modificando il contenuto dei registri della CPU.

A differenza di un programma per il *Personal Computer*, che ha un inizio ed una fine, quello per un microcontrollore non ha un vero e proprio termine, perché quest'ultimo viene utilizzato semplicemente in un dispositivo che viene acceso e poi spento: con la modalità ON, si ha la condizione di RESET e con la modalità OFF, il microcontrollore smette di funzionare.

Il programma per il microcontrollore (*Fig. 2.10*) si compone di due fasi:

1. INIZIALIZZAZIONE: essa parte subito dopo il RESET del microcontrollore ed è suddivisa a sua volta da tre categorie:

- INIZIALIZZAZIONE DEL SISTEMA

Dopo il RESET, i microcontrollori si trovano in uno stato iniziale che, molte volte, deve essere adattato all'applicazione. I moderni sono abbastanza complessi e non è raro aver bisogno di chiamare funzionalità, settare bits per impostare il clock del sistema o il clock delle periferiche o attivare il *prefetch* delle istruzioni e le *interrupts*. Alcuni microcontrollori hanno queste configurazioni in alcuni registri nella memoria FLASH, che vengono programmati durante lo scorrimento del programma.

In alcuni casi, quando è sufficiente il RESET, l'inizializzazione del sistema si può anche omettere.

Durante questa fase, nell'STM32 si configura il clock per le periferiche.

- INIZIALIZZAZIONE DEGLI INGRESSI E DELLE USCITE

I microcontrollori comunicano in qualche modo con il mondo esterno attraverso dispositivi collegati ai relativi pin di I/O.

Per essere sicuri che un dispositivo sia disattivato all'accensione e che venga abilitato solo quando lo deciderà il microcontrollore, nella fase di inizializzazione di I/O si vanno ad impostare quei pin di ingresso di *chip select* o di *enable*.

- INIZIALIZZAZIONE DELLE PERIFERICHE

Ogni microcontrollore ha la funzione di utilizzare librerie e registri necessari per far operare le periferiche collegate, che sono tutte disabilite al RESET e quindi non funzionanti: la configurazione del clock in fase di inizializzazione del sistema serve proprio per non far sì che le periferiche, anche se abilitate, non funzionino.

2. ESECUZIONE DEL COMPITO: se il microcontrollore deve eseguire di continuo un programma, si utilizza la sezione del *while* del codice, altrimenti si inserisce il compito da eseguire una volta sola dopo le inizializzazioni e prima del ciclo infinito.³⁰



Figura 2.10: Diagramma a blocchi del firmware da implementare sul microcontrollore

2.3.1 PERIFERICHE UTILIZZATE

Nell'evaluation board STM3210E-EVAL sono stati collegati l'accelerometro LIS344ALH (oggetto di studio) e un cavo per leggere i valori di quest'ultimo sul terminale dal PC.

Poiché l'accelerometro è analogico, è stato necessario implementare nel firmware l'ADC e per leggere i relativi dati convertiti sul PC si è fatto uso del protocollo USART. Inoltre, un'altra periferica utilizzata ed inizializzata è quella relativa al GPIO.

2.3.1.1 GPIO

Con il termine GPIO (*General Purpose Input/Output*) si intende la rappresentazione dei pin e dei segnali digitali che transitano su di essi.

Ogni microcontrollore ha un determinato numero di pin I/O, organizzati in gruppi di 16 elementi numerati da 0 a 15 e ogni gruppo costituisce una porta ed è identificato da una lettera: dunque, si hanno GPIOA, GPIOB, GPIOC, etc. Tutti pin vengono identificati dalla lettera P, l'identificatore della porta (A, B, C, ...) e il numero corrispondente: PA1, PC4, PF7, PG8, ...

I pin non sono mappati 1:1: ciò fa sì che, nonostante ogni porta abbia 16 pin a disposizione, il microcontrollore non ha esattamente a disposizione il numero massimo di pin: per esempio, se un pin venisse utilizzato dalla porta A, non potrebbe essere considerato per altre porte.

Ogni porta dispone di numerosi registri a 32 bit, alcuni dei quali dedicati alle configurazioni:

- MODE REGISTER (GPIOx_MODER : 0x00)
- SPEED REGISTER (GPIOx_OSPEEDR : 0x08)
- TYPE REGISTER (GPIOx_OTYPER : 0x04)
- PULL REGISTER (GPIOx_PUPDR : 0x0C)

Agendo su tali registri, è possibile configurare indipendentemente ogni pin, modificandone rispettivamente la *modalità*, la *velocità di uscita*, il *tipo di uscita* e la *resistenza di pull up/down*.³⁴

Nella Fig. 2.11 è rappresentato lo schema di un pin generico:

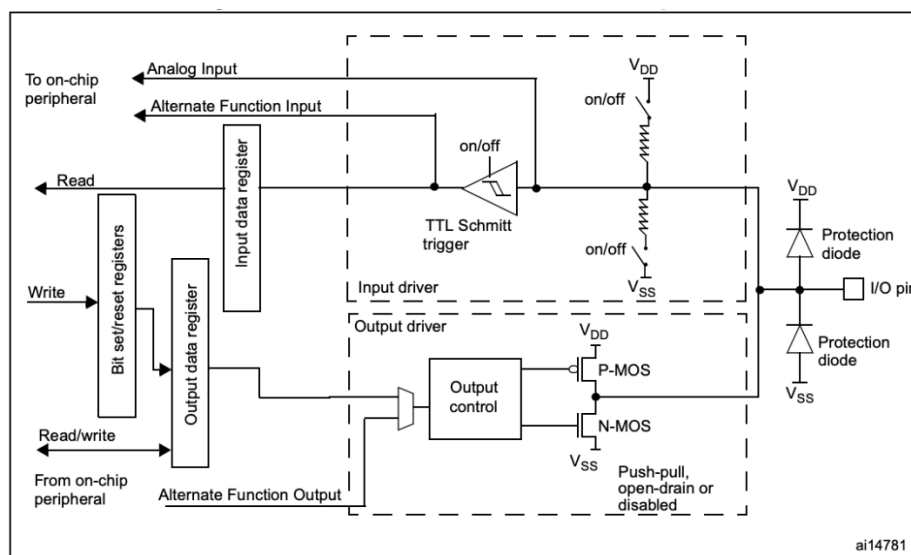


Figura 2.11: Schema di un pin generico³⁴

Le varie modalità configurabili per un GPIO sono la modalità di ingresso, di uscita, analogica o alternata.

Dal momento che l'accelerometro LIS344ALH è analogico, le sue tre uscite sono state portate a dei GPIO configurati poi come analogici. Mentre sono stati configurati GPIO di uscita quei pin utilizzati per segnalare che il microcontrollore fosse pronto a funzionare (con il lampeggiare di uno dei LED, di cui la scheda dispone) o che stesse registrando i dati dall'accelerometro ad una data frequenza (100 Hz segnalato con il LED, 200 Hz segnalato con il LED).

Infine, il pin relativo al fondo scala da impostare all'accelerometro ($\pm 2 g$) è stato configurato come GPIO di ingresso.

2.3.1.2 ADC

L'ADC (*Analog to Digit Converter*) è stato utilizzato in tale progetto per trasformare le informazioni analogiche dell'accelerometro in dati binari, dunque i segnali analogici, che possono assumere infiniti valori tra due limiti prefissati, vengono convertiti in segnali digitali, caratterizzati da un numero finito di valori e interpretabili poi direttamente dal microcontrollore.

Pertanto, il dato analogico subisce innanzitutto un'operazione di *quantizzazione*: essa consiste nel sostituire una grandezza analogica, che può variare con continuità, con una grandezza quantizzata, che può assumere solo una serie discreta di valori.

L'ADC dell'STM32 è a 12 bit, dunque nel nostro caso l'ingresso analogico dell'accelerometro, che ha un intervallo di variabilità tra la massa e il valore massimo positivo noto come *intervallo di tensione di fondo scala* (FS),

$$FS = V_{Input,Max} - V_{Input,Min} , \quad (17)$$

viene convertito in una parola a 12 bit e così sono possibili $2^{12} = 4096$ valori discreti. L'intervallo 0 : FS viene pertanto suddiviso in 2^{12} parti, ciascuna di ampiezza:

$$Q = \frac{FS}{2^{12}} , \quad (18)$$

dove Q è definito *quanto*.

Ai valori discreti $0FS/4096, 1FS/4096, 2FS/4096, \dots, (4096 - 1)FS/4096$ dell'ingresso analogico si fanno corrispondere rispettivamente i valori $\dots000, \dots001, \dots010, \dots, 111\dots$ dell'uscita digitale. Si individuano successivamente degli intervalli di larghezza Q , centrati attorno ai valori discreti suddetti

(da $0FS/4096$ a $(4096 - 1)FS/4096$); quando la grandezza analogica assume un valore all'interno di un determinato intervallo, ad essa viene attribuito il medesimo valore digitale che corrisponde al valor medio dell'intervallo stesso. Dato che il primo intervallo di quantizzazione è largo $Q/2$, il valore massimo dell'ingresso analogico che viene codificato non vale FS , tensione di fondo scala, ma

$$FS - \frac{Q}{2}.$$

Il quanto Q , inoltre, corrisponde allo stesso valore della *risoluzione* di un convertitore, che corrisponde alla minima variazione dell'ingresso analogico che comporta, per qualsiasi valore dell'ingresso stesso, una variazione dell'uscita digitale.

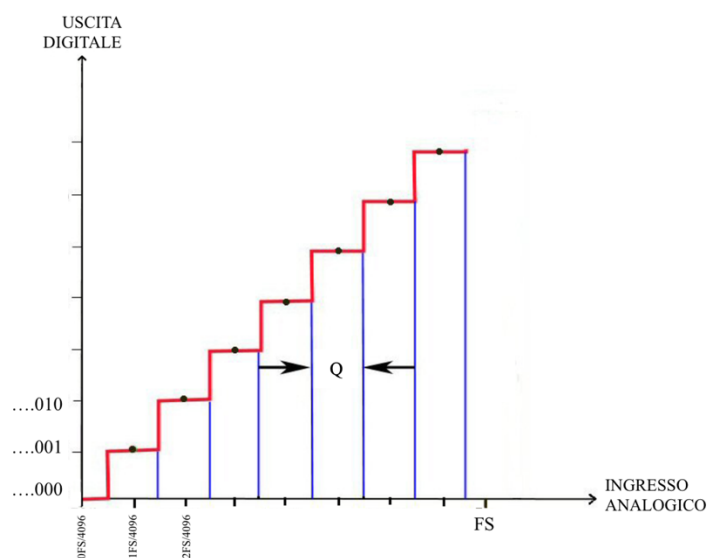


Figura 2.12: Quantizzazione e codifica di una grandezza analogica con ADC a 12 bit

Nel processo di quantizzazione è implicita l'introduzione di un errore, detto *errore di quantizzazione* e ; questo perché gli infiniti valori della grandezza analogica, compresi nell'intervallo di quantizzazione, sono sostituiti dal valore centrale del valore stesso.

La scelta dei valori quantizzati e degli intervalli consente di ridurre l'errore massimo al valore $\pm Q/2$:

$$e = \pm \frac{Q}{2}. \quad (19)$$

L'errore rimane costante per tutti gli intervalli in cui è suddiviso il campo di variazione della grandezza analogica; l'*errore relativo*, cioè il rapporto fra l'errore di quantizzazione ed il valore del segnale analogico, aumenta; perciò, al diminuire del segnale di ingresso, considerando l'errore di quantizzazione come un rumore, il rapporto segnale/rumore diminuisce.

Quando si vuole superare questo inconveniente, si ricorre alla *quantizzazione non uniforme*: il quanto non viene più preso di valore costante, ma viene progressivamente ridotto al diminuire del segnale analogico. Ciò si ottiene, per esempio, applicando il segnale analogico ad un amplificatore

logaritmico, prima della conversione: l'amplificazione risulta maggiore ai livelli più bassi del segnale, il che equivale a ridurre l'influenza dell'errore di quantizzazione in corrispondenza dei valori più bassi del segnale analogico.³

L'ADC campiona il segnale in ogni istante. Solitamente il tempo trascorso tra due campioni rimane costante nel tempo e viene definito *Sampling Time*, oppure considerando il suo reciproco si ha una frequenza denominata *Sampling Rate*.

In Fig. 2.13 è rappresentato il diagramma a blocchi della periferica ADC dell'STM32:

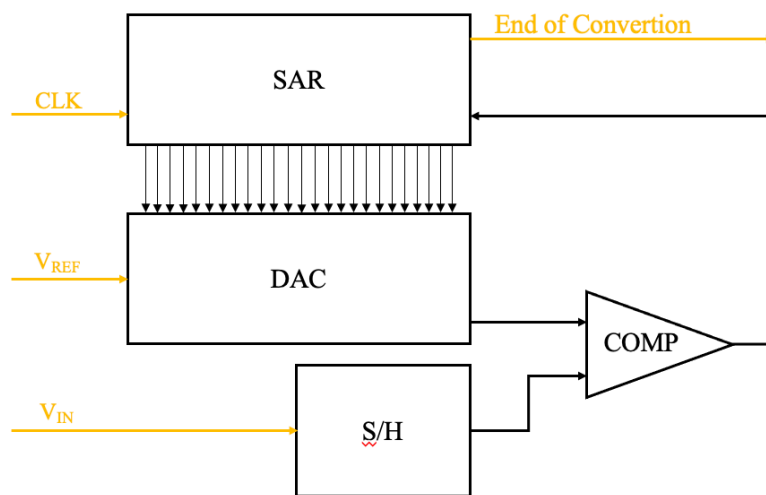


Figura 2.13: Diagramma a blocchi dell'ADC

Essa si compone di:

- un *circuito Sample/Hold*, che campiona la tensione di un ingresso e la mantiene invariata fino alla fine conversione, richiedendo un certo tempo di campionamento espresso in cicli di clock;
- un DAC (*Digital to Analog Converter*), il cui scopo è convertire il codice binario in una tensione;
- un *comparatore*, che confronta i suoi ingressi relativi ai due componenti precedenti: studia se l'uscita del DAC è maggiore o minore dell'uscita S/H;
- un SAR (*Successive Approximation Register*), che fornisce un codice binario approssimato al DAC e, quando termina la procedura, l'output della conversione.³⁵

Quindi, tale progetto ha adoperato un ADC ad approssimazione successive a 12 bit. La modalità scelta per operare è stata la *single-ended*: la conversione avviene rispetto ad una tensione di

riferimento fissata una volta in fase di configurazione. Mentre l'altra modalità disponibile, la modalità *differenziale*, prevede la conversione differenziando due tensioni poste in ingresso al convertitore. Inoltre, è stata abilitata la modalità della *conversione continua*: l'ADC avvia una nuova conversione non appena ne termina una.

2.3.1.3 USART

Impostate le periferiche GPIO e ADC, rispettivamente per abilitare i pin e per attivare il convertitore delle uscite analogiche dell'accelerometro, si è impostata la periferica circa il protocollo USART (*Universal Synchronous/Asynchronous Receiver Transmitter*) per la comunicazione seriale con il PC mediante un *hyperterminal* e poter salvare i dati delle accelerazioni lette dai tre assi.

La comunicazione seriale in modalità asincrona è uno dei metodi più semplici e più utilizzati per scambiare dati da un microcontrollore e altri dispositivi.

Agli albori dell'informatica, lo scambio di dati tra computer avveniva in *modalità parallela*: in tale tipologia di comunicazione, ogni bit viene trasmesso su una linea dedicata, richiedendo un'altra linea per eseguire l'operazione. La modalità parallela è affidabile e veloce, ma abbastanza poco pratica in quanto il numero di fili necessari per effettuare la trasmissione è quasi proporzionale alla dimensione della parola.

Al giorno d'oggi, quasi tutte le comunicazioni sono di tipo *seriale*: i bit vengono trasmessi sequenzialmente su un'unica linea di *bus*.

I protocolli seriali possono essere divisi in due classi:

- *Seriale Sincrona*, quando un segnale di clock è generato da una delle interfacce dell'*endpoint* (denominata *Master*) e fornito agli altri (gli *Slaves*) tramite una specifica linea di clock: esempi di questo tipo sono per esempio i protocolli SPI (*Serial Peripheral Interface*), I2C (*Inter Integrated Circuit*) o USB (*Universal Serial Bus*);
- *Seriale Asincrona*, quando non esiste un segnale di clock comune, ma la sincronizzazione viene eseguita inviando bit aggiuntivi sulla linea dati e il *baud rate* è noto a tutte le parti.

Inoltre, dal punto di vista della comunicazione, i protocolli possono essere suddivisi in tre tipologie:

- *Simplex Communication*, quando è unidirezionale,
- *Half-duplex Communication*, quando è bidirezionale su unico filo, dando la possibilità di inviare e ricevere i dati contemporaneamente,
- *Full-duplex Communication*, quando è bidirezionale su due fili separati.³⁶

La STM3210E-EVAL dispone di cinque canali, di cui ne è bastato uno solo. Esso è stato impostato con una velocità di trasmissione di *460800 bps*. Si è utilizzata la modalità asincrona semplice, poiché non è stato necessario dover ricevere da parte del microcontrollore dati.

CAPITOLO 3

3.1 PROTOCOLLO DI ACQUISIZIONI

L'IMU dell'azienda è una piattaforma dual-core, dispone di due microcontrollori (Fig. 3.1): *NXP Kinetis K22*, per acquisire ed elaborare i dati dai sensori, e dal *NXP Kinetis KW41*, che è utilizzato per la trasmissione dei dati per mezzo di un'antenna integrata nell'IMU, la quale comunica con un'unità *gateway* wireless collegata al PC.²

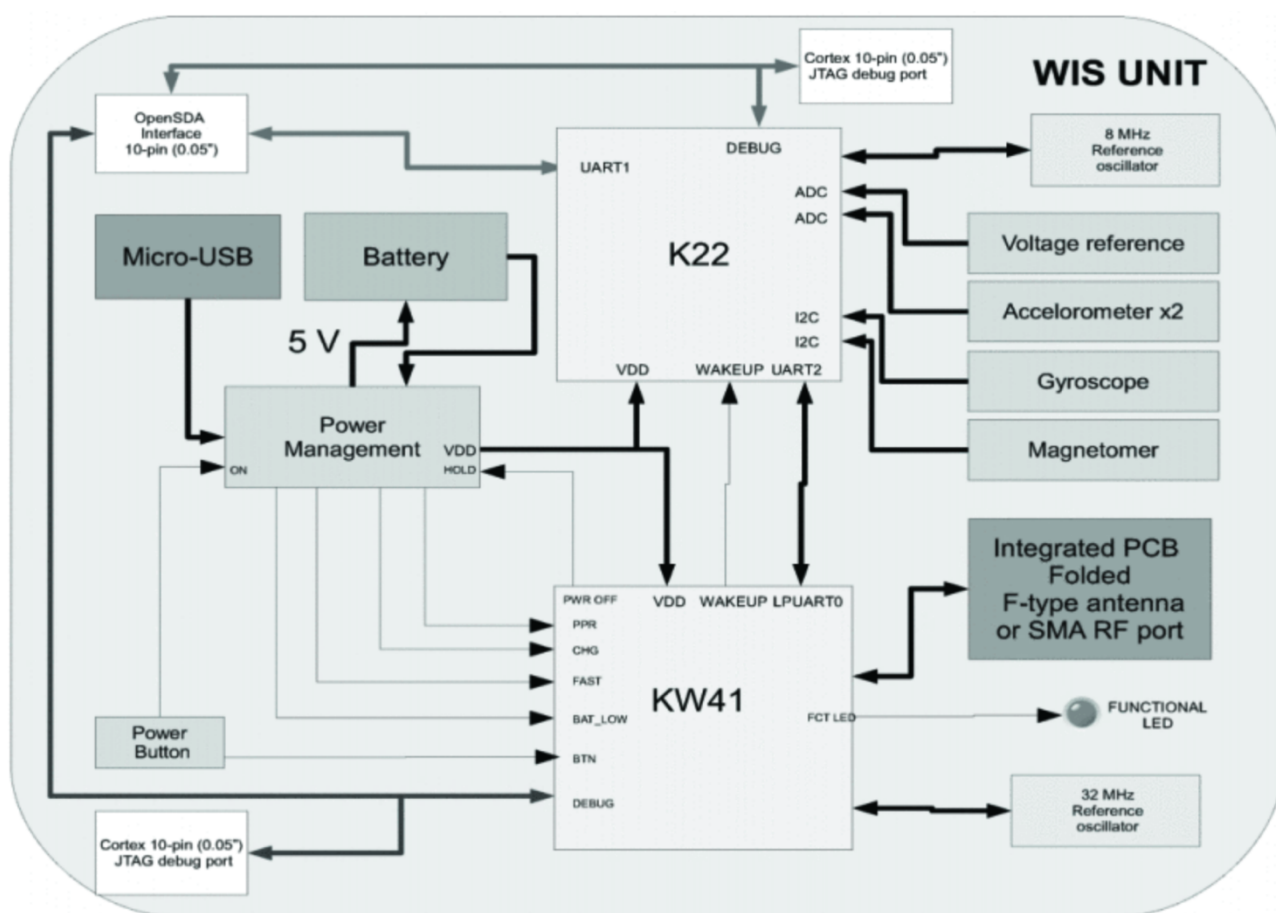


Figura 3.1: Schema a blocchi dell'unità IMU²

Tale rete consente al soggetto, che indossa il sensore, ampia libertà di movimento (Fig. 3.2).

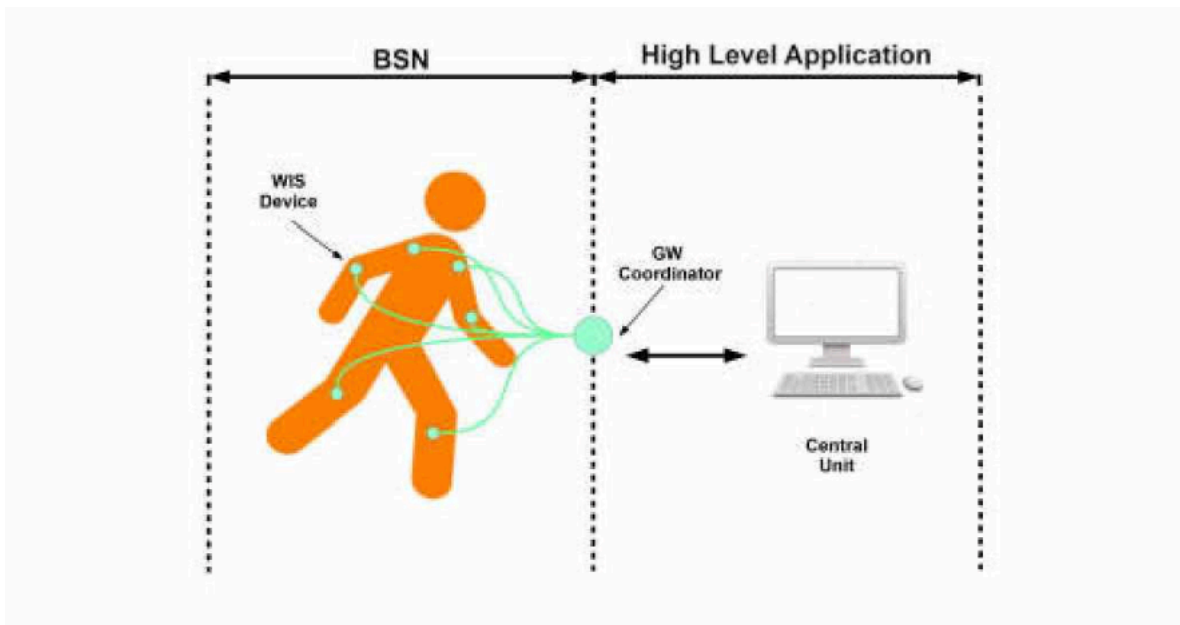


Figure 3.2: Più dispositivi WIS comunicano i dati acquisiti tramite GW²

Nel progetto di tesi sono state caratterizzate le seguenti non-idealità riscontrate sull'accelerometro analogico LIS344ALH utilizzato nell'IMU, messa a disposizione dall'azienda MediCon Ingegneria s.r.l.:

- IN CONDIZIONI STATICHE:

lasciando il sensore fermo, sul lungo termine si ha una *deriva* della lettura sugli assi con inevitabili

- IN CONDIZIONI DINAMICHE:

al termine di un movimento del sensore, si ha un assestamento molto lungo nel tornare a regime: è il fenomeno della *sovraelongazione*.

Le non idealità sopra citate, riflettendosi sugli algoritmi di sensor fusion, hanno inevitabilmente un impatto negativo sulla precisione dell'IMU di cui l'accelerometro fa parte. Per isolare l'accelerometro dal sensor fusion, il componente è stato studiato utilizzando l'evaluation board STM3210E-EVAL. Una volta implementato il firmware sul microcontrollore della scheda, si è impostato un set-up di acquisizioni da effettuare su entrambe le schede:

- *Sessioni brevi* (3 min) per caratterizzare il fenomeno di sovraelongazione,
- *Sessioni lunghe* (15 min) per caratterizzare il fenomeno di deriva.

Le acquisizioni sia dall'IMU, sia dall'evaluation board programmata, sono state effettuate rispettando le caratteristiche ottimali di lavoro (temperatura a 25 °C, umidità massimo al 50 %, tensione di alimentazione V_{DD} a 3,3 V) dell'accelerometro.

Dopo un primo movimento, l'accelerometro è stato mantenuto stazionario alternativamente nelle 6 posizioni, raffigurate in Fig. 3.3, affinché si leggesse $\pm 1 g$ su un asse e $0 g$ sugli altri due.

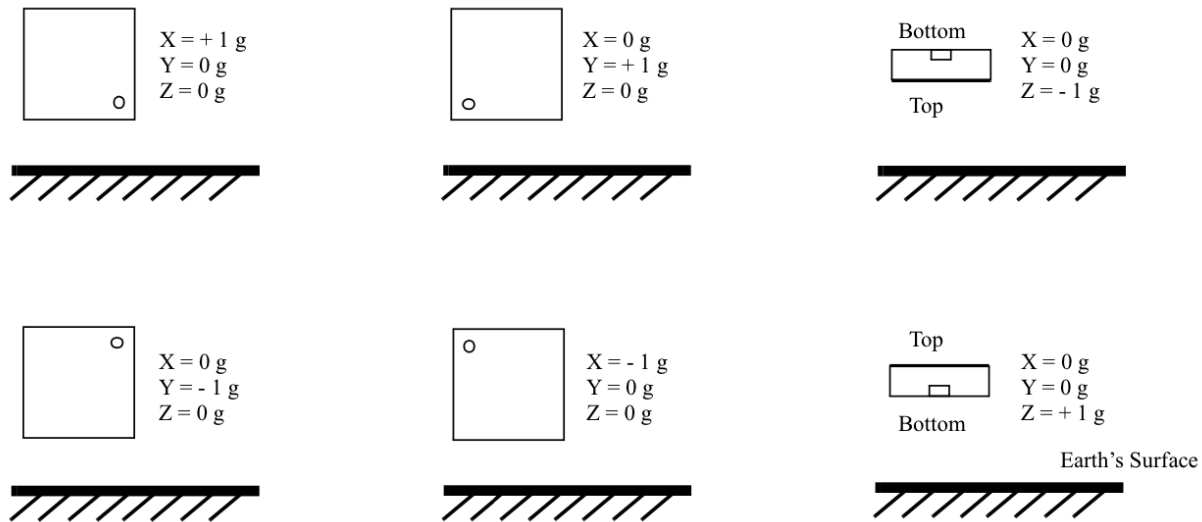


Figura 3.3: Le 6 posizioni delle acquisizioni

Sono state eseguite almeno tre acquisizioni per ciascuna posizione e per ciascuna sessione. Inoltre, dal momento che il microcontrollore è stato programmato con la possibilità di operare con due frequenze selezionabili, 100 Hz e 200 Hz, sono state effettuate delle prove ad entrambe.

Sono state acquisite un totale di 90 tracce dall'accelerometro.

Nel Dipartimento dell'Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione "Guglielmo Marconi" (DEI) di Bologna è presente il braccio robotico descritto nel Capitolo 1.

Tale strumento per la caratterizzazione e la calibrazione dell'IMU sia in statica, sia in dinamica è stato utilizzato in maniera per lo più compartiva sia per l'IMU, sia per l'evaluation board sviluppata; è stato configurato un test statico a sei facce: di volta in volta, ciascun asse sensibile dell'accelerometro è stato allineato con il vettore gravità e sono stati acquisiti i dati.

3.2 ALGORITMI DI RICOSTRUZIONE DATI

MatLab (*Matrix Laboratory*) è un linguaggio di programmazione e un ambiente di calcolo numerico sviluppato da *MathWorks*. Consente manipolazioni di matrici, tracciamento di funzioni e dati, implementazioni di algoritmi, creazioni di interfacce utente, etc. Attraverso tale programma sono stati analizzati i dati delle acquisizioni.

I dati provenienti dall'IMU sono stati salvati in un file *.csv* ed erano dati binari, distinti in MLB (*Most Significant Bit*) e LSB (*Least Significant Bit*): tramite MatLab si è creato un algoritmo per trasformare i numeri binari nelle accelerazioni proporzionali al vettore gravitazionale *g*. Mentre i dati uscenti dalla seriale dell'evaluation board sono stati salvati in un file *.log* e trasformati nelle relative accelerazioni gravitazionali, usando le caratteristiche impostate per l'accelerometro LIS344ALH (sensibilità, livello 0g, tensione di alimentazione, fondo scala, etc.).

3.3 ESEMPI DI ACQUISIZIONI

Le seguenti immagine sono degli esempi di acquisizioni graficate, distinguendo i tre assi:

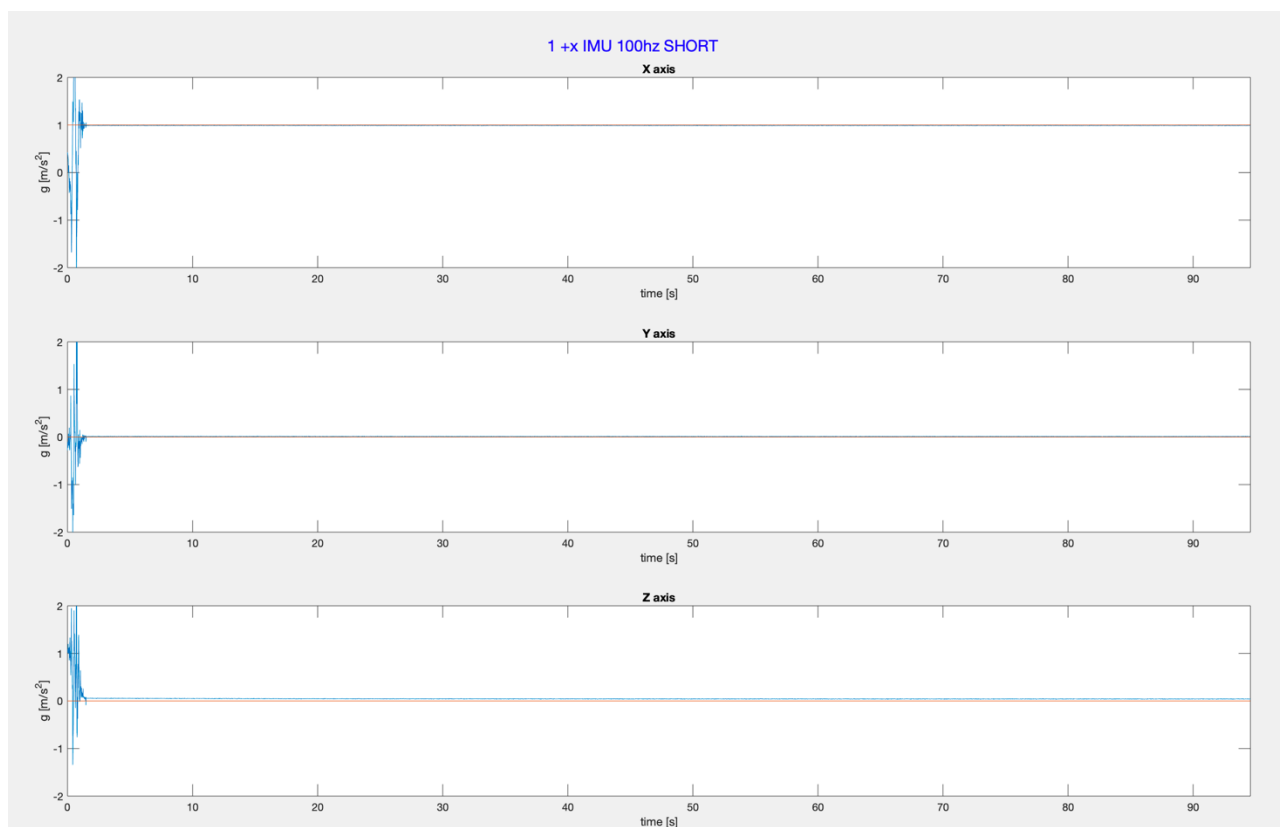


Figura 3.4: Acquisizione corta a 100 Hz dell'IMU con l'asse *x* dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

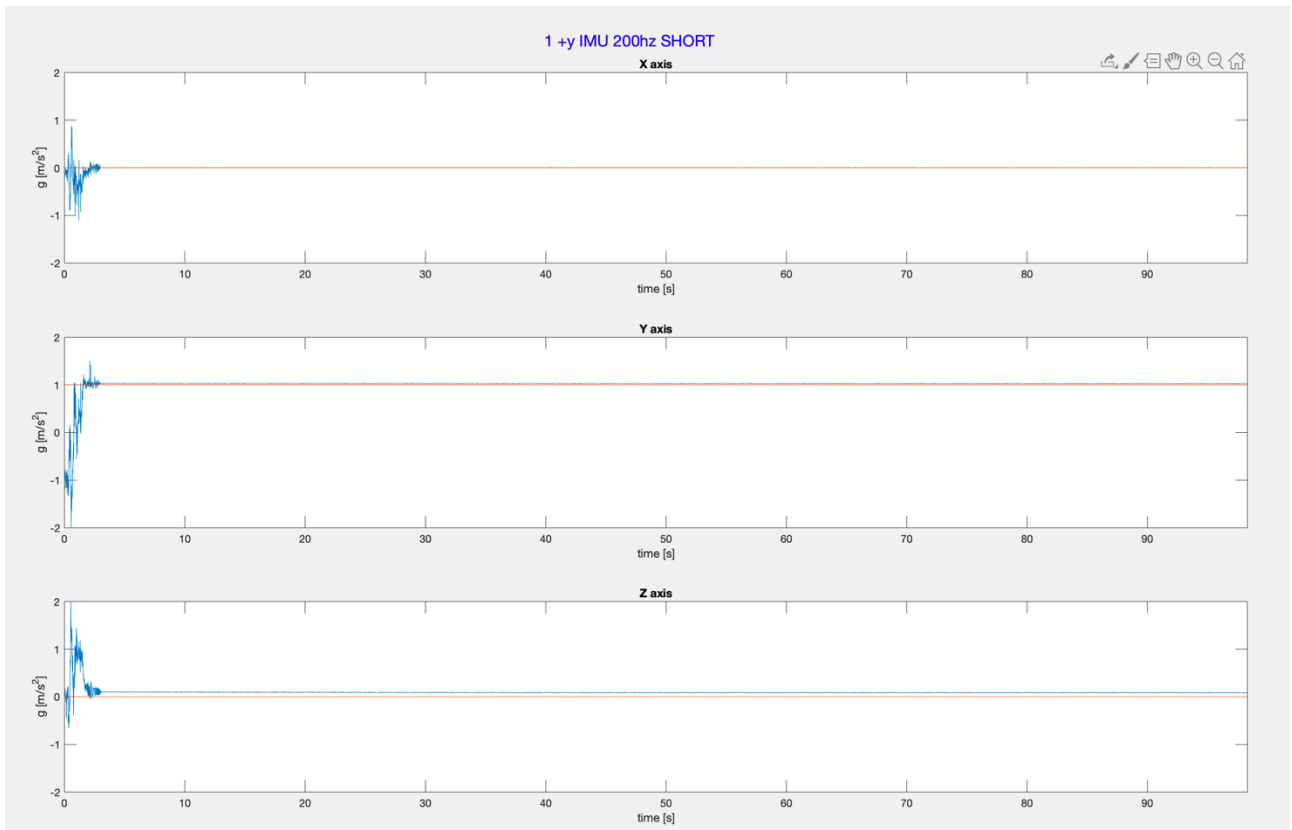


Figura 3.5: Acquisizione corta a 200 Hz dell'IMU con l'asse y dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)



Figura 3.6: Acquisizione corta a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

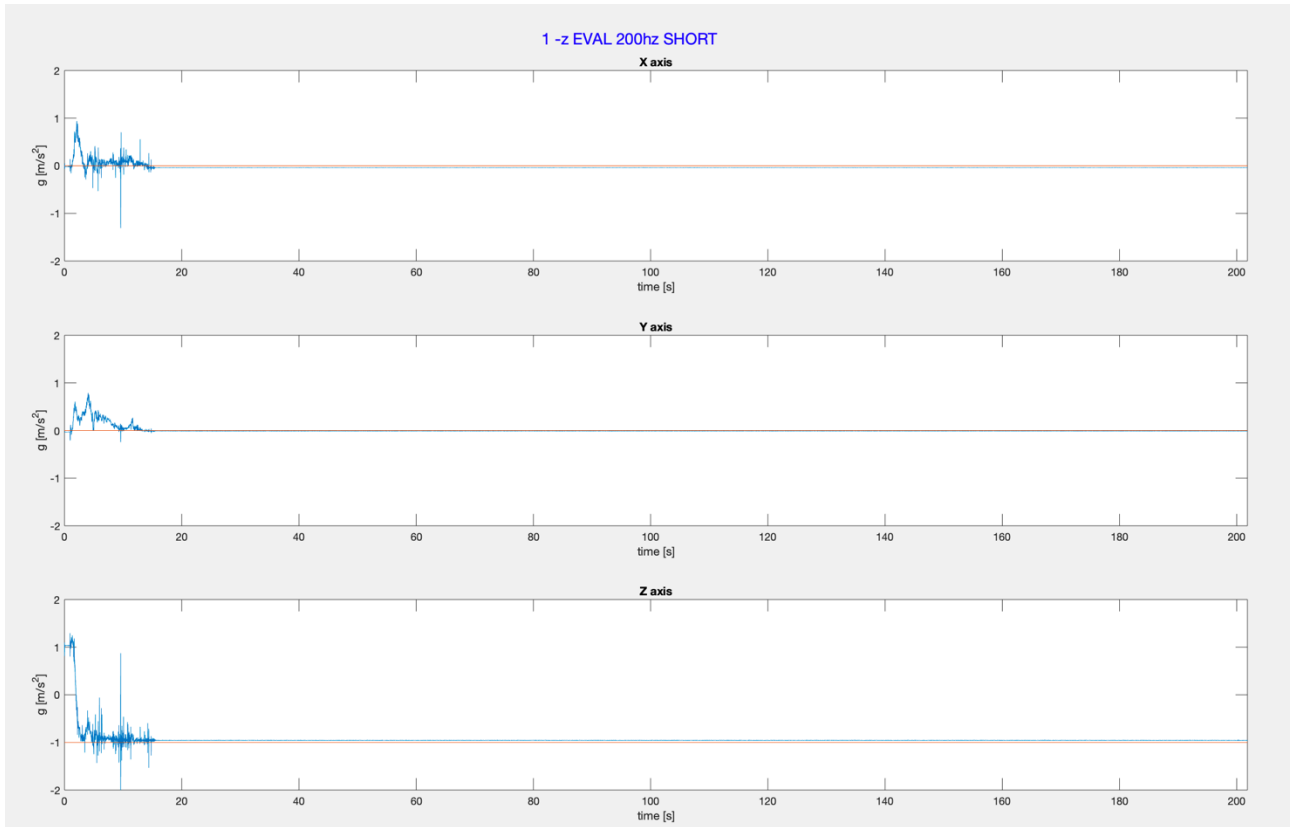


Figura 3.7: Acquisizione corta a 200 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

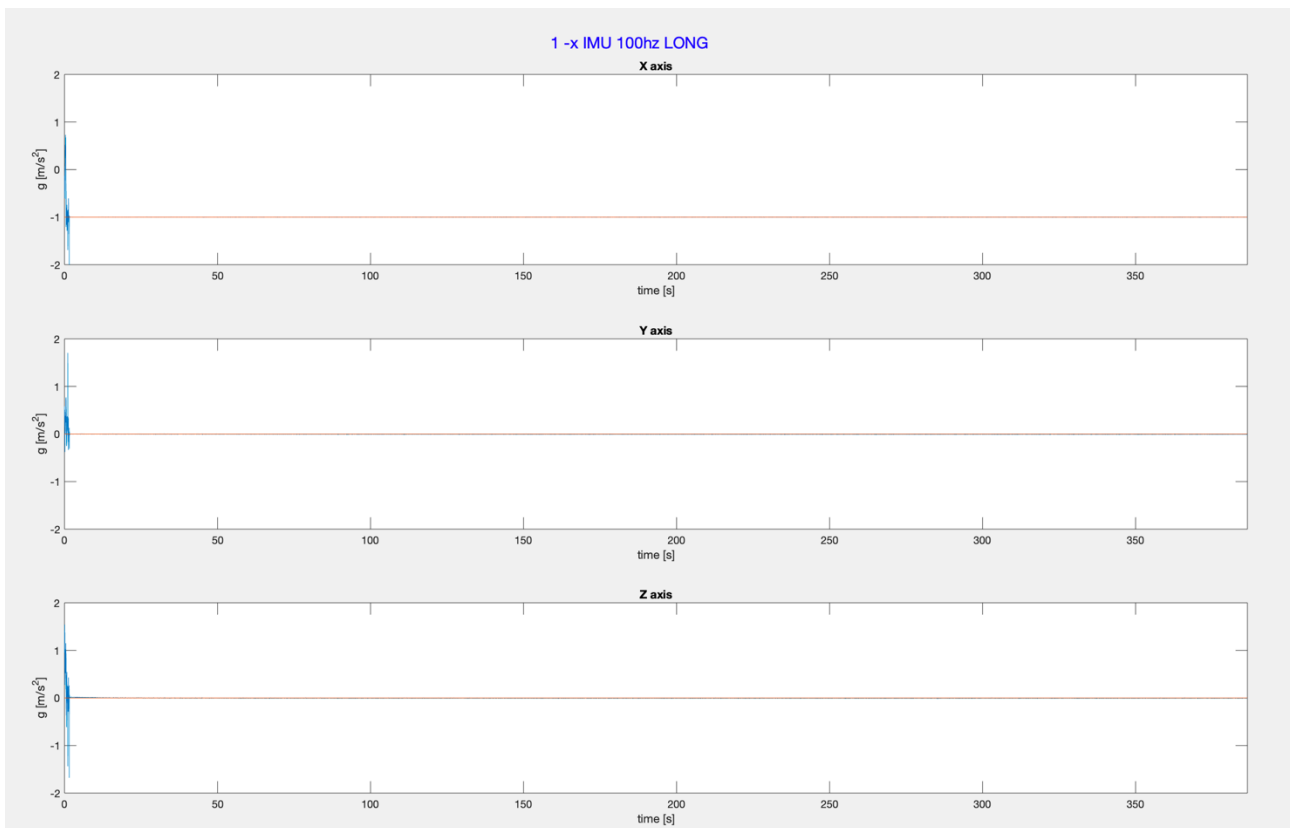


Figura 3.8: Acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse x dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

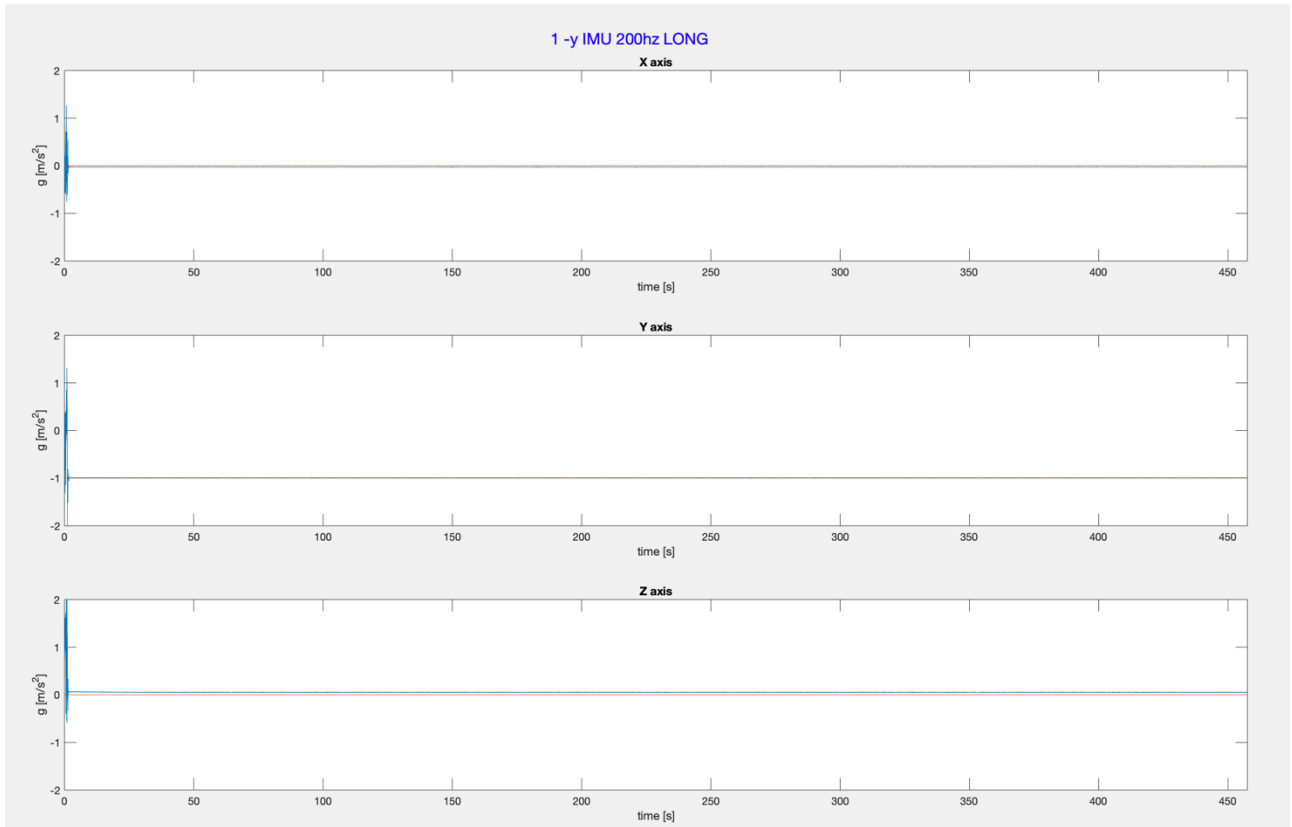


Figura 3.9: Acquisizione lunga a 200 Hz dell'IMU con l'asse y dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

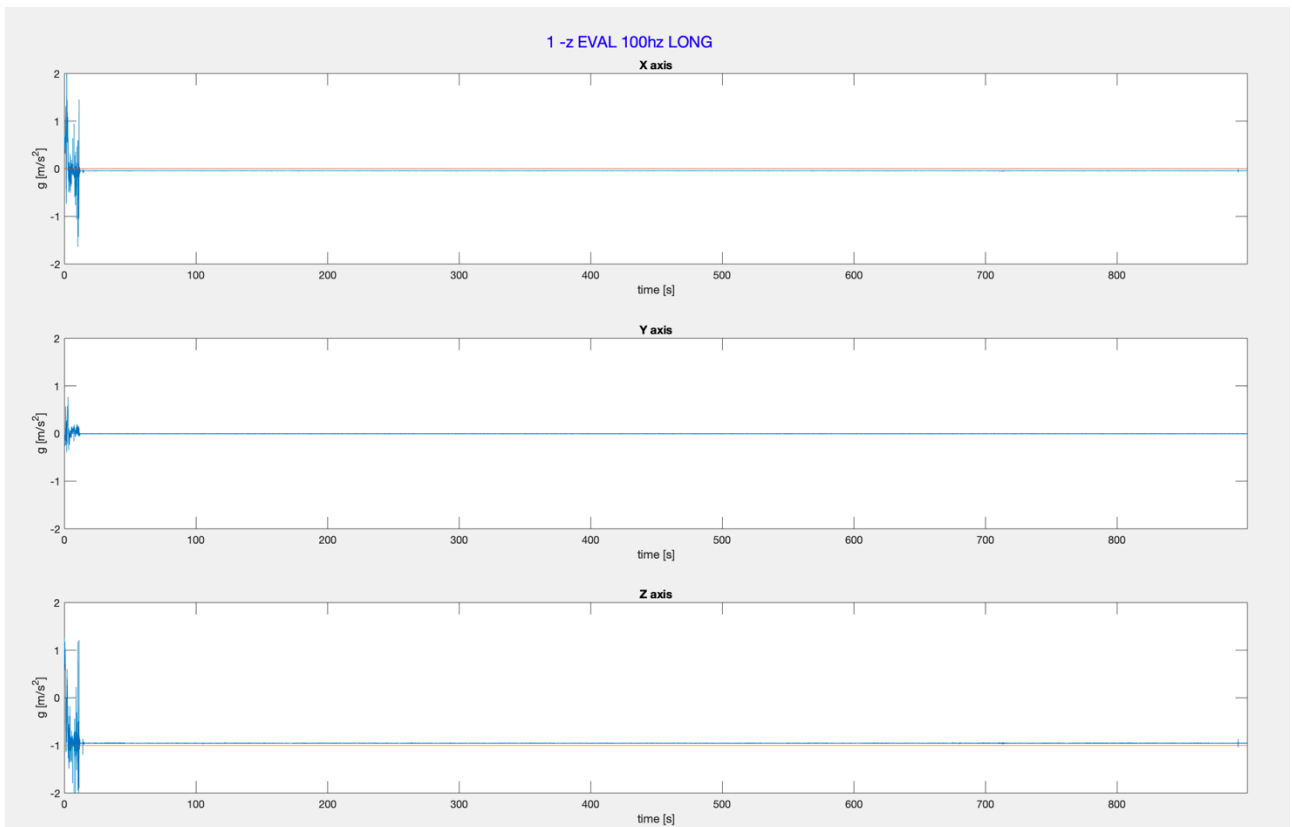


Figura 3.10: Acquisizione lunga a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)



Figura 3.11: Acquisizione lunga a 200 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse x dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

Invece, le seguenti sono alcune acquisizioni effettuate con il braccio robotico, graficate sui tre assi:

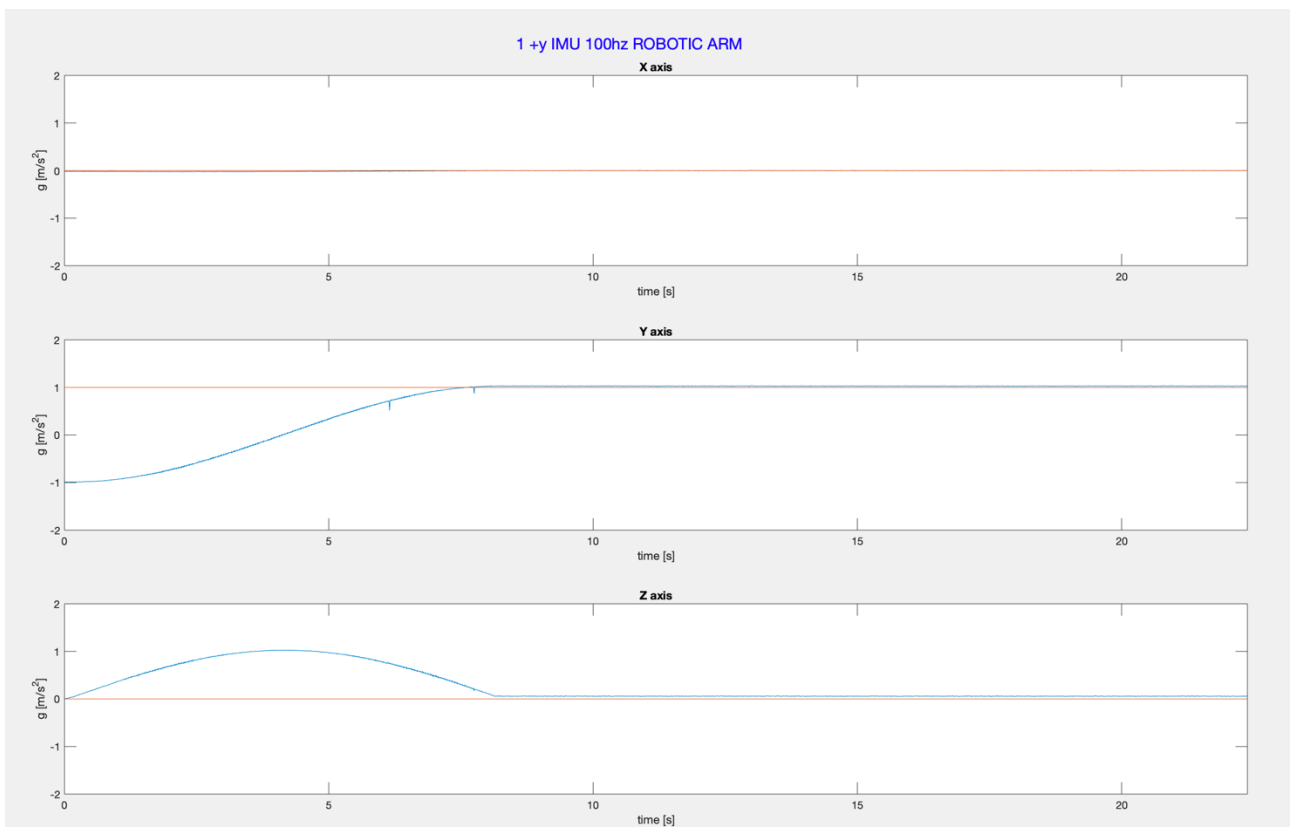


Figura 3.12: Acquisizione con il braccio robotico a 100 Hz dell'IMU con l'asse y dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

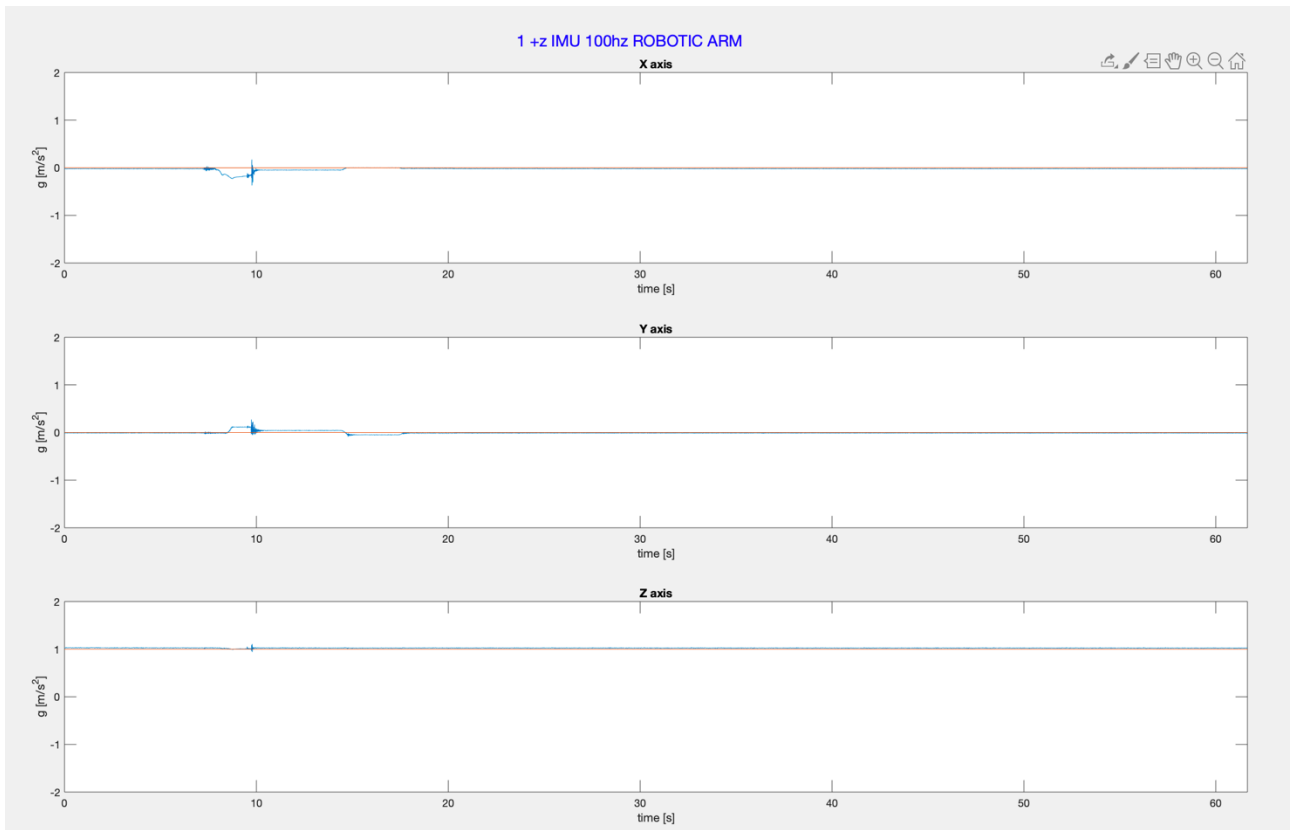


Figura 3.13: Acquisizione con il braccio robotico a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)



Figura 3.14: Acquisizione con il braccio robotico a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse x dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

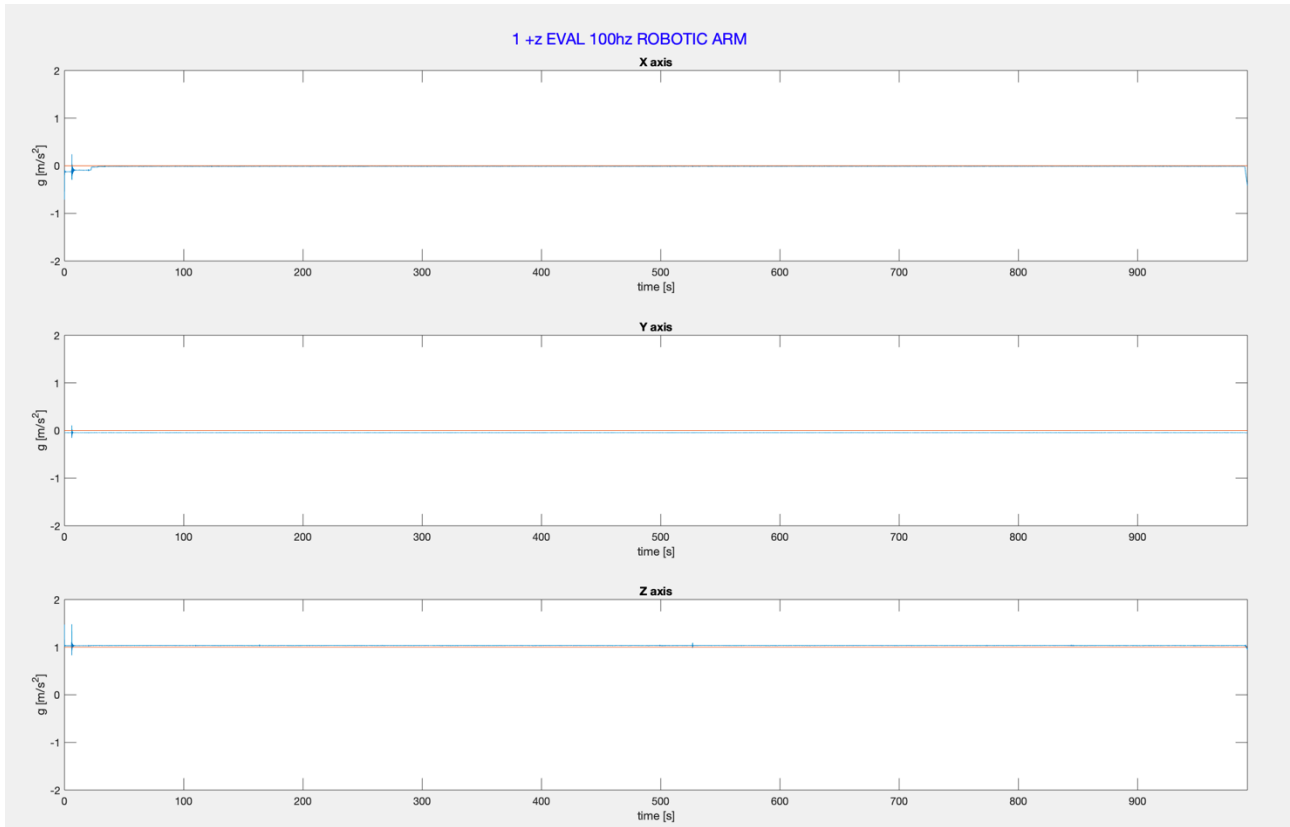


Figura 3.15: Acquisizione con il braccio robotico a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

3.4 ANALISI DEI RISULTATI

Nelle acquisizioni effettuate durante il progetto, le non-idealità riscontrate dall'IMU sono le seguenti:

- *Offset*: tra il medio valore atteso e quello reale, è stata evidenziata una differenza dell'ordine di $[0.01 - 0.15]$ g in tutte le acquisizioni ed è stata facilmente eliminata al flusso di dati, tramite un algoritmo MatLab.

La seguente Fig. 3.16, per esempio, rappresenta le tracce dell'acquisizione lunga n° 4 dell'IMU con frequenza 100 Hz con l'asse y rivolto a +1 g, da cui si son letti:

- un offset sull'asse x pari a 0,093,
- un offset sull'asse y pari a 0,0245,
- un offset sull'asse z pari a 0,1273.



Figura 3.16: Acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse y dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1g)

La Fig. 3.14, invece, rappresenta un'acquisizione effettuata con il braccio robotico e da cui si son letti:

- un offset sull'asse x pari a $0,0006$,
 - un offset sull'asse y pari a 0.0300 ,
 - un offset sull'asse z pari a 0.0582 .
- *Sovraelongazione*: dopo il movimento iniziale del sensore, il segnale tende a ritornare a regime con un ritardo dell'ordine delle decine dei ms: si è calcolata una sovraelongazione del 2 %. Essa si può osservare per lo più nelle acquisizioni, sia lunghe e sia corte, in cui l'accelerometro è rivolto con l'asse z verso il basso/alto (dalla Fig. 3.17 alla Fig. 3.25).

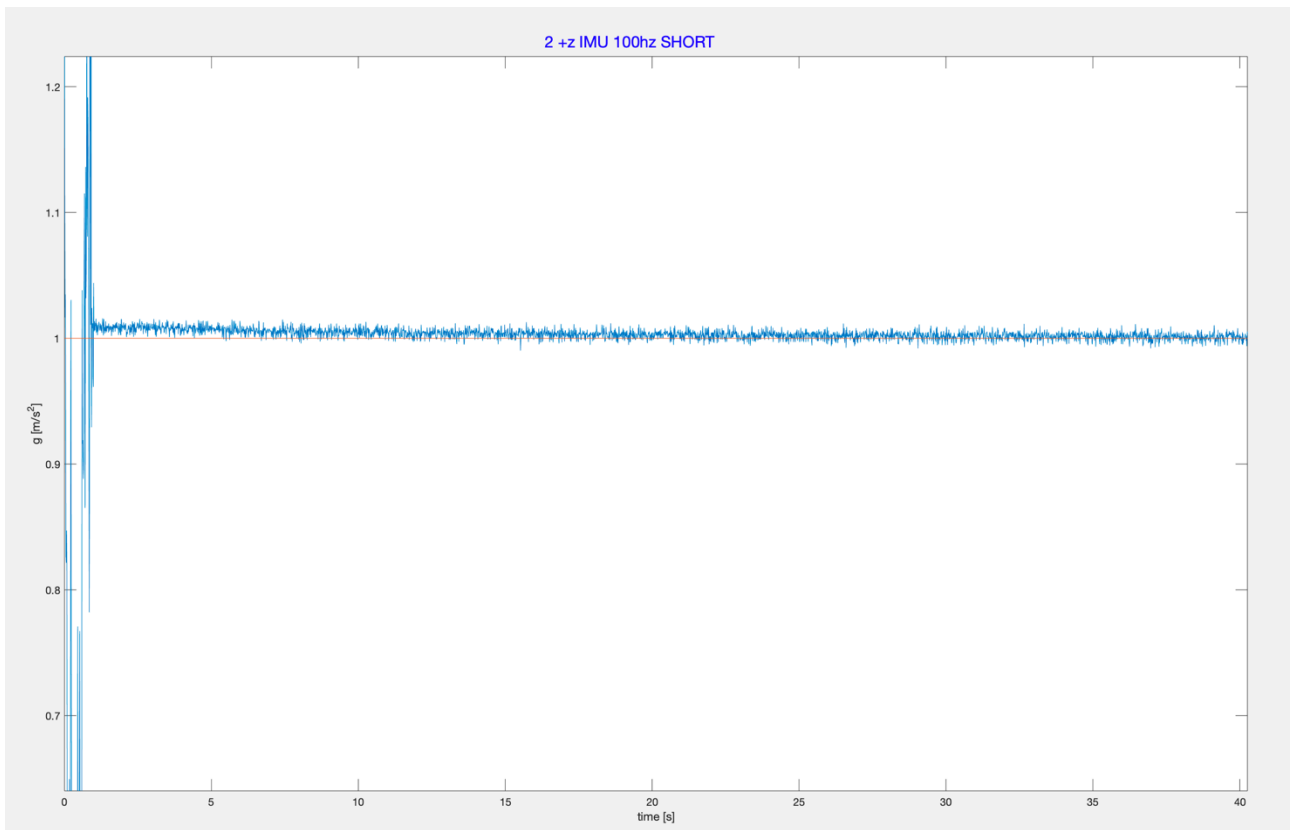


Figura 3.17.: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione corta a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

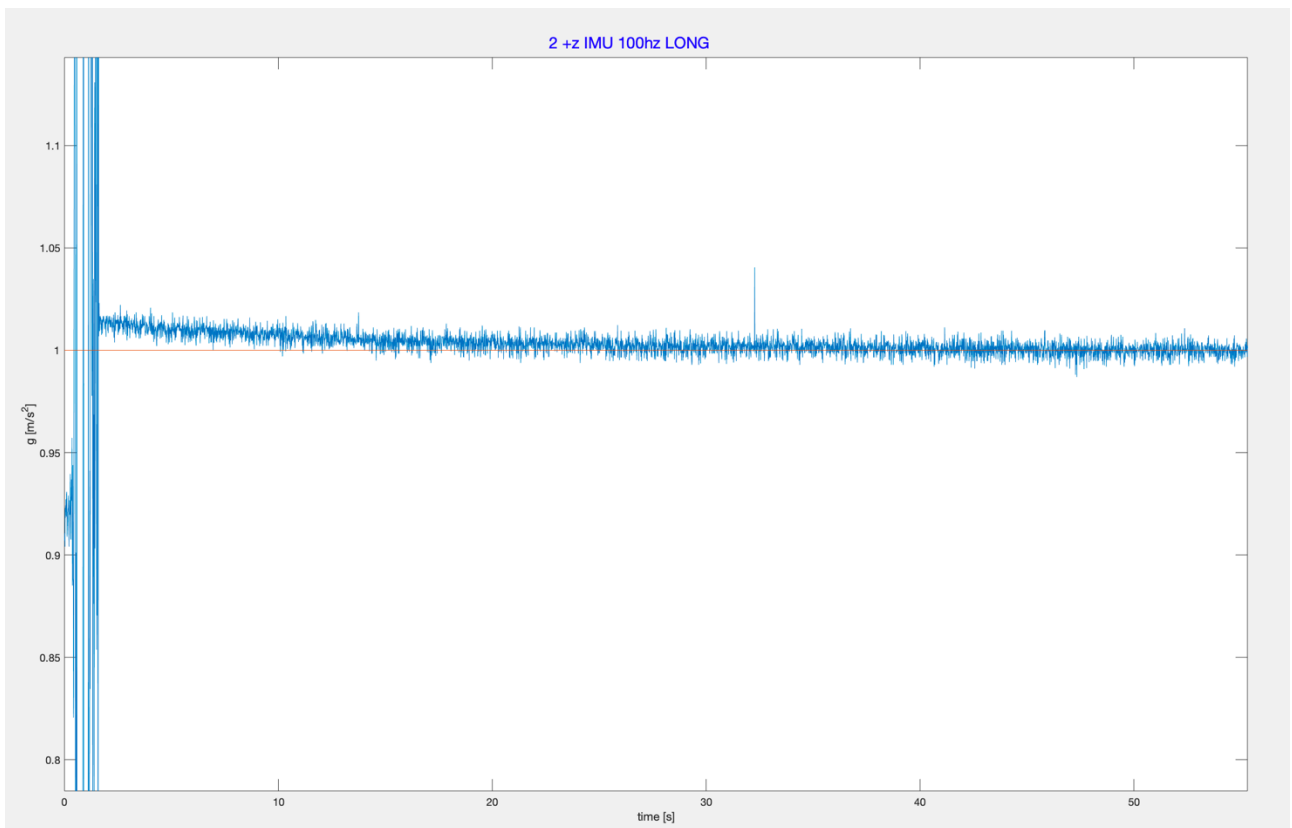


Figura 3.18: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

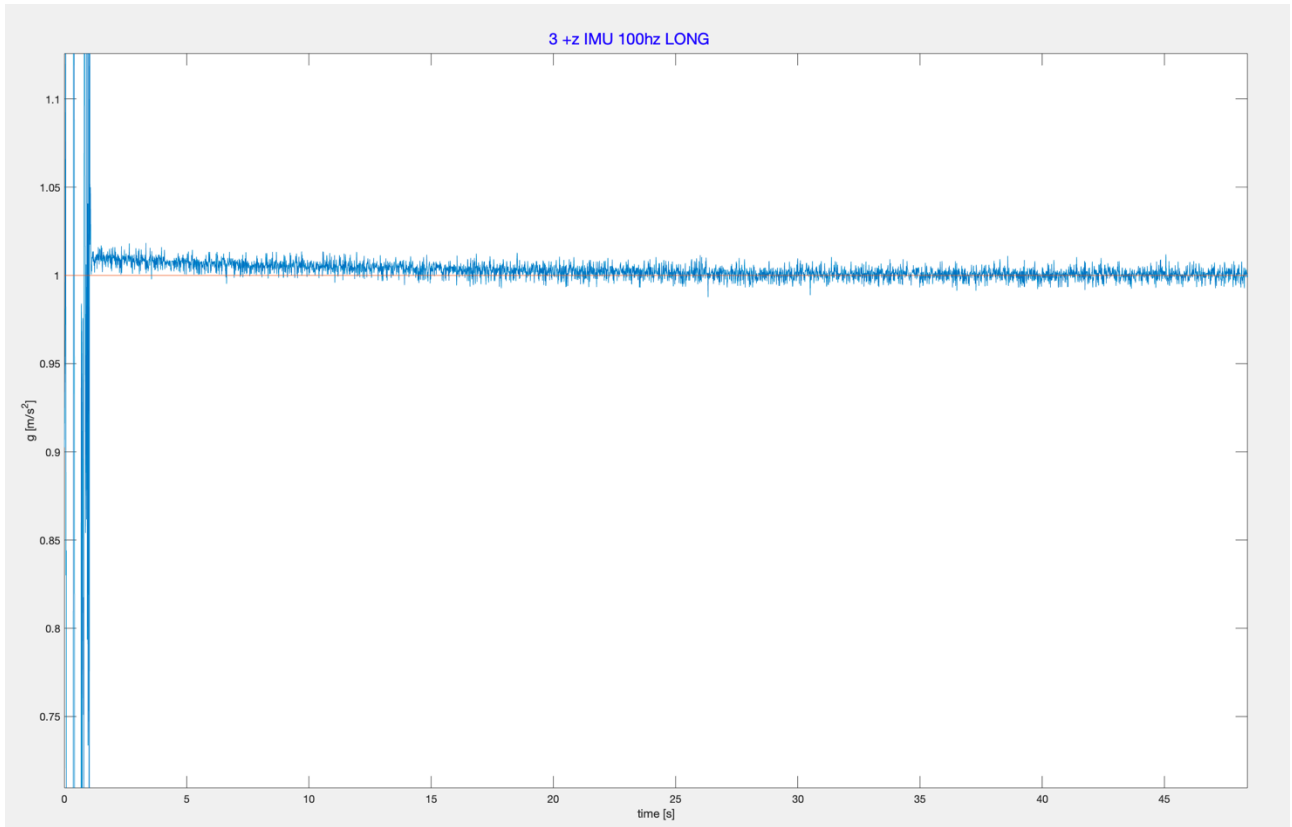


Figura 3.19: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

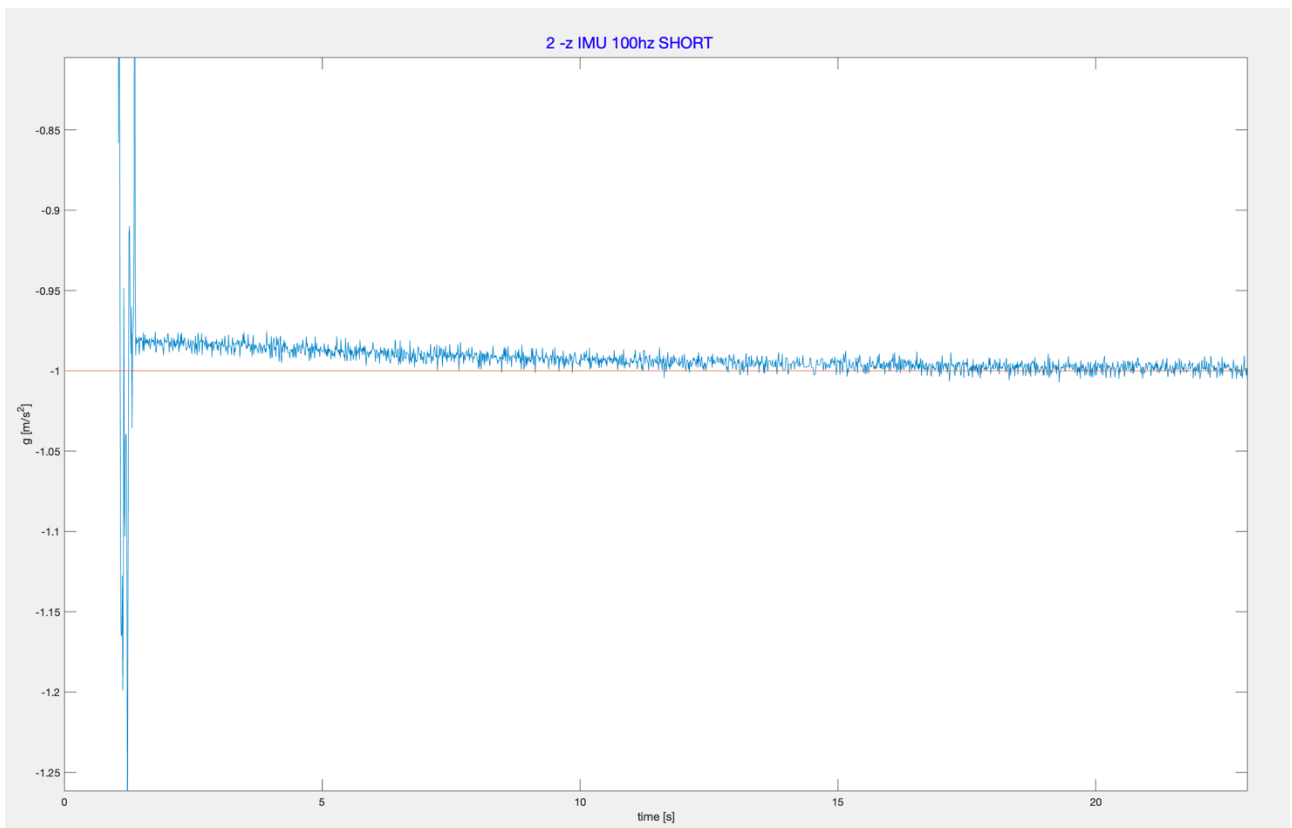


Figura 3.20: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione corta a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

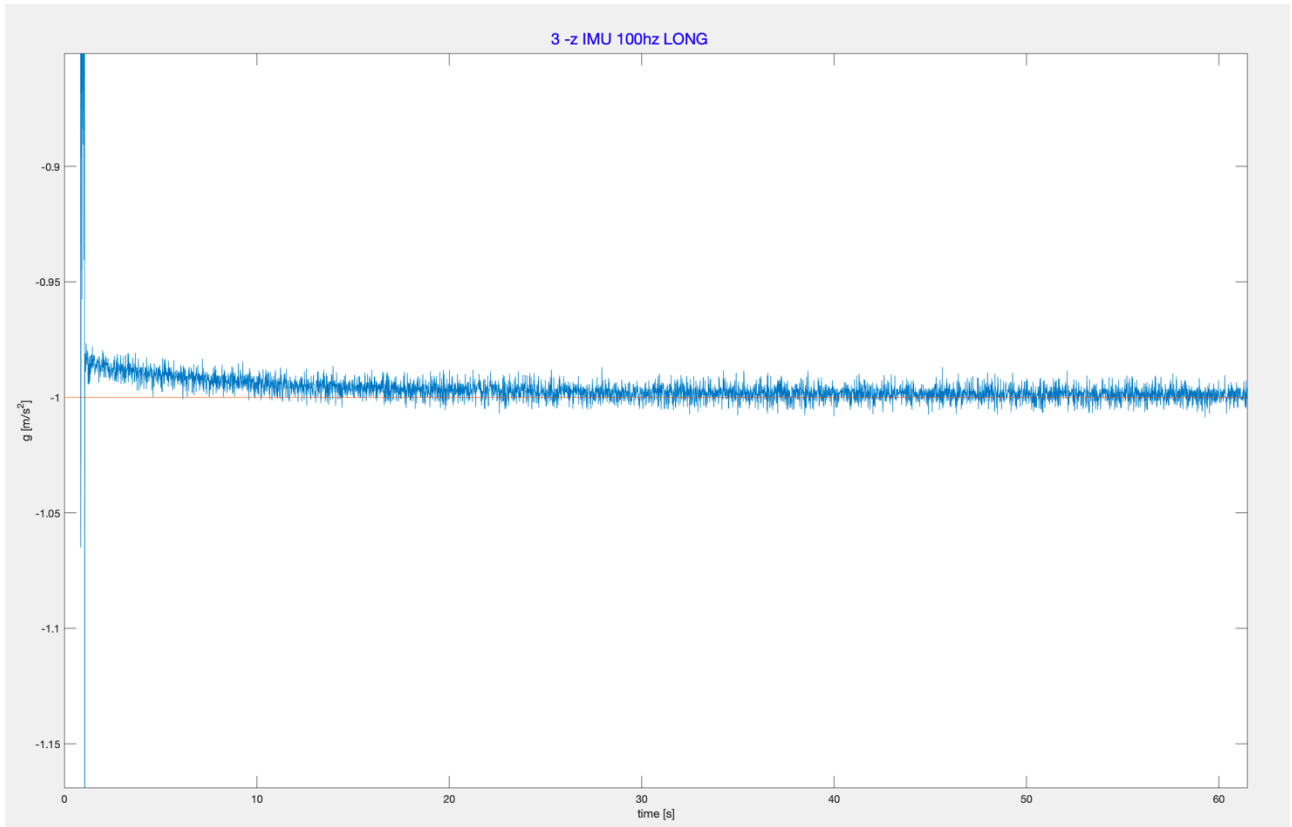


Figura 3.21: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione corta a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

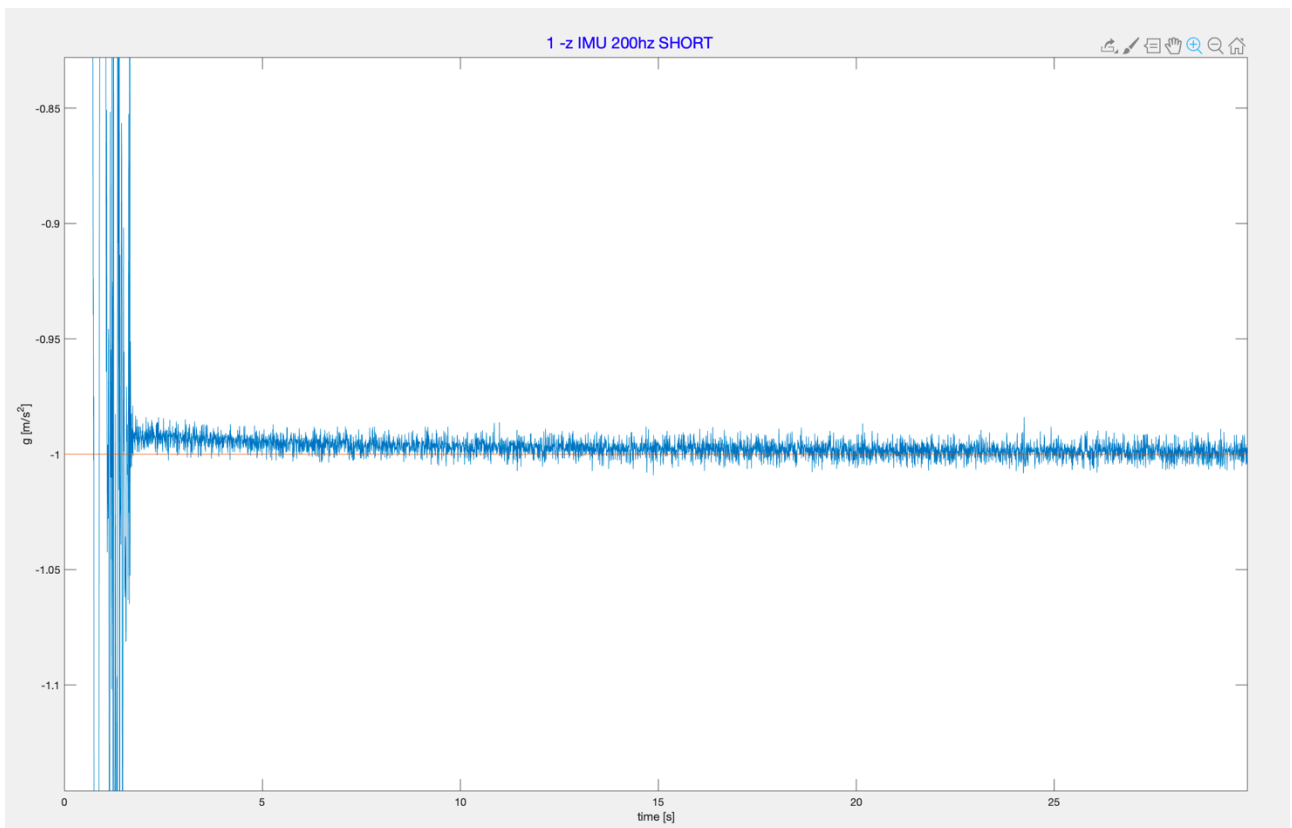


Figura 3.22: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione corta a 200 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

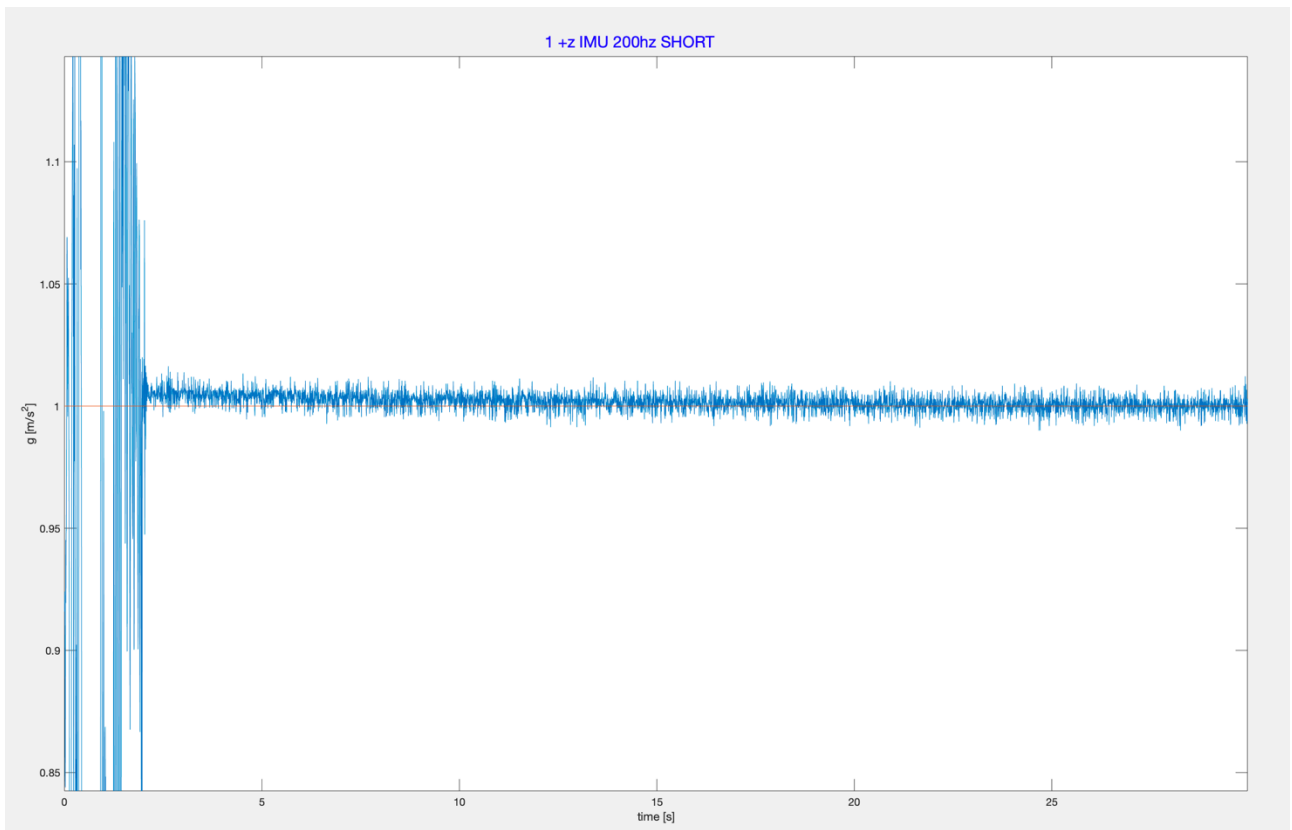


Figura 3.23: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione corta a 200 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

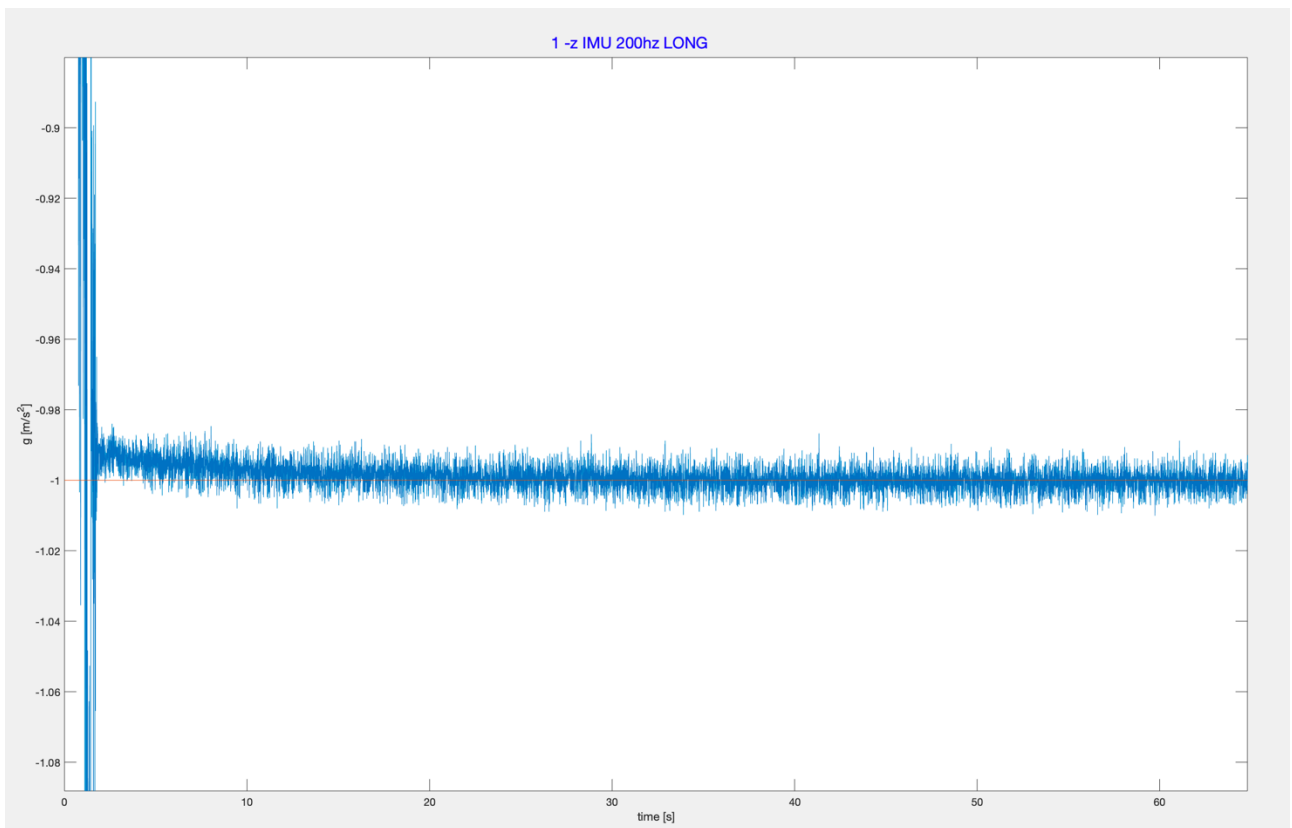


Figura 3.24: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione lunga a 200 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

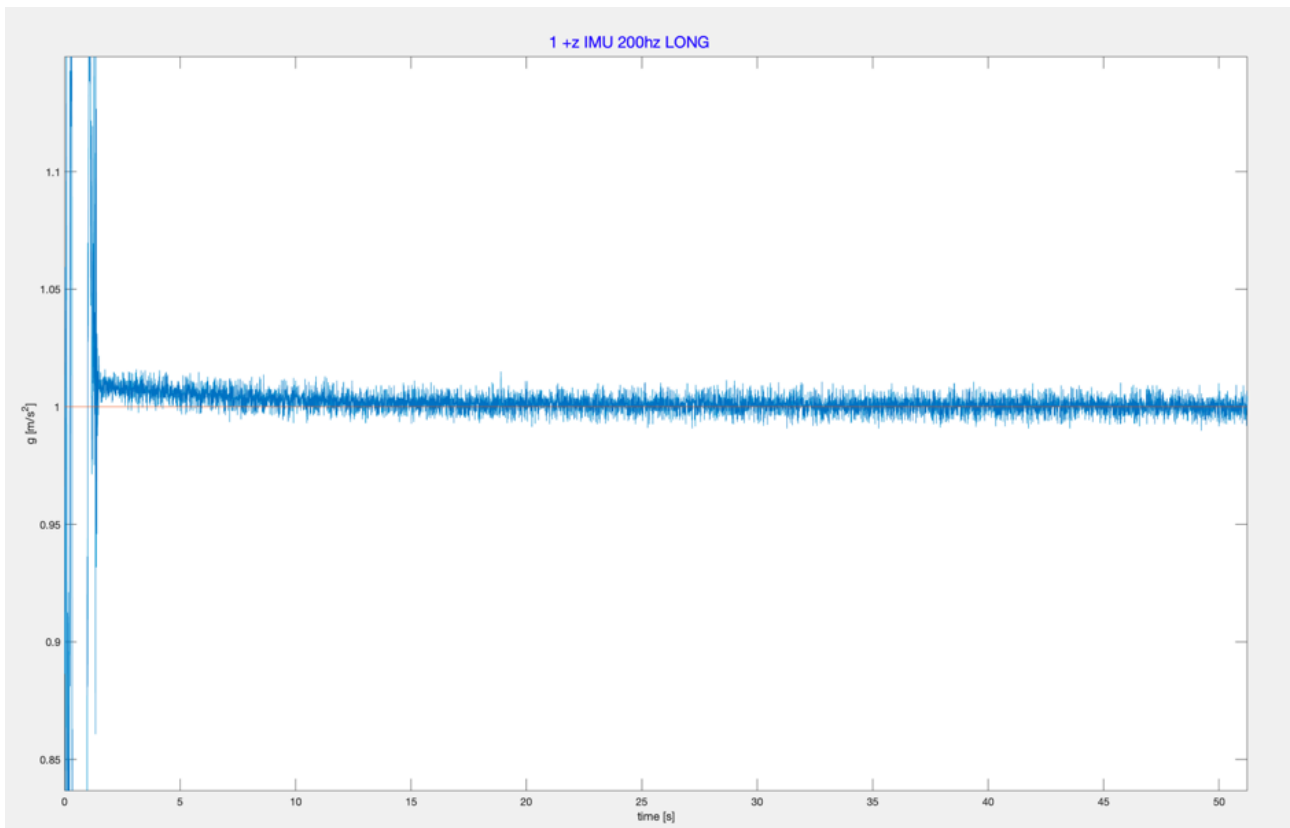


Figura 3.25: Ingrandimento della parte iniziale dell'acquisizione lunga a 200 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

La sovralongazione non è stata riscontrata nelle prove effettuate con il braccio robotico.

- *Deriva nel tempo*: a volte, lungo la traccia dell'accelerazione letta dal sensore, si manifesta uno scostamento verso l'alto e verso il basso dal valore atteso. Essa è riscontrabile nelle acquisizioni lunghe, dal quarto/sesto minuto circa, e soprattutto quando l'accelerometro si trova con l'asse z rivolto verso il basso/alto (Fig. 3.26, 3.27, 3.28).

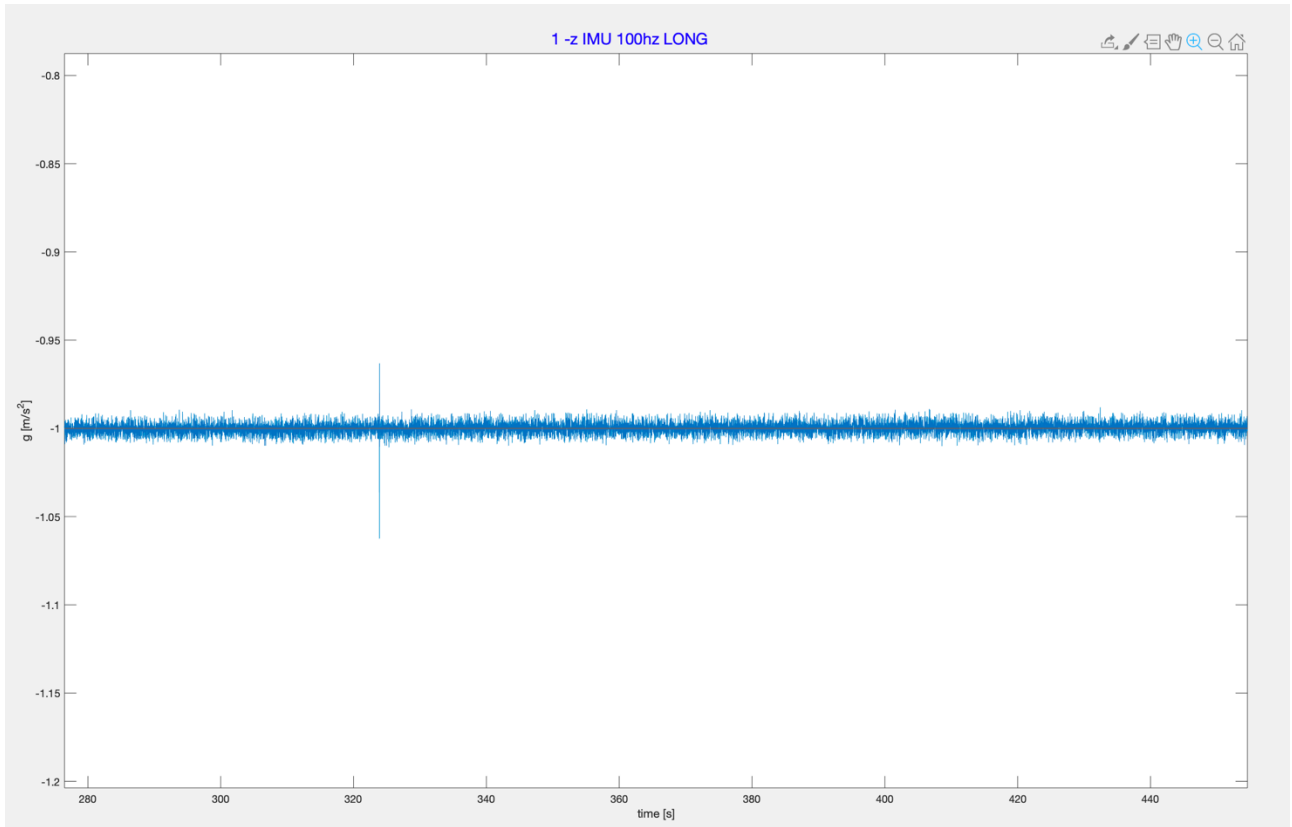


Figura 3.26: Ingrandimento della parte centrale dell'acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

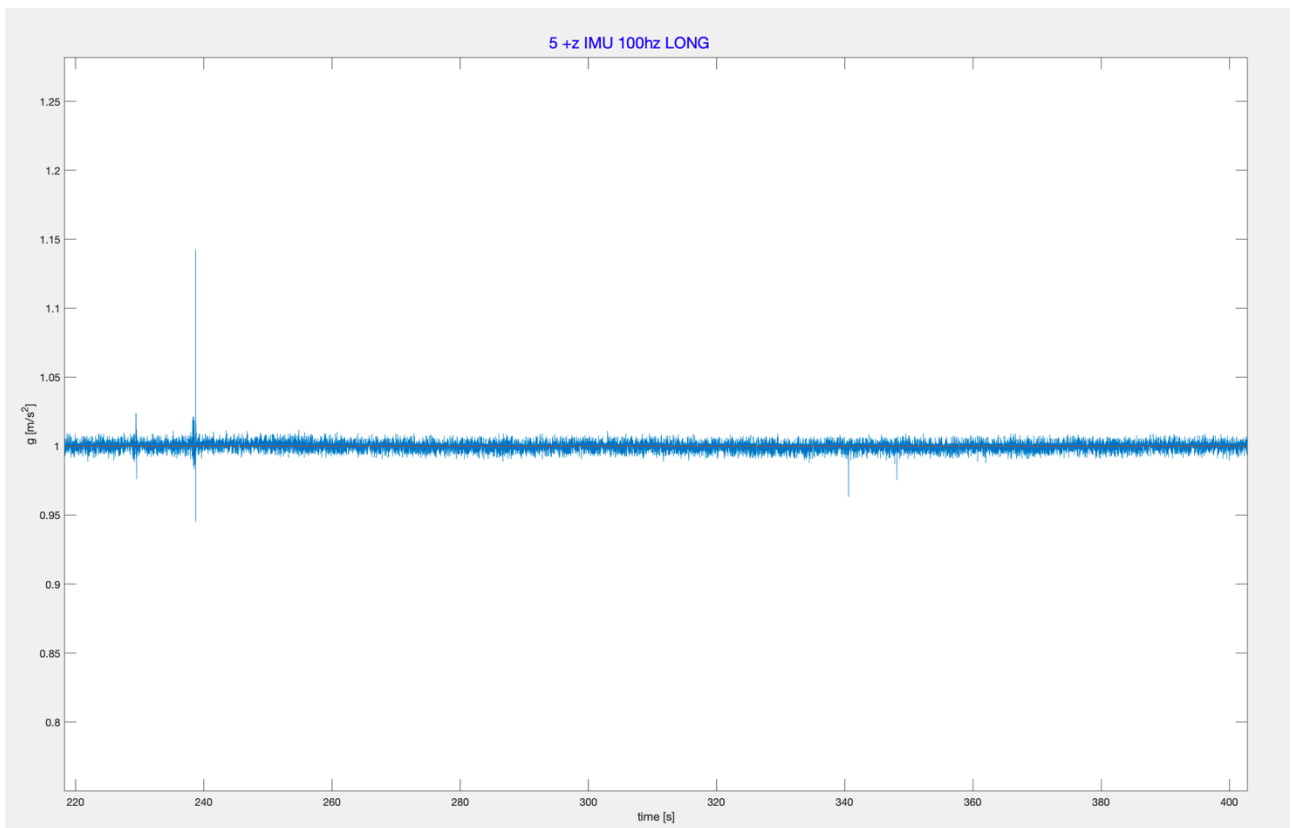


Figura 3.27: Ingrandimento della parte centrale dell'acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

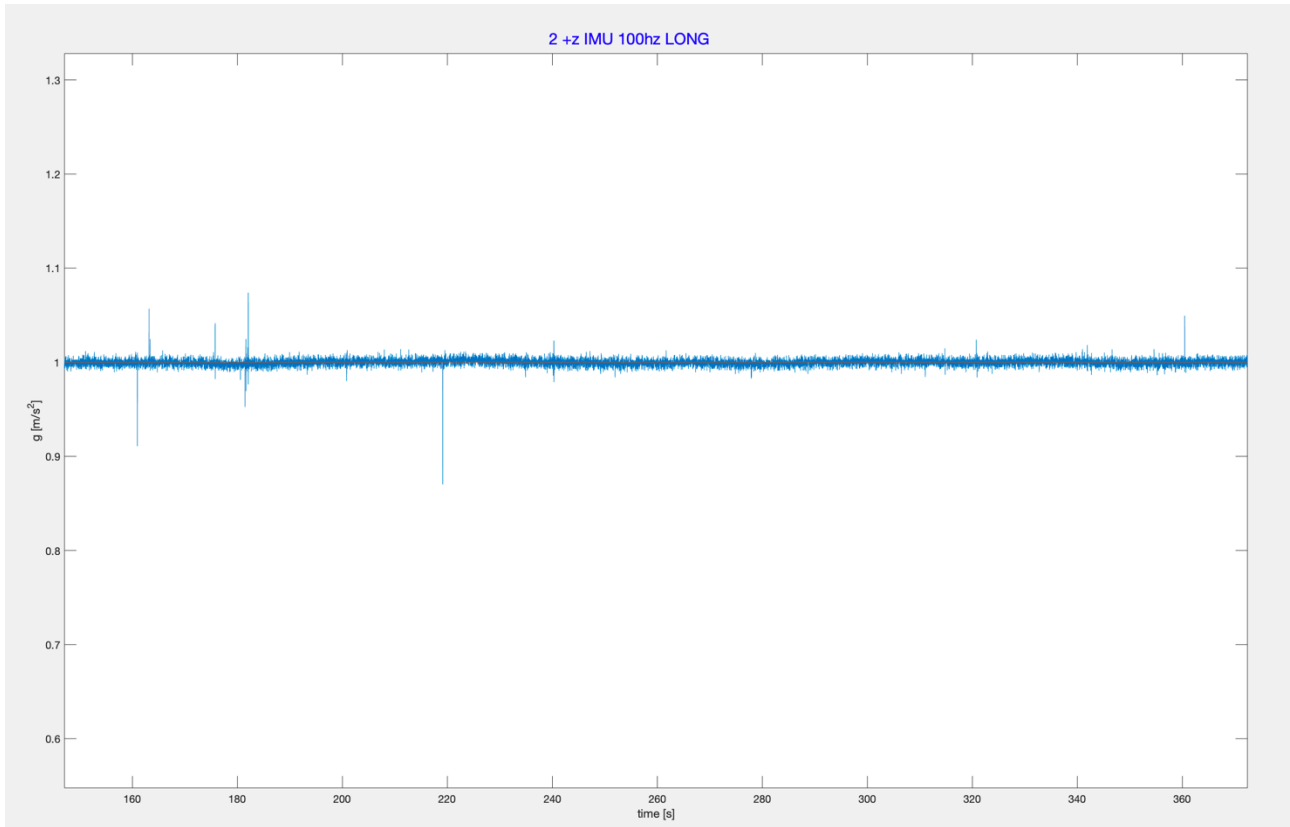


Figura 3.28: Ingrandimento della parte centrale dell'acquisizione lunga a 100 Hz dell'IMU con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

Le acquisizioni effettuate con l'accelerometro posto sull'evaluation board STM3210E-EVAL, manifestano:

- *Offset*: come nel caso dell'IMU, anche in questo caso si è rilevata una differenza tra il valor medio atteso e quello vero, per cui sono state delle contromisure;
- *Deriva nel tempo*: i fenomeni di deriva nel tempo sono molto sporadici (pochissime tracce ne sono affette);

Dunque, i fenomeni di sovralongazione non sono stati riscontrati in alcuna prova eseguita con l'evaluation board progettata in tale progetto.

Le seguenti sono degli esempi di tracce della STM3210E-EVAL (Figg. 3.29, 3.31, 3.35, 3.37 e 3.39), da cui è possibile notare l'assenza della sovralongazione (Figg. 3.30, 3.33, 3.34, 3.36, 3.38, 3.40) e, solo in alcune (Figg. 3.31, 3.36, 3.38, 3.40), la deriva nel tempo più blanda.

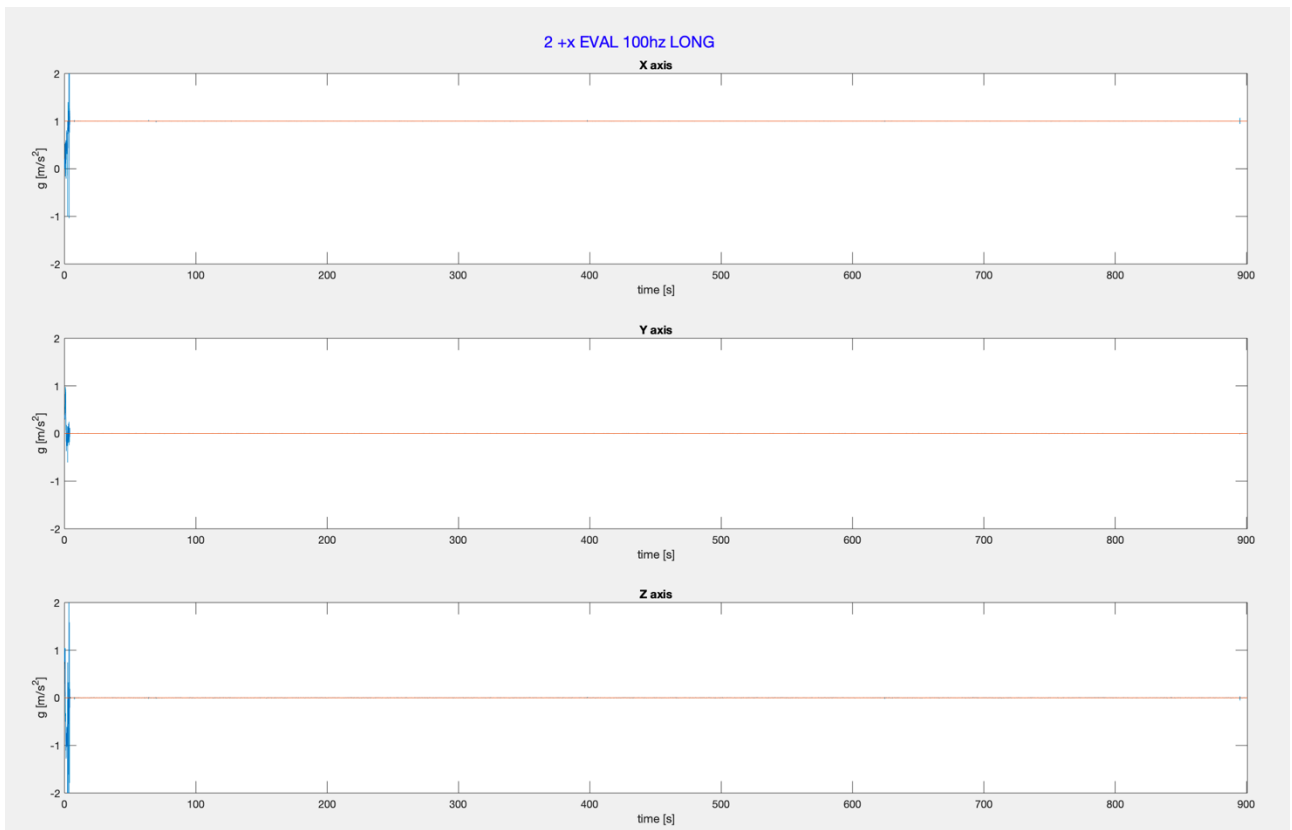


Figura 3.29: Acquisizione lunga a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse x dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

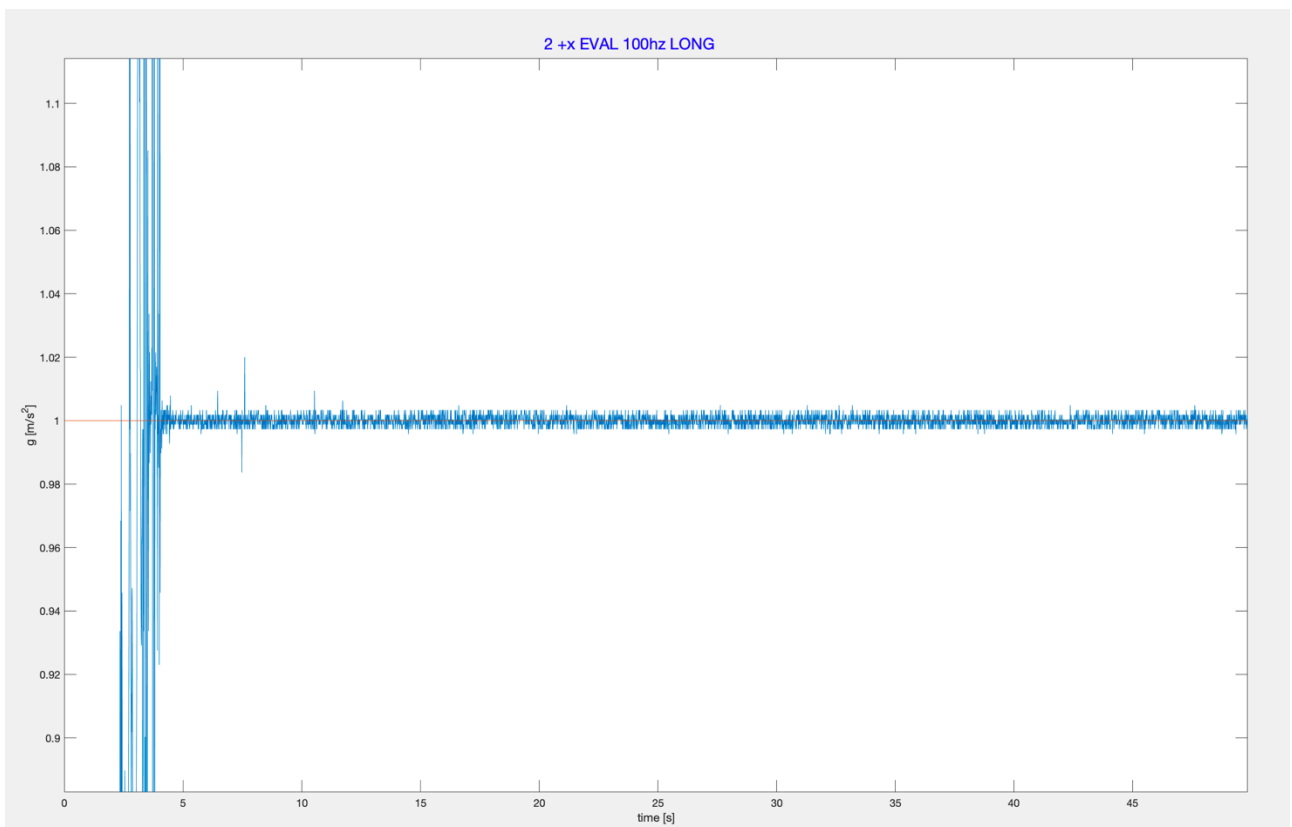


Figura 3.30: Ingrandimento della parte iniziale della Fig. 3.29

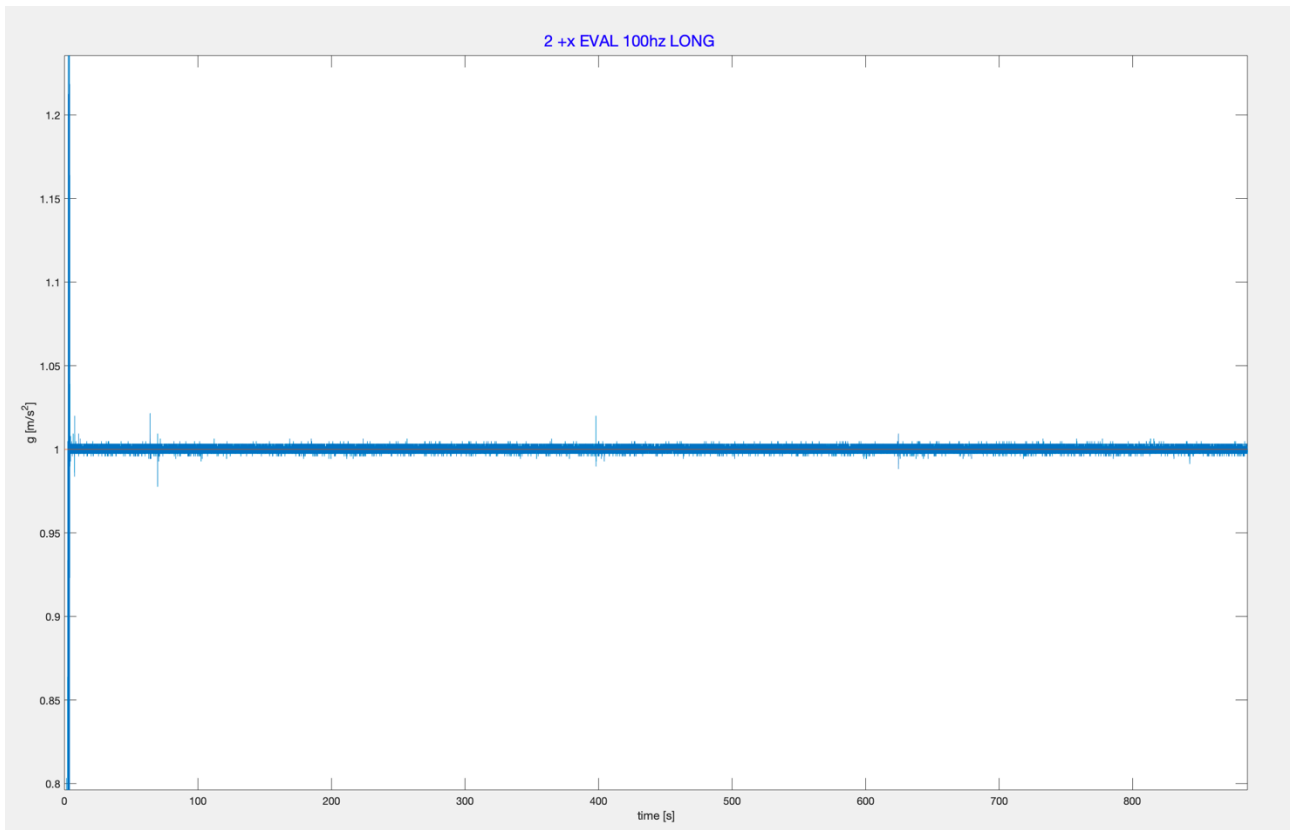


Figura 3.31: Ingrandimento della parte centrale/finale della Fig. 3.29

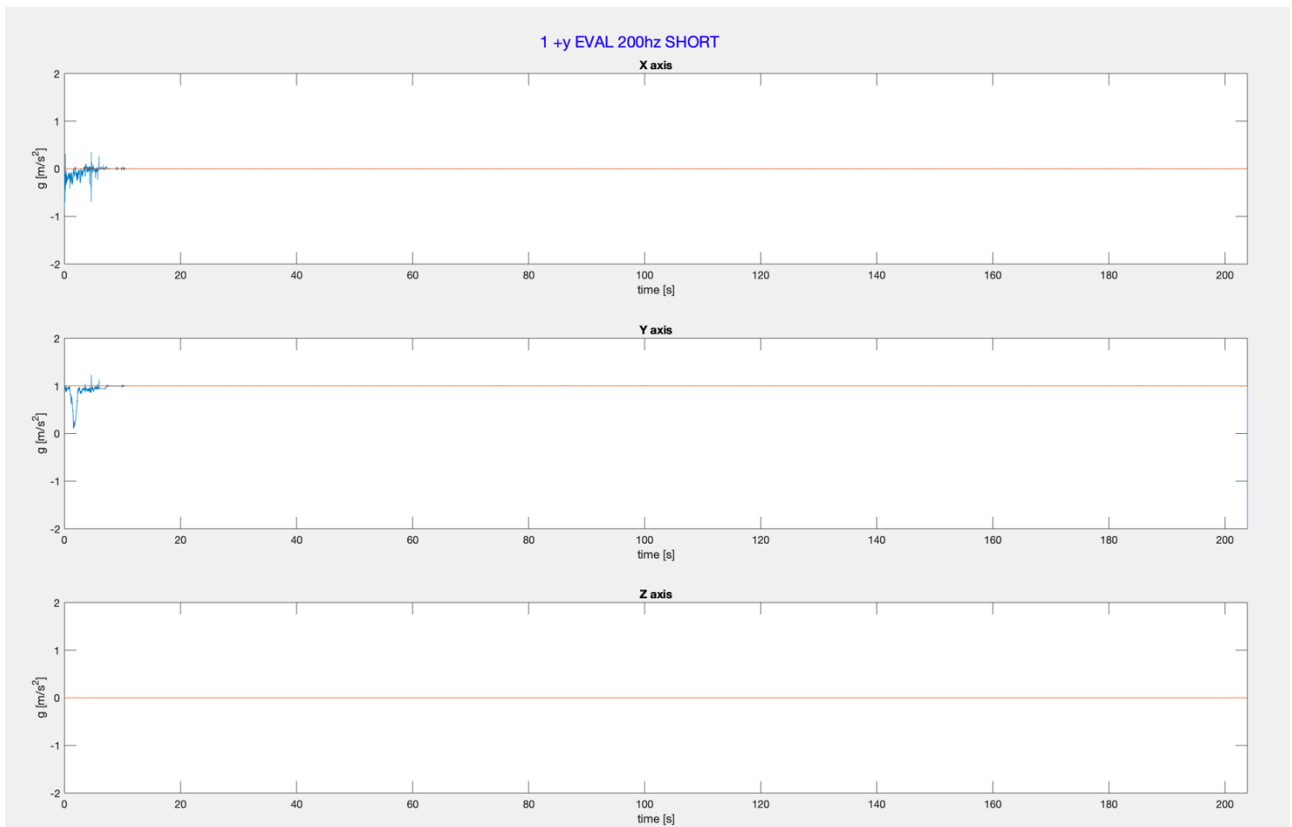


Figura 3.32: Acquisizione corta a 200 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

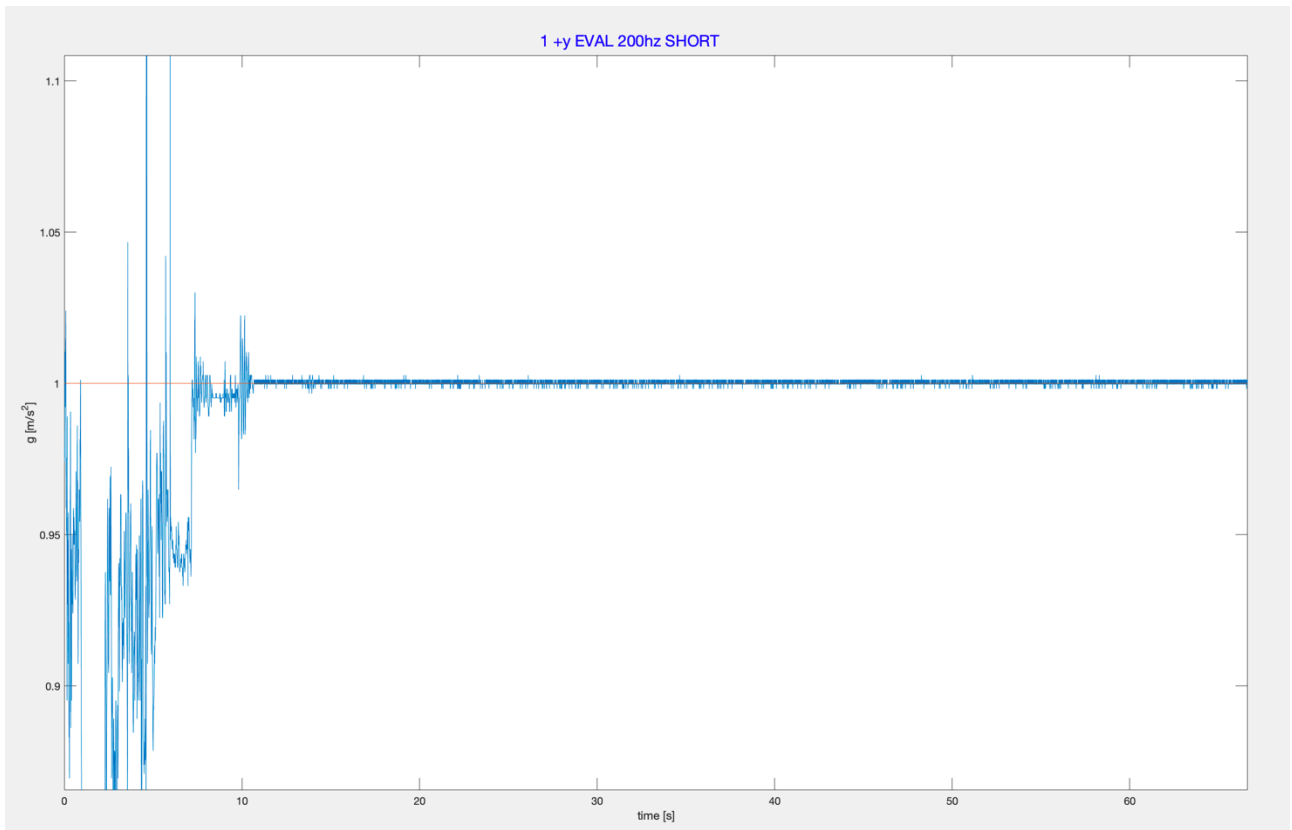


Figura 3.33: Ingrandimento della parte iniziale della Fig. 3.32

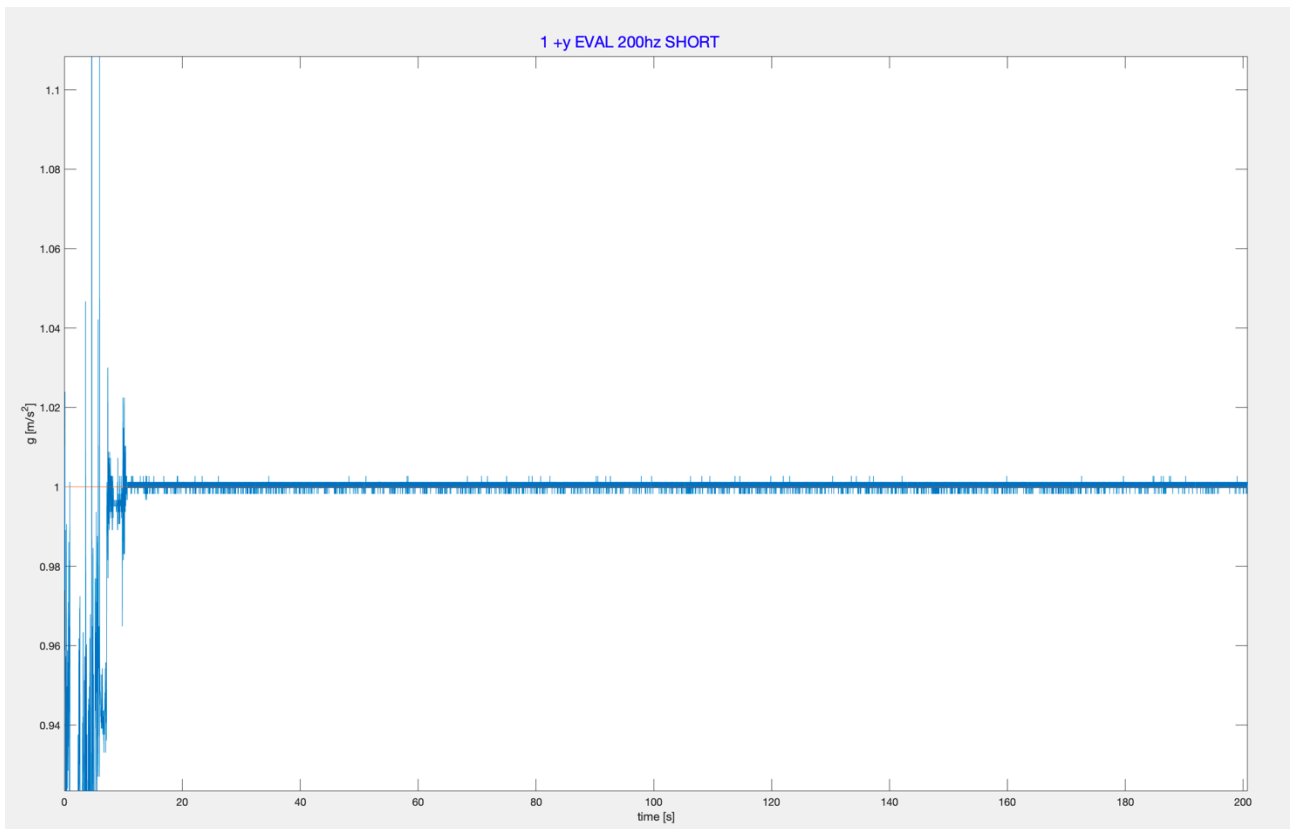


Figura 3.34: Ingrandimento della Fig. 3.32

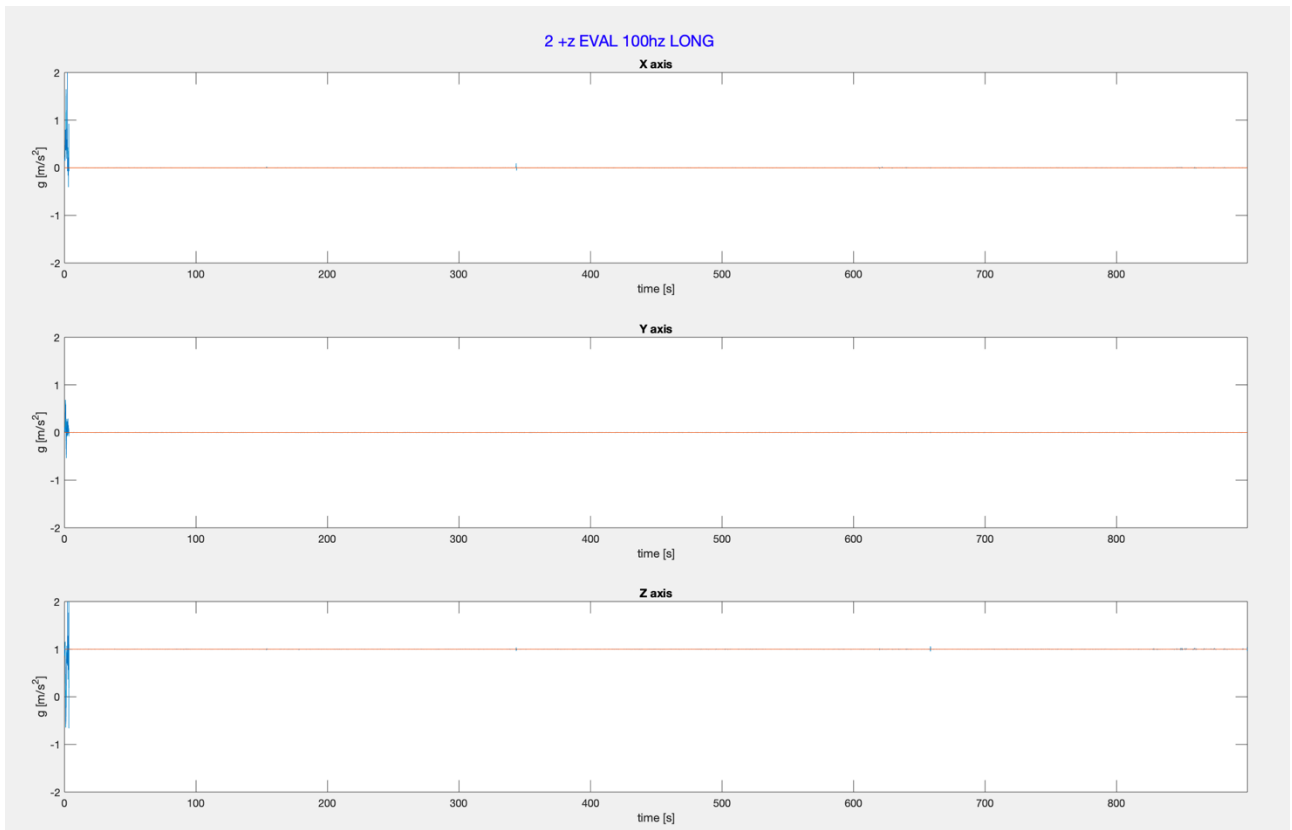


Figura 3.35: Acquisizione lunga a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

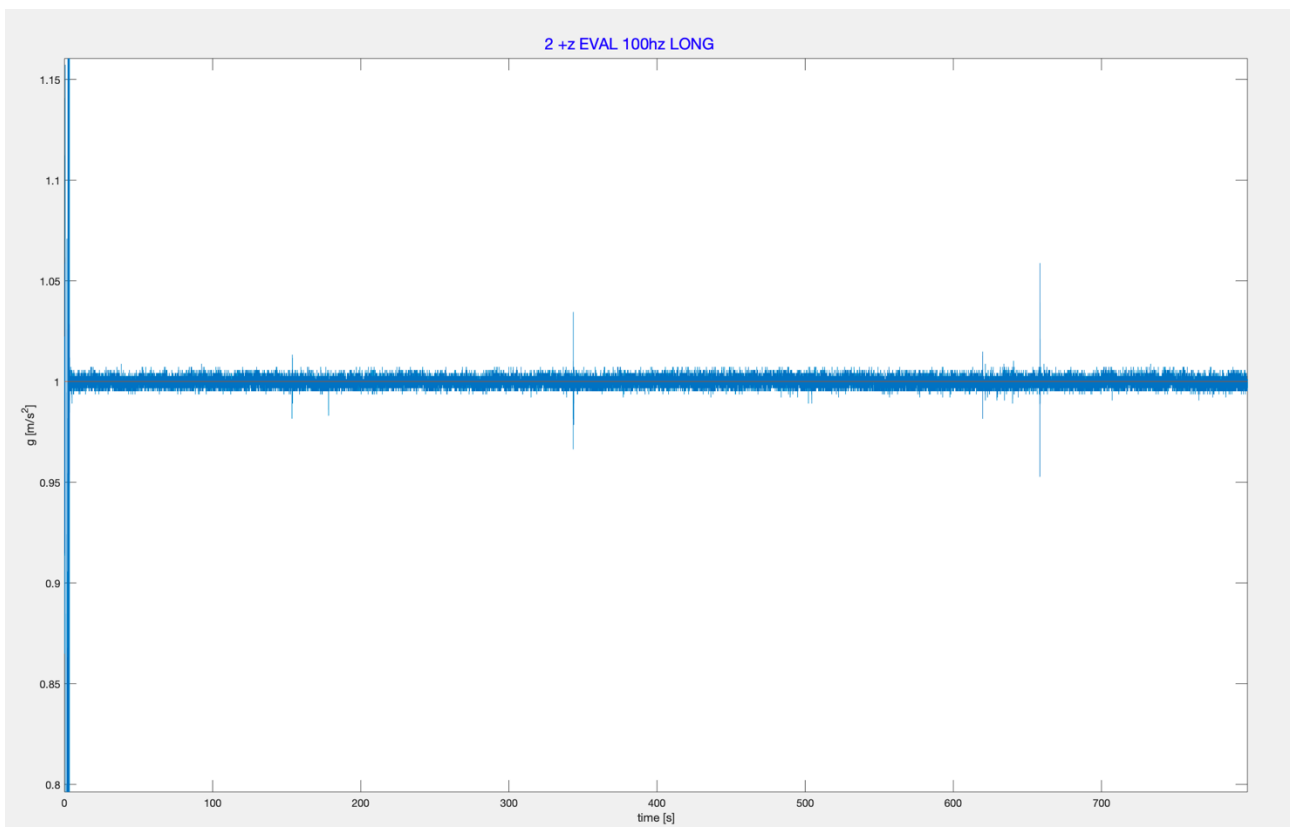


Figura 3.36: Ingrandimento della parte iniziale della Fig. 3.35

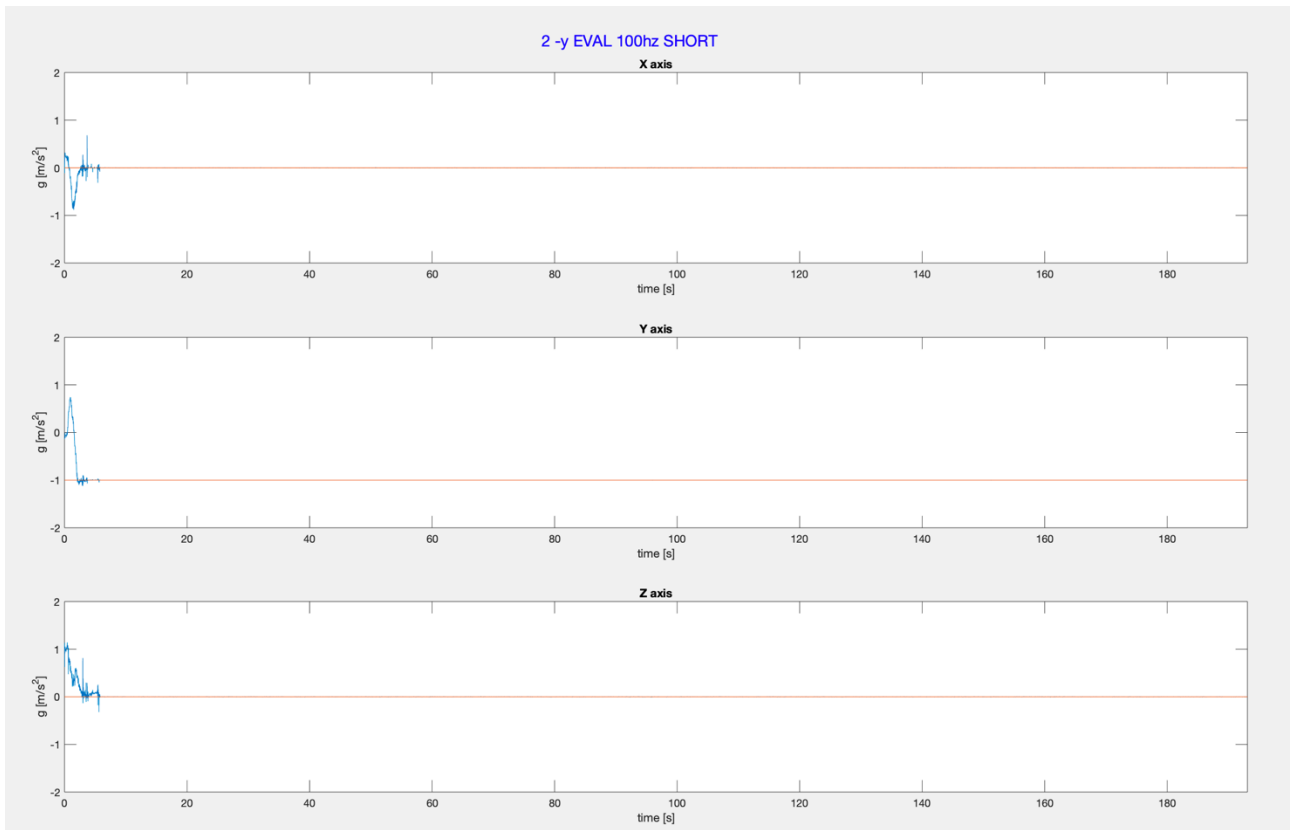


Figura 3.37: Acquisizione corta a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse y dell'accelerometro rivolto verso l'alto (-1 g)

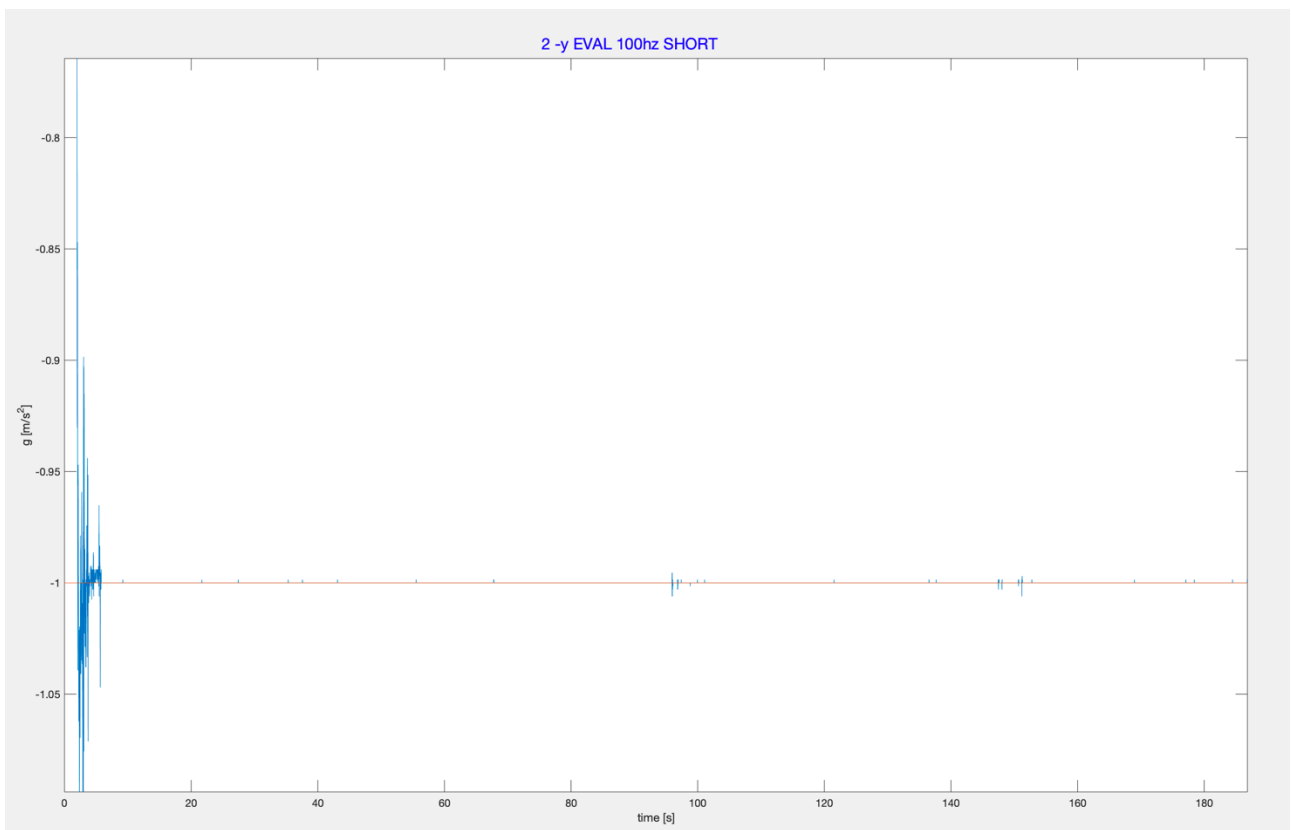


Figura 3.38: Ingrandimento della Fig. 3.37

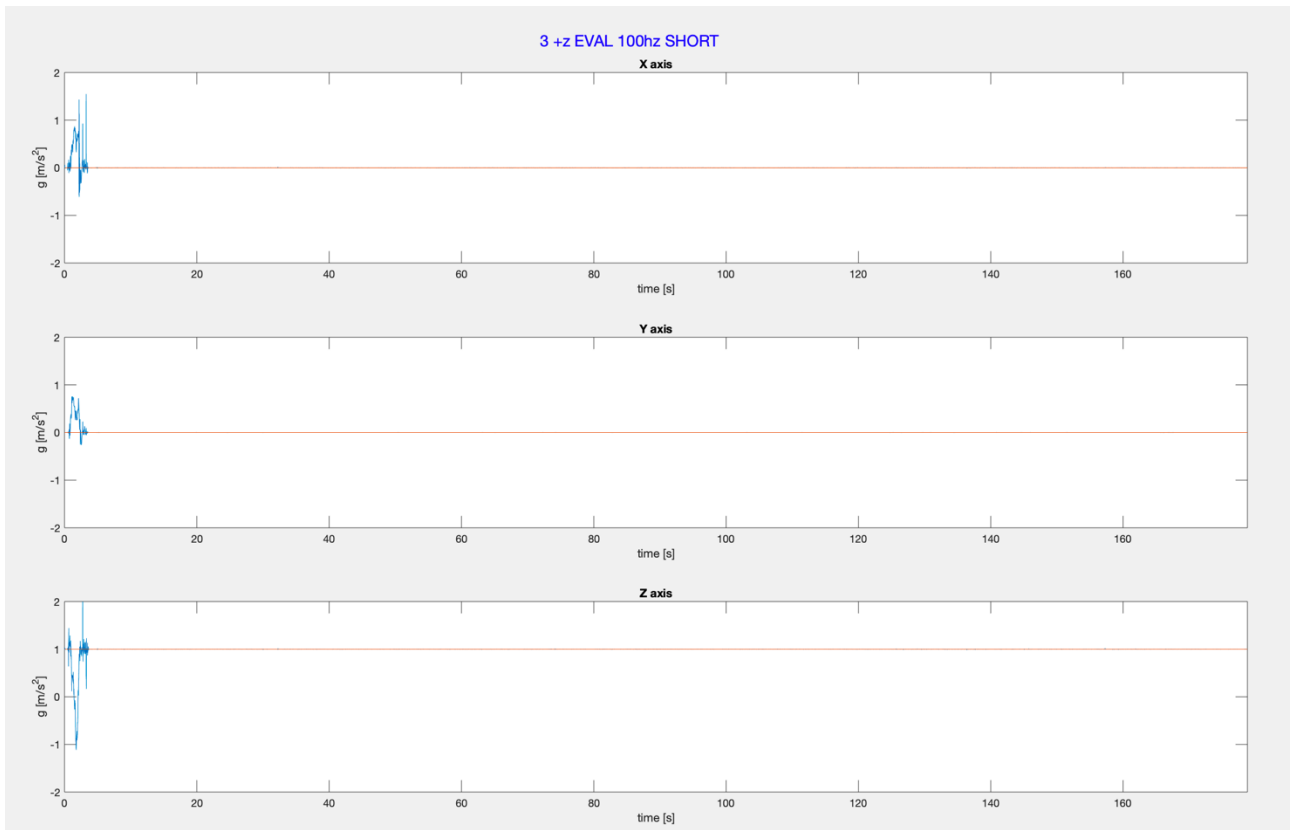


Figura 3.39: Acquisizione corta a 100 Hz dell'evaluation board STM3210E-EVAL con l'asse z dell'accelerometro rivolto verso il basso (+1 g)

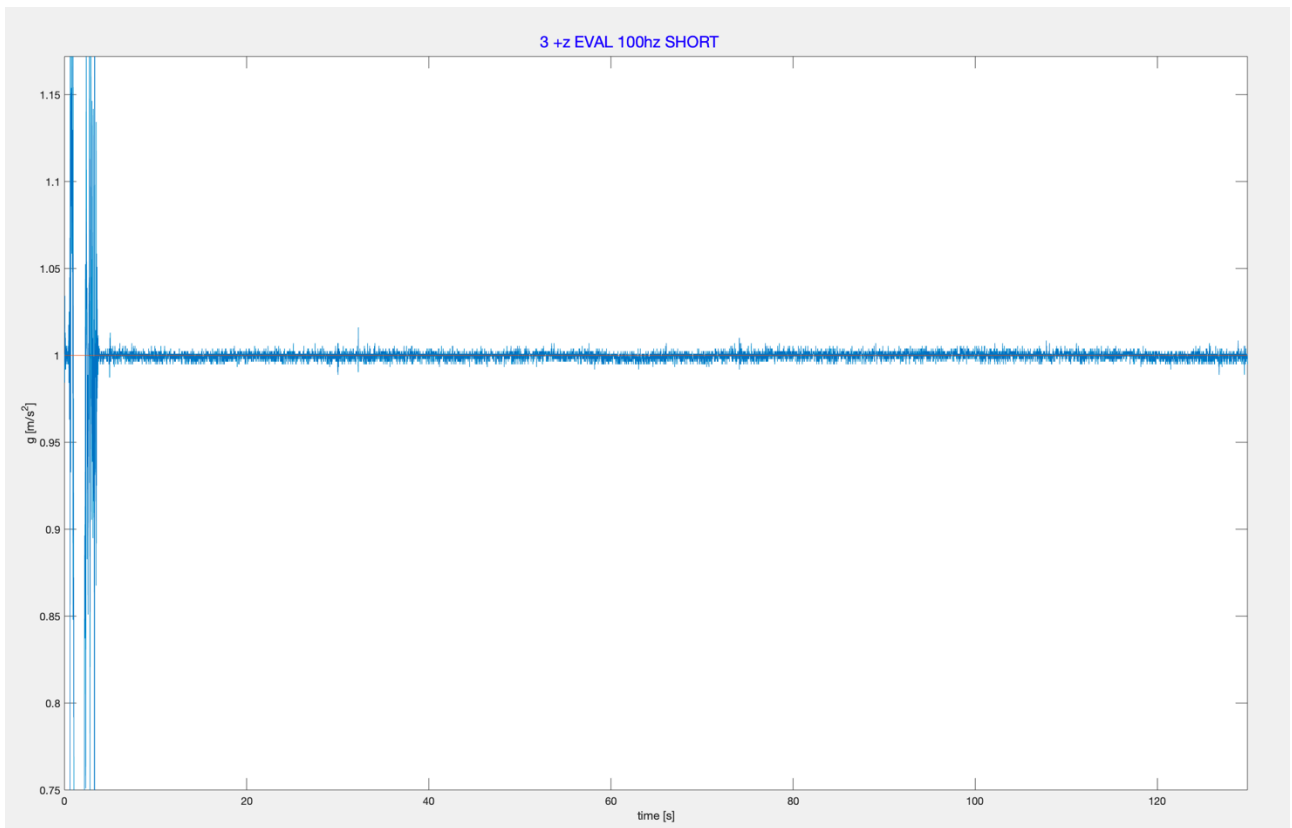


Figura 3.40: Ingrandimento della parte iniziale/centrale della Fig. 3.39

3.5 FILTRAGGIO DATI

Mediante MatLab, i dati sono stati filtrati mediante un filtro analogico, il *Filtro Butterworth* (filtro passo-basso). I filtri, in generale, hanno la caratteristica di cambiare il contenuto spettrale del segnale: le caratteristiche di ampiezza e di fase in funzione della frequenza. Eliminano le componenti indesiderate, lasciando passare le altre. I filtri analogici, quando si lavora con segnali analogici in tempo reale, sono caratterizzati da una maggiore velocità di risposta, a differenza dei digitali che non operano direttamente sul segnale digitale, ma richiedono un convertitore A/D all'ingresso e un convertitore D/A all'uscita e l'effettuazione di un numero di operazioni di moltiplicazione e addizione spesso elevato. Inoltre, i filtri analogici presentano una minore complessità di progetto.

Il Filtro di Butterworth è caratterizzato da due parametri: l'ordine n e la frequenza di taglio f_c .

In tale progetto, sono stati scelti:

$$n = 6,$$

$$f_c = 0.5 \text{ Hz}.$$

La seguente *Fig. 3.38* rappresenta i diagrammi di Bode di ampiezza e di fase, rispettivamente, del filtro utilizzato:

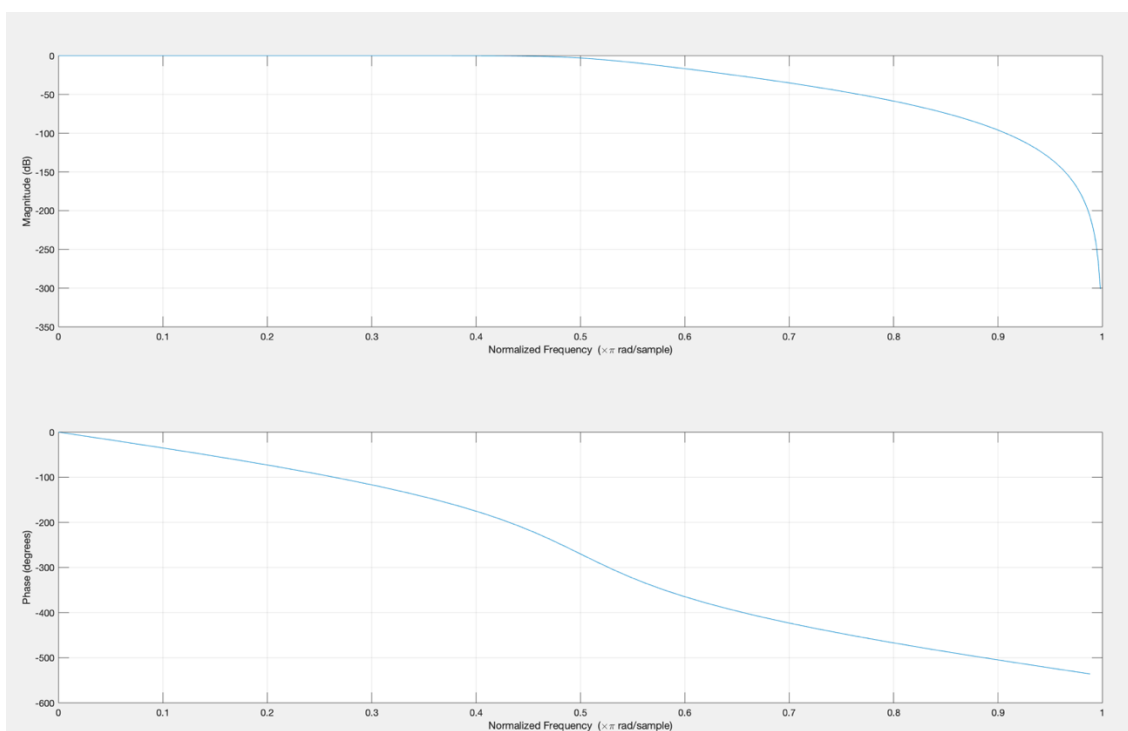


Figura 3.38: Diagrammi di Bode dell'ampiezza e della fase del filtro di Butterworth

CAPITOLO 4

4.1 CONCLUSIONI

La possibilità di aver isolato l'accelerometro LIS344ALH dall'IMU, fornito dall'azienda MediCon Ingegneria e di cui essa stessa ha riscontrato in passato delle non-idealità (offset, sovraelongazione, deriva nel tempo), ha fatto sì che tale progetto si concludesse con la possibilità di confermare che il sensore in sé non è affetto da disturbi tali da comprometterne i risultati.

Infatti, le acquisizioni effettuate con il medesimo accelerometro nel sistema embedded sviluppato con la scheda STM3210E-EVAL dotata del microcontrollore STM32F103ZGT6 non hanno manifestato gli stessi errori: in particolare, la deriva nel tempo non si è presentata con la stessa periodicità riscontrata con l'IMU, mentre la sovraelongazione è risultata del tutto assente. L'offset, invece, è stato rilevato equivalente.

4.2 PROPOSTE PER SVILUPPI E MIGLIORAMENTI FUTURI

L'accelerometro LIS344ALH, come già detto, dispone due possibilità di fondi scala: $\pm 2\text{ g}$ e $\pm 6\text{ g}$, il primo utilizzato nell'accelerometro posto sull'evaluation board STM3210E-EVAL e il secondo impostato sull'accelerometro dell'IMU.

Un fondo scala più alto ($\pm 6\text{ g}$) corrisponde ad avere meno sensibilità nei dati, infatti è generalmente usato per misurare accelerazioni più grandi, come nel caso di partenze e/o arresti improvvisi di un veicolo. Il fondo scala di $\pm 2\text{ g}$ è sufficiente per il rilevamento dell'inclinazione, in quanto la gravità è solo di 1 g .

Dunque, una prima raccomandazione da seguire è quella di impostare un fondo scala adeguato allo scopo finale del sensore, altrimenti bisogna mettere in conto una sensibilità minore nei risultati.

Inoltre, la sensibilità è molto sensibile alla temperatura: per esempio, con un fondo scala di $\pm 2\text{ g}$, può cambiare di $\pm 0,01\text{ \%/}^{\circ}\text{C}$. Ciò vuol dire che una variazione di temperatura di $40\text{ }^{\circ}\text{C}$ (da $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ si dovesse passare a $65\text{ }^{\circ}\text{C}$), si traduce in una conseguente possibile variazione della sensibilità del

$$\pm 0,01\text{ \%/}^{\circ}\text{C} \cdot 40\text{ }^{\circ}\text{C} = \pm 0,4\text{ \%}.^{37}$$

Un altro parametro, cui dare importanza e da cui potrebbe dipendere una minore sensibilità, è la velocità di trasmissione dei dati in uscita in modalità normale ODR (*Output Data Rate*): essa è strettamente legata alla larghezza di banda B_w . La relazione tra quest'ultime due grandezze è la *Condizione di Nyquist*, secondo cui si ha:

$$ODR = 2 \cdot B_w. \quad (20)$$

L'ODR deve essere impostata in base in modo tale da ricoprire tutti i segnali utili del sistema, cui fa riferimento.³⁷

L'accelerometro LIS344ALH, come tutti i dispositivi della STMicroelectronics, viene fornito già calibrato dal costruttore, ma, nel caso in cui il sensore dovesse essere utilizzato al fine di ottenere risultati precisi (per esempio, una misura dell'inclinazione molto accurata), sarebbe consigliabile effettuare una procedura di *calibrazione* (il metodo dei minimi quadrati presentato dalla stessa azienda potrebbe essere un punto di partenza).

La calibrazione dell'accelerometro andrebbe a compensare l'effetto della sensibilità all'asse trasversale (*Cross-Axis Sensitivity - CrossAx*), che fa riferimento alla sensibilità che un asse ha nei confronti degli altri due assi trasversali: la CrossAx, infatti, provoca un errore nella misura del segnale ed è dovuta al naturale disallineamento tra gli assi durante il posizionamento del sensore sul substrato della confezione o nel montaggio degli elementi.³⁷

Volendo andare a compensare esclusivamente tale sensibilità esistono delle precise procedure.³⁸

Con una buona calibrazione, prima dell'utilizzo del sensore, si potrebbe pareggiare l'*offset*, riscontrato in sede di analisi. Tuttavia, l'*offset* nei sensori MEMS è in qualche modo un risultato di stress, può variare leggermente anche semplicemente con il montaggio del dispositivo su una scheda a circuito stampato o dopo l'esposizione a forti e prolungate accelerazioni meccaniche.³¹

Un'altra valutazione da fare per cercare di evitare delle non-idealità sui sensori MEMS è un attento e scrupoloso studio sulle raccomandazioni da seguire durante la fase *hardware* dei sistemi embedded: l'azienda STMicroelectronics fornisce delle dettagliate linee guida sui suoi prodotti messi sul mercato.

Quest'ultime riguardano la progettazione della PCB (*Printed Circuit Board*) o la saldatura durante il montaggio del micro-sensore.

La PCB dovrebbe avere un design e le relative piste di collegamento il più simmetrici possibile, tale da aiutare l'auto-allineamento dei componenti; non dovrebbe essere posizionata vicino a punti caldi (quali microcontrollori, batterie, etc.), a punti di vibrazioni (pulsanti, viti e punti di ancoraggio). La vite di ancoraggio, per esempio, è preferibile metterla ad una distanza minima di 2 mm dal sensore. Tali posizioni potrebbero provocare degli stress meccanici, che comprometterebbero la precisione dell'accelerometro, al di sotto del quale non deve esserci alcuna linea di bus o struttura.³⁹

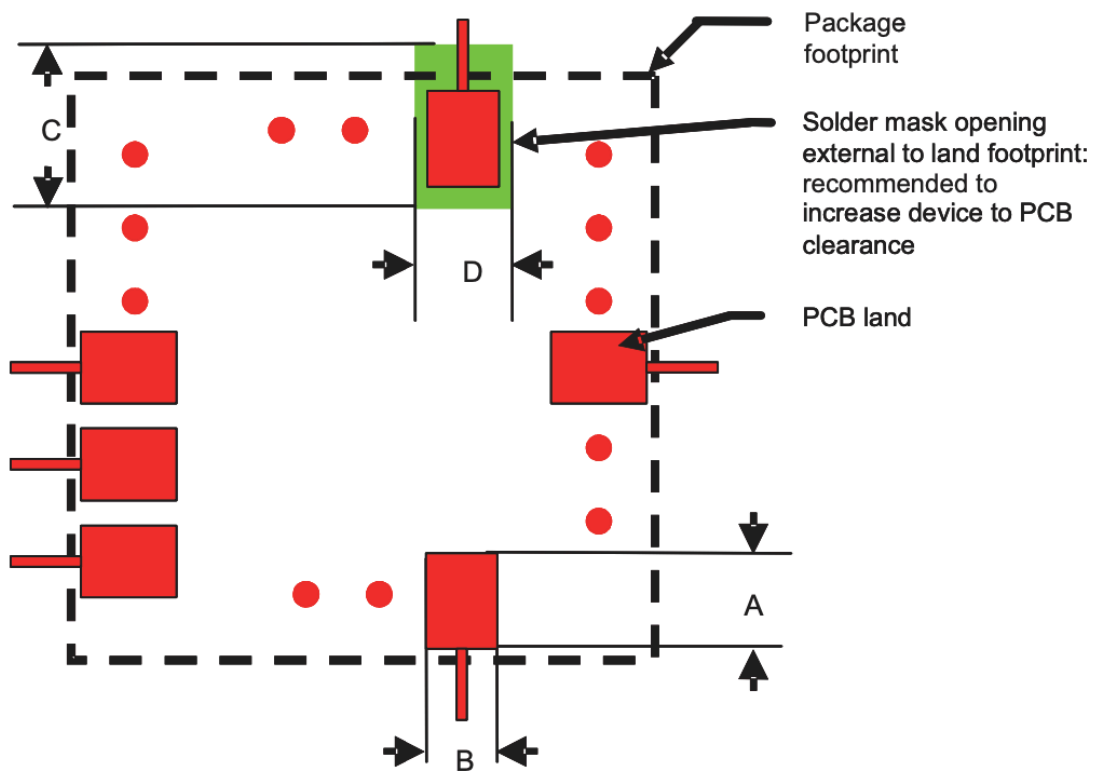


Figure 4.1: Design consigliato per packages LGA³⁹

Per aumentare la distanza tra il dispositivo e l'area della PCB, nella Fig. 4.1 è raccomandato utilizzare una maschera di saldatura, che si apre esternamente (con un'apertura trapezoidale e angoli arrotondati), con le seguenti dimensioni:

C = lunghezza di apertura della maschera di saldatura = lunghezza della PCB + 0.1 mm,

D = larghezza di apertura della maschera di saldatura = larghezza della PCB + 0.1 mm.

Mentre, per quanto riguarda l'area della PCB (AxB), esistono due distinzioni:

- quando la distanza tra i pin LGA è maggiore di 200 μm:

A = lunghezza dell'area della PCB = lunghezza del pin di saldatura LGA + 0.1 mm

B = larghezza dell'area della PCB = larghezza del pin di saldatura LGA + 0.1 mm

- quando la distanza tra i pin LGA è minore o uguale di $200 \mu\text{m}$:
 A = lunghezza del pin di saldatura LGA,
 B = larghezza del pin di saldatura LGA.³⁹

Inoltre, affinché si minimizzi il consumo energetico, necessitano di piste di alimentazione V_{DD} e di massa GND non troppo lunghe.

La maggior parte dei difetti dell'assemblaggio dei circuiti stampati è causata da problemi nel processo di stampa della pasta saldante o da difetti in essa stessa. Quest'ultimi possono essere di diverso tipo: troppa saldatura, la saldatura si scioglie o collega troppe vie, provocando cortocircuiti. Dunque, il profilo di saldatura non può essere univoco, ma dipende dal numero, dalle dimensioni e dal posizionamento dei dispositivi: in questo caso, durante la fase di raffreddamento della saldatura prevista per la PCB, è consigliata una rampa di discesa di $-3 \text{ }^\circ\text{C/s}$.

Per evitare anche stress di disaccoppiamento del sensore dalla PCB o che il packaging del dispositivo tocchi la board, bisogna assicurarsi che, dopo la saldatura, la pasta saldante:

- sia il più densa possibile,
- abbia uno spessore abbastanza uniforme,
- abbia un volume che occupi massimo il 20% della PCB.

Si potrebbe utilizzare una tecnica di controllo SPI (*Solder Paste Inspection*) per testare i dispositivi. Mentre, circa la fase successiva alla saldatura, un'ottima pulizia della scheda (se la pasta saldante non fosse auto-pulente) può aiutare ad eliminare fonti possibili di perdite tra componenti adiacenti.³⁹

Queste sono raccomandazioni a livello hardware da attuare al sistema; tuttavia, bisogna considerare anche ciò che si è utilizzato per acquisire i dati dal sistema. L'ADC è un esempio di componente che potrebbe comportare errori sia statici, sia dinamici: i primi (errori di quantizzazione, di offset, di deriva) si manifestano in corrispondenza dei segnali di ingresso costanti o lentamente variabili (come nel nostro caso), mentre i secondi in corrispondenza di segnali di ingresso variabili nel tempo.

L'errore di deriva in un ADC è il contributo di errore dovuto alla variazione del suo comportamento in seguito alla variazione di grandezze tipo la pressione, la temperatura ambientale, l'umidità o l'invecchiamento dei componenti, come nel caso anche dell'errore di offset e di guadagno.

Per evitare/compensare il fenomeno della deriva, oltre che seguire attentamente le raccomandazioni circa le opportune condizioni ambientali standard (temperatura solitamente a 25°C con un tasso di

umidità del 50%), è possibile disporre di una funzione nota con il nome di *autozero* presente in quasi tutti i convertitori.

Tale funzione è tipicamente effettuata dallo strumento in modo automatico, senza il coinvolgimento di eventuali componenti e dispositivi a monte dell'ADC stesso ed è spesso programmabile, come nel caso dell'ADC dell'evaluation board STM3210E-EVAL: infatti, durante lo sviluppo *firmware*, è stata attuata la suddetta funzione.

Essa avviene in due fasi: per primo si applica un riferimento di 0 V all'ingresso, ossia cortocircuitandolo, e poi si variano alcuni parametri dell'ADC fino ad ottenere 0 V anche in uscita.¹⁸

BIBLIOGRAFIA

1. Ahmad, N., Ghazilla, R. A. R., Khairi, N. M. & Kasi, V. Reviews on Various Inertial Measurement Unit (IMU) Sensor Applications. *Int. J. Signal Process. Syst.* **1**, 256–262 (2013).
2. Ballerini, M., Magno, M., Brunelli, D., Comai, G. & Benini, L. NETWIS: A Scalable and Robust Body Sensor Network for Biomedical Application. *Proc. - 2019 8th Int. Work. Adv. Sensors Interfaces, IWASI 2019* 118–123 (2019) doi:10.1109/IWASI.2019.8791326.
3. Biondo, G. & Sacchi, E. *Manuale di Elettronica e Telecomunicazioni*. (2009).
4. De Rossi, D., Ahluwalia, A., Mazzoldi, A., Pede, D. & Scilingo, E. P. *Sensori per Misure Biomediche. Collana di Ingegneria Biomedica* (2004).
5. Gad-el-Hak, M. *The MEMS Handbook*. (2002).
6. Premachandran, C. S., Chong, S. C., Liw, S. & Nagarajan, R. Fabrication and testing of a wafer-level vacuum package for MEMS device. *IEEE Trans. Adv. Packag.* **32**, 486–490 (2009).
7. Premachandran, C. S., Nagarajan, R., Yu, C., Xiolin, Z. & Choong, C. S. A novel electrically conductive wafer through hole filled vias interconnect for 3D MEMS packaging. *Proc. - Electron. Components Technol. Conf.* 627–630 (2003) doi:10.1109/ectc.2003.1216346.
8. Roylance, L. M. & Angell, J. B. A Batch-Fabricated Silicon Accelerometer. *IEEE Trans. Electron Devices* **26**, 1911–1917 (1979).
9. Partridge, A. *et al.* High-performance planar piezoresistive accelerometer. *J. Microelectromechanical Syst.* **9**, 58–66 (2000).
10. DeVoe, D. L. & Pisano, A. P. Surface micromachined piezoelectric accelerometers (PiXLs). *J. Microelectromechanical Syst.* **10**, 180–186 (2001).
11. Wang, L. P. *et al.* Design, fabrication, and measurement of high-sensitivity piezoelectric microelectromechanical systems accelerometers. *J. Microelectromechanical Syst.* **12**, 433–439 (2003).
12. Chen, P. L. *et al.* Integrated Silicon Microbeam Pi-Fet Accelerometer. *IEEE Trans. Electron Devices* **29**, 27–33 (1982).
13. Burrer, C. & Esteve, J. A novel resonant silicon accelerometer in bulk-micromachining technology. «*Sensors and Actuators, A: Physical*» vol. 46 185–189 (1995).
14. Ferrari, V., Ghisla, A., Marioli, D. & Taroni, A. Silicon resonant accelerometer with electronic compensation of input-output cross-talk. *Sensors Actuators, A Phys.* **123–124**, 258–266 (2005).

15. Huff, M. MEMS fabrication. *Sens. Rev.* **22**, 18–33 (2002).
16. Romankiw, L. T. A path: From electroplating through lithographic masks in electronics to LIGA in MEMS. *Electrochim. Acta* **42**, 2985–3005 (1997).
17. Ágoston, K. Accelerometer Characteristics, Errors and Signal Conditioning. *Interdiscip. Eng. Int. Conf.* 276–281 (2012).
18. Bertocco, M. & Sona, A. Introduzione alle misure elettroniche Prefazione. (2010).
19. Woodman, O. J. An introduction to inertial navigation. (2007).
20. J.C. Utters, J. Schipper, P.H. Veltink, W. Olthuis, P. B. Procedure for in-use calibration of triaxial accelerometers in medical applications. **68**, 221–228 (1998).
21. Madgwick, S. O. H. Automated calibration of an accelerometers , magnetometers and gyroscopes - A feasibility study. *Tehc Rep, x-io Technol. Limited, Bristol, UK* 1–11 (2010).
22. John J. Hall, R. L. W. Case study: Inertial Measurement Unit Calibration platform. *J. F. Robot.* **17**, 623–632 (2000).
23. De Tommaso, D. SVILUPPO E VALIDAZIONE DI UN SOFTWARE PER IL CONTROLLO DI UN SISTEMA AUTOMATIZZATO PER LA CALIBRAZIONE DI SENSORI INERZIALI. (Università di Bologna - Alma Mater Studiorum).
24. Culhane, K. M., O'Connor, M., Lyons, D. & Lyons, G. M. Accelerometers in rehabilitation medicine for older adults. *Age Ageing* **34**, 556–560 (2005).
25. Chiari, L. *et al.* Audio-biofeedback for balance improvement: an accelerometry-based system. *IEEE Eng. Med. Biol. Soc.* **52**, 2108–2111 (2005).
26. Igual, R., Medrano, C. & Plaza, I. Challenges, issues and trends in fall detection systems. *Biomed. Eng. Online* **12**, 1 (2013).
27. Palmerini, L., Klenk, J., Becker, C. & Chiari, L. Accelerometer-based fall detection using machine learning: Training and testing on real-world falls. *Sensors (Switzerland)* **20**, 1–15 (2020).
28. Palmerini, L., Rocchi, L., Mellone, S., Valzania, F. & Chiari, L. Feature selection for accelerometer-based posture analysis in Parkinsons disease. *IEEE Trans. Inf. Technol. Biomed.* **15**, 481–490 (2011).
29. Mellone, S., Tacconi, C. & Chiari, L. Validity of a Smartphone-based instrumented Timed Up and Go. *Gait Posture* **36**, 163–165 (2012).
30. Carraturo, A. & Trentini, A. *Sistemi embedded: teoria e pratica.*
31. STMicroelectronics. Datasheet LIS344ALH. 1–19 (2008).
32. STMicroelectronics. Datasheet STEVAL-MKI015V1. 6–9 (2018).
33. STMicroelectronics. User Manual - STM3210E-EVAL. vol. 3304 1–148 (2012).

34. STMicroelectronics. Reference Manual STM32F103xF STM32F103xG. 1–120 (2012).
35. USING STM32 ADC WITH CHIBIOS ADC DRIVER.
<https://www.playembedded.org/blog/stm32-adc-chibios/>.
36. USING STM32 USART WITH CHIBIOS SERIAL DRIVER.
<https://www.playembedded.org/blog/stm32-uart-chibios-serial/>.
37. STMicroelectronics. AN4508 Parameters and calibration of a low-g 3-axis accelerometer. vol. 2014 2014 (2014).
38. Technologies, V. AN32 Cross-axis Compensation. vol. 1 3–5 (2005).
39. STMicroelectronics. TN0018 Surface mounting guidelines for MEMS sensors in an LGA package. vol. 30328 1–17 (2016).