

POLITECNICO DI MILANO
Facoltà di Ingegneria
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Informatica



**Studio e validazione sperimentale di un algoritmo
basato su sensori MEMS e filtro di Kalman per la
stima dell'orientamento di robot mobili**

Relatore: Ing. Matteo MATTEUCCI
Correlatore: Ing. Daniele CALTABIANO

Tesi di Laurea di:
Francesco HOFER, matricola 711454

Anno Accademico 2009-2010

*Impossible is just a big word thrown around by small men
who find it easier to live in the world they've been given
than to explore the power they have to change it.
Impossible is not a fact. It's an opinion. It's a dare.
Impossible is potential. Impossible is temporary.
Impossible is nothing.*

Muhammad Ali

Sommario

Il lavoro discusso in questa tesi si inserisce nel ambito della localizzazione di robot mobili in ambienti chiusi e sconosciuti. In particolare si è lavorato sulla stima dell'orientamento di robot mobili utilizzando giroscopi e magnetometri. L'obiettivo del lavoro, è stato lo studio approfondito delle diverse problematiche di giroscopi e magnetometri MEMS e l'implementazione di un algoritmo basato sulla fusione sensoriale tramite filtro di Kalman per consentire ad un ipotetico robot immerso in ambienti chiusi e sconosciuti, di orientarsi autonomamente. Per raggiungere questo obiettivo il lavoro si è articolato in quattro fasi. La prima fase ha portato alla realizzazione di una piattaforma girevole di test composta principalmente da un base fissa che sostiene una base mobile movimentata da un motoriduttore DC che monta un encoder in quadratura con una risoluzione di 300.000 tick/giro. Il movimento della piattaforma, l'acquisizione dei sensori e la comunicazione sono stati gestiti da un microcontrollore STM32 che trasmette tramite ZigBee i dati raccolti dal giroscopio e dal magnetometro ad un PC il quale li acquisisce tramite un software creato ad hoc utilizzato anche per inviare PID, velocità e numero di giri alla piattaforma di test. Nella seconda fase, servendoci della piattaforma girevole, abbiamo studiato due diversi giroscopi a un asse e un magnetometro tri-assiale ricavando le potenzialità e i limiti legati al loro utilizzo tramite la post-elaborazione in Matlab dei dati raccolti dai diversi test. La terza fase del lavoro ha portato all'implementazione e alla calibrazione dei parametri dell'algoritmo di orientamento basato sul filtro di Kalman. Quest'ultimo, realizzato e testato inizialmente in Matlab, è stato esportato su microcontrollore STM32 nell'ultima fase del lavoro. I test sperimentali mostrano come l'algoritmo compensi in modo efficace i problemi che affliggono i due sensori MEMS fornendo la stima dell'orientamento precisa che posta come obiettivo del lavoro.

Indice

1 Introduzione.....	1
2 Stato dell'arte.....	7
2.1. Localizzazione.....	7
2.2. Sensori per la localizzazione	10
2.2.1. Sensori di spostamento relativo e assoluto.....	11
2.2.2. Sensori di prossimità	18
2.3. I MEMS	20
2.3.1. L'idea	21
2.3.2. Le applicazioni	22
2.3.3. Le tecnologia produttiva.....	23
2.3.4. Problematiche dei MEMS	24
2.3.5. Centri di ricerca in Italia	25
2.3.6. Sviluppi futuri.....	25
2.4. Giroscopi MEMS.....	26
2.4.1. Principi di funzionamento	26
2.4.2. Struttura interna	28
2.4.3. Limiti del giroscopio.....	30
2.5. Magnetometri MEMS	31
2.5.1. Principi di funzionamento	31
2.5.2. Struttura interna	33
2.5.3. Limiti dei magnetometri.....	34
3 Piattaforma di test	37
3.1. Requisiti della piattaforma di test.....	37
3.2. Architettura hardware.....	39
3.2.1. Alimentazione	41
3.2.2. Regolatore switching L5973D.....	42
3.2.3. Scheda di potenza.....	43
3.2.4. Motoriduttore.....	45

3.2.5. Encoder in quadratura	46
3.2.6. STLM/B e microcontrollore STM32.....	49
3.2.7. Giroscopi LY530ALH e LY503ALH	53
3.2.8. Magnetometro LSM303DLH	57
3.2.9. Modulo di comunicazione ZigBee	60
3.3. Architettura di comunicazione.....	62
3.3.1. Software di gestione della piattaforma	63
4 Risultati sperimentali sui sensori MEMS.....	67
4.1. Struttura del file di log	67
4.2. Validazione del sistema di test.....	69
4.2.1. Controllo dei pacchetti persi.....	69
4.2.2. Parametri del PID	69
4.2.3. Velocità di rotazione.....	73
4.3. Test sui giroscopi.....	74
4.3.1. Drift.....	74
4.3.2. Conclusioni dei test sul drift	79
4.3.3. Sensitività.....	80
4.3.4. Conclusioni dei test sulla sensitività	86
4.4. Test del magnetometro.....	87
4.4.1. Il campo magnetico terrestre	87
4.4.3. Hard iron distortion.....	94
4.4.4. Soft Iron distortion.....	97
4.4.5. Forti disturbi magnetici	98
4.4.6. Disallineamento di montaggio	100
5 Algoritmo per l'orientamento.....	101
5.1. Progetto logico della soluzione al problema	101
5.2. Il filtro di Kalman.....	102
5.3. L'algoritmo di orientamento in sintesi	109
5.4. L'algoritmo di orientamento in dettaglio.....	110
5.4.1. Inizializzazione del giroscopio.....	111
5.4.2. Inizializzazione del magnetometro.....	112
5.4.3. Inizializzazione delle variabili del filtro.....	116

5.4.4. Predizione della variabile di stato	117
5.4.5. Calcolo dei disturbi	117
5.4.6. Calcolo della correzione del giroscopio	119
5.4.7. Valutazione affidabilità della misura.....	120
5.4.8. Aggiornamento della varianza dell'errore sullo stato .	122
5.4.9. Aggiornamento della correzione dello stato.....	122
5.4.10. Aggiornamento della stima dello stato.....	123
5.4.11. Aggiornamento della varianza dell'errore sullo stato .	123
6 Risultati sperimentali dell'algoritmo di orientamento.....	125
6.1. Risposta dell'algoritmo ai disturbi.....	125
6.2. Derivata del disturbo sul modulo orizzontale	127
6.3. Disturbo sulla componente verticale.....	130
6.4. Correzione in tempo reale del giroscopio.....	132
6.5. Tuning dell'algoritmo di orientamento	134
6.6. Implementazione su microcontrollore STM32	135
7 Conclusioni e sviluppi futuri	139
7.1. Conclusioni.....	139
7.2. Sviluppi futuri	141
Bibliografia	143

Capitolo 1

Introduzione

Il lavoro discusso in questa tesi si inserisce nel ambito della localizzazione di robot mobili in ambienti chiusi e sconosciuti. In particolare si è lavorato sulla stima dell'orientamento di robot mobili utilizzando giroscopi e magnetometri.

L'obiettivo del lavoro, è stato lo studio approfondito delle diverse problematiche di giroscopi e magnetometri MEMS e l'implementazione di un algoritmo per consentire a un robot immerso in ambienti chiusi e sconosciuti, di orientarsi autonomamente.

Le motivazioni che hanno portato allo svolgimento del seguente lavoro di tesi sono dovute all'importanza fondamentale che il problema di localizzazione, ossia la stima della posizione e dell'orientamento di un robot, assume prima di qualunque altro compito.

Tutti i robot mobili hanno bisogno di conoscere dove si trovano per poter operare in autonomia. La risposta alla domanda "dove sono" è alla base della localizzazione robotica. Formalmente il problema della localizzazione consiste nel determinare la posizione del robot sulla base delle informazioni sensoriali ricevute. Senza conoscere la propria posizione rispetto all'ambiente esterno, un robot non è in grado di decidere cosa fare e, quindi, di essere autonomo[1][5]. I sistemi di localizzazione robotica si dividono in sistemi di localizzazione relativa e

sistemi di localizzazione assoluta. I sistemi di localizzazione relativa sono i più utilizzati e diffusi [1].

L'odometria (o ricostruzione odometrica) è un esempio di localizzazione relativa che si basa sull'integrazione nel tempo delle informazioni acquisite sul movimento. In genere ciò avviene misurando, attraverso opportuni sensori, il numero di rivoluzioni delle ruote nell'intervallo di tempo di movimento. Il pregio fondamentale di questa soluzione è la rapidità con cui vengono ottenuti i dati odometrici, la cui elaborazione risulta inoltre poco gravosa in termini computazionali. Il problema principale dell'odometria è il suo essere soggetta a imprecisione nativa. Questo significa che mentre gli encoder dimostrano una buona risoluzione (traiettoria rilevata = traiettoria richiesta), esistono delle imprecisioni su proprietà fisiche delle ruote o del dispositivo, quali, ad esempio, variazioni nella distanza tra le ruote, slittamenti causati da imprecisioni nel terreno, riduzione del diametro delle ruote dovuti a sgonfiamenti ecc. Inoltre è facile immaginare come l'errore si accumuli all'aumentare del numero delle rilevazioni. La localizzazione basata su informazioni odometriche fornite da encoder a basso costo porta quindi a risultati scadenti e anche utilizzando encoder ad alto costo, abbiamo gli stessi problemi fisici [2] [7].

L'utilizzo di giroscopi MEMS a basso costo per compensare le stime odometriche porta a risultati migliori nella stima delle rotazioni previste e degli slittamenti impreveduti effettuati dal robot. Questi presentano però errori dovuti ad esempio alla variazione della sensibilità al variare della temperatura e al variare della velocità di rotazione del robot [1]. I magnetometri MEMS usati come bussole magnetiche forniscono invece un angolo assoluto e sembrano essere la soluzione migliore nella stima dell'orientamento. Tuttavia il loro difetto intrinseco è che risultano molto sensibili alle variazioni di campo magnetico nell'ambiente circostante [3].

Lo scopo della presente tesi è stata l'implementazione di un algoritmo basato sulla fusione multisensoriale di giroscopi e magnetometri MEMS tramite filtro di Kalman per consentire a un robot immerso in ambienti

chiusi e sconosciuti, di orientarsi autonomamente compensando i limiti dell'odometria.

Per raggiungere questo obiettivo il lavoro si è articolato in diverse fasi. In una prima fase abbiamo costruito una piattaforma girevole di test. Essa è composta da una base fissa su cui è montata una base girevole movimentata da un motoriduttore DC. Il movimento della piattaforma, l'acquisizione dei sensori e l'invio dei dati raccolti al PC sono stati gestiti utilizzando un microcontrollore STM32.

Nella seconda fase abbiamo studiato singolarmente tre diversi giroscopi a un asse e un magnetometro tri-assiale ricavando le potenzialità e i limiti legati al loro utilizzo tramite diversi test che hanno mostrato l'effettiva presenza e portata di alcune problematiche affrontate in letteratura.

In seguito abbiamo studiato il funzionamento teorico del filtro di Kalman e preparato uno schema a blocchi dell'algoritmo di orientamento che volevamo realizzare. La realizzazione dell'algoritmo per la data fusion è stato iterativo e si sono susseguite revisioni necessarie ad affrontare alcune problematiche non indirizzate dalle formulazioni teoriche o inizialmente sottovalutate.

I test sperimentali sull'algoritmo finale mostrano come esso compensi in modo efficace gli errori che affliggono i due sensori MEMS fornendo in ultima analisi una stima di orientamento così precisa da essere paragonabile a soluzioni commerciali più costose.

Gli ambiti applicativi in cui è possibile utilizzare gli algoritmi di orientamento e i risultati dei test discussi in questo lavoro di tesi sono molteplici. In linea di principio, ogni qualvolta venga utilizzato un robot mobile in applicazioni dove sia necessario navigare all'interno di un ambiente sconosciuto o parzialmente conosciuto in maniera autonoma e più in generale ogni volta che un dispositivo debba conoscere il suo orientamento in uno spazio a due dimensioni.

Tra i diversi ambiti applicativi, in cui l'algoritmo proposto può essere utilizzato, la localizzazione domestica può essere considerato quello

principale. In ambito domestico i robot necessitano un elevato grado di autonomia e adattamento. Tra tutti, i robot per la pulizia in ambienti chiusi stanno recentemente guadagnando popolarità per il risparmio di tempo che consentono di ottenere nei lavori domestici. Per pulire un ambiente in modo efficace, un robot deve avere dei buoni algoritmi di localizzazione e di copertura al fine di ottimizzare il tempo di pulizia e lo spazio coperto e un algoritmo di orientamento preciso si pone alla base di ogni altro algoritmo di pulizia eventualmente implementato sui robot domestici.

Un altro ambito applicativo interessante è l'esplorazione autonoma di ambienti ostili da parte di robot mobili. Questo risulta essere uno dei contesti applicativi più complessi, e al tempo stesso interessanti, per quel che riguarda le applicazioni di localizzazione. Innanzitutto è necessario fornire al robot un grado elevato di autonomia, che però deve tener conto della difficoltà nel disporre di collegamenti di rete tra il robot e una possibile stazione operativa esterna. L'utilizzo dell'algoritmo e dei sensori di localizzazione proposti nel presente lavoro, rendono possibile una stima della posizione e dell'orientamento che compensa i limiti legati all'utilizzo del segnale GPS nel contesto appena illustrato.

Anche in ambito automotive gli algoritmi di orientamento basati su giroscopi e magnetometri sono molto importanti in quanto riescono a sopperire alcuni limiti legati alla navigazione mediante segnale satellitare. Il segnale GPS infatti non viene rilevato all'interno di gallerie e in ambienti in cui gli edifici creano pesanti schermature. In questi casi la navigazione basata su odometria e stima dell'orientamento risulta molto importante e imprescindibile per qualsiasi software di navigazione moderno.

Infine anche la navigazione in ambienti aperti necessita di algoritmi di orientamento basati su giroscopi e magnetometri come quello realizzato in questa tesi. Si può ipotizzare infatti una stima dell'orientamento che su brevi tratti e nel breve periodo si basi su sensori inerziali (accelerometri,

giroscopi) e sul magnetometro, e una correzione delle stime a lungo termine basata sui dati provenienti da un ricevitore GPS.

La restante parte del documento è strutturata nel modo seguente:

- Nel Capitolo 2 viene mostrato lo stato dell'arte, illustrando in generale il problema della localizzazione per poi passare alla descrizione dei sensori relativi, assoluti e di prossimità. Viene poi descritto il funzionamento, la produzione e gli obiettivi della tecnologia MEMS. Infine verranno illustrati il funzionamento, gli ambiti applicativi e le problematiche dei due sensori MEMS utilizzati nel lavoro di tesi: il giroscopio e il magnetometro.
- Nel Capitolo 3 si descrive la piattaforma di test nel dettaglio. Si parte quindi da una descrizione delle singole componenti che costituiscono l'architettura hardware per poi passare alla descrizione dell'architettura di comunicazione che coinvolge i vari elementi del sistema. Infine si descrive il software usato per la comunicazione bidirezionale tra la piattaforma e il PC che consente di acquisire i dati relativi ai sensori.
- Nel Capitolo 4 viene trattato lo studio avvenuto sui sensori MEMS tramite l'acquisizione e la post elaborazione in Matlab dei dati raccolti utilizzando la piattaforma di test e il software di comunicazione illustrati nel Capitolo 3. In questo capitolo vengono presentate le modalità di svolgimento e i risultati dei test riguardanti la presenza e la portata delle problematiche che affliggono 2 giroscopi a singolo asse e 1 magnetometro tri-assiale (analizzati singolarmente). Verrà dapprima descritta brevemente la struttura dei file contenenti le acquisizioni. Si passerà poi ad analizzare e validare il sistema di test utilizzato e in ultima analisi verranno proposti tutti i test effettuati sui giroscopi e sul magnetometro discutendo i risultati ottenuti.

- Nel Capitolo 5 viene descritto l'algoritmo per l'orientamento realizzato. Nella prima parte presentata la teoria del filtro di Kalman per sistemi lineari a tempo discreto che si pone alla base dell'algoritmo che abbiamo realizzato. Per far ciò si descrivono i passi e le equazioni interne al filtro di Kalman. Successivamente verrà descritto in modo dettagliato l'algoritmo realizzato illustrando passo passo il codice Matlab con cui esso è stato implementato nella sua prima versione.
- Nel Capitolo 6 verranno mostrati i risultati dei test sull'algoritmo di orientamento descritto nel Capitolo 5. Verrà mostrato tramite diversi grafici quanto la stima dell'angolo in uscita dall'algoritmo risulti immune alla presenza di disturbi sul campo elettromagnetico e agli errori che affliggono il giroscopio. Verrà discusso poi, con l'aiuto di alcuni grafici, come alcuni raffinamenti introdotti nell'algoritmo contribuiscano in maniera più o meno importante a rendere ancora più preciso il risultato finale. Nell'ultima parte del capitolo verrà invece discussa l'implementazione su microcontrollore STM 32 dell'algoritmo realizzato.
- Per finire nel Capitolo 7 vengono riportate le conclusioni riguardanti il lavoro svolto presentando qualche dato numerico che andrà a pesare la bontà del lavoro svolto in questi mesi. Vengono infine esposte le prospettive future che riguardano principalmente l'ottimizzazione dell'algoritmo proposto, il miglioramento della piattaforma di test, e lo sviluppo di una board inerziale a 9 assi.

Capitolo 2

Stato dell'arte

In questo capitolo viene mostrato lo stato dell'arte, illustrando in generale il problema della localizzazione per poi passare alla descrizione dei sensori relativi, assoluti e di prossimità. Viene poi descritto il funzionamento, la produzione e gli obiettivi della tecnologia MEMS. Infine verranno illustrati il funzionamento, gli ambiti applicativi e le problematiche dei due sensori MEMS utilizzati nel lavoro di tesi: il giroscopio e il magnetometro.

2.1. Localizzazione

Una delle problematiche fondamentali della robotica mobile è la localizzazione, ossia la stima della posizione di un robot e del suo orientamento all'interno dell'ambiente. Tale problema è stato affrontato in maniera approfondita negli ultimi anni e in letteratura sono state proposte diverse tecniche e algoritmi. Analiticamente il problema può essere visto come un problema di stima dello stato di un sistema dinamico. Stima che può essere effettuata con modalità differenti, a seconda del contesto applicativo in cui è immerso il robot, dei sensori e

delle infrastrutture di localizzazione eventualmente disponibili. In particolare le due principali modalità di localizzazione sono:

- il tracciamento della posizione;
- la localizzazione globale.

Il tracciamento della posizione, rappresenta un metodo di localizzazione di un robot nel tempo (deduced reckoning). In questo tipo di problema la posizione del robot all'istante attuale è data dall'integrazione nel tempo delle pose deterministiche assunte dal robot in tutti gli istanti precedenti. [2]

L'assumere nota (deterministica) la posizione precedente ai fini del calcolo della posizione attuale fa sì che errori precedenti nella stima si propaghino anche nelle stime successive e quindi una volta che il robot ha perso la posizione idealmente corretta è estremamente improbabile che la ripristini. Se invece la stima di posizione è calcolata con buona precisione si può navigare per moltissimo tempo senza problemi.

Nella localizzazione globale invece è necessario conoscere la posizione assoluta del robot soprattutto nei compiti in cui esso deve raggiungere locazioni specifiche fornitegli secondo un sistema di riferimento assoluto. Il problema della localizzazione, in questo caso, si presenta nella sua forma più generale ed è necessario da parte del robot, ottenere ulteriori informazioni dall'ambiente circostante che permettano una stima della posizione attuale. Gli approcci di localizzazione globale permettono quindi di stimare la posizione del robot anche sotto ipotesi di incertezza globale gestendo il problema del kidnapping (ossia il cambiamento di posizione di un robot nel mondo senza che i sensori ne misurino lo spostamento)[7].

Sia per il tracciamento della posizione che per la localizzazione globale, dei buoni algoritmi di localizzazione non possono prescindere dall'affidabilità, dalla precisione e dall'efficienza degli algoritmi che gestiscono l'orientamento del robot. Anzi, la precisione di stima di un

algoritmo di localizzazione, a lungo termine, risulta essere proporzionale alla precisione delle stime di orientamento calcolate in tutti gli istanti precedenti[2][1].

Estendendo il discorso a entrambe le metodologie di localizzazione citate, il problema della localizzazione è funzione di alcuni aspetti che influenzano direttamente o indirettamente l'efficacia e l'efficienza degli algoritmi e delle tecniche di localizzazione implementate.

Il primo parametro da considerare è il tipo di ambiente in cui viene inserito il robot. Nel nostro lavoro ci concentreremo in particolare sulla stima dell'orientamento di robot che si muovono nel piano in ambienti domestici e quindi in due dimensioni. Le considerazioni che verranno fatte possono però, con le dovute precauzioni, essere estese a robot che si muovono in generici ambienti chiusi tra i quali:

- robot per la videosorveglianza;
- robot per la pulizia;
- robot ludici (e.g. Robocup);
- robot guide all'interno di musei;
- robot di soccorso (miniere, ambienti sismici).

La localizzazione in ambienti domestici, apparentemente semplice, risulta invece complessa al pari della localizzazione in spazi aperti. L'ambiente domestico infatti è un ambiente non statico, ma ricco di elementi che cambiano continuamente. Porte che si aprono e che si chiudono, oggetti sparsi sul pavimento, persone che si muovono nell'ambiente ecc. Il robot in questo ambiente deve eseguire i lavori per cui è stato progettato in maniera quanto più autonoma possibile senza che l'utente debba interagire con esso (per comodità o perché magari non è fisicamente presente). Deve avere la capacità di orientarsi in maniera precisa senza che elementi imprevisti e di disturbo ne influenzino le prestazioni (relativamente ai compiti che deve raggiungere).

Un altro aspetto importante nello sviluppo degli algoritmi di localizzazione è il costo computazionale degli algoritmi implementati che influenza direttamente l'efficienza del robot. Infatti, un algoritmo di localizzazione deve espletare i propri compiti senza allo stesso tempo eccedere nell'utilizzo delle risorse di calcolo del robot. Deve permettere una stima veloce della posizione anche in ambienti ostili in cui la localizzazione non è il compito con priorità maggiore. Tutto questo porta a una ricerca di un trade-off tra la precisione di stima della posizione e le risorse utilizzate per ottenerla.

Anche la robustezza di questi algoritmi è fondamentale. Una localizzazione efficace e sicura deve essere in grado distinguere situazioni in cui la stima della posizione attuale è errata ed agire di conseguenza.

2.2. Sensori per la localizzazione

In caso di compiti complessi che richiedono l'interazione con l'ambiente, l'aver a disposizione un adeguata sensoristica, a bordo del robot, è una preconditione essenziale al fine del successo dell'applicazione. Il robot deve essere a conoscenza dei suoi movimenti tramite le informazioni che gli vengono date da un insieme di sensori capaci di acquisire dati riguardo alla cinematica e alla dinamica e riguardo alla struttura metrica e topologica dell'ambiente in cui lavora, in modo da percepire la presenza di ostacoli e di configurazioni particolari che gli permettano di individuare la propria posizione nell'ambiente. In questa sezione viene analizzata la sensoristica utilizzata nell'ambito della localizzazione che può essere divisa in due classi principali:

- sensori di spostamento relativo e assoluto: rappresenta la classe di sensori che forniscono informazioni relative allo spostamento tramite i dati di cinematica e dinamica rilevati a bordo del robot stesso;

- sensori di prossimità: i sensori in questa classe effettuano misurazioni metriche sugli oggetti presenti nell'ambiente per stimare la posizione del robot.

Nel seguito verranno illustrati i sensori appartenenti a queste classi con una descrizione del loro funzionamento, degli ambiti d'utilizzo, delle potenzialità e dei limiti che derivano dal loro utilizzo[3].

2.2.1. Sensori di spostamento relativo e assoluto

In questa sezione vengono descritti quei sensori che permettono di conoscere lo spostamento relativo e assoluto del robot, ossia le variazioni di orientamento e posizione all'interno dell'ambiente. Tutti i sensori di seguito descritti effettuano esclusivamente misure cinematiche e dinamiche a bordo del robot ad eccezione del ricevitore GPS che, non essendo un sensore ma un ricevitore di segnale, è stato incluso nella trattazione vista la sua importanza e il suo vasto uso nell'ambito della localizzazione.

Encoder

Solitamente le informazioni più a basso livello che è possibile ottenere direttamente, quando si ha a che fare con robot mobili dotati di ruote, è la rotazione compiuta dalle ruote stesse. Tali informazioni vengono analizzate per poter ottenere lo spostamento effettivo con una metodologia di analisi chiamata odometria. La rotazione delle ruote viene registrata tramite dei dispositivi che vengono montati sulle ruote stesse e che rivelano spostamenti angolari. Tali dispositivi vengono chiamati encoder e sono sensori di spostamento relativo. Gli encoder, il cui funzionamento dettagliato verrà spiegato nel Capitolo 3, sono essenzialmente dei trasduttori di posizione angolare che, montati su un motoriduttore, indicano l'angolo di rotazione compiuto. Montando due

encoder su due motoriduttori (a cui sono connesse le ruote) posizionati su uno stesso asse in maniera speculare, è possibile rilevare, oltre alle distanze percorse su tratti rettilinei, le rotazioni effettuate da un robot [18].

Il principale vantaggio che presenta questo sensore è il basso costo. Lo svantaggio, che ne preclude invece l'utilizzo per la stima delle rotazioni, è l'elevata imprecisione delle stime effettuate legata a diversi fattori non tutti imputabili direttamente all'encoder:

- differente diametro delle ruote a cui sono connessi i motoriduttori con encoder;
- disallineamento delle ruote;
- risoluzione dell'encoder;
- slittamenti sulla superficie;
- calibrazione imprecisa.

Accelerometri

Gli accelerometri sono sensori inerziali di spostamento relativo in grado di misurare accelerazioni lineari. Negli ultimi anni l'importanza di questi sensori è notevolmente cresciuta, perché, accanto alle tradizionali applicazioni in ambito scientifico e aerospaziale, si è sviluppato il loro uso in molti campi civili. Con il moltiplicarsi delle applicazioni, sono accresciute anche le tipologie di questi strumenti, e oggi se ne possono contare decine di tipi (piezoelettrici, piezoresistivi, meccanici, capacitivi, termici), ognuno con caratteristiche funzionali e costruttive differenti ma il cui principio di funzionamento è quasi sempre lo stesso[3].

Si basano quasi tutti sulla rilevazione dell'inerzia di una massa quando viene sottoposta a una accelerazione. L'inerzia di un corpo è la proprietà che determina l'opposizione alle variazioni dello stato di moto generato da una forza esterna al corpo. Nello specifico per misurare l'inerzia, la massa viene sospesa a un elemento elastico, mentre un sensore ne rileva lo spostamento rispetto alla struttura fissa del dispositivo. In presenza di

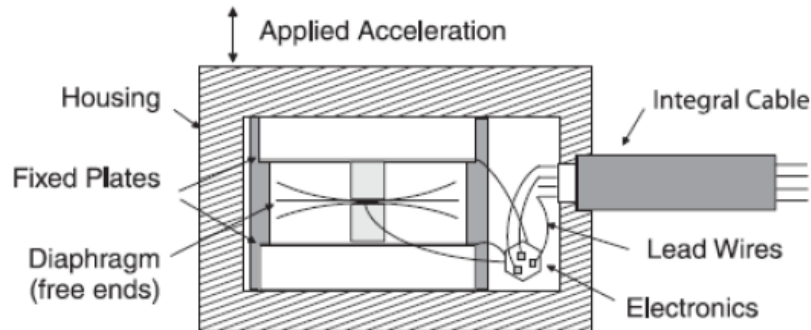


Figura 2.2.1 Interno di un accelerometro capacitivo

un'accelerazione, la massa si sposta dalla propria posizione di riposo in modo proporzionale all'accelerazione rilevata.

In Figura 2.2.1 è possibile vedere un accelerometro capacitivo la cui massa oscillante è costituita da una placca flessibile che muovendosi provoca una variazione di tensione tra la placca stessa e una coppia di placche fisse (Fixed Plates)

I vantaggi e gli svantaggi dovuti a questo principio di funzionamento sono gli stessi presenti nei giroscopi micro-elettromeccanici descritti di ampiamente in seguito.

Giroscopi

I giroscopi sono sensori inerziali di spostamento relativo che permettono il rilevamento di velocità e accelerazioni angolari istantanee. Le rotazioni sul piano orizzontale vengono chiamate pitch and roll (sono le rotazioni

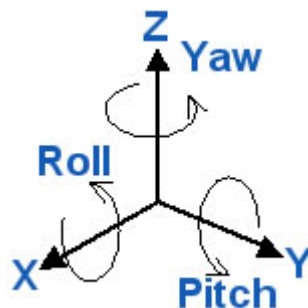


Figura 2.2.2 I 3 assi di rotazione

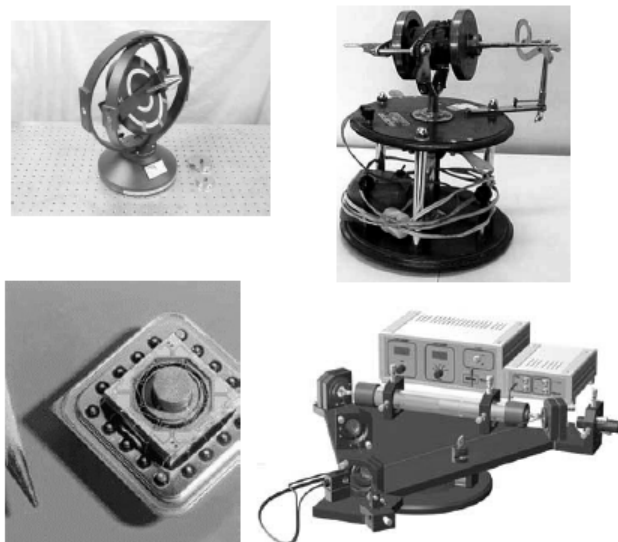


Figura 2.2.3 Giroscopio meccanico (in alto a sinistra e destra), MEMS (in basso a sinistra), laser (in basso a destra)

intorno agli assi X e Y) e le rotazioni intorno all'asse uscente dal piano (intorno a Z) vengono dette yaw (Figura 2.2.2).

I primi giroscopi inventati sono stati quelli meccanici. Sono giroscopi di grandi dimensioni, scarsa precisione e soggetti ad usura. Funzionano tramite un disco/cilindro che ruota su un asse di spin (o asse giroscopico), inserito in una sospensione cardanica, che mantiene lo stesso orientamento indipendentemente dall'orientamento della sospensione di supporto[20].

Poi sono stati inventati quelli laser con alti costi, alta precisione, una dimensione relativamente contenuta e non soggetti ad usura data l'assenza di parti in movimento. Essi si basano sull'effetto Sagnac secondo cui due raggi di luce controrotanti su un anello cambiano di fase quando l'anello ruota.

Negli ultimi anni si sono sviluppati e stanno raggiungendo un'elevata diffusione i giroscopi *microelettromeccanici* (MEMS) che insieme agli accelerometri MEMS sono utilizzati nelle applicazioni di interfaccia uomo-macchina, nei sistemi di navigazione portatili, nella stabilizzazione

delle immagini (macchine fotografiche, videocamere, cellulari) e nelle recenti console di gioco.

I vantaggi principali offerti dai giroscopi microelettromeccanici (il cui funzionamento verrà descritto in dettaglio nel paragrafo 2.4) sono:

- ridotte dimensioni;
- prezzi contenuti.

I limiti legati al loro utilizzo nell'ambito della localizzazione sono gli errori cumulativi nel tempo dovuti a:

- sensibilità a variazioni di temperatura;
- disallineamento di montaggio;
- usura;
- rumore.

Magnetometri

I magnetometri sono sensori non inerziali che permettono la misura dell'intensità del campo magnetico. Il campo magnetico nel SI si misura in Tesla. Si ha 1 Tesla quando su una carica di 1 Coulomb è esercitata una forza di 1 N mentre la carica si muove a 1 m/s. Altra unità di misura che si può trovare è il Gauss e si ha che:

$$1 \text{ Gauss} = 10^{-4} \text{ Tesla}$$

I magnetometri si dividono in due categorie: scalari e vettoriali. Quelli scalari misurano la forza totale del campo magnetico a cui sono sottoposti. Quelli vettoriali sono in grado di misurare anche le componenti vettoriali di tali forze. Per far questo è necessario che il magnetometro abbia almeno due assi di sensing disposti sul piano orizzontale perpendicolarmente fra loro. Tramite alcuni calcoli (descritti più avanti) è possibile trovare l'orientamento assoluto del sensore rispetto al nord magnetico. I magnetometri vettoriali possono quindi essere utilizzati

come bussole magnetiche per orientarsi sia in ambienti chiusi che aperti in maniera assoluta.

Il vantaggi che derivano dall'utilizzo dei magnetometri nella localizzazione sono:

- elevata precisione di rilevazione;
- riferimento di rotazione assoluto;
- utilizzo in ambienti chiusi/aperti.

L'orientamento tramite magnetometri permette misure estremamente precise, ma risente di alcune limitazioni dovute alle caratteristiche del campo magnetico terrestre, ossia:

- si sposta nel tempo (declinazione "temporale");
- non è diretto verso il nord geografico (declinazione "zonale");
- è deviato da materiali magnetici fissi (declinazione "locale");
- è deviato da materiali magnetici mobili (declinazione "accidentale");
- è deviato dallo stesso robot (deviazione "di bussola").

GPS

Il Global Positioning System (abbreviato in GPS) è un sistema di posizionamento su base satellitare, a copertura globale e continua, gestito dal dipartimento della difesa statunitense. Il GPS quindi non è propriamente un sensore ma un ricevitore di segnale. E' basato su una costellazione di 24 satelliti disposti su 6 piani orbitali inclinati di 55° rispetto al piano equatoriale (quindi non coprono le zone polari) a forma di ellissi a bassa eccentricità. Ogni piano orbitale ha 3 o 4 satelliti, e i piani sono disposti in modo tale che ogni utilizzatore sulla terra possa ricevere i segnali di almeno 5 satelliti. La loro quota è di 20 200 km e compiono due orbite complete in un giorno siderale (sono quindi non-geostazionari)[8]. Essi sono in grado di fornire, 24 ore su 24, la posizione

planimetrica ed altimetrica di un qualunque punto della superficie del pianeta, sia immobile sia in movimento. Il tracciamento dei satelliti comprende tutte quelle operazioni atte a determinare i parametri dell'orbita. A ciò provvedono 4 stazioni principali dette di tracciamento e un centro di calcolo. Ogni volta che ciascun satellite nel suo moto orbitale sorvola le stazioni di tracciamento, esse ne registrano i dati doppler che vengono avviati al centro di calcolo e qui valorizzati per la determinazione dei parametri orbitali.

I parametri orbitali di ciascun satellite, determinati presso il centro di calcolo, sono riuniti in un messaggio inoltrato al satellite interessato mediante una delle stazioni di soccorrimento. Il satellite registra i parametri ricevuti nella sua memoria e li re-irradia agli utenti.

Il principio di funzionamento del ricevitore GPS si basa su un metodo di posizionamento sferico, che consiste nel misurare il tempo impiegato da un segnale radio a percorrere la distanza satellite-ricevitore. Conoscendo il tempo impiegato dal segnale per giungere al ricevitore e l'esatta posizione di almeno 3 satelliti per avere una posizione 2D (bidimensionale), e 4 per avere una posizione 3D (tridimensionale), è possibile determinare la posizione nello spazio del ricevitore stesso. Tale procedimento, chiamato trilaterazione, utilizza solo informazioni di distanza ed è simile alla triangolazione, dal quale tuttavia si differenzia per il fatto di fare a meno di informazioni riguardanti gli angoli.[1][11]

L'orientamento tramite segnale GPS ha il grande vantaggio come il magnetometro di fornire un riferimento di posizione assoluto. Gli svantaggi che però ne precludono l'utilizzo in ambienti chiusi sono diversi:

- incertezza della posizione (legata al numero di satelliti e all'angolazione);
- ricezione bassa o assente in ambienti chiusi;
- tempi di start-up;
- riflessione dei segnali sugli edifici;
- impossibilità di rilevare rotazioni in modo assoluto.

2.2.2. Sensori di prossimità

Per orientarsi nell'ambiente, oltre ai sensori di spostamento assoluto e relativo è possibile usare anche alcune misure esterne: ad esempio, la distanza e l'angolazione di ostacoli in posizione nota rispetto al robot. Queste informazioni vengono fornite solitamente come insieme di punti che rappresentano la distanza dell'ostacolo lungo raggi di angolazione differente. La maggior parte di questi sensori emette energia nell'ambiente e utilizza la quantità riflessa (tramite misurazioni di sfasamento o di tempi di eco) al fine di ottenere la distanza degli oggetti. Tali sensori vengono definiti attivi. Un'altra classe di sensori, definiti passivi, sfrutta invece l'energia che è già presente nell'ambiente. Sensori di questo tipo sono ad esempio i sistemi di visione.

I sensori attivi sfruttano una sorgente di energia per irradiare l'ambiente. L'energia riflessa viene analizzata e con tecniche di pattern-matching si ottengono misure relative a direzione e distanza. Tali sensori possono essere classificati in base al tipo di energia che viene utilizzata. Le fonti di energia maggiormente utilizzate sono:

- sonora: utilizzata dai sonar;
- luminosa: utilizzata dagli scanner laser;
- elettromagnetica: utilizzata dai radar.

Nelle applicazioni robotiche, e principalmente al chiuso, vengono utilizzate sorgenti di energia dei primi due tipi.

Sonar

I sonar sono sensori di prossimità attivi che utilizzano come sorgente di energia un emettitore di ultrasuoni. Il singolo dispositivo sonar è in grado di ottenere informazioni relative alla sola direzione secondo cui è orientato (Figura 2.2.4). I problemi che si hanno lavorando coi sonar dipendono in grande misura dal tipo di energia che essi usano. L'impiego degli ultrasuoni porta, infatti, a due limitazioni fondamentali[3]:

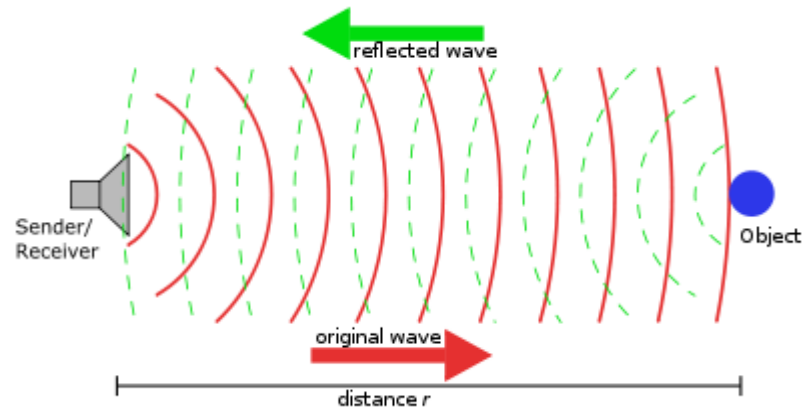


Figura 2.2.4 Principio di funzionamento del sonar.

- non è possibile avere una buona direzionalità del raggio di percezione (solitamente con uno scarto di 30°);
- la limitata velocità del suono nell'aria rende impossibile aggiornare l'informazione con frequenza elevata.

Scanner laser

La sorgente di energia utilizzata dagli scanner laser è rappresentata da un diodo laser. A differenza dei sonar, gli scanner laser permettono di avere un ventaglio di osservazioni. Per far ciò una coppia laser-diodo è montata sotto uno specchio rotante (Figura 2.2.5). Il raggio che tale dispositivo emette viene orientato verso la direzione da analizzare e un sensore (un fotodiodo) misura la differenza di fase o il tempo di eco. L'utilizzo di energia luminosa, in particolar modo del laser, ha diversi vantaggi:

- frequenze di aggiornamento molto più alte di quelle ottenibili con energia acustica;
- un'eccellente direzionalità.



Figura 2.2.5 Due esempi di scanner laser. Nella calotta nera è presente lo specchio rotante mentre nella parte gialla l'elettronica e la coppia diodi-laser

Lo svantaggio principale degli scanner laser risiede nel costo elevato che ne preclude l'utilizzo per la robotica consumer.

2.3. I MEMS

Tra tutte le tecnologie di sensori, la tecnologia MEMS è quella che negli ultimi anni sta progressivamente sostituendo i sensori realizzati con tecnologie tradizionali grazie ai suoi notevoli vantaggi: minor assorbimento di energia, minor peso, dimensioni ridottissime, minor costo e maggiori affidabilità e prestazioni. La sigla MEMS è l'acronimo di Micro-Electro-Mechanical-Systems. I MEMS sono dispositivi di varia natura (meccanici, elettrici ed elettronici) integrati in forma altamente miniaturizzata su uno stesso substrato di silicio, che coniugano le proprietà elettriche degli integrati a semiconduttore con proprietà optomeccaniche. Si tratta di sistemi che abbinano funzioni elettroniche, di gestione dei fluidi, ottiche, biologiche, chimiche e meccaniche in uno spazio ridottissimo, integrando la tecnologia dei sensori e degli attuatori e le più diverse funzioni di gestione dei processi. Questi dispositivi sono stati riconosciuti come una delle tecnologie più promettenti del XXI secolo, capaci di rivoluzionare sia il mondo industriale, sia quello dei prodotti di largo consumo.



Figura 2.3.1 Magnetometro MEMS ST LSM303DLH - 4x4 mm.

2.3.1. L'idea

Il funzionamento di un MEMS si può descrivere considerando il circuito integrato come il cervello del sistema che rende possibile il monitoraggio dell'ambiente circostante tramite gli altri dispositivi (sensori e attuatori) presenti sullo stesso chip. In questo modo il sistema raccoglie le informazioni misurando fenomeni meccanici, termici, biologici, ottici e magnetici; l'elettronica processa le informazioni derivate dai sensori e reagisce abilitando gli attuatori a rispondere tramite: movimenti, posizionamenti, filtrazioni, pompaggi o anche riverificando, tramite gli stessi sensori, le variazioni avvenute nell'intervallo di tempo nell'ambiente circostante. Si ha quindi un sistema in grado di: captare informazioni dall'ambiente (traducendo le grandezze fisiche in impulsi elettrici), elaborare tali informazioni facendo uso di opportune logiche ed, infine, di rispondere con alcune azioni.

I sensori possono misurare fenomeni di varia natura: meccanica (suoni, accelerazioni e pressioni, per fare alcuni esempi), termica (temperatura e flusso di calore), biologica (potenziale cellulare), chimica

(pH), ottica (quantità di radiazione luminosa, spettroscopia), magnetica (intensità del flusso).

Le tecnologie MEMS promettono di rivoluzionare intere categorie di prodotti proprio per il fatto di integrare in uno stesso dispositivo le funzioni più diverse. Un minuscolo chip di silicio (Figura 2.3.1) diventa ora un sensore di pressione, ora un accelerometro, ora un giroscopio e così via. I vantaggi dei MEMS si possono riassumere nella possibilità di eseguire le stesse funzioni di rilevazione, elaborazione e attuazione di oggetti molto più ingombranti e costosi.

2.3.2. Le applicazioni

Le potenzialità d'innovazione tecnologica offerte dai MEMS non solo permettono di ottenere prodotti di nuova concezione, ma anche di mettere in pratica modelli di interazione tra la macchina e l'utilizzatore del tutto nuovi e user friendly. Dispositivi MEMS, come accelerometri e giroscopi, hanno molte applicazioni, sia consolidate sia emergenti, in tutti i settori dell'elettronica.

I sensori MEMS sono utilizzati, ad esempio, nelle macchine fotografiche digitali per compensare e stabilizzare i movimenti non voluti mentre si scattano le foto.

Nel mercato emergente dei giocattoli gli accelerometri e i giroscopi avvertono i movimenti in modo che il giocattolo conosca la sua posizione nello spazio e quindi agisca di conseguenza.

In applicazioni a maggiore valore aggiunto, come quelle informatiche, i sensori MEMS aiutano a proteggere l'integrità dei dati nei laptop dove ad esempio in caso di caduta libera o altro movimento anomalo, un sensore MEMS dà prontamente al sistema l'ordine di fermare le operazioni di lettura e scrittura su disco fisso, e di spostare la testina magnetica che legge l'hard disk in posizione tale da non danneggiare la superficie di memorizzazione.

Nel campo automobilistico, i sensori MEMS hanno molte applicazioni, fra cui i sensori degli airbag, gli allarmi antifurto e i sistemi di navigazione. In quest'ultimo caso, sono usati nei sistemi di navigazione assistita in cui il monitoraggio del movimento e della distanza percorsa è utilizzato per mantenere letture corrette di posizionamento nel caso di assenza temporanea del segnale GPS.

Nel settore industriale, gli accelerometri sono impegnati per individuare le vibrazioni negli elettrodomestici, come lavatrici, lavastoviglie e altri nuovi elettrodomestici in modo da avvisare gli utenti di carichi sbilanciati e individuare l'usura eccessiva di parti meccaniche prima che si verifichi un malfunzionamento.

Per i sistemi di sicurezza le applicazioni riguardano gli antifurto basati su accelerometri MEMS, per esempio per proteggere automobili, valigette, laptop e qualsiasi dispositivo che possa essere sottratto al proprietario tramite spostamento.

2.3.3. Le tecnologia produttiva

Varie sono le tecnologie per la realizzazione dei dispositivi MEMS. La tecnologia bulk micromachining è stata la prima ad essere disponibile per la realizzazione di questi dispositivi su silicio ed è stata utilizzata soprattutto per produrre sensori di pressione a elevate prestazioni e accelerometri.

Il processo produttivo utilizza il silicio del wafer per realizzare la struttura del micro meccanismo in tutto il suo spessore, ottenendo in tal modo strutture tridimensionali. La parte di silicio che eccede rispetto alla struttura del dispositivo micro meccanico viene eliminata. La "scultura" sul silicio viene eseguita per mezzo di pattern di luce. Attualmente i sensori di pressione vengono realizzati quasi tutti con questa tecnologia, in quanto uno dei maggiori vantaggi che ne derivano nel processo produttivo è la ripetibilità molto elevata. Un campo applicativo molto

importante è quello automotive, ma anche altri settori beneficiano dei vantaggi di questa tecnologia, per esempio quello medicale.

La tecnologia surface micromachining, a differenza della tecnologia bulk micromachining che incide il wafer, permette di creare i dispositivi stratificando livelli. Per ottenere le parti mobili tipiche dei dispositivi micro-elettromeccanici, vengono stratificati alternativamente: film sottili di materiale strutturale (silicio) e film sottili di materiale di adattamento (diossido di silicio). L'accoppiamento degli strati realizza le parti meccaniche muovibili. Il materiale di adattamento serve a creare i necessari spazi di movimento delle parti meccaniche, quindi vengono rimossi alla fine del processo di fabbricazione, lasciando in tal modo libere le parti di muoversi.

La tecnologia surface micromachining richiede un maggior numero di passi di lavorazione rispetto alla tecnologia bulk micromachining, quindi è più costosa. Ovviamente, il suo impiego è giustificato quando la complessità strutturale del micromeccanismo è elevata. Altre tecnologie sono la Liga, che utilizza la litografia a raggi x ed è relativamente costosa, e la Deep Reactive Ion Etching, simile alla bulk micromachining, che utilizza però un incisore di natura chimica.

2.3.4. Problematiche dei MEMS

I MEMS, evidenziano alcune problematiche applicative strettamente legate alla loro recente introduzione nel mercato dell'elettronica.

Essi sono infatti dispositivi analogici che trattano segnali. Questi, in versione integrata, evidenziano i problemi tipici (rumore, distorsioni, ecc.) dei sistemi analogici per il trattamento (amplificazione, filtraggio, conversione corrente-tensione, ecc.) di piccoli segnali. Infatti, mentre per i sistemi digitali la miniaturizzazione non pone problematiche particolarmente severe per i segnali (discreti), nei sistemi analogici in scala microelettronica la differenza di livello tra i segnali e il rumore è minima se comparata a quelli in scala discreta.

Inoltre, il processo produttivo (montaggio dei componenti, assemblaggio, ecc.) può portare al degrado delle prestazioni del dispositivo sensore o MEMS, per esempio per stress termico dei componenti elettronici per il condizionamento del segnale.

2.3.5. Centri di ricerca in Italia

La recente espansione delle applicazioni basate sui MEMS è stata motivata soprattutto dal fatto che il costo dei sensori MEMS è calato, anche grazie al passaggio alla produzione su fette di silicio a 8 pollici. Anche in Italia si lavora con queste tecnologie. La più grande fabbrica europea e una delle maggiori al mondo per la produzione di MEMS è quella di ST Microelectronics che si trova in Italia ad Agrate Brianza. Qui vengono prodotti in larga scala sensori per gli usi più disparati. Nel Novembre 2006 ST Microelectronics ha inaugurato una linea di produzione su fette di silicio di 8 pollici (200mm) di diametro dedicata appositamente alla produzione dei MEMS.

2.3.6. Sviluppi futuri

Un prossimo traguardo da raggiungere nella panorama dei sensori MEMS è la progettazione e la realizzazione di schede elettroniche per la misura di accelerazione su bracci robotici, corpi in moto in spazi aperti, parti di macchine in moto, ecc. Si sta lavorando quindi sullo sviluppo dell'elettronica necessaria ad alimentare il sensore mediante batterie e sul condizionamento della misura.

I centri di ricerca stanno anche lavorando su come rendere reale la possibilità di comunicare in radiofrequenza con un personal computer (al fine di permettere il settaggio dei parametri di misura da remoto e la ricezione realtime della misura stessa) o, in alternativa, la possibilità di registrare i dati di misura on board (per esempio utilizzando memorie flash), permettendone successivamente il download su personal computer.

Nonostante i MEMS siano riconosciuti come una delle tecnologie più promettenti del XXI secolo, si parla già di Nano-Electro-Mechanical-Systems o NEMS, a testimoniare la rapidissima evoluzione che la tecnologia moderna subisce, essendo ora in grado di ridurre al nanometro la dimensione dei dispositivi prodotti.

2.4. Giroscopi MEMS

I giroscopi sono sempre stati dispositivi di dimensioni rilevanti, con consumi di potenza medio-alti e troppo costosi per le applicazioni consumer. I recenti giroscopi MEMS hanno invece aperto la strada a nuovi campi applicativi. Essi possono essere classificati in 4 categorie che rappresentano la destinazione d'uso legata a sua volta alla massima velocità angolare rilevabile espressa in gradi al secondo (dps). Si trovano quindi giroscopi MEMS per:

- stabilizzazione delle immagini (30 dps);
- navigazione stimata (30-300 dps);
- dispositivi di puntamento (300-500 dps);
- dispositivi ludici (500-1500 dps).

2.4.1. Principi di funzionamento

Mentre un accelerometro misura accelerazioni lineari in assenza di rotazioni, un giroscopio MEMS genera un segnale di output direttamente proporzionale alla velocità angolare cui è sottoposto. Per fare questo misura la forza generata per l'effetto di Coriolis.

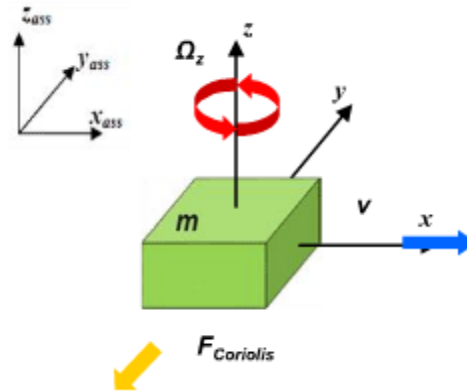


Figura 2.4.1 Effetto di Coriolis agente su una massa in oscillazione.

Quando una massa si muove in una direzione con velocità V e una rotazione esterna è applicata al sistema viene generata una forza che causa uno spostamento della massa perpendicolarmente alla direzione della velocità V , questo è chiamato effetto di Coriolis (Figura 2.4.1). Il valore di questo spostamento è direttamente proporzionale alla velocità angolare applicata e viene letto sotto forma di una variazione capacitiva tra la massa oscillante e una massa fissa (come verrà descritto nel seguito).

I giroscopi MEMS utilizzano due masse uguali che vengono poste in oscillazione costante in direzioni opposte. Quando il sistema ruota le forze di Coriolis sulle due masse sono sempre in direzione opposte e la rotazione è misurata utilizzando la differenza di capacità misurate. Quando invece un'accelerazione lineare è applicata al sensore, entrambe le masse si muovono nella stessa direzione e in questo modo non viene rilevata una differenza di capacità e il risultato è zero (Figura 2.4.2). In questo modo il sistema è insensibile alle accelerazioni lineari e alle vibrazioni indesiderate agenti sul sensore.

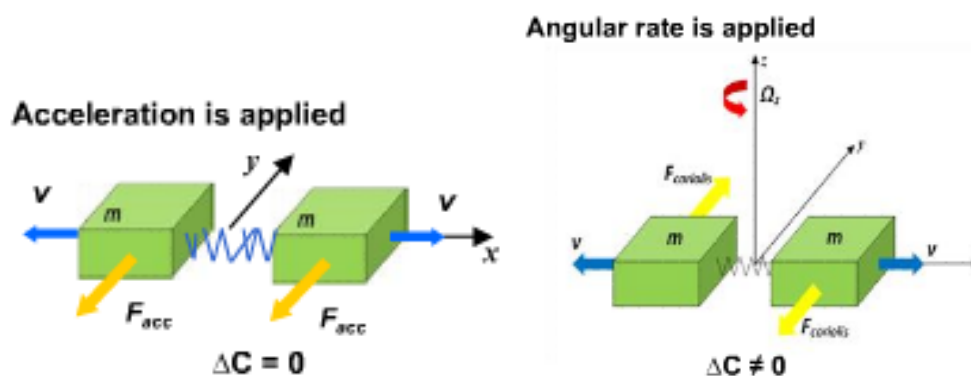


Figura 2.4.2 Effetto di Coriolis su due masse uguali collegate, poste in oscillazione.

2.4.2. Struttura interna

Un giroscopio MEMS è formato da un sensore MEMS e da un' ASIC (Application Specific Integrated Circuit), ossia un circuito integrato creato appositamente per risolvere un'applicazione di calcolo ben precisa, che processa l'uscita del sensore. Entrambi sono integrati in una singola microstruttura. Il sensore MEMS contiene una massa tenuta in continua oscillazione in modo che possa reagire all'effetto di Coriolis quando viene applicata una velocità angolare al dispositivo. Un ASIC misura la velocità angolare del sensore MEMS relativamente al mondo esterno e fornisce una tensione di output proporzionale a questa velocità. Per raggiungere un elevato livello di integrazione l'ASIC viene posizionata sopra il sensore MEMS e l'occupazione di spazio totale viene in questo modo fortemente ridotta.

Per far sì che l'effetto di Coriolis si presenti, le masse devono essere tenute in continuo movimento. Questo è ottenuto con un'oscillazione che è regolata e garantita da una parte dedicata della suddetta ASIC. Quando una rotazione è applicata al sensore, due alette indipendenti e flessibili presenti sulla massa oscillante, si muovono simultaneamente una verso l'alto e una verso il basso a seconda della velocità e del senso di rotazione a cui è soggetto il sensore (Figura 2.4.3 in alto). La distanza raggiunta da

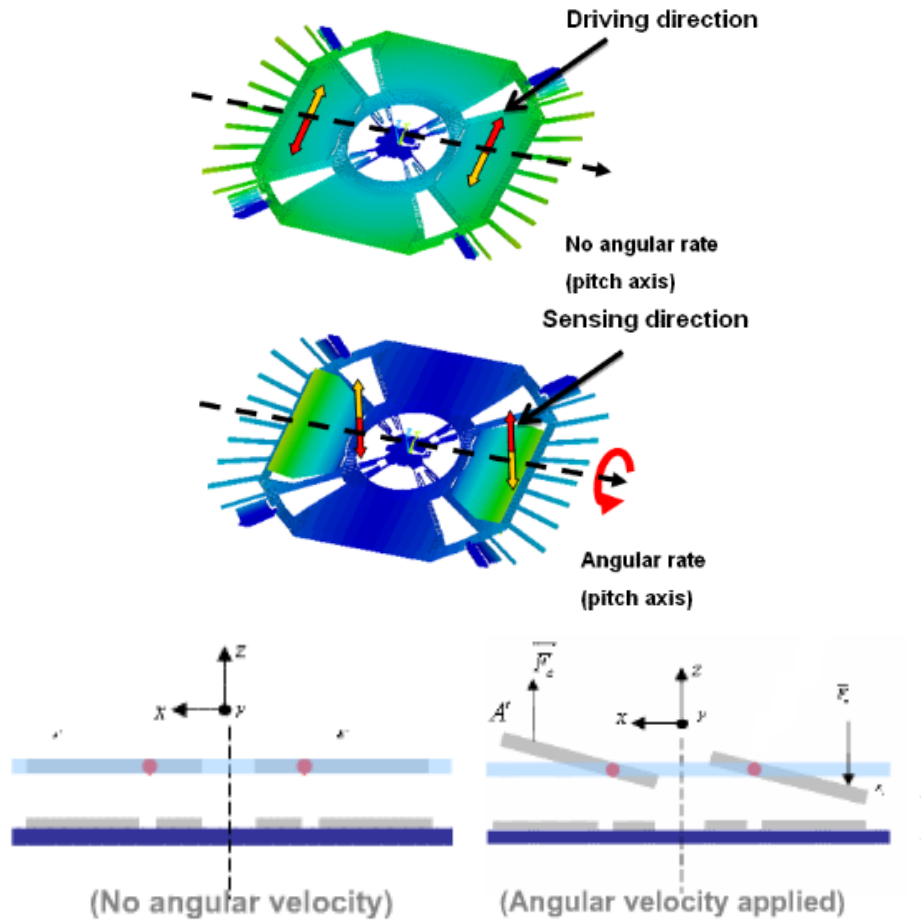


Figura 2.4.3 Vista isometrica e laterale delle forze interne a un giroscopio MEMS a 1 asse.

queste due alette è misurata tramite la differenza di capacità tra le alette e la piastra base. Questa capacità risulta essere proporzionale alla velocità angolare a cui è sottoposto il sensore (Figura 2.4.3 in basso).

La variazione di capacità risultante dal movimento delle due alette, viene letta da un amplificatore di carica dedicato la cui uscita V_{out} è:

$$V_{out} = V\Omega * \sin(\omega*t)$$

dove $V\Omega$ è la tensione proporzionale alla velocità angolare esterna applicata, ω è la frequenza d'oscillazione della massa e t è il tempo.

L'output dell'amplificatore di carica è poi demodulato e fatto passare in un filtro passa basso interno al MEMS.

Per capire appieno il funzionamento dei giroscopi MEMS introduciamo ora due importanti definizioni: lo *zero rate level* e la *sensibilità*. Lo *zero rate level* (ZRL) insieme all'*output* vero e proprio, è una delle due uscite fornite dal giroscopio. Esso rappresenta l'output (digitale o analogico) fornito dal giroscopio quando non è soggetto ad alcuna rotazione. E' un livello di riferimento il cui utilizzo verrà chiarito nelle prossime righe.

La *sensibilità* (o guadagno del sensore) è definita invece come il rapporto tra l'output e l'input del giroscopio e viene espressa in mV/dps per i giroscopi analogici o in [digit/dps] per i giroscopi digitali.

Dopo aver introdotto questi due concetti, il calcolo della velocità angolare diventa molto intuitivo e si riassume nella seguente formula:

$$\omega \text{ (dps)} = (V_{out} - V_{zrl}) / \text{Sens}$$

La velocità angolare istantanea ω è data dalla differenza tra la tensione di output del giroscopio e la tensione di riferimento quando il giroscopio è fermo, diviso la sensibilità del giroscopio. Se ad esempio abbiamo un uscita di 2.23 V, uno ZRL di 1.23 V e una sensibilità di 33.3 mV/dps significa che il giroscopio in quel istante è soggetto a una sollecitazione di 30,03 gradi al secondo (dps).

2.4.3. Limiti del giroscopio

Come già visto i giroscopi permettono la misura di velocità angolari che integrate nel tempo consentono di ottenere una stima dell'angolo coperto dal giroscopio. I limiti legati all'utilizzo dei giroscopi MEMS per le stime dell'orientamento nello spazio sono legati a due tipi di errori. Il primo tipo di errore è dovuto ad una conoscenza imprecisa della sensibilità, detto anche fattore di scala "F". Infatti la sensibilità, descritta nel paragrafo precedente, varia in funzione del cambiamento di alcuni

parametri come la temperatura dell'ambiente in cui si trova il giroscopio e la direzione di rotazione in cui sta ruotando. Un secondo tipo di errore è il drift (o deriva) dell'uscita che indichiamo con "D". Questo fenomeno è dovuto al cambiamento nel tempo dell'offset (bias) naturalmente presente tra lo zero rate level (la tensione di output fornita dal giroscopio quando non è soggetto ad alcuna rotazione) e l'output del giroscopio (la tensione proporzionale alla velocità angolare applicata). Pertanto quello che in realtà viene misurato dal giroscopio non è la vera velocità angolare ma sarà[9][13][38]:

$$\text{Velocità angolare_misurata} = F * \text{Velocità angolare vera} + D$$

2.5. Magnetometri MEMS

I magnetometri MEMS sono utilizzati per determinare l'orientamento di un oggetto rispetto al campo magnetico terrestre o per rilevare cambiamenti nel campo magnetico terrestre dovuti alla presenza di oggetti ferromagnetici.

Sono diversi gli ambiti applicativi in cui vengono utilizzati [28]:

- navigazione;
- rilevamento del traffico;
- realtà virtuale;
- trivellazione del sottosuolo;
- ricerche minerarie.

2.5.1. Principi di funzionamento

I magnetometri MEMS permettono la misura di campi magnetici su 3 assi, generando per ogni asse un segnale di output proporzionale all'intensità del campo magnetico a cui l'asse è sottoposto.

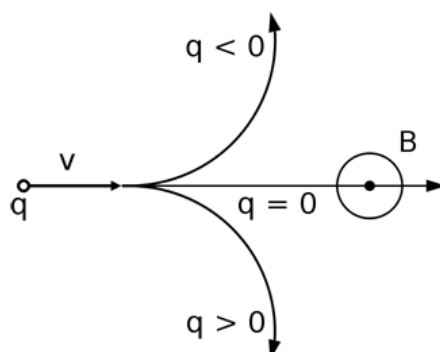


Figura 2.5.1 Carica q deviata dalla forza di Lorentz generata da un campo magnetico uscente.

Il principio su cui si basano è la forza di Lorentz ossia la forza (F) che agisce sui portatori di carica (q) in moto con velocità (v) in un conduttore immerso in un campo di induzione magnetica (B). La caratteristica principale della forza di Lorentz è l'essere sempre diretta perpendicolarmente rispetto alla direzione del moto dei portatori di carica. Essa dunque non compie lavoro meccanico, ma ha effetto solo sulla traiettoria della particella carica ovvero è una forza deflettente (Figura 2.5.1) la cui intensità è data dalla seguente formula:

$$F = q \cdot v \times B$$

Su questo principio si basano i sensori magnetoresistivi, costituiti da materiali AMR (Anisotropic Magneto Resistive), ossia leghe metalliche che, in presenza di campo magnetico, variano la propria resistenza elettrica proporzionalmente alla variazione del verso o dell'intensità del campo magnetico. Facendo circolare una corrente in assenza di campo magnetico in direzione normale ai piani di separazione tra gli strati la resistenza elettrica è minima. Applicando un campo magnetico perpendicolare alla direzione della corrente, il percorso della corrente verrà modificato per via della forza di Lorentz producendo un aumento della resistenza proporzionale all'intensità del campo stesso (Figura 2.5.2).

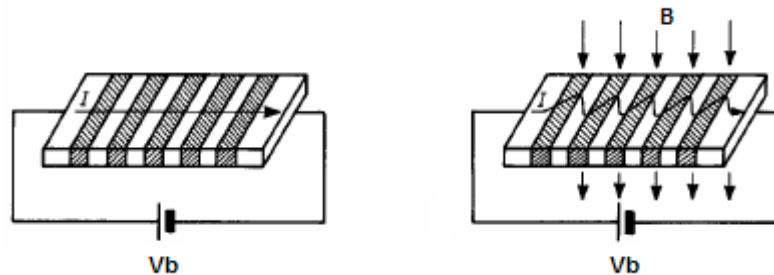


Figura 2.5.2 Influenza del campo magnetico nell'andamento della corrente in un sensore magnetoresistivo.

I sensori come materiale AMR, fanno uso di una lega metalliche. La lega più utilizzata è il Permalloy (80% nichel, 20% ferro) che ha una struttura cristallina assimilabile a una successione di strati di ferro e di nichel. Dal momento che ambedue i materiali sono buoni conduttori, al fine di ottenere resistori con elevate resistenze, i resistori vengono realizzati depositando uno strato molto sottile di questa lega su di un materiale di sostegno che non altera le proprietà del campo magnetico esterno[29].

2.5.2. Struttura interna

Il magnetometro MEMS nello specifico è formato da 4 magnetoresistori, collegati a diamante, costituenti un ponte di Wheatstone. La resistenza R di tutti e 4 i magnetoresistori è la stessa.

Il ponte di Wheatstone viene alimentato per mezzo di una ddp (V_b) che genera un passaggio di corrente. Un campo magnetico B applicato provoca un cambiamento della direzione di magnetizzazione (imposta ai due magnetoresistori in fase di produzione) opposti nel ponte e questo porta a un aumento della resistenza R . Negli altri due magnetoresistori opposti lo spostamento della magnetizzazione porta a una diminuzione della resistenza. Si sviluppa in questo modo una ddp (ΔV_{out}) che risulta (in regime lineare) direttamente proporzionale al campo applicato come mostrato nella formula in Figura 2.5.3.

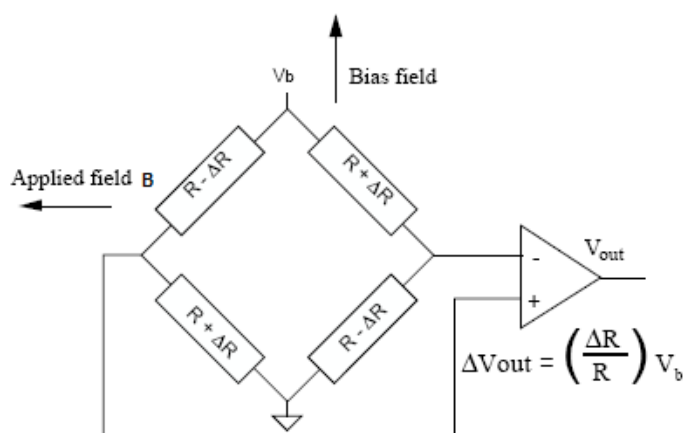


Figura 2.5.3 Magnetoresistori, collegati a diamante, costituenti un ponte a Wheatstone.

L'intervallo di linearità della funzione di trasferimento risulta essere inversamente proporzionale alla sensibilità del sensore. La lettura del sensore viene effettuata come per un comune ponte di Wheatstone in maniera differenziale, ovvero con un amplificatore di carica in configurazione sottrattore. Il segnale amplificato viene poi convertito in digitale da un ADC ed elaborato dalla logica di controllo collegata a sua volta con l'interfaccia I2C/SPI.

2.5.3. Limiti dei magnetometri

Nonostante il grande vantaggio di offrire un riferimento angolare di tipo assoluto se usati come bussole, i magnetometri risentono di una importante problema: non rilevano solo il campo magnetico terrestre. Quello che in realtà viene misurato dal magnetometro non è il vero campo magnetico terrestre ma sarà:

$$H_{\text{misurato}} = H_{\text{terra}} + H_{\text{indotto}} + H_{\text{permanente}}$$

dove:

- H_{indotto} rappresenta la perturbazione da campo magnetico indotto, attribuibile alla presenza di materiali magnetizzabili (soft

irons) nell'ambiente in cui è posizionato il magnetometro (si parla di soft iron distortion); Un materiale classificabile come soft iron altera "l'orientamento naturale" delle linee di flusso del campo magnetico

- $H_{\text{permanente}}$ rappresenta la perturbazione da campo magnetico permanente attribuibile ai campi magnetici permanenti causati ad esempio da calamite (ad esempio nei motori DC) o correnti continue che scorrono nei circuiti elettrici vicini al magnetometro (si parla di hard-iron distortion). Questi tipi di disturbo creano un offset sulle misure acquisite dal magnetometro.

Questi due effetti di disturbo sul campo magnetico sono facilmente riconoscibili su un grafico che mostra le uscite X-Y del magnetometro ruotato di 360° . La figura sottostante mostra i due fenomeni appena descritti.

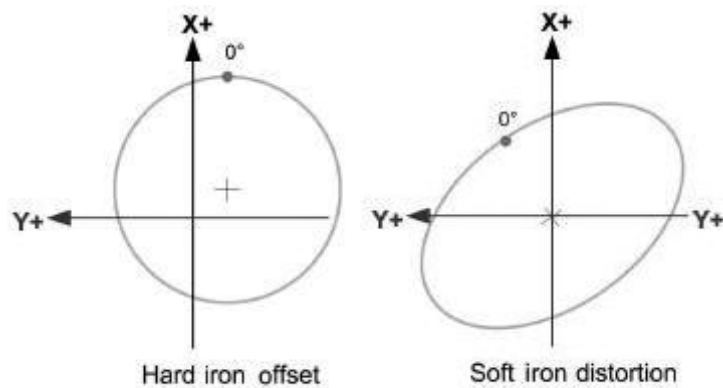


Figura 2.5.4 Disturbi elettromagnetici dovuti ai fenomeni di Hard e Soft iron distortion

Capitolo 3

Piattaforma di test

In questo capitolo viene presentata la piattaforma girevole realizzata al fine di eseguire i test su giroscopi e magnetometri. Si descrivono le fasi che hanno portato alla sua realizzazione, partendo dall'analisi dei requisiti, per poi passare alla descrizione dettagliata dell'hardware di cui è equipaggiata, dell'architettura di comunicazione tra i diversi elementi che la compongono e infine del software che ne consente la comunicazione bidirezionale con il PC.

3.1. Requisiti della piattaforma di test

Il progetto e la realizzazione della piattaforma si è articolato in diverse fasi, la prima delle quali è stata la valutazione dei requisiti principali che essa avrebbe dovuto possedere, ossia:

- comunicazione wireless;
- precisione nelle rotazione;
- velocità di rotazione costante;
- portabilità;

- espandibilità.

La comunicazione wireless è il primo requisito imprescindibile che ovviamente bisognava soddisfare; questo per la necessità di eseguire diversi test su un elevato numero di rotazioni (a volte nell'ordine dei 50-60 giri). La presenza di cavi per l'invio dei dati raccolti al PC (e.g. USB) sarebbe stata d'impedimento e avrebbe limitato i test a un basso numero di rotazioni (nell'ordine di 1, massimo 2 giri). La scelta è quindi ricaduta su una comunicazione wireless tramite moduli ZigBee.

Per quanto riguarda il requisito di elevata precisione di rotazione ci riferiamo alla riduzione, quanto più possibile, degli errori sistematici dovuti ai “giochi” relativi tra il motoriduttore e la base fissa della piattaforma.

La velocità di rotazione costante in ogni momento è stato un altro dei requisiti importante per il corretto svolgimento dei test. Non si può infatti accettare che la piattaforma cambi velocità di rotazione per via degli attriti dovuti a sbilanciamenti della struttura. Per testare questo requisito abbiamo effettuato test di validazione della piattaforma che verranno descritti in modo approfondito all'inizio del Capitolo 4.

La necessità di un facile trasporto è stato un altro requisito imprescindibile dovuto alla necessità di spostare agevolmente la piattaforma per effettuare test in differenti condizioni di disturbo elettromagnetico (per il magnetometro) e in differenti condizioni di temperatura (per il giroscopio). Questo ha portato al raggiungimento di un compromesso tra facilità di trasporto e stabilità della piattaforma.

Infine con il requisito di espandibilità intendiamo la possibilità di connettere in futuro ulteriori moduli e sensori per effettuare test su differenti sensori. L'espandibilità della piattaforma è stata ottenuta grazie all'utilizzo dell' STLM/B come parte centrale di tutto l'hardware. Questa board (sviluppata dal gruppo AST Robotics di STMicroelectronics) è equipaggiata con un microcontrollore STM32 e tramite tre serie di

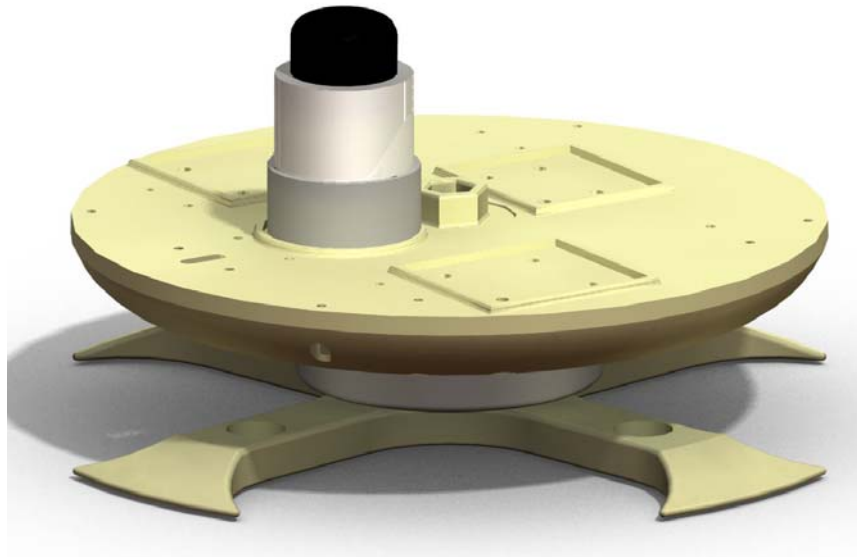


Figura 3.1.1 Base fissa d'appoggio a croce (sotto) e piano d'appoggio con alloggiamento del motoriduttore DC (sopra).

stripline rende disponibili i collegamenti con tutti i pin del microcontrollore .

3.2. Architettura hardware

La piattaforma girevole realizzata per i test, è composta da una croce del diametro di 22 cm su cui è inserita una base tonda del diametro di 19 cm che ospita la batteria e l'alloggiamento per il motore DC. Entrambe queste basi visibili nel rendering di Figura 3.1.1 sono state stampate tramite prototipazione rapida.

Una volta definiti i requisiti e una volta creata la struttura meccanica, c'è stato il progetto dell'architettura hardware complessiva con la scelta dei componenti elettronici necessari ai test da eseguire. In seguito ai requisiti descritti nel paragrafo precedente, la scelta è ricaduta sui seguenti componenti:

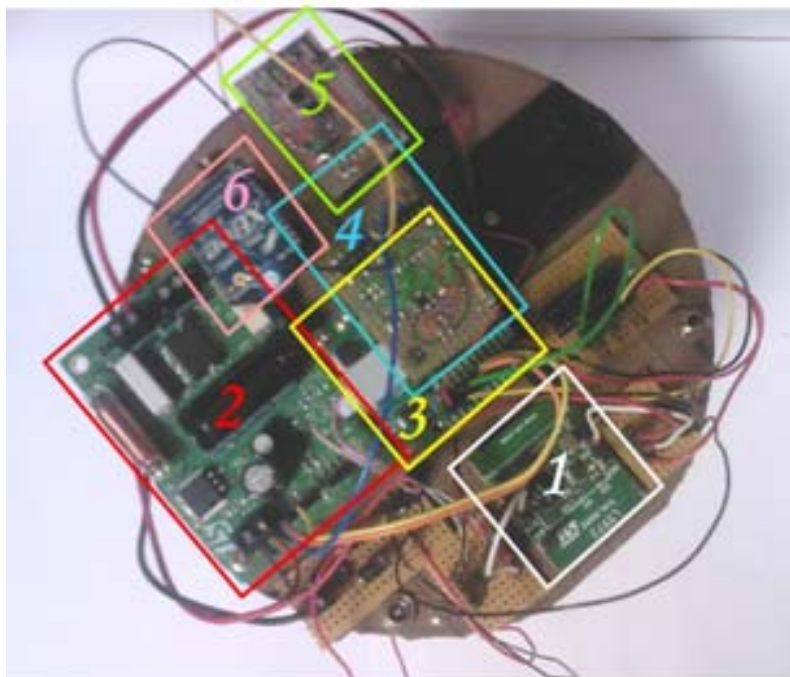


Figura 3.2.1 Piattaforma di test completa (vista dall'alto).

- alimentazione con batteria al piombo da 12 V;
- regolatore switching ST L5973D;
- scheda di potenza con driver L298;
- motoriduttore – 7.2V DC rapporto 50:1 175 RPM;
- encoder in quadratura @ 300 CPR;
- microcontrollore STM32;
- giroscopi: LY530ALH e LY503ALH ;
- magnetometro: LSM303DLH;
- modulo di comunicazione ZigBee.

In Figura 3.2.1 si può vedere la piattaforma finale (dall'alto) composta dai seguenti moduli: il regolatore switching L5973D (Figura 3.2.1 (1)) , la scheda di potenza (Figura 3.2.1 (2)) e la board STLM/B (Figura 3.2.1 (3)). Connesse all' STLM/B ci sono le board con il giroscopio

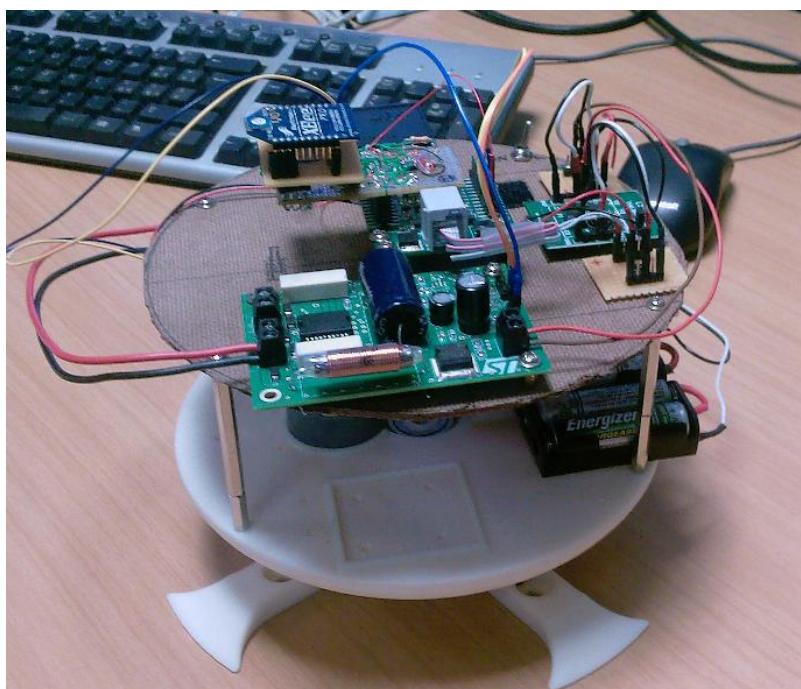


Figura 3.2.2 Piattaforma di test completa (vista di lato).

LY530ALH (Figura 3.2.1 (4)) e il magnetometro LSM303DLH (Figura 3.2.1 (5)) e il modulo ZigBee (Figura 3.2.1 (6)). In Figura 3.2.2 è possibile vedere la piattaforma finale (di lato) con l'hardware montato. In basso a destra nella figura si può vedere l'alimentazione della prima versione della piattaforma costituita da un pacco batterie composto da 4 stilo poi sostituito da una batteria al piombo a 12V.

3.2.1. Alimentazione

L'alimentazione dell'intera piattaforma è fornita da una batteria al piombo a 12V ricaricabile, con queste caratteristiche:

- capacità nominale 1,3 Ah;
- dimensioni 97x45x53mm;
- peso 0,57 Kg;
- temperatura d'esercizio -15 a +50 °C;

- tensione nominale 12V.

Essa permette un'autonomia media di lavoro pari a 40 acquisizioni anche se il numero di test effettuabili è funzione della velocità di rotazioni e del numero di giri effettuati dalla piattaforma. La batteria a 12 V alimenta direttamente la scheda di potenza e il regolatore switching L5973D.

3.2.2. Regolatore switching L5973D

Sulla piattaforma è stato alloggiato un regolatore switching ST L5973D visibile in Figura 3.2.3 con il compito di regolare e stabilizzare la tensione in ingresso al sistema. Questo regolatore di tensione è in grado di fornire fino a 2A di corrente. Le tensioni di ingresso applicabili vanno da 4 V a 36V mentre in uscita si hanno da 1,235 V fino a 35V.

Il regolatore di switching ST L5973D da noi utilizzato riceve in ingresso 12 V (Figura 3.2.3 (2)) ed è configurato per fornire una tensione d'uscita pari a 5 Volt (Figura 3.2.3 (1)) che alimentano la board STLM/B e l'encoder in quadratura del motore DC.

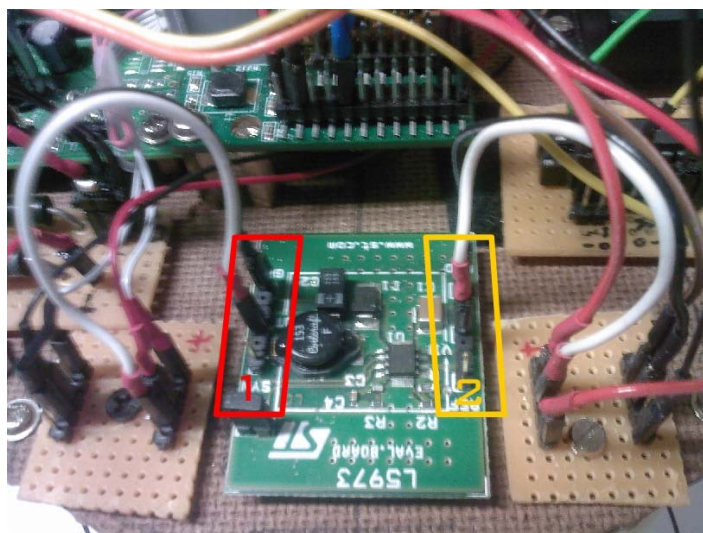


Figura 3.2.3 Regolatore switching ST L5973D

La scheda di potenza il cui schematico è visibile in Figura 3.2.4 e la cui foto è visibile in Figura 3.2.5, è alimentata direttamente dalla batteria a 12 V e ha il compito di fornire la corrente necessaria al funzionamento del motore DC, che consente alla piattaforma di eseguire rotazioni in base ai segnali PWM e ai bit di direzione in ingresso forniti dal microcontrollore. Gli integrati fondamentali utilizzati in questa scheda sono il regolatore LD1086, l'amplificatore TSV992 e il Ponte-H L298.

Il connettore in Figura 3.2.5 (3) è usato come alimentazione per la scheda; dopo questo connettore si trova un filtro LC che elimina eventuali disturbi generati dalle sovratensioni dei motori.

L'integrato LD1086 in Figura 3.2.5 (5) è un regolatore di tensione che si occupa di stabilizzare a 5V la tensione in ingresso usato per alimentare la parte digitale della board.

L'L298 in Figura 3.2.5 (1) integra due ponti-H in grado di pilotare ognuno un motore in corrente continua.

Ai connettori in Figura 3.2.5 (4) vengono collegati tutti i pin necessari per il controllo del ponte H:

- 1 pin di Enable;
- 2 pin di Input;
- 1 pin per il feedback della corrente di sensing .

I morsetti in Figura 3.2.5 (2) forniscono tensione e massa andranno direttamente collegati al motore.

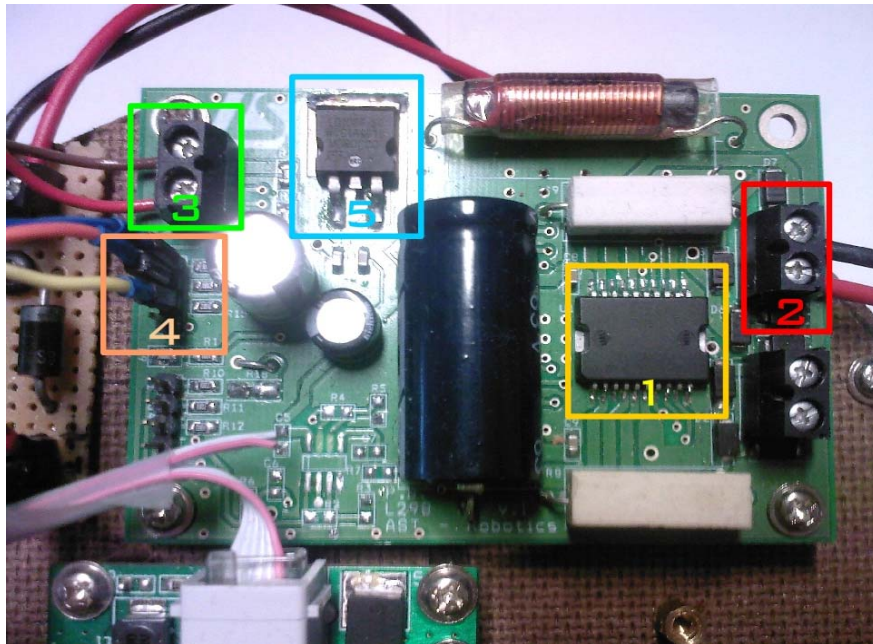


Figura 3.2.5 Scheda di potenza.

3.2.4. Motoriduttore

Per le rotazioni della piattaforma si è scelto di utilizzare un motoriduttore DC solidale alla base mobile (Figura 3.2.6), con queste caratteristiche:

- rapporto di riduzione 50:1 ;
- velocità massima senza carico 175 RPM;
- diametro esterno 37 mm;
- tensione d'esercizio 6 - 7.2V;
- corrente assorbita senza carico < 221 mA;



Figura 3.2.6 Motoriduttore

- asse posteriore per encoder.

Il motore riceve l'alimentazione dal connettore visibile nella scheda di potenza in Figura 3.2.5 (2).

3.2.5. Encoder in quadratura

Un encoder, è un dispositivo elettromeccanico che converte la posizione angolare del suo asse rotante in segnali elettrici numerici digitali. Nella forma più semplice si possono distinguere due parti: il corpo, che costituisce la parte fissa, con all'interno la componentistica elettrica/elettronica e il rotore, che costituisce la parte rotante, che normalmente termina con un albero da collegare all'asse di cui si desidera effettuare la lettura (nel nostro caso il motoriduttore del paragrafo precedente). I segnali elettrici in uscita trasmettono le informazioni relative allo spostamento del rotore rispetto al corpo. Una trattazione completa delle possibili realizzazioni richiederebbe la descrizione di numerose tipologie di encoder, ma ci limitiamo alla categoria degli encoder ottici incrementali a luce trasmessa (utilizzata in questo lavoro).

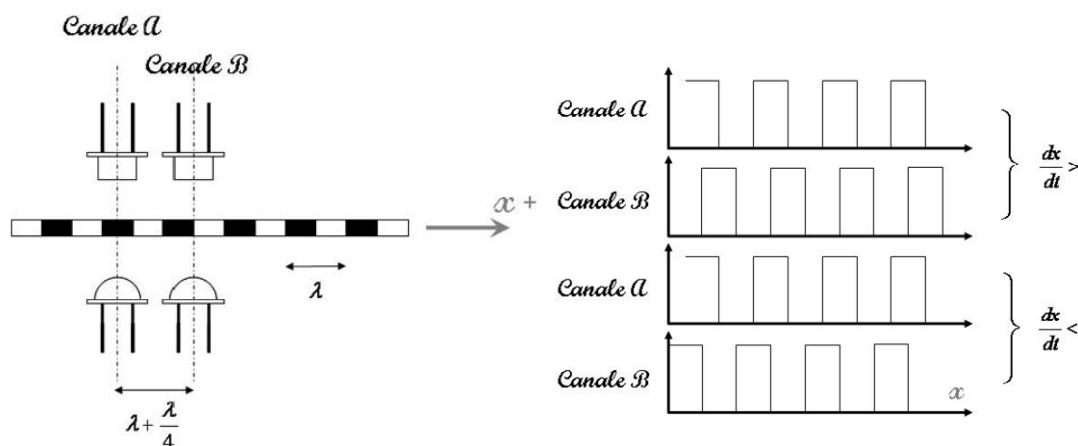


Figura 3.2.7 Disposizione ed uscita di due coppie sorgente–ricevitore sfasate di $\pi/2$

Il principio su cui si basano questi tipi di encoder è la trasmissione di energia luminosa tra una sorgente luminosa (diodo emettitore) ed un fotosensore di ricezione (fotodiodo o fototransistor), funzione del moto relativo tra la coppia sorgente-ricevitore ed un corpo interposto, detto maschera mobile, caratterizzato da settori opachi accanto a settori trasparenti. Il segnale raccolto dai fotosensori viene fornito in ingresso a un circuito comparatore che presenta in uscita un segnale logico alto se il segnale del fotosensore è maggiore della soglia V_r , basso nel caso opposto. Le transizioni del segnale digitale in uscita dal comparatore possono essere contate da un opportuno circuito logico (contatore) che fornisce un numero digitale proporzionale alle transizioni chiaro-scuro della maschera e quindi allo spostamento relativo tra la coppia sorgente–ricevitore e la maschera stessa. Lo spostamento viene rilevato per via incrementale rispetto a una posizione di riferimento interna (il canale di zero) o esterna (un interruttore meccanico). Un encoder che usa una sola coppia sorgente-ricevitore per indicare la velocità di rotazione non permette di indicarne la direzione di rotazione.

Per ovviare a questo problema si utilizzano gli encoder in quadratura che hanno due coppie sorgente–ricevitore sfasate di $\pi/2$, comunemente identificate come canale A e canale B. Rilevando la fase tra i due canali si



Figura 3.2.8 Encoder in quadratura Easy Roller 300 CPR 2

riconosce il verso del moto. In Figura 3.2.7 vengono mostrate le sequenze di uscita delle due coppie in caso di moto in verso positivo e negativo. Se il canale B risulta essere in ritardo il moto è positivo, viceversa se in anticipo.

Sul motoriduttore da noi utilizzato è montato un encoder in quadratura Easy Roller a due canali (Figura 3.2.8) con queste caratteristiche:

- Risoluzione di 300 CPR (Count Per Revolution)
- Tensione d'esercizio 4.5 - 5.5 V
- Corrente d'esercizio 15 - 30 mA
- Temperatura d'esercizio -10 - 85 °C

Essendo installato su un motoriduttore con rapporto di riduzione 50:1, sapendo inoltre che il rapporto di riduzione tra il motoriduttore e la piattaforma è di 5:1 e ricordandoci che stiamo lavorando in “quadratura” abbiamo che per ogni giro della piattaforma vengono registrati:

$$300 * 50 * 5 * 4 = 300.000 \text{ [tick]}$$

che equivale a una risoluzione di:

$$360/300000 = 0,0012 [^\circ/\text{tick}]$$

3.2.6. STLM/B e microcontrollore STM32

La logica della nostra piattaforma è gestita da un microcontrollore STM32 F103 RET6. L'STM32 è una famiglia di microcontrollori general purpose a 32 bit prodotta da STMicroelectronics. Il core di questi microcontrollori è una CPU ARM Cortex-M3 32-bit RISC che può arrivare a una frequenza di clock di 72MHz fornendo una potenza di calcolo di 1.25 DMIPS/MHz durante l'esecuzione diretta dalla memoria Flash. La memoria Flash va da 256 a 512 KB e la memoria SRAM fino a 64 KB. Entrambe queste memorie possono essere utilizzate indifferentemente per istruzioni o dati.

I microcontrollori di questa famiglia supportano nativamente molte periferiche tra le più diffuse; quello da noi utilizzato in particolare supporta: USB (Universal Serial Bus), CAN (Controller Area Network), 3 SPI (Serial Peripheral Interface bus), 2 I2C (Inter-Integrated Circuit), 5 UART (Universal Asynchronous Receiver / Transmitter), IrDA (Infrared Data Association), EMI (External Memory Interface), fino a 11 Timers, fino a 112 pin GPIO, 2 DAC e 3 ADC a 12 bit con 7 canali ciascuno. L'architettura di questo microcontrollore permette l'accesso simultaneo al codice e ai dati grazie a due bus interni indipendenti (APB1 e APB2). Grazie a 12 diversi canali DMA (Direct Memory Access) è possibile trasferire dati tra le periferiche e la SRAM senza impegnare la CPU.

Il microcontrollore STM32 utilizzato è montato su una board STLMB Figura 3.2.9. Questa board permette di usufruire di 3 stripline (due da 24 pin e una da 20 pin) per interfacciarsi direttamente con i pin del microcontrollore. Nel nostro lavoro la stripline a 20 pin (Figura 3.2.9(2)) viene utilizzata per la programmazione del microcontrollore tramite JTAG. Sulla stripline (Figura 3.2.11 (1)) a 24 pin viene invece connessa la board che ospita il giroscopio. La stripline a 24 pin di Figura 3.2.11 (3)

viene utilizzata per la connessione: dei due input che gestiscono la direzione di rotazione del motore e il clock per la comunicazione I2C del magnetometro. L'alimentazione della board STLM/B è avvenuta tramite ingresso NXT (Figura 3.2.11 (4)) (standard di connessione per motorini LEGO) ma avremmo potuto indifferentemente utilizzare l'alimentazione tramite mini USB (Figura 3.2.11 (5)).

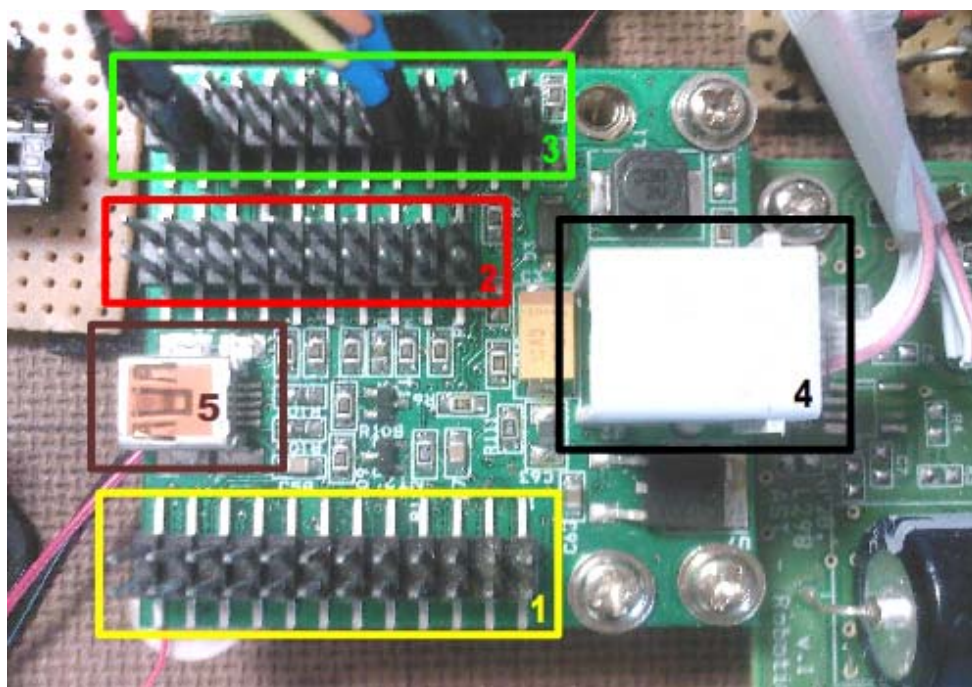


Figura 3.2.9 STLM/B. Al centro la stripline per la connessione JTAG [2] , in basso [1] stripline per la connessione del giroscopio. In alto [3] la stripline per l'input alla scheda potenza e il clock del magnetometro. A destra [4] l'ingresso NXT che usiamo l'alimentazione della board.

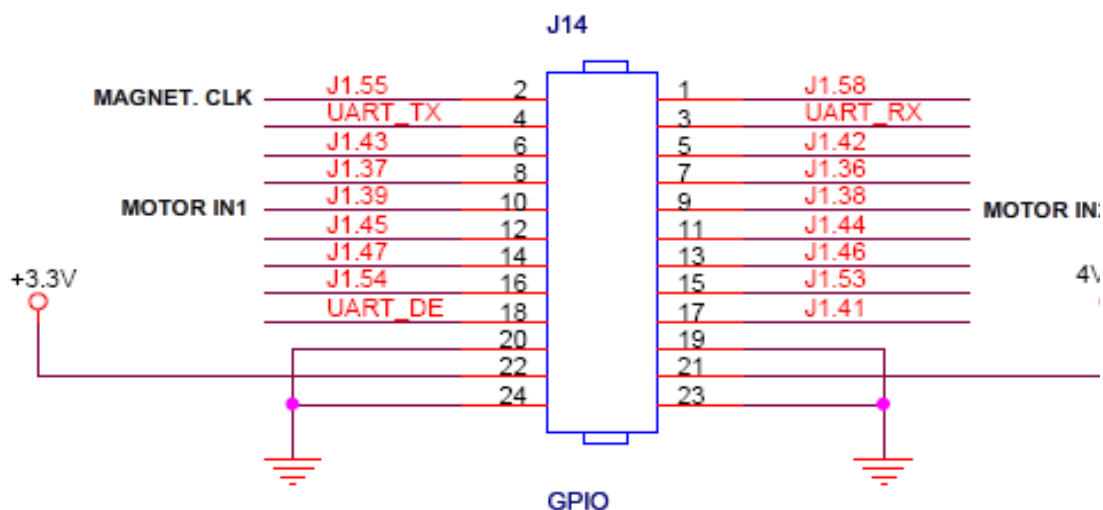


Figura 3.2.11 Stripline sulla STLMB a cui sono collegati: i due input per gestire la direzione di rotazione del motore e il pin per gestire il clock necessario all' I2C del magnetometro.

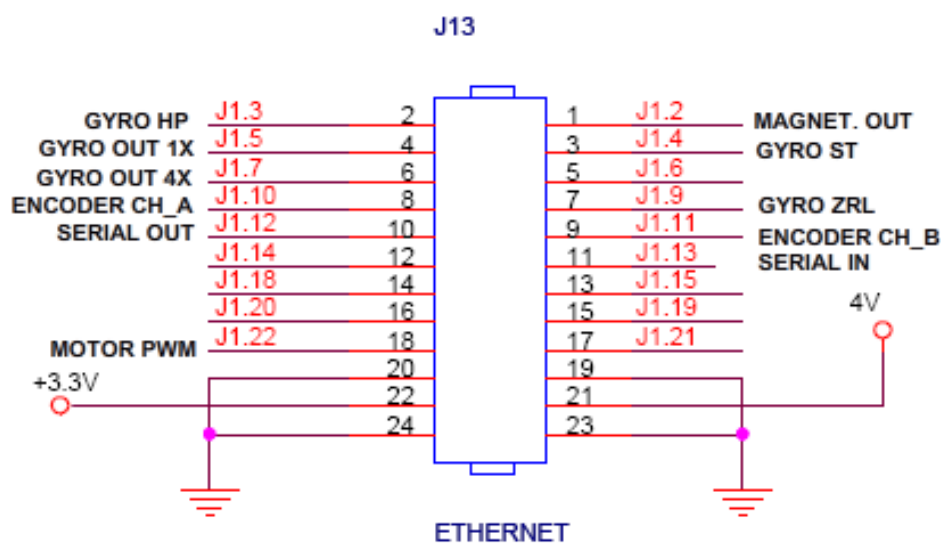


Figura 3.2.10 Stripline sulla STLMB a cui è connessa la board che ospita il giroscopio.

In Figura 3.2.10 e Figura 3.2.11 si possono vedere gli elementi connessi alle due stripline della board STLM/B. Nelle prossime righe viene descritta la principale periferica utilizzata all'interno del microcontrollore: l'ADC.

ADC

Un ADC (Analog to digital Converter), è un circuito elettronico in grado di convertire un segnale analogico con andamento continuo (ad esempio una tensione) in una serie di valori discreti.

La risoluzione di un ADC indica il numero di valori discreti che può produrre. È usualmente espressa in Bit. Gli ADC interni al nostro microcontrollore STM32 codificano un ingresso analogico in 4096 livelli discreti e quindi hanno una risoluzione di 12 bit essendo $2^{12} = 4096$.

La risoluzione può anche essere definita elettricamente, ed espressa in Volt. La risoluzione in Volt di un ADC è uguale alla minima differenza di potenziale tra due segnali che vengono codificati con due livelli distinti adiacenti. Se ad esempio abbiamo un segnale analogico che oscilla in un range compreso tra:

$$0 \text{ [V]} \rightarrow 3,3 \text{ [V]}$$

e la risoluzione del nostro ADC è:

$$12 \text{ [bit]} \rightarrow 4096 \text{ [digit]}$$

abbiamo una minima differenza di potenziale rilevabile pari a:

$$3,3 \text{ [V]} / 4096 \text{ [digit]} = 0,000805664 \text{ [V/digit]} = 0,805664 \text{ [mV/digit]}$$

Nella pratica, la risoluzione di un convertitore è limitata dal rapporto segnale/rumore (*S/N ratio*) del segnale in questione. Se è presente troppo rumore all'ingresso analogico, sarà impossibile convertire con accuratezza oltre un certo numero di bit di risoluzione. Anche se l'ADC produrrà un valore, questo non sarà accurato essendo i bit meno significativi funzione del rumore e non del segnale. Nel nostro lavoro sono stati configurati e utilizzati 3 ADC a 12 bit interni al microcontrollore: due per la conversione dell'uscita amplificata e non amplificata del giroscopio (di cui si parlerà nel prossimo paragrafo) e uno Zero Rate Level (di cui si parlerà sempre nelle prossime righe).

3.2.7. Giroscopi LY530ALH e LY503ALH

Nel nostro lavoro sono stati utilizzati due giroscopi MEMS prodotti dalla STMicroelectronics: LY530ALH e LY503ALH. I due giroscopi presentano caratteristiche strutturali pressoché identiche. Sono entrambi giroscopi analogici in grado di misurare velocità angolari sull'asse Z (yaw).

Vengono indicati sul datasheet come giroscopi dotati di ottima stabilità in un intervallo di temperature molto ampio (-40°C - $+85^{\circ}\text{C}$), con variazioni che sono tipicamente inferiori a $0,05 \text{ dps}/^{\circ}\text{C}$ (che non rendono necessaria un'ulteriore compensazione in temperatura). Viene vantata anche un'ottima resistenza agli stress meccanici e un funzionamento con tensioni di alimentazioni comprese nell'intervallo tra 2,7 e 3,6 V. Tutte queste caratteristiche verranno però valutate e discusse nel prossimo capitolo.

Riprendendo il discorso sul funzionamento dei giroscopi MEMS, esposti nel capitolo precedente, possiamo vedere in Figura 3.2.12 come la variazione di tensione risultante dal movimento del giroscopio, venga letta da un amplificatore di carica dedicato per poi essere demodulata (demodulator) e fatta passare in un filtro passa basso interno al sensore (switched capacitor low-pass filter). Il sensore fornisce in questo modo una tensione di uscita non amplificata che viene filtrata da un ulteriore passa basso all'esterno (optional low-pass filter). L'uscita filtrata (non amplificata) può essere fatta rientrare nel sensore per ottenere simultaneamente anche una tensione in uscita amplificata di un fattore 4X e quindi una misura quattro volte più precisa (a discapito della velocità angolare massima fornita da questa uscita amplificata, che in questo modo si riduce di quattro volte).

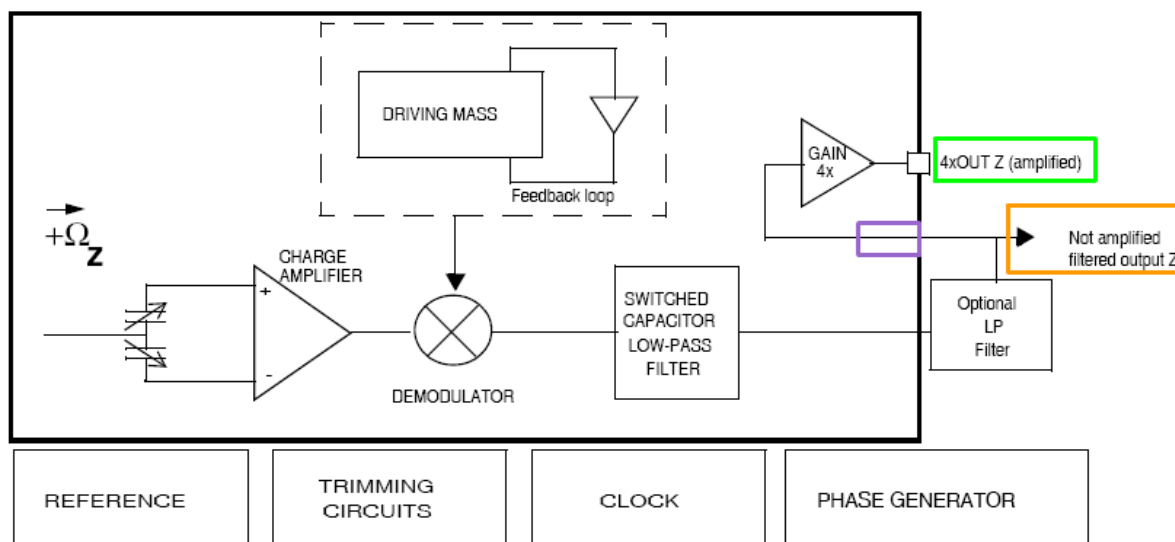


Figura 3.2.12 Diagramma a blocchi dei giroscopi

Nel Capitolo 2 sono state introdotte alcune definizioni che è il momento di riprendere. Lo *zero rate level* (ZRL) è la tensione di output fornita dal giroscopio quando non è soggetto ad alcuna rotazione. E' un livello di riferimento che nei giroscopi da noi utilizzati viene reso disponibile sul PAD 7 (V_{ref}) in Figura 3.2.13.

L'*output non amplificato* del giroscopio è invece la tensione proporzionale alla velocità angolare applicata resa disponibile (dopo essere stata filtrata da un filtro passa basso a 50 Hz) sul PAD 9.

Oltre a questo output non amplificato abbiamo un *output amplificato* di un fattore 4X, che può essere letto dal PAD 8 (previo collegamento dell'uscita non amplificata con il PAD 9).

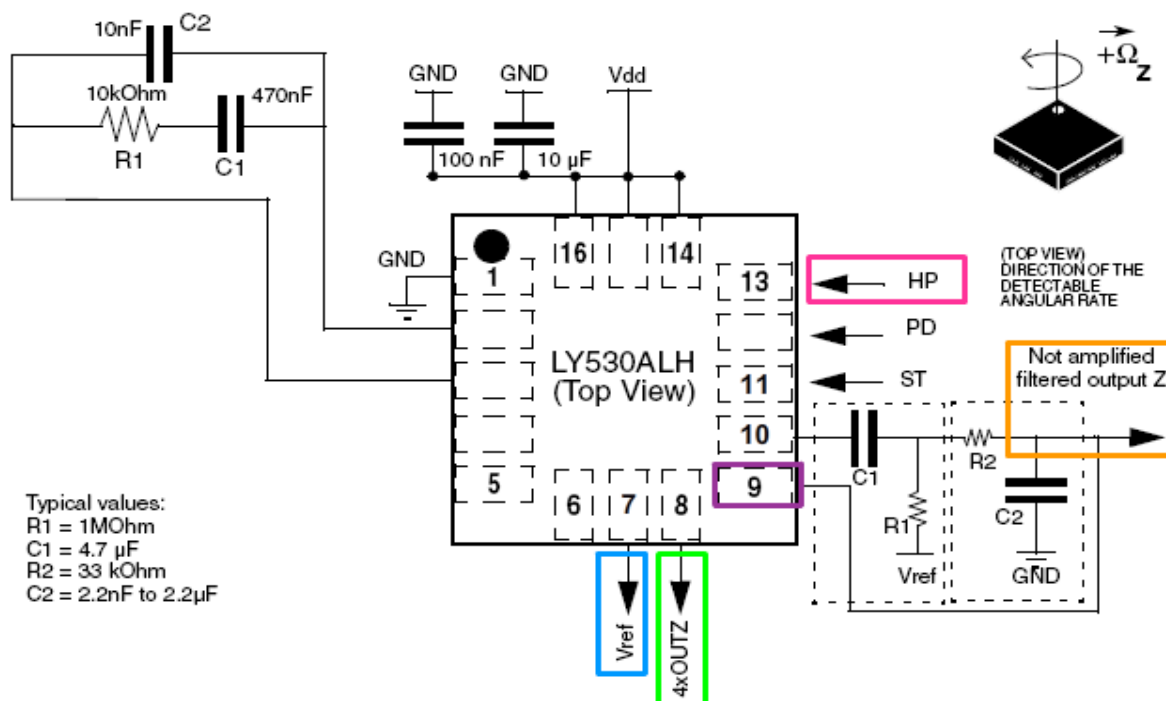


Figura 3.2.13 Schematico della board contenente il giroscopio.

La *sensitività* (o guadagno del sensore) è un parametro fondamentale definito come il rapporto tra l'output e l'input del giroscopio e viene espresso in [mV/dps]. L'uscita amplificata e l'uscita non amplificata hanno ovviamente un guadagno diverso. Bisogna ricordare come ampiamente spiegato nel Capitolo 2 che la sensitività del giroscopio è un valore teorico approssimativo che, seppur avvicinandosi molto, non rappresenta la sensitività reale del giroscopio.

Come detto in precedenza i giroscopi su cui abbiamo lavorato sono giroscopi analogici. Questo comporta che i segnali forniti debbano essere convertiti in segnali digitali prima di essere elaborati.

In particolare la necessità di acquisire lo ZRL e i due output (amplificato e non) ci ha portati all'utilizzo di 3 ADC del microcontrollore. Abbiamo pertanto connesso il giroscopio al microcontrollore nel seguente modo:

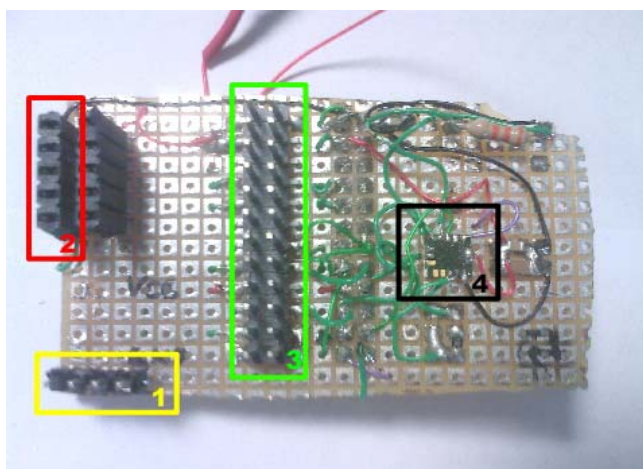


Figura 3.2.14 Board con il giroscopio LY530ALH, i collegamenti per lo ZigBee [1] e i collegamenti per il magnetometro [2].

- Il PAD 7 (ZRL) al PIN 7 della stripline in Figura 3.2.10;
- Il PAD 9 (output non amplificato) al PIN 4 della stripline in Figura 3.2.10;
- Il PAD 8 (output amplificato) al PIN 6 della stripline in Figura 3.2.10.

Sapendo inoltre che gli ADC interni al microcontrollore hanno una risoluzione di 12 bit (quindi $0 \rightarrow 4096$ livelli) e funzionano con un range di tensioni che va da 0 a 3,3 V, il calcolo della velocità angolare (sia amplificata che non) si riassume nella seguente formula:

$$\omega \text{ [dps]} = ((\text{GyroOut} \text{ [digit]} - \text{ZRL} \text{ [digit]}) * (3,3 \text{ [V]} / 4096 \text{ [digit]}) * (1 / \text{Sens} \text{ [V/dps]})$$

In Figura 3.2.14 si può vedere la fotografia della board su cui è stato montato uno dei due giroscopi. Si vede sulla destra il package del giroscopio (4). Sulla sinistra la stripline (3) direttamente connessa alla stripline della STLM/B in Figura 3.2.9 (1). In basso si vede la stripline (1) che consente la connessione del modulo di comunicazione ZigBee e in

alto a sinistra (2) la stripline utilizzata per il collegamento della board che ospita il magnetometro (descritto nel prossimo paragrafo).

3.2.8. Magnetometro LSM303DLH

Nel nostro lavoro abbiamo utilizzato un magnetometro digitale triassiale MEMS prodotto dalla STMicroelectronics: LSM303DLH. Il modulo in questione in realtà non è semplicemente un magnetometro ma contiene all'interno un accelerometro triassiale che però non abbiamo utilizzato. L'LSM303DLH permette la misura di campi magnetici con un fondo scala selezionabile dall'utente in un range che va da $\pm 1,3$ a $\pm 8,1$ Gauss. Essendo un magnetometro digitale si capisce come all'interno vi sia un

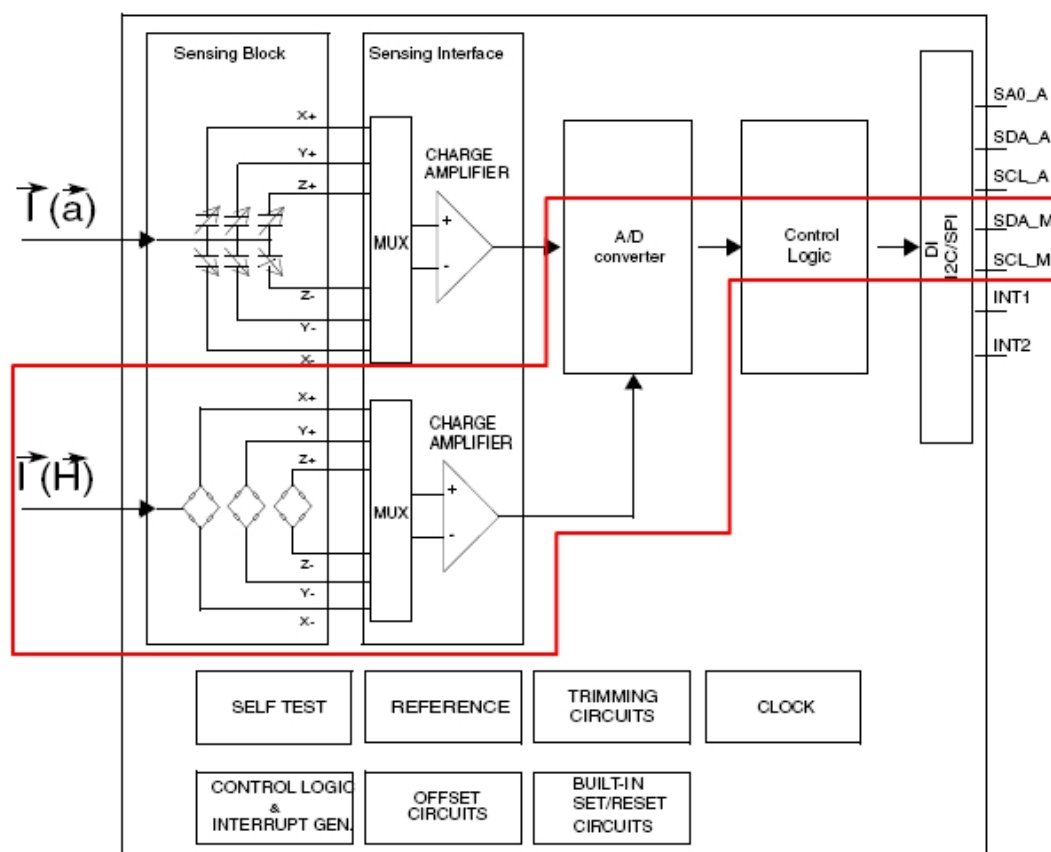


Figura 3.2.15 Diagramma a blocchi del magnetometro

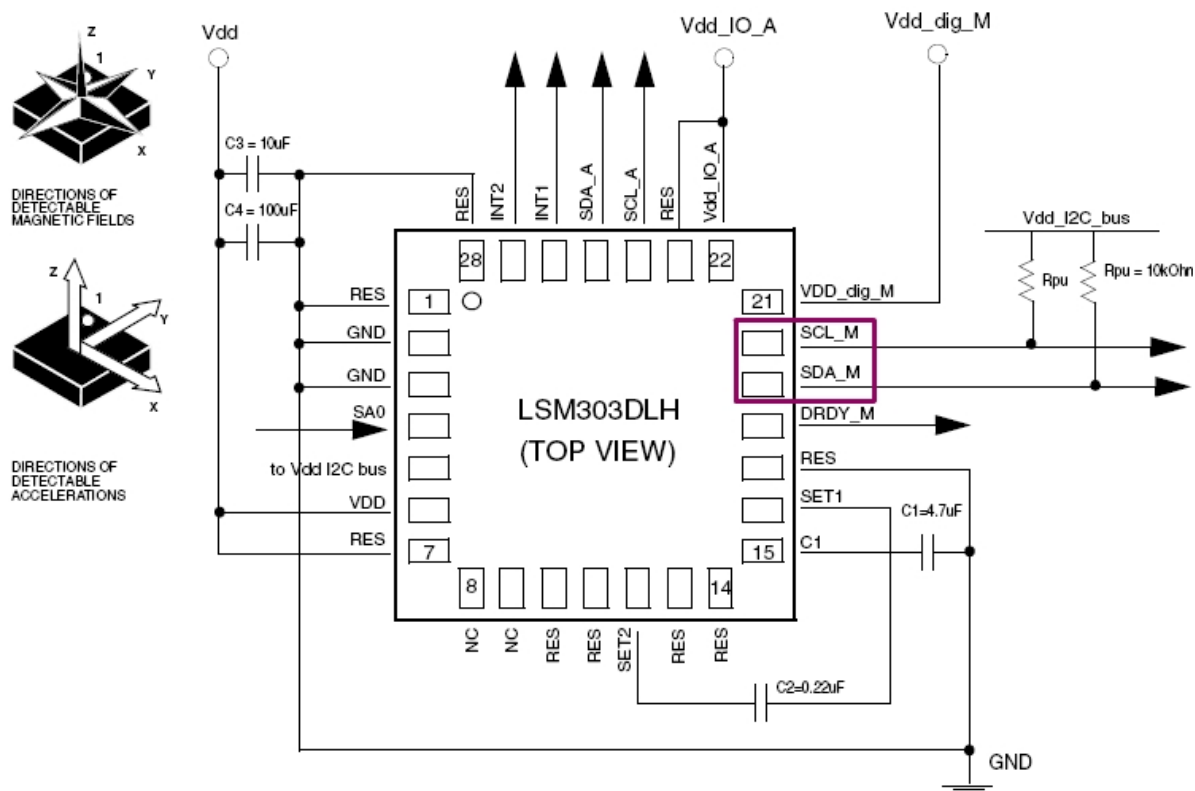


Figura 3.2.16 Schematico della board contenente il magnetometro.

ADC che, nel modulo in questione, consente di ottenere un'uscita a 16 bit (per ogni asse) attraverso un'interfaccia di comunicazione seriale I2C. L'alimentazione per la parte analogica va da 2.5 a 3.3 Volt mentre è necessaria di 1.8 Volt per la componentistica digitale. Il range di temperature all'interno del quale viene garantito un corretto funzionamento del modulo va da -30°C a $+85^{\circ}\text{C}$ (quindi largamente all'interno della temperatura d'esercizio che ci interessa). Sono presenti inoltre auto-test interni al sensore che permettono di verificarne il corretto funzionamento nell'applicazione finale. Il sensore d'accelerazione e il sensore magnetico sono completamente disaccoppiati e possono essere accesi e spenti separatamente.

Nella parte riquadrata in rosso del diagramma a blocchi di Figura 3.2.15 è possibile vedere i 3 ponti di Wheatstone (1 per ogni asse) a valle

dei quali è presente un multiplexer atto a selezionare il singolo asse. La lettura del campo magnetico sull'asse selezionato avviene in maniera differenziale, ovvero con un amplificatore di carica in configurazione sottrattore che consente di rilevare la ddp dovuta al diverso orientamento nello spazio dell'asse del magnetometro considerato, rispetto al campo magnetico (come spiegato ampiamente nel capitolo precedente). Il segnale viene poi convertito in digitale da un ADC interno e in seguito la logica di controllo rende disponibile il dato tramite l'interfaccia seriale I2C.

In Figura 3.2.16 è possibile vedere lo schematico del magnetometro con evidenziati il PAD 20 e il PAD 19 utilizzati rispettivamente per il Clock dell'I2C e per il dato in uscita. La connessione del magnetometro al microcontrollore risulta essere la seguente:

- Il PAD 20 (I2C Clock) al PIN 2 della stipline in Figura 3.2.11;
- Il PAD 19 (I2C Data) al PIN 1 della stipline in Figura 3.2.10;

La sensibilità del modulo è configurabile tramite 3 bit di un registro interno al sensore (CRB_REG_M). Le 8 diverse combinazioni di questi 3

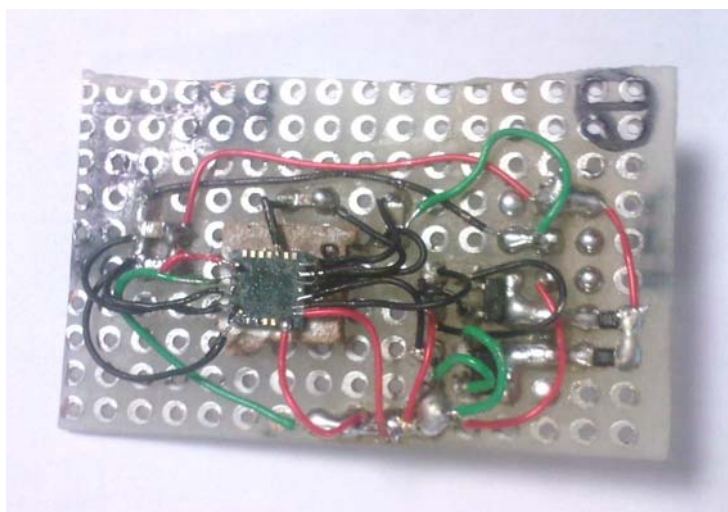


Figura 3.2.17 Board con il magnetometro LSM303DLH

bit permettono di selezionare simultaneamente, oltre alla sensibilità, anche il fondo scala del sensore. La sensibilità dei 3 assi (uguale per X e Y e diversa per Z) viene espressa in digit/Gauss in quanto come già detto abbiamo un ADC interno al modulo e quindi un uscita già digitale. Nel nostro lavoro si è scelto un fondo scala di ± 2.5 Gauss che corrisponde ad una sensibilità di 635 [digit/Gauss] su X e Y e di 570 [digit/Gauss] su Z. Il calcolo dell'intensità del campo magnetico su ogni asse si riassume quindi nella seguente semplice formula:

$$B_X \text{ (Gauss)} = \text{Magne_X [digit]} / \text{Sens_X [digit/Gauss]}$$

L'intensità del campo magnetico sull'asse X (B_X) è data dal rapporto tra il dato fornito dal sensore relativo all'asse X (Magne_X) e la sensibilità del sensore relativa all'asse X (Sens_X) che nel nostro caso vale 635 [digit/Gauss].

Oltre all'impostazione della sensibilità e del fondo scala, tramite 3 bit di un altro registro interno al sensore (CRA_REG_M), è possibile settare la frequenza alla quale i dati sono presentati in uscita dall'I2C. Nel nostro caso il magnetometro è stato impostato nel firmware per fornire dati a una frequenza di 75 Hz.

In Figura 3.2.17 si può vedere invece una foto della board su cui è stato montato il magnetometro che è connessa alla board contenente il giroscopio tramite la stripline (2) in Figura 3.2.14.

3.2.9. Modulo di comunicazione ZigBee

I moduli XBee da noi utilizzati sono una soluzione compatibile con lo standard ZigBee/IEEE 802.15.4 che soddisfa la necessità di una rete a basso costo e a basso consumo, pensata soprattutto per l'utilizzo con sensori. Il modulo XBee opera nella banda ISM alla frequenza di 2.4GHz. Sono moduli semplici da configurare e utilizzare e hanno il vantaggio di un basso consumo energetico e di essere al contempo una soluzione efficace ed affidabile per la trasmissione di dati critici. Le dimensioni

- sono già implementati tutti i necessari controlli tipici di una trasmissione wireless, quali ad esempio l'error checking;

In Figura 3.2.18 è possibile vedere il modulo XBeePro montato sulla mille fori collegata a sua volta alla stripline della board che monta il giroscopio in Figura 3.2.14 (2).

3.3. Architettura di comunicazione

In questa sezione descriviamo la comunicazione tra i vari elementi che compongono la piattaforma sperimentale. Verrà inoltre descritto il funzionamento del software di gestione della piattaforma, utilizzato per le acquisizioni dei sensori.

In Figura 3.3.1 è possibile vedere l'architettura di comunicazione tra i diversi elementi che compongono la piattaforma di test. Si vedono in alto a sinistra i due moduli XBee. Il primo modulo è connesso al PC tramite porta USB mentre il secondo viene connesso al microcontrollore tramite i PIN 10 e 11 dell'STLM/B rispettivamente in uscita e in entrata dal microcontrollore (Figura 3.2.10).

L'STLM/B si occupa oltre che dell'acquisizione dei sensori, anche della gestione del motore che movimenta la piattaforma. Per fare ciò vengono inviate alla scheda di potenza 2 informazioni. Il segnale PWM (collegando il PIN 18 del microcontrollore di Figura 3.2.10 al pin di Enable della scheda di potenza) e la direzione del motore (collegando i PIN 9 e 10 del microcontrollore di Figura 3.2.11 con i pin di direzione sulla scheda di potenza).

A sua volta la scheda di potenza, sulla base delle informazioni ricevute dal microcontrollore, regola la velocità del motoriduttore che vi è connesso.

Il cerchio si chiude con l'encoder in quadratura che fornisce al microcontrollore un feedback relativo al numero di giri effettivamente

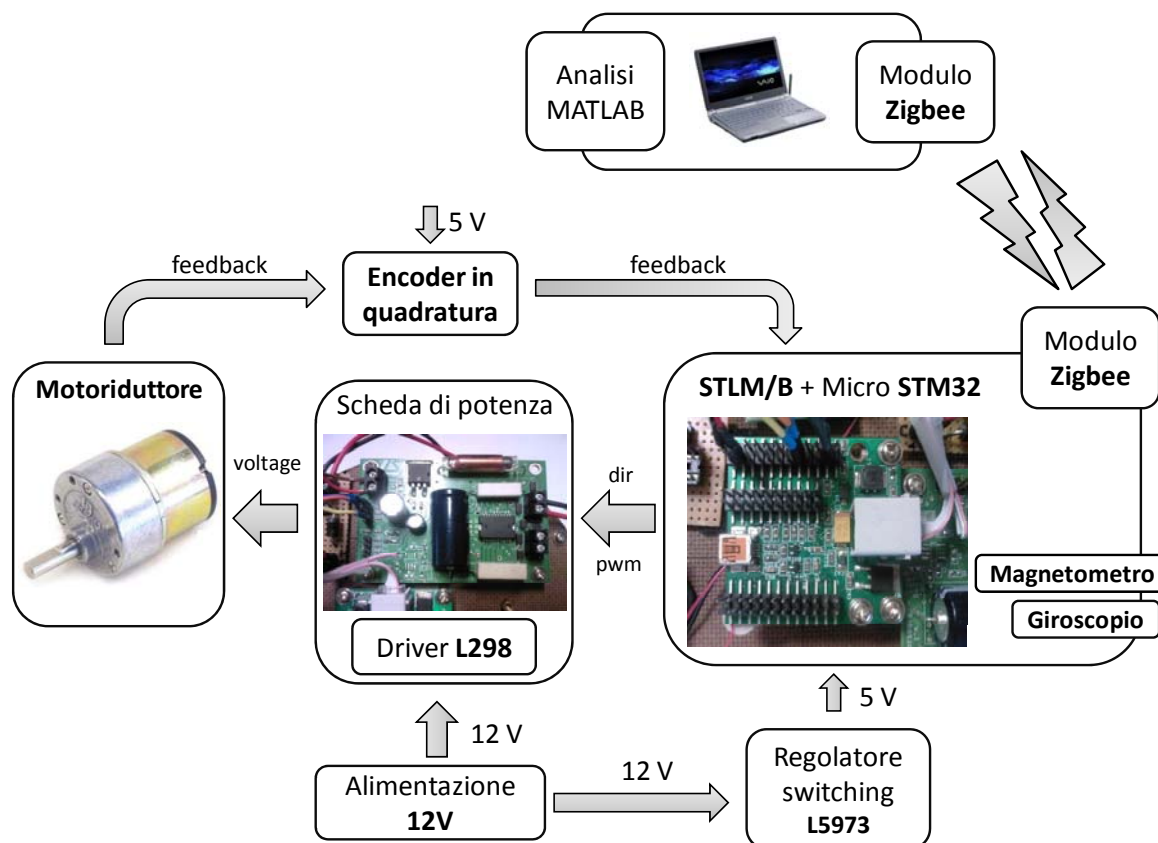


Figura 3.3.1 Architettura di comunicazione della piattaforma sperimentale

effettuati dal motore. Questo tramite il collegamento dell'encoder al PIN 8 e 9 di Figura 3.2.10. Nella Figura 3.3.1 è possibile vedere, oltre all'architettura di comunicazione appena illustrata, anche le tensioni di alimentazione dei componenti principali della piattaforma.

3.3.1. Software di gestione della piattaforma

Dopo aver descritto l'interazione tra i vari elementi che compongono la piattaforma procediamo ora alla descrizione di come è fatto e come funziona il software che ad alto livello consente la comunicazione bidirezionale fra il PC e il microcontrollore STM32. Questo applicativo realizzato ad hoc consente di svolgere tre macro funzioni principali:

- impostare alcuni parametri relativi alla comunicazione dei due moduli XBee;
- inviare, dal PC al microcontrollore, alcuni parametri relativi all'acquisizione e alcuni comandi;
- ricevere, dal microcontrollore al PC, i dati acquisiti dai sensori salvandoli in un file di testo e comportandosi quindi a tutti gli effetti da sniffer.

Nell'esecuzione dei test sperimentali, la prima operazione da svolgere, aprendo l'applicativo, è quella di impostare i parametri di comunicazione tra i due moduli XBee. E' necessario quindi settare:

- la porta COM su PC a cui è connesso il modulo XBee;
- il bound rate (in bit/s) per la comunicazione (attraverso un menu a tendina);
- il nome del file di testo su cui verranno salvati i dati inviati dal microcontrollore al PC.

Successivamente è necessario impostare 7 parametri relativi al controllo del motoriduttore:

- coefficiente proporzionale del PID: KP;
- coefficiente integrativo del PID: KI;
- coefficiente derivativo del PID: KD;
- accelerazione massima della piattaforma: MaxAcc [tick/s²];
- velocità massima della piattaforma: MaxVel [tick/s] ;
- valore di saturazione del controllo PID: I_Sat;
- coefficiente interno per la divisione: PID_Div.

Tramite il tasto “Set PID Parameter“ vengono inviati i suddetti parametri al microcontrollore e nella parte bassa del software viene indicato l’esito dell’invio di questi parametri.

Una volta settati i parametri del PID è possibile porre il software in attesa dei dati spuntando prima la casella “Save Log” e poi premendo su “Start Log”.

A questo punto è necessario inviare il parametro fondamentale relativo al numero di giri che dovrà compiere la piattaforma. Questo avviene indicando al microcontrollore il numero di tick che l’encoder deve contare prima di fermarsi: Motor Ref.

Per le rotazioni in senso antiorario il valore di “Motor Ref “è positivo, mentre per le rotazioni orarie negativo. Vogliamo nuovamente ricordare che una rotazione completa della piattaforma (360°) corrisponde a 300.000 tick dell’encoder.

Premendo sul tasto “Position” la piattaforma comincerà a ruotare e i dati verranno salvati nel file di testo.

Premendo infine su “Stop Log” il file di testo verrà salvato e conterrà i dati acquisiti dai sensori.

In Figura 3.3.2 è possibile vedere l’interfaccia grafica del software realizzato. Si può notare in particolare: la selezione della porta COM 3 (a cui dovrà essere connesso il modulo Xbee), la velocità di 115200 [bit/s] a cui dovrà avvenire lo scambio dati e il numero di tick di riferimento per l’encoder pari a 300.000 [tick] che corrispondono a una rotazione completa della piattaforma.

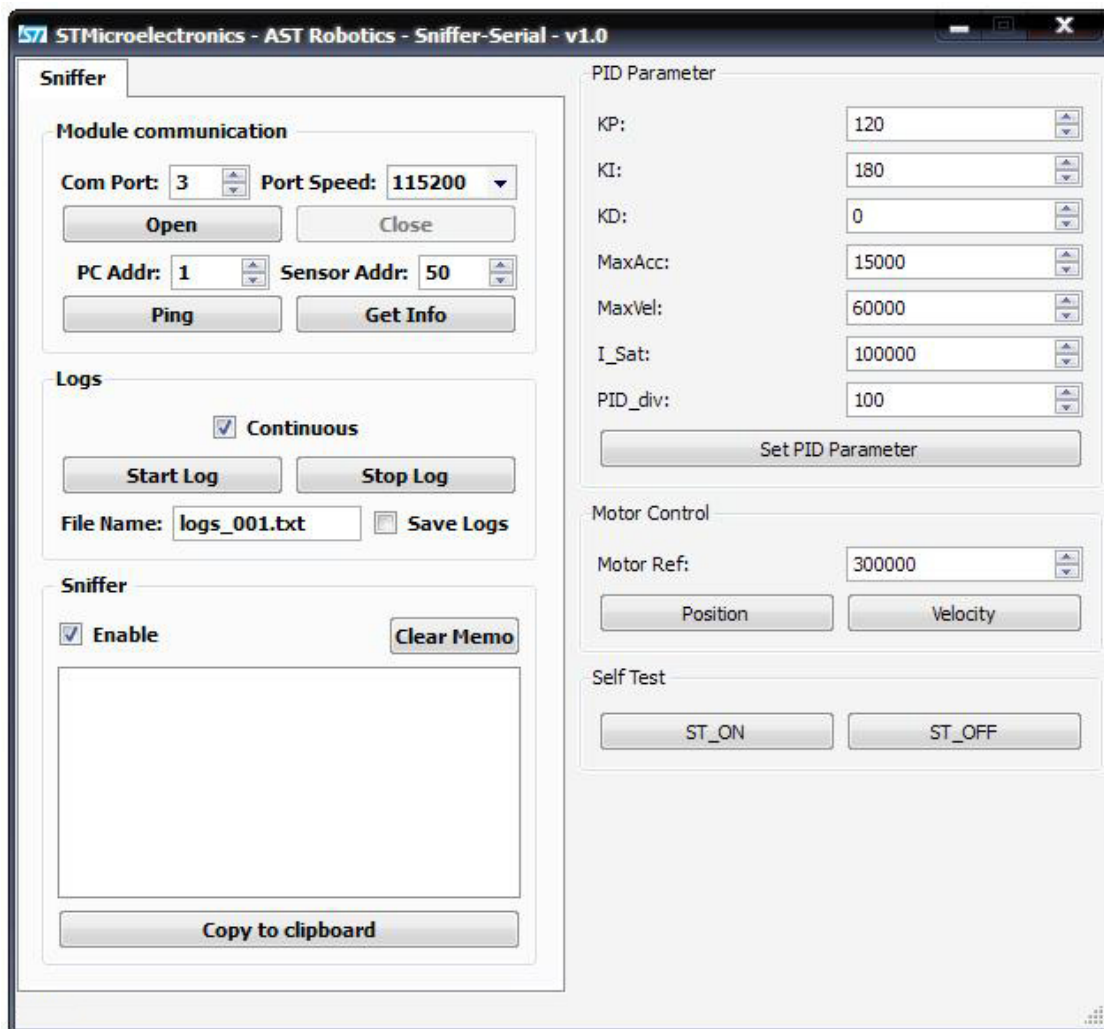


Figura 3.3.2 Interfaccia grafica del software di gestione della piattaforma realizzato

Capitolo 4

Risultati sperimentali sui sensori MEMS

Lo studio sui sensori MEMS è avvenuto tramite l'acquisizione e la post elaborazione in Matlab dei dati raccolti utilizzando la piattaforma di test e il software di comunicazione illustrati nel capitolo precedente. In questo capitolo vengono presentate le modalità di svolgimento e i risultati dei test riguardanti la presenza e la portata delle problematiche che affliggono giroscopi e magnetometri (analizzati singolarmente). Viene dapprima descritta brevemente la struttura dei file contenenti le acquisizioni. Si passa poi ad analizzare e validare il sistema di test utilizzato e in ultima analisi vengono proposti tutti i test effettuati sui giroscopi e sul magnetometro discutendo i risultati ottenuti.

4.1. Struttura del file di log

In queste righe si vuole illustrare la struttura del file con il log dei dati inviati dalla piattaforma di test al PC. In Figura 4.1.1 è possibile vedere un estratto di un file contenente i dati di un'acquisizione. Il numero progressivo nella colonna grigia rappresenta il numero progressivo del

```

6324 6334 1539 1498 2019 0 0 -160 187 142 0 0
6325 6335 1542 1499 2110 0 0 -160 187 142 0 0
6326 6337 1542 1500 2025 0 0 -155 190 140 0 0
6327 6338 1539 1497 2019 -3000000 -1 -158 189 145 0 0
6328 6339 1541 1502 2015 -3000000 -81 -158 189 145 0 0
6329 6340 1541 1516 2018 -3000000 -304 -198 215 182 0 0
6330 6341 1541 1565 2019 -3000000 -498 -146 193 145 0 0

```

Figura 4.1.1 Estratto dal file di log di un acquisizione.

Colonna	Unità misura	Descrizione
Grigia	#	Numero progressivo dei campioni
1	#	Timestamp del campione inviato dalla piattaforma
2	digit	ZRL del giroscopio
3	digit	Uscita amplificata del giroscopio (4X)
4	digit	Uscita non amplificata del giroscopio (1X)
5	Tick	Riferimento finale dell'encoder
6	Tick	Riferimento istantaneo dell'encoder
7	digit	Uscita asse X del magnetometro
8	digit	Uscita asse Y del magnetometro
9	digit	Uscita asse Z del magnetometro

Tabella 4.1-1 Struttura dei dati contenuti nel file di log salvato su PC

campione effettivamente arrivato al PC. Il numero nella colonna 1 invece rappresenta il time-stamp della sequenza di dati inviati dalla piattaforma. Nelle colonne 2, 3 e 4 invece abbiamo in ordine: lo ZRL, l'uscita amplificata e l'uscita non amplificata del giroscopio. Le colonne 5 e 6 riguardano invece l'encoder e rappresentano rispettivamente il riferimento (in posizione) che la piattaforma deve raggiungere e la posizione attuale che l'encoder ha rilevato. In particolare nel log dell'immagine si vede il momento in cui la piattaforma viene attivata e quindi il riferimento - 3.000.000 tick (inviato dal PC alla piattaforma) che rappresenta una rotazione oraria di 10 giri (visto che ogni giro corrisponde come già detto

a 300.000 tick dell'encoder). I dati nelle colonne 7, 8, e 9 rappresentano invece le letture sui 3 assi del magnetometro. In Tabella 4.1-1 vediamo la legenda completa di quanto appena esposto.

Ricordiamo infine che lavorando a una frequenza di 100 Hz abbiamo che il time-stamp del campione inviato alla piattaforma rappresenta al tempo:

$$T [s] = \text{Time-stamp [Campione]} / 100 [\text{Campioni/s}]$$

4.2. Validazione del sistema di test

4.2.1. Controllo dei pacchetti persi

Un importante controllo effettuato sul sistema di test ha riguardato l'affidabilità della comunicazione tra piattaforma e PC. Durante test abbiamo riscontrato la perdita di alcuni pacchetti da parte dei moduli XBee utilizzati per la trasmissione dei dati dalla piattaforma al PC. Questo però non è risultato essere così grave data l'elevata frequenza dei dati acquisiti e la bassa percentuale di pacchetti persi. A ogni modo, per controllare la percentuale di pacchetti persi, abbiamo semplicemente inserito un time-stamp per ogni dato inviato dalla piattaforma al PC e abbiamo eseguito il rapporto tra l'ultimo time-stamp ricevuto e il numero di dati effettivamente presenti nel file di testo contenente i dati. Nel log di Figura 4.1.1 vediamo che a un certo punto dell'acquisizione (63,24 secondi per essere precisi) il dato ricevuto effettivamente dal PC è il numero 6324 mentre la piattaforma è arrivata a inviare 6334 dati. Questo significa che abbiamo ricevuto 6324/6334 dati ossia il 99,84%.

4.2.2. Parametri del PID

Un altro importante controllo sul sistema di test ha riguardato le diverse impostazioni del controllo PID. Il controllo Proporzionale-Integrale-Derivativo, comunemente abbreviato come PID, è il sistema di controllo

in retroazione negativa più comune nell'industria e in particolare nei sistemi di controllo. Il controllore acquisisce in ingresso un valore da un processo, e lo confronta con un valore di riferimento. La differenza, il cosiddetto segnale di errore, viene quindi usata per determinare il valore della variabile di uscita del controllore, che è la variabile manipolabile del processo. Il PID regola l'uscita in base a:

- il valore del segnale di errore (azione proporzionale);
- i valori passati del segnale di errore (azione integrale);
- quanto velocemente il segnale di errore varia (azione derivativa).

Le tre azioni di un PID vengono calcolate separatamente e semplicemente sommate algebricamente:

$$u = u_P + u_I + u_D$$

L'azione proporzionale è ottenuta moltiplicando il segnale d'errore e con un'opportuna costante:

$$u_P = K e$$

È perfettamente possibile regolare un processo con un simile controllore, che risulta anche in grado di stabilizzare processi instabili. Tuttavia, non è possibile garantire che il segnale d'errore e converga a zero: questo perché un'azione di controllo u è possibile solo se e è diverso da zero.

L'azione integrale è proporzionale all'integrale nel tempo del segnale di errore, moltiplicato per la costante K (la stessa dell'azione proporzionale) e diviso per una costante di tempo integrale τ_I :

$$u_I = \frac{K}{\tau_I} \int e dt$$

Questa definizione dell'azione integrale fa sì che il controllore si "ricordi" dei valori passati del segnale d'errore; in particolare, il valore dell'azione integrale non è necessariamente nullo se è nullo il segnale d'errore. Questa proprietà dà al PID la capacità di portare il processo esattamente al punto di riferimento richiesto, dove la sola azione proporzionale risulterebbe nulla.

Per migliorare le prestazioni del controllore si può aggiungere l'azione derivativa:

$$u_D = K \tau_D \frac{de}{dt}$$

L'idea è compensare rapidamente le variazioni del segnale di errore: se vediamo che e sta aumentando, l'azione derivativa cercherà di compensare questa deviazione in ragione della sua velocità di cambiamento, senza aspettare che l'errore diventi significativo (azione proporzionale) o che persista per un certo tempo (azione integrale).

Nel nostro lavoro abbiamo verificato la risposta della piattaforma configurata con diversi parametri del PID. In particolare abbiamo agito

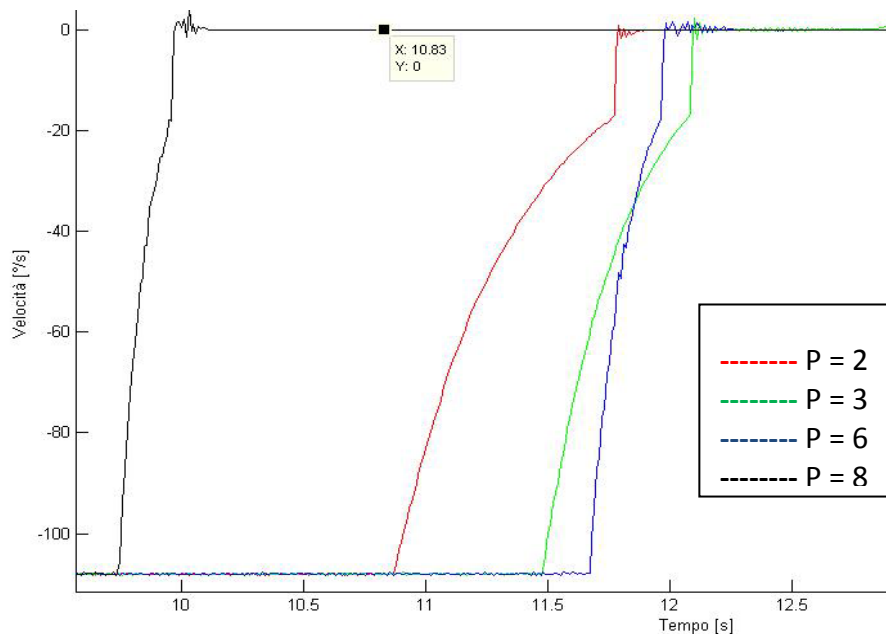


Figura 4.2.1 Diverse impostazioni del parametro proporzionale (P) del PID.

sul parametro proporzionale (parametro KP del software di comunicazione) e sul parametro integrativo (parametro KI del software di comunicazione) del controllo, lasciando a zero il parametro derivativo (KD); abbiamo quindi un controllore PI.

In Figura 4.2.1 è possibile vedere un grafico che mostra un confronto tra quattro diverse impostazioni del parametro proporzionale a parità di parametro integrativo. Nella curva rossa il parametro proporzionale è impostato a 2, in quella verde a 3, in blu a 6 e in nero a 8. Come si può vedere al crescere del valore del parametro la frenata risulta più veloce, e abbiamo quindi una maggior pendenza della curva. Impostando un parametro proporzionale eccessivamente elevato come quello della curva nera, abbiamo fenomeni di overshoot e undershoot intorno al set-point (che nel nostro caso è l'arresto della piattaforma), come si evince dalle oscillazioni nel grafico.

In Figura 4.2.2 possiamo vedere invece come a parità di parametro proporzionale (6), un diverso parametro integrativo porti a un diverso smorzamento delle oscillazioni una volta raggiunto il set point. Nella curva rossa il parametro integrativo è impostato a 0, in quella verde a 3, in quella blu a 4 e in nero a 6. L'impostazione a 0 del parametro integrativo porta la piattaforma a rallentare troppo lentamente mentre a 6

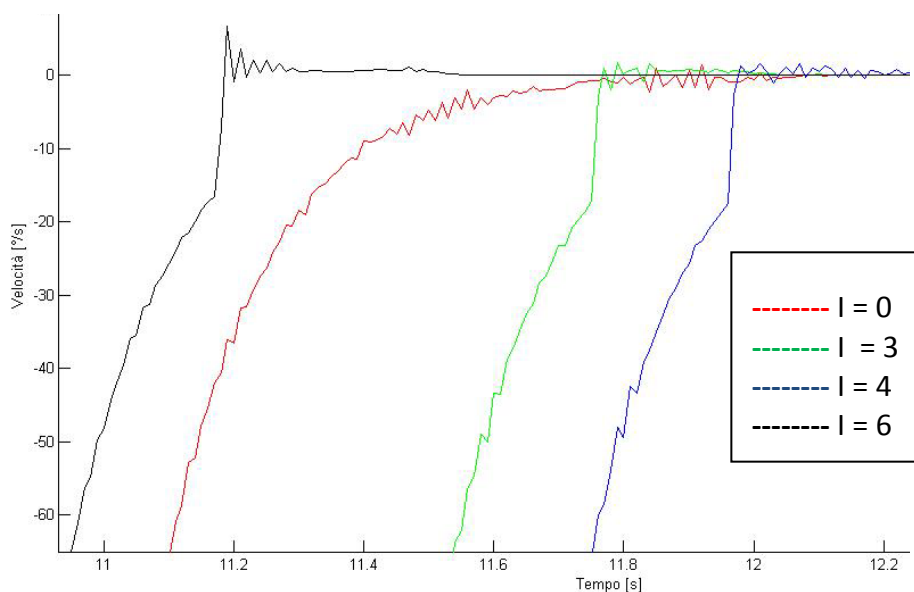


Figura 4.2.2 Diverse impostazioni del parametro integrativo (I) a parità di parametro proporzionale.

porta la piattaforma a un evidente overshoot. Un buon compromesso è costituito dall'impostazione della costante integrativa a 3 e a 4. La non linearità presente durante la fase di frenata della piattaforma è dovuta al maggior attrito che le componenti meccaniche della piattaforma subiscono mano a mano che ci sia avvicina alla velocità nulla impostata.

4.2.3. Velocità di rotazione

Abbiamo poi verificato che la velocità durante le rotazioni (escludendo la fase di accelerazione iniziale e di frenata finale) rimanesse costante e pari alla velocità impostata nel software.

In Figura 4.2.3 possiamo vedere oscillazioni di $\pm 0.4^\circ/\text{s}$ rispetto alla velocità impostata nel software di comunicazione. La verifica è stata effettuata anche con la velocità massima impostabile ossia: 200.000 tick/s. Sapendo che un giro corrisponde a 300.000 tick dell'encoder, la velocità che ci si aspettava doveva essere di $240^\circ/\text{s}$. In effetti la velocità calcolata in Matlab con i dati dell'encoder è risultata essere mediamente $239.6^\circ/\text{s}$.

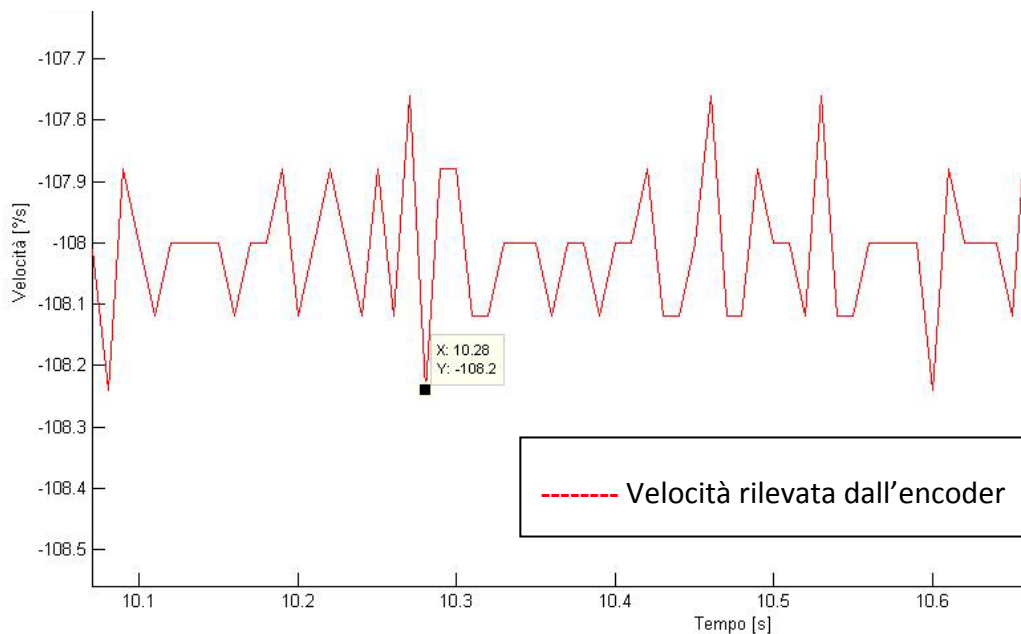


Figura 4.2.3 Oscillazioni di $\pm 0.4^\circ/\text{s}$ nell'intorno alla velocità impostata di $108^\circ/\text{s}$.

4.3. Test sui giroscopi

4.3.1. Drift

In questa sezione descriviamo i test per valutare quanto i giroscopi testati (LY530ALH e LY503ALH) siano soggetti a fenomeni di drift (deriva) dell'uscita. Questi fenomeni sono dovuti al cambiamento nel tempo dell'offset (bias) naturalmente presente tra lo zero rate level (la tensione di output fornita dal giroscopio quando non è soggetto ad alcuna rotazione) e l'output del giroscopio (la tensione proporzionale alla velocità angolare applicata). Questo offset calcolato inizialmente quando il giroscopio è fermo, deve essere sottratto dall'uscita del giroscopio per ottenere la reale velocità angolare istantanea come mostrato in Figura 4.3.1.

Zero Rate Level

Il modo in cui l'offset è calcolato incide fortemente sulle prestazioni finali del giroscopio come verrà illustrato nelle prossime righe.

Per far ciò mostriamo e commentiamo il codice utilizzato in Matlab per l'analisi dei dati provenienti dall'uscita amplificata del giroscopio LY530ALH in modo tale da chiarire dove siamo andati ad agire per ridurre quanto più possibile il problema del drift.

Nella prima parte del codice viene selezionato il file contenente i dati da analizzare, impostato il periodo utilizzato nel campionamento e salvato il numero di dati trovati nel file di log e scelto lo slot in #campioni usato per calcolare l'offset. In questo caso 6000 campioni ad una frequenza di campionamento di 100 Hz (ovvero 60 secondi).

```
all_variables_1=ImportTXTdata('12min_001.txt');  
Tc = 0.01;  
Len=length(all_variables_1(:, 1));  
T=0:Tc:(Len-1)*Tc;
```

```
Init_Ref=6000;
```

La seconda parte di codice è quella più importante. In questa parte di codice si possono vedere a confronto due metodi per calcolare la velocità angolare istantanea del giroscopio utilizzata per il calcolo dell'offset.

Un primo metodo (variabili con pedice 1) utilizza nel calcolo della velocità angolare istantanea la differenza tra l'uscita del giroscopio in quell'istante (Out) e la media (AvgZRL) dei primi "Init_Ref" valori dello ZRL .

$$\text{AvgZRL} = \text{sum}(\text{ZRL}(1:\text{Init_Ref})) / \text{Init_Ref};$$

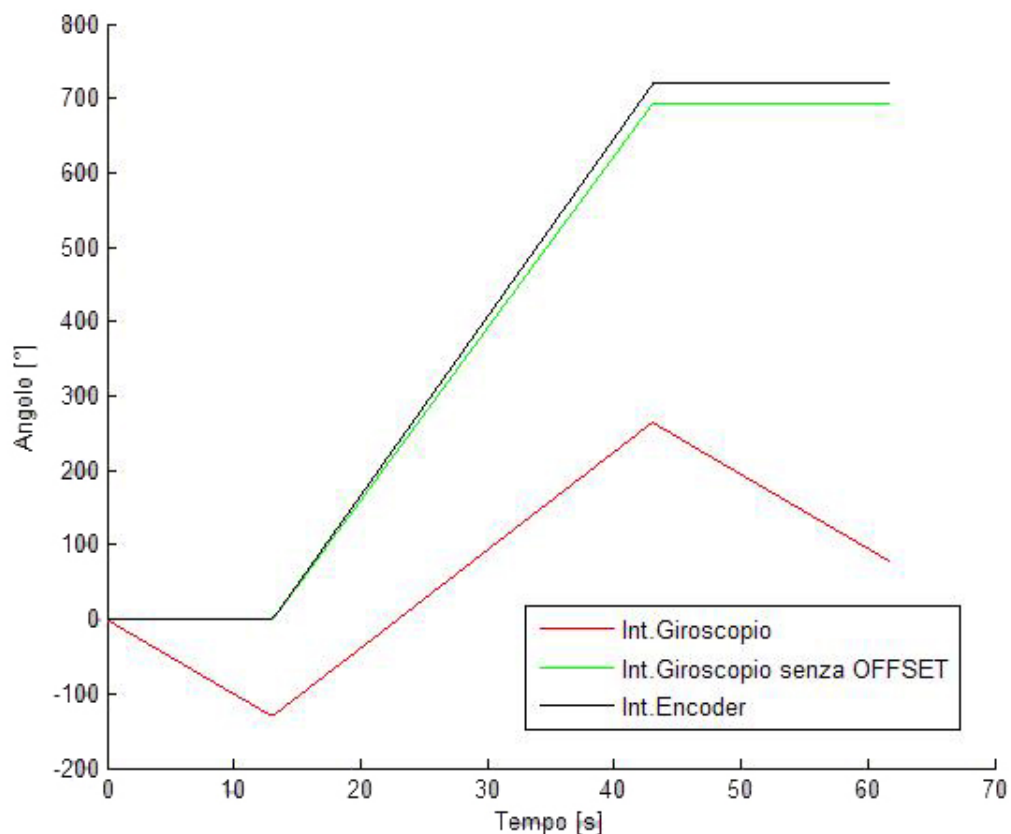


Figura 4.3.1 Confronto tra integrazione dell'encoder (nera) integrazione della velocità angolar contenente l'offset (rossa) e integrazione della velocità angolare decurtata dell'offset (verde).

$$\text{RawADC1} = \text{Out} - \text{AvgZRL};$$

Si fa quindi l'ipotesi che lo ZRL si mantenga costante e pari al valor medio per tutto l'intervallo di calcolo dell'offset. Durante l'analisi delle acquisizioni si è però constatato che lo ZRL non risulta costante e tra questo e l'output risultava esserci un legame. Infatti al crescere e al diminuire dello ZRL si nota un cambiamento proporzionale anche dell'output del giroscopio. Rilevato ciò abbiamo modificato il calcolo della velocità angolare non più utilizzando la media degli ZRL ma utilizzando la differenza tra l'uscita del giroscopio in quell'istante e lo ZRL nello stesso istante.

$$\text{RawADC2} = \text{Out} - \text{ZRL};$$

I risultati di questa modifica del codice sono visibili nei grafici di Figura 4.3.2 in cui possiamo vedere come l'utilizzo dello ZRL istantaneo (curva blu) invece dello ZRL medio (curva rossa) contribuisca a mantenere il drift (su un'ora) molto più basso.

Continuando l'analisi del codice, dopo aver convertito l'uscita in [dps], si calcola l'offset (Offset) come valor medio della velocità angolare (Raw) sui primi (Init_Ref) campioni (questo offset rappresenta la velocità angolare fornita dal giroscopio in stato di quiete). Decurtando questo offset (Offset) dalla velocità angolare del giroscopio (Raw), si ottiene la vera velocità angolare istantanea (Raw_NoOffset).

```
ZRL = (all_variables_1(:, 1));
Out = (all_variables_1(:, 2));
AvgZRL = sum(ZRL (1:Init_Ref)) / Init_Ref;
RawADC1 = Out - AvgZRL;
RawADC2 = Out - ZRL;
Raw1 = RawADC1 * 330000/4096/333;
Raw2 = RawADC2 * 330000/4096/333;
Offset1 = sum(Raw1(1:Init_Ref)) / Init_Ref;
Offset2 = sum(Raw2(1:Init_Ref)) / Init_Ref;
```

```
Raw_NoOffset 1 = (Raw1 - Offset1);  
Raw_NoOffset 2 = (Raw2 - Offset2);
```

La restante parte di codice serve a calcolare l'angolo coperto dalla piattaforma (come integrazione della velocità angolare del giroscopio di cui abbiamo appena discusso) e a stampare a video i risultati. In Figura 4.3.2 è possibile vedere quattro grafici con un confronto tra l'integrazione eseguita utilizzando come riferimento, per il calcolo dell'offset, lo ZRL istantaneo e lo ZRL medio. Lo studio è avvenuto con acquisizioni da 1 ora l'una, utilizzando 60 secondi (6000 campioni) per il calcolo dell'offset medio.

```
Gyro_int1 = zeros(Len,1);  
Gyro_int2 = zeros(Len,1);  
for i=(2):Len  
    Gyro_int1(i,1) = Gyro_int1(i-1,1) + Raw_NoOffset1(i,1)*Tc;  
    Gyro_int2(i,1) = Gyro_int2(i-1,1) + Raw_NoOffset 2(i,1)*Tc;  
end;  
f1= figure(1);  
clf  
hold on  
plot(T, Gyro_int1, 'blue');  
plot(T, Gyro_int2, 'red');
```

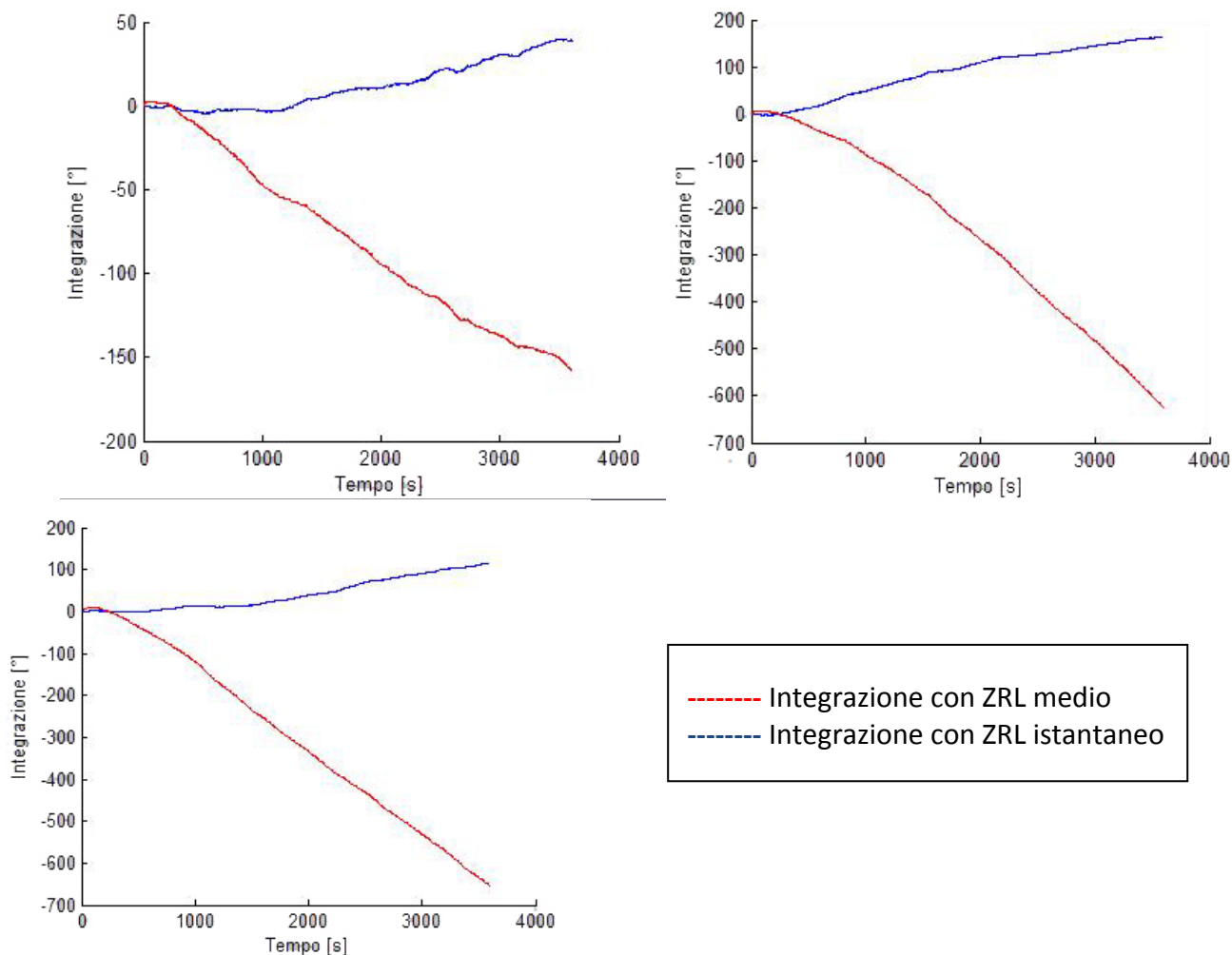


Figura 4.3.2 Integrazioni utilizzando lo ZRL istantaneo (curva blu) al posto dello ZRL medio (curva rossa).

Finestra temporale per il calcolo dell'offset

In Figura 4.3.3 possiamo vedere un esempio di integrazione del giroscopio (fermo) su un'acquisizione della durata di 12 minuti. La curva blu rappresenta l'integrazione del giroscopio dopo aver calcolato l'offset su una iniziale finestra di 500 campioni, la curva rossa l'integrazione con un offset calcolato su 1000 campioni e la curva verde su 6000 campioni. Si può facilmente concludere che un maggior numero di campioni (soprattutto inizialmente quando il giroscopio è instabile) consente un

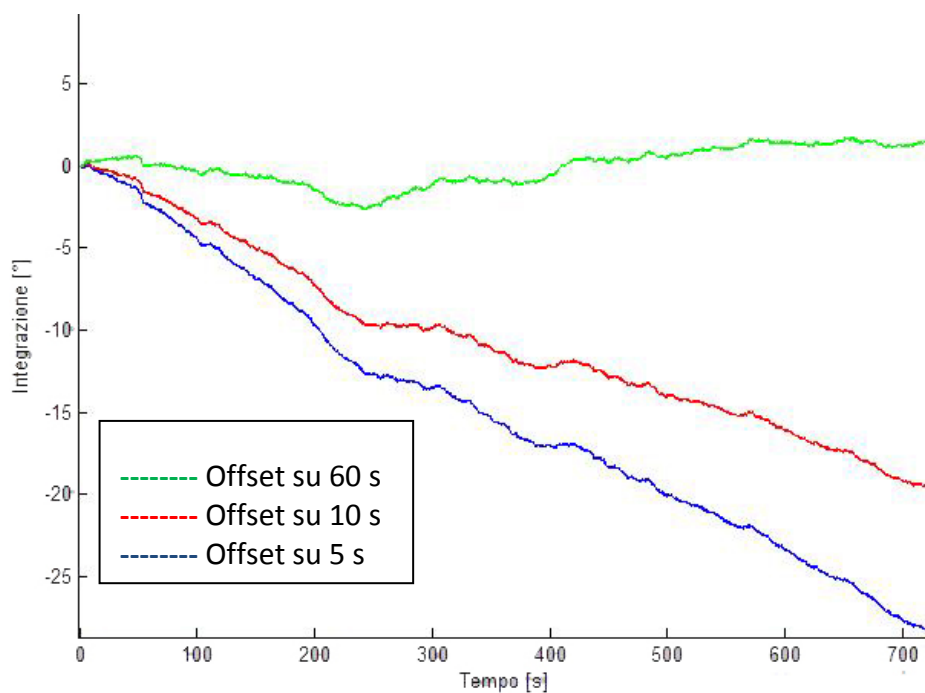


Figura 4.3.3 Confronto tra 3 diverse finestre temporali per la compensazione del drift.

calcolo più preciso dell'offset che si traduce in un minor drift del giroscopio.

4.3.2. Conclusioni dei test sul drift

I test effettuati hanno mostrato quanto la precisione nella compensazione del drift sia connessa a due parametri fondamentali, che sono:

- l'algoritmo utilizzato per il calcolo dell'offset tra ZRL e uscita del giroscopio.
- il numero di campioni utilizzati per il calcolo dell'offset (ossia la l'ampiezza della finestra temporale utilizzata per il suo calcolo);

Sebbene un numero elevato di campioni per il calcolo iniziale dell'offset porti a benefici nella compensazione del drift, esso non è una soluzione

definitiva al problema. Inoltre, come si evince dai quattro grafici in Figura 4.3.2 l'utilizzo dello Zero Rate Level istantaneo porta a notevoli benefici se rapportati all'utilizzo dello ZRL medio, ma piuttosto deludenti se pensiamo che, nell'ora in cui i dati vengono acquisiti, il giroscopio stando fermo ha fornito un'uscita che integrata ha generato angoli che arrivano fino a 170° (come nell'immagine in alto a destra). Pertanto un calcolo iniziale dell'offset (su una finestra sufficientemente ampia) e il suo uso nel medio-lungo periodo non risulta essere una soluzione ottimale. Se infatti dopo aver calcolato l'offset noi cominciamo a far muovere la piattaforma per un tempo indefinito, assisteremo a un decadimento delle prestazioni nel lungo periodo per il cambiamento dell'offset nel tempo. A questi problemi farà fronte l'algoritmo presentato nel Capitolo 5, che unirà al giroscopio, i vantaggi derivanti dal riferimento assoluto fornito dal magnetometro all'interno di un algoritmo basato sul filtro di Kalman esteso.

4.3.3. Sensitività

In questa sezione descriviamo i test per valutare quanto le sensitività dei due giroscopi LY530ALH e LY503ALH siano influenzate da alcuni parametri ambientali e di test ovvero:

- la temperatura dell'ambiente di test;
- la velocità angolare di rotazione della piattaforma;
- la direzione di rotazione della piattaforma;

Ogni test sulla sensitività è stato eseguito modificando un parametro e

Giroscopio	Output 1X	Sensitività	Output 4X	Sensitività
LY530ALH	$\pm 1200^\circ/s$	0.83 mV/ $^\circ/s$	$\pm 300^\circ/s$	3.33 mV/ $^\circ/s$
LY503ALH	$\pm 120^\circ/s$	8.3 mV/ $^\circ/s$	$\pm 30^\circ/s$	33.3 mV/ $^\circ/s$

Tabella 4.3-1 Velocità massime rilevabili e sensitività dei due giroscopi testati.

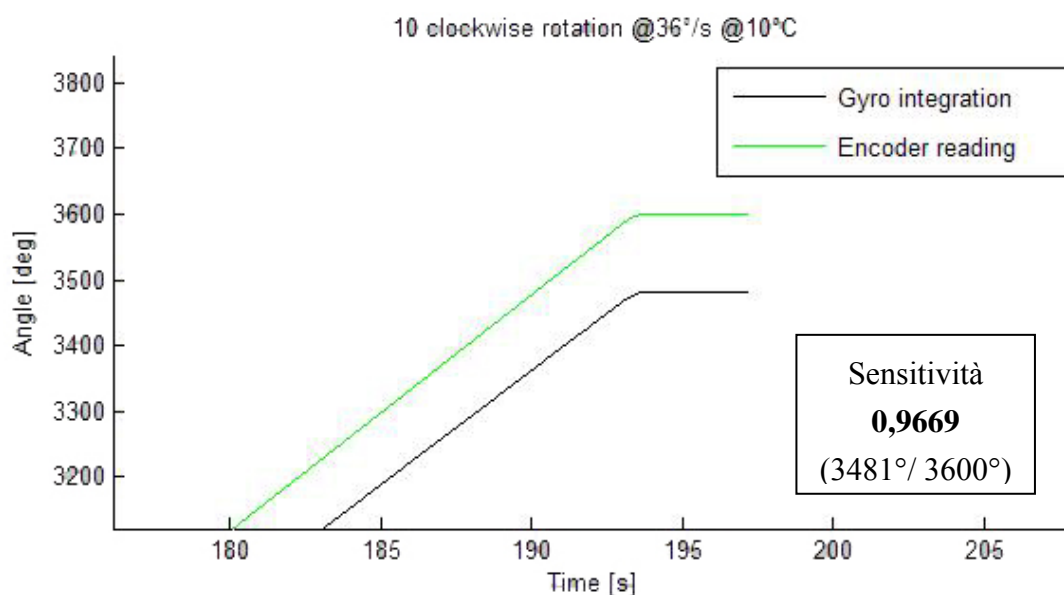


Figura 4.3.4 Confronto tra integrazione del giroscopio (in nero) e integrazione dell'encoder (in verde). Nel grafico per motivi di chiarezza è mostrata solo la parte finale dell'acquisizione.

lasciando invariati tutti gli altri. All'inizio di ogni test sulla sensibilità, la piattaforma è stata tenuta ferma per un periodo di circa 90 s utile al calcolo del drift. Tramite il rapporto tra l'integrazione della velocità angolare istantanea fornita dall'uscita del giroscopio e il numero di rotazioni effettivamente compiute dalla piattaforma ricavato dall'integrazione dei dati provenienti dall'encoder abbiamo calcolato quanto la sensibilità reale si discosti dalla sensibilità teorica.

In Figura 4.3.4 si può vedere un esempio di come l'integrazione dell'encoder (spezzata verde) si discosti da quella che rappresenta l'integrazione del giroscopio LY530ALH (spezzata nera), calcolata utilizzando la sensibilità teorica del datasheet.

Vogliamo ricordare che i dati sono stati acquisiti a una frequenza di 100 Hz, con un ADC a 12 bit di risoluzione a 3.3 Volt e che l'uscita non amplificata dei giroscopi viene filtrata con un filtro passa basso (visibile in Figura 3.2.13) con una frequenza di taglio pari a 50 Hz.

Nella restante parte della trattazione con il termine sensitività ci riferiremo al coefficiente che moltiplicato per la sensitività teorica del datasheet consente di ottenere la sensitività reale del giroscopio.

Stabilità in temperatura

Abbiamo eseguito diversi test sul giroscopio LY530ALH e sul giroscopio LY503ALH, a due differenti temperature, lasciando gli altri parametri invariati per ogni test. I test nello specifico sono stati eseguiti fuori dal laboratorio (a 11°C) e dentro al laboratorio (21°C).

Come è possibile vedere dai risultati mostrati in Tabella 4.3-3 il giroscopio è risultato avere un'elevata stabilità in temperatura. Nella fattispecie, a parità di: velocità di rotazione, direzione di rotazione e numero di giri (modificando solo le condizioni di temperatura del test) la differenza media tra le sensitività calcolate è stata dello 0,2025%. Risultati ancora migliori sono stati ottenuti utilizzando il

Velocità [°/s]	Direzione	Giri [#]	Temp [°C]	Sensitività	Differenza	
12	Oraria	1	11	0.9309	0,07%	
			21	0.9316		
24		1	11	0.9401	0,24%	
			21	0.9377		
36		5	11	0.9382	0,11%	
			21	0.9393		
72		5	11	0.9173	0,21%	
			21	0.9152		
108		5	11	0.9229	0,08%	
			21	0.9221		
Differenza media					0,147%	

Tabella 4.3-2 **Cambiamento della sensitività in temperatura per il giroscopio LY503ALH**

giroscopio LY503ALH come evidente in Tabella 4.3-2. Qui infatti la differenza media tra le sensibilità calcolate è stata dello 0,147%.

Velocità [°/s]	Direzione	Giri [#]	Temp [°C]	Sensibilità	Differenza
36	Orario	2	21	0,9660	0,38%
			10	0,9622	
		10	21	0,9666	0,03%
			10	0,9669	
	Antioraria	2	21	0,9730	0,05%
			10	0,9725	
		10	21	0,9710	0,38%
			10	0,9748	
72	Oraria	2	21	0,9670	0,2%
			10	0,9650	
		10	21	0,9658	
			10	ND	
	Antioraria	2	21	0,9714	0,26%
			10	0,9740	
		10	21	0,9711	
			10	ND	
108	Oraria	2	21	0,9662	0,04%
			10	0,9658	
		10	21	0,9654	
			10	ND	
	Antioraria	2	21	0,9732	0,28%
			10	0,9760	
		10	21	0,9748	
			10	ND	
Differenza media					0,2025%

Tabella 4.3-3 Cambiamento della sensibilità in temperatura per il giroscopio LY530ALH.
 sigla ND indica la mancanza del dato

Direzione e velocità angolare di rotazione

In questo paragrafo vengono mostrati i risultati ottenuti nello studio della sensitività del giroscopio LY530ALH e del giroscopio LY503ALH al variare della direzione e della velocità angolare di rotazione cui è soggetto. Per quanto riguarda la prima analisi (eseguita sul giroscopio LY530ALH) possiamo vedere in Tabella 4.3-4 come a parità di: velocità di rotazione, temperatura e numero di giri, una direzione diversa di rotazione porta ad avere una differenza media tra le sensitività calcolate dello 0,79%. Questo è un valore elevato che sottolinea la necessità di tener conto della direzione di rotazione per ogni ulteriore elaborazione dei dati provenienti dal giroscopio. Analoghi risultati sono stati ottenuti per il giroscopio LY503ALH.

Nell'effettuare i test su come varia la sensitività al variare della velocità angolare di rotazione, abbiamo invece suddiviso queste in 4 differenti range:

- da 120 dps a 50 dps;
- da 50 dps a 0 dps;
- da 0 dps a -50 dps;
- da -50 dps a -120 dps.

Temp [°C]	Direzione	Giri [#]	Velocità[°/s]	Sensitività	Differenza
21	Oraria	1	12	0.9316	0,77%
		1	24	0.9377	
		5	36	0.9393	
		5	72	0.9152	0,69%
		5	108	0.9221	
	Antioraria	1	12	0.9398	0,24%
		1	24	0.9376	
		5	36	0.9400	
		5	72	0.9398	0,14%
		5	108	0.9412	
(massima) Differenza media					0,46%

Tabella 4.3-4 Cambiamento della sensitività al variare della velocità di rotazione per il giroscopio LY503ALH

Velocità [°/s]	Temp [°C]	Giri [#]	Direzione	Sensitività	Differenza
36	21	2	Oraria	0,9660	0,7%
			Anitoraria	0,9730	
		10	Oraria	0,9666	0,64%
			Anitoraria	0,9730	
	10	2	Oraria	0,9622	1,03%
			Anitoraria	0,9725	
		10	Oraria	0,9669	0,79%
			Anitoraria	0,9748	
Differenza media					0,79%

Tabella 4.3-5 Cambiamento della sensitività su rotazioni orarie e antiorarie per il giroscopio LY530ALH

In Tabella 4.3-5 possiamo vedere la differenza massima di sensitività all'interno di ogni slot e infine il valor medio tra queste differenze massime.

Usura nel tempo

Tenendo traccia anche dei giorni in cui sono stati eseguiti gli esperimenti, abbiamo raccolto una quantità di dati sufficientemente ampia da poter studiare la variazione di sensitività nel tempo dovuta all'usura. Il confronto tra le sensitività rilevate nelle acquisizioni avvenute durante i quattro mesi di lavoro, ci ha portati a concludere che i giroscopi studiati hanno un'elevata resistenza agli stress elettro-meccanici, almeno per questo breve intervallo di studio, come sottolineato anche dai datasheet di riferimento.

4.3.4. Conclusioni dei test sulla sensitività

Durante i test abbiamo poi constatato un'elevata stabilità in temperatura dei giroscopi, con variazioni che sia attestano intorno a $\pm 0.202\%$ per il giroscopio LY530ALH e dello $0,147\%$ per il giroscopio LY503ALH.

La variazione di sensitività risulta però importante al variare della direzione di rotazione con una differenza media tra le sensitività calcolate tra due rotazioni in sensi opposti dello $\pm 0,79\%$.

La sensitività risulta anche abbastanza stabile al variare della velocità angolare di rotazione del giroscopio. La variazione media di sensitività per quanto riguarda la velocità angolare risulta essere di $\pm 0,46\%$.

In conclusione mentre la variazione di sensitività in temperatura può essere considerata trascurabile, la variazione dovuta alla direzione di rotazione e alla velocità angolare risultano invece più importanti.

Bisogna infine dire che la sensitività calcolata risulta anche legata alla durata del test in quanto nel medio-lungo periodo la sensitività calcolata inizia a essere influenzata dal cambiamento del drift nel tempo.

Nel seguito vengono presentate alcune proposte per la correzione della sensitività.

Calibrazione in fabbrica

Una calibrazione della sensitività rispetto al valore teorico fornito nei datasheet è necessaria al fine di raggiungere risultati accettabili. Anche una sola calibrazione iniziale della sensitività può migliorare notevolmente le prestazioni dei giroscopi, portandoli da errori dell' 8% senza calibrazione, a errori inferiori allo $0,79\%$ (se si utilizza la stessa sensitività per entrambi i sensi di rotazione) o ancora più bassi se vengono tarate sensitività diverse a seconda del senso e della velocità di rotazione. Per eseguire una calibrazione in fabbrica basterebbe semplicemente utilizzare una piattaforma di test simile a quella da noi realizzate e salvare il risultato del test nella Memoria Flash del microcontrollore. Il problema

maggiore di una soluzione di questo tipo risiede nella necessità di effettuare una calibrazione per ogni giroscopio in uscita dalla fabbrica.

4.4. Test del magnetometro

4.4.1. Il campo magnetico terrestre

Il campo geomagnetico è un fenomeno naturale presente sulla Terra e comune a molti altri corpi celesti, come, ad esempio, il Sole. Esso è assimilabile a un dipolo magnetico con poli non coincidenti con quelli geografici e non statici, e con un asse inclinato di $11,3^\circ$ rispetto all'asse di rotazione terrestre. Il campo magnetico terrestre non è costante nel tempo, ma subisce notevoli variazioni sia in termini direzionali che di intensità. Esse hanno portato, nel corso delle ere geologiche, alla deriva dei poli magnetici e a ripetuti fenomeni di inversione del campo, con scambio reciproco dei poli magnetici Nord e Sud. L'unità di misura del campo geomagnetico nel sistema internazionale (SI) è il tesla (T), ma nella pratica si utilizza il suo sottomultiplo nanotesla (nT), pari a 10^{-9} T, oppure il gauss (G) nel sistema CGSem ($1 \text{ G} = 10^{-4}$ T). Dall'equatore ai poli, sulla superficie terrestre, il valore del campo varia da circa poco più di 20000 nT all'equatore ai circa 70000 nT delle zone polari.

Per definizione, un polo magnetico è un punto dove il campo geomagnetico generato da un dipolo magnetico, posto nel nucleo esterno terrestre, ha una direzione coincidente con l'asse del dipolo, cioè verticale. Tuttavia, la nomenclatura che definisce il polo magnetico Nord e quello Sud è solo una convenzione; infatti le linee di forza del campo magnetico terrestre entrano nell'emisfero nord (emisfero boreale) ed escono dall'emisfero sud (emisfero australe). Pertanto dal punto di vista magnetico il polo Nord magnetico è quello posto in prossimità Sud geografico e viceversa: e l'ago Nord della bussola si orienta verso il polo di segno opposto.

L'asse geografico e l'asse magnetico non sono coincidenti e la retta congiungente i due poli magnetici non passa per il centro della Terra. L'asse magnetico si scosta da quello geografico in base alla posizione e al momento della sua rilevazione: mentre i poli geografici sono fissi, quelli magnetici sono soggetti a un continuo, seppur lento, spostamento, non costante e non uguale per ognuno di essi lungo una circonferenza di circa 160 km. Pertanto i poli geografici non coincidono con i poli magnetici rispettivi. Dato che l'ago della bussola non indica il polo Nord geografico e la sua misurazione ha sempre un fattore di imprecisione, la sua rilevazione viene corretta ricorrendo alla declinazione magnetica, che è l'angolo compreso tra la direzione indicata dalla bussola e la direzione del nord geografico. Il suo valore dipende dal punto di osservazione sulla superficie terrestre e dal momento di osservazione. In talune zone la declinazione magnetica è tutt' altro che trascurabile, come non lo è se si deve seguire una rotta piuttosto lunga.

Il campo geomagnetico presenta una massima intensità posizionata ai poli e una minima situata all'equatore. Inoltre non è omogeneo lungo la superficie terrestre, ma le sue variazioni non riflettono le variazioni della geologia di superficie né la morfologia topografica. L'analisi armonica sferica dei dati del campo magnetico di superficie ci fa capire che un valore superiore al 94% del campo è di origine interna, e solo la rimanenza è esterna.

Variazioni del campo magnetico terrestre

Le variazioni del campo possono essere misurate e presentate come valori medi giornalieri, mensili ed annuali. Il campo magnetico terrestre è soggetto a continue variazioni direzionali e di intensità di origine interna o esterna. Le variazioni a lungo periodo (5-10 anni), dette "variazioni secolari", sono dovute a cambiamenti nelle sorgenti profonde e sono riconosciute dai dati degli osservatori magnetici e dei record archeologici e geologici (paleomagnetismo). Le variazioni a breve periodo (da pochi

minuti fino a 5 anni) sono di origine esterna. Una terza categoria è quella delle variazioni a periodo molto lungo, legate al ciclo solare di 11 anni.

IGRF e campo magnetico nell'area di test

Per lo studio del campo magnetico terrestre si è resa necessaria negli anni la creazione di una cartografia precisa e aggiornata. Questo scopo è stato raggiunto grazie alla cartografia IGRF (International Geomagnetic Reference Field) elaborata dall'International Association of Geomagnetism and Aeronomy (IAGA). Tale cartografia viene rilasciata ogni 5 anni dall'elaborazione di tutti i dati disponibili su scala planetaria e tenendo conto di tutte le variazioni. Esistono versioni dell'IGRF sia generali, indicanti il campo nella sua totalità (modulo), sia suddivise per ogni componente di tale campo (orizzontale, verticale, ecc.). In ogni cartografia vengono inclusi dei coefficienti, calcolati su modelli previsionali, per aggiornare l'IGRF nei 5 anni seguenti la sua pubblicazione, seguendo le variazioni previste del campo.

Nel nostro lavoro è risultato necessario ricavare i dati relativi alle componenti del campo magnetico terrestre nella zona in cui i test sul magnetometro sono stati eseguiti: Agrate Brianza. Per ottenere questi dati abbiamo utilizzato un software Geomag70 che tramite:

- la cartografia IGRF;
- le coordinate del luogo di interesse;
- il giorno di interesse;

restituisce:

- l'intensità del campo magnetico lungo (X,Y,Z);
- l'intensità orizzontale (H);
- l'intensità totale (F).

```

Model: IGRF2010
Latitude: 45 deg, 34 min, 13 sec
Longitude: 9 deg, 21 min, 38 sec
Altitude: 165.00 meters
Date of Interest: 2010-3-15 <yyyy-mm-dd>
-----
Date      D      I      H      X      Y      Z      F
<yr>    <deg min> <deg min> <nT> <nT> <nT> <nT> <nT>
2010.20  1d 33m  61d 39m  22422.5  22414.2  609.4  41550.0  47214.1
-----
Date      dD     dI     dH     dX     dY     dZ     dF
<yr>    <min/yr> <min/yr> <nT/yr> <nT/yr> <nT/yr> <nT/yr> <nT/yr>
2010.20  7.3    -0.2    13.7    12.4    47.7    20.3    24.4
-----

```

Figura 4.4.1 Output del software Geomag70 con le componenti del campo magnetico ad Agrate Brianza il 15 Marzo 2010

Componente	Gauss
Orizzontale (H)	0,224225
Nord (X)	0,224142
Est (Y)	0,00609
Verticale (Z)	0,41550
Totale (F)	0,472141

Tabella 4.4-1 Componenti del campo magnetico ad Agrate Brianza il 15 Marzo 2010 ad Agrate Brianza

Inserendo le coordinate dei laboratori dell'STMicroelectronics, data 15 Marzo 2010) abbiamo ottenuto i dati presenti in Figura 4.4.1 e riassunti in Tabella 4.4-1.

Vogliamo infine ricordare le seguenti formule per ricavare il modulo del campo magnetico orizzontale (H) e del campo magnetico totale (F):

$$H = \sqrt{X^2 + Y^2}$$

$$F = \sqrt{H^2 + Z^2}$$

4.4.2. Orientamento del magnetometro

Nelle prossime righe verrà mostrato come siamo passati dai valori di intensità del campo magnetico sui tre assi di sensing alla misura dell'orientamento del magnetometro. Nel Capitolo 3 abbiamo visto come la sensibilità del modulo sia configurabile tramite un registro interno al sensore che permette di selezionare simultaneamente anche il fondo scala. In Tabella 4.4-2 possiamo vedere le sensibilità (estratte dal datasheet) dei 3 assi del magnetometro LSM303DLH espresse in [digit/Gauss]. Nel nostro lavoro abbiamo impostato il magnetometro per avere un fondo scala di ± 2.5 [Gauss] e quindi una sensibilità di 635 [digit/Gauss] su X e Y e di 570 [digit/Gauss] su Z. Avendo la sensibilità e l'uscita per ogni asse, il calcolo dell'intensità del campo magnetico si è riassunto nella seguente formula già vista precedentemente:

$$B_{\text{Asse}} [\text{Gauss}] = \text{Uscita}_{\text{Asse}} [\text{digit}] / \text{Sensibilità}_{\text{Asse}} [\text{digit/Gauss}]$$

Una volta calcolata l'intensità del campo magnetico per ogni asse, la stima dell'orientamento del sensore nel piano è stata fatta utilizzando le due componenti orizzontali (X,Y). Vogliamo ricordare che quando un asse si trova parallelo alle linee di campo, l'uscita lungo quell'asse sarà massima e pari alla densità del flusso della componente orizzontale del campo magnetico (H), mentre risulterà minima quando si trova perpendicolare alle linee di campo. Sulla base di ciò e basandoci su della

Fondo scala [Gauss]	Sensibilità X e Y [digit/Gauss]	Sensibilità Z [digit/Gauss]
$\pm 1,3$	1055	950
$\pm 1,9$	795	710
$\pm 2,5$	635	570
$\pm 4,0$	430	385
$\pm 4,7$	375	335
$\pm 5,6$	320	285
$\pm 8,1$	230	205

Tabella 4.4-2 Fondo scala e rispettive sensibilità sui 3 assi per il magnetometro LSM303DLH

X	Y	Atan (Y/X) [Deg]	Atan2(Y,X) [Deg]	Angolo reale [Deg]
1	0	0	0	0
1	1	45	45	45
0	1	90	90	90
-1	1	-45	135	135
-1	0	0	180	180
-1	-1	45	-135	225
0	-1	-90	-90	270
1	-1	-45	-45	315

Tabella 4.4-3 Valori di Atan e Atan2 per i punti del piano corrispondenti agli angoli notevoli.

semplice trigonometria abbiamo che:

$$B_AsseX = H * \cos(\theta)$$

$$B_AsseY = H * \sin(\theta)$$

A questo punto avevamo sufficienti informazioni per ricavare l'angolo θ come:

$$\theta = \text{Atan}(B_AsseY / B_AsseX);$$

Sorgeva però un problema: l'arcotangente ha un codominio $(-\pi/2, \pi/2)$ che copre quindi solo il primo e il quarto quadrante della circonferenza goniometrica. Sulla base di ciò è impossibile discriminare un angolo nel primo quadrante, da un angolo nel terzo quadrante e un angolo nel secondo quadrante, da un angolo nel quarto quadrante. Per non perdere questa preziosa informazione e per evitare di andare ad analizzare il segno delle singole componenti B_AsseY e B_AsseX , ci siamo avvalsi di un'altra funzione presente in numerosi linguaggi di programmazione: l'Atan2. La funzione a due argomenti Atan2 rappresenta una variazione dell'arcotangente. Comunque presi gli argomenti reali X e Y non nulli, Atan2(X,Y) indica l'angolo in radianti tra l'asse positivo delle X nel piano e la retta che congiunge l'origine degli assi con un punto di coordinate (X,Y). Il valore dell'angolo risulterà positivo se $Y > 0$ e negativo se $Y < 0$.

Questa funzione quindi restituisce un valore compreso nell'intervallo $(-\pi, \pi)$. La funzione è definita per tutte le coppie di valori reali (X, Y) eccetto la coppia $(0, 0)$. In Tabella 4.4-3 è possibile vedere un confronto tra Atan , Atan2 per i punti del piano corrispondenti agli angoli notevoli tra 0° e 360° . L'uscita fornita dall' Atan2 in radianti verrà poi trasformata in gradi tramite la seguente formula:

$$\theta = (\text{Atan2} (B_AsseY, B_AsseX) * 180 / \pi);$$

In Figura 4.4.2 è possibile vedere (per un magnetometro ideale) il rapporto tra l'andamento delle uscite X e Y e l'orientamento del modulo nel piano. In Figura 4.4.3 si vede invece la variazione di intensità del campo magnetico nel tempo (sui due assi X e Y) per il magnetometro LSM303DLH posto in rotazione [24][26][27][39].

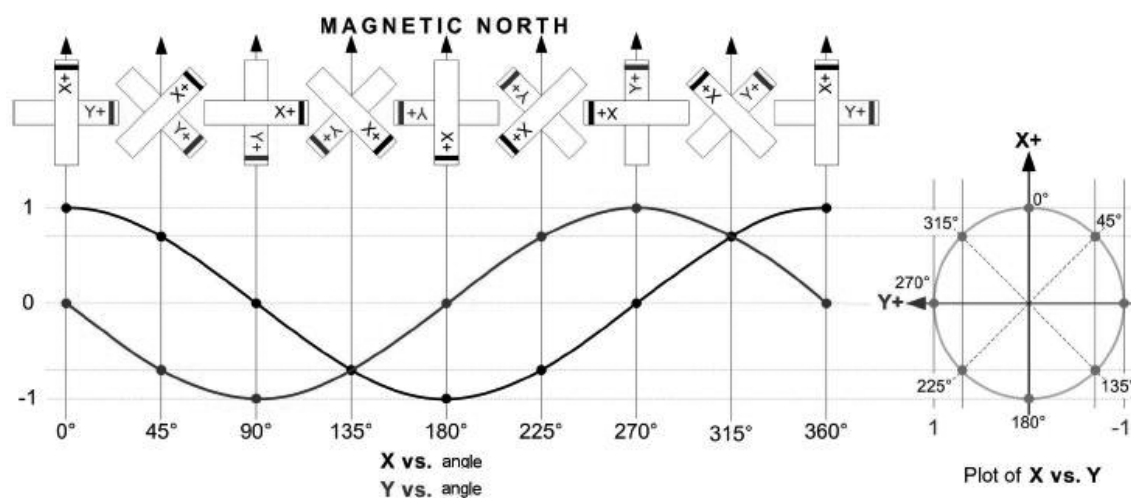


Figura 4.4.2 In nero e in blu possiamo vedere rispettivamente le uscite fornite dall'asse X e Y di magnetometro posto in piano con i due assi di sensing perpendicolari tra loro.

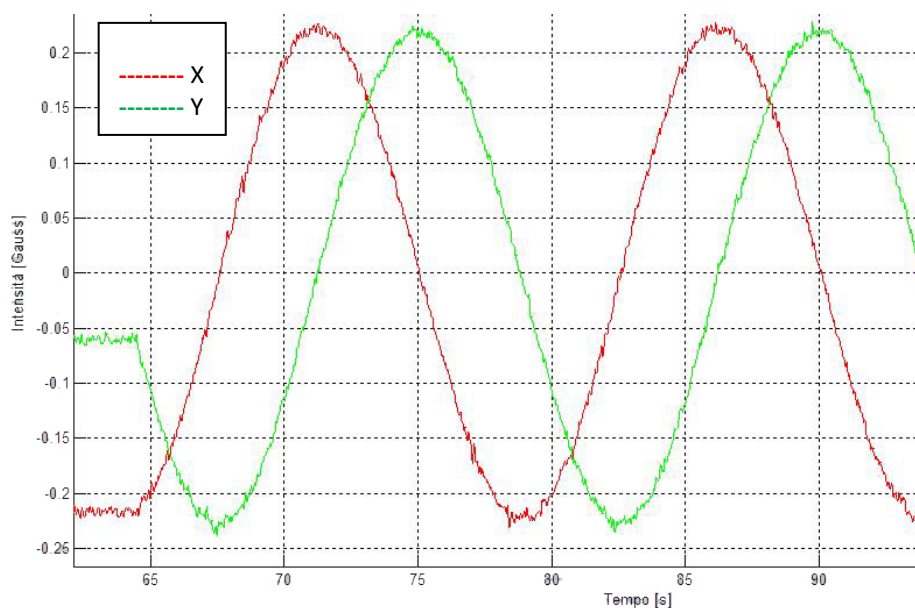


Figura 4.4.3 Intensità del campo magnetico sull'asse X e Y per il magnetometro LSM303DLH

4.4.3. Hard iron distortion

Il primo problema che ci siamo posti utilizzando il magnetometro è stato quello di andare a verificare se le tre componenti del campo magnetico restituite dal sensore rispecchiassero le tre componenti del campo magnetico effettivamente presente nella zona di studio (Tabella 4.4-1). Per fare ciò sono state eseguite diverse acquisizioni del campo magnetico all'interno e all'esterno del laboratorio facendo ruotare la piattaforma. Un esempio di queste acquisizioni è visibile nel grafico in Figura 4.4.4 che rappresenta l'intensità del campo magnetico nel tempo sui tre assi del magnetometro.

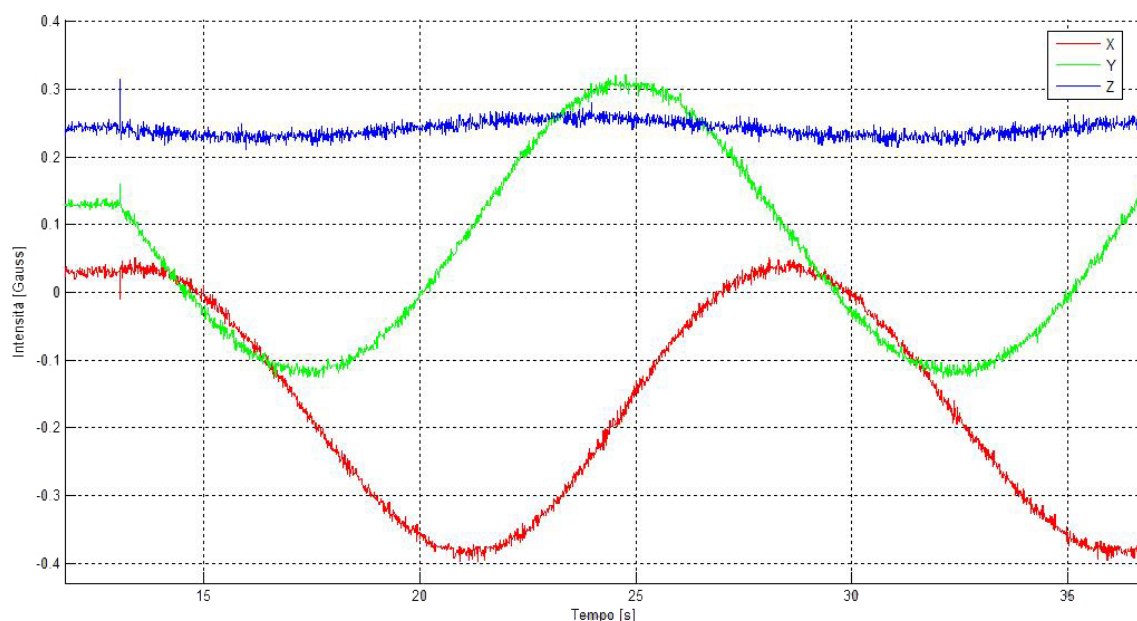


Figura 4.4.4 Offset nelle 3 componenti del campo magnetico.

L'oscillazione sarebbe dovuta essere compresa tra il valore massimo della componente orizzontale del campo magnetico ad Agrate (H) $+0,224225$ Gauss e il valore minimo $-0,224225$ Gauss. Invece si vede nell'esempio che la componente X oscillava tra un massimo di $+0,047$ Gauss e un minimo di $-0,396$ Gauss. Mentre la Y tra $+0,321$ e $-0,126$ Gauss. La componente Z invece non doveva oscillare ma presentare un valore prossimo alla componente verticale del campo magnetico ad Agrate ossia $+0,41550$ Gauss. Invece il risultato è stato un valore di $+0,2579$ Gauss. Quindi le tre componenti del campo magnetico sono risultate essere sfalsate di tre differenti offset rispetto al campo magnetico terrestre nella zona di studio. In Tabella 4.4-4 è possibile vedere i dati degli offset ricavati da nove differenti acquisizioni all'interno e all'esterno del laboratorio.

#	Luogo	Offset X	Offset Y	Offset Z
1	interna	+0.172	-0.097	+0,1576
2	interna	+0.172	-0.096	+0,1546
3	interna	+0.165	-0.0880	+0,1488
4	interna	+0.164	-0.089	+0,1611
5	interna	+0.166	-0.099	+0,1531
6	interna	+0.165	-0.089	+0,1603
7	esterna	+0.167	-0.087	+0,1055
8	esterna	+0.164	-0.088	+0,0998
9	esterna	+0.171	-0.085	+0,1045

Tabella 4.4-4 Offset nelle 3 componenti del campo magnetico.

L'offset del magnetometro può essere rappresentato in modo più chiaro anche come una traslazione della circonferenza nel piano delle due componenti orizzontali X e Y del campo magnetico (Figura 4.4.5). La circonferenza rossa rappresenta le uscite X e Y del magnetometro affette da offset mentre quella verde le uscite con l'offset corretto e quindi valori di campo magnetico perfettamente in linea con quelli previsti alla nostra latitudine e longitudine. Anche in Figura 4.4.3 si può vedere la variazione di intensità del campo magnetico nel tempo (sui due assi X e Y) con l'offset già corretto.

Essendo gli offset quasi identici all'interno e all'esterno del laboratorio e identici per entrambi i magnetometri provati, abbiamo concluso che fossero effettivamente dati dal fenomeno di "hard-iron distortion" (discusso nel paragrafo 2.5.3) dovuti in prima approssimazione:

- al rotore e allo statore interni al motore DC;
- al passaggio di corrente all'interno dei componenti elettrici presenti sulla board su cui è montato il magnetometro;
- al induttore montato sulla scheda di potenza.

L'offset diverso presente sulla componente verticale del campo magnetico all'interno e all'esterno del laboratorio (Tabella 4.4-4) è invece dovuto al macro effetto dato dalle apparecchiature del laboratorio stesso.

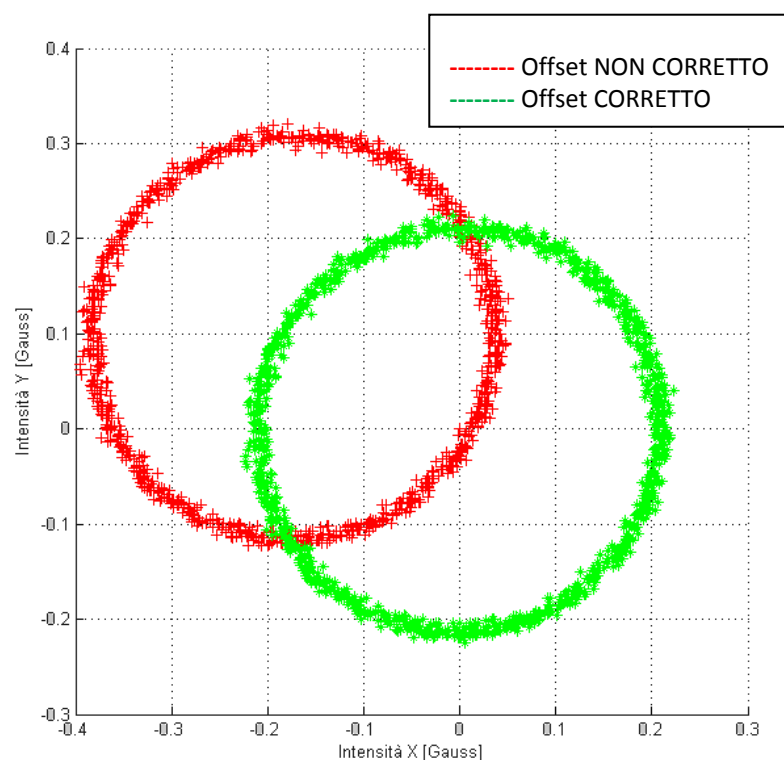


Figura 4.4.5 Hard Iron distortion del campo magnetico nel piano X-Y. In rosso l'uscita magnetometro affette da offset e in verde uscite con l'offset corretto.

L'idea iniziale di eliminare l'offset allontanando il magnetometro dal resto del circuito tramite collegamenti più lunghi ci ha portato ad avere risultati peggiori in quanto tali collegamenti introducono rumore ed è stata quindi subito abbandonata. Per la correzione del presente offset interverremo con un metodo spiegato nel Capitolo 6.

4.4.4. Soft Iron distortion

Durante gli studi sul magnetometro abbiamo verificato la risposta dello stesso sollecitato da una fonte costante di disturbo elettromagnetico nelle immediate vicinanze. Nella fattispecie il magnetometro, sottoposto a questo tipo di sollecitazione per la presenza nelle immediate vicinanze del portatile utilizzato per acquisire i dati, ha mostrato la presenza del fenomeno di "soft iron distortion". In Figura 4.4.6 è possibile vedere un

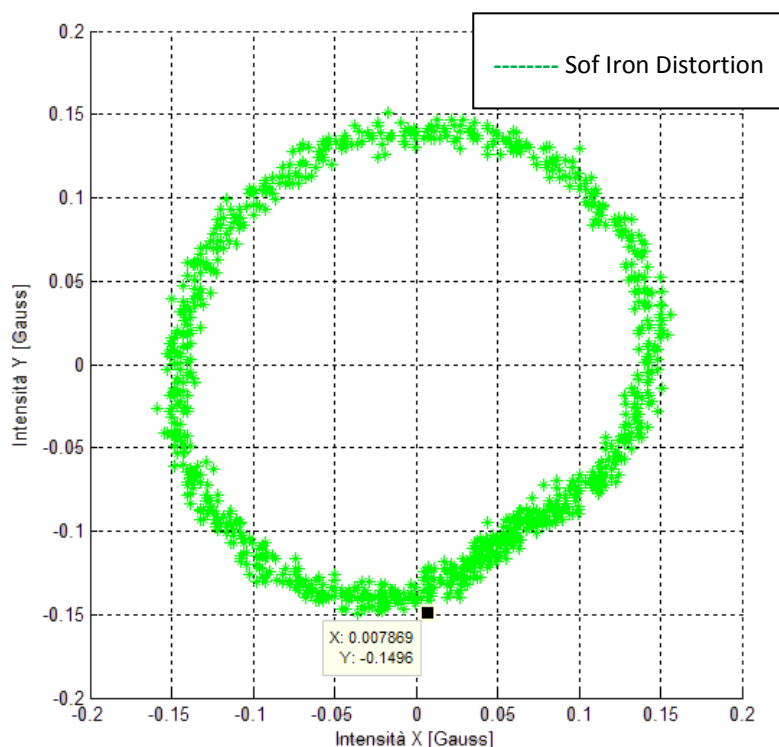


Figura 4.4.6 Soft Iron distortion del campo magnetico nel piano X-Y do alla presenza di un portatile.

acquisizione della piattaforma posta in rotazione vicino al portatile che modifica la circonferenza formata nel piano X-Y dalle due componenti orizzontali X e Y del campo magnetico trasformandola quasi in un'ellisse. Nell'immagine è già stato corretto l'Hard Iron offset, ma si vede come il portatile ha portato anche ad una variazione del modulo orizzontale del campo magnetico (H) che ora si attesta essere compreso tra $\pm 0,15$ Gauss invece che tra $\pm 0,224$ Gauss come dovrebbe essere nella zona di studio. Spostando la piattaforma girevole lontano da questo disturbo le acquisizioni tornavano ad avere risultati in linea con quelli previsti.

4.4.5. Forti disturbi magnetici

Ulteriori test hanno invece riguardato lo studio del magnetometro sottoposto a forti disturbi elettromagnetici. Per far ciò è stato utilizzato un cellulare avvicinandolo e allontanandolo sia con la piattaforma ferma che

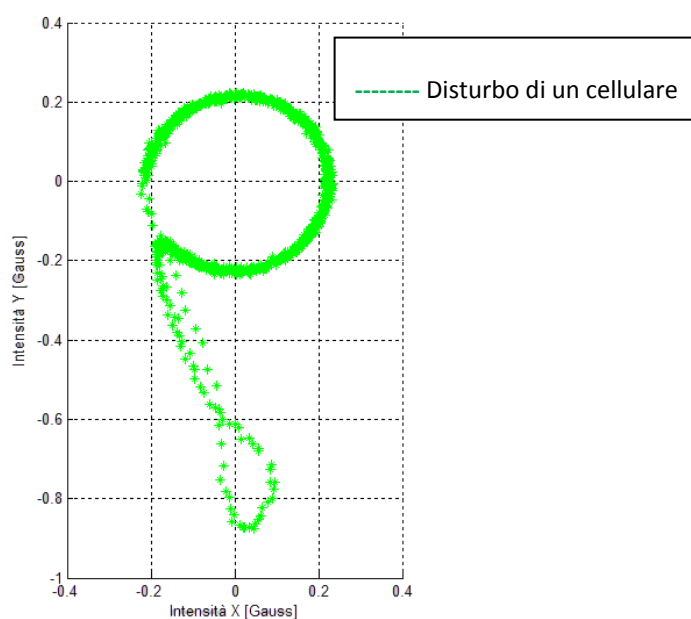


Figura 4.4.7 Rappresentazione nel piano X–Y del disturbo inc dall'avvicinamento e allontanamento di un cellulare al magnetometro.

durante le rotazione. I risultati sono stati dei disturbi sul modulo totale del campo magnetico con picchi fino a +1,8 Gauss come quelli visibili nell'acquisizione di Figura 4.4.8. In Figura 4.4.7 si può invece vedere la rappresentazione di questi disturbi sul piano X-Y che portano ad avere valori di campo magnetico completamente sbagliati (lontani dalla circonferenza).

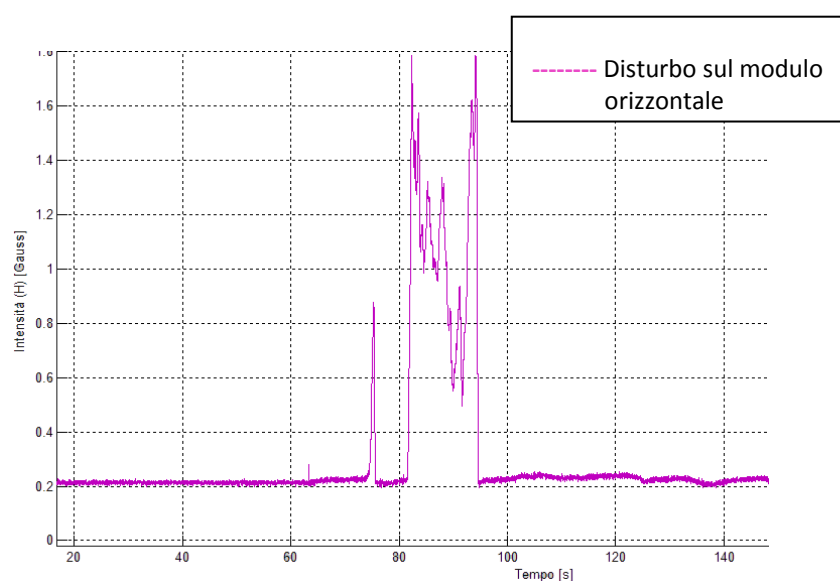


Figura 4.4.8 Disturbo sul modulo orizzontale (H) del campo magnetico terre dovuto alla presenza di un cellulare.

4.4.6. Disallineamento di montaggio

Durante le acquisizioni abbiamo rilevato delle oscillazioni sull'intensità del campo magnetico lungo l'asse Z del magnetometro. Queste oscillazioni sono risultate essere di tipo periodico e presenti sia in ambiente aperto che in ambienti chiusi. Essendo il magnetometro montato al centro della piattaforma queste oscillazioni non potevano essere date dal passaggio del magnetometro "in zone" con un diverso disturbo elettromagnetico. Siamo quindi arrivati alla conclusione che queste oscillazioni fossero imputabili al fatto che il magnetometro non era perfettamente in piano e che quindi l'asse di rotazione Z non era perfettamente perpendicolare durante la rotazione della piattaforma portando il magnetometro a rilevare un campo non costante sull'asse Z che invece doveva restare invariato per tutta la durata delle acquisizioni .

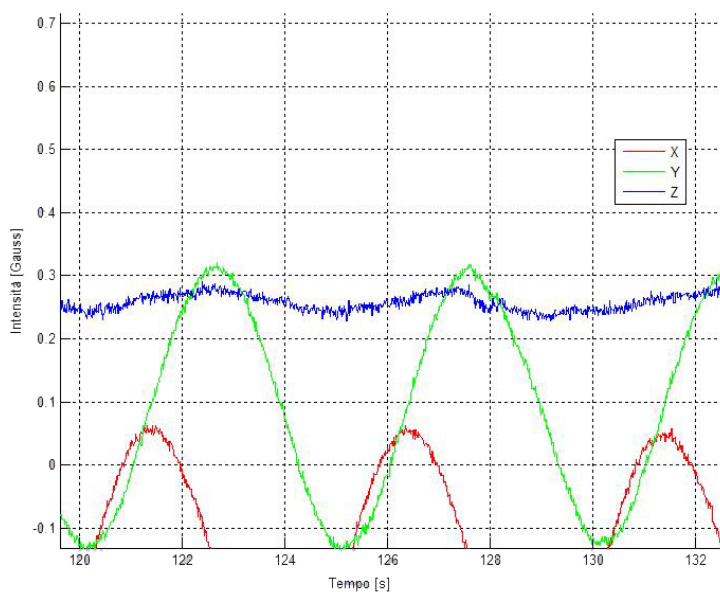


Figura 4.4.9 Oscillazioni del uscita sull'asse Z del magnetometro.

Capitolo 5

Algoritmo per l'orientamento

In questo capitolo verrà illustrato il funzionamento dell'algoritmo per la stima dell'orientamento. La prima parte illustra l'idea che sta alla base dell'algoritmo che abbiamo realizzato in questo lavoro di tesi. In seguito viene descritta la teoria del filtro di Kalman per sistemi lineari a tempo discreto. Il filtro generico verrà descritto in maniera dettagliata in modo da rendere semplice nel seguito la comprensione dell'algoritmo da noi realizzato. Per far ciò descriveremo gli step e le equazioni interne al filtro di Kalman che sta alla base dell'algoritmo per l'orientamento. Successivamente verrà descritto l'algoritmo realizzato illustrando passo a passo il codice Matlab con cui esso è stato implementato nella sua prima versione. I risultati dell'applicazione del algoritmo realizzato verranno presentati invece nel Capitolo 6.

5.1. Progetto logico della soluzione al problema

Nei capitoli precedenti abbiamo visto il funzionamento di giroscopi e magnetometri assieme ai loro punti di forza e ai limiti legati al loro utilizzo nella stima dell'orientamento. I magnetometri hanno come principale vantaggio la possibilità di essere utilizzati come bussole e quindi offrire un riferimento di tipo assoluto per l'orientamento rispetto al

nord magnetico. Il loro utilizzo risulta però limitato dai disturbi sulla misura dovuti alla presenza nelle immediate vicinanze di campi elettromagnetici di diversa natura. I giroscopi invece non restituiscono una misura di tipo assoluto per l'orientamento e il loro utilizzo risulta inoltre limitato dalla presenza di due tipi di errore di diversa entità. Un primo errore dovuto alla variazione della sensitività al variare della temperatura (pari allo 0,147%) e della direzione di rotazione (pari allo 0,79%). Un ulteriore errore (più importante) dovuto a un cambiamento dello zero rate level nel tempo che si traduce nel fenomeno di drift dell'uscita nel medio-lungo periodo. Il giroscopio ha il grosso vantaggio di non essere influenzato dai campi elettromagnetici che lo circondano.

Per trarre vantaggio da entrambi i sensori e sopperire ai difetti che li affliggono, in questo lavoro è stato studiato, implementato e testato (prima in Matlab e poi su microcontrollore STM32) un algoritmo dell'orientamento basato sulla teoria del filtro di Kalman. L'algoritmo realizzato, unendo i vantaggi di magnetometri e giroscopi, si occupa di fornire una stima dell'orientamento nel piano precisa e robusta valutando istante per istante quale, tra il magnetometro e il giroscopio, risulta essere il sensore più affidabile.

5.2. Il filtro di Kalman

Nel 1960, Rudolph Emil Kalman pubblicò il suo famoso articolo in cui venne descritta una soluzione ricorsiva per il problema del filtraggio lineare di dati discreti. Da quel momento, in parte a causa dei notevoli progressi nella computazione digitale, il filtro di Kalman è stato oggetto di ricerche e applicazioni, in particolare nell'area della navigazione autonoma o assistita. Il filtro di Kalman è un insieme di equazioni matematiche che forniscono una soluzione (ricorsiva) computazionalmente efficiente per il problema di stima di uno stato di un processo a tempo discreto o continuo. Il filtro risulta particolarmente

efficiente per alcuni aspetti: esso determina stime degli stati di un sistema dinamico e tali stime possono essere conseguite persino quando la natura del sistema modellato non è conosciuta con precisione[6][33][37]. Per costruire un filtro di Kalman sono necessari:

- una serie di misure sul sistema da stimare;
- la conoscenza del modello matematico lineare descrittivo del sistema;
- il modello dei rumori sulle misure.

Per la descrizione del sistema dinamico lineare, non stazionario e tempo discreto, si utilizzeranno le seguenti variabili:

- $X(t)$ vettore degli stati: ossia la configurazione il sistema lineare che deve essere stimata;
- $u(t)$ vettore degli ingressi: gli ingressi di un sistema lineare rappresentano la fonti di energia che vanno a modificare l'evoluzione dello stato;
- $Y(t)$ vettore delle misure: gli stati di un sistema sono a volte direttamente misurabili, a volte devono essere misurati attraverso grandezze loro equivalenti o il cui valore rappresenta la combinazione di una o più variabili di stato, affette da errori di misura o da imprecisione nella modellizzazione matematica del sistema lineare;
- $w(t)$ disturbo sullo stato: rappresenta gli ingressi che agiscono in maniera incontrollabile sullo stato del sistema;

- $v(t)$ disturbo sulle misure: disturbo di lettura presente nel vettore delle misure rispetto al valore che avrebbero in conseguenza al valore attuale dello stato e delle variabili in ingresso;
- $Q(t)$ matrice di covarianza del disturbo sullo stato: rappresenta la variabilità statistica del disturbo sullo stato ovvero la potenza del disturbo introdotto nel sistema che devia l'andamento delle variabili di stato rispetto a quello prevedibile dalla conoscenza del vettore degli ingressi e dalla legge lineare che ne governa l'evoluzione;
- $R(t)$ matrice di covarianza del disturbo sulle misure: rappresenta la variabilità statistica del vettore del disturbo sulla misura e rappresenta la potenza del disturbo sulla misura introdotta su ciascuna delle misure accessibili;
- $P(t)$ matrice di covarianza dell'errore sulla stima dello stato: rappresenta la variabilità dell'errore sulla stima dello stato conseguente ai disturbi sulla misura e ai disturbi sullo stato;
- $K(t)$ matrice di correzione della stima: indica il livello di fiducia assegnata alla misura rispetto alla fiducia assegnata alla stima dello stato (in base al valore precedente e al modello matematico che ne rappresenta l'evoluzione); tanto maggiore è il valore di $K(t)$, tanto minore fiducia merita la stima dello stato rispetto alla misura fornita dai sensori;
- $\Phi(t)$ matrice di stato: matrice descrittiva dell'evoluzione libera della variabile di stato rispetto al suo valore attuale;
- $\Psi(t)$ matrice degli ingressi: matrice descrittiva dell'evoluzione delle variabili in ingresso;

- $C(t)$ matrice delle uscite: matrice descrittiva dell'evoluzione delle variabili misurate in funzione del valore attuale della variabile di stato.

Nelle prossime righe verranno descritti gli step eseguiti da un generico filtro di Kalman che utilizza le variabili appena descritte. A questo scopo vogliamo prima chiarire meglio la notazione che verrà utilizzata, ricordando che:

- il pedice "p" in fondo ad alcune variabili indicherà un valore stimato per predizione (detta anche stima a priori); l'assenza del pedice invece indicherà che è stata applicata la correzione dovuta al valore attuale della misura (detta anche stima a posteriori);
- l'apice sopra ad alcune variabili invece indicherà la trasposta della variabile (matrice);
- le variabili "t" e "t-1" verranno utilizzate identificare l'istante temporale di riferimento.

In Figura 5.2.1 è possibile vedere il diagramma di flusso completo del generico filtro di Kalman. Le equazioni del filtro di Kalman presenti nell'immagine ricadono in due gruppi: equazioni di time update ed equazioni di measurement update.

Le equazioni di time update (evidenziate in giallo in Figura 5.2.1) sono responsabili della previsione dello stato attuale $X(t)$ e della previsione della covarianza dell'errore di stima $P_p(t)$, valutate per ottenere una stima a priori per l'istante successivo.

Le equazioni di measurement update (evidenziate in azzurro in Figura 5.2.1) sono invece responsabili del feedback: esse vengono impiegate per unire una nuova misurazione con la stima a priori al fine di ottenere una migliore stima a posteriori.

Le equazioni di time update possono anche essere pensate come equazioni di predizione, mentre le equazioni di measurement update rappresentano le equazioni di correzione.

Nel seguito della trattazione vogliamo nuovamente ricordare che $X(t)$ sarà una stima dello stato e non lo stato reale del sistema. Descriviamo ora i passi dell'algoritmo di Kalman generico:

Inizializzazione dell'algoritmo

La prima operazione da effettuare nell'algoritmo è l'inizializzazione della variabile di stato $X(t)$. Solitamente viene utilizzato il valor medio dello stato iniziale per inizializzare nell'algoritmo il valore dello stato stimato all'istante $X(0)$. E' necessario inoltre possedere le matrici di stato $\Phi(t)$, degli ingressi $\Psi(t)$ e delle uscite $C(t)$ e le matrici di covarianza dei disturbi su stato e misura $Q(t)$, $R(t)$. Come primo valore per la covarianza dell'errore sullo stato $P(t)$ può essere invece utilizzata la matrice unitaria.

Predizione della variabile di stato

Il primo step eseguito nel filtro di Kalman è la predizione della variabile di stato $X_p(t)$ il cui valore sarà dato dallo stato all'istante precedente $X(t-1)$ moltiplicato per la matrice contenente l'evoluzione libera della variabile di stato $\Phi(t-1)$ a cui viene sommato il contributo degli ingressi $u(t-1)$ moltiplicato per la matrice descrittiva dell'evoluzione degli ingressi $\Psi(t-1)$.

Evolutione dello stato

$$X_p(t) = \Phi(t-1) * X(t-1) + \Psi(t-1) * u(t-1)$$

Aggiornamento della covarianza predetta dell'errore sullo stato

Nel secondo step si aggiorna la matrice della covarianza predetta dell'errore sullo stato in base all'ultima stima del disturbo sullo stato $Q(t-1)$ e all'ultima stima dell'errore sullo stato $P(t-1)$.

$$P_p(t) = \Phi(t-1) * P(t-1) * \Phi(t-1)' + Q(t-1)$$

Figura 5.2.1 Diagramma di flusso di un filtro di Kalman generico.

La legge di aggiornamento della matrice di covarianza predetta dell'errore sullo stato è di semplice interpretazione: se $Q(t)$ è nullo, la covarianza dell'errore sullo stato andrà a diminuire quanto più stabilizzante è la matrice di stato $\Phi(t-1)$, quanto maggiore è $Q(t)$, tanto maggiore inciderà il disturbo sullo stato nell'errore complessivo di stima.

Aggiornamento della matrice di correzione dello stato

Nel terzo step si aggiorna la matrice di correzione dello stato $K(t)$ che si occupa in sostanza di pesare la bontà delle misure. Viene detto anche

guadagno di Kalman o blending factor e sarà sempre compreso tra 0 e 1. Il guadagno $K(t)$ risulterà maggiore o minore a seconda se prevale l'incertezza sulla covarianza predetta dell'errore sullo stato $P_p(t)$ (calcolata allo step precedente) o l'incertezza sulla misura $R(t)$.

$$K(t) = P_p(t) * C'(t) * [1 / (C(t) * P_p(t) * C'(t) + R(t))]$$

Con $K(t)=1$ l'algoritmo darà piena fiducia alla misura effettuata. Per $K(t)$ tendente a zero, l'algoritmo tenderà a confermare il valore predetto dalla stima. Se ad esempio $C(t)=1$ avremo che:

$$\begin{aligned} K(t) &= 1 && \text{quando } P_p(t) \gg R(t) \\ K(t) &\rightarrow 0 && \text{quando } P_p(t) \ll R(t) \end{aligned}$$

Aggiornamento della stima dello stato

Nel quarto step avviene il calcolo del nuovo stato stimato $X(t)$. Esso sarà composto da una combinazione lineare di due contributi. Il primo è il valore dello stato basato sulla propagazione del modello $X_p(t)$ (la stima a priori dello stato fatta nel primo step). Il secondo, che viene sommato al primo, è la differenza tra il valore dello stato stimato a priori $X_p(t)$ e la misura fornita dai sensori sullo stato del sistema $Y(t)$, pesata con la matrice di correzione dello stato $K(t)$.

$$X(t) = X_p(t) + K(t) * (Y(t) - C(t) * X_p(t))$$

La differenza $Y(t) - C(t) * X_p(t)$ è detta innovazione della misurazione o residuo. Essa riflette la discrepanza tra la previsione di misurazione $X_p(t)$ e la misura effettiva attuale dei sensori $Y(t)$. Come già detto nello step precedente la matrice $K(t)$ indica la fiducia posta dall'algoritmo nella misura. $K(t)$ tendente a zero indica una scarsa affidabilità della misura rispetto alla fiducia posta nella propagazione del modello. Con $K(t)=1$ invece verrà data piena fiducia alla misura.

Aggiornamento della covarianza dell'errore sullo stato

L'aggiornamento della covarianza dell'errore sullo stato $P(t)$ viene fatta a posteriori nel quinto step, utilizzando le informazioni contenute nella matrice $K(t)$ sull'affidabilità della misura rispetto alla qualità della previsione dello stato.

$$P(t) = (I - K(t) * C(t)) * P_p(t)$$

Un $K(t)$ tendente a zero fa sì che la $P(t)$ rimanga sostanzialmente invariata nell'aggiornamento dell'algoritmo da un passo al successivo.

5.3. L'algoritmo di orientamento in sintesi

Nel nostro lavoro il filtro di Kalman verrà utilizzato per ottenere una stima precisa dell'orientamento della piattaforma di test tramite l'elaborazione dei dati provenienti dalla lettura delle uscite di giroscopio e magnetometro entrambi affetti errori variabili nel tempo. Lo stato che dovrà stimare il nostro sistema sarà quindi l'angolo corretto in cui si trova la piattaforma in ogni istante (gli istanti discreti sono dettati dal periodo di campionamento pari a 0.01s).

Come abbiamo visto nel paragrafo precedente per costruire un filtro di Kalman sono necessarie una serie di misure sul sistema da stimare. Le misure nel nostro sistema saranno:

- la velocità angolare di rotazione del giroscopio;
- le tre componenti del campo magnetico terrestre misurate dal magnetometro.

Oltre alle misure, un altro componente fondamentale per costruire un filtro di Kalman è il modello matematico lineare descrittivo del sistema. Il nostro modello matematico sarà dato dalle due seguenti equazioni:

Evoluzione dello stato

$$X_p(t) = X(t-1) + (\text{Velocità angolare del giroscopio}) * T_c$$

Evoluzione della misura

$$Y(t) = \text{Angolo normalizzato del magnetometro}$$

La prima è l'equazione che abbiamo visto nel primo step del filtro di Kalman generico. Per noi la stima dello stato (predetto) all'istante attuale $X_p(t)$ sarà dato dalla stima dello stato del sistema all'istante precedente $X(t)$ a cui sommiamo la velocità angolare istantanea fornita dal giroscopio moltiplicata per il tempo di campionamento T_c . Abbiamo quindi, come stato stimato, l'integrazione del giroscopio.

La seconda equazione indica che la misura reale dello stato all'istante attuale è data dall'angolo normalizzato rilevato dal magnetometro in quell'istante (vedremo in seguito cosa intendiamo per normalizzato).

Ultimo, ma non meno importante, è il modello dei disturbi nel sistema che per noi sarà dato:

- dal disturbo sul campo magnetico orizzontale e verticale (disturbo sulla misura);
- dalla derivata del disturbo sul campo magnetico orizzontale (disturbo sulla misura);
- dal disturbo sul giroscopio costante (disturbo sullo stato).

Dobbiamo infine sottolineare come nel nostro lavoro avendo solo uno stato da stimare e non un vettore di stati, ci troveremo a maneggiare singoli coefficienti e non matrici e vettori.

5.4. L'algoritmo di orientamento in dettaglio

Nelle prossime righe verrà presentato l'algoritmo realizzato descrivendo passo a passo ciò che avviene al suo interno. Verrà presentata la versione implementata in Matlab con cui è stata fatta una post-elaborazione dei

dati ottenuti dai due sensori e salvati in un file di log (come è avvenuto sostanzialmente per lo studio di giroscopi e magnetometri). Nel capitolo successivo verrà presentata invece la versione esportata su microcontrollore STM32 che dimostrerà l'efficiente funzionamento anche nella versione real-time.

5.4.1. Inizializzazione del giroscopio

La prima parte del codice non è strettamente legata all'algoritmo di orientamento realizzato ma è necessaria al fine dell'analisi dei dati. In questa prima parte viene eseguita l'apertura del file di log contenente l'acquisizione da elaborare. Viene poi impostata la frequenza a cui sono stati campionati i dati (in questo caso 100 Hz ossia 0.01 secondi) e viene inserita nella variabile (Len) il numero di campioni trovati nel file di log dell'acquisizione. Per ulteriori chiarimenti sulla struttura del file di log rimandiamo al primo paragrafo del capitolo precedente.

```
all_variables_1=ImportTXTdata('logs_001_o_02_20_21_02_100318_EKF1.txt');
Tc = 0.01;
Len = length (all_variables_1(:, 1));
T=0:Tc:(Len-1)*Tc;
```

Viene poi calcolato il numero di campioni massimo utilizzabile per il calcolo dell'offset. Come già visto nei precedenti capitoli un maggior numero di campioni per il calcolo dell'offset comporta uno zero rate level più stabile nel breve periodo e quindi un minor drift. Il numero di campioni massimo utilizzabile è pari al numero dei campioni raccolti prima che la piattaforma cominci a muoversi. Questo valore viene memorizzato nella variabile (Init).

```
i=0;
while(i~=Len)
    i=i+1;
    if (all_variables_1(i,5)~=0)
        Init=i-1;
        i=Len;
```

```
end;
end;
```

In seguito si calcola la velocità angolare grezza (RawADC) del giroscopio come differenza tra l'uscita e lo zero rate level, convertita poi in gradi/secondo (Raw). Viene calcolato l'offset (Offset) tra uscita (Out) e zero rate level (ZRL) sui primi (Init) campioni e viene infine fatto il calcolo della velocità angolare decurtata di tale offset (Raw_NoOffset).

```
ZRL = (all_variables_1(:, 2));
Out = (all_variables_1(:, 3));
RawADC = Out - ZRL;
Raw = RawADC * 330000/4096/333;
Offset = sum (Raw(1:Init)) / Init;
Raw_NoOffset = (Raw - Offset);
```

Infine viene calcolata l'integrazione del giroscopio (Gyro_Int) utilizzando la velocità angolare appena calcolata (Raw_NoOffset).

```
Gyro_int = zeros(Len,1);
for i=(Init):Len
    Gyro_int(i,1) = Gyro_int(i-1,1) + Raw_NoOffset(i,1)*Tc;
end;
```

5.4.2. Inizializzazione del magnetometro

L'inizializzazione del magnetometro comporta come prima operazione l'estrazione dal file di log delle 3 componenti del campo magnetico. Esse vengono poi convertite in [Gauss] e ne viene corretto l'offset dovuto al fenomeno di Hard Distortion. La correzione dell'offset avviene manualmente in questa implementazione in Matlab dell'algoritmo. La versione su microcontrollore conterrà invece una procedura di auto-calibrazione che vedremo nel prossimo capitolo

```
MagX = ((all_variables_1(:, 7)/635) + 0.168);
MagY = ((all_variables_1(:, 8)/635) - 0.097);
MagZ = ((all_variables_1(:, 9)/570) + 0);
```

La successiva operazione da eseguire sulle tre componenti del campo magnetico è un'operazione di filtraggio. I coefficienti del filtro vengono calcolati utilizzando la seguente funzione di Matlab:

```
[b, a] = butter(n, m);
```

Essa consente di progettare un filtro digitale passa-basso di ordine (n) con frequenza di taglio normalizzata (m) compresa tra 0 e 1. La funzione restituisce nei vettori (a) denominatore e (b) numeratore di lunghezza n+1 i coefficienti del filtro. La seconda funzione:

```
Out= filter(b,a,In);
```

esegue effettivamente il filtraggio ricevendo in ingresso i due vettori (a) e (b) e il vettore con i dati da filtrare (in questo caso le uscite del magnetometro lungo i tre assi). Il motivo del filtro è essenzialmente dovuto alla necessità di eseguire nel seguito un'operazione di derivazione che necessita di una funzione con meno punti angolosi possibili. La presenza di punti angolosi è dovuta, oltre al rumore gaussiano a media nulla di cui è naturalmente affetto il magnetometro, al sovra campionamento con cui l'abbiamo acquisito. Il magnetometro come già visto in precedenza permette di settare la frequenza di invio dei dati sull'uscita fino ad un massimo di 75 Hz. Il campionamento del giroscopio e del magnetometro sulla piattaforma è avvenuto a 100 Hz (per avere un maggior numero di campioni necessari ad una integrazione migliore del giroscopio).

```
[b,a] = butter(3,0.2,'low');  
MagX = filter(b,a,MagX);  
MagY = filter(b,a,MagY);  
MagZ = filter(b,a,MagZ);
```

Il passaggio successivo è il calcolo del modulo del campo magnetico orizzontale (ModuloH) che, come spiegato in seguito, utilizzeremo come riferimento per valutare i disturbi sulla misura insieme al campo magnetico verticale (MagZ).

```
ModuloH = zeros(Len,1);  
for i=1:Len  
    ModuloH(i,1)= sqrt(MagX(i,1)^2+MagY(i,1)^2);  
end;
```

Il passaggio successivo è quello di trasformare l'angolo del magnetometro (calcolato utilizzando l'atan2 come ampiamente spiegato nel capitolo precedente) in una forma tale da renderlo confrontabile con l'angolo che verrà fornito dall'integrazione del giroscopio. Il magnetometro dopo l'operazione atan2 già vista in precedenza fornisce un angolo compreso tra -180° e $+180^\circ$ come visibile in Figura 5.4.1. Per convertirlo in angoli che vanno da $-\infty$ a $+\infty$ dobbiamo andare a confrontare il valore assoluto della differenza dell'angolo rilevato tra due istanti successivi. Se questa differenza è maggiore di 180° allora a seconda del segno dell'angolo

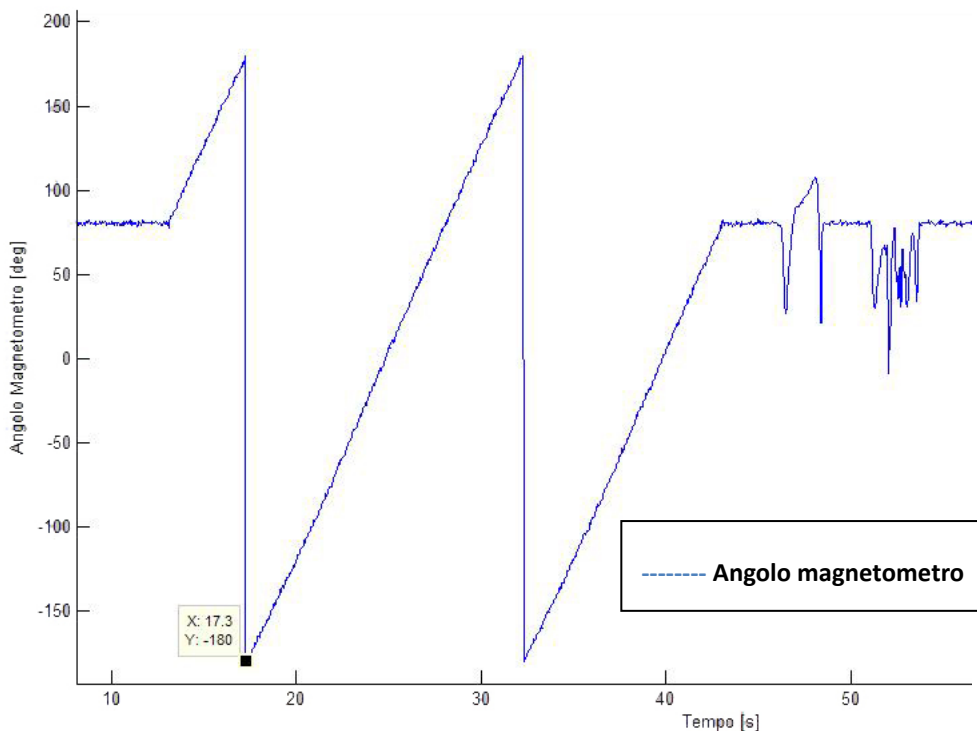


Figura 5.4.1 Angolo del magnetometro con codominio -180° e $+180^\circ$

all'istante attuale e all'istante precedente, andrò a sommare o sottrarre 360° all'angolo attuale. Il risultato della normalizzazione fatta sull'acquisizione di Figura 5.4.1 è visibile in Figura 5.4.2.

```
Theta = (atan2(MagX,MagY)*180/pi);  
for k=2:Len  
    while(abs(Theta(k)-Theta(k-1))>180)  
        if (Theta(k)>Theta(k-1))  
            Theta(k)=Theta(k)-360;  
        else  
            Theta(k)=Theta(k)+360;  
        end;  
    end;  
end;  
end;
```

Ultimo importante passo da eseguire sul magnetometro è la sua normalizzazione a zero. Infatti, anche se ora abbiamo un angolo che va da $-\infty^\circ$ a $+\infty^\circ$, appena acceso il magnetometro indicherà un angolo qualsiasi

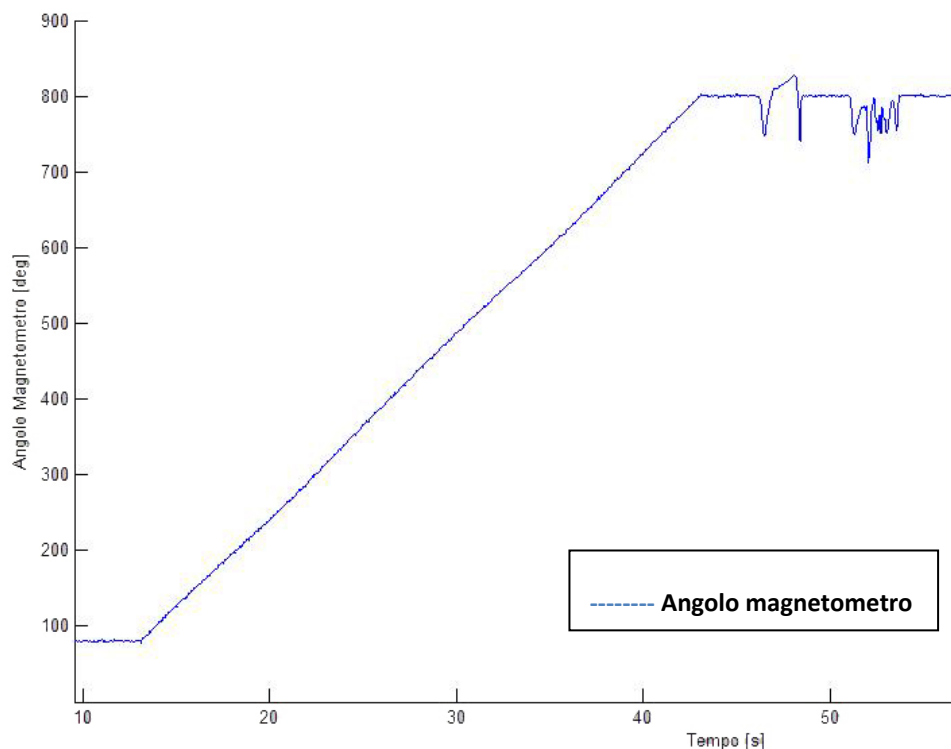


Figura 5.4.2 Angolo del magnetometro con codominio $-\infty^\circ$ a $+\infty^\circ$

(come visibile in Figura 5.4.2 dove è possibile vedere che l'angolo rilevato inizialmente è di $+80^\circ$). Per normalizzare l'angolo rilevato, dovremo quindi sottrarre da ogni angolo rilevato dal magnetometro (Theta), la media dell'angolo rilevato (AvgTheta) sui primi (Init) campioni (quando tutto il sistema è fermo). Il risultato è (Theta_0) che potremo utilizzare nel filtro di Kalman.

```
AvgTheta = sum(Theta(1:Init)) / Init;  
Theta_0 = Theta - AvgTheta;
```

Infine si calcola il modulo medio del campo magnetico orizzontale (AvgModuloH) e il valor medio del campo magnetico verticale (AvgZ)

```
AvgZ=sum(MagZ(1:Init)) / Init;  
AvgModuloH= sum(ModuloH(1:Init)) / Init_ZRL;
```

5.4.3. Inizializzazione delle variabili del filtro

Il filtro di Kalman viene inizializzato impostando:

- il valore della varianza dell'errore sulla stima dello stato (P) a 0;
- la stima dello stato (X) (ossia l'uscita di Kalman) a 0;
- Il coefficiente (PHI) rappresentante l'evoluzione libera della variabile di stato a 1 e il coefficiente rappresentante l'evoluzione delle uscite (C) sempre a 1.

Viene inoltre impostata a 1 la variabile Result.S. Essa rappresenterà nel seguito il rapporto tra l'angolo rilevato dal giroscopio e l'angolo rilevato dal magnetometro. Un ultima variabile che viene impostata è il Delay espresso in numero di campioni e il cui uso verrà spiegato in seguito nella correzione della stima dello stato basata sulla sensibilità.

```
P = 0  
X = 0;  
C = 1;  
PHI = 1;  
Result.S(1,1)=1;  
Delay=300;
```

5.4.4. Predizione della variabile di stato

L'algoritmo del filtro di Kalman è un algoritmo ricorsivo che noi eseguiremo su tutti i campioni acquisiti. La prima operazione che faremo nel nostro algoritmo sarà il primo step del filtro di Kalman generico ossia la predizione della variabile di stato. La stima predetta dello stato all'istante attuale (X_p) sarà data dalla stima dello stato all'istante precedente (X) a cui sommiamo la velocità angolare in quell'istante ($Raw_NoOffset$) per il tempo di campionamento (T_c). Stiamo quindi integrando il giroscopio utilizzando la stima allo step precedente con la velocità angolare nello step attuale.

```
for i=2:Len
  Xp = PHI * X + Tc*Raw_NoOffset(i);
```

5.4.5. Calcolo dei disturbi

In seguito viene impostato il disturbo sullo stato (costante) (Q) e vengono calcolati i disturbi sulla misura.

Un primo disturbo sulla misura sarà dato dal valore assoluto del disturbo sulla componente orizzontale del campo magnetico (RH). Questo viene calcolato come differenza tra il modulo orizzontale in quell'istante ($ModuloH(i)$) e il modulo medio che avevamo calcolato quando il sistema era in stato di quiete (e idealmente in assenza di disturbi) ($AvgModuloH$). Lo stesso ragionamento viene fatto un secondo tipo di disturbo: il disturbo sulla componente verticale del campo magnetico (RZ). La scelta di disaccoppiare questi disturbi senza ad esempio calcolare il disturbo sul modulo total del campo magnetico è dovuto a motivi di efficacia che verranno discussi nel prossimo capitolo. L'idea è comunque semplice. Utilizzato il disturbo sul modulo totale del campo magnetico abbiamo constatato che si verificavano fenomeni di auto compensazione e un errore dell'orientamento nel piano in alcuni casi non veniva rilevato per la

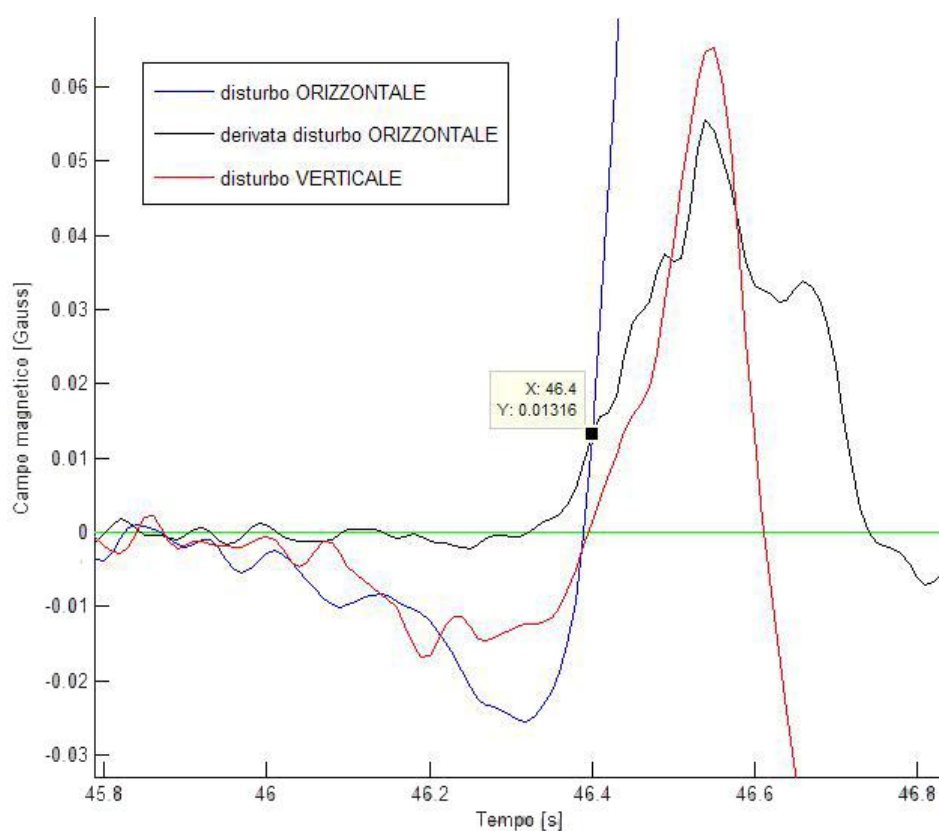


Figura 5.4.3 Nel grafico si vedono i 3 tipi di disturbo utilizzati nel filtro

presenza della componente verticale del campo magnetico che compensava l'errore nel piano.

Un'ultima variabile che viene calcolata in questa fase è la derivata del disturbo sulla componente orizzontale del campo magnetico (dRH). Questa è utile per compensare un errato comportamento del filtro che si presenta in alcuni momenti in cui il modulo orizzontale ($ModuloH$), seppur in presenza di disturbi, si trova ad eguagliare il modulo orizzontale medio in assenza di disturbi ($AvgModuloH$). L'utilizzo della derivata del disturbo sul modulo orizzontale fa sì che sia possibile osservare la pendenza del disturbo sul modulo orizzontale e quindi la presenza di un disturbo che verrebbe normalmente ignorato. Un esempio di quanto appena esposto è presente in Figura 5.4.3 dove possiamo vedere che il disturbo sul modulo orizzontale del campo magnetico (in blu) a

46,4 secondi si trova a 0 ma nell'intorno di un forte disturbo. Anche il disturbo sulla componente verticale risulta a 0. La derivata del disturbo orizzontale (in nero) non è altro che "la pendenza" del disturbo sulla componente orizzontale che in assenza di disturbi dovrebbe attestarsi teoricamente a 0 mentre nell'immagine è a 0.013 Gauss.

```
Q(i,1) = 10^-(5.3);  
RH(i,1) = ModuloH(i) - AvgModuloH;  
RZ(i,1) = MagZ(i) - AvgZ;  
dRH(i,1) = RH(i,1) - RH(i-1,1);  
absRH(i,1) = abs(RH(i,1));  
absRZ(i,1) = abs(RZ(i,1));  
absdRH(i,1) = abs(dRH(i,1));
```

5.4.6. Calcolo della correzione del giroscopio

Andando avanti con l'analisi del codice vediamo che viene impostato il valore di una variabile S a 1. Questa variabile rappresenta il rapporto tra l'angolo rilevato dal giroscopio e l'angolo rilevato dal magnetometro in quell'istante. Nella prima parte del campionamento quando tutto il sistema è fermo le uscite del giroscopio e del magnetometro risultano sovrapposte e il rapporto tra l'angolo misurato dal giroscopio e quello fornito dal magnetometro risulterà privo di valore. Impostare questo rapporto a 1 come valore di default ci tornerà quindi comodo.

Successivamente se la piattaforma ha già iniziato a muoversi (Init) e se abbiamo acquisito già un determinato numero di campioni (Dealy), allora il giroscopio starà iniziando a divergere per gli errori di sensibilità imprecisa e drift come visibile in Figura 5.4.4. Da questo momento in poi ($i > \text{Init} + \text{Delay}$) possiamo calcolare il rapporto tra l'angolo fornito dal giroscopio e quello fornito dal magnetometro utile successivamente nella correzione in tempo reale degli errori di cui è affetto il giroscopio. La successiva condizione verifica se questo rapporto risulta sensato o no. Se risulta inaccettabile allora torniamo a settare questo rapporto al valore di default 1.

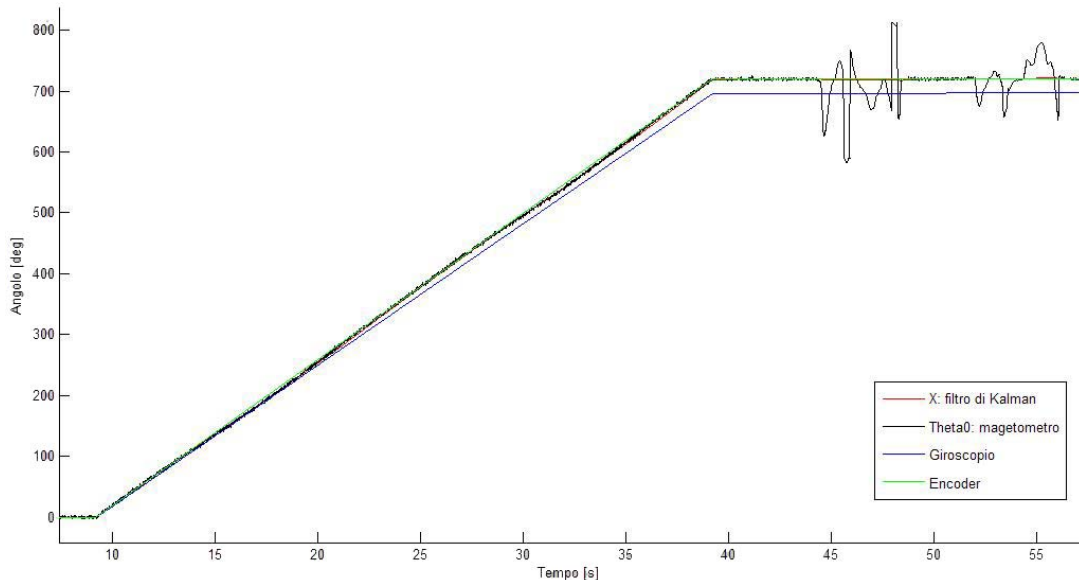


Figura 5.4.4 il giroscopio (curva blu) non corretto in sensibilità e con lo ZRL che sta cambiando inizia a divergere allontanandosi dal magnetometro (curva nera)

```
S=1;
if(i>(Init+Delay))
    S=Gyro_int(i,1)/Theta_0(i);
    if(S<-1.4)||(-0.60<S<0.60)||(S>1.4)
        S=1;
    end;
end;
```

5.4.7. Valutazione affidabilità della misura

Vengono poi calcolate le soglie utilizzate nelle prossime righe per valutare se il magnetometro è affetto o meno da disturbi. Una valutazione di queste soglie verrà fatta nel prossimo capitolo dove discuteremo il tuning dei parametri dell'algoritmo.

```
Tr_absRH=0.0020;
Tr_absRZ=0.070;
Tr_absdRH=0.0020;
```

In seguito avviene la valutazione dell'affidabilità della misura fornita dal magnetometro. L'uscita del magnetometro è considerata inaffidabile se:

- il valore assoluto del disturbo sul campo magnetico orizzontale ($absRH$) risulta oltre la soglia (Tr_absRH);

oppure:

- il valore assoluto del disturbo sul campo magnetico orizzontale risulta ($absRH$) nella norma ma il valore assoluto della derivata del disturbo sul campo magnetico orizzontale ($absdRH$) risulta oltre la soglia (Tr_absdRH);

oppure:

- il valore assoluto del disturbo sul campo magnetico orizzontale ($absRH$) e il valore assoluto della derivata del disturbo sul campo magnetico orizzontale ($absdRH$) risultano nella norma ma il valore assoluto del disturbo sul campo magnetico verticale ($absRZ$) risulta oltre la soglia (Tr_absRZ).

Se una di queste tre condizioni è soddisfatta allora l'errore sulla misura, ossia il valore assoluto del disturbo sul campo magnetico orizzontale ($absRH$) verrà amplificato e verrà ridotto l'errore sullo stato (Q); inoltre se il numero di campioni a cui è arrivata l'analisi è maggiore di ($Init+Delay$) sono sicuro che il giroscopio ha iniziato a divergere e visto che è stata verificata una delle tre condizioni di inaffidabilità del magnetometro sono anche sicuro che (K) avrà un valore basso. Pertanto andrò a ricalcolare la stima predetta dello stato (Xp) correggendo la velocità angolare del giroscopio con l'ultimo rapporto tra l'uscita del giroscopio e magnetometro ($Result.S(i-1,1)$). Inoltre in condizioni di disturbo abbiamo che il valore del rapporto tra l'angolo del giroscopio e

l'angolo del magnetometro verrà impostato uguale al rapporto calcolato all'iterazione precedente (Result.S(i-1));

```

if(absRH(i,1)>Tr_absRH) | ((absRH(i,1)<=Tr_absRH)&(absdRH(i,1)>Tr_absdRH))
|
((absRH(i,1)<=Tr_absRH)&(absdRH(i,1)<=Tr_absdRH)&
(absRZ(i,1)>Tr_absRZ))

absRH(i,1)=absRH(i,1)*10^8
Q(i,1)=10^-(8);

    if(i>(Iinit+Delay))
        Xp = PHI * X + Tc*(Raw_NoOffset(i) / Result.S(i-1,1));
        S=Result.S(i-1);
    end;

end;

```

L'utilizzo delle tre condizioni esposte nelle righe precedenti per valutare il disturbo sulla misura, invece di un unico controllo sul disturbo del campo magnetico orizzontale o sul disturbo sul modulo del campo magnetico totale, verrà fatto nel prossimo capitolo dove si studieranno i risultati del filtro.

5.4.8. Aggiornamento della varianza dell'errore sullo stato

A questo punto è possibile eseguire l'aggiornamento della varianza predetta dell'errore sullo stato in base all'ultima stima del disturbo sullo stato $Q(i,1)$ e all'ultima stima dell'errore sullo stato P .

```
Pp=PHI*P*PHI'+Q(i,1);
```

5.4.9. Aggiornamento correzione dello stato

Si aggiorna poi la matrice di correzione dello stato (K) che si occupa in sostanza di pesare la bontà delle misure. Ricordiamo di nuovo che il

guadagno risulterà maggiore o minore a seconda se prevale l'incertezza sulla varianza predetta dell'errore sullo stato (P_p) o l'incertezza sulla misura ($\text{absRH}(i,1)$).

$$K = P_p * C' * \text{inv}(C * P_p * C' + \text{absRH}(i,1));$$

5.4.10. Aggiornamento della stima dello stato

Il nuovo stato stimato (X) sarà una combinazione lineare del valore dello stato stimato a priori (X_p) e la differenza, pesata con (K), tra il valore dello stato stimato a priori (X_p) e l'angolo fornito dal magnetometro ($\text{Theta}_0(i)$).

$$X = X_p + K * (\text{Theta}_0(i) - X_p);$$

5.4.11. Aggiornamento della varianza dell'errore sullo stato

L'aggiornamento della varianza dell'errore sullo stato (P) viene fatta utilizzando le informazioni contenute nella matrice (K) sull'affidabilità della misura rispetto alla qualità della previsione dello stato (P_p).

$$P = (1 - K * C) * P_p;$$

Nell'ultima parte dell'algoritmo vengono infine salvati i risultati parziali del filtro di Kalman per ogni iterazione. Quest'operazione è solo necessaria al fine di stampare in seguito i grafici con l'andamento delle variabili che verranno presentati numerosi nel prossimo capitolo.

```
Result.S(i,1) = S;  
Result.K(i,1) = K;  
Result.Pp(i,1) = Pp;  
Result.X(i,1) = X;  
Result.P(i,1) = P;  
end;
```


Capitolo 6

Risultati sperimentali dell'algoritmo di orientamento

In questo capitolo vengono presentati i risultati dei test sull'algoritmo di orientamento descritto nel capitolo precedente. Viene mostrato tramite diversi grafici quanto la stima dell'angolo fornito dall'algoritmo risulti immune alla presenza di disturbi sul campo elettromagnetico rilevato dal magnetometro e agli errori di cui è affetto il giroscopio. Viene discussa poi l'importanza di alcune parti specifiche dell'algoritmo che contribuiscono in maniera importante a rendere più preciso il risultato finale. Nell'ultima parte del capitolo si discute infine l'implementazione su microcontrollore STM 32 dell'algoritmo realizzato.

6.1. Risposta dell'algoritmo ai disturbi

I risultati finali dell'algoritmo realizzato sono stati valutati effettuando numerose acquisizioni in cui il disturbo sul campo magnetico è stato introdotto tramite un cellulare avvicinato alla piattaforma sia quando essa era in movimento che quando si trovava ferma. L'avvicinamento del cellulare al magnetometro posto sulla piattaforma ha introdotto disturbi del campo magnetico che sono arrivati fino a picchi di 7 Gauss come

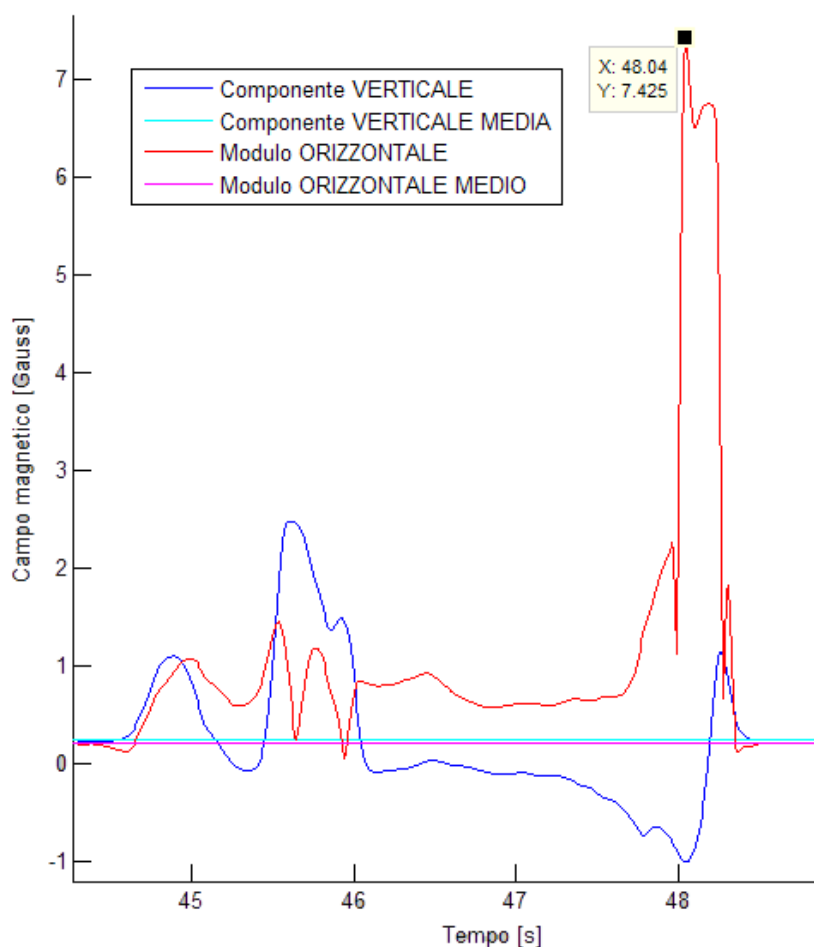


Figura 6.1.1 Disturbo di 7,425 Gauss sul modulo orizzontale del campo magnetico introdotto avvicinando un cellulare alla piattaforma

nell'esempio di Figura 6.1.1. Come si evince dal grafico in Figura 6.1.2 l'algorithm realizzato risulta comportarsi in maniera precisa. Nel grafico infatti si vede come l'uscita dell'algorithm di orientamento (curva rossa) segue l'andamento del magnetometro (curva nera) e quando questo si trova in presenza di disturbi elettromagnetici, l'algorithm di orientamento mantiene comunque un andamento corretto integrando la velocità angolare del giroscopio e seguendo in ultima analisi l'angolo di riferimento corretto rappresentato dall'encoder della piattaforma (curva verde). Nel grafico si può nuovamente vedere l'errore di sensibilità interno al giroscopio che lo porta ad allontanarsi dall'uscita dell' encoder.

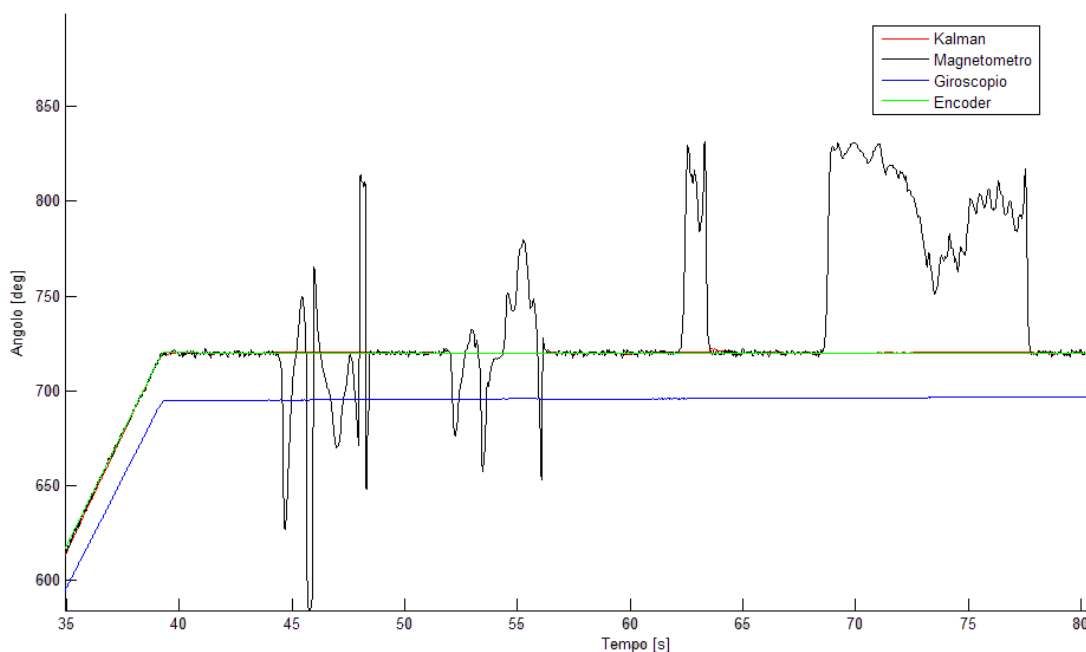


Figura 6.1.2 Risultato finale dell'algoritmo di orientamento realizzato basato sul filtro di Kalman. L'uscita del filtro in assenza di disturbi segue perfettamente il magnetometro (curva nera) e in presenza di disturbi elettromagnetici segue l'andamento del giroscopio (curva blu).

6.2. Derivata del disturbo sul modulo orizzontale

L'utilizzo della derivata del disturbo sul modulo orizzontale nella parte di valutazione dell'affidabilità della misura, è uno dei miglioramenti fondamentali introdotti nell'algoritmo. Il suo utilizzo si è rivelato necessario per sopperire a un problema che abbiamo riscontrato durante l'analisi dei dati. L'algoritmo realizzato infatti ha mostrato fin da subito un comportamento corretto, ma in alcuni frangenti, l'uscita dell'algoritmo di orientamento $X(t)$, pur in presenza di disturbi, presentava un salto che la portava a fidarsi erroneamente del magnetometro. In Figura 6.2.2 (in alto) possiamo vedere un esempio di questo comportamento anomalo tramite il "salto" che effettua l'uscita di Kalman (curva rossa) a 113,7 secondi.

Questo comportamento anomalo è dovuto al fatto che in alcuni momenti, seppur in presenza di disturbi, il modulo orizzontale (ModuloH) si trova casualmente ad eguagliare il modulo orizzontale medio in assenza di disturbi (AvgModuloH) e quindi il disturbo sul modulo orizzontale (RH) risulta nullo. Un esempio di questo comportamento è visibile in Figura 6.2.3.

Un disturbo sul modulo orizzontale nullo fa sì che nel filtro di Kalman il magnetometro venga considerato affidabile e quindi il guadagno di Kalman (K) risulti elevato (Figura 6.2.1). Un guadagno di Kalman elevato porta il filtro a fidarsi del magnetometro che in realtà si trova in una condizione di disturbo.

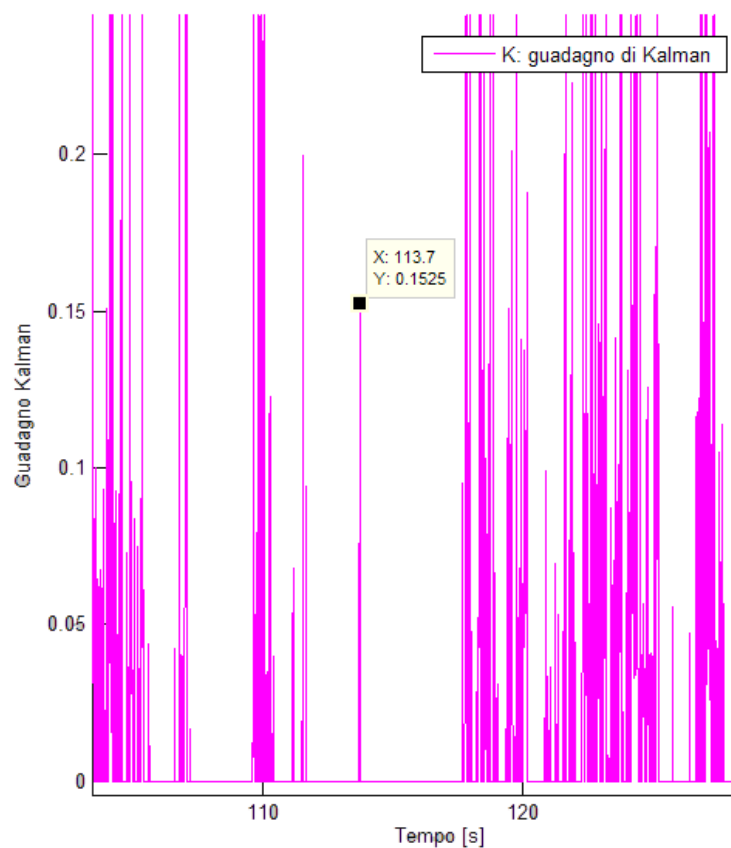


Figura 6.2.1 Si vede nel grafico come pur nell'intorno di disturbi (e quindi con guadagno di Kalman a 0) ci sia un picco che rappresenta un'improvvisa fiducia data erroneamente al magnetometro.

L'utilizzo della derivata del disturbo sul modulo orizzontale fa sì che sia possibile analizzare la pendenza del disturbo sul modulo orizzontale e quindi la presenza di un disturbo che invece verrebbe normalmente ignorato. Sempre in Figura 6.2.3 possiamo vedere infatti il disturbo sul modulo orizzontale del campo magnetico (in blu) a 113,7 secondi si trova a 0 ma la derivata del disturbo orizzontale (in nero) ha un valore diverso

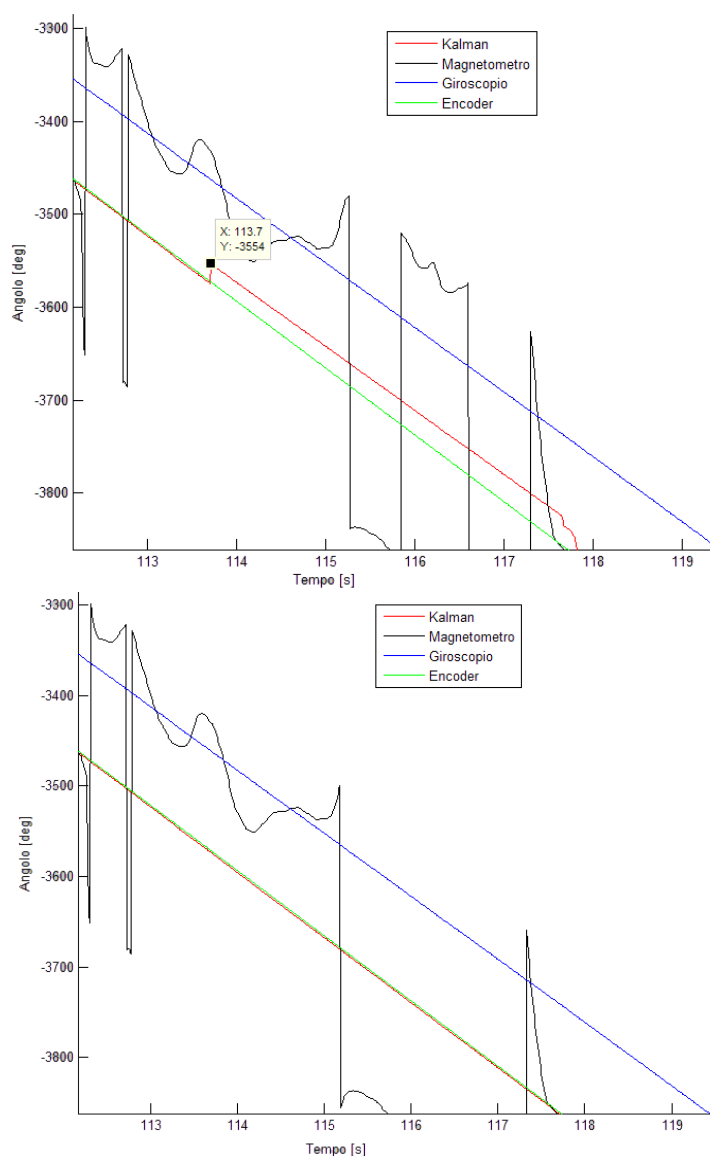


Figura 6.2.2 In alto: uscita dell'algoritmo di orientamento (rossa) che presenta un'anomalia a 113.7 secondi. In basso: miglioramento introdotto grazie all'utilizzo della derivata del disturbo sul modulo orizzontale del campo magnetico.

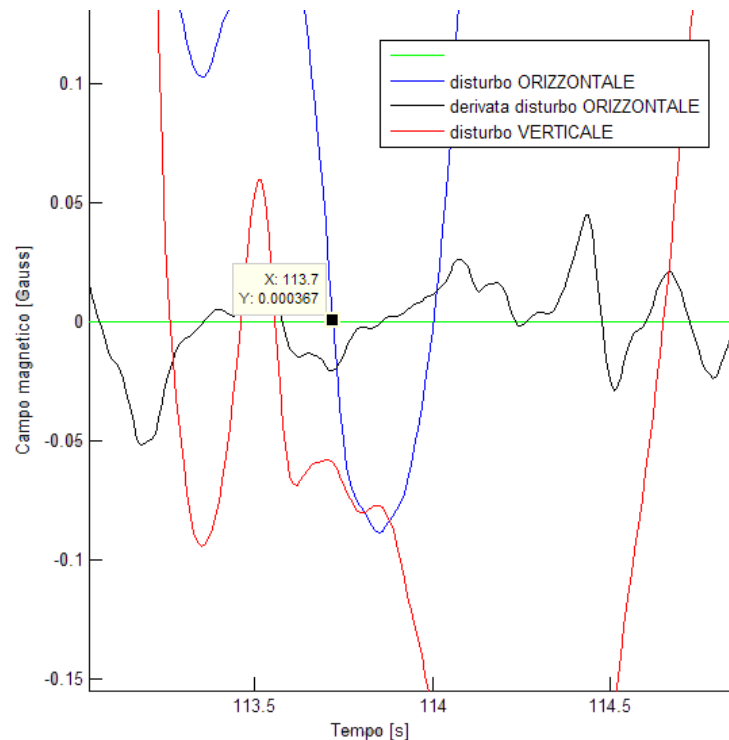


Figura 6.2.3 Si può vedere come il disturbo sul modulo orizzontale (curva blu) vale zero anche se nell'intorno abbiamo una condizione di forte disturbo.

da 0. In Figura 6.2.2 (in basso) si può vedere il netto miglioramento introdotto dall'utilizzo della correzione dovuta alla derivata del disturbo sul modulo orizzontale

6.3. Disturbo sulla componente verticale

Oltre al disturbo sul modulo orizzontale del campo magnetico e all'utilizzo della derivata che abbiamo visto nel paragrafo precedente, nell'algorithm utilizzato si è scelto di andare ad analizzare anche il disturbo sulla componente verticale del campo magnetico. Questo perché in alcuni frangenti sia il modulo orizzontale sia la sua derivata non erano sufficienti a rilevare una condizione di disturbo che veniva invece rilevata

sulla componente verticale del campo magnetico. Questo portava nuovamente ai fenomeni di “salto” dell'uscita del filtro di Kalman visti nel paragrafo precedente. In Figura 6.3.1 è visibile un esempio del comportamento dell'uscita prima e dopo aver introdotto il controllo sul disturbo della componente verticale del campo magnetico.

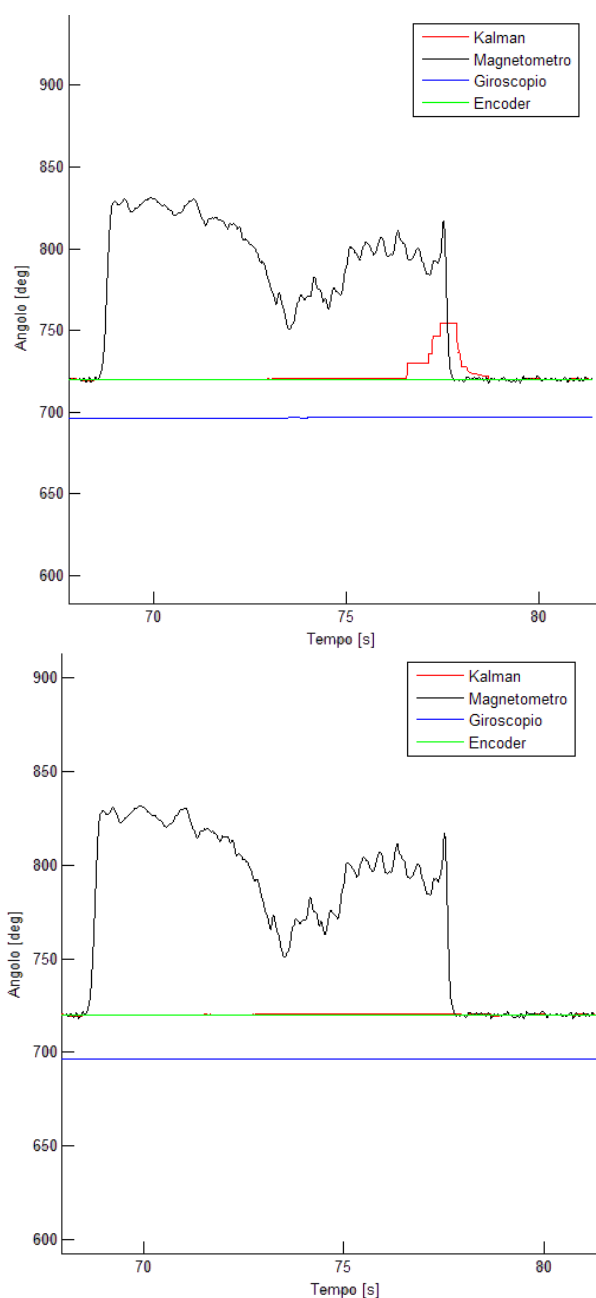


Figura 6.3.1 In alto: uscita dell'algoritmo di orientamento (rossa) che non tiene conto della componente verticale del disturbo e presenta un salto anomalo. In basso: miglioramento introdotto grazie studio del disturbo sulla componente verticale del campo magnetico.

6.4. Correzione in tempo reale del giroscopio

Un'altro dei miglioramenti fondamentali introdotti nel nostro algoritmo di orientamento è stata la correzione real-time dell'errore introdotto da una sensibilità che varia (per temperatura, velocità di rotazione, direzione di rotazione) e dal fenomeno di drift. L'idea è quella di andare a calcolare in ogni istante (durante l'evoluzione dell'algoritmo) il rapporto tra l'angolo rilevato dal giroscopio e l'angolo rilevato dal magnetometro (in assenza di disturbi) e successivamente, in presenza di disturbi sul campo magnetico, far sì che il filtro di Kalman non integri la velocità angolare affetta dai suddetti errori del giroscopio ma integri la velocità angolare tenendo conto di quanto il giroscopio si è allontanando dal magnetometro.

Questa correzione è stata apportata alla velocità angolare del giroscopio all'interno della stima predetta dello stato ed è stata utilizzata nei momenti in cui il magnetometro risultava disturbato. In Figura 6.4.1 (in alto) è possibile vedere un esempio in cui questa correzione non viene applicata. Si può vedere chiaramente come in presenza di disturbi quando il magnetometro restituisce angoli casuali (curva nera), lo stato stimato dal filtro di Kalman (rosso) comincia a seguire l'andamento affetto da errore del giroscopio (curva blu). Questo perché nell'equazione di stato si sta integrando la velocità angolare del giroscopio affetta dall'errore residuo di sensibilità e dal errore dovuto al drift. Un ritorno a condizioni di assenza di disturbo del magnetometro porta l'uscita del filtro di Kalman a seguire nuovamente la misura del magnetometro come visibile nella parte in basso a destra della figura. In Figura 6.4.1 (in basso) si vede il netto miglioramento apportato dalla correzione in tempo reale della velocità angolare che porta l'uscita di Kalman, in presenza di disturbi del campo magnetico, a seguire l'andamento del giroscopio corretto dal coefficiente discusso in precedenza che rappresenta il rapporto tra l'uscita del giroscopio e l'uscita del magnetometro in assenza di disturbi.

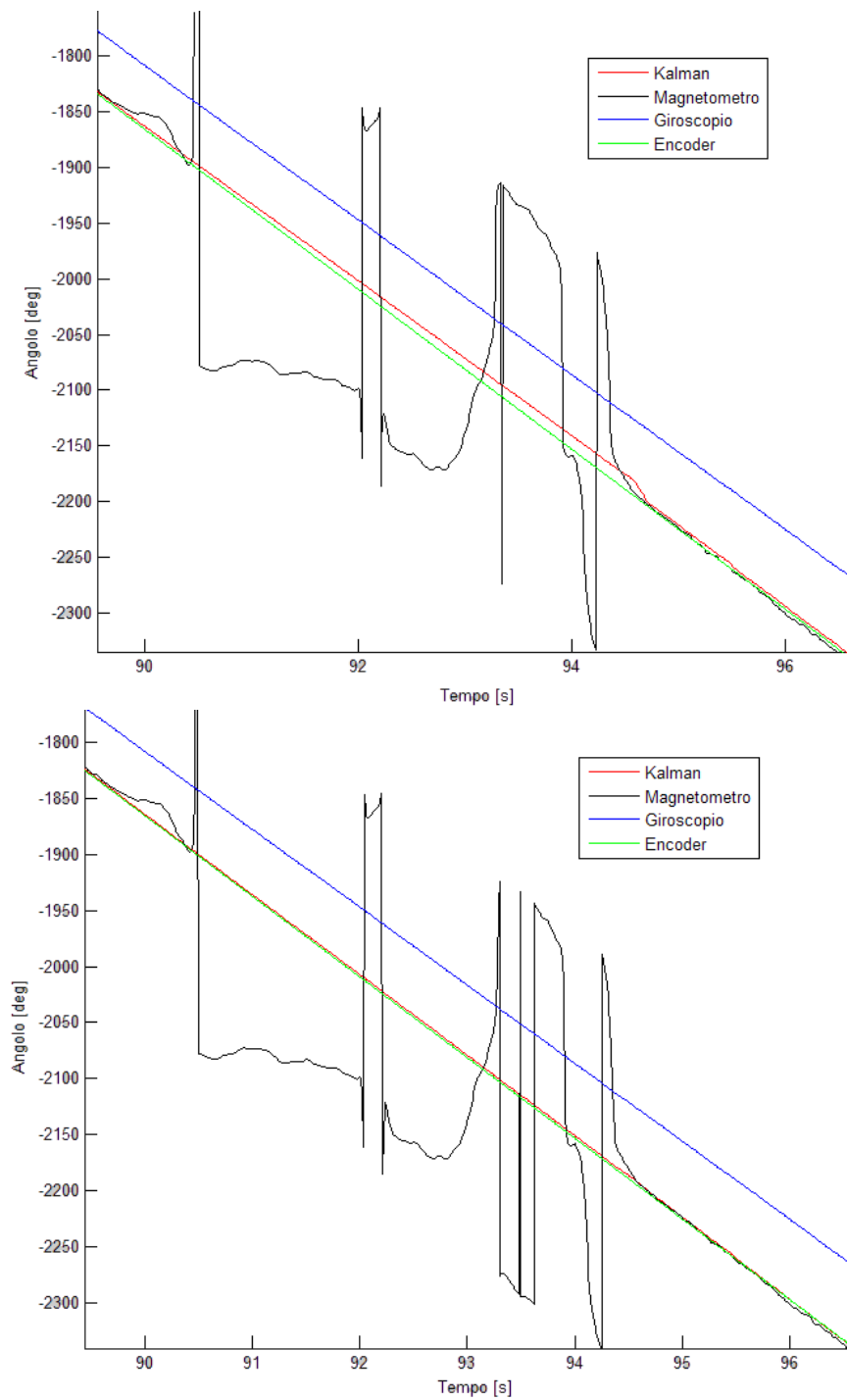


Figura 6.4.1 In alto: uscita del filtro di Kalman senza la correzione della sensitività real t del giroscopio. In basso: uscita del filtro di Kalman con la sensitività del giroscopio corr t in tempo reale.

6.5. Tuning dell'algorithmo di orientamento

Il tuning dei parametri del filtro è avvenuto in maniera empirica sulla base di un'analisi accurata delle numerose acquisizioni di magnetometro e giroscopio avvenute nel periodo di studio. I parametri che siamo andati a testare sono stati:

- il disturbo sullo stato impostato con un valore iniziale $Q(i,1) = 10^{-(5.3)}$; per essere fortemente ridotto $Q(i,1)=10^{-(8)}$; nel momento in cui il magnetometro risulta disturbato.
- l'intervallo in cui il rapporto angolo del giroscopio-angolo del magnetometro risulta affidabile e quindi utilizzabile nella correzione in tempo reale vista nel precedente paragrafo. Quest'intervallo risulta essere compreso tra $(-1.4; -0.60)$ e $(0.60;1.4)$. In questi intervalli infatti ricadono le sensibilità corrette dei giroscopi che abbiamo studiato.
- le tre soglie necessarie a valutare la presenza di disturbi sul magnetometro. La calibrazione di queste tre soglie è risultata essere più che fondamentale. Infatti sono queste che determinano se l'uscita dell'algorithmo dovrà fare più affidamento sull'evoluzione dello stato integrando il giroscopio o sulla misura dell'angolo rilevata dal magnetometro. Valori troppo bassi delle soglie portano la stima dello stato a fidarsi del giroscopio. Valori troppo elevati invece portano a fidarsi troppo della misura riportata dal magnetometro.

6.6. Implementazione su microcontrollore STM32

Come già detto precedentemente l'algoritmo è stato implementato e testato inizialmente in Matlab facendo una post-elaborazione dei dati raccolti dalla piattaforma girevole che hanno permesso di ottenere i grafici riportati nei paragrafi precedenti e nel capitolo precedente.

La fase finale del lavoro ha comportato invece l'implementazione dell'algoritmo su microcontrollore STM32.

E' stato quindi creato un protocollo di comunicazione tra due microcontrollori STM32. Un primo microcontrollore che simula una ipotetica piattaforma robotica e un secondo microcontrollore connesso via UART al primo, che esegue il l'algoritmo realizzato e che chiameremo piattaforma di orientamento. La comunicazione tra le due piattaforme (visibile in Figura 6.6.1) avviene in questo modo:

- il robot invia un messaggio di inizializzazione (InitStart) alla piattaforma di orientamento. Questa quando riceve il messaggio inizia a calcolare l'offset del giroscopio (ossia la velocità angolare quando è fermo come differenza tra l'uscita e lo zero rate level);
- quando vuole, il robot invia un nuovo messaggio alla piattaforma di orientamento (InitStop) fermando il calcolo dell'offset;
- a questo punto il robot invia un messaggio alla piattaforma inerziale (TurnStart) e inizia una rotazione su se stesso utilizzando solo l'angolo fornito dal giroscopio presente sulla piattaforma di orientamento. Il motivo di questa rotazione è il calcolo del campo magnetico intorno alla piattaforma e l'offset del magnetometro dovuto all' hard-iron distortion.
- la rotazione viene fermata quando il robot rileva che la rotazione è stata maggiore di un angolo giro e invia un comando (TurnStop) alla piattaforma inerziale che elabora i dati su campo magnetico;

- se il campo magnetico non presenta valori accettabili questo viene notificato alla piattaforma robotica che intraprende le azioni che preferisce (ad esempio si può spostare e riprovare la procedura di analisi del campo magnetico);
- se invece il campo magnetico presenta valori accettabili la piattaforma robotica invia un nuovo messaggio alla piattaforma inerziale (NormalizationStart) chiedendo di calcolare il riferimento dell'angolo 0 del magnetometro (di cui abbiamo parlato nel precedente capitolo) e il modulo di riferimento per il campo magnetico orizzontale e verticale.
- un messaggio di NormalizationStop viene inviato dal robot per fermare il calcolo di questi valori di riferimento;
- a questo punto è tutto calibrato e il robot potrà orientarsi utilizzando l'uscita della piattaforma inerziale che implementa l'algoritmo di orientamento basato sul filtro di Kalman.

I test sperimentali mostrano come l'algoritmo implementato su microcontrollore compensi in tempo reale e in modo efficace gli errori che affliggono i due sensori MEMS fornendo in ultima analisi una stima di orientamento precisa.

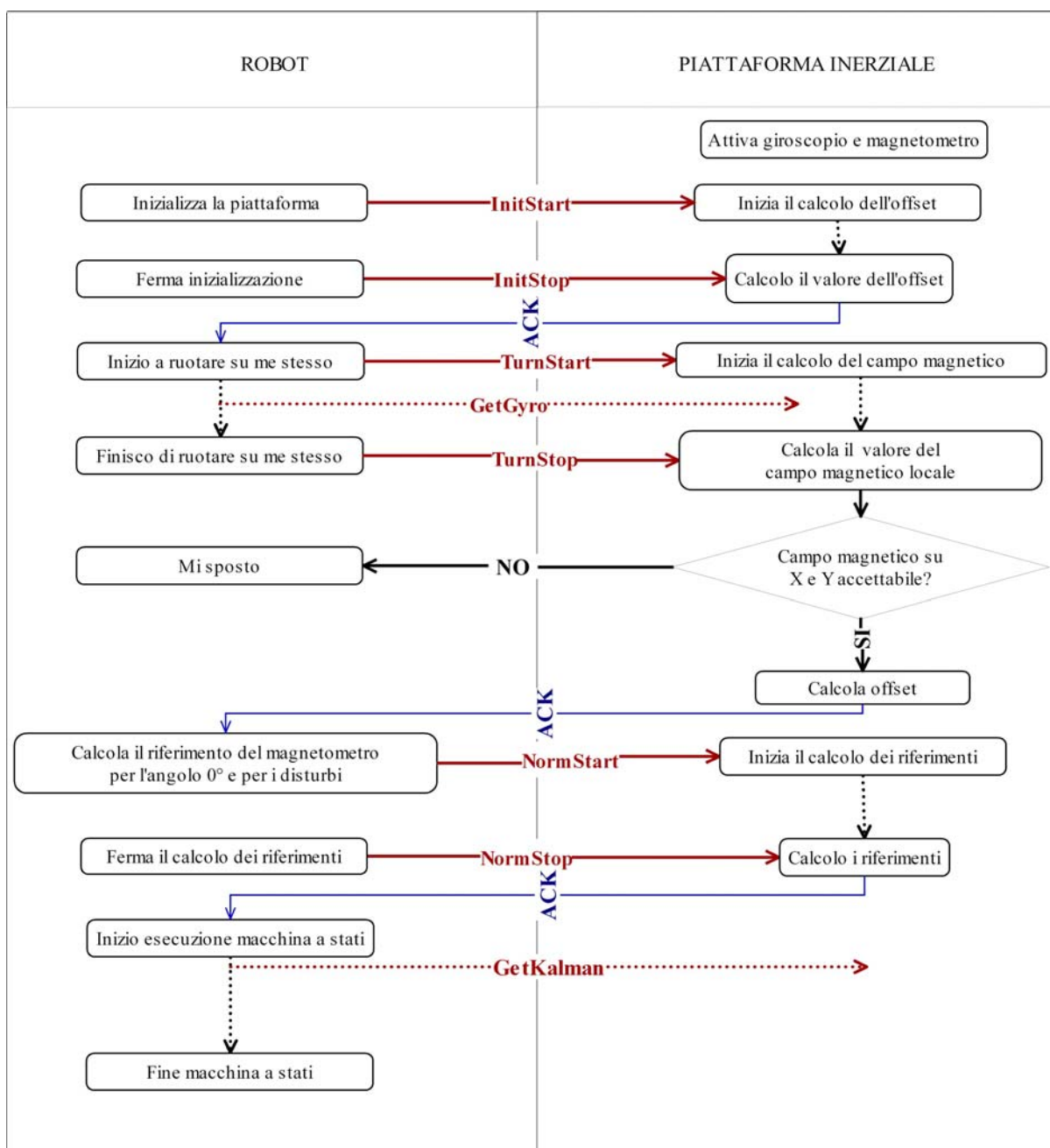


Figura 6.6.1 Diagramma di flusso della comunicazione tra una generica piattaforma robotica e la piattaforma di orientamento realizzata

Capitolo 7

Conclusioni e sviluppi futuri

In questo capitolo finale vengono riportate le considerazioni e le conclusioni riguardanti il lavoro svolto. Vengono infine esposti i possibili sviluppi futuri.

7.1. Conclusioni

L'obiettivo del lavoro è stato lo studio approfondito delle diverse problematiche di giroscopi e magnetometri MEMS e l'implementazione di un algoritmo di orientamento basato sulla fusione sensoriale dei due sensori tramite filtro di Kalman. Per raggiungere questo obiettivo il lavoro si è articolato in quattro fasi:

- realizzazione di una piattaforma girevole di test ad alta precisione (grazie ad un encoder in quadratura da 300.000 tick/giro);
- studio approfondito dei punti di forza e dei limiti di giroscopi e magnetometri MEMS presi singolarmente tramite una post elaborazione in Matlab dei dati acquisiti a bordo della piattaforma;

- studio, implementazione e calibrazione di un algoritmo di orientamento basato sul filtro di Kalman e successiva valutazione dei risultati ottenuti sempre tramite post-elaborazione in Matlab;
- esportazione su microcontrollore STM32 dell'algoritmo di orientamento realizzato e valutazione del suo corretto funzionamento in tempo reale.

Lo studio dei giroscopi e dei magnetometri MEMS ha portato alla luce i loro punti di forza e i loro limiti legati nella stima dell'orientamento. I magnetometri sono risultati molto utili nella stima dell'orientamento assoluto nello spazio. Il loro utilizzo risulta però limitato dai disturbi sulla misura dovuti alla presenza nelle immediate vicinanze di campi elettromagnetici di diversa natura. Lo studio dei giroscopi invece ha evidenziato la presenza di due tipi di errore. Un primo errore dovuto alla variazione della sensibilità al variare: della temperatura, della direzione di rotazione e della velocità di rotazione. Un secondo tipo di errore dovuto alla divergenza (drift) dell'uscita nel tempo.

Per trarre vantaggio da entrambi i sensori e sopperire ai difetti che li affliggono implementato e testato un algoritmo di orientamento basato sulla teoria del filtro di Kalman. I test sperimentali mostrano come l'algoritmo di orientamento realizzato compensi in modo efficace i problemi che affliggono i due sensori MEMS fornendo la stima di orientamento precisa che avevamo come obiettivo del lavoro. I principali vantaggi offerti dalla soluzione che abbiamo realizzato sono i seguenti:

- l'algoritmo di orientamento utilizza sensori MEMS a basso costo compensando in maniera efficace le discrete prestazioni che avrebbero i due sensori usati singolarmente; una possibile piattaforma inerziale che monta i suddetti sensori e implementa l'algoritmo di orientamento realizzato verrebbe quindi

commercializzata ad un prezzo inferiore ma le prestazioni comunque elevate.

- l'algoritmo di orientamento realizzato implementa al suo interno un'idea innovativa che le piattaforme attualmente esistenti non implementano: la correzione real-time del giroscopio. In condizioni di disturbo elettromagnetico prolungato l'algoritmo di orientamento integrerà la velocità angolare del giroscopio ma non risentirà né dell'errata sensibilità né del fenomeno di drift che invece porterebbe una qualunque altra piattaforma a perdere l'orientamento.

7.2. Sviluppi futuri

Studio approfondito dei parametri interni all'algoritmo

Il primo importante sviluppo futuro è uno studio ulteriore sui parametri dell'algoritmo di orientamento. Come abbiamo già visto nel capitolo precedente ci sono diversi parametri su cui agire e un loro bilanciamento potrebbe portare ad una maggiore efficacia della stima dell'orientamento. Le soglie che consentono di discriminare un campo magnetico disturbato da uno non disturbato attualmente sono 3, ma si potrebbero introdurre nuove soglie e rendere l'algoritmo ancora più performante (si potrebbe ad esempio studiare anche il modulo totale del disturbo sul campo magnetico o la derivata del disturbo sulla componente verticale).

Miglioramento dell'algoritmo su microcontrollore

Un altro sviluppo del lavoro consisterà nel miglioramento ulteriore dell'algoritmo che abbiamo implementato su microcontrollore nell'ultima fase del lavoro. L'implementazione su microcontrollore, rispetto all'implementazione per la post-analisi dei dati fatta in Matlab, deve tener

conto di alcune problematiche che nell'implementazione su PC non vengono considerate:

- uno spazio di memoria limitato (RAM e FLASH);
- performance CPU limitate;
- velocità di esecuzione e tempi di risposta del algoritmo;

Realizzazione di un modulo inerziale a nove assi

Una direzione di ricerca futura sarà sicuramente quella di inserire sulla piattaforma un accelerometro a tre assi. In questo modo avremmo un unità di misura inerziale (IMU) veramente interessante e competitiva sotto il profilo dei costi e delle prestazioni. Questo perché l'algoritmo realizzato introducendo anche la correzione della sensitività in tempo reale del giroscopio risulterebbe migliore di molte soluzioni attualmente proposte che non effettuano questo tipo di correzione. Competitiva sotto il profilo dei costi in quanto a parità di prestazioni con sistemi di fascia medio-alta, la nostra unità inerziale avrebbe un costo nettamente inferiore grazie all'utilizzo di componenti mass market. Si potrebbe prevedere anche l'inserimento nella suddetta unità di un ricevitore GPS. Questo consentirebbe, previa memorizzazione dei dati IGRF, di conoscere il campo magnetico locale. In questo modo non si dovrebbero impostare manualmente (come avviene ora) i parametri necessari per effettuare le operazioni di stima dei disturbi elettromagnetici sul campo magnetico locale.

Bibliografia

1. **Canzi, Ulrico.** *Localizzazione di persone e veicoli in aree coperte: possibilità prospettive e un caso reale.* s.l. : Ergo Sum, 2005.
2. **Cassinis, R.** *Robotica Mobile.* 2004.
3. **Sgarbossa, Luca.** *Sensori e attuatori per l'automazione.* 2006.
4. **Cazzaniga, Noemi Emanuela.** *Sviluppo e implementazione di algoritmi per la navigazione assistita.* 2007.
5. **Agostino, Mattia De.** *Appunti di navigazione inerziale.* 2009.
6. **Welch, G. and Bishop, G.** *An introduction to the Kalman filter.* 2001.
7. **Merico, Davide.** *Localizzazione in interno senza infrastrutture.* 2006.
8. **Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, Angus P. Andrews:.** *Global Positioning.* 2001.
9. **T. Qu, X. Yang, Z. Tian:.** *A Self-compensation Algorithm for Drift of Platform Inertial.* 2006.
10. **Carminati, M.** *Progetto, realizzazione e test di un AHRS allo stato solido per unità stand-by.* 2009.
11. **Pezzi, Carmelo.** *Integrazione di una piattaforma inerziale con un GPS per la determinazione della traiettoria di un veicolo.* 2007.
12. **Rong Zhu, Zhaoying Zhou.** *A Hybrid MEMS-based Navigation System and Its Numerical Analysis.* 2007.
13. **Park, Park, Horowitz, Roberto, Tan, Chin-woo.** *Adaptive Control for Conventional Modes of Operation of MEMS Gyroscopes.* 2002.
14. **Park, Sungsu, Horowitz, Roberto, Tan, Chin-woo.** *Digital Implementation of Adaptive Control Algorithms for MEMS Gyroscopes.* 2002.
15. **Gao Hong-Feng, Ren Ya-Fei.** *Experimental Research on Multi-Scale Particle filtering of MEMS Gyroscope.* 2009.

16. **Tan, Chin-Woo, Mostov, Kirill, Varaiya, Pravin.** *Feasibility of A Gyroscope-free Inertial Navigation System for Tracking Rigid Body Motion.* 2000.
17. **Liu Rui_hua, Liang Rong_qiang, Zhang Lei.** *Filtering Algorithm Research on MEMS Gyroscope Data.* 2008.
18. **Charles Smart, Marc Zinck.** *Gyro-Encoder Hybrid Localization.* 2001.
19. **Hyun Myung, Hyoung-Ki Lee, Kiwan Choi, Seokwon Bang, YeunBae Kim, Sangryong Kim.** *Mobile Robot Localization Using a Gyroscope and Constrained Kalman Filter.* 2006.
20. **Cairano, Stefano di.** *Giroscopi, Girobussole e sistemi di navigazione inerziale.* 2008.
21. **Park, Sungsu, Horowitz, Roberto, Hong, Sung Kyung, Nam, Yoonsu.** *Trajectory-switching algorithm for a MEMS gyroscope.* 2007.
22. **W. M. Farrell, R. F. Thompson, R. P. Lepping, and J. B. Byrnes.** *A Method of Calibrating Magnetometers on a Spinning Spacecraft.* 1995.
23. **Xiaoming Zhang, Lizhen Gao.** *A Novel Auto-calibration Method of the Vector Magnetometer.* 2009.
24. **Rong Zhu, Zhaoying Zhou, Sha Li, Zuefeng Sun.** *A novel miniature azimuth-level detector based on MEMS.* 2002.
25. **Abdelmalek Boukhenoufa, Christophe P. Dolabdjian, and Didier Robbes.** *High-Sensitivity Giant Magneto-Inductive Magnetometer Characterization Implemented With a Low-Frequency Magnetic Noise-Reduction Technique.* 2005.
26. **Caruso, Michael J.** *Applications of Magnetic Sensors for Low Cost Compass Systems.*
27. **Miller, Joseph.** *Electronic Compassing for Mobile Robotics.* 2004.
28. **Caruso, Michael J.** *Applications of Magnetoresistive Sensors in Navigation Systems.*

29. **Laurenti, Mauro.** *Sensori di campo magnetico ad effetto Hall e magnetoresistivi.* 2006.
30. **Park, Seong Yun Cho and Chan Gook.** *Tilt compensation algorithm for 2-axis magnetic compass.* 2003.
31. **Masarotto, Guido.** *Analisi delle Serie Temporal.* 2005.
32. **Grewal, S. Mohinder e Angus P. Andrews.** *Kalman filtering Theory and.* 1993.
33. **Hwang, R. G. Brown e P. Y. C.** *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering,.* 1992.
34. **Robert Neal Dean, Antonio Luque.** *Applications of Microelectromechanical Systems in Industrial Processes and Services.* 2009.
35. **Mei Wang, Yunchun Yang, Ronald R. Hatch, and Yanhua Zhang.** *Adaptive Filter for a Miniature MEMS Based Attitude and Heading Reference System.* 2004.
36. **R.Guidorzi.** *Stima dello stato in presenza di disturbi: il filtro di Kalman.* 1997.
37. **Prandini, Maria.** *Filtro di Kalman: teoria asintotica.* 2005.
38. **Agostino, Mattia De.** *Stima degli errori nei sensori inerziali a basso costo.* 2007.
39. **Honeywell.** *Compass Heading Using Magnetometers.*
40. **Q. Ladetto, B. Merminod.** *Digital magnetic compass and gyroscope integration for pedestrian navigation.* 2002.