

Alma Mater Studiorum – Università di Bologna

DOTTORATO DI RICERCA IN

Meccanica e Scienze Avanzate dell'Ingegneria

DISEGNO E METODI DELL'INGEGNERIA INDUSTRIALE E SCIENZE AEROSPAZIALI

Ciclo XXIV

Settore Concorsuale di afferenza: 09/A1

Settore Scientifico disciplinare: ING-IND/05

**SVILUPPO DI UN SISTEMA MINIATURIZZATO PER IL CONTROLLO
REAL-TIME DI ASSETTO DI NANO E MICROSATELLITI**

Presentata da: Ing. Gian Paolo Candini

Coordinatore Dottorato

Relatore

Prof. Vincenzo Parenti Castelli

Prof. Fabrizio Piergentili

Esame finale anno 2012

Sommario

Introduzione	5
Capitolo I: Fasi preliminari del progetto	6
<i>I.1: Definizione degli obiettivi</i>	6
<i>I.2: Verifica delle soluzioni tecnologiche esistenti</i>	7
<i>I.3: Identificazione delle soluzioni tecnologiche da adottare</i>	8
<i>I.4: Linee guida del progetto</i>	9
Capitolo II: Simulazioni numeriche	11
<i>II.1: Modello utilizzato</i>	11
<i>II.2: Magnetotorquer</i>	12
<i>II.3: Risultati delle prime simulazioni</i>	14
<i>II.4: Simulazioni dell'effetto del rumore sul sistema di controllo</i>	18
<i>II.5: Simulazioni con grandezze discrete</i>	21
<i>II.6: Considerazioni finali sulle simulazioni dei magnetotorquer</i>	24
<i>II.7: Simulazione delle ruote di momento</i>	24
Capitolo III: Soluzioni identificate dalle simulazioni teoriche	28
<i>III.1: Magnetotorquer, caratteristiche fisiche</i>	28
<i>III.2: Magnetotorquer, requisiti del sistema di controllo</i>	29
<i>III.3: Ruota di momento, caratteristiche fisiche</i>	29
<i>III.4: Ruota di momento, requisiti del sistema di controllo</i>	31
<i>III.5: Test del motore della ruota di momento</i>	32
Capitolo IV: Struttura meccanica	35
<i>IV.1: Requisiti di progetto per la struttura meccanica</i>	35
<i>IV.2: Disegno del prototipo e realizzazione mediante stampante 3-D</i>	36
<i>IV.3: Considerazioni sul prototipo e raffinamento della struttura</i>	38
<i>IV.4: Simulazioni numeriche</i>	41
<i>IV.5: Realizzazione struttura in alluminio</i>	43
Capitolo V: Elettronica	45
<i>V.1: Necessità di progetto e caratteristiche da implementare</i>	45
<i>V.2: Sensori</i>	46
<i>V.3: Interfacciamento delle schede</i>	49
<i>V.4: Scheda di controllo dei magnetotorquer</i>	51
<i>V.5: Scheda di controllo dei magnetometri</i>	58
<i>V.6: Scheda di controllo dei motori</i>	61
<i>V.7: Scheda del microcontrollore</i>	65
<i>V.8: Circuiti stampati</i>	67
Capitolo VI: Test e messa a punto dei prototipi	69
<i>VI.1: Assemblaggio della schede e test elettrici</i>	69
<i>VI.2: Scheda del microcontrollore, firmware di test</i>	71
<i>VI.3: Test funzionali</i>	79
<i>VI.4: Modifiche decise e realizzazione di un secondo prototipo</i>	86
Capitolo VII: Dispositivo finale	88
<i>VII.1: Modifiche effettuate al prototipo</i>	88
<i>VII.2: Funzioni firmware di alto livello</i>	92
<i>VII.3: Sequenza tipica di funzionamento</i>	100
<i>VII.4: Caratteristiche finali del sistema elettronico</i>	101
<i>VII.6: Struttura dei registri interni</i>	109
<i>VII.7: Interfaccia LabView</i>	112
<i>VII.8: Esempio di funzionamento</i>	115
Capitolo VIII: Test sul dispositivo finale	124

<i>VIII.1: Caratteristiche della piattaforma di test</i>	124
<i>VIII.2: Test sulle ruote di momento</i>	125
<i>VIII.3: Test sugli attuatori magnetici</i>	127
<i>VIII.4: Verifiche sulla magnetizzazione residua</i>	130
Capitolo IX: Resistenza all'ambiente spaziale	136
<i>IX.1: Premesse teoriche</i>	136
<i>IX.2: Analisi della letteratura</i>	141
<i>IX.3: Requisiti della scheda del microcontrollore resistente all'ambiente spaziale</i>	148
<i>IX.4: Progetto di un prototipo</i>	149
Capitolo X: Test sulla scheda fault-tolerant	156
<i>X.1: Assemblaggio della scheda</i>	156
<i>X.2: Architettura del sistema</i>	157
<i>X.3: Funzionalità di base</i>	162
<i>X.4: Conflict resolver</i>	169
<i>X.5: Test</i>	170
Capitolo XI: Versioni avanzate	180
<i>XI.1: Struttura meccanica</i>	180
<i>XI.2: Nuova versione del motore</i>	181
<i>XI.3: Elettronica avanzata</i>	182
<i>XI.4: Software avanzato</i>	185
Capitolo XII: Conclusioni	187
Appendice A: Missioni BEXUS - REXUS	190
<i>A.1: BEXUS – Esperimento COMPASS</i>	190
<i>A.2: REXUS – Esperimento BUGS</i>	193
<i>A.3: REXUS – Esperimento REDEMPTION</i>	196
Appendice B: Strumentazione di appoggio al progetto	199
<i>B.1: Accenni teorici e requisiti di progetto</i>	199
<i>B.2: Descrizione del circuito</i>	200
<i>B.3: Realizzazione</i>	204
<i>B.4: Software</i>	206
<i>B.5: Schemi completi</i>	211
Appendice C: Pubblicazioni	214

Introduzione

L'evoluzione delle tecnologie e la nascita del settore *low-cost* nelle missioni spaziali hanno portato alla sempre più elevata miniaturizzazione dei satelliti e dei sistemi impiegati in essi, sempre più spesso con l'impiego di tecnologie nate in ambito terrestre e non esplicitamente sviluppate per l'ambiente spaziale. La necessità di ridurre i costi di accesso allo spazio ha portato, negli ultimi anni, alla nascita di standard come il CubeSat, che può essere adattato ad un gran numero di payload e missioni.

Una limitazione importante per questi nano satelliti è legata ai sistemi di controllo d'assetto, che non hanno seguito una riduzione di dimensioni con lo stesso passo di altri sistemi.

Le attività svolte durante questo dottorato hanno avuto lo scopo di rendere possibile la realizzazione di un sistema di controllo d'assetto completo, comprendente tutti gli attuatori e i sensori necessari, che fosse compatibile, in termini di dimensioni, peso, consumi e performance con gli standard CubeSat.

Questo obiettivo ha richiesto in primo luogo un'analisi delle soluzioni già esistenti e la verifica della loro miniaturizzazione, prendendo in considerazione tutte le modifiche necessarie; in secondo luogo, la ricerca di materiali e dispositivi adatti all'implementazione di sistemi di dimensioni estremamente ridotte. In seguito, una campagna di simulazioni ha avuto lo scopo di affinare i requisiti identificati e convalidare le soluzioni scelte dal punto di vista teorico. La realizzazione di un primo prototipo e i relativi test funzionali hanno completato il lavoro.

Tra le attività svolte, hanno avuto un ruolo importante anche lo sviluppo di strumentazione di test adeguata e la verifica in condizioni di volo delle tecnologie scelte sfruttando le opportunità fornite dai programmi destinati agli studenti universitari dell'Agenzia Spaziale Europea. È stato inoltre affrontato il problema della compatibilità dei sistemi sviluppati con l'ambiente spaziale ed è stato sviluppato un sistema di controllo resistente a malfunzionamenti causati da esso.

Il risultato del lavoro svolto è un sistema di controllo d'assetto compatibile con lo standard CubeSat, caratterizzato da attuatori magnetici per la fase di stabilizzazione dell'assetto, da attuatori meccanici per le manovre orbitali, dalla sensoristica di bordo necessaria per il suo funzionamento e dal sistema di controllo, il tutto realizzato tramite tecnologie di basso costo di derivazione terrestre, con una particolare attenzione per la resistenza all'ambiente spaziale.

Capitolo I: Fasi preliminari del progetto

Una serie di operazioni preliminari hanno preceduto la stesura del progetto vero e proprio. In primo luogo si è dovuto stabilire precisamente quali fossero i requisiti del sistema da realizzare, con particolare attenzione alle limitazioni imposte dalla compatibilità con i sistemi CubeSat.

A questo ha fatto seguito una fase di informazione relativamente alle soluzioni attualmente impiegate e a come potessero essere trasformate per essere adattate al caso in questione.

Sono state infine identificate le linee guida dell'intero progetto, in termini di caratteristiche, dimensioni fisiche, interfacce e prestazioni del sistema di controllo d'assetto.

1.1: Definizione degli obiettivi

I requisiti identificati per il sistema sono stati i seguenti:

- Sistema di controllo d'assetto magnetico: utilizzando l'interazione con il campo magnetico terrestre, il sistema di controllo deve essere in grado di annullare il momento angolare imposto al satellite al momento del distacco dal vettore che l'abbia portato in orbita. Il sistema deve possedere una legge di controllo che sia funzione della velocità di rotazione sui tre assi del satellite e del campo magnetico esterno;
- Sistema di controllo d'assetto meccanico: tramite l'assorbimento o la cessione di momento angolare, deve essere possibile far effettuare rotazioni arbitrarie al satellite sui tre assi. Il sistema deve quindi essere dotato di attuatori meccanici (ruote di momento) che siano azionate quando richiesto dalla stazione di controllo;
- Compatibilità con sistemi CubeSat: i requisiti più stringenti, derivanti dalla compatibilità con i sistemi CubeSat sono soprattutto meccanici legati agli ingombri. In particolare, è stato identificato l'obiettivo di produrre un sistema di forma cubica dalle dimensioni esterne di 50x50x50mm;
- Elettronica integrata: il sistema dovrà contenere tutti i sottosistemi necessari al suo funzionamento, quindi una parte di pilotaggio delle bobine, una parte di pilotaggio dei motori delle ruote di momento, una sezione di sensoristica adeguata per ricavare tutte le informazioni necessarie all'implementazione del controllo e una sezione digitale che funzioni da interfaccia con il resto del satellite e controlli tutti i differenti sottosistemi. Se

possibile, tutta l'elettronica dovrà essere di derivazione terrestre, per mantenersi all'interno della filosofia dei satelliti di basso costo.

- Controllo da terra: il sistema da realizzare dovrà essere in grado di operare sì in maniera autonoma, per esempio durante la fase iniziale di smorzamento delle velocità angolari, ma dovrà essere pensata fundamentalmente per operare tramite comandi impartiti da terra.

1.2: Verifica delle soluzioni tecnologiche esistenti

Una volta identificato l'ambito in cui dovrà operare il sistema, si è proceduto alla verifica in letteratura delle soluzioni impiegate in condizioni simili.

In particolare, basandosi sulle caratteristiche di sistemi CubeSat sviluppati da università ed enti privati, è stato notato che, per quanto concerne i sistemi di attuazione magnetica, essi sono normalmente realizzati utilizzando bobine avvolte su supporti quadrati, poste sulle facce del satellite stesso.



Figura I.1: Esempio di attuatore magnetico tipo bobina [SwissCube: <http://swisscube.epfl.ch/>]

Questa soluzione indubbiamente efficace, ha il grande inconveniente di richiedere una superficie elevata per essere funzionale, andando contro i requisiti dimensionali identificati nel paragrafo precedente.

Per quel che riguarda invece la parte di controllo d'assetto di tipo meccanico, si è rilevata la generale inesistenza di questo tipo di sistema integrato assieme a quello meccanico, probabilmente non inserito per ragioni di spazio e di costi¹.

Relativamente ai sistemi di controllo e alla tecnologia elettronica utilizzata, è da notare il sempre più frequente uso di soluzioni basate su microcontrollori commerciali, come per esempio i dispositivi della famiglia dei PIC della Microchip. Tali sistemi, seppur non pensati espressamente per applicazioni spaziali, offrono gli indiscutibili vantaggi di una elevata integrazione di periferiche e di funzionalità che permettono di ridurre in maniera significativa la complessità del circuito nel suo complesso, offrendo possibilità altrimenti difficilmente implementabili. Dall'altra parte, le caratteristiche costruttive e la stessa elevata integrazione, offrono poche difese nei confronti di un ambiente ostile come quello spaziale, limitandone l'affidabilità e di conseguenza la diffusione in sistemi cruciali. Nonostante questo, anche le agenzie spaziali stanno iniziando, seppur a livello sperimentale, ad interessarsi a questo tipo di sistemi².

1.3: Identificazione delle soluzioni tecnologiche da adottare

Partendo dallo scenario delineato dallo studio precedentemente descritto, sono state effettuate le seguenti scelte:

- Sistema di controllo magnetico: invece di affidarsi a bobine avvolte su strutture quadrate, senza alcun tipo di nucleo ferromagnetico, è stato scelto di utilizzare magnetotorquer, avvolti su nuclei ad alta permeabilità magnetica, in grado quindi di fornire un elevato campo magnetico al loro interno e un sufficiente momento angolare tramite l'interazione con il campo magnetico terrestre, mantenendo però pesi ed ingombri limitati e compresi all'interno delle specifiche meccaniche precedentemente identificate;



Figura 1.2: Magnetotorquer

¹ Si veda ad esempio il sistema di controllo d'assetto ADACS prodotto da Pumpkin, di dimensioni 10x10x7,8cm, che integra solo le ruote di momento e i magnetometri.

² SuitSat1: <http://www.amsat.org/amsat-new/articles/BauerSuitsat/index.php>

SuitSat2: http://science.nasa.gov/science-news/science-at-nasa/2006/26jan_suitsat/

- Sistema di controllo meccanico: utilizzando dei motori brushless ad elevate prestazioni ed estremamente sottili, si è deciso di dotare il sistema di tre ruote di momento in gradi di permettere al satellite di ruotare indipendentemente sui tre assi. Le tre ruote saranno disegnate in modo da essere contenute all'interno delle facce del sistema di controllo, in modo da ottenere un sistema estremamente compatto;



Figura I.3: Micromotori brushless

- Elettronica di controllo: l'elettronica di controllo sarà basata su un microcontrollore della famiglia dei dsPIC della Microchip, che integrerà tutte le periferiche e le funzionalità necessarie. Il sistema sarà in grado di comunicare verso l'esterno tramite collegamento seriale, gestire il controller dei magnetotorquer e dei motori tramite segnali PWM ed effettuare le letture dalla scheda dei sensori. Particolare attenzione sarà data alla compatibilità del sistema con l'ambiente spaziale, tramite lo sviluppo di un eventuale controller esterno basato sullo stesso tipo di tecnologia ma dotato di soluzioni che gli permettano di raggiungere un sufficiente grado di tolleranza ai guasti.

I.4: Linee guida del progetto

Una volta identificate le soluzioni tecnologiche adatte per implementare i sistemi richiesti, prima di poter procedere con la stesura del progetto, è stato necessario identificare alcune grandezze di partenza per poter effettuare un primo dimensionamento dei dispositivi e fissare dei margini entro cui muoversi.

In particolare, oltre alle specifiche già discusse in precedenza, per il dimensionamento dei sottosistemi si dovrà considerare, come sistema medio su cui dovrà operare il dispositivo, un satellite caratterizzato da un momento d'inerzia pari a $0.01 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$ uguale su tutti tre gli assi di rotazione.

Per quel che riguarda il consumo, il sistema dovrà mantenersi ovviamente il più basso possibile. È stato fissato un limite superiore di 100mW per ogni sottosistema, in modo da avere un riferimento in fase di dimensionamento.

I tempi di smorzamento delle velocità angolari impressi al rilascio del satellite non sono stati considerati una grandezza critica, ma in ogni caso da minimizzare il più possibile mantenendosi all'interno dei limiti di consumo sopra specificati.

Come detto, le dimensioni ideali della struttura dovranno essere di 50x50x50mm, mantenendo comunque l'ingombro complessivo in ogni caso al di sotto di 55x55x55mm.

Fissati tutti questi pre-requisiti, si è proceduto ad una fase di simulazioni teoriche che hanno permesso di ricavare il dimensionamento ottimale dei sottosistemi, verificarne le loro performance e limitazioni e testare i sistemi di controllo identificati.

Capitolo II: Simulazioni numeriche

In questa fase del progetto, un modello matematico implementato in Matlab ha permesso di effettuare un dimensionamento dei magnetotorquer da impiegare nel sistema, valutandone le caratteristiche minime, le prestazioni e le limitazioni.

Grazie a questo studio, sono state poi identificate le soluzioni commerciali che più si avvicinavano ai valori richiesti; nuovamente, le simulazioni sono state utilizzate per verificarne le reali performance.

Una successiva serie di simulazioni ha poi permesso di valutare il comportamento del sistema così tracciato in presenza di disturbi sulla parte sensoristica, potendo così stimare l'efficacia delle leggi utilizzate nelle reali situazioni di funzionamento.

II.1: Modello utilizzato

Per poter studiare gli effetti di attuatori posti su un satellite in orbita, è necessario disporre di un modello matematico del satellite che contenga gli effetti di tali attuatori, propagando nel tempo il suo stato e ricavando tutte le grandezze necessarie.

In una rotazione, gli angoli di Eulero (φ , θ , ψ) sono definiti dalle rotazioni, rispettivamente, attorno agli assi i , j e k . Date le possibili combinazioni di rotazioni attorno a questi assi, esistono 12 distinte rappresentazioni della matrice di rotazione di Eulero, dipendendo dagli assi attorno ai quali si eseguono le rotazioni in un determinato ordine.

Per implementare il propagatore si è scelto di utilizzare la rotazione denominata 3-1-3, tipicamente utilizzata in letteratura.

Il programma inizia definendo le condizioni iniziali: gli angoli tra il riferimento inerziale e il riferimento del corpo, le velocità di rotazione e le velocità di traslazione iniziali, la distanza dal centro della terra e il tempo di durata della simulazione.

Per quel che riguarda lo stato iniziale delle velocità angolari, si è considerato un modulo pari a 5 rotazioni al minuto orientato casualmente. Tramite la generazione di due valori casuali vengono quindi determinate due delle tre componenti angolari del vettore; la terza viene ricavata per differenza partendo dal modulo. In questo modo, ogni simulazione avrà una condizione di partenza diversa dalle altre, garantendo la validità delle differenze sequenze di test.

L'orbita scelta per comodità è di tipo polare, inclinata di 45° e, per semplicità, il campo magnetico è considerato di tipo dipolare.

La combinazione risultata essere più vantaggiosa risultante da simulazioni preliminari è caratterizzata da 500 spire e da un nucleo con permeabilità magnetica relativa pari a 2300.

A questo punto, tramite le funzioni di risoluzione numerica di equazioni differenziali di Matlab, viene propagato lo stato del satellite.

I nuovi dati risultanti saranno poi le condizioni iniziali del passo successivo.

II.2: Magnetotorquer

In questa prima fase ci si è limitati allo studio del comportamento del sistema di magnetotorquer, che rappresenta anche la parte più complessa dal punto di vista del sistema di controllo, lasciando per ultimo il test sull'efficacia delle ruote di momento, su cui era possibile agire con un numero estremamente limitato di parametri.

Per le bobine è stato quindi scelto un diametro ideale del filo, da cui si è ricavata la resistenza specifica. Utilizzando un diametro standard di nuclei ferromagnetici disponibili in commercio, si è quindi calcolato il numero di strati e la lunghezza di filo per ottenerli per un numero prefissato di spire, cercando un compromesso tra efficacia del magnetotorquer, dimensioni, peso e requisiti elettrici. Variando la permeabilità magnetica del nucleo è stato possibile aggiungere una ulteriore variabile al sistema.

La legge di controllo che si è deciso di utilizzare è la cosiddetta $-B\cdot$.

Il nome deriva dal fatto che, per determinare il campo magnetico da generare in ogni bobina, viene considerata la variazione del campo magnetico rilevata sugli assi perpendicolari alla bobina stessa, ossia la derivata, da cui il nome.

Infatti, se si considera un corpo in rotazione attorno all'asse Z, dotato di una bobina allineata lungo l'asse X e di un magnetometro lungo lo stesso asse, quest'ultimo misurerebbe un campo magnetico B_x .

In particolare, si otterrà che:

$$B_x = B_0 \cos \omega_z t$$

Di conseguenza, data la decisione di generare un campo magnetico proporzionale alla derivata del campo magnetico rilevato, risulta che:

$$M_x = -B_0 \omega_z \sin \omega_z t = -k B_x'$$

Il vettore risultante

$$\vec{M} \times \vec{B}$$

sarà un vettore orientato lungo l'asse Z , di modulo pari a $M_x B_y$.

Analogamente per l'asse Y , si ricava che il modulo del vettore risultante sarà pari a $-M_y B_x$.

Ossia, sommando i due contributi:

$$T_z = M_x B_y - M_y B_x$$

Lo stesso procedimento è ripetibile per gli altri assi di rotazione.

La legge può essere implementata in due modi diversi: proporzionale o così detta Bang-Bang.

Nel caso proporzionale, il campo magnetico generato dai magnetotorquer varia in maniera lineare adattandosi alla derivata del campo magnetico rilevato. Al contrario, nel caso Bang-Bang, gli attuatori vengono accesi alla massima potenza facendo scorrere la corrente in un verso o nell'altro, ottenendo sempre la coppia massima.

Dato che questa soluzione è un caso particolare della versione proporzionale, si è scelto di implementare quest'ultima e poi valutare successivamente il suo comportamento rispetto all'altra variante.

Dalle osservazioni svolte su simulazioni preliminari, è stato determinato un valore di k da inserire nella simulazione.

Questo parametro rappresenta il guadagno della correzione e, in termini concreti, rappresenta l'amplificazione in corrente delle misure ricavate dai magnetometri di bordo. Il valore di questo parametro è importante sotto vari aspetti: in primo luogo, non deve essere troppo basso per poter permettere di sfruttare il massimo valore di campo magnetico generato dalle bobine, evitando tempi troppo lunghi di smorzamento; d'altra parte, un valore di k troppo alto porterebbe ad una saturazione costante delle bobine e a possibili oscillazioni tanto nel sistema di controllo quanto nel sistema fisico stesso, attuando correzioni troppo brusche.

Un valore di k adeguato è quindi quello che permette di sfruttare a pieno gli attuatori nella prima fase di smorzamento, mantenendo però la corrente ad un valore accettabile quando le velocità angolari sono state in parte assorbite.

È da notare, infine, che questo scenario corrisponde all'attuazione della legge di controllo nella sua variante Bang-Bang per le prime fasi, riportandosi poi a puramente proporzionale nella parte restante del controllo.

Per verificare come le varie condizioni imposte da un sistema reale possano condizionare i risultati della simulazione, si è scelto di procedere per passi successivi: prima la simulazione è stata svolta in condizioni ideali, senza nessun tipo di limitazione imposta dai dispositivi impiegati; poi è stata effettuata una nuova serie di simulazioni introducendo limitazioni sulla corrente e discretizzando le

grandezze, come avviene in qualunque sistema digitale; infine, è stato introdotto il rumore nel sistema.

I paragrafi seguenti mostrano i risultati di dette campagne di simulazione.

II.3: Risultati delle prime simulazioni

Come detto, il primo set di simulazioni effettuate è stato caratterizzato dai seguenti punti:

- la corrente che percorre i magnetotorquer è stata limitata a 50mA per ciascun attuatore, per avere un consumo di potenza limitato ed inserire un valore compatibile con le caratteristiche elettriche identificate in fase preliminare, in particolare per quello che riguarda le resistenze in gioco;
- il tempo di simulazione è stato impostato pari a 60 orbite, per dare un tempo sufficiente al sistema di controllo di stabilizzare l'orbita senza eccedere nella lunghezza delle simulazioni;
- un modulo del vettore della velocità angolare iniziale pari a 5 rotazioni al minuto, un valore abbastanza realistico per il tipo di applicazioni in studio;
- magnetotorquer caratterizzati da 500 spire disposte su tre strati, avvolte su un nucleo di materiale ferromagnetico caratterizzato da una permeabilità relativa pari a 2400;
- legge di controllo degli attuatori magnetici $-B\cdot$, caratterizzata da una costante k pari a $5 \cdot 10^6$;
- momenti d'inerzia del satellite uguali su tutti tre gli assi e pari a $0.01 \text{Kg}\cdot\text{m}^2$.

Ulteriori dettagli relativi al realismo della simulazione in questa fase sono stati omessi, in quanto lo scopo che si vuole raggiungere è la verifica della capacità del sistema di assorbire la velocità angolare iniziale in tempi ragionevoli.

Questa prima fase ha previsto lo svolgimento di 298 simulazioni.

Le condizioni iniziali sono state generate in maniera casuale in tutte le simulazioni: una volta fissato il modulo della velocità angolare iniziale, le prime due componenti sono state ricavate in maniera casuale, mentre la terza è stata ottenuta per differenza. Matlab ha mostrato di possedere alcune limitazioni per la generazione di numeri random, in particolare la funzione *rand* mostra un comportamento *pseudorandom*, dato che in alcune circostanze restituisce la stessa sequenza di valori: la funzione di generazione delle condizioni iniziali è stata adattata in modo da tenerne conto, garantendo valori sempre diversi. Questo problema, tuttavia, ha permesso di verificare il determinismo della simulazione sviluppata: ad uguali condizioni iniziali, si è sempre ottenuto lo stesso risultato.

I grafici in figura II.1 mostrano la distribuzione delle condizioni iniziali per le simulazioni:

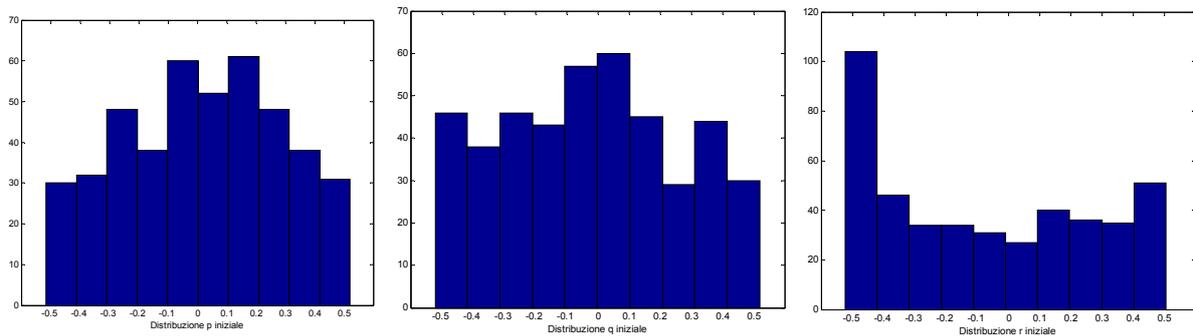


Figura II.1: Distribuzione delle condizioni iniziali delle simulazioni

Prendendo quindi come esempio del tutto generico i risultati di una qualunque delle simulazioni, di seguito si commenta l'andamento delle varie grandezze significative.

In primo luogo, è interessante notare l'andamento delle velocità angolari lungo il tempo dell'orbita:

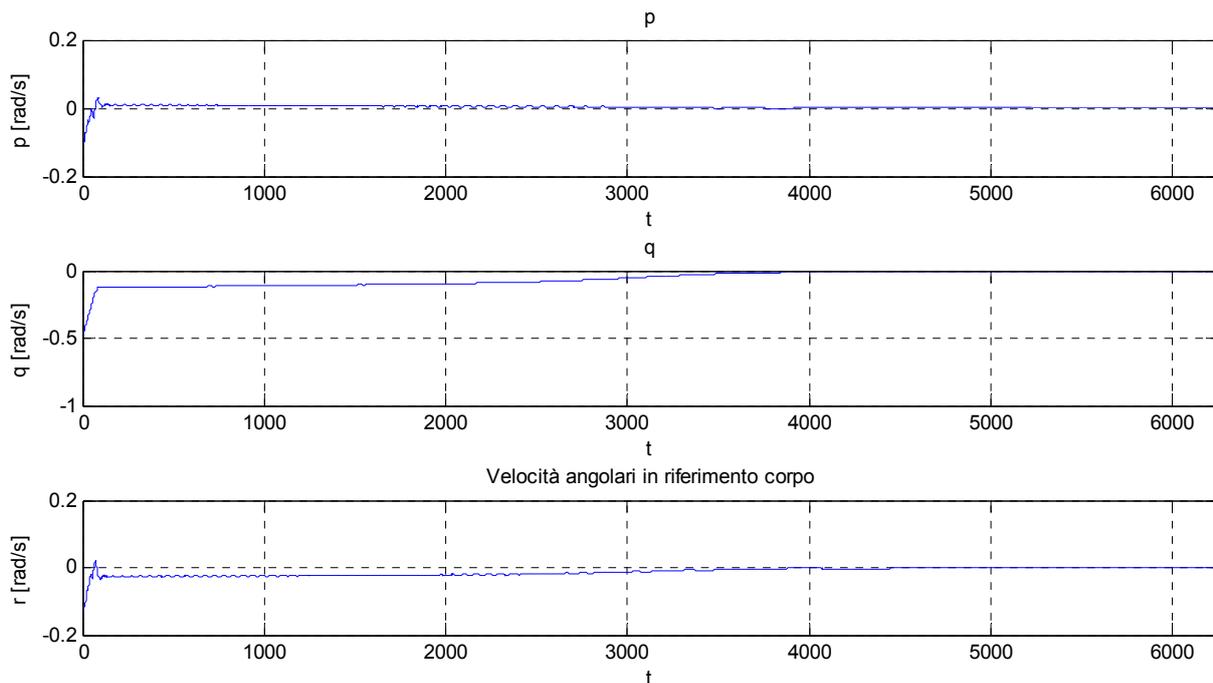


Figura II.2: Andamento delle velocità angolari durante una simulazione

L'asse x riporta il tempo della simulazione, mentre gli assi y riportano p , q ed r in rad/sec, ossia le velocità angolari sui tre assi del satellite. L'immagine riporta solo la parte iniziale della simulazione, in quanto durante tutto il resto delle orbite simulate non avvengono cambiamenti.

Si può notare come la velocità finale non sia pari a zero: questo fatto non deve stupire, perché il satellite si muove all'interno del campo magnetico, che a sua volta ruota.

Il punto di partenza di queste velocità è quello ricavato tramite la generazione delle condizioni iniziali descritte in precedenza. Come si vede chiaramente dai grafici, in una prima fase queste velocità vengono rapidamente smorzate, per poi decrescere in maniera più graduale fino sostanzialmente ad annullarsi circa a metà del tempo di simulazione.

Un chiarimento su questo tipo di comportamento viene dato dalla comparazione di questo grafico con quello della corrente consumata dagli attuatori magnetici:

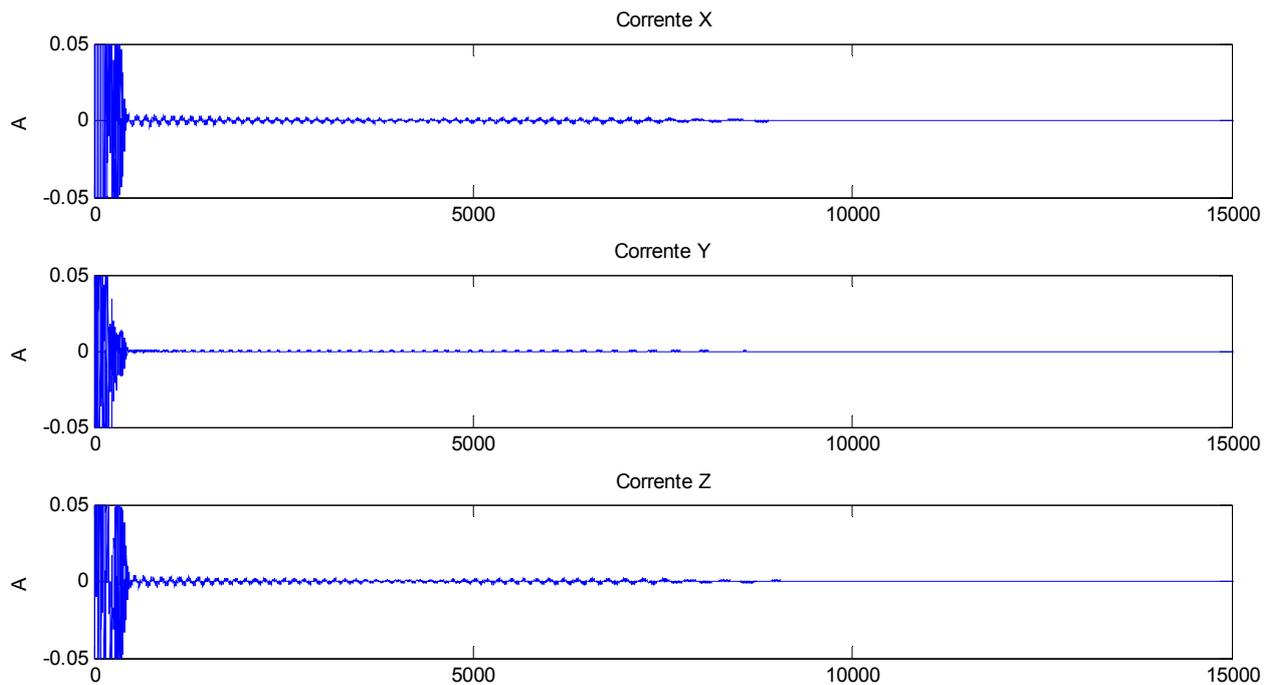


Figura II.3: Andamento della corrente durante una simulazione

Come si evince dalla figura II.3³, la fase di rapido smorzamento delle velocità angolari corrisponde alla fase in cui le rapide variazioni del campo magnetico registrate dal satellite, unite all'ampiezza della costante k scelta per la legge di controllo, portano la corrente a raggiungere il valore massimo, saturando così le bobine. In questa fase, la legge di controllo si comporta nello stesso modo descritto dalla sua variante chiamata Bang-Bang, imponendo la corrente massima in un senso o nell'altro a seconda del verso della variazione del campo magnetico.

³ Mentre l'asse Y riporta chiaramente il valore della corrente in A, l'asse X non rappresenta il tempo, come succedeva nel grafico precedente, ma il numero di risultati restituiti dalla funzione di Matlab per la risoluzione delle equazioni differenziali, che non corrispondono ad intervalli di tempo uniformi. In altre parole, se l'inizio e la fine del grafico coincidono con il tempo iniziale e finale della simulazione, questo non è vero per i punti intermedi: con la diminuzione delle velocità angolari e la riduzione della forza esercitata dal sistema di controllo, la simulazione tende a considerare intervalli di tempo sempre più ampi tra una soluzione e la successiva, arrivando al punto da saltare in un solo passaggio dal momento in cui si annullano le velocità angolari al tempo finale della simulazione. Questo comporta una distorsione del grafico delle correnti, che deve essere interpretato in maniera corretta per non cadere in equivoci.

Con il passare del tempo, la diminuzione delle velocità angolari porta alla diminuzione della derivata del campo magnetico, diminuendo di conseguenza la corrente che percorre le bobine. In questa seconda fase, avviene lo smorzamento più lento delle velocità angolari.

Tramite l'analisi di questo grafico diventa anche più chiaro determinare se le velocità siano state annullate realmente o meno: come si vede, una quantità di corrente residua passa sempre nelle bobine. Questo è dovuto a due fattori: in primo luogo, il raggiungimento di una posizione di quiete assoluta è asintotico, in quanto in questa simulazione ideale la forza applicata dal sistema è proporzionale all'ampiezza delle variazioni di B registrate, e di conseguenza al diminuire di queste, diminuirà anche la forza del controllo; in secondo luogo, la stessa rotazione del satellite attorno alla Terra porta ad una variazione del campo magnetico che tende ad essere compensata dal sistema. Interessante è anche notare l'andamento della potenza istantanea consumata dai magnetotorquer, mostrata nel grafico seguente:

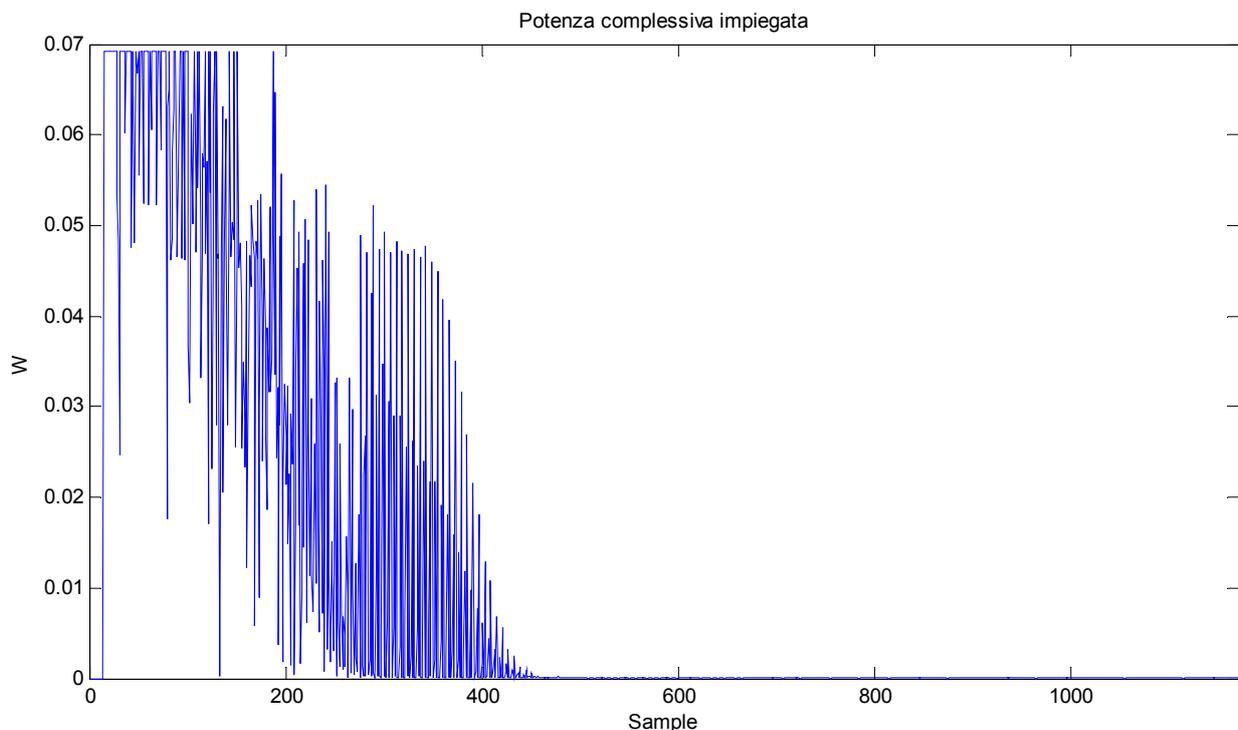


Figura II.4: Potenza impiegata durante una simulazione

Dopo un picco iniziale, limitato a 70mW nel caso delle tre bobine accese contemporaneamente al massimo della corrente, la potenza decresce rapidamente fino ad essere dell'ordine del milliwatt già nella prima metà del tempo di simulazione.

In base a quanto detto, per determinare il tempo di smorzamento delle velocità angolari, non era necessario considerare il momento in cui fossero andate stabilmente a zero. Per questo, è stato

scelto di considerare il tempo dopo il quale tutte tre le velocità angolari fossero state ridotte al di sotto di una soglia prefissata, scelta nel 5% della minima velocità angolare iniziale.

Mediando i risultati ottenuti per tutte le simulazioni, è stato determinato che il sistema fosse in grado di assorbire le velocità angolari impresse al momento della separazione dal vettore –secondo la definizione appena data- mediamente in circa 6074 secondi.

II.4: Simulazioni dell'effetto del rumore sul sistema di controllo

I risultati ottenuti con il primo set di simulazioni non hanno reso necessarie modifiche nei parametri del sistema di controllo. Le bobine, con le spire e il nucleo stabiliti, hanno dimostrato di essere sufficienti per smorzare le velocità angolari in un tempo adeguato, mentre la costante della legge di controllo è stata calibrata in maniera equilibrata.

Il passaggio successivo è stato quindi quello di introdurre alcuni aspetti nella simulazione per aumentarne il realismo.

In particolare, porre un limite minimo alla corrente imposta sulle bobine ed introdurre una sorgente di rumore all'interno del sistema di controllo.

Per quel che riguarda il limite minimo della corrente, le ragioni derivano dal fatto che il sistema sarà controllato in maniera digitale e, di conseguenza, ogni valore di corrente dovrà essere un multiplo di una unità minima. In questo caso, semplicemente, si è considerato un sistema a 12 bit, comune alla maggior parte delle famiglie di microcontrollori che si è presa in considerazione per l'implementazione del sistema, e si è stabilito come valore minimo della corrente:

$$I_{\min} = 60 \cdot 10^{-3} / 4096$$

ossia, considerando 60mA come corrente massima assoluta imponibile con 12 bit, il valore corrispondente ad "1".

Discorso più complesso merita la caratterizzazione del rumore.

Data la scelta di integrare all'interno del sistema di controllo anche la parte sensoristica, si è cercato una soluzione integrata che incorporasse i magnetometri e che potesse facilmente essere interfacciata con il microcontrollore.

Sono stati scelti a questo scopo i sensori magnetici HMC1021 e HMC1022, prodotti dalla Honeywell, capaci di operare su un ampio intervallo di campi magnetici, con una uscita analogica e dal guadagno regolabile.

La documentazione a disposizione riporta la densità spettrale che caratterizza questo tipo di sensori⁴, permettendo di ricavare il valore picco-picco del rumore bianco in un intervallo di banda desiderato.

In questo modo, conoscendo le specifiche del campo magnetico che si andranno a misurare, le specifiche elettriche e avendo una stima delle frequenze di campionamento, è stato possibile modellare un rumore bianco caratteristico di questi sensori all'interno della simulazione di Matlab.

Accanto a questo, è stata presa in considerazione anche una ulteriore fonte di rumore nelle letture effettuate, ossia l'incertezza della lettura del convertitore analogico-digitale. A causa della sua implementazione, un convertitore AD ha sempre una incertezza sull'ultima cifra, che porta ad una variazione di un bit nella lettura. Accanto quindi alla sorgente di rumore bianco è stato considerato anche questo effetto, introducendo una variazione casuale pari all'ampiezza di un bit all'interno della lettura che viene passata alla legge di controllo.

I risultati delle simulazioni effettuate sono stati soddisfacenti.

La variazione della velocità angolare, mostrata in figura II.5, non è stata regolare come nel caso precedente, e ha comportato un aumento dei tempi di smorzamento delle velocità angolari iniziali.

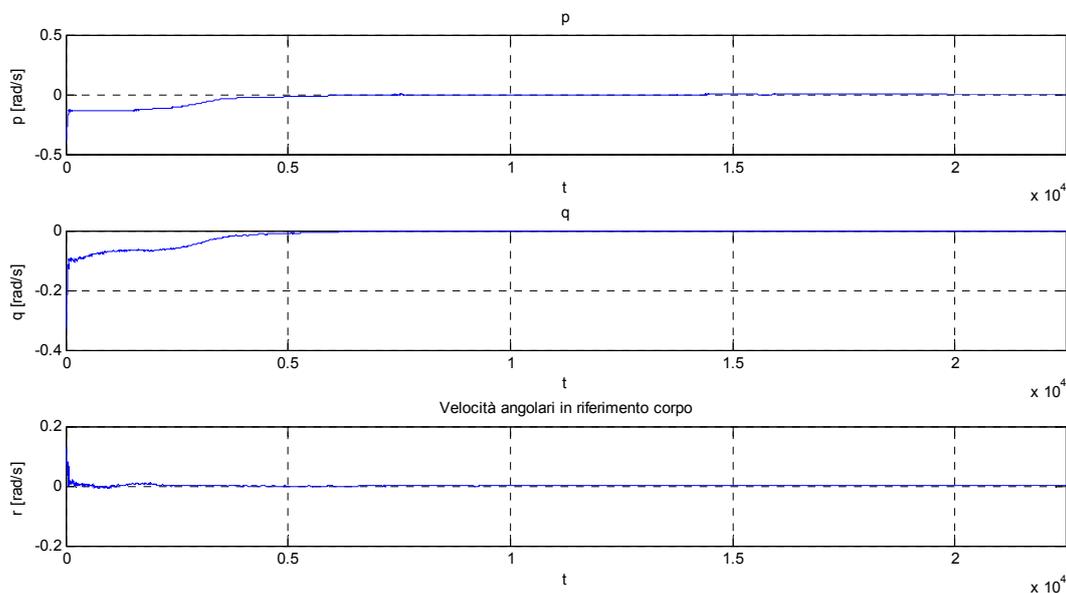


Figura II.5: Andamento delle velocità angolari durante una simulazione

Abbastanza diverso dal caso precedente, è stato anche il comportamento della corrente, che ha mostrato oscillazioni molto più ampie, dovute al fatto che, più il campo magnetico riduceva le sue variazioni, più pesavano sulla lettura le variazioni dovute al rumore sulla lettura.

⁴ HMC1001/1002/1021/1022 Datasheet, pag. 7 e ss.

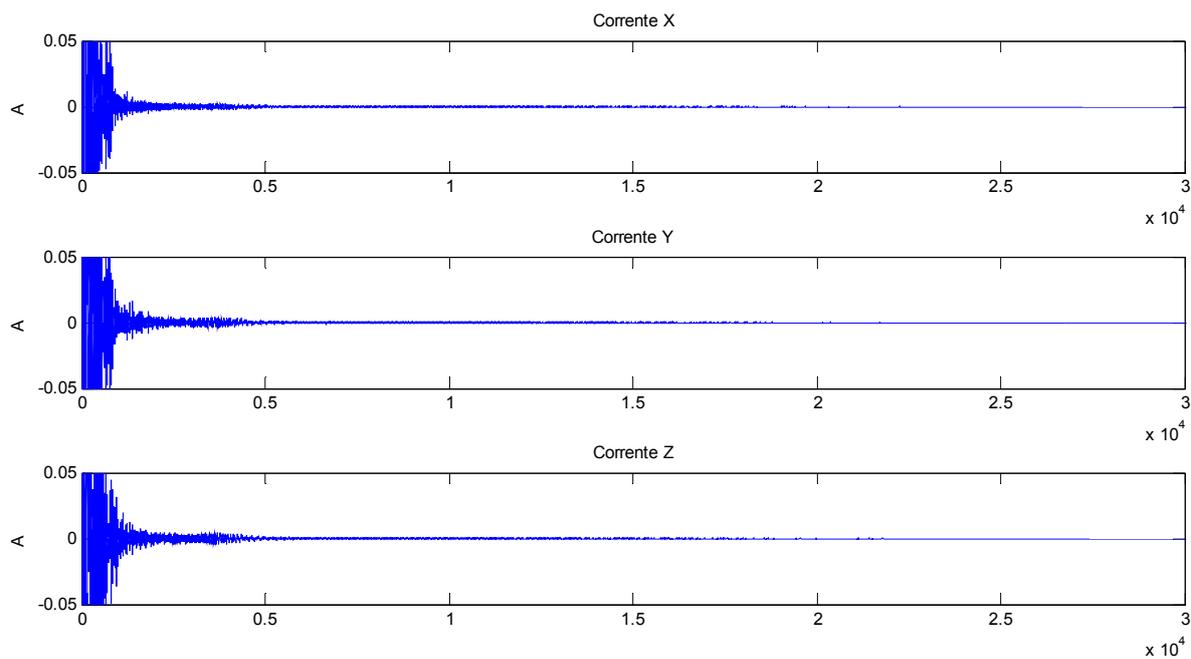


Figura II.6: Andamento della corrente durante una simulazione

Si nota, comunque, che l'introduzione di una corrente minima al di sotto della quale non è possibile andare comporta la cessazione del controllo raggiunta una sufficiente attenuazione delle velocità angolari.

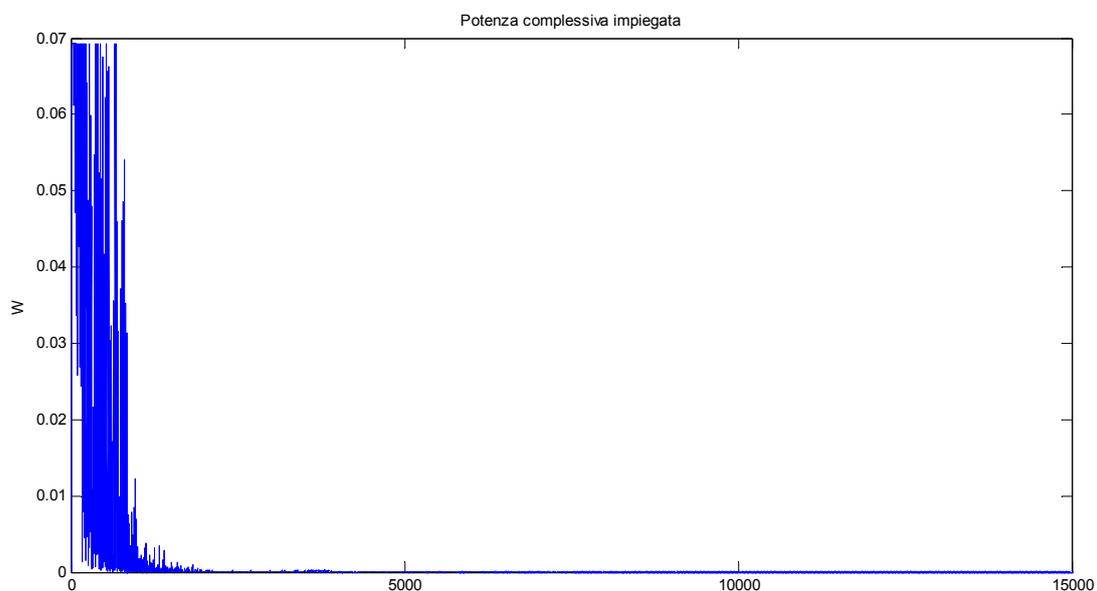


Figura II.7: Andamento della potenza durante una simulazione

L'introduzione del rumore comporta un aumento della potenza impiegata a causa dell'allungamento, seppur limitato, dei tempi necessari per raggiungere il termine della fase di controllo.

Questi risultati indicano la probabile necessità di inserire un filtraggio software nelle letture in fase di implementazione delle routine di lettura dei valori del campo magnetico, per cercare di mediare e quindi attenuare gli effetti dovuti all'incertezza intrinseca del sistema di acquisizione e del rumore.

È stato quindi svolto lo stesso tipo di studio del caso precedente sul tempo di smorzamento considerando il 5% della velocità minima iniziale come limite, ottenendo come risultato un valore medio di circa 7270 secondi, con un prevedibile leggero peggioramento delle prestazioni, senza con questo inficiare la funzionalità del sistema.

II.5: Simulazioni con grandezze discrete

Una ulteriore maniera per aumentare il realismo della simulazione è quello di considerare grandezze discrete invece che continue.

Per la stessa natura digitale del sistema di controllo, i valori delle correnti e le letture del campo magnetico non saranno continui, ma multipli di valori discreti.

Per verificare l'impatto di questa caratteristica sul sistema di controllo, la simulazione è stata modificata per tenerla in conto.

Tutte le variabili sono state quindi *digitalizzate* considerando una risoluzione di 12 bit per l'ADC e per le correnti, in base alle stesse considerazioni esposte nel paragrafo precedente.

I risultati non hanno mostrato particolari cambiamenti. Nelle simulazioni, si nota una leggera irregolarità nell'andamento delle velocità angolari all'inizio:

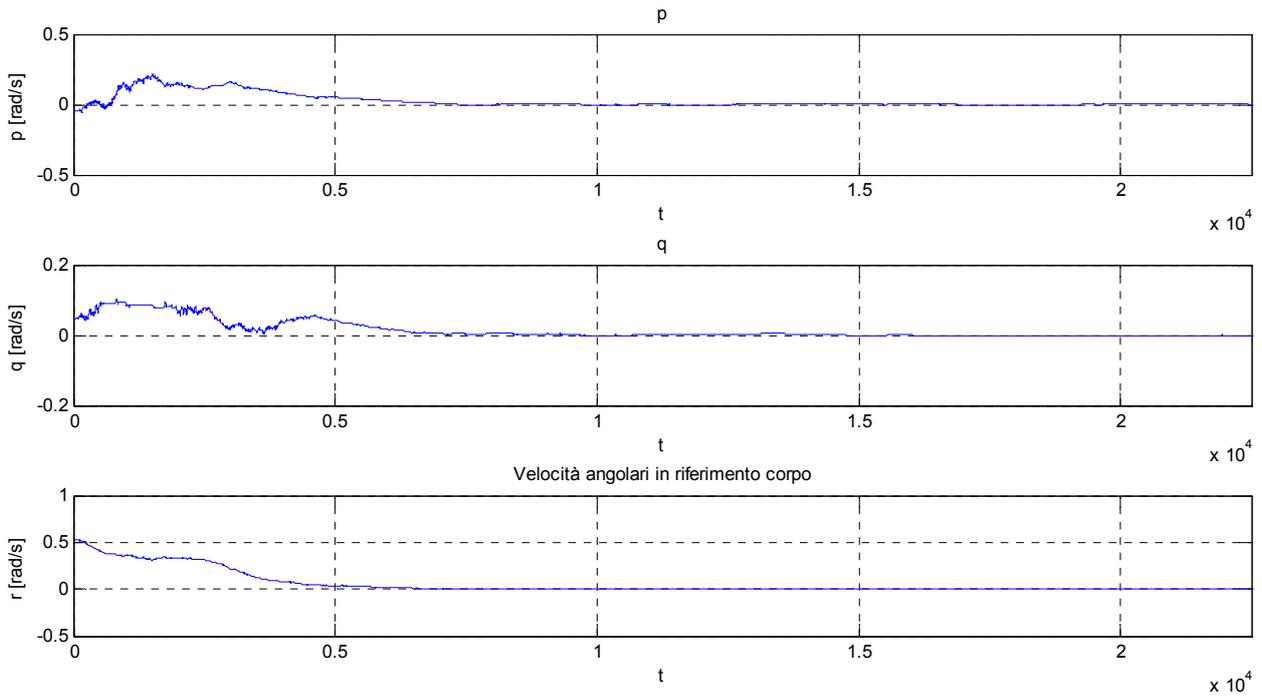


Figura II.8: Andamento delle velocità angolari durante una simulazione

Si nota invece un andamento abbastanza diverso nelle correnti, rispetto ai casi precedenti:

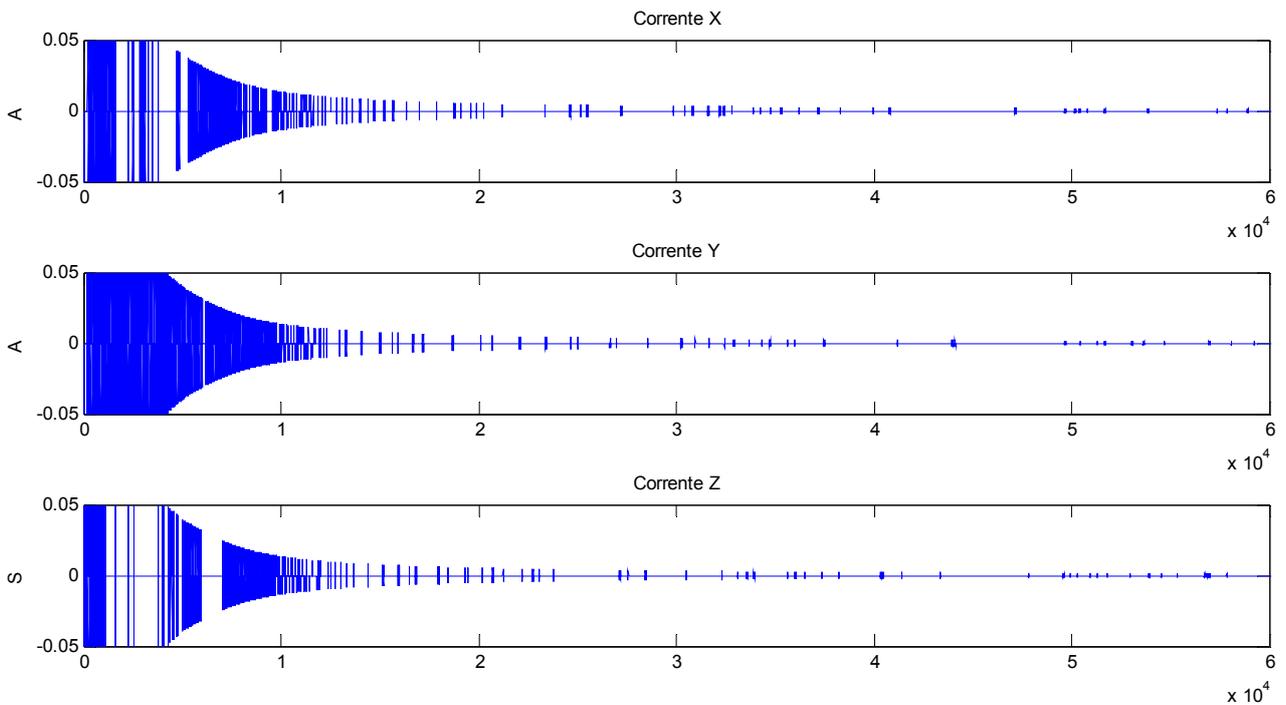


Figura II.8: Andamento delle correnti durante una simulazione

Un dettaglio del grafico delle correnti mostra l'effetto della discretizzazione sul controllo:

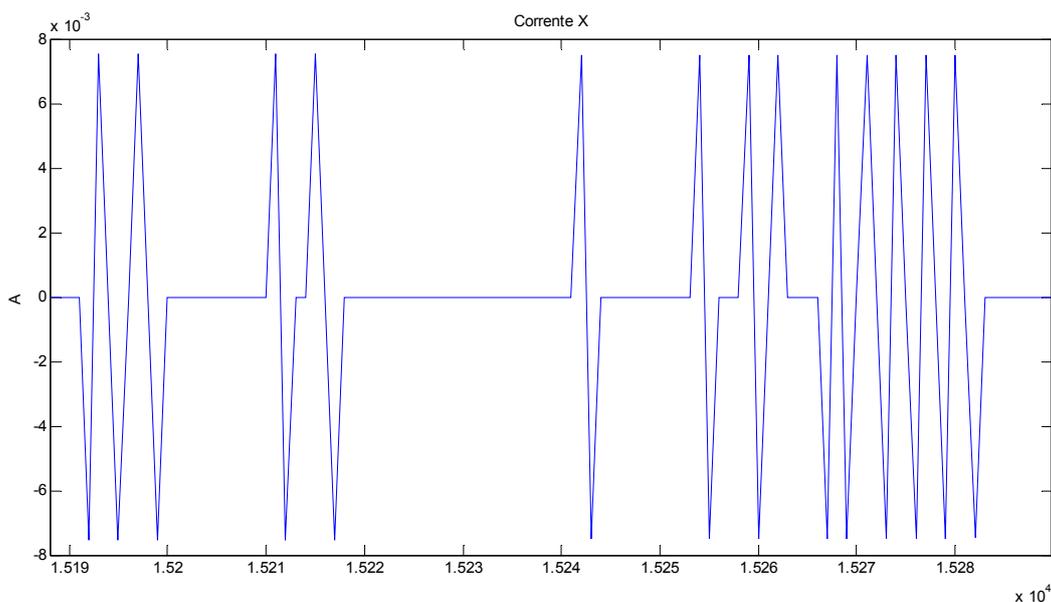


Figura II.9: Dettaglio dell'andamento delle correnti per il caso discretizzato

Come si vede chiaramente dalla figura II.9, i valori assunti dalle correnti non sono continui ma procedono a salti, ognuno dei quali rappresenta un bit di risoluzione.

Applicando gli stessi criteri per ricavare un tempo di assestamento del sistema a queste simulazioni, si è ottenuto un tempo medio di assorbimento delle velocità angolari iniziali pari a 7826 secondi, con un ulteriore aumento rispetto al caso precedente, mantenendo comunque intatta la funzionalità del sistema. La distribuzione dei risultati finali è mostrata in figura II.10:

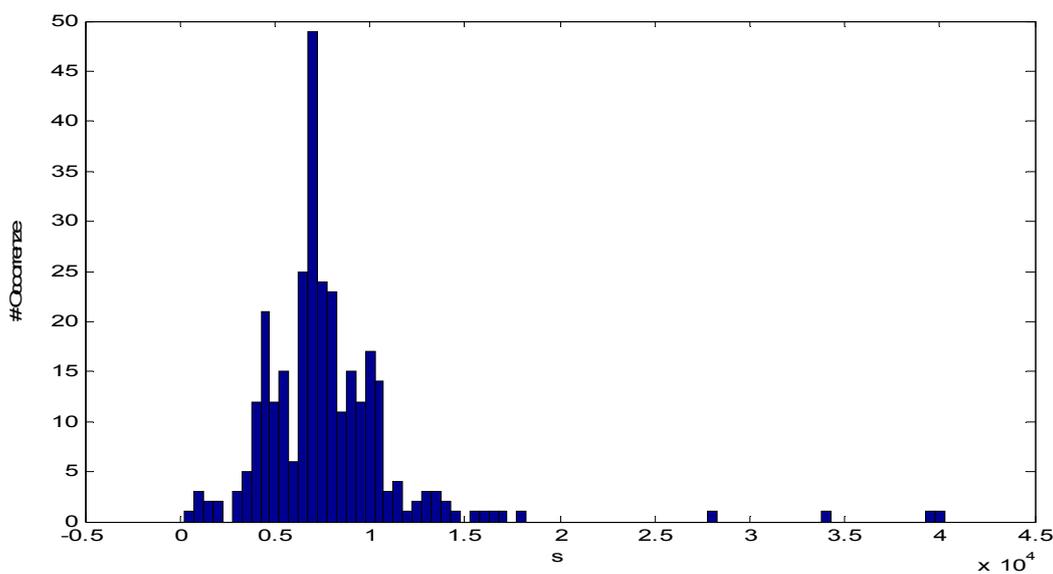


Figura II.10: Distribuzione dei tempi di smorzamento al termine della campagna di simulazioni

Nel grafico si notano alcuni campioni distribuiti al di fuori del gruppo principale, corrispondenti a simulazioni che hanno impiegato più tempo rispetto alle altre per convergere secondo i parametri che sono stati fissati. Questi casi, in realtà, non corrispondono a situazioni in cui il sistema di controllo non ha funzionato, bensì a simulazioni in cui almeno una delle componenti delle velocità iniziali era molto vicina allo zero. Bisogna ricordare, infatti, che è stato scelto come parametro per determinare il tempo di smorzamento delle velocità iniziali il tempo necessario al sistema per portare tutte le componenti al di sotto del 5% della più piccola: nel caso in cui una di queste fosse vicina allo zero, risulta impossibile per il sistema di controllo ridurla ulteriormente, essendo limitato dalla velocità di rotazione del satellite attorno alla terra e dalla conseguente rotazione del campo magnetico.

II.6: Considerazioni finali sulle simulazioni dei magnetotorquer

In conclusione, le simulazioni relative al sistema di controllo magnetico hanno mostrato la buona capacità del sistema che è stato delineato di attenuare le velocità angolari iniziali impresse al satellite in un tempo finito e ragionevolmente breve.

Le performance che si evincono da queste simulazioni chiaramente peggiorano man mano che si inseriscono fattori di disturbo e limitazioni, dalla presenza di rumore alla digitalizzazione delle variabili, restando tuttavia all'interno di margini accettabili.

È stata inoltre scartata la possibilità di limitare il verso di scorrimento della corrente all'interno degli attuatori magnetici, poiché le simulazioni mostravano l'incapacità del sistema di raggiungere uno stato di equilibrio nei tempi massimi impostati.

Visto l'esito delle simulazioni, si sono quindi validati i parametri fisici dei magnetotorquer per poter iniziare lo sviluppo dell'elettronica di controllo.

II.7: Simulazione delle ruote di momento

Se da una parte il sistema di controllo magnetico dovrà entrare in azione durante le prime orbite del satellite, quando il rilascio dal vettore imprime una velocità di rotazione casuale al sistema, le ruote di momento svolgono una funzione molto diversa.

Una volta infatti che il satellite si sia stabilizzato e le perturbazioni iniziali siano state assorbite, le manovre orbitali saranno effettuate tramite le ruote di momento.

Mettendo in rotazione una ruota, questa accumula momento angolare; per il principio di azione e reazione, il supporto a cui si trova vincolata riceverà una rotazione in verso opposto e inversamente proporzionale alla sua inerzia.

Per far ruotare quindi un satellite attorno ad un suo asse, sarà sufficiente mettere in moto la ruota corrispondente: durante la fase di accelerazione, il satellite comincerà a ruotare in senso opposto alla ruota con una accelerazione pari alla coppia data dal motore divisa per il momento d'inerzia del satellite stesso intorno all'asse di rotazione. Mantenendo la ruota ad una velocità fissa, la rotazione del satellite proseguirà in maniera costante. Infine, decelerando la ruota fino a riportarla a velocità nulla, il satellite decelererà ugualmente fino a fermarsi.

Per poter effettuare una simulazione di questa manovra è stato necessario disporre di un primo modello della ruota da applicare al motore per poterne calcolare il momento d'inerzia.

A causa delle forti limitazioni di tipo dimensionale e strutturale, la scelta di un disco con una corona circolare di spessore maggiore all'esterno è stata praticamente obbligata.

Dopo aver disegnato una ruota che fosse compatibile con i requisiti di dimensioni richiesti, è stato utilizzato il programma CATIA per calcolarne le caratteristiche fisiche:

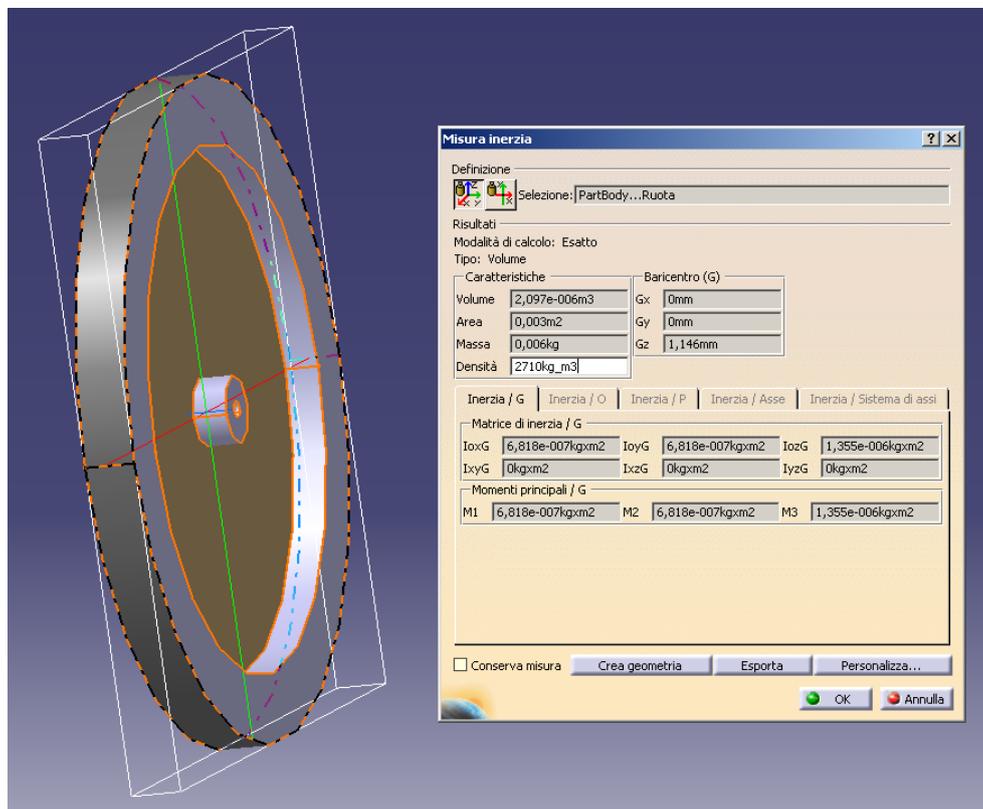


Figura II.11: Caratteristiche della ruota di momento calcolate tramite il programma CATIA

Il momento d'inerzia risultante per l'asse di rotazione è pari a $1.335 \cdot 10^{-6} \text{Kgm}^2$, per una ruota costruita in alluminio.

Continuando a considerare i momenti d'inerzia del satellite pari a 0.01Kgm^2 come fatto finora, si è sviluppato un programma Matlab che simulasse una operazione di rotazione attorno ad un asse.

Inserendo l'angolo di rotazione desiderato, viene calcolato il profilo di velocità della ruota, del satellite e l'angolo raggiunto.

Per esempio, richiedendo una rotazione di 2π radianti, la figura seguente mostra i risultati.

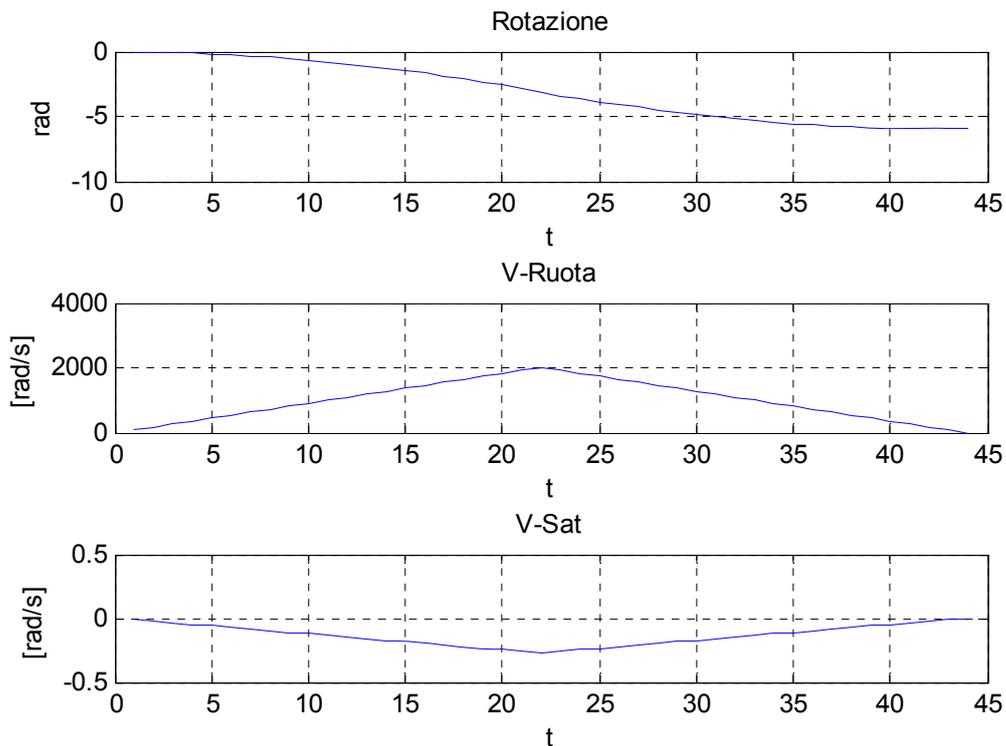


Figura II.12: Risultato delle simulazioni di una manovra effettuata tramite la ruota di momento senza saturazione della stessa

In un tempo di poco meno di 45 secondi, con una coppia massima fornita dal motore di 0.000124Nm , la ruota viene portata ad una velocità di 2000rad/sec per poi tornarsi a fermare, mentre il satellite raggiunge una velocità angolare di circa 0.25rad/sec .

Questa simulazione mostra chiaramente la capacità della sistema di manovra di agire sul satellite in tempi brevi e con buone performance, lasciando un buon margine di manovra.

Nel caso in cui la rotazione richiesta superi quella raggiungibile prima della saturazione della ruota, per esempio limitando la velocità massima raggiungibile ad un valore inferiore a quanto fatto finora, invece, il comportamento è quello mostrato in figura II.13.

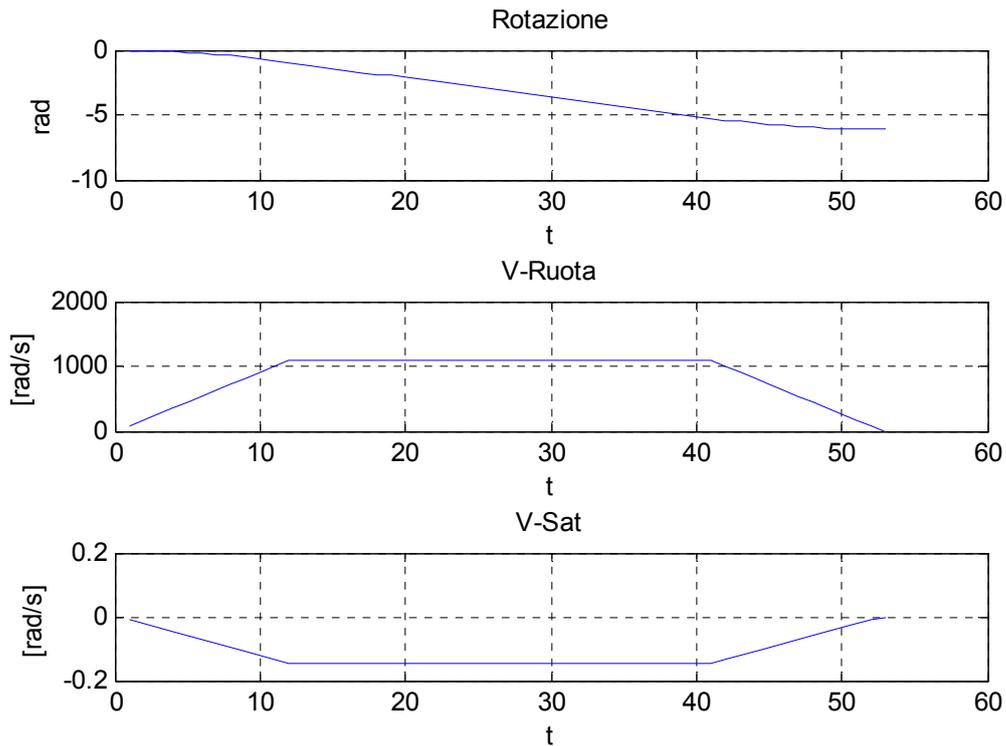


Figura II.13: Risultato delle simulazioni di una manovra effettuata tramite la ruota di momento con la saturazione della stessa a 1000 giri al minuto

In questo caso, la velocità di rotazione della ruota è stata limitata a 1000rad/sec. La ruota accelera fino ad raggiungere la sua velocità massima possibile, quindi mantiene la velocità costante. In questa fase la rotazione del satellite avviene a velocità costante, fino al momento in cui la ruota ricomincia a decelerare per fermarsi.

In conclusione, la ruota così dimensionata si è rivelata capace di soddisfare pienamente le necessità del sistema di controllo e potrà essere implementata senza modifiche.

Capitolo III: Soluzioni identificate dalle simulazioni teoriche

Nel presente capitolo sono riassunte le caratteristiche dei sistemi di controllo emerse dalle simulazioni teoriche riportate in precedenza, descrivendo inoltre le caratteristiche tecniche dei relativi circuiti di pilotaggio che si evincono da esse.

III.1: Magnetotorquer, caratteristiche fisiche

In base ai risultati ottenuti in fase di test, le seguenti caratteristiche sono state fissate per i magnetotorquer:

- Diametro del nucleo: 6mm
- Lunghezza del nucleo: 45mm
- Diametro del filo degli avvolgimenti: 0.239mm
- Resistenza specifica del filo: 0.5441 Ω /m
- Resistenza dell'avvolgimento: $\sim 9.2 \Omega$
- Numero di spire: 500
- Lunghezza dell'avvolgimento: 40mm
- Permeabilità magnetica del nucleo: 2300
- Corrente massima: 50mA

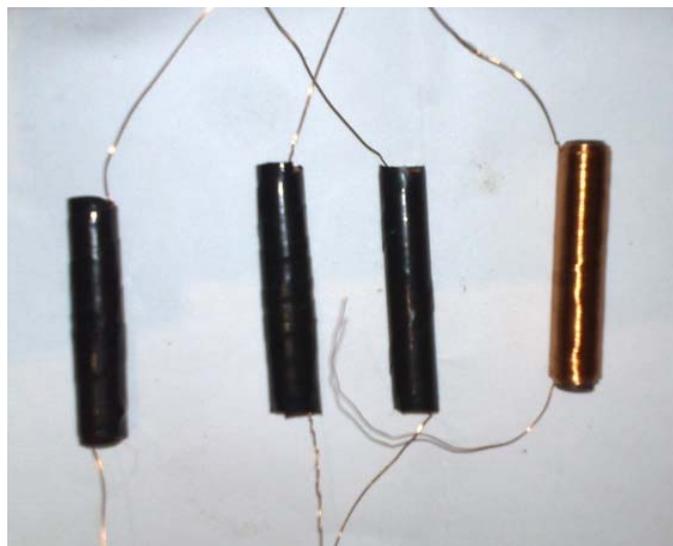


Figura III.1: Magnetotorquer realizzati

La figura III.1 mostra un primo set di magnetotorquer prodotti da impiegare nel prototipo del sistema di controllo.

III.2: Magnetotorquer, requisiti del sistema di controllo

Dalle caratteristiche precedentemente esposte, emergono i primi requisiti sul sistema di controllo delle bobine.

Innanzitutto si può osservare che la combinazione tra la corrente massima, pari a 50mA, e la resistenza media degli avvolgimenti, pari a circa 9.2 Ω , comporta una tensione minima di lavoro estremamente ridotta, nell'ordine dei 500mV. Questo significa che fondamentalmente qualunque tipo di tensione di alimentazione e di sistema di controllo della stessa saranno adatti allo scopo.

D'altra parte, la ridotta corrente permette l'utilizzo di un sistema di regolazione di tipo lineare senza compromettere l'efficienza energetica del circuito stesso.

Questo comporta l'ulteriore vantaggio di evitare circuiti di commutazione all'interno di questo sottosistema, che avrebbero potuto generare disturbi accoppiati ai magnetotorquer.

Durante le simulazioni teoriche è stata confermata la necessità di permettere lo scorrimento della corrente in entrambi i sensi. Di conseguenza, il circuito dovrà essere dotato di una sezione capace di invertire i collegamenti del carico oppure di applicare una tensione negativa e una positiva.

Nonostante la prima soluzione comporti una maggiore complessità circuitale, la necessità di una sola alimentazione rende il sistema estremamente più flessibile rispetto all'alternativa. Per questa ragione, si è deciso di seguire questa strada durante l'implementazione, utilizzando un sistema simile a quello utilizzato per la realizzazione delle bobine di Helmholtz utilizzabili per la fase di test⁵.

III.3: Ruota di momento, caratteristiche fisiche

Essendo l'intero progetto estremamente limitato nelle dimensioni fisiche, sono state identificate le seguenti caratteristiche per le ruote di momento, senza praticamente la possibilità di modifiche:

- Diametro della ruota: 19,5mm
- Spessore della corona esterna: 3mm
- Larghezza della corona esterna: 4mm
- Spessore del piano centrale: 1mm

⁵ *Design, Manufacturing and Test of a Real Time Three-Axis Magnetic Field Simulator*, Fabrizio Piergentili, Gian Paolo Candini e Marco Zannoni, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 12/2007

- Materiale: alluminio

Il motore da abbinare alla ruota è stato scelto in base a due requisiti: che fosse di tecnologia brushless e che fosse estremamente sottile.

In base a queste caratteristiche, la scelta quasi obbligata è caduta su un modello prodotto dalla tedesca Faulhaber, basato nella tecnologia Penny-Motor, la cui struttura è mostrata in figura III.2⁶.

Si tratta di un tipo di motore brushless estremamente sottile, dallo spessore di soli 2mm. Dai dati forniti dal produttore, risulta che sia dotato di una coppia massima di 0.16mNm e di una velocità massima in assenza di carico di più di 41000 rpm. La tensione di alimentazione è compresa tra 4 e 6V, rendendolo compatibile con una tensione di 5V utilizzabile per tutto il circuito di controllo.

Il consumo estremamente ridotto, di 0.902mNm/A, lo rende ottimo per i requisiti di basso consumo comuni a tutti i sottosistemi del sistema di controllo.

Con un peso di un solo grammo e un diametro del rotore di 11mm si integra perfettamente nella struttura meccanica.

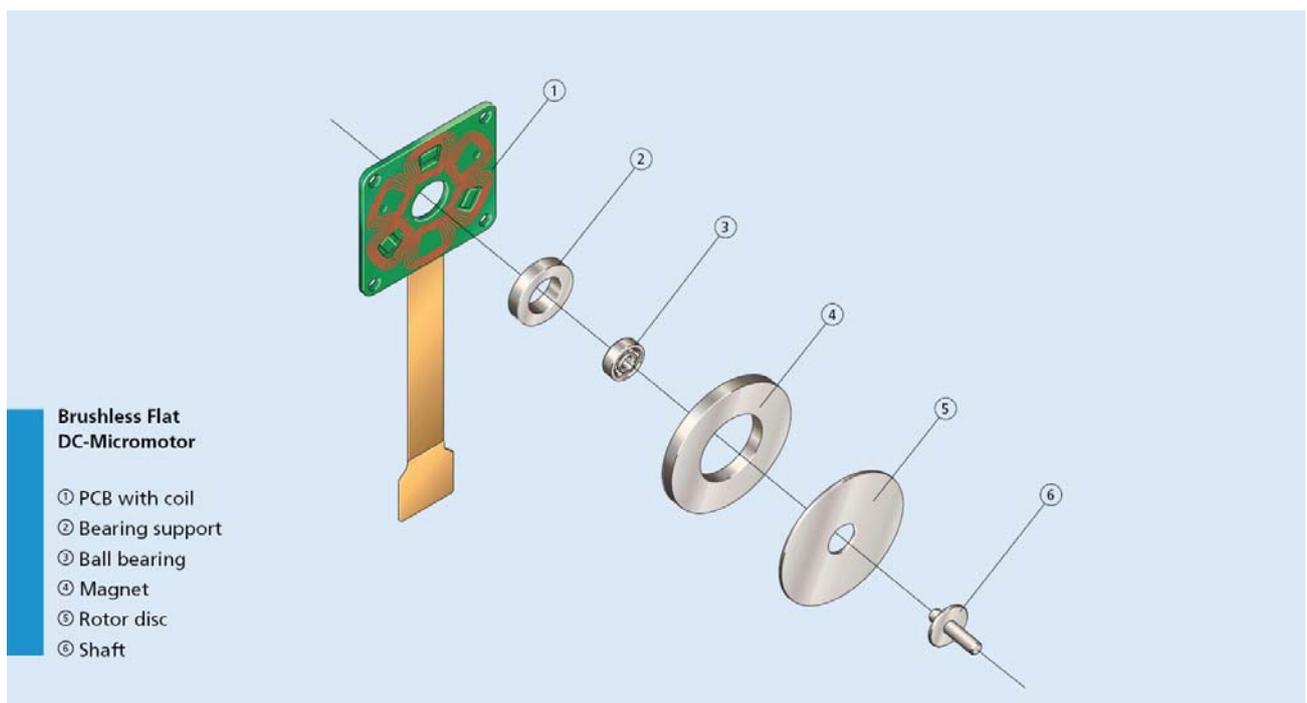


Figura III.2: Schema meccanico dei micromotori brushless

Con queste caratteristiche, le simulazioni hanno dimostrato la capacità delle ruote di momento di far realizzare ad un satellite su cui sia montato il sistema di controllo una rotazione su un proprio asse

⁶ Faulhaber Technical Information manual, pag. 21.

in tempi brevi e utilizzando solo una parte del potenziale della ruota di momento, evitandone la saturazione.

III.4: Ruota di momento, requisiti del sistema di controllo

Per quel che riguarda il circuito di controllo della scheda, esso dovrà essere formato da una parte capace di gestire adeguatamente i profili di velocità del motore in modo da ottimizzarne il funzionamento e dall'altra dal driver di potenza vero e proprio.

Per quel che riguarda quest'ultimo, la stessa ditta che produce il motore fornisce un driver che può essere facilmente integrato all'interno di altri circuiti. Si tratta di un piccolo circuito, mostrato in figura III.3⁷, compatibile con le dimensioni di uno zoccolo DIP8.



Figura III.3: Driver di potenza dei micromotori

Questo driver riceve in ingresso un segnale la cui polarità indica la direzione di rotazione, la tensione di alimentazione degli avvolgimenti e un segnale la cui frequenza corrisponde alla frequenza di rotazione del motore divisa per 4, ossia per il numero di coppie di avvolgimenti presenti, e fornisce in uscita direttamente i collegamenti per le fasi del motore.

⁷ Faulhaber BLD05002S Operating Instructions

Di conseguenza, il circuito di controllo dovrà essere in grado di fornire un segnale ad onda quadra, variabile in frequenza, per controllare la velocità di rotazione. Per fare questo si utilizzeranno delle uscite PWM senza variare il duty cycle ma agendo solo sulla frequenza.

III.5: Test del motore della ruota di momento

Per poter effettuare una verifica pratica del funzionamento del motore, è stato acquistato lo starter kit fornito dall'azienda, che comprende un esemplare del motore descritto precedentemente, il relativo driver e una piccola scheda di interfaccia in grado sia di generare tutti i segnali necessari al funzionamento del motore, sia di riceverli in ingresso per testare il comportamento del motore controllandolo con una sorgente di segnale esterna.

Utilizzando questa seconda configurazione, è stato allestito un banco di prova per mettere in funzione il motore e verificarne i limiti.

La scheda è stata alimentata a 4V, impostando la piena tensione di alimentazione agli avvolgimenti del motore.

Per regolare la velocità di rotazione è stato poi collegato un generatore di funzioni.

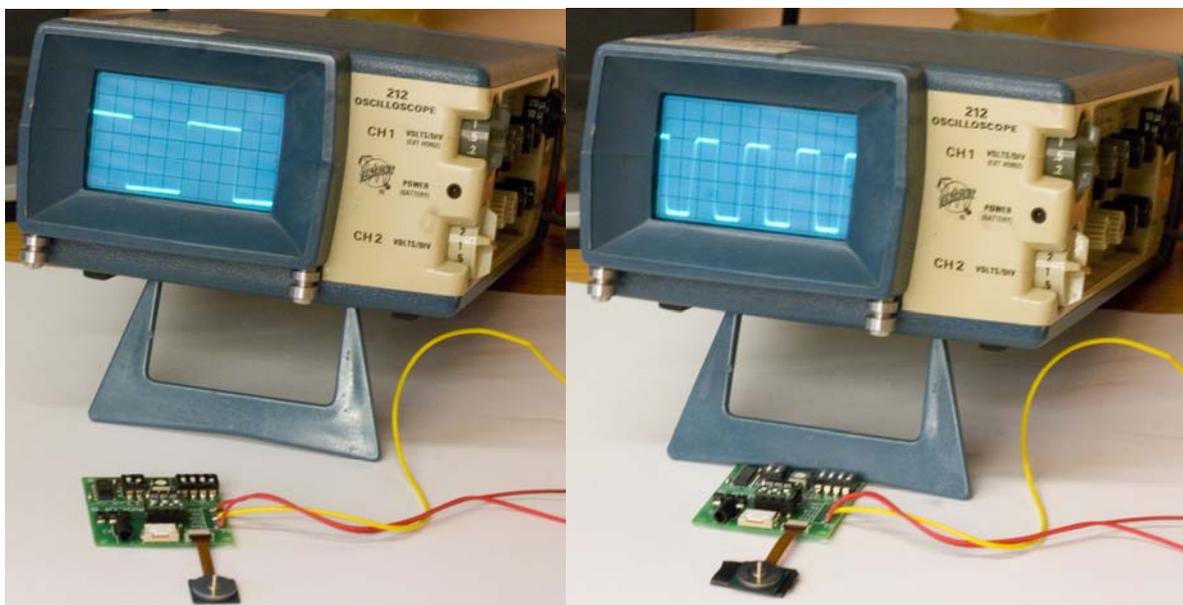


Figura III.4: Test di funzionamento dei micromotori utilizzando la scheda di prova fornita dal produttore

In figura III.4 è mostrato un momento dei test.

Nell'oscilloscopio è visibile il segnale di controllo inviato tramite il generatore di funzioni. Nella foto di destra la frequenza mostrata è la massima che è stata possibile far raggiungere al motore.

È stato constatato durante i test che, affinché il motore compia una rotazione completa, sono necessari 192 impulsi.

L'onda quadra nella velocità maggiore è stata generata ad una frequenza di 80KHz, il che comporta una velocità di rotazione di circa 420 rotazioni al secondo, pari a più di 25000 giri al minuto, ossia più di 2600 rad/sec.

Questo valore si è rivelato abbastanza inferiore al massimo teorico descritto nel datasheet, riportato in figura III.5, tuttavia ancora sufficientemente alto relativamente ai valori raggiunti durante le simulazioni di prova.

Come descritto nella simulazione del paragrafo II.8, infatti, la velocità di rotazione raggiunta per una rotazione di 360° è stata pari a circa 2000 rad/sec, con un margine quindi di circa il 30% sulla velocità massima raggiungibile. È da notare che la velocità massima raggiungibile in linea teorica non dovrebbe cambiare aggiungendo un carico sul rotore, che dovrebbe comportare solo un aumento dei tempi per raggiungere detta velocità.

Series 1202 ... BH			
	1202 H		006 BH
Nominal voltage	UN		6 V
Terminal resistance, phase-phase	R		70 Ω
Output power ¹⁾	P ₂ max.		0,492 W
Efficiency	η max.		42 %
No-load speed	n ₀		37 600 rpm

Figura III.5: Caratteristiche della serie di micromotori

È stata valutata anche la capacità del motore di accelerare e decelerare senza perdere la sincronizzazione con il segnale di controllo. In particolare, per quel che riguarda l'accelerazione, è stato possibile raggiungere la velocità massima in tempi dell'ordine dei 5 secondi; la decelerazione, invece, può considerarsi quasi istantanea. Questi valori sono da considerarsi ovviamente come ideali, dato che sono stati ottenuti tramite prove senza carico e forniscono un limite superiore alle performance ottenibili con i motori selezionati.

È importante notare che, con questo tipo di motore, se l'accelerazione supera il massimo consentito, il motore perde la sincronizzazione con il campo magnetico generato dagli avvolgimenti e si ferma, non riuscendo più a riportarsi alla velocità desiderata. Quest'aspetto è estremamente importante e dovrà essere opportunamente tenuto in conto nel momento di implementare il controllo, lasciando un ampio margine di sicurezza nel momento in cui si scelga il profilo di accelerazione.

Chiaramente, questi valori saranno da riconsiderare nel momento in cui si effettuino le prove con la massa della ruota installata sul rotore, che limiterà l'accelerazione massima raggiungibile rispetto a quanto faccia la massa del rotore stesso. In ogni caso, un modo per poter valutare se il motore abbia perso o meno il sincronismo, può essere implementato tramite la lettura della corrente durante la fase di accelerazione. In ogni caso, questa funzionalità verrà approfondita una volta che il motore sia stato installato sulla struttura e collegato alla scheda di controllo.

Il consumo di corrente, infine, si è mantenuto estremamente basso durante tutto il test, senza variazioni significative durante la messa in movimento del motore, dovuto principalmente al consumo della scheda di test. Anche in questo caso è plausibile aspettarsi un cambiamento sensibile nel momento in cui si effettuino le prove con la ruota installata.

Capitolo IV: Struttura meccanica

Nel presente capitolo si descrive la progettazione della struttura meccanica che alloggerà il sistema di controllo d'assetto. Sono brevemente descritti i requisiti strutturali e i principi adottati. Segue la descrizione della realizzazione di un primo prototipo, il miglioramento della struttura e le simulazioni numeriche effettuate su di essa. La realizzazione dei pezzi in alluminio completa questa fase del lavoro.

IV.1: Requisiti di progetto per la struttura meccanica

La struttura che andrà a formare il sistema di controllo, oltre a dover alloggiare l'elettronica, dovrà dare supporto ai magnetotorquer e alle ruote di momento. E' importante che la struttura possa alloggiare tutte le parti necessarie permettendo comunque in qualunque momento la loro rimozione, nel caso sia necessario sostituire qualche sistema o ispezionare le parti interne.

Per quel che riguarda i magnetotorquer, questi devono essere installati su tre assi perpendicolari del sistema di controllo. Data la necessità di installarli all'interno della struttura, è opportuno che siano montati con uno spigolo in comune in modo da ridurre al minimo lo spazio tolto alle schede elettroniche.

I motori e le rispettive ruote, invece, devono essere montati all'esterno della struttura: date le ridotte dimensioni dell'albero motore non è possibile montare il rotore all'interno e la ruota all'esterno, ma deve essere disposto tutto sullo stesso lato. Il superamento delle misure di riferimento, ossia 50x50x50mm, deve essere evitato dove possibile: di conseguenza, si dovrà prevedere una rientranza nelle facce che sosterranno le ruote di momento in modo da contenerne la sporgenza.

Ovviamente, la struttura dovrà alloggiare anche l'elettronica. I pezzi saranno realizzati in alluminio, per cui uno spessore di 2mm è sufficiente a garantire una buona robustezza del costruito. Prendendo in considerazione la quantità e le caratteristiche dei sistemi che dovranno essere implementati, ci si rende conto di come le dimensioni dello spazio dedicato alle schede elettroniche siano estremamente critiche. Per questa ragione, considerando anche gli spessori, si è deciso per un primo compromesso tra le misure iniziali e la necessità di mantenere il volume interno, riducendo quindi le dimensioni interne a un cubo di 48mm di lato e portando quelle esterne a 52mm.

Dato che in questa fase lo scopo è realizzare un modello della struttura per verificarne la fattibilità, non sono stati presi in considerazione ulteriori vincoli progettuali.

IV.2: Disegno del prototipo e realizzazione mediante stampante 3-D

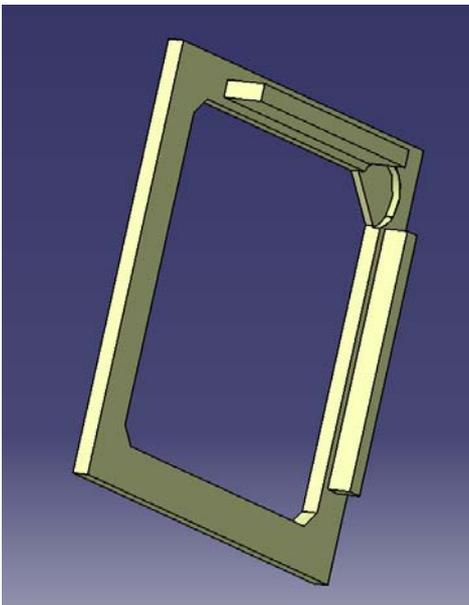
Il progetto meccanico è stato realizzato mediante il software CATIA.

Per quel che riguarda i magnetotorquer, è necessario un sistema che permetta di fissarli su tre assi perpendicolari del sistema di controllo: su tre facce viene effettuato un incavo che permette l'alloggiamento di un estremo del magnetotorquer; nel vertice comune, invece, viene posizionato un cubo smontabile con un altro alloggiamento per ogni dispositivo, che li blocca.

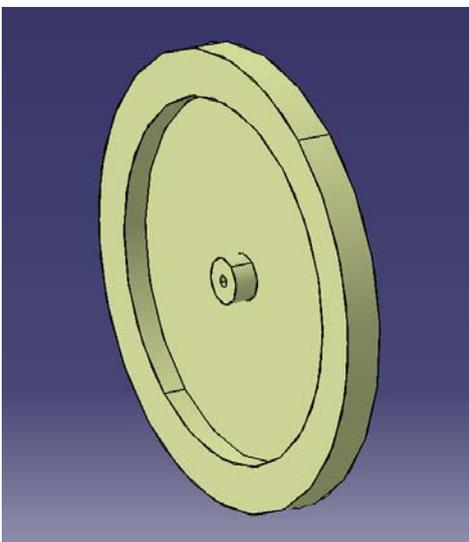
Come detto in precedenza, i motori invece devono essere montati sulla parte esterna realizzando una rientranza nella faccia.

In generale, tutte le facce dovranno essere dotate di alette per poter essere fissate l'une alle altre.

Il risultato di questo disegno preliminare è il seguente:



Lato aperto: tre facce sono aperte, per permettere l'accesso all'elettronica, il posizionamento di connettori e l'ispezione dell'interno. Su uno spigolo di due queste facce si trova l'alloggiamento circolare per il magnetotorquer. Sulla terza faccia, quella che convenzionalmente sarà considerata come inferiore, si lascerà uno spazio chiuso maggior per permettere l'installazione del cubetto di fissaggio dei magnetotorquer. Su due lati sono presenti le alette per il fissaggio delle facce confinanti.



Ruote di momento: per le ruote di momento il fattore più importante è, per l'appunto, il momento angolare. Per ottenere il maggior momento possibile senza aggiungere massa inutile alla struttura, si è soliti creare una ruota con uno spessore sottile e raggruppare più massa possibile in una corona circolare esterna. Nel caso in esame, lo spessore della corona circolare deve necessariamente essere limitato per ridurre la sporgenza. Le dimensioni erano già state calcolate al momento delle simulazioni numeriche per verificarne l'efficienza e, di conseguenza, non sono state modificate.

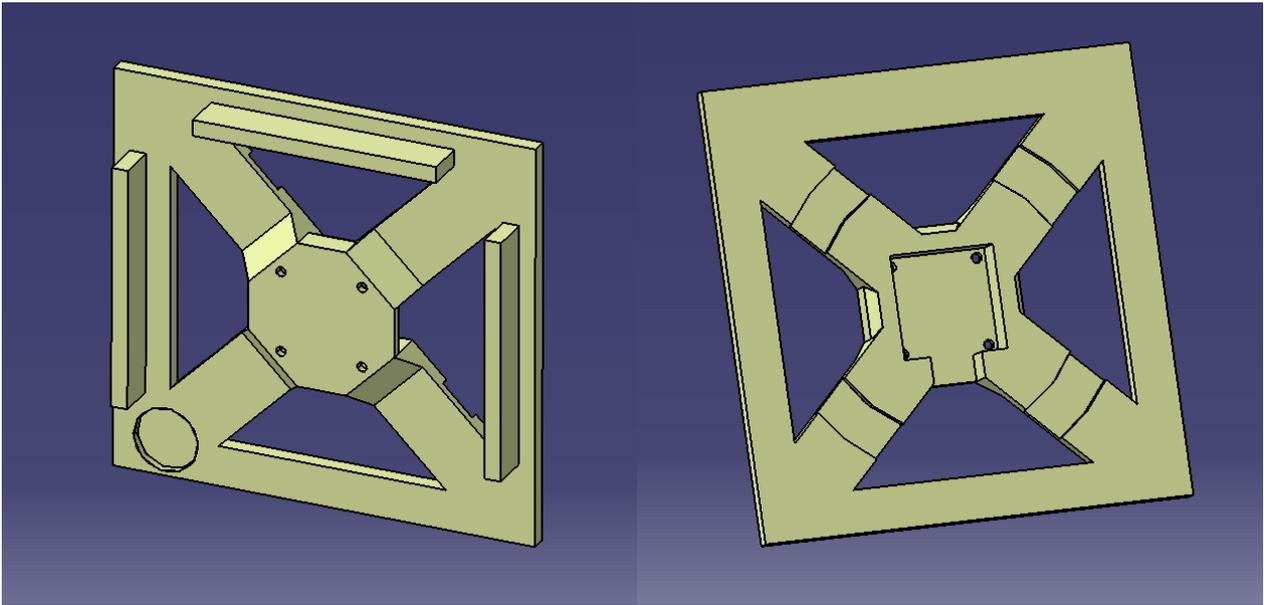
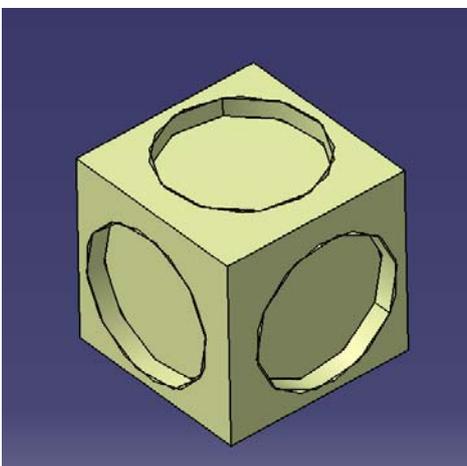


Figura IV.1: Disegni meccanici preliminari della struttura

Lato motori: le facce che alloggeranno i motori presentano una struttura più complessa, per trovare un compromesso tra la necessità di mantenere il già ridotto volume interno utile per l'elettronica e ridurre la sporgenza degli elementi esterni. C'è da tenere in conto, infatti, della presenza della corona circolare sporgente nella ruota di momento che interferisce con il supporto del motore stesso. Per questa ragione, si è deciso di concedere ulteriori due millimetri alle dimensioni esterne del cubo, portandole a 54mm, e di ridurre lo spazio utile per l'elettronica nella parte centrale del cubo di altri 3mm, portandolo quindi a 45mm.

Deve essere previsto il passaggio del cavo di collegamento del motore, per cui si è proceduto ad effettuare un taglio nel supporto lungo una direzione.



Cubo di fissaggio dei magnetotorquer: la lunghezza di ogni magnetotorquer è pari a 40mm. Contando una distanza tra due facce parallele pari a 48mm e una profondità di ogni alloggiamento di 1mm, il cubo di fissaggio dovrà avere un lato pari a 10mm.

I pezzi così disegnati sono stati stampati con una stampante 3-D, ottenendo un modello utile per valutare eventuali problemi e limitazioni non prese in considerazione durante il progetto.

È da notare che, nel prototipo mandato in realizzazione, è stata creata una sola faccia dotata del supporto per il motore. Il risultato è mostrato nelle seguente immagine:

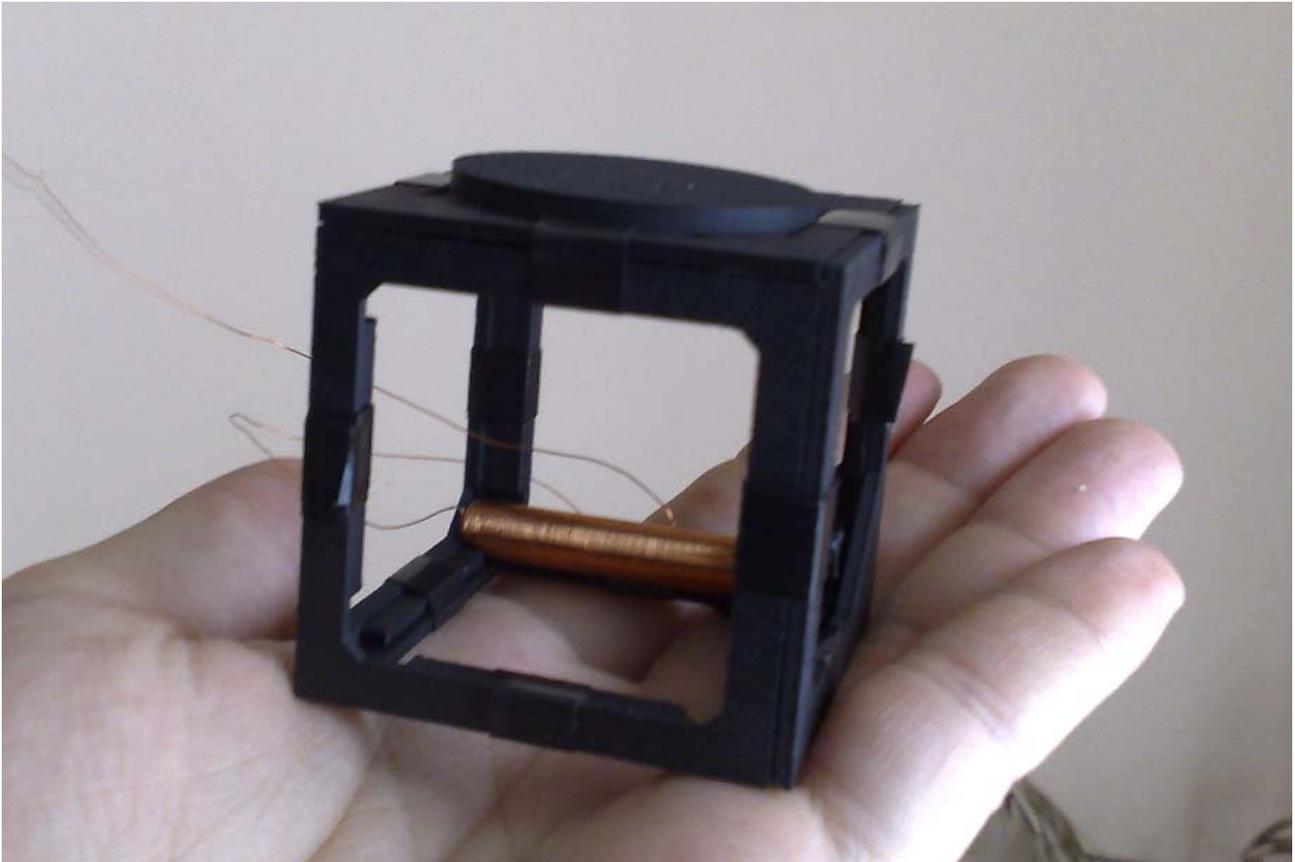


Figura IV.2: Prototipo della struttura in ABS

IV.3: Considerazioni sul prototipo e raffinamento della struttura

Il prototipo realizzato ha dimostrato la sostanziale validità del progetto realizzato. Sono stati effettuati alcuni piccoli aggiustamenti che hanno riguardato le alette di fissaggio delle facce del cubo, l'alloggiamento dei motori e la faccia di base.

Sono stati poi aggiunti tutti i fori necessari per le viti, tanto per l'unione dei pezzi come per il fissaggio dell'elettronica e del cubo sulla struttura del satellite.

Di seguito è mostrato l'aspetto finale delle parti che compongono la struttura del sistema di controllo d'assetto.

Facce di supporto dei motori:

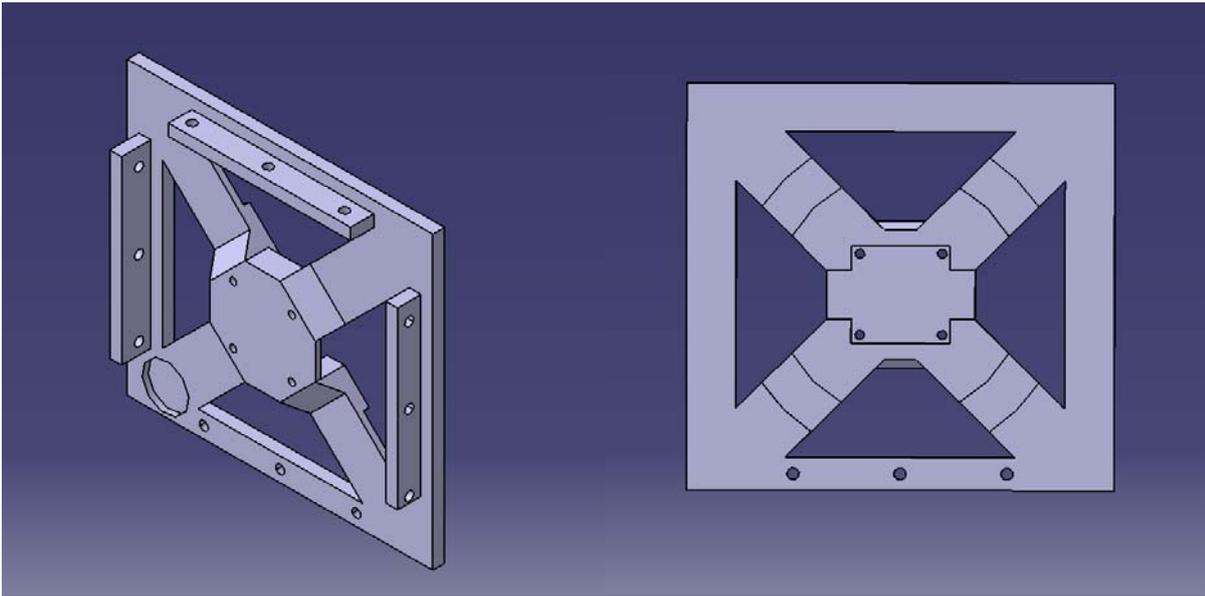
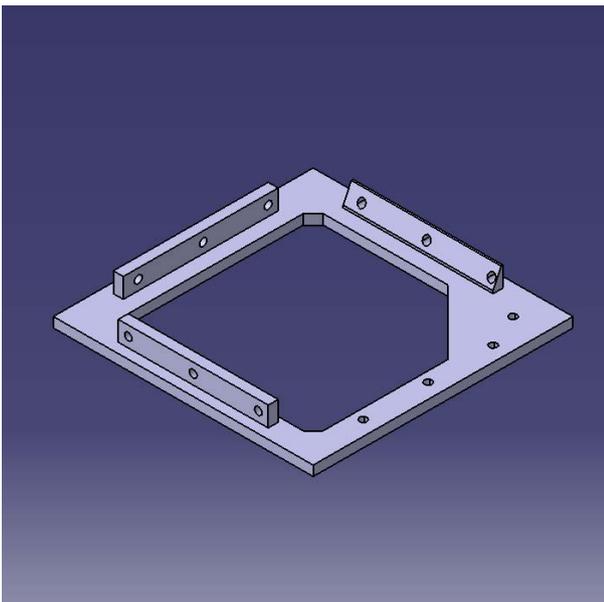


Figura IV.3: Disegni finali della struttura meccanica

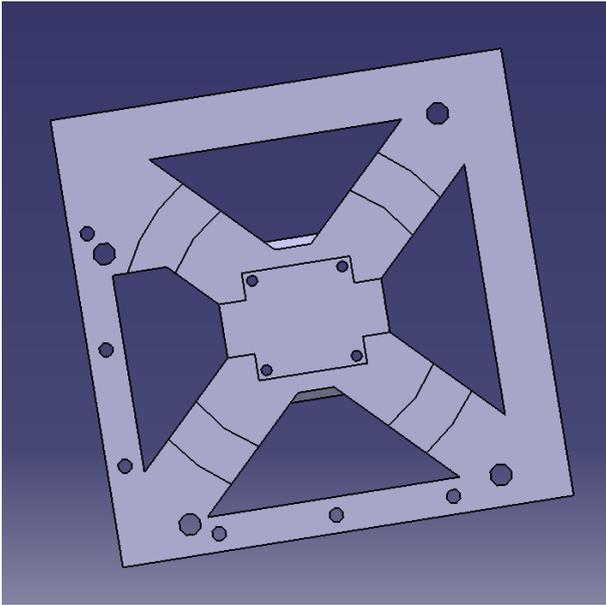
Le facce di supporto dei motori non hanno subito sostanziali modifiche. Sono stati aggiunti i fori di fissaggio per le viti ove necessario; sulla parte esterna, è stato modificato l'alloggiamento del motore, inserendo una ulteriore scanalatura per l'uscita del cavo di collegamento tale da permettere l'installazione del motore in entrambi i sensi. Di seguito sono spiegate le ragioni che hanno portato a questa scelta.

Faccia di supporto delle bobine:



Oltre ad aggiungere tutti i necessari fori di fissaggio, dall'assemblaggio dei pezzi è risultata una interferenza tra le alette di alcune facce e i magnetotorquer, che potevano toccarle. Si è quindi sagomata l'aletta dandole un profilo triangolare, assicurando quindi lo spazio necessario per il corretto posizionamento della bobina. In corrispondenza dello spigolo in cui troverà posto il cubetto di fissaggio dei magnetotorquer sono stati aggiunti tre fori di fissaggio.

Faccia di supporto dell'elettronica:



Oltre alle precedenti caratteristiche, la faccia di supporto dell'elettronica è stata dotata di quattro fori in corrispondenza dei supporti predisposti sui circuiti stampati. Originariamente si era pensato di posizionare la scheda elettronica inferiore in corrispondenza del cubetto di fissaggio dei magnetotorquer. Esaminando l'assemblaggio nel suo complesso, lo spessore delle schede e dei componenti e le possibilità offerte dai connettori scelti per le schede, ci si è resi conto che era necessario recuperare alcuni millimetri di spazio in

altezza. La presenza del magnetotorquer inferiore e del cubetto di fissaggio impediva di avvicinare la scheda inferiore al fondo della struttura, per cui la soluzione più ragionevole è stata invertire la faccia di fissaggio dell'elettronica, portandola su quella opposta.

Il risultato finale è mostrato nella seguente figura:

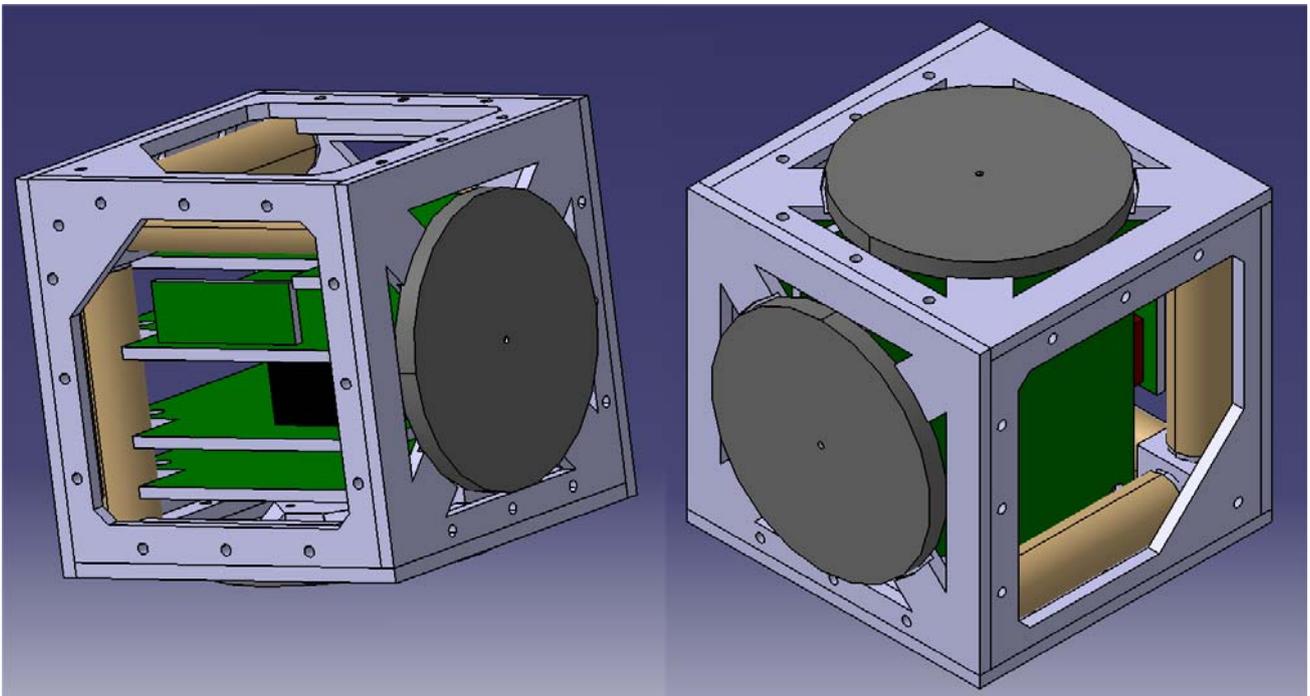


Figura IV.4: Assemblaggio finale del sistema di controllo d'assetto

Nell'immagine di sinistra, sono chiaramente visibili le schede elettroniche alloggiato all'interno della struttura: sul fondo, si trova la scheda di controllo dei magnetotorquer; al secondo livello, la

scheda di controllo digitale, con il microcontrollore e i connettori di comunicazione con l'esterno; al terzo livello, la scheda dei magnetometri, con una piccola scheda verticale dove alloggia il sensore relativo all'asse Z; al di sopra di tutto, la scheda di controllo dei motori.

Questa soluzione chiaramente richiede un allungamento dei collegamenti, ma si tratta sicuramente di un compromesso più che accettabile data l'impossibilità di modificare l'altezza dei componenti elettronici e la necessità di non aumentare ulteriormente le dimensioni della struttura.

Tutte le schede sono state sagomate per seguire l'andamento della struttura meccanica, in particolare le due centrali presentano una rientranza per lasciar posto al supporto del motore.

IV.4: Simulazioni numeriche

Terminata la progettazione, sono state realizzate una serie di simulazioni numeriche utilizzando gli appositi strumenti forniti da CATIA per valutare la resistenza della struttura e calcolare le frequenze proprie di vibrazione.

Il primo tipo di verifica è stato relativo alle condizioni statiche. Si è scelto di ancorare la struttura sulla sua base inferiore e di applicare una forza pari alla massa della struttura stessa sottoposta ad una accelerazione di 100g su una faccia perpendicolare alla base.

Questo tipo di simulazione è giustificata dalle elevate accelerazioni che può subire la struttura a causa dell'accelerazione di un missile durante il lancio: il valore scelto è chiaramente molto superiore ma serve per stabilire la robustezza della struttura disegnata.

La rappresentazione offerta da CATIA mostra le deformazioni subite dalla struttura con una rappresentazione in una scala aumentata affinché si possano apprezzare. L'analisi degli stress di Von Mises rileva valori massimi nell'ordine di 10^6Nm^2 .

Ogni materiale ha una sua resistenza alla deformazione, quantificata dalla tensione di snervamento. Quando uno stress raggiunge questo valore, le deformazioni che provoca nel materiale sono di tipo irreversibile, indebolendolo e portando a diminuire ulteriormente la sua resistenza. Finché quindi i valori di stress calcolati dalla simulazione restano al di sotto di questa soglia, si ha la sicurezza che la struttura non subisce danni.

Per l'alluminio, la tensione di snervamento è pari a 15-20MPa, ossia $1.5-2 \cdot 10^7 \text{Nm}^2$. Questo valore è almeno un ordine di grandezza superiore agli stress calcolati, per cui la struttura risulta adeguata a sopportare anche forti accelerazioni.

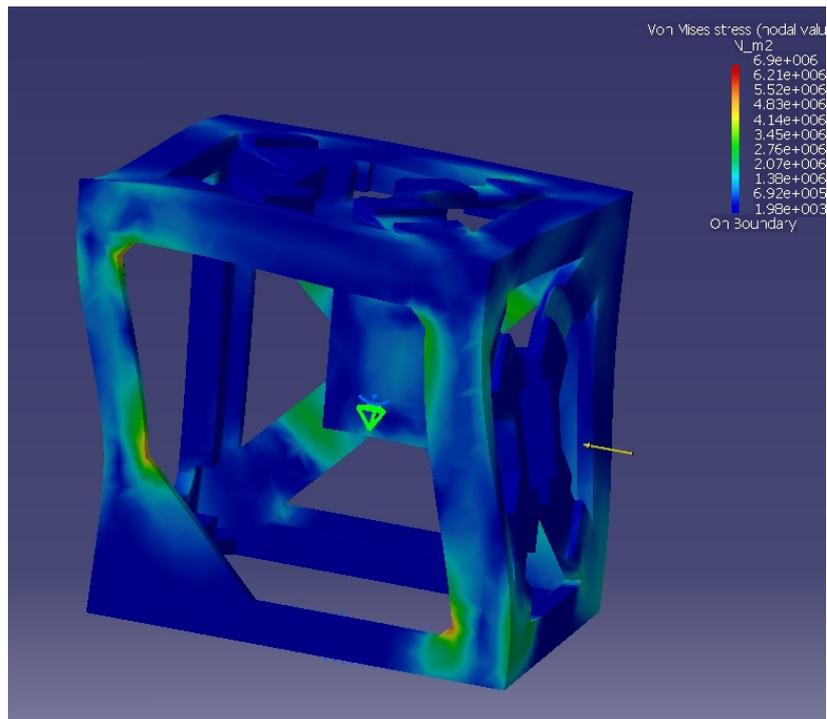


Figura IV.5: Risultati della simulazione degli stress di Von Mises

Vista la presenza di parti in movimento fissate sulla struttura, ossia le ruote di momento, è importante calcolare anche le frequenze proprie della struttura per assicurarsi che non avvengano risonanze potenzialmente dannose.

Si è eseguita quindi una analisi delle frequenze della struttura, ipotizzando nuovamente che sia fissata sulla faccia inferiore.

I risultati mostrano la presenza dei seguenti modi di vibrazione:

Mode Number	Frequenza Hz
1	2.1692e+003
2	3.0560e+003
3	4.0710e+003
4	4.6744e+003
5	5.1361e+003

Le velocità dei motori scelti non consentono il raggiungimento di frequenze di rotazione superiori ai 420Hz (si veda il paragrafo III.5), di conseguenza questa simulazione ha dimostrato l'impossibilità di fenomeni di risonanza tra le parti in rotazione fissate sulla struttura e la struttura stessa.

Lo stesso tipo di simulazione è stato effettuato sulla ruota di momento, con i seguenti risultati:

Mode Number	Frequenza Hz
1	2.4141e+003
2	2.7110e+003
3	2.7184e+003
4	5.2360e+003
5	1.0383e+004

Anche in questo caso, le frequenze calcolate non presentano alcun problema per le condizioni di funzionamento del sistema.

IV.5: Realizzazione struttura in alluminio

La realizzazione della struttura meccanica in alluminio si è rivelata estremamente più difficoltosa del previsto.

Le piccole dimensioni dei pezzi hanno complicato la lavorazione alla fresa a controllo numerico, rendendo possibile ottenere un risultato solo approssimativo.

I pezzi hanno richiesto quindi un paziente lavoro di rifinitura per consentire il montaggio della struttura, raggiungendo un risultato solo parzialmente soddisfacente, che è stato comunque sufficiente per l'installazione dell'elettronica e dei motori per la realizzazione di un prototipo di test. La figura seguente mostra il risultato della lavorazione effettuata presso i laboratori dell'Università di Bologna.

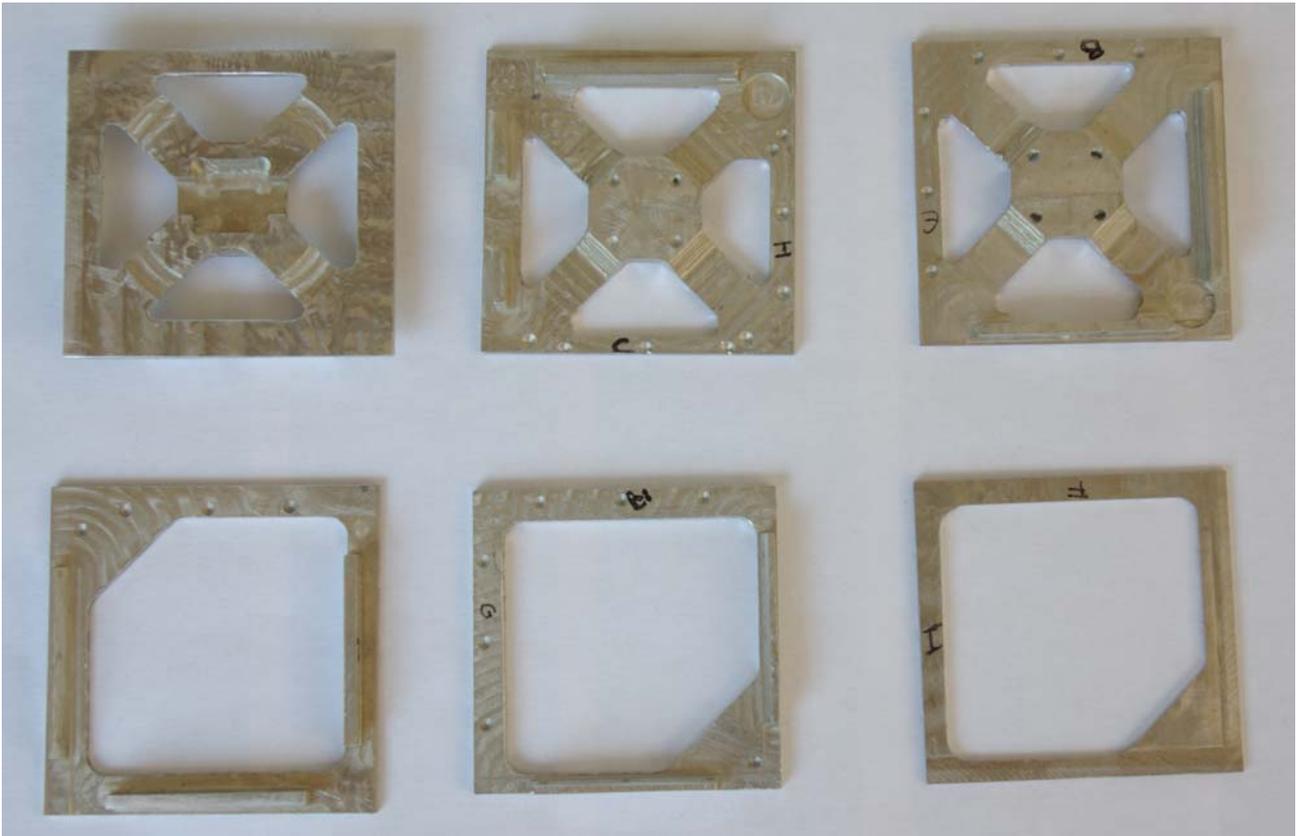


Figura IV.6: Le parti della struttura realizzate in alluminio

Capitolo V: Elettronica

Gli studi svolti e descritti fino a questo momento sono serviti per delineare e specificare le caratteristiche che dovrà avere il sistema per poter funzionare secondo i requisiti proposti. In questo capitolo viene descritto lo sviluppo dell'elettronica, disegnata per rispondere alle necessità in precedenza descritte. In primo luogo vengono riassunte le specifiche tecniche e i requisiti desiderati per l'elettronica di bordo; si prosegue analizzando i requisiti dei sensori che dovranno permettere la conoscenza dello stato in cui si trova il sistema di controllo. Sono poi di seguito descritti nel dettaglio i circuiti che compongono le quattro schede del sistema, ossia la scheda di controllo delle bobine, dei magnetometri, la scheda della parte digitale e infine il controller dei motori.

Il risultato di questa fase di lavoro è la creazione di un primo prototipo per valutare le limitazioni e le caratteristiche del sistema ideato.

V.1: Necessità di progetto e caratteristiche da implementare

Tutte le funzionalità che il sistema dovrà implementare sono state ricavate e descritte nei capitoli precedenti. Riassumendo:

- Scheda di controllo dei magnetotorquer

Le ridotte disponibilità di energia hanno portato alla scelta di limitare la corrente massima a 50mA, con la necessità che possa scorrere in entrambi i sensi. Il circuito di controllo della corrente dovrà dunque essere dimensionato su questi valori, tenendo presente un carico rappresentato dalle bobine nell'ordine dei 7-10 Ω . Il circuito dovrà prevedere la possibilità di essere spento durante la lettura dei magnetometri. Il sistema di feedback utilizzato sarà la lettura della corrente circolante per le bobine, unita all'informazione della polarità applicata dal microcontrollore.

- Scheda dei magnetometri

Per il funzionamento della legge di controllo magnetico, è necessaria l'acquisizione del valore del campo magnetico a diversi intervalli di tempo. La sensibilità dovrà essere sufficiente per leggere campi magnetici di intensità ridotte come quelli presenti in orbita. Per ragioni di risparmio energetico, i sensori dovranno poter essere spenti quando non in uso.

- Scheda di controllo dei motori

Per i motori scelti, la casa produttrice offre un controller integrato di dimensioni estremamente ridotte adatto all'applicazione in sviluppo. La scheda dovrà quindi interfacciarsi con detti controller, aggiungendo la funzionalità di lettura della corrente. Non è stato previsto un sistema di lettura della velocità di rotazione del motore, ma conoscendo la corrente assorbita e la frequenza di rotazione impostata è possibile risalire alle condizioni di lavoro del motore. Anche in questo caso, è necessaria la possibilità di disabilitare completamente il motore spegnendo la scheda.

- Scheda del microcontrollore

La scheda che alloggia il microcontrollore dovrà prevedere la presenza di una porta di comunicazione seriale per il collegamento del sistema di controllo al resto dei sistemi. Oltre alla presenza della porta di debug e dell'ingresso generale dell'alimentazione, non sono previsti altri vincoli di carattere funzionale.

V.2: Sensori

Analizzando i requisiti del sistema, per quel che riguarda i sensori necessari per conoscere lo stato del satellite su cui è installato il sistema di controllo, si osserva come i magnetometri siano sufficienti per ricavare le informazioni necessarie.

Durante la fase di controllo basato sui magnetotorquer, ovviamente, svolgono la funzione di determinare la corrente che deve essere erogata alle bobine per smorzare la rotazione. Le velocità di rotazione, poi, possono essere determinate tramite una lettura continua del campo magnetico, senza quindi la necessità dell'utilizzo di una piattaforma inerziale che difficilmente potrebbe essere alloggiata all'interno della struttura.

Durante l'uso dei motori, infine, la rotazione indotta può essere misurata tramite la rotazione del campo magnetico: lungo l'orbita il campo terrestre misurato varia molto lentamente e può essere utilizzato quindi come riferimento.

Le dimensioni estremamente ridotte del sistema hanno forzato la scelta verso due magnetometri prodotti dall'Honeywell, uno contenente un magnetometro su due assi e uno su un solo asse, da disporre su piani perpendicolari.

Questi dispositivi, HMC1021 e HMC1022, rispettivamente a uno e due assi, sono caratterizzati da un elemento sensibile posto all'interno di un ponte resistivo di misura e possiedono un'uscita di tipo differenziale. Necessitano quindi di una serie di circuiti ausiliari per poter ricavare le letture

richieste, ma dall'altra parte questi circuiti esterni permettono di adattare entro certi limiti le caratteristiche del sensore ai requisiti dell'applicazione.

Queste sono le principali caratteristiche riportate nel datasheet⁸:

Characteristic	Conditions	Min	Typ	Max	Unit
Bridge Supply	Vbridge referenced to GND		5	25	Volts
Bridge Resistance	Bridge current = 5mA	800	1100	1300	Ω
Operating Temperature	HMC1021S, 1021Z, 1022	-55		150	°C
Field Range	Full scale (FS), — total applied field	-6		+6	gauss
Linearity Error	Best fit straight line ±1 gauss ± 3		0.05 0.4 1.6		%FS
Hysteresis Error	3 sweeps across ±3 gauss		0.08		%FS
Repeatability Error	3 sweeps across ±3 gauss		0.08		%FS
Bridge Offset	Offset = (OUT+) – (OUT-), Field = 0 gauss After Set pulse, Vbridge=5V	-10	±2.5	11.25	mV
Sensitivity	S/R Current = 0.5A	0.8	1.0	1.25	mV/V/gauss
Noise Density	Noise at 1Hz, Vbridge=5V		48		nV/√Hz
Resolution	Bandwidth=10Hz, Vbridge=5V		85		μgauss
Bandwidth	Magnetic signal (lower limit = DC)		5		MHz
OFFSET Strap	Measured from OFFSET+ to OFFSET-	38	50	60	Ω
OFFSET Field	Field applied in sensitive direction	4.0	4.6	6.0	mA/gauss
Set/Reset Strap	Measured from S/R+ to S/R-	5.5	7.7	9	Ω
Set/Reset Current	2μs current pulse, 1% duty cycle	0.5	0.5	4.0	Amp
Disturbing Field	Sensitivity starts to degrade. Use S/R pulse to restore sensitivity.	20			gauss
Max. Exposed Field	No perming effect on zero reading			10000	gauss

La tensione di alimentazione del ponte di misura tipica è di 5V, mentre la resistenza degli elementi resistivi è compresa tra 800 e 1300 Ω. Il range del campo magnetico misurato è di +/- 6 Gauss, con una risoluzione massima di 85uGauss. Nell'applicazione in oggetto la banda passante non è rilevante, dato che le frequenze di rotazione del campo magnetico saranno basse. Dalle caratteristiche risulta anche una buona ripetibilità della misura, così come un'isteresi limitata. Già a

⁸ 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001/1002/1021/1022 datasheet, Honeywell, pag. 3.

livello di caratteristiche, appare comunque la presenza di un segnale di Set/Reset: a causa della presenza stessa del campo magnetico, infatti, i domini magnetici che compongono l'elemento sensibile del magnetometro tendono a disporsi in maniera disordinata soprattutto in seguito all'applicazione di forti campi di disturbo o, in ogni caso, con il passare del tempo. Questo effetto porta ad una riduzione della sensibilità del magnetometro e ad un cambiamento nelle caratteristiche delle misure effettuate.

Per eliminare il problema è necessario far passare un breve ma intenso impulso di corrente attorno all'elemento sensibile, facendo scorrere prima la corrente in un verso generando un campo magnetico che muove i domini magnetici in un verso (fase di Set), poi un altro impulso in senso opposto che riporta l'orientazione dei domini nel verso di partenza (fase di Reset).

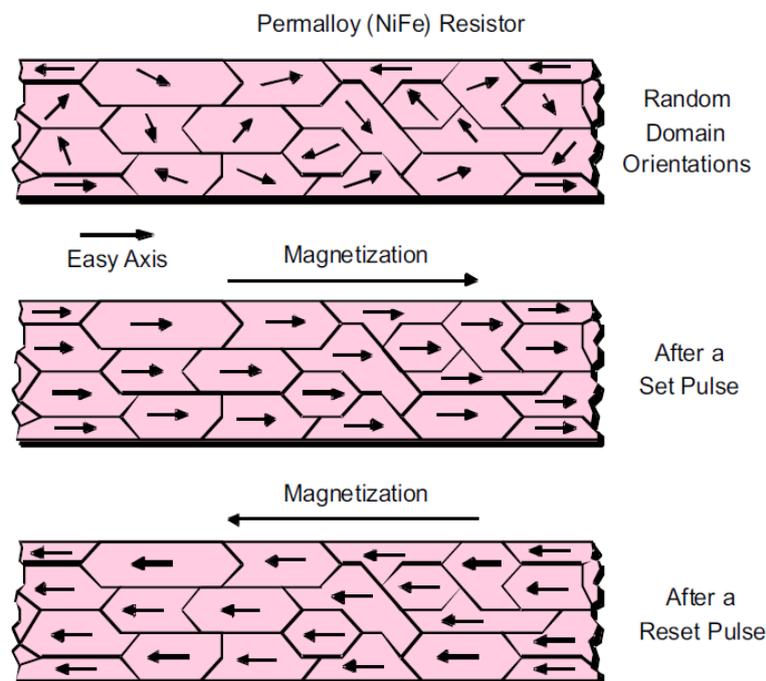


Figura V.1: Effetto del segnale di Set/Reset come descritto nel datasheet⁹

Il circuito dovrà quindi prevedere la presenza di questo segnale di Set/Reset, per poter garantire e ripristinare le caratteristiche di funzionamento dei magnetometri.

Come detto, l'uscita del sensore è di tipo differenziale: come qualunque ponte di misura, un ramo ha la funzione di riferimento, mentre l'altro, contenente l'elemento sensibile, restituisce in uscita una tensione inferiore o superiore a quello di riferimento a seconda dell'andamento della grandezza misurata.

⁹ 1- and 2-Axis Magnetic Sensors HMC1001 / 1002 HMC1021 / 1022 Application note, pag. 8

È quindi necessario prevedere un amplificatore differenziale per poter leggere l'uscita del magnetometro.

La parte restante di sensoristica inserita all'interno dell'elettronica è fondamentalmente riconducibile a sensori di corrente.

Dato che ogni periferica prevista consuma una quantità di corrente proporzionale al funzionamento che viene comandato dal sistema, dalla lettura della corrente stessa è possibile stabilire in primo luogo se il comando inviato ha sortito l'effetto desiderato, come nel caso delle bobine, e in secondo luogo se la periferica si sta comportando correttamente, come nel caso dei motori.

Nella descrizione di ogni sistema si vedrà in dettaglio la soluzione scelta per questo scopo.

V.3: Interfacciamento delle schede

Data la necessità di distribuire i circuiti elettronici su più schede separate, è necessario prevedere un sistema di interfacciamento tra loro, non solo per la distribuzione delle alimentazioni ma anche per l'invio dei segnali di controllo e la ricezione delle letture dei sensori.

In un contesto così limitato di spazi, anche la scelta dei connettori si è rivelata critica, soprattutto alla luce del numero di linee necessarie. La seguente tabella riporta le connessioni che sono state ritenute indispensabili per il sistema:

Controllo bobine	1 linea di accensione delle bobine 1 linea di accensione dei sensori 3 linee per l'impostazione della corrente 3 linee per l'impostazione della polarità 3 linee di lettura delle correnti
Magnetometri	2 linee di Set/Reset per i due sensori 1 linea di accensione 3 linee di lettura dei sensori
Motori	1 linea di accensione 3 linee per l'impostazione della direzione 3 linee per l'impostazione della velocità 3 linee di lettura della corrente
Funzioni generali	2 linee per l'alimentazione

Dato che la scheda di controllo dei magnetotorquer è posizionata per ultima, immediatamente sotto alla scheda del microcontrollore, il connettore può essere dedicato alle 13 linee identificate. Tuttavia, per le altre due schede, tutte le linee devono passare per il primo connettore, che provvederà poi a passarle alla scheda successiva.

Tutte le linee devono essere raddoppiate per motivi di ridondanza: nel caso in cui per vibrazioni o per cattivo montaggio meccanico un pin dovesse perdere il contatto, sono necessarie due failture per portare ad una reale interruzione della comunicazione.

Alcune linee di collegamento sono particolarmente critiche, come nel caso di quelle di alimentazione. Di conseguenza, la linea di alimentazione positiva e quella di massa sono ulteriormente raddoppiate, portando all'occupazione di quattro piedini del connettore.

Calcolando il caso peggiore, si ottiene dunque la necessità di un connettore con 40 pin.

Analizzando i connettori per PCB disponibili sul mercato con le caratteristiche necessarie di ridotte dimensioni, ridotto profilo, altezza complessiva variabile e ridotto passo tra pin, si è scelto di utilizzare la serie di connettori per PCB coplanari da 0.8mm di passo della Tyco Electronics, come quello mostrato in figura:

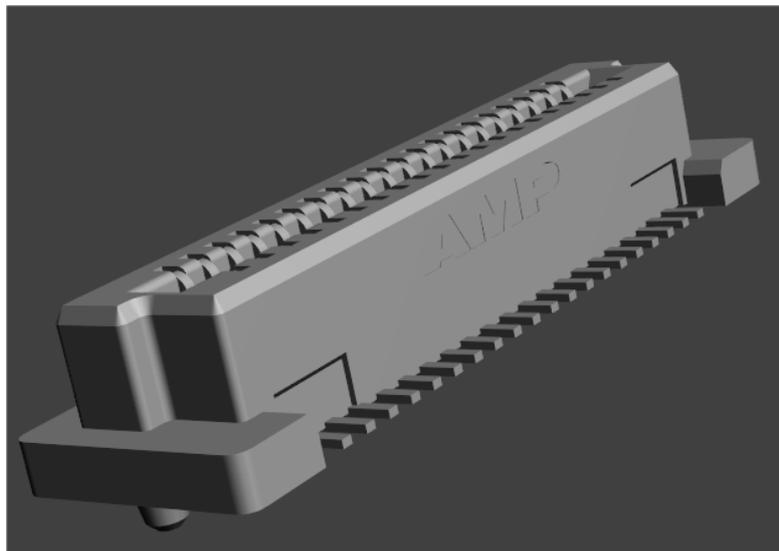


Figura V.2: Connettori per il collegamento delle diverse schede (website <http://www.te.com>)

Questa serie di connettori permette una serie di combinazioni tra loro che portano ad una distanza tra scheda e scheda compresa tra 5mm e 20mm, più che sufficiente per il caso corrente.

Per quel che riguarda l'interfacciamento tra la scheda del microcontrollore e tutte le periferiche, infine, è da sottolineare la scelta dell'uso di segnali PWM per trasmettere l'informazione. Questa decisione presenta molti vantaggi: da un lato, i microcontrollori dispongono di moduli hardware per la generazione di questi segnali, liberando risorse software e garantendo un'ottima stabilità del

segnale di uscita che non dipende dalle tempistiche di esecuzione dei comandi; da un segnale di questo tipo, poi, è molto facile ricavare un segnale continuo: per esempio, la corrente dei magnetotorquer non può essere impostata tramite un segnale discreto, perché si otterrebbero sovracorrenti e sovratensioni causate dall'impedenza della bobina stessa. È quindi necessario che la corrente sia regolata in maniera continua, ricavando il segnale necessario con un semplice filtro a partire dal segnale PWM.

Inoltre, questo segnale può semplicemente essere convertito in un impulso di clock fissando il duty cycle al 50% e variando la frequenza ed essere utilizzato per comandare i motori.

L'aspetto forse più importante però è la sua estrema immunità al rumore: dovendo attraversare varie schede e più di un connettore in un ambiente ricco di componenti elettromagnetiche, un segnale analogico potrebbe raccogliere molto rumore e sarebbe necessario ricorrere a sofisticati sistemi di filtraggio. In questo caso, tutta l'informazione necessaria è contenuta nella frequenza del segnale stesso e nel suo duty cycle, che non vengono alterati dai disturbi esterni.

In generale, la struttura dei collegamenti tra le varie schede è la seguente:

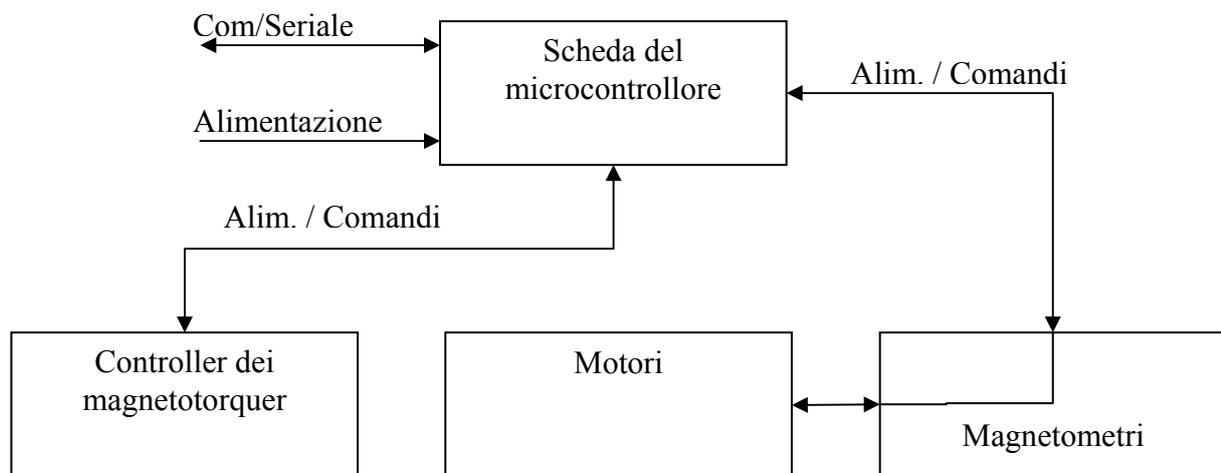


Figura V.3: Schema a blocchi della connessione tra le differenti schede

V.4: Scheda di controllo dei magnetotorquer

La scheda di controllo dei magnetotorquer contiene tre circuiti uguali, uno per ciascuna bobina, per cui per chiarezza si descriverà il funzionamento di uno solo.

Lo schema a blocchi seguente mostra la struttura di detto circuito:

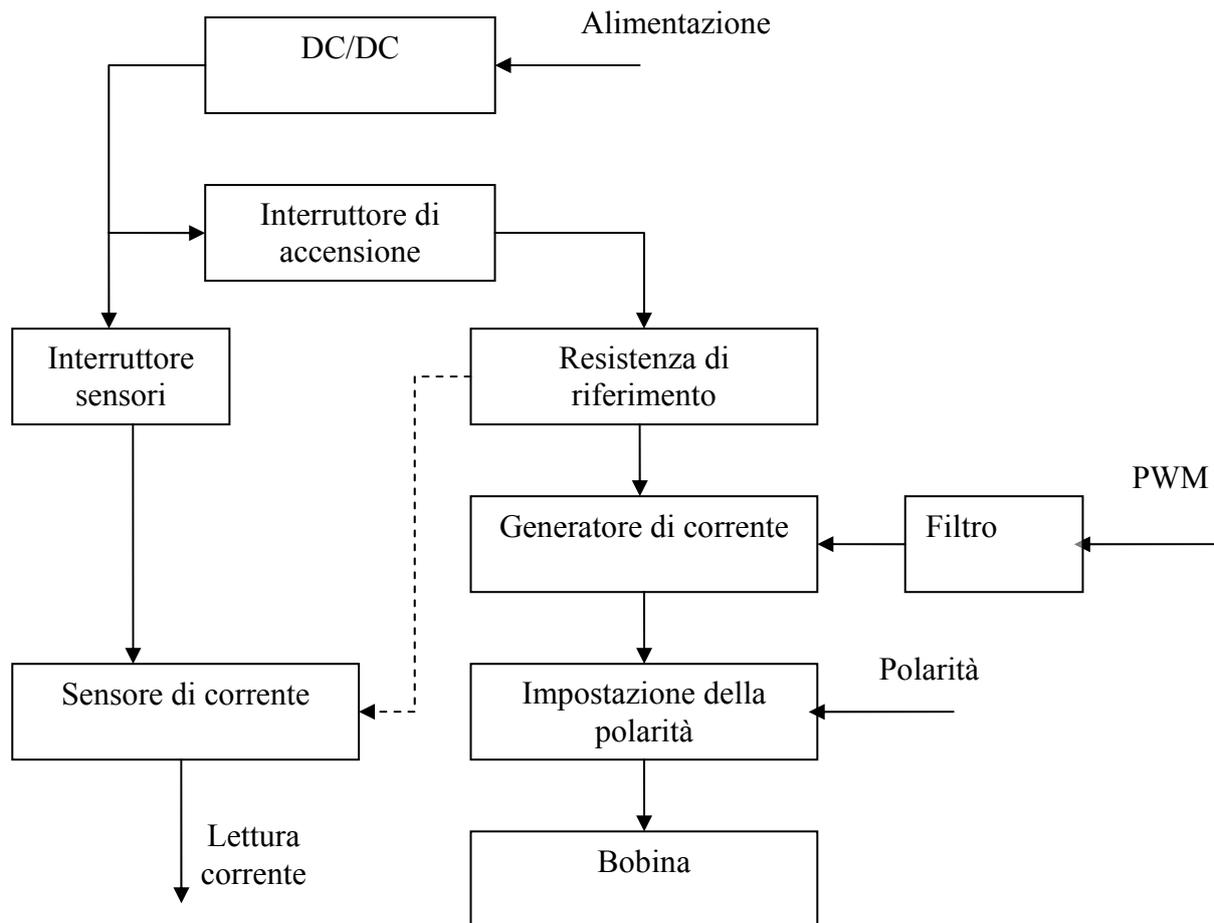


Figura V.4: Schema a blocchi della scheda di controllo di magnetorquer

La tensione in ingresso è di 12V non stabilizzata, collegata direttamente con l'ingresso nella scheda del microcontrollore. Questa tensione è troppo alta per il circuito, per cui viene abbassata a 3.3V, un valore compatibile tanto con le uscite del microcontrollore quanto con gli ingressi analogico-digitali dello stesso.

Due interruttori abilitano o disabilitano il magnetorquer e il relativo sensore di corrente, permettendo di accenderli solo quando necessario per un maggior risparmio energetico.

Il cuore del controller è formato da un generatore di corrente controllato in tensione: il segnale PWM generato dal microcontrollore, tramite un filtro RC, viene trasformato in un segnale continuo e utilizzato come riferimento per il generatore di corrente. L'uscita del generatore è collegata al circuito di controllo della polarità, anch'esso controllato dal microcontrollore, che fornisce l'alimentazione alla bobina.

La stessa resistenza di riferimento del generatore di corrente è utilizzata come elemento di sensing per il sensore di corrente, risparmiando così un ulteriore elemento nel circuito e migliorando l'efficienza complessiva. La lettura della tensione ai capi della resistenza viene mandata ad un

amplificatore differenziale che, opportunamente regolato, fornisce un'uscita proporzionale alla corrente imposta sul carico.

I vantaggi di questa soluzione sono vari. In primo luogo si utilizza un circuito completamente lineare per gestire la corrente su carichi quasi completamente induttivi: questo approccio elimina completamente la possibilità di generare interferenze ad alta frequenza che sarebbero irradiate in tutto l'ambiente circostante se il controllo fosse di tipo switching. In secondo luogo, il circuito è intrinsecamente sicuro: la corrente viene limitata al massimo possibile tramite la resistenza di riferimento, per cui anche qualora il carico dovesse andare in corto circuito, la corrente resterebbe limitata al valore fissato in fase di progetto. Inoltre, in caso di guasto, il circuito rimarrebbe aperto rendendo inutilizzabile la bobina ma senza compromettere l'uso delle rimanenti.

Di seguito sono esaminati nel dettaglio le varie componenti del circuito.

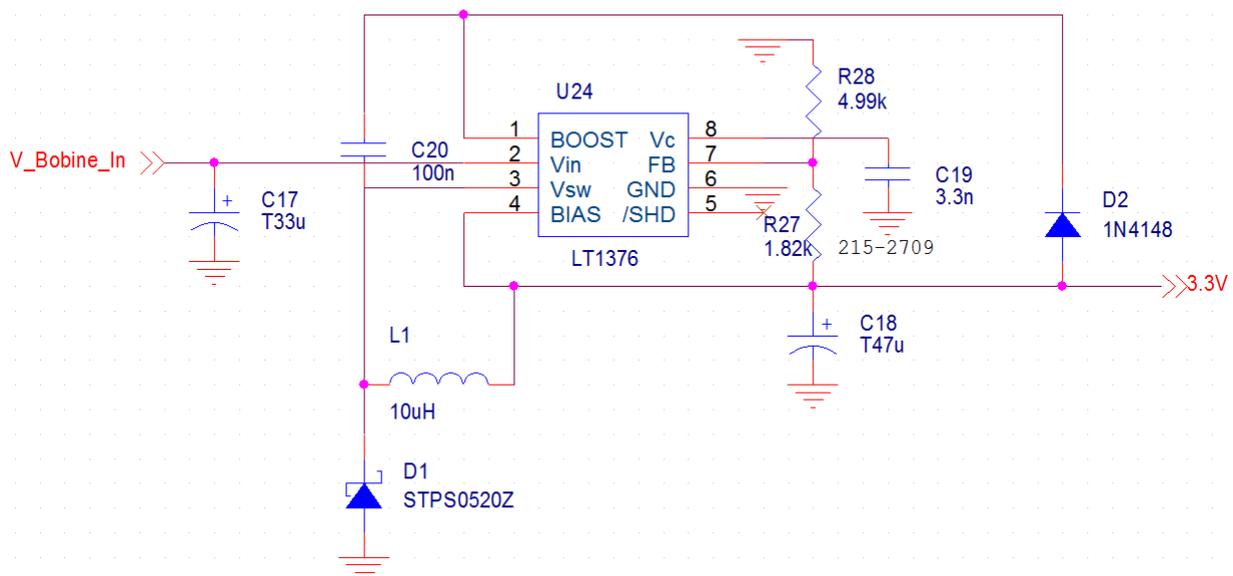


Figura V.5: Schema elettrico dell'alimentatore della scheda di controllo dei magnetotorquer

Il convertitore progettato per fornire l'alimentazione al circuito è basato sul controller switching LT1376 della Linear Technology, montato in configurazione di Buck Converter e caratterizzato da un'elevata efficienza, nell'ordine dell'85% e in grado di erogare fino a 1.5A.

Il principio di funzionamento è semplice: il controller mantiene alla sua entrata di feedback un valore costante, che è ricavato tramite un partitore dall'uscita del convertitore stesso, garantendone così la stabilità. Questo dispositivo richiede solo pochi componenti esterni, di cui l'induttore e i condensatori di entrata e uscita rappresentano quelli più importanti.

Efficiency vs Load Current

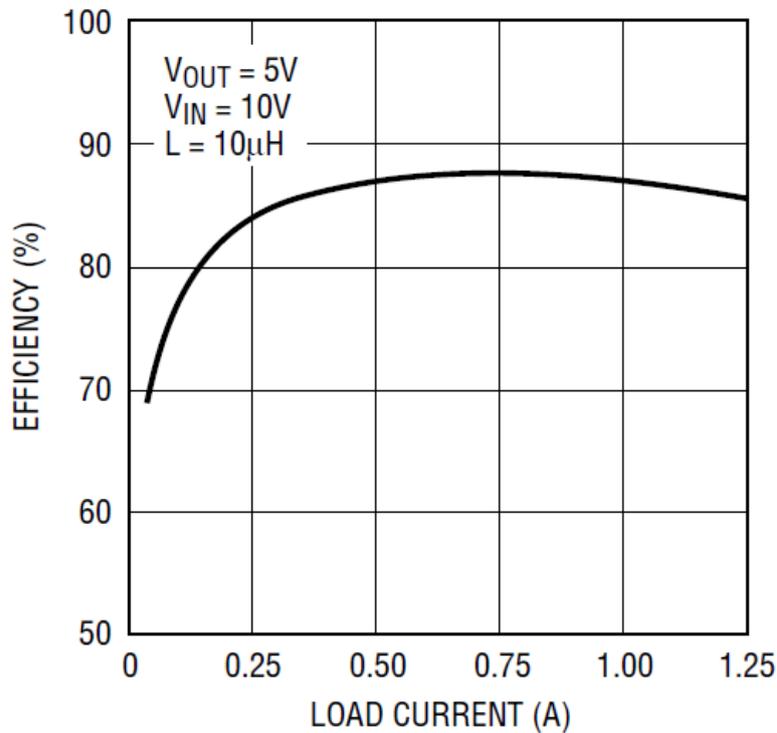


Figura V.6: Efficienza dell'alimentatore switching impiegato nella scheda di controllo dei magnetotorquer¹⁰

Come detto, per quest'applicazione è fondamentale evitare che segnali ad alta frequenza arrivino alle bobine, e questo è vero ancor più per l'alimentazione a cui vengono collegate. Il calcolo quindi dell'induttanza e del condensatore di filtro diventa fondamentale per garantire un ripple il più basso possibile.

Il parametro più importante per il condensatore è la resistenza equivalente di serie, ESR: più questo valore è basso, meno ripple viene generato dalla corrente dell'induttanza. Per ottenere un valore basso si possono scegliere condensatori prodotti con particolari materiali, che risultano però più ingombranti rispetto a normali condensatori, oppure posizionare più condensatori in parallelo per ottenere il parallelo delle resistenze.

In questo caso si è scelto un condensatore con una ESR relativamente bassa, pari a 0.8Ω , e ne saranno posti quattro in parallelo nelle varie parti del circuito, ottenendo quindi una resistenza complessiva di 0.2Ω .

Per quel che riguarda la induttanza, il parametro fondamentale è l'impedenza. In questo caso la scelta è stata per una induttanza da $10\mu\text{H}$.

¹⁰ Linear Technology LT1361/LT1362 datasheet, pag. 1

Utilizzando le formule fornite sulla nota di applicazione, si ottiene che la massima tensione picco-picco di ripple è pari a:

$$I_{p-p}(\text{Induttore}) = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN} - V_{OUT})}{V_{IN} \cdot L \cdot f} = 0,478 A$$

$$\sum \frac{dI}{dt} = \frac{V_{IN}}{ESL} = 1,2 \cdot 10^5$$

$$V_{RIPPLE} = (I_{p-p})(ESR) + ESL \sum \frac{dI}{dt} = 95mV$$

Considerando che la massima corrente erogata nell'applicazione in questione in condizioni di funzionamento normali è di 150mA, ossia un decimo della massima corrente disponibile con questo regolatore, una tensione di ripple sicuramente inferiore a 95mV è accettabile.

L'alimentazione viene inviata ad ognuno dei tre circuiti delle bobine attraverso un interruttore formato da due MOSFET, uno di tipo N e uno di tipo P, con tensioni di gate compatibili con il segnale a 3.3V in uscita dal microcontrollore.

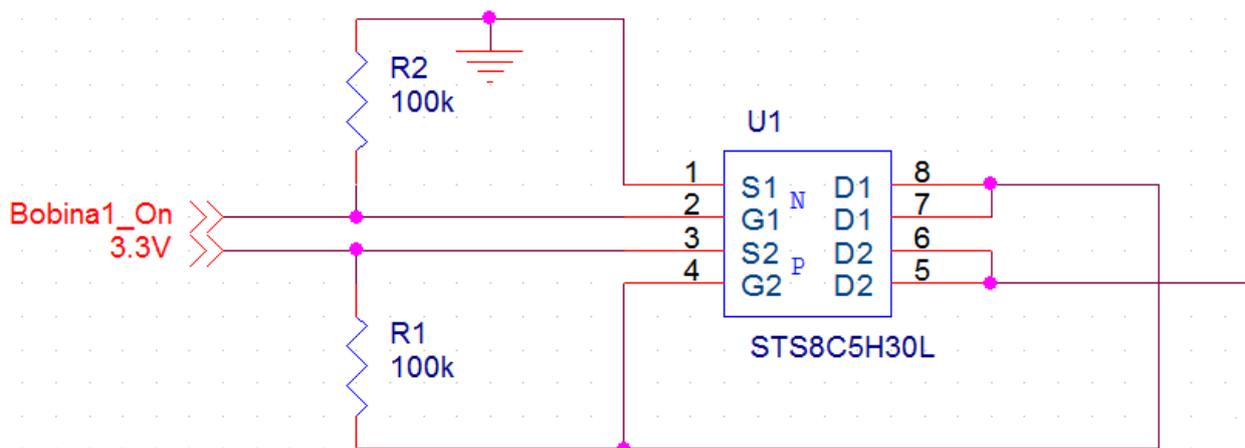


Figura V.7: Circuito di attivazione dell'alimentazione

Questo tipo di circuito è lo stesso utilizzato per fornire l'alimentazione ai sensori.

La sezione di circuito seguente è il generatore di corrente vero e proprio:

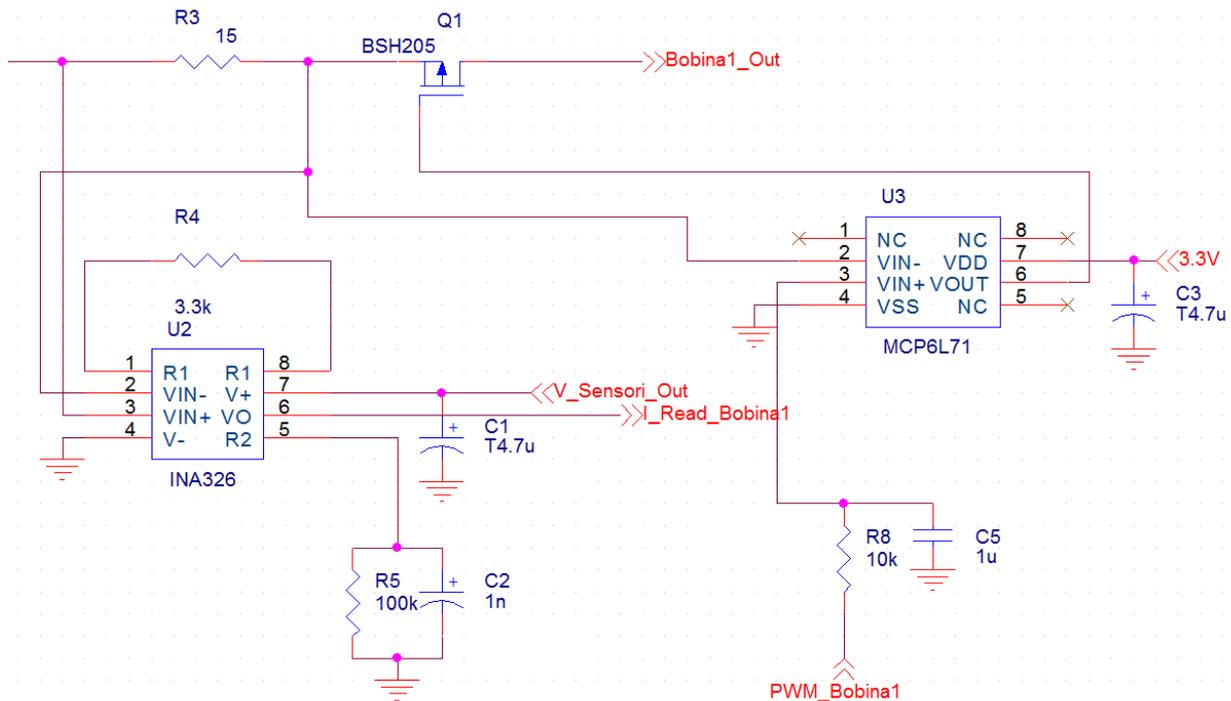


Figura V.8: Circuito del generatore di corrente del controller dei magnetorquer

La resistenza R3 è la resistenza di riferimento del generatore. Il valore è stato scelto per avere una corrente massima di 150mA sul carico. La scelta di un valore di corrente massimo pari al triplo previsto permette da un lato di testare le capacità della sezione di alimentazione senza dover collegare tutti e tre i magnetorquer, e dall'altro lascia molto margine per l'aumento della corrente in fase di controllo qualora si rendesse necessario. All'uscita di R3 è collegato l'ingresso invertente di U3, l'amplificatore operazione che controlla il generatore. Sull'ingresso non invertente dello stesso operazionale si trova il filtro RC che ricava un valore di tensione costante a partire dal segnale PWM generato dal microcontrollore. L'uscita dell'operazionale pilota Q1, il MOSFET che regola il passaggio della corrente.

Il principio di funzionamento è semplice ed efficace: un amplificatore operazionale regola l'uscita in modo da mantenere uguale la tensione ai due ingressi. Ad uno di questi viene fornita la tensione di riferimento, mentre la tensione presente sull'altro è inversamente proporzionale alla corrente che scorre attraverso il circuito. Nei due casi estremi, una tensione di controllo pari a quella di alimentazione significa che sulla resistenza di riferimento non deve esserci nessuna caduta, quindi la corrente imposta è uguale a zero. Nel caso opposto, ossia tensione di controllo pari a zero, il circuito tende a far passare più corrente possibile per portare la tensione al capo della resistenza più vicino possibile a zero.

L'integrato U2 è un amplificatore per strumentazione, formato da tre amplificatori operazionali, utilizzato per la lettura della corrente. Utilizza la stessa resistenza impiegata come riferimento per il

generatore di corrente, risparmiando così componenti e spazio sulla scheda. Alimentato da un circuito indipendente attivato dal microcontrollore, fornisce un valore di tensione in uscita proporzionale alla differenza delle tensioni in ingresso, il cui guadagno è regolato da R4. Questo tipo di amplificatore permette di annullare la componente continua della misura, mantenendo solo la parte differenziale.

La sezione di circuito successiva ha il compito di cambiare il verso di scorrimento della corrente nel magnetotorquer.

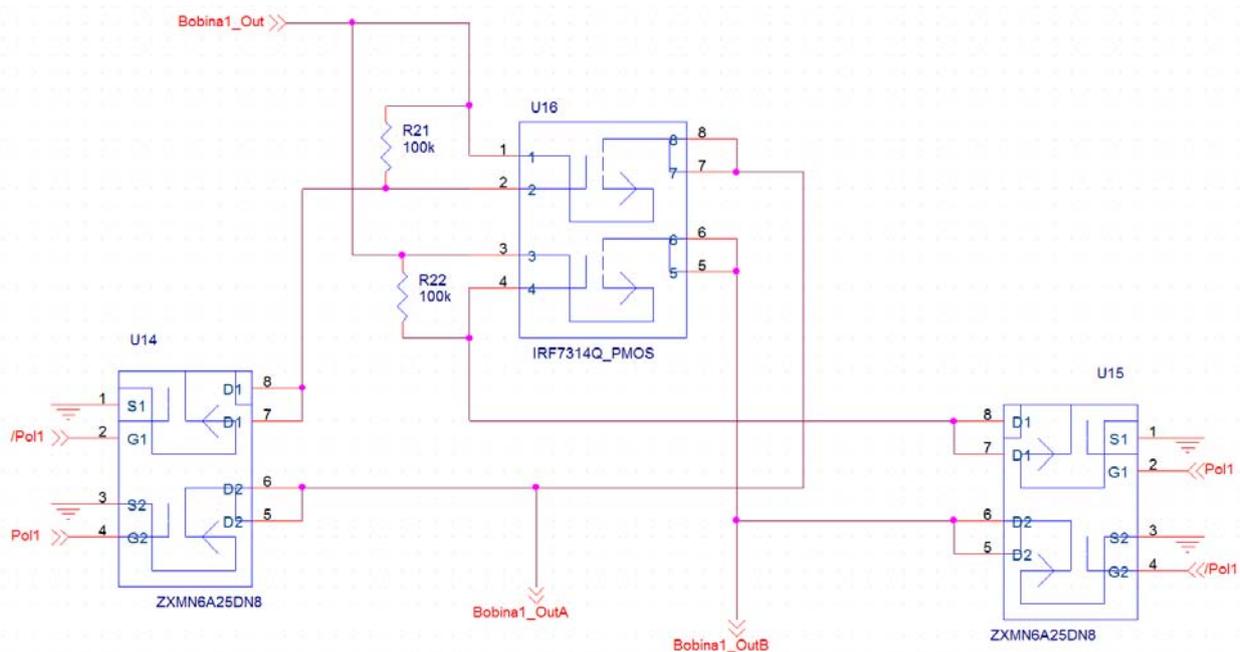


Figura V.9: Circuito di controllo della polarità nel controller dei magnetotorquer

Realizzare un generatore di corrente in grado di erogare e assorbire corrente, per permettere lo scorrimento in entrambi i versi, richiede un circuito più complesso di quello utilizzato. Risulta quindi molto più pratico invertire i collegamenti del carico per ottenere l'effetto desiderato, e questo è possibile tramite un ponte di MOSFET. I due estremi del carico vengono quindi collegati in un verso o nell'altro a seconda di un comando di polarità inviato dal microcontrollore, che abilita una combinazione o l'altra. Per risparmiare collegamenti tra le schede, un semplice circuito effettua l'inversione logica del segnale di polarità, operazione necessaria per il corretto controllo del ponte. A questo punto, l'uscita viene inviata al connettore dei magnetotorquer.

Inizialmente era prevista la presenza di sensori ad effetto Hall per avere una lettura del campo generato tramite i magnetotorquer, ma per vari motivi questa sezione di circuito è stata scartata. L'uso dei sensori di corrente, abbinato ai magnetometri del sistema di controllo, è infatti più che sufficiente per verificare il corretto funzionamento del sistema. Leggendo la corrente, infatti, è

possibile rendersi conto se il circuito funziona come richiesto e, anche se dovesse essere presente un corto circuito che blocca l'alimentazione alle bobine, la mancanza di cambiamenti nelle letture dei magnetometri lo segnalerebbe.

V.5: Scheda di controllo dei magnetometri

I magnetometri rappresentano la parte dei sensori più critica in quanto a requisiti di qualità del segnale e di rumore. Per questo motivo è stato realizzato un alimentatore lineare, proprio per evitare qualunque tipo di rumore indotto sull'alimentazione.

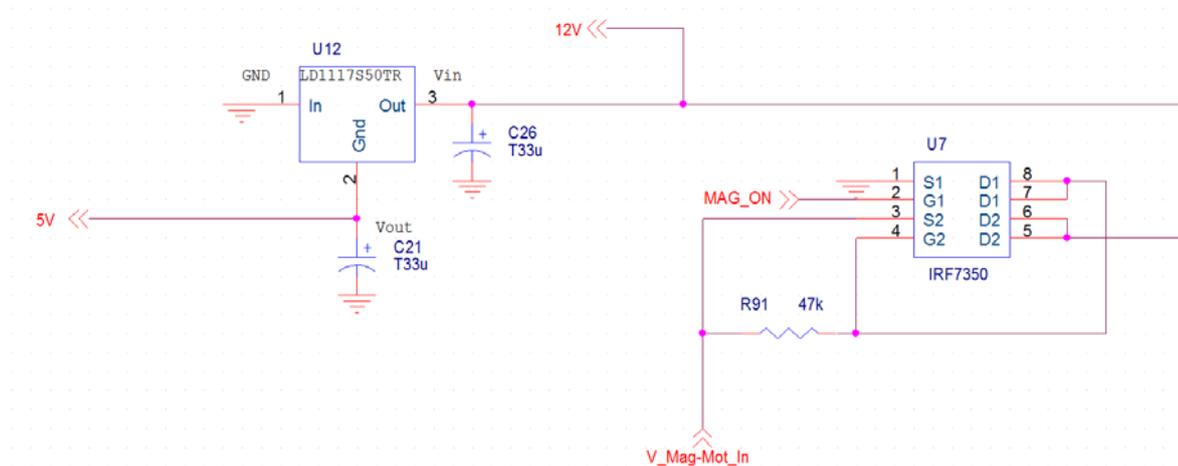


Figura V.10: Circuito di alimentazione della scheda dei magnetometri

Dai requisiti dei magnetometri sappiamo che la tensione tipica di alimentazione è di 5V: lo stabilizzatore U12, attivato tramite l'interruttore U7 (uguale al sistema descritto nel paragrafo precedente), fornisce questa alimentazione a partire dai 12V in ingresso. L'efficienza è chiaramente minore rispetto ad un alimentatore switching, ma viste le piccole correnti in gioco non risulta un problema.

I 12V necessari per il circuito di Set/Reset sono presi direttamente dall'alimentazione, prima dello stabilizzatore.

Il segnale di Set/Reset, come detto in precedenza, deve essere un impulso di corrente abbastanza elevato ma di durata molto breve. Per ottenere la corrente necessaria, si usa una tensione di almeno 12V, che il microcontrollore direttamente non può fornire. Per questo motivo, il seguente circuito, porta il segnale di controllo del microcontrollore dai 3.3V originali a 12V, sufficienti per controllare i MOSFET che piloteranno il segnale vero e proprio.

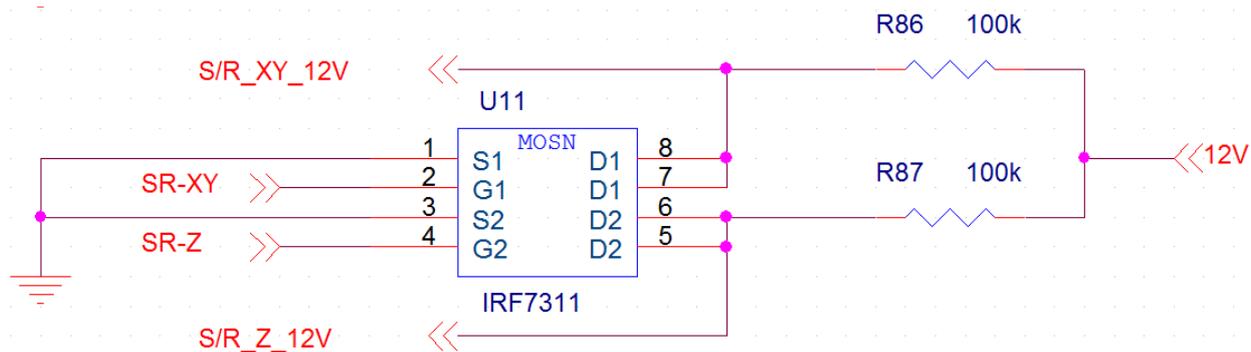


Figura V.11: Circuito di pilotaggio del segnale di Set/Reset

Il segnale in arrivo dal microcontrollore, *SR-XY* e *SR-Z*, viene utilizzato per pilotare due MOSFET. Le resistenze di pull-up R86 e R87 permettono quindi di ottenere un segnale a 12V. È da notare che il segnale in uscita risulta invertito ma, per come è stata realizzata la parte successiva del circuito, non ha implicazioni sul funzionamento del circuito.

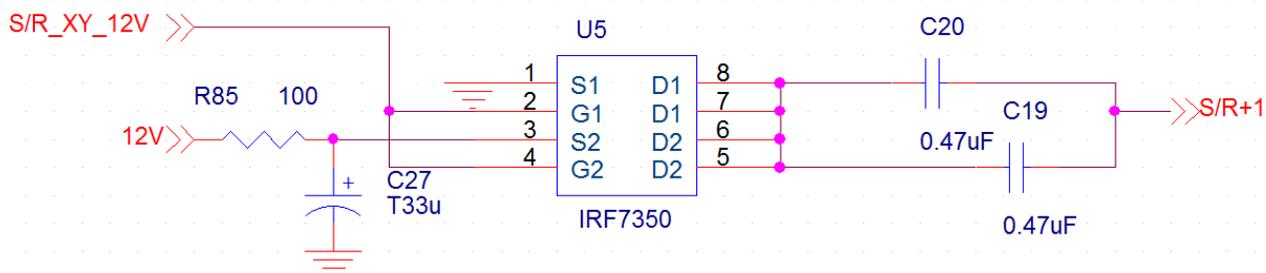


Figura V.12: Circuito di generazione del segnale di Set/Reset

U5 è il doppio MOSFET che pilota realmente l'ingresso del Set/Reset del magnetometro. Si tratta di due MOSFET, uno di tipo N e l'altro di tipo P, collegati in serie. Ai due estremi si trova l'alimentazione di 12V, mentre l'uscita è presa nel centro. Di conseguenza, l'uscita è alta, ossia 12V, quando l'ingresso è basso e viceversa.

I due condensatori C19 e C20 posti in serie all'uscita eliminano la componente continua, creando un impulso ogni qualvolta venga prodotto un cambio di tensione: quando l'uscita dei MOSFET passa da 12V a 0V, l'impulso sarà positivo, mentre nel caso contrario l'impulso sarà negativo.

La durata massima di detto impulso sarà determinata dalla capacità di condensatori e dalla resistenza della linea di Set/Reset del magnetometro, mentre gli intervalli di tempo tra uno e l'altro saranno date dal segnale in uscita dal microcontrollore.

I collegamenti al magnetometro non presentano nessun requisito particolare: il dispositivo non richiede componenti esterni per il suo funzionamento e tutti i segnali entrano o escono direttamente dall'integrato.

Come detto, l'uscita è di tipo differenziale: per poterla utilizzare è necessario un amplificatore operazionale in configurazione differenziale.

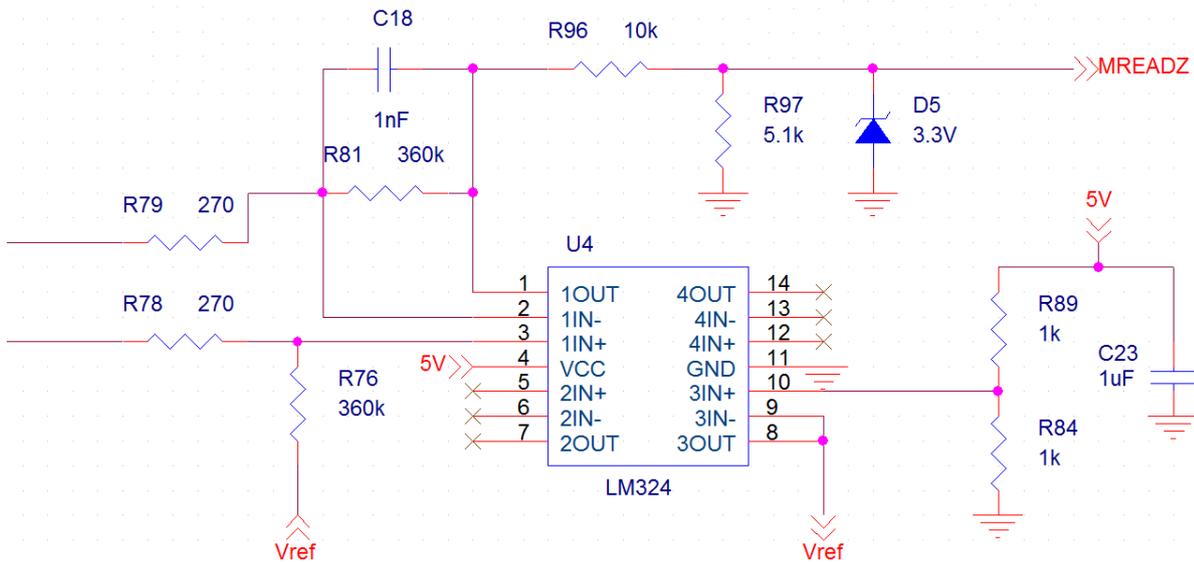


Figura V.13: Circuito di lettura del sensore di campi magnetici

L'integrato U4 è un amplificatore operazione quadruplo. Nello schema in figura V.13 è riportato il circuito per l'asse z, dove si utilizzano solo due dei quattro amplificatori.

Sono disponibili molti possibili circuiti per realizzare un amplificatore differenziale, ma il più semplice prevede l'uso di un solo amplificatore e per ragioni di spazio è la soluzione scelta per il caso concreto.

Le resistenze R79 e R78 sono collegate all'uscita del ponte di misura che, come già ricordato, da una parte offre il segnale variabile vero e proprio mentre dall'altra riporta il riferimento di tensione.

Le resistenze R76 e R81 fissano il guadagno differenziale dell'amplificatore, pari a oltre 1330.

Dato che il campo magnetico può essere sia positivo che negativo, la differenza di tensione tra i due ingressi può assumere entrambi i valori. Tuttavia, il circuito è alimentato da una tensione singola, che lo impedisce.

Per risolvere questo problema si inserisce un offset nel circuito, ottenuto tramite il terzo amplificatore di U4: un partitore resistivo formato da R84 e R89 ricava dai 5V dell'alimentazione una tensione di 2.5V, fornita in ingresso all'inseguitore di tensione realizzato con l'amplificatore operazionale, in modo tale da essere utilizzata come offset per tutti gli altri amplificatori differenziali. Questa tensione, applicata tramite R76 sull'ingresso non invertente dell'operazionale,

sposta la tensione in uscita in assenza di segnale dell'amplificatore differenziale al valore di offset stesso, permettendo quindi di avere tensioni in uscita maggiori o minori di questo valore.

La necessità di far operare il magnetometro a 5V comporta la necessità di applicare la stessa tensione al circuito di amplificazione. Questo può comportare dei problemi con il segnale di uscita, qualora questo venga applicato direttamente sugli ingressi analogico-digitali del microcontrollore, poiché la tensione applicata non può essere più alta di quella di alimentazione, pari a 3.3V. Per questo motivo, sull'uscita viene inserito un partitore resistivo per abbassare il range di tensioni da 0-5V a 0-3.3V, prevedendo anche un diodo zener come ulteriore protezione.

Il circuito appena descritto è ripetuto anche per i segnali relativi agli assi X e Y del magnetometro, completando così il circuito.

V.6: Scheda di controllo dei motori

Il driver per i motori scelto è il BLD05002S prodotto dalla Faulhaber, composto da un piccolo circuito compatibile con un package DIP8 e completamente autonomo.

Questo dispositivo richiede una serie di segnali per il suo funzionamento:

- *CLK*: la velocità di rotazione del motore è impostata da un segnale di clock esterno. La velocità di rotazione finale dipende dal numero di poli p del motore (4 nel caso del motore scelto) secondo la formula

$$v = \frac{f_{CLK}}{48p}$$

Una frequenza di clock di 10KHz, per esempio, comporta una velocità di rotazione del motori di 3125rpm.

- *DIR*: Imposta la direzione di rotazione del motore
- *Um*: Il voltaggio che arriva al motore è impostato tramite l'ingresso U_m e risulta essere una combinazione della tensione di alimentazione U_{cc} secondo la formula:

$$U_{motor} = (U_m - \frac{U_{cc}}{2}) \cdot 0.707$$

Stando alle informazioni del datasheet, i valori di tensione applicati a questo ingresso devono essere compresi tra U_{cc} e $U_{cc}/2$.

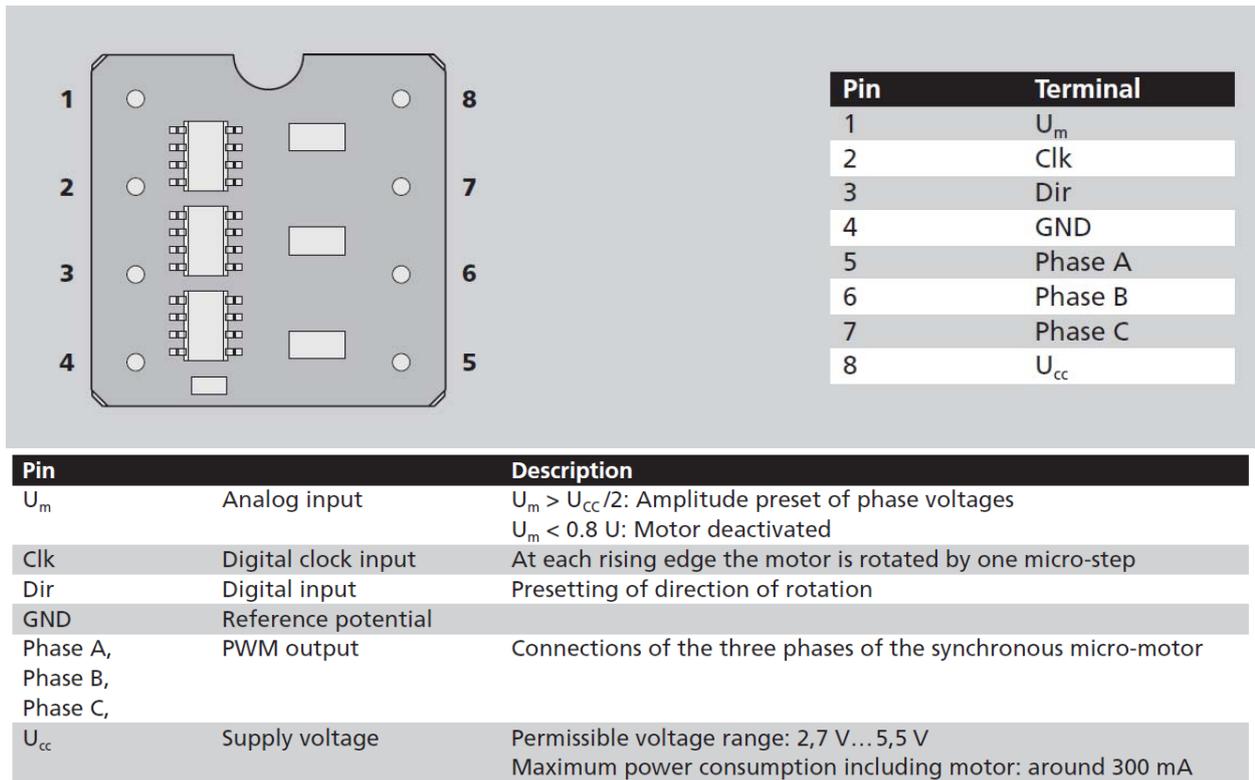


Figura V.14: Caratteristiche del driver dei motori¹¹

L'alimentazione scelta per i motori è di 3.3V, eventualmente modificabile fino a 5V nel caso in cui durante i test ci si renda conto che è necessaria maggior coppia.

Il circuito di alimentazione è lo stesso utilizzato per la scheda dei magnetotorquer, per cui non sarà ulteriormente discusso.

¹¹ Faulhaber BLD 05002 S datasheet, pagg. 5 e 6

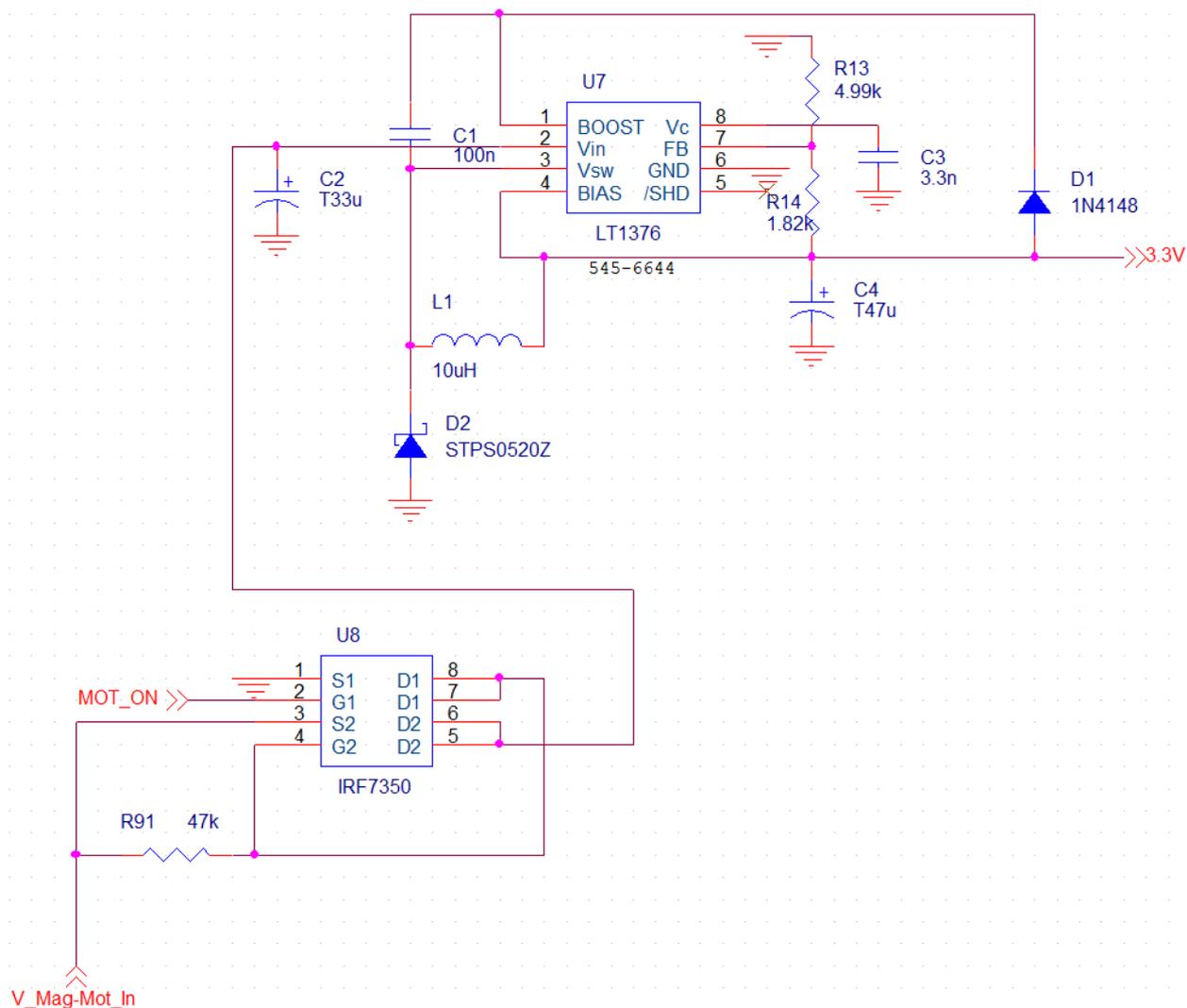


Figura V.15: Circuito di alimentazione della scheda di controllo dei motori

L'utilizzo di una alimentazione uguale a quella del microcontrollore permette di evitare la necessità di inserire protezioni nella sezione di lettura della corrente.

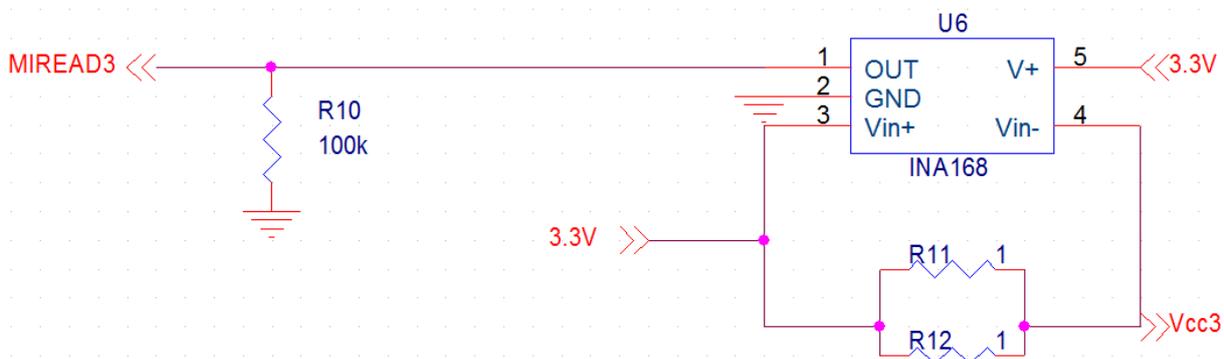


Figura V.16: Circuito di lettura della corrente dei motori

In questo caso si utilizza l'integrato INA168, un sensore di corrente prodotto dalla Texas Instruments, il cui funzionamento è riportato in figura V.17.

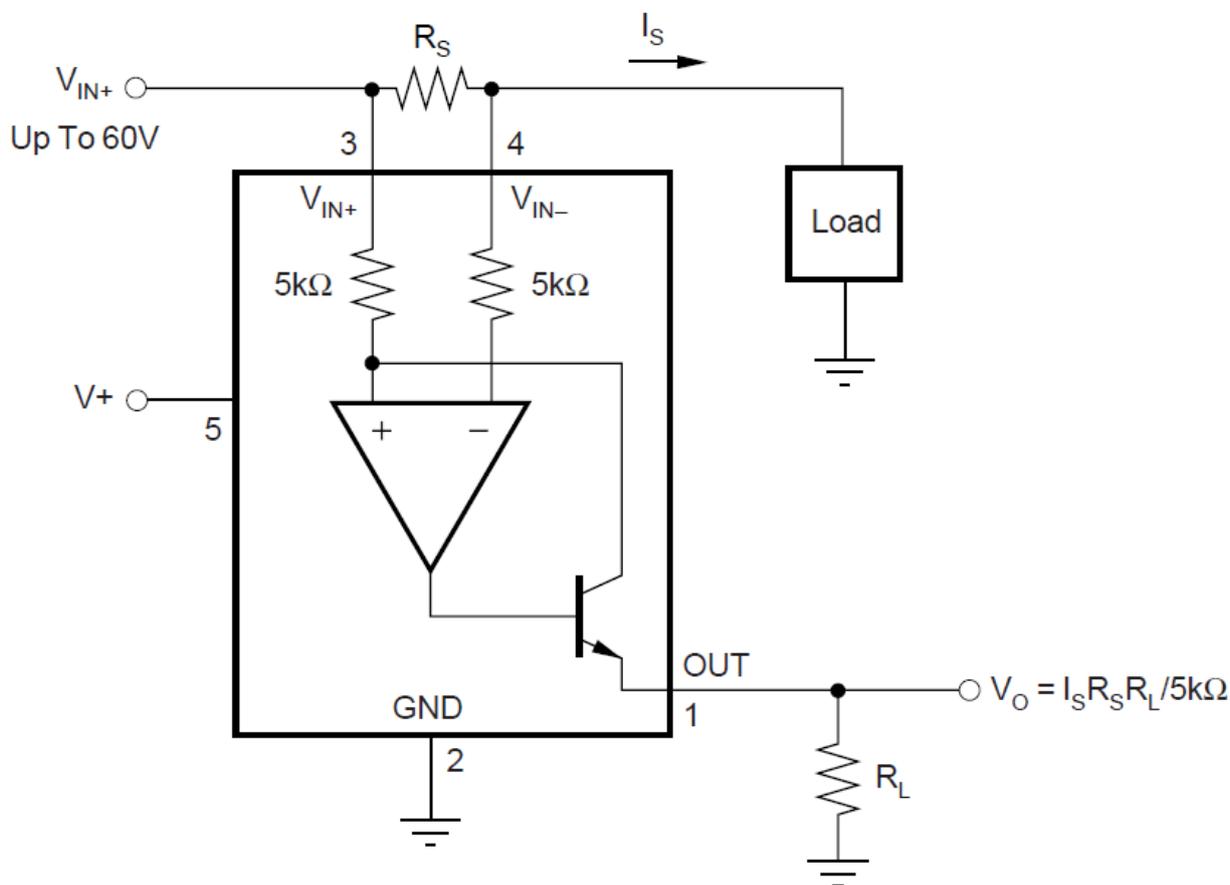


Figura V.17: Schema di funzionamento del sensore di corrente utilizzato nella scheda di controllo dei motori¹²

Il guadagno è impostato tramite una sola resistenza, R10 nello schema precedente, e permette di utilizzare resistenze di sensing di piccolo valore ohmico riducendo così al minimo le perdite di potenza. Nel caso concreto, la resistenza di sensing formata dal parallelo di R11 e R12, da 1Ω ciascuna, è pari a 0.5Ω. La resistenza di carico è pari a 100kΩ e la corrente massima indicata dal datasheet per ogni motore è di 300mA. Con questi dati, la tensione massima in uscita è pari a 3V, lasciando margine per leggere eventuali sovraccarichi del motore.

¹² Texas Instrument INA168 datasheet, pag. 1

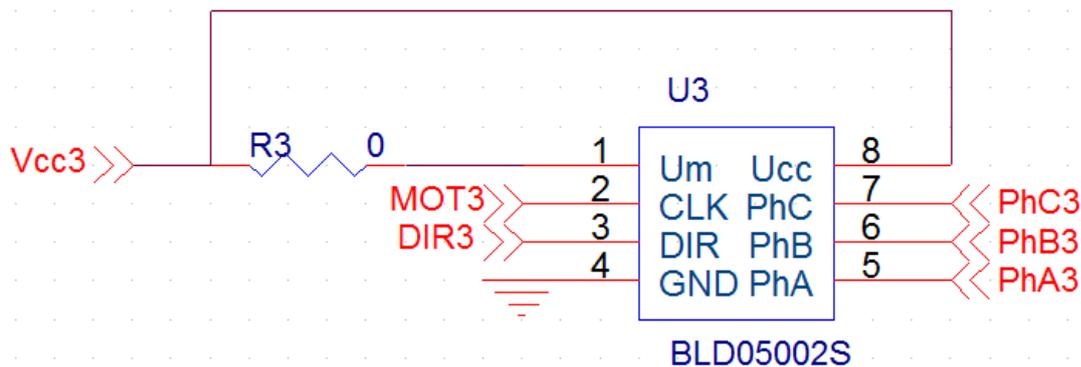


Figura V.18: Driver dei motori

Infine, il controller del motore è collegato secondo quanto visto precedentemente.

L'uscita delle tre fasi viene mandata direttamente al connettore del motore.

V.7: Scheda del microcontrollore

La scheda del microcontrollore rappresenta il cuore del sistema di controllo d'assetto: da questa scheda partono tutti i segnali di controllo delle periferiche, in essa vengono effettuate le letture dei sensori e messe in pratica le leggi di controllo, oltre a comunicare con l'esterno.

L'alimentazione viene fornita tramite il connettore J15 e da lì inviata direttamente ai connettori per le altre schede. Un regolatore DC/DC integrato, denominato U10, fornisce i 3.3V per il funzionamento del microcontrollore. Un ulteriore regolatore di tensione lineare fornisce il riferimento di tensione per la sezione di conversione analogico-digitale del microcontrollore.

Il microcontrollore non presenta particolari componenti ausiliari, dato che la maggior parte del circuito è distribuito sulle schede delle periferiche.

È presente un connettore il sistema di In-Circuit Debugging, che permette di programmare ed effettuare il debug del programma in fase di sviluppo senza dover rimuovere fisicamente il dispositivo dalla scheda, operazione praticamente impossibile lavorando con componenti in tecnologia SMD.

Il segnale di clock è fornito da un quarzo a 4Mhz, ma il microcontrollore scelto dispone di un sistema di PLL capace di generare internamente una frequenza di funzionamento fino a 80Mhz, con una frequenza di istruzione di 40Mhz.

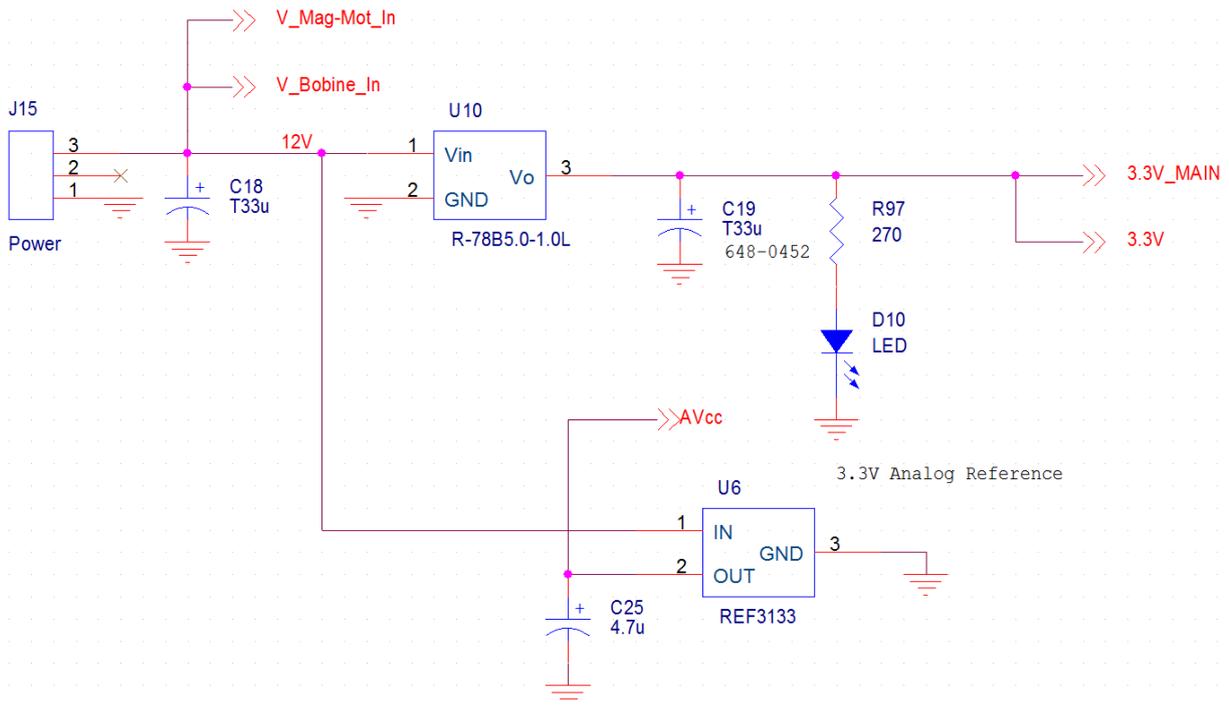


Figura V.19: Circuito di alimentazione per la scheda di controllo digitale

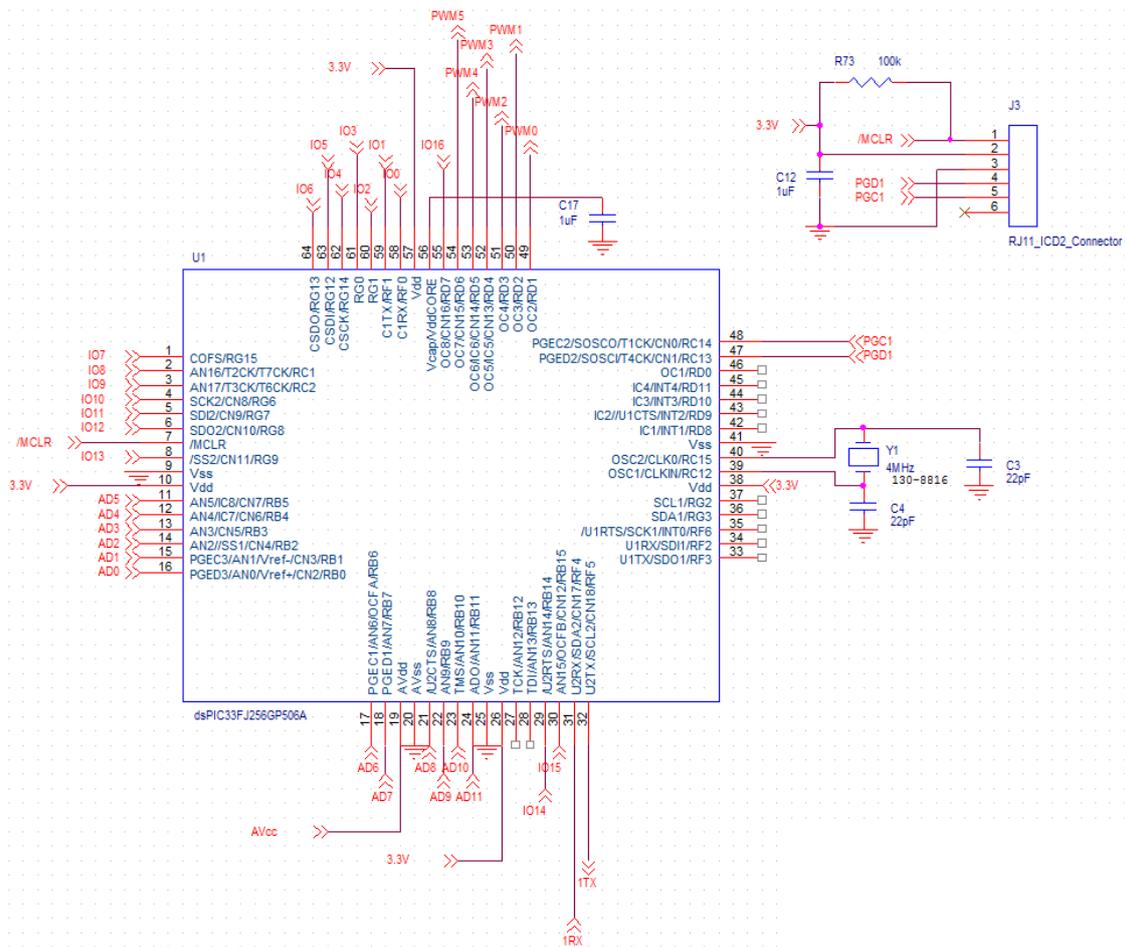


Figura V.20: Collegamenti del microcontrollore

Per la comunicazione con l'esterno si è scelto di usare la porta seriale in standard RS232, compatibile con la porta seriale di qualunque PC.

Il transceiver utilizzato è un tradizionale MAX232, di cui si usa un solo canale. L'uscita è portata ad un connettore posto sulla stessa scheda.

Completato lo schema di tutti i circuiti, si è proceduto alla ricerca ed assegnazione dei footprint di ogni componente e al disegno del circuito stampato.

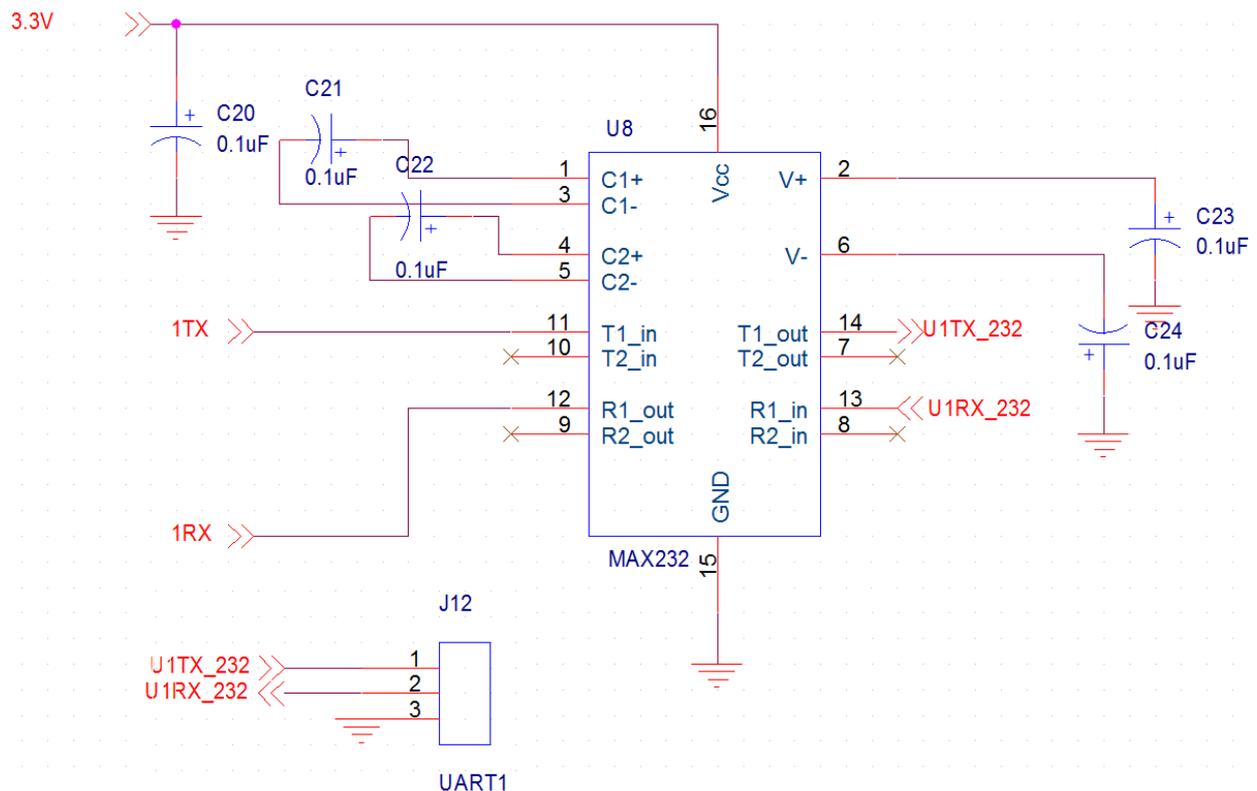


Figura V.21: Driver della porta seriale

V.8: Circuiti stampati

I circuiti realizzati per la scheda di prototipo sono stati tutti disegnati con le dimensioni finali per permettere di effettuare anche una valutazione realistica delle mutue interferenze tra i componenti critici.

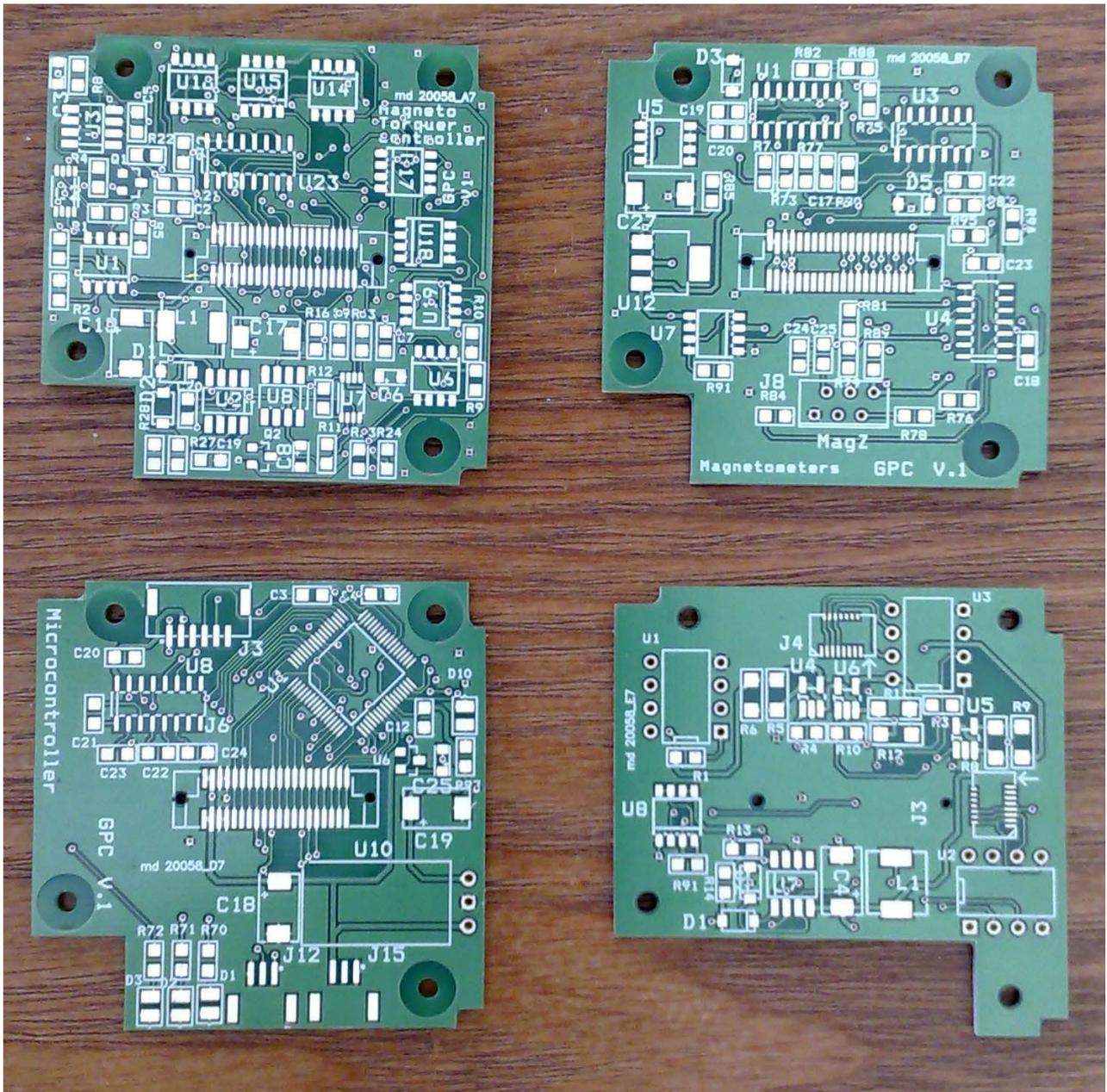


Figura V.22: Circuiti stampati realizzati per il primo prototipo

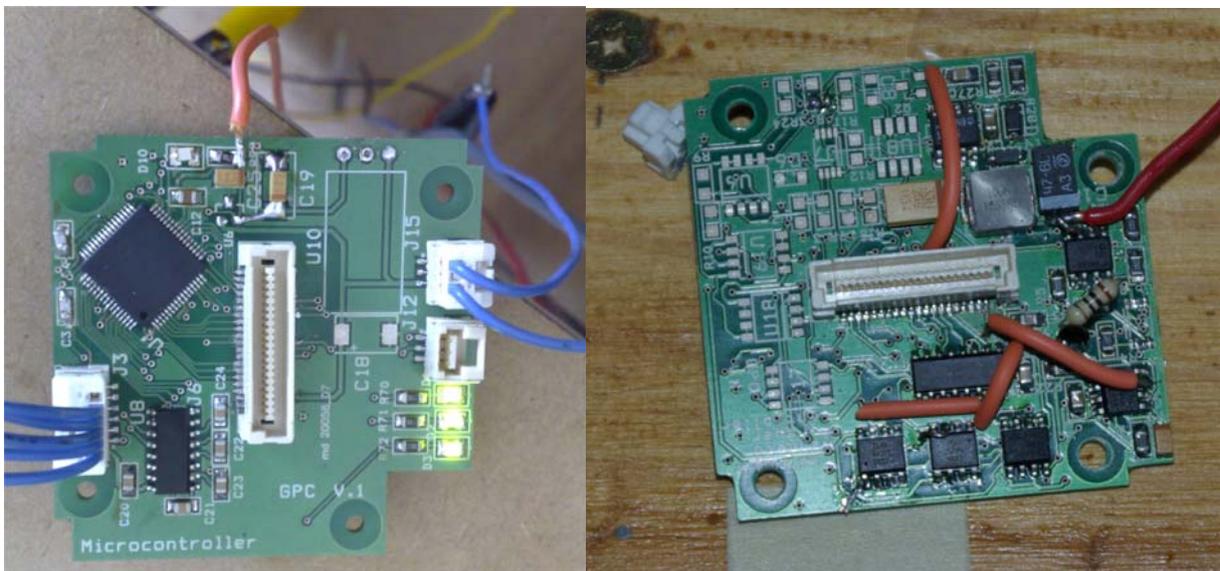
Capitolo VI: Test e messa a punto dei prototipi

Il progetto e i calcoli che sono stati descritti finora hanno preso in considerazione tutto ciò che teoricamente viene riportato nella documentazione, ma non possono sostituire la valutazione del dispositivo reale. Una volta montati i prototipi, anche se solo parzialmente nei casi in cui erano presenti più circuiti uguali, sono stati effettuati una serie di test che hanno permesso la verifica di quanto teorizzato finora, la messa a punto dei circuiti ove necessario e la correzione di eventuali errori.

Nei paragrafi successivi sono descritti i passaggi che hanno portato dalla stesura del progetto del primo prototipo alla realizzazione di un secondo dispositivo migliorato e corretto, compresa la realizzazione di un primo firmware di basso livello che servirà come base per le principali funzioni del sistema definitivo.

VI.1: Assemblaggio della schede e test elettrici

Iniziando dalla scheda del microcontrollore e seguendo, in ordine, con le schede dei magnetotorquer, dei magnetometri e dei motori, si è proceduto a montare tutti i componenti. In realtà, dato che i sistemi sono ripetuti per tre volte in ogni scheda, a parte nel caso del microcontrollore, sono state montate solo le parti comuni e un esemplare per ogni circuito, sufficiente per validarne il funzionamento.



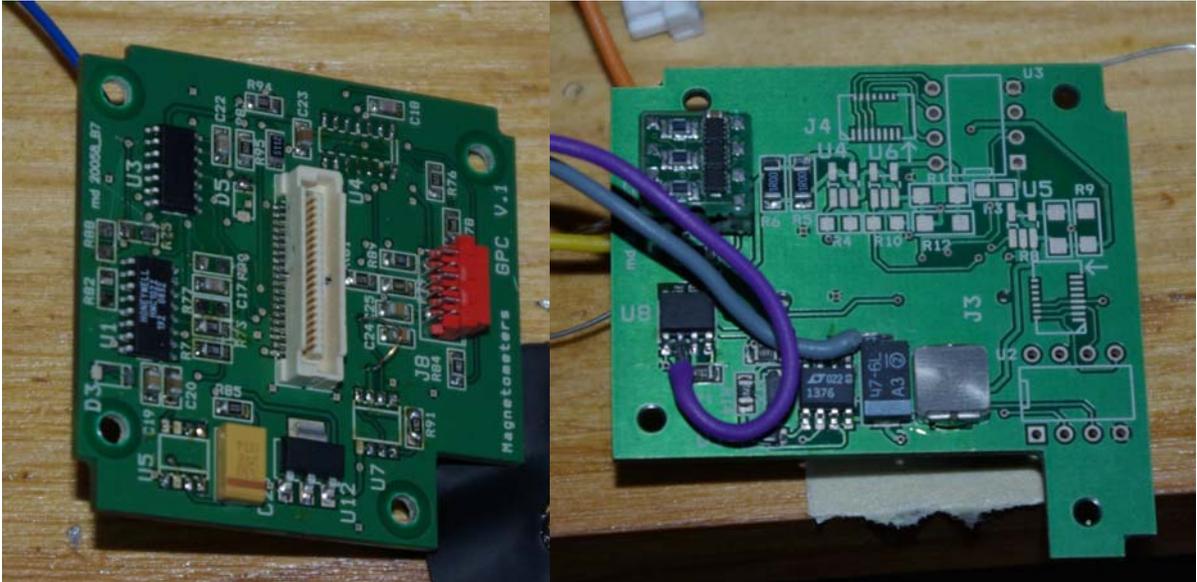


Figura VI.1: Montaggio dei prototipi

Le schede mostrate in foto evidenziano già alcuni cambiamenti che si sono resi necessari durante la fase di test.

Prima di collegare una scheda all'altra è stato effettuato un test elettrico per verificarne il funzionamento in condizioni statiche.

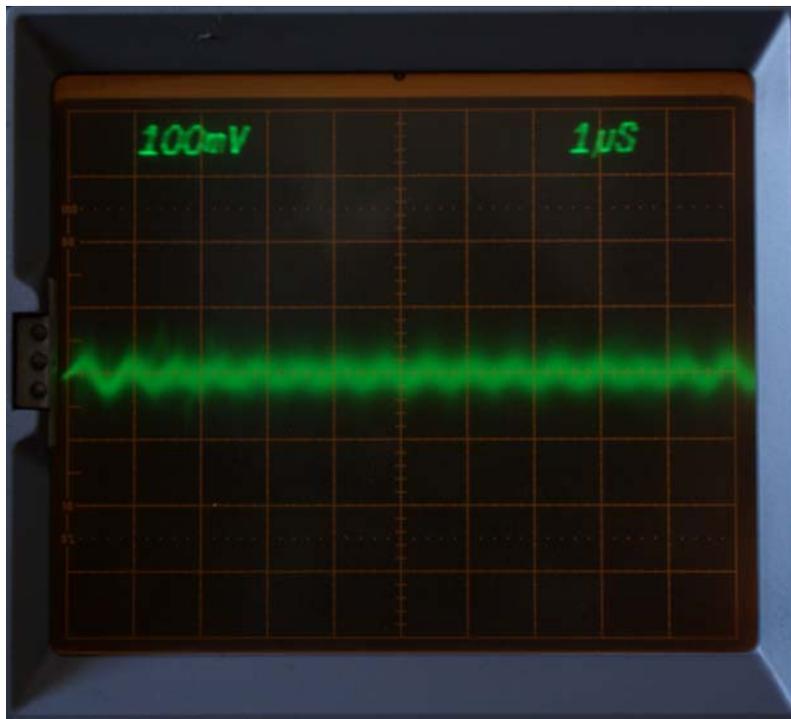


Figura VI.2: Analisi all'oscilloscopio della qualità dell'alimentazione

La visualizzazione con l'oscilloscopio dell'alimentazione di uno dei regolatori switching montati, filtrando la sola componente alternata del segnale, mostra un ripple più che accettabile per un'alimentazione switching in assenza di carico. È presente un po' di rumore, ma dato che le componenti più sensibili sono alimentate tramite convertitori lineari, questo non presenta un problema.

VI.2: Scheda del microcontrollore, firmware di test

Il funzionamento di tutte le periferiche è strettamente connesso al funzionamento del microcontrollore, che provvede a comandarle e gestirle. Per questa ragione, la prima scheda ad essere stata assemblata e messa in funzione è stata proprio quella del microcontrollore.

L'assemblaggio non ha presentato particolari difficoltà, a parte quelle normalmente legate al montaggio manuale di componenti in tecnologia SMD, e si è proceduto immediatamente alla scrittura di un primo firmware di test che permettesse di valutare le funzioni di base del sistema di controllo d'assetto.

In particolare, i requisiti per ogni funzione sono i seguenti:

- Controllo delle bobine: generazione di tre segnali PWM a frequenza fissa e a duty cycle variabile, uno per ciascuna bobina. Il segnale deve essere continuo, senza interruzioni, ma la stabilità entro certi limiti non è un requisito fondamentale, in quanto la dinamica del sistema è comunque lenta a causa del filtro RC che ricava la componente continua per il controllo dei generatori di corrente. Serve inoltre un segnale di controllo per l'accensione delle bobine e per la polarità.
- Magnetometri: generazione di impulso di Set/Reset periodico, senza particolari requisiti sull'intervallo tra un impulso e l'altro ma caratterizzato da una durata abbastanza precisa. È necessario anche un segnale per abilitare la lettura dei sensori.
- Controllo dei motori: generazione di tre segnali di clock a frequenza variabile e indipendenti, con stretti requisiti di stabilità del segnale. Nel momento in cui un motore viene messo in movimento, il segnale deve essere mantenuto costantemente fino allo stop del motore. La variazione di frequenza del segnale deve essere effettuata in maniera graduale e possibilmente autonoma, ossia senza l'intervento costante del software, a seconda della massima accelerazione che si identificherà durante i test con la massa della ruota di momento posizionata sul rotore. Anche in questo caso è necessario un segnale per l'accensione dei motori e uno ulteriore per la direzione.

Oltre ai requisiti delle funzioni di controllo è necessario tenere in considerazione la necessità di ricevere ed inviare dati sulla porta seriale ed effettuare le letture del convertitore analogico-digitale: l'invio dei dati e l'acquisizione degli ingressi analogici può anche essere effettuato ad intervalli più o meno regolari, ma la ricezione dei dati può dover avvenire in qualunque momento.

Appare quindi evidente che la struttura del programma deve essere il meno sequenziale possibile, perché effettuare tutte queste operazioni in un ciclo continuo può comportare ritardi, perdite di sincronizzazione o perdita di dati qualora una operazione richieda più tempo del previsto. È necessaria una soluzione software che permetta il richiamo di specifiche funzioni in maniera indipendente dal regolare svolgimento del programma.

Gli strumenti messi a disposizione dal microcontrollore in questione per implementare questo tipo di software sono due: interrupt e DMA.

Un interrupt è una richiesta che viene inviata alla CPU di eseguire determinate funzioni e viene inviata in corrispondenza di un qualche evento, che può essere esterno, come il cambiamento di stato di una porta, oppure interno, come lo scadere di un timer. Ad esempio, si può configurare il sistema perché, allo scadere di un tempo determinato, invochi la funzione che abilita l'invio della telemetria oppure che effettua la lettura dell'ADC. In quel caso, il programma interrompe la sua normale esecuzione, esegue la funzione associata all'interrupt specifico quindi, una volta terminata, ritorna al punto in cui si era interrotto. Da una parte permette, quindi, l'esecuzione quasi in tempo reale di funzioni legate a specifici eventi, ma dall'altra comporta una pausa nell'esecuzione del programma regolare.

Il DMA invece è un tipo di accesso alla memoria che permette ad una periferica, come una porta seriale, di accedere ad un buffer di memoria direttamente, senza richiedere l'intervento della CPU. In questo modo l'esecuzione del programma principale continua senza interruzioni, fino al momento in cui l'azione specifica viene terminata –ad esempio la ricezione o l'invio di un messaggio-, quando viene lanciato un interrupt.

Per alcune periferiche non è disponibile il DMA, per il semplice fatto che non operano su variabili. La tabella seguente indica gli interrupt e i DMA assegnati alle varie risorse hardware del microcontrollore.

Periferica	Funzione	Note
Timer 1	Disponibile	
Timer 2	Riservato per PWM	
Timer 3	Riservato per PWM	
Timer 4	Interrupt - Impulso di Set/Reset	L'intervallo tra il fronte di salita e di discesa dell'impulso sarà diverso dall'intervallo tra un impulso e l'altro.
Timer 5	Interrupt – Controllo accelerazione per i motori	Generazione della rampa di accelerazione – decelerazione con una pendenza predeterminata.
Timer 6	Interrupt – Esecuzione della legge di controllo	Intervallo di tempo per l'esecuzione della legge di controllo; la tempistica è importante perché coinvolge una derivata rispetto al tempo.
Timer 7	Interrupt – Abilita l'invio di un pacchetto di telemetria	L'abilitazione all'invio è trasparente al software, ma non essendoci requisiti temporali stringenti l'invio effettivo sarà effettuato in polling.
Timer 8	Disponibile	
Timer 9	Disponibile	
ADC	DMA	Il campionamento è continuo e trasparente al software. Una volta completato, il software elabora i dati.
Serial TX	DMA	Una volta avviato l'invio di dati, questo avviene in maniera trasparente al software.
Serial RX	DMA	Richiede un pacchetto in ingresso di lunghezza fissa e conosciuta.

È stato detto che alcune periferiche hanno stringenti requisiti di stabilità nel segnale di controllo che deve essere loro fornito.

È stato fatto un tentativo di generare segnali PWM via software, associando lo stato della porta ad un timer, ma i risultati sono stati deludenti: anche alzando verso i valori massimi la velocità di clock del microcontrollore, con tre uscite attive e l'utilizzo della porta seriale il segnale in uscita diventava estremamente instabile, rendendo inefficiente il controllo.

La generazione di questi segnali tramite software è quindi da escludere, essendo legata a tempistiche imprevedibili. I segnali PWM in oggetto, quindi, saranno generati tramite le periferiche hardware rese disponibili dal microcontrollore. In particolare, esiste una porta denominata Output Compare che, tramite dei timer interni, permette la generazione di vari segnali: clock, impulsi e PWM.

Se da una parte questa soluzione risolve perfettamente il problema della qualità dei segnali in uscita, presenta una limitazione: solo due timer diversi possono essere associati alle diverse uscite della porta, permettendo quindi la generazione di segnali solamente a due frequenze indipendenti. Per i magnetotorquer questo non rappresenta una limitazione, dato che ciò che cambia durante il

controllo è il duty cycle, che è indipendente per ogni porta. Per i motori invece questo rappresenta un problema, dato che è necessario comandare con una frequenza diversa ognuno di essi.

Nel corso del 2011 la Microchip ha reso disponibile una nuova famiglia di microcontrollori che superano questa limitazione, permettendo la generazione di fino a 16 segnali PWM con frequenza indipendente l'una dall'altra. Un dispositivo che potrebbe sostituire senza problemi il microcontrollore scelto è, per esempio, il dsPIC33EP512MU810.

Per lo sviluppo del prototipo si è deciso di proseguire, comunque, con l'utilizzo del microcontrollore identificato inizialmente, anche a causa della tardiva disponibilità della nuova famiglia (seconda metà del 2011). Per i possibili test da effettuare a terra, l'uso di un solo motore per volta non è limitante, mentre per la realizzazione di un prototipo di volo il passaggio al nuovo sistema richiederebbe solo una minima revisione del codice di più basso livello.

In questa fase di sviluppo del software, le funzioni sono implementate esclusivamente a basso livello, ossia hanno il solo scopo di gestire le risorse hardware e rendere disponibili le funzionalità di base per testare il sistema.

Il segnale di controllo dei magnetotorquer, come detto, è generato tramite la porta Output Compare del microcontrollore opportunamente impostata perché produca un segnale di tipo PWM.

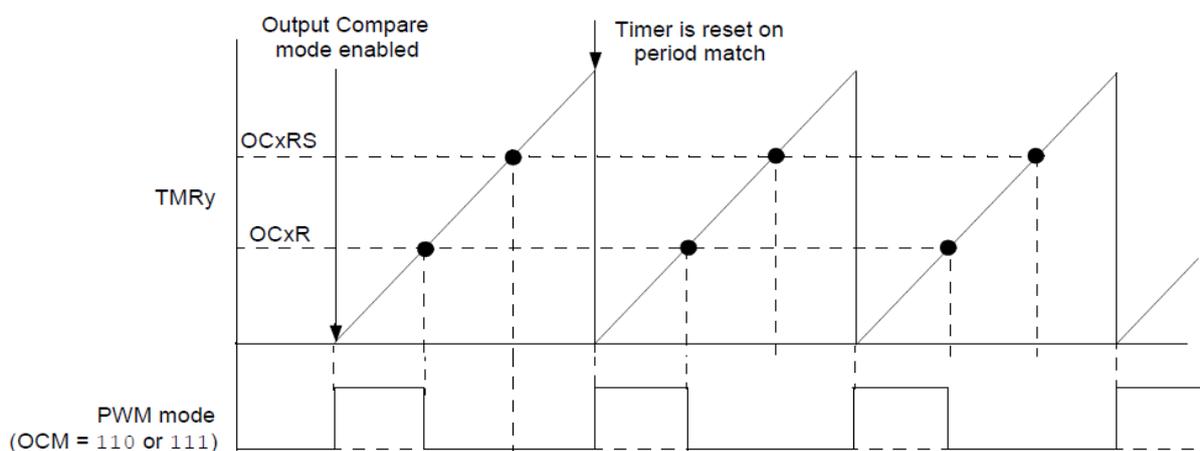


Figura VI.3: Modi di funzionamento delle uscite di Output Compare del microcontrollore

Il periodo del segnale PWM è impostato tramite il registro PR associato al timer ed è inoltre dipendente dal valore del prescaler e dalla frequenza di funzionamento del microcontrollore. La frequenza di funzionamento deve essere sufficientemente elevata da poter essere filtrata senza residui del filtro RC del circuito di controllo dei magnetotorquer ma, dall'altra parte, non deve essere generata con un valore troppo piccolo di PR per poter mantenere una buona risoluzione.

Dallo schema mostrato in figura VI.3, infatti, appare chiaro come l'impulso venga attivato all'inizio del periodo impostato da PR (TMR è il registro che contiene il valore del timer e viene resettato quando raggiunge il valore impostato in PR) e terminato quando il contatore raggiunge il valore contenuto nel registro OCxR, dove "x" è l'identificatore dell'uscita. Di conseguenza, il numero massimo di passi possibili per il segnale PWM sarà pari a PR, che è un valore a 16 bits.

Nel caso specifico, i valori impostati sono i seguenti:

- Frequenza di funzionamento del micro: 70Mhz
- Prescaler: 1:1
- PR: 2000

La frequenza del segnale PWM risulta quindi pari a 35KHz, con quindi 2000 passi di regolazione disponibili della corrente dei magnetotorquer.

Le operazioni per poter utilizzare questa periferica sono quindi le seguenti:

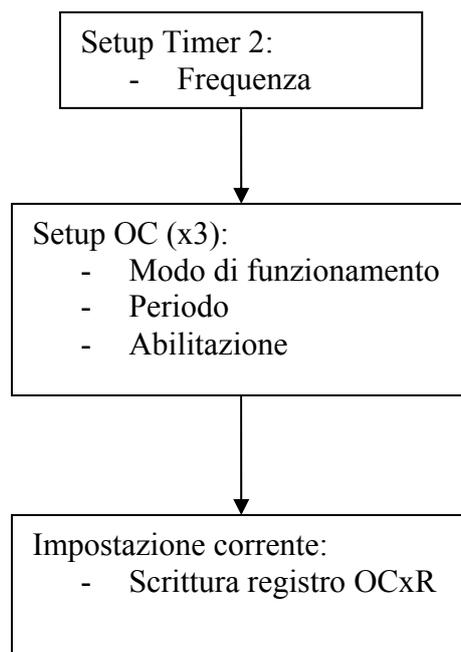


Figura VI.4: Schema a blocchi della procedura di configurazione del PWM associato ai magnetotorquer

Ogni uscita possiede un suo registro OCxR indipendente dagli altri, per cui mentre il Timer2 imposta la frequenza comune per tutti i segnali associati, il duty cycle del PWM è indipendente e permette di controllare tutte le bobine senza limitazioni.

Come spiegato in precedenza, i magnetometri hanno bisogno di un segnale di Set/Reset per poter funzionare. Questo è implementato tramite un interrupt associato ad un timer: allo scadere del tempo prefissato, viene invertita per due volte in successione il valore dell'uscita associata al segnale, generando così l'impulso.

Nuovamente si richiede l'impostazione del timer, che questa volta ha bisogno di una bassa frequenza di funzionamento. Tramite i registri descritti per il timer associato al segnale PWM, si è scelto un intervallo tra un impulso e l'altro di 50ms e una durata dell'impulso di 2us, secondo le indicazioni ricavate dal datasheet dei magnetometri.

Per ottenere questo cambiamento di frequenza, all'interno della funzione stessa dell'interrupt vengono modificati i parametri di funzionamento del timer nel seguente modo:

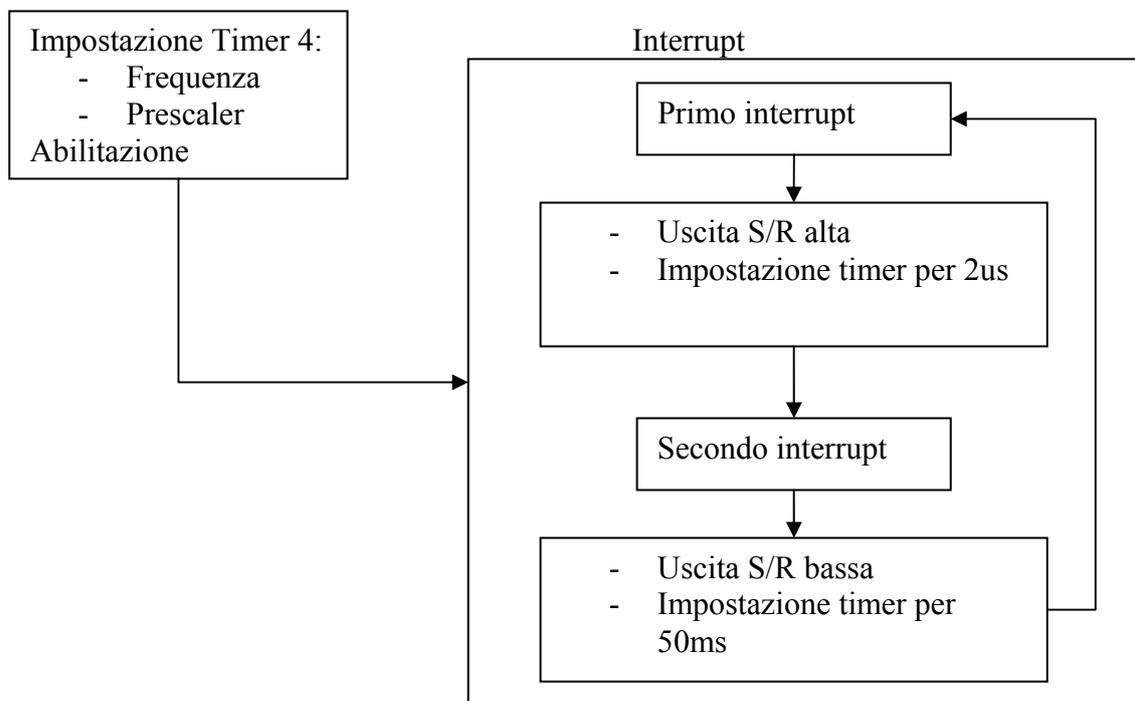


Figura VI.5: Schema a blocchi della funzione di generazione del segnale di Set/Reset

Anche il segnale di controllo dei motori si genera tramite le porte di Output Compare, utilizzate però in modo impulso invece che in modo PWM.

Il problema in questo caso è che, oltre a variare la durata dell'impulso per mantenere sempre un duty cycle del 50% con il variare della frequenza, è necessario anche variare le impostazioni del timer associato alla porta. Come detto, a causa di limitazioni hardware, solo i timer 2 e 3 possono essere associati al modulo di Output Compare, obbligando all'uso di una sola uscita alla volta per il controllo dei motori.

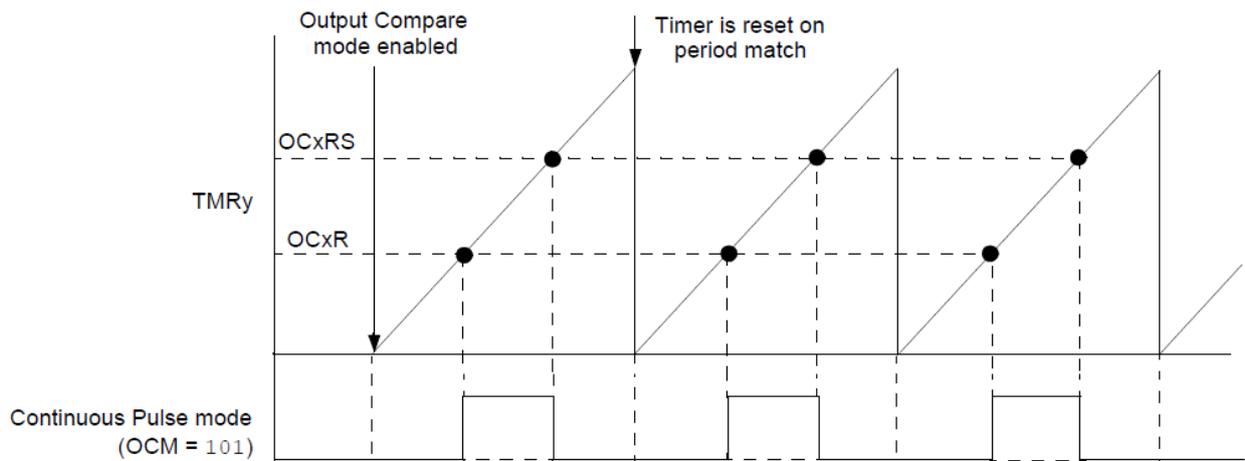


Figura VI.6: Modi di funzionamento delle porte di Output Compare del microcontrollore

In questo modo di funzionamento, il registro OCxR indica il momento in cui l'impulso viene attivato, mentre il registro OCxRS quando l'impulso deve terminare.

Nell'applicazione presente il valore di OCxR può essere mantenuto sempre a 0, per far iniziare l'impulso ad ogni reset del contatore, mentre il valore di OCxRS sarà pari alla metà di PR, per generare un'onda quadra.

I valori di impostazione del timer sono quindi i seguenti:

- Frequenza di funzionamento del micro: 70Mhz
- Prescaler: 1:256
- PR: da 2 a 65535

Questi valori permettono generare un'onda quadra a partire da una frequenza di 4Hz fino a 136.7KHz. Tenendo in conto le caratteristiche del motore (si veda il paragrafo V.6), questo significa una velocità di rotazione compresa tra 0.02Hz (1.2rpm) e 711Hz (>42700rpm). Modificando anche il valore del prescaler, è possibile raggiungere velocità più elevate qualora sia necessario.

Finora sono state presentate funzioni che non richiedono il trasferimento di dati, quindi l'unica via disponibile per scaricare il software della loro gestione è stato utilizzare l'interrupt. Per il trasferimento dati, invece, è possibile avvalersi del DMA.

Ad ogni tipo di trasferimento è necessario associare un canale DMA, quindi alla porta seriale ne saranno associati due: uno per la trasmissione e uno per la ricezione.

Nel caso della trasmissione dati, un buffer software viene assegnato al DMA prescelto, generando quindi una associazione tra il registro del DMA che andrà a contenere il dato e l'indirizzo di memoria del buffer. Nel momento in cui si desidera iniziare una trasmissione, si dovrà impostare il

numero di caratteri che compongono il messaggio in uno speciale registro del DMA ed iniziare la trasmissione. A questo punto, tutto il procedimento è completamente trasparente al software, che può proseguire senza interruzione la sua esecuzione, fino al termine del messaggio quando viene inviato un interrupt per segnalare la conclusione delle operazioni di DMA. All'interno della funzione di interrupt verrà resettata una variabile che segnala una trasmissione in corso al resto del programma, per evitare scritture nel buffer di uscita mentre questo viene utilizzato.

La ricezione dei dati tramite DMA presenta invece un requisito: com'è stato detto, è necessario impostare il registro che indica il numero di volte che il canale deve essere utilizzato prima di mandare un interrupt che segnala il completamento delle operazioni. Nel caso della ricezione di dati, questo significa il completamento del messaggio e, di conseguenza, richiede la conoscenza a priori della lunghezza del messaggio stesso. Ci possono essere strade software per ovviare a questo problema, ma per il momento si è scelto di utilizzare una lunghezza fissa del messaggio: questa decisione richiederà più lavoro sullo sviluppo di un protocollo di comunicazione, ma permette di mantenere più semplice, affidabile e snello il firmware di bordo. Nella funzione di interrupt si procederà a segnalare che un nuovo messaggio è stato ricevuto, per poi elaborarlo all'interno del ciclo di esecuzione del software: dato che un interrupt blocca l'esecuzione di tutte le funzioni di priorità inferiore, è sempre opportuno mantenere il più breve possibile i processi che vengono eseguiti in questa modalità e delegare il più possibile le operazioni che possono richiedere tempo al normale flusso software.

Anche al convertitore analogico-digitale viene associato un DMA: in questo caso il suo compito è trasferire ogni acquisizione dal registro interno della periferica al buffer di memoria in cui viene immagazzinato per il suo utilizzo da parte del software. Nuovamente, si sceglie un numero di esecuzioni del DMA prima che scatti l'interrupt, che in questo caso è pari al numero di ingressi da scansionare. Nella funzione di interrupt si segnalerà che la tabella dei valori acquisiti è stata aggiornata.

Come si evince da quanto detto, queste funzioni permettono solo un controllo di base delle periferiche del microcontrollore e dovranno essere utilizzate manualmente, ma da una parte permettono di valutare le potenzialità e le caratteristiche del sistema che è stato sviluppato e dall'altra saranno la base per la scrittura delle funzioni di più alto livello.

VI.3: Test funzionali

Una volta messo in funzione il microcontrollore, la prima scheda ad essere testata è stata quella dei magnetotorquer. I test hanno riguardato la generazione del segnale PWM, la sua qualità e stabilità e il funzionamento dei generatori di corrente. Il segnale generato dal microcontrollore utilizzando le periferiche hardware descritte nel paragrafo precedente si è rivelato di ottima qualità e stabilità, in qualunque condizione di funzionamento. La frequenza è sufficientemente elevata per non presentare alcuna ondulazione residua a valle del filtro RC del generatore di corrente e la risoluzione si è dimostrata ottima..



Figura VI.7: Esempi di segnale PWM (sinistra e centro) e segnale in uscita al filtro RC

La figura superiore offre due esempi di segnale PWM generato dal microcontrollore a diverso duty cycle e stessa frequenza, a sinistra, e il segnale ottenuto in uscita, a destra. Come si vede chiaramente, solo la componente continua del segnale passa attraverso il filtro, permettendo un controllo stabile della corrente del generatore.

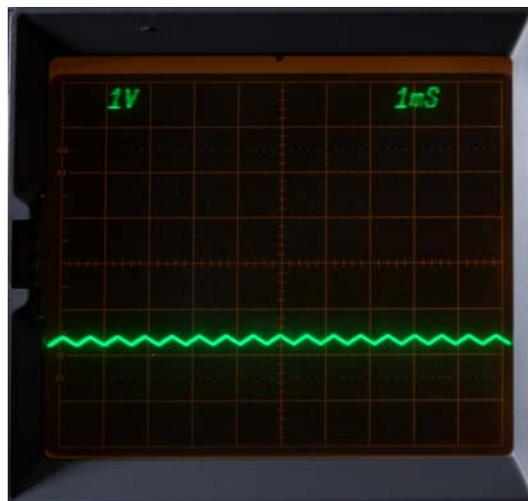


Figura VI.8: Segnale in uscita al filtro RC a seguito di un segnale PWM a bassa frequenza

E' stata fatta una prova per verificare la capacità del microcontrollore di produrre tre segnali PWM a frequenza fissa e duty cycle variabile via software, utilizzando un interrupt relativo ad un timer.

I risultati sono stati discreti: il segnale è sufficientemente stabile finché il microcontrollore non ha altre funzioni da svolgere, mentre tende a degradare nel caso in cui si inseriscono trasmissioni dati o altre funzioni che richiedono l'uso di altri interrupt. Alzando la priorità dell'interrupt relativo alla generazione del segnale si ottiene un ulteriore miglioramento della situazione, a fronte di un accettabile rallentamento delle altre attività svolte dal software. La frequenza non può però essere mantenuta troppo alta per non avere una esecuzione del software eccessivamente frammentaria, comportando un eccessivo ripple nel segnale di controllo del generatore di corrente come nell'esempio mostrato in figura VI.8 relativo ad un segnale PWM al 50% del duty cycle.

In definitiva il segnale PWM che controlla i magnetorquer deve essere generato necessariamente via hardware.

Il controllo della corrente si è rivelato ottimo. La sequenza seguente di immagini mostra la corrente massima che è stata impostata per ogni canale, fissando dei limiti opportuni sul duty cycle del PWM, e l'effetto dell'inversione della polarità, dimostrando che mantiene fondamentalmente inalterata la corrente che attraversa il carico.

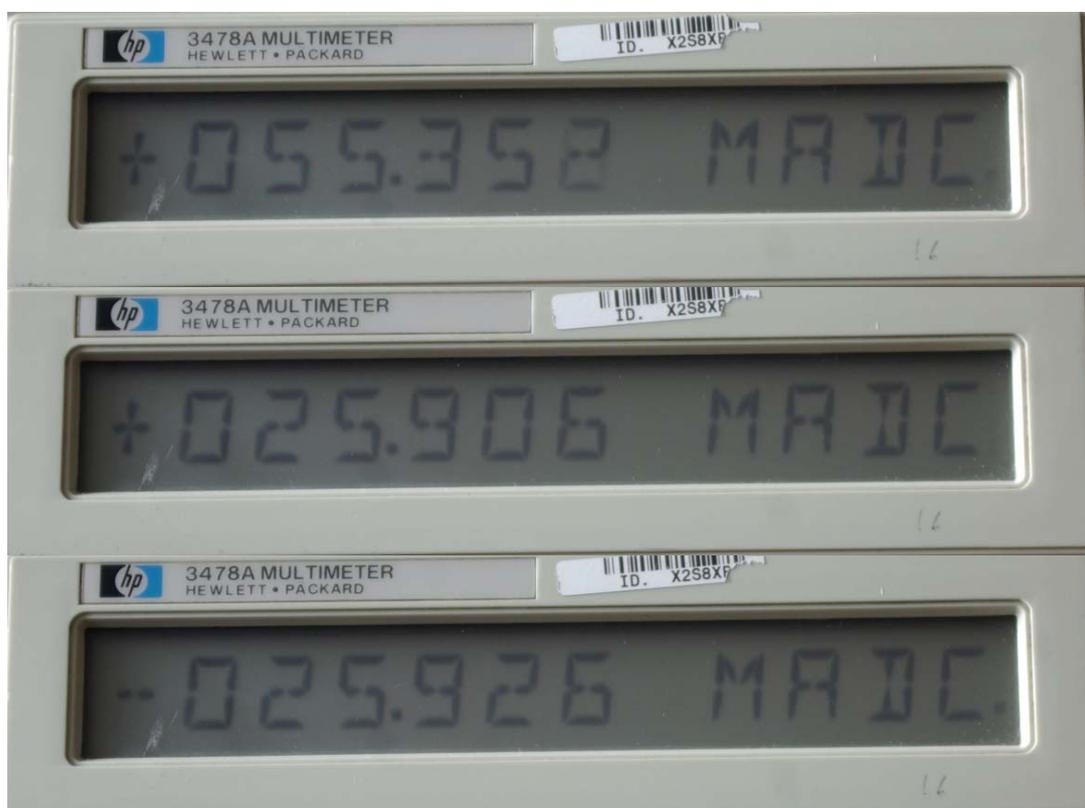


Figura VI.9: Test della corrente massima imposta dal circuito di controllo dei magnetorquer (sopra) e del circuito di inversione della polarità (centro e sotto)

Un ultimo test è stato quello di posizionare una bussola a fianco di una delle bobine, per valutare in maniera qualitativa l'effetto del campo magnetico prodotto dalle correnti scelte.

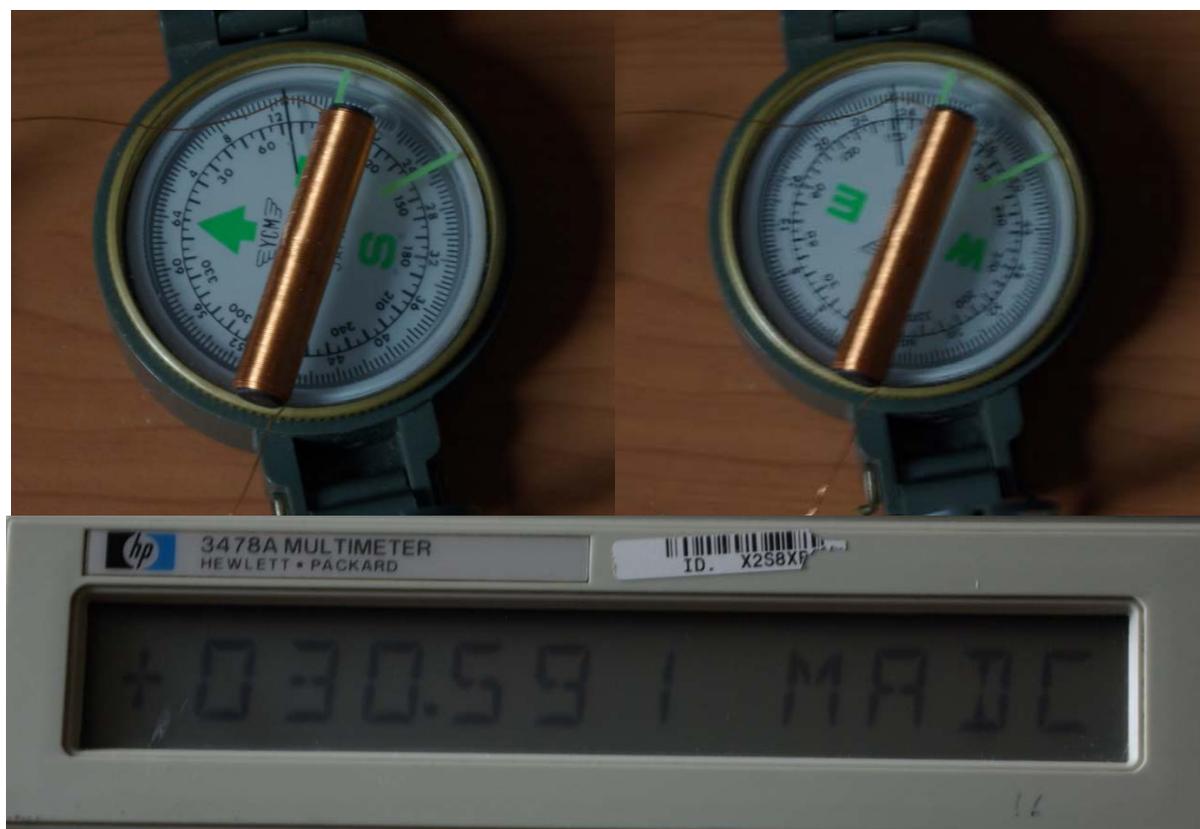


Figura VI.10: Rotazione della bussola a seguito del passaggio della corrente

Già con 30mA di corrente, il magnetotorquer muove di 90° la bussola, fornendo un'ottima prova visiva del funzionamento del sistema.

Per i magnetometri, i test effettuati sono stati di due tipi: sulla generazione del segnale di Set/Reset e sulla qualità delle letture.

Per quel che riguarda il segnale di Set/Reset, l'intervallo tra un impulso e l'altro non presenta alcuna criticità né requisito particolare: il tempo intercorso tra due impulsi deve essere semplicemente sufficientemente breve da assicurare un ripristino delle caratteristiche di sensibilità del magnetometro in caso di una forte perturbazione del campo magnetico, ma nemmeno troppo breve per non comportare un eccessivo consumo di potenza e interferenze con le misure.

Più importante invece si è rivelata la tempistica dell'impulso stesso, ossia l'intervallo di tempo tra il fronte di salita e il fronte di discesa. Per ottenere un buon comportamento del magnetometro è stato necessario calibrare l'intervallo di tempo l'interrupt che segna l'inizio dell'impulso e quello che ne

segna la fine fino al valore di 14 μ s, mentre l'intervallo stabilito tra due impulsi è stato fissato a 200ms.

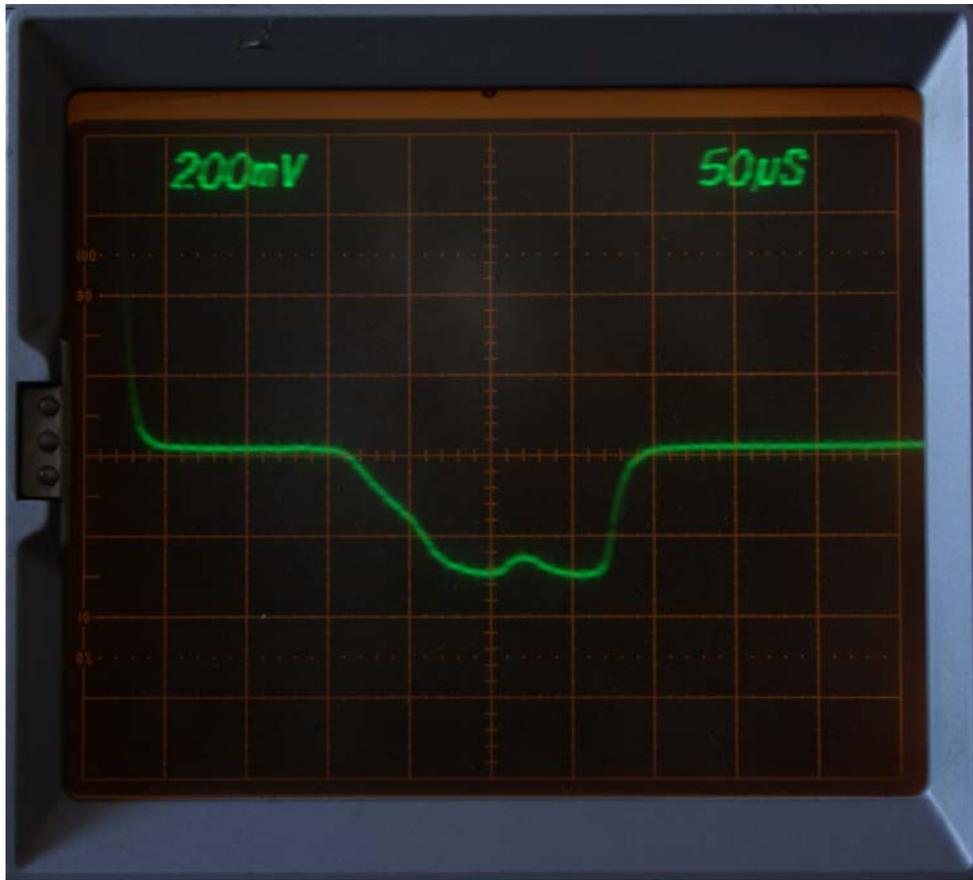


Figura VI.11: Segnale di Set/Reset

L'immagine riporta l'andamento della tensione alla porta positiva del segnale di Set/Reset del magnetometro. Come si vede, all'inizio dell'impulso è presente un picco di tensione positiva, che arriva ai 12V dati dall'alimentazione, dovuto alla scarica dei condensatori posti in serie all'ingresso. Dopo un tempo di circa 100 μ s si nota un picco negativo, molto più limitato, dovuto questa volta alla carica dei condensatori. È interessante notare come l'intervallo tra queste due forme d'onda sia maggiore rispetto all'intervallo del segnale di controllo: questo può essere dovuto a diversi fattori costruttivi interni all'integrato, come all'induttanza della linea di Set/Reset che comporta un ritardo nel passaggio della corrente. In ogni caso, sarà necessario tener conto della durata reale dell'impulso di Set/Reset al momento di effettuare l'acquisizione dei dati onde evitare letture falsate.

Un altro effetto che è stato preso in considerazione durante questi test è il tempo di decadimento della corrente che scorre nelle bobine. I magnetotorquer, infatti, possono essere considerati come un

carico puramente induttivo. L'induttanza si oppone ai cambiamenti di modulo e verso della corrente che l'attraversa, portando quindi a sostenere per un certo tempo il campo magnetico generato anche quando il generatore di corrente venga spento. Per poter implementare la funzione di controllo dei magnetotorquer, è necessario effettuare delle letture del campo magnetico terrestre e calcolare la variazione tra una lettura e l'antecedente: se il campo generato dalle bobine non è nullo nel momento delle letture, si introducono componenti spurie che alterano il funzionamento del sistema. Per questo motivo, è importante valutare dopo quanto tempo scompaia il campo applicato per sapere quando è possibile effettuare le misurazioni.

Per fare questa verifica è stata creata una funzione che applica la massima corrente ad una bobina e, ad intervalli regolari, spegne e riaccende il circuito. L'uscita dell'amplificatore del magnetometro è mostrata in figura:



Figura VI.12: Effetto dell'attivazione della bobina sui sensori di campo magnetico

Il momento in cui la bobina è spenta corrisponde al gradino alto del segnale in uscita. Come si vede chiaramente, tanto il fronte di salita come quello di discesa sono smussati, con un tempo di assestamento nell'ordine dei 2ms.

I tempi da rispettare nell'effettuare le misure saranno quindi pari a 350us di attesa dopo l'invio di un segnale di Set/Reset e almeno 2ms dopo lo spegnimento dei magnetotorquer.

Questa misura dimostra anche che la presenza dei magnetometri associata ai sensori di corrente è più che sufficiente a determinare il corretto funzionamento del sistema di controllo magnetico, dato che l'effetto dei magnetotorquer è ben visibile nelle letture dei sensori di bordo e non richiede alcun altro tipo di feedback.

Nonostante queste accortezze, la lettura effettuata dal microcontrollore presenta un certo rumore che può causare problemi nel momento in cui si effettua la derivata del segnale campionato, probabilmente derivante dalla presenza di diversi circuiti digitali nelle vicinanze e impossibili da schermare a causa delle ridotte dimensioni del sistema. Per risolvere questo problema si introdurrà nel software un sistema di campionamento multiplo su cui si effettuerà la media, per ottenere letture più stabili. Data l'estrema rapidità del convertitore analogico-digitale e le relativamente basse frequenze con cui può variare il campo magnetico, l'acquisizione di un elevato numero di campioni non compromette la dinamica del sistema.

Durante i test si è evidenziato un problema relativo ai magnetometri: due canali su tre presentavano un'uscita quasi saturata verso uno dei due valori estremi e una bassissima sensibilità alle variazioni del campo magnetico. Dopo una serie di test per verificare le funzionalità delle singole componenti del circuito, si è capito che il problema deriva da un comportamento anomalo del ponte di misura del magnetometro stesso. In altre parole, o per differenze nelle tolleranze dei componenti interni o per la presenza di elementi che distorcono il campo magnetico esterno come i nuclei dei magnetotorquer, il ponte di misura viene a trovarsi molto spostato verso un estremo o l'altro, impedendo di effettuare misure corrette.

Questa circostanza, descritta come di rara occorrenza nella documentazione tecnica del sensore, è facilmente risolta utilizzando l'ingresso di Offset del magnetometro, applicando quindi una corrente esterna che riporti il sensore in condizioni di equilibrio in mancanza di un campo esterno applicato.

Utilizzando come riferimento il canale che non presentava questo problema, sono stati quindi tarati gli altri due canali rimanenti perché fornissero una uscita il più simile possibile quando rivolte nella stessa direzione, ottenendo quindi gli stessi comportamenti su tutti e tre gli assi.

Il test della scheda dei motori non ha rivelato alcun problema.

È stato tuttavia osservato che, per il modo in cui viene generato il segnale di clock che imposta la velocità di rotazione del motore, si ha una altissima risoluzione nell'impostare velocità estremamente basse, mentre le alte velocità presentano pochi valori possibili. Questo fenomeno è chiaramente mostrato nel grafico in figura VI.13, con l'asse X in scala logaritmica che rappresenta

il valore inserito nel registro del timer associato al segnale di clock, e la frequenza del segnale corrispondente sull'asse Y.

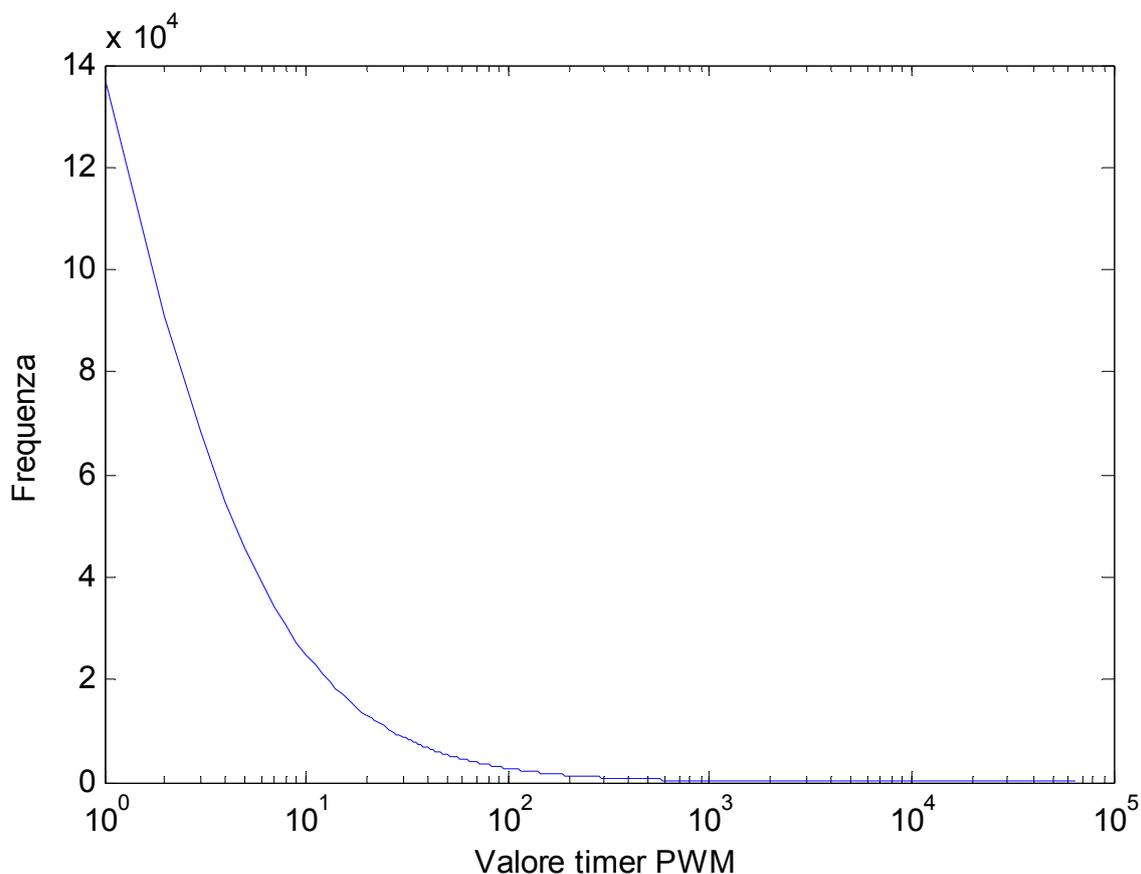


Figura VI.13: Simulazioni dell'andamento della frequenza imposta ai motori in funzione del valore del timer che genera il PWM di controllo

Questo comportamento deriva dal fatto che la grandezza che si imposta è il periodo del segnale, con un andamento lineare: la frequenza presenta quindi un andamento del tipo di $1/x$, con un rapido aumento per i valori più piccoli. Un modo per ovviare a questo problema è modificare il prescaler del timer man mano che ci si avvicina a frequenze elevate, in modo da guadagnare risoluzione e poter cambiare frequenza in maniera più graduale.

Ovviamente i cambiamenti di prescaler devono avvenire senza salti, per cui si possono scegliere alcuni valori speciali per effettuare il cambio, mantenendo però lo stesso segnale in uscita. In particolare:

Passaggio dal prescaler x256 al x64: 33Hz

Passaggio dal prescaler x64 al x8: 2136Hz

Passaggio dal prescaler x8 a x1: 68359Hz

Il risultato di questa operazione è ben visibile nel grafico della simulazione:

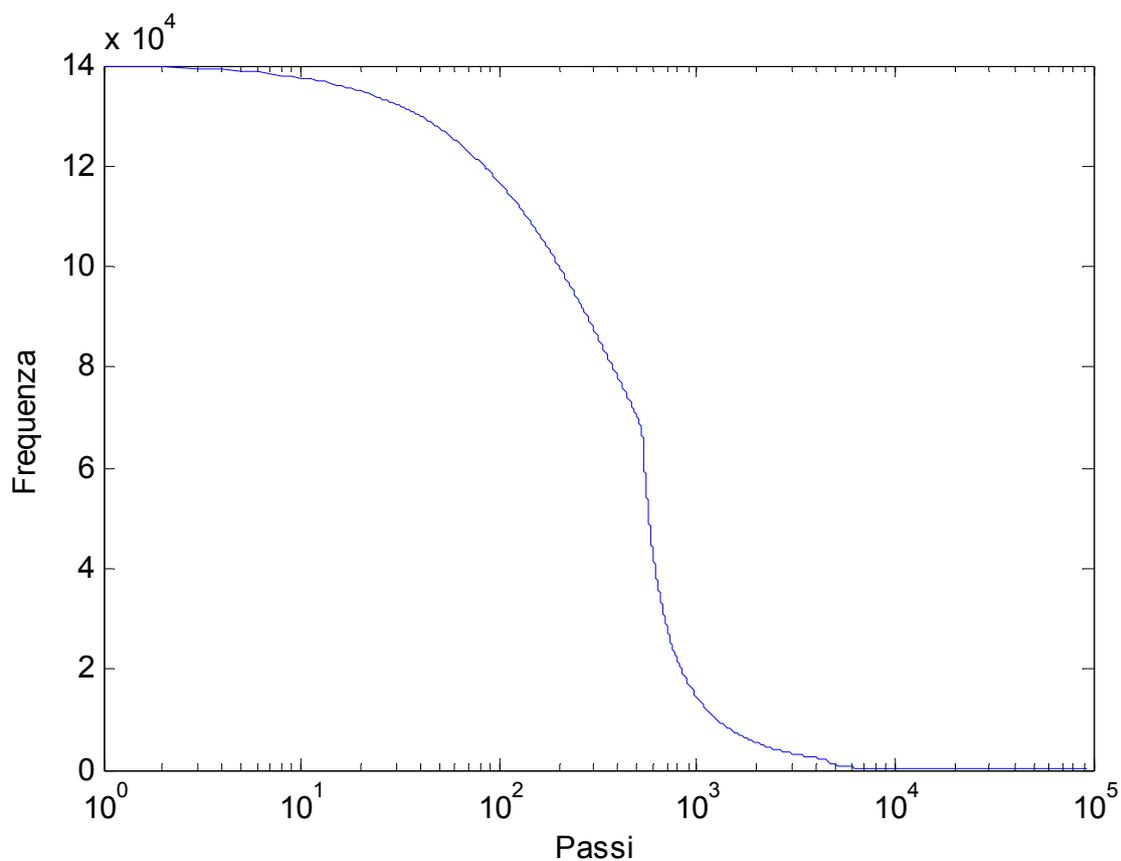


Figura VI.14: Simulazioni dell'andamento della frequenza di rotazione del motore a seguito delle modifiche introdotte nella funzione di generazione del segnale PWM di controllo

Il cambiamento nell'andamento del grafico è estremamente evidente: oltre ad avere più passi di regolazione disponibili (>90000 contro >64000 nel caso precedente), la crescita della frequenza è estremamente più lenta e controllabile. Si notano chiaramente i passaggi da un prescaler all'altro, che modificano l'andamento del grafico.

VI.4: Modifiche decise e realizzazione di un secondo prototipo

In generale i test effettuati sul prototipo hanno confermato la validità del progetto.

Alcune piccole modifiche o aggiustamenti si sono rese necessarie per risolvere diversi inconvenienti emersi durante le prove, ma nel complesso i circuiti non hanno richiesto particolari cambiamenti.

In particolare, rispetto alla prima versione, sono state decise le seguenti migliorie:

- Scheda dei magnetotorquer: sono stati raffinati i guadagni dei sensori di corrente per ottimizzare il range del segnale rispetto alle tensioni permesse dal convertitore analogico-digitale; è stata eliminata la predisposizione per i sensori ad effetto hall da installare nei magnetotorquer come seconda linea di feedback del loro funzionamento, visto che è stato dimostrato come la sensoristica già esistente sia sufficiente per valutarne il funzionamento.
- Scheda dei magnetometri: sono stati regolati i guadagni degli amplificatori dei sensori di campo magnetico, adattandoli ai campi presenti a terra per i test; bisogna comunque tenere presente che saranno ulteriormente da regolare per le intensità di campo magnetico previste in orbita; è stato aggiunto il circuito di offset per poter correggere eventuali sbilanciamenti nel ponte di misura, come si è verificato durante i test; è stato modificato il valore della tensione di offset utilizzato per centrare l'uscita degli amplificatori differenziali per tenere conto delle limitazioni proprie dell'amplificatore differenziale: non si tratta di un dispositivo *rail-to-rail*, ossia in grado di raggiungere un'uscita variabile tra la tensione di alimentazione e massa, ma solo valori più limitati. Per avere la maggior dinamica possibile ed avere l'uscita in assenza di segnale di ingresso centrata sull'effettivo range disponibile invece che sul range di alimentazione, si è dovuto quindi modificare la tensione di offset.

Le schede del microcontrollore e dei motori non hanno richiesto sostanziali cambiamenti.

La forma di tutte le schede poi è stata adattata allo spazio disponibile con la versione definitiva della struttura esterna, richiedendo quindi un adattamento per le due schede centrali (microcontrollore e magnetometri) per poter lasciar spazio alla rientranza del supporto dei motori.

Le nuove schede sono state stampate ed assemblate completamente per poter effettuare una ultima serie di test funzionali e cominciare lo sviluppo del software definitivo.

Capitolo VII: Dispositivo finale

La realizzazione del secondo prototipo ha permesso di verificare le modifiche apportate al progetto e testarne la validità. Le schede sono state quindi interamente assemblate per formare un prototipo completamente funzionante, su cui avviare lo sviluppo del software.

Nel presente capitolo si descriveranno le modifiche realizzate tra la versione prototipo e quella finale, le fasi di sviluppo del software e le caratteristiche definitive del sistema.

Si descriverà quindi l'interfaccia di comunicazione del sistema di controllo d'assetto verso l'esterno, la struttura della telemetria e l'organizzazione dei registri interni e un esempio di funzionamento.

VII.1: Modifiche effettuate al prototipo

La maggior parte delle modifiche hanno interessato i valori dei componenti: per ottimizzare le prestazioni, i range di misura, i guadagni degli amplificatori e i punti di lavoro dei vari circuiti, si sono rese necessarie diverse tarature dei componenti.

Tuttavia, alcuni circuiti specifici sono stati modificati in maniera più sostanziale: in particolare, è stata eliminata la sezione di sensori ad effetto Hall, dato che il loro impiego si è rivelato superfluo a seguito delle osservazioni svolte durante i test del primo prototipo e riportate nel capitolo precedente; si è poi resa necessaria l'aggiunta di un circuito di offset per i sensori di campo magnetico, che è stato aggiunto alle schede.

A seguito delle verifiche sulla qualità dell'alimentazione e dei test effettuati sui convertitori analogico-digitale e del rilevamento di una incompatibilità tra la tensione massima del riferimento di tensione per detto convertitore e l'alimentazione generale del sistema di controllo, è stata rimossa questa alimentazione dalla scheda di controllo digitale. Il riferimento di tensione del convertitore, quindi, è passato ad essere l'alimentazione stessa del microcontrollore, opportunamente filtrata, senza portare a nessun cambiamento sostanziale nelle prestazioni del sistema.

È stato poi effettuato un cambiamento nel posizionamento delle schede all'interno della struttura meccanica, invertendo la faccia su cui sono fissate: a causa delle limitate combinazioni di altezze complessive possibili dei connettori tra scheda e scheda e dei vincoli imposti dalle altezze dei componenti, è stato necessario garantire più margine nella parte superiore utilizzando una delle facce vuote come chiusura della struttura. In questo modo, però, uno dei tre motori viene a trovarsi

dalla parte opposta rispetto alla scheda di controllo, per cui è stato necessario inserire un connettore aggiuntivo per realizzare una prolunga che arrivi fino alla posizione di fissaggio del motore.

In fase di revisione delle schede, infine, è stato leggermente modificato il perimetro per adattarlo meglio alla sagoma interna della struttura in cui sarà alloggiato.

Una volta stampate le schede, sono state interamente montate, testate e assemblate.

Nessuna ulteriore modifica si è resa necessaria, quindi si è proceduto allo sviluppo del software.

Le immagini seguenti mostrano le schede assemblate pronte per i test finali.

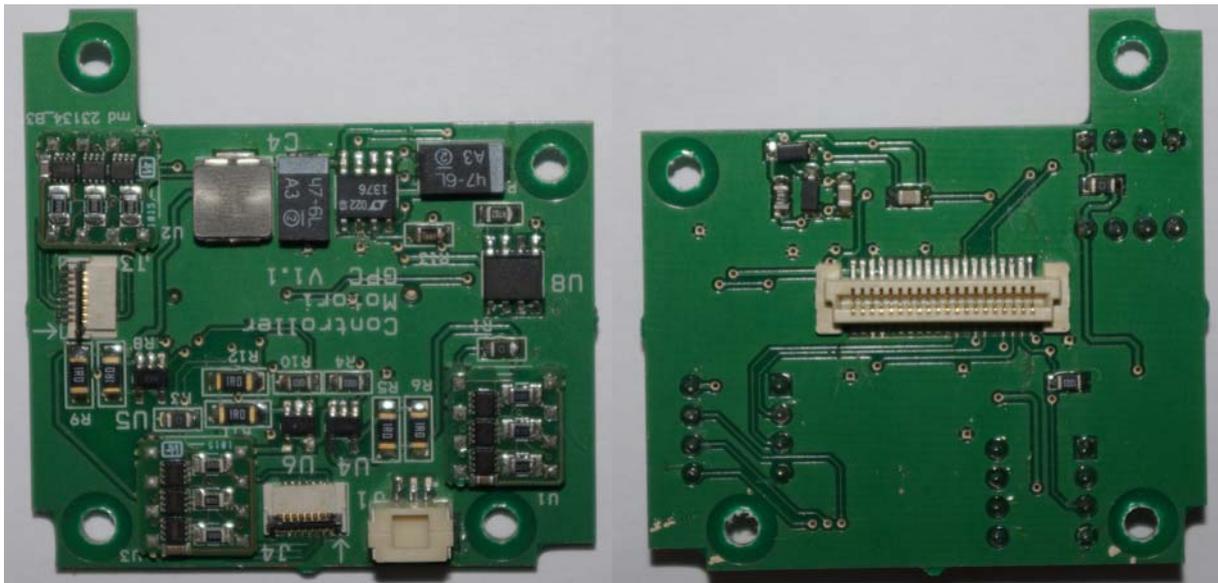


Figura VII.1: Scheda del controller dei motori

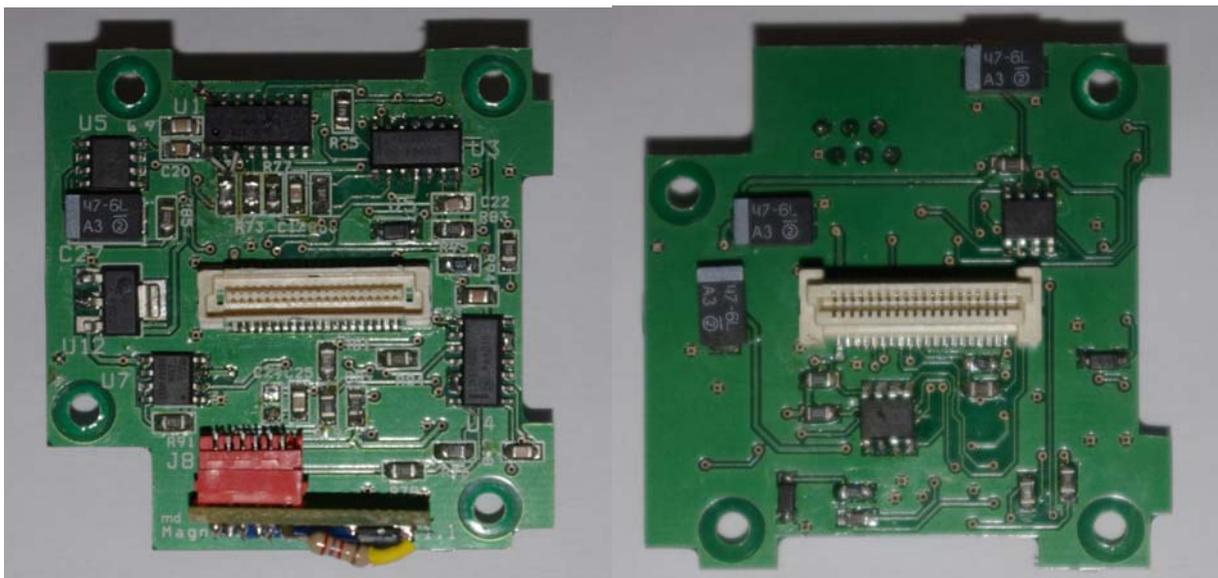


Figura VII.2: Scheda dei magnetometri

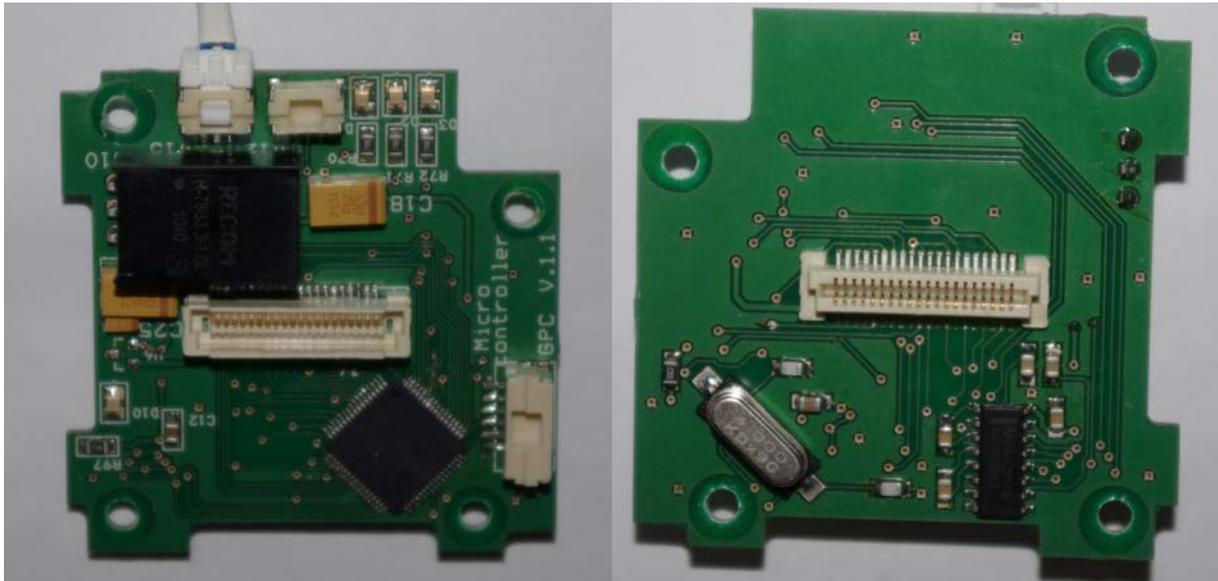


Figura VII.3: Scheda del microcontrollore

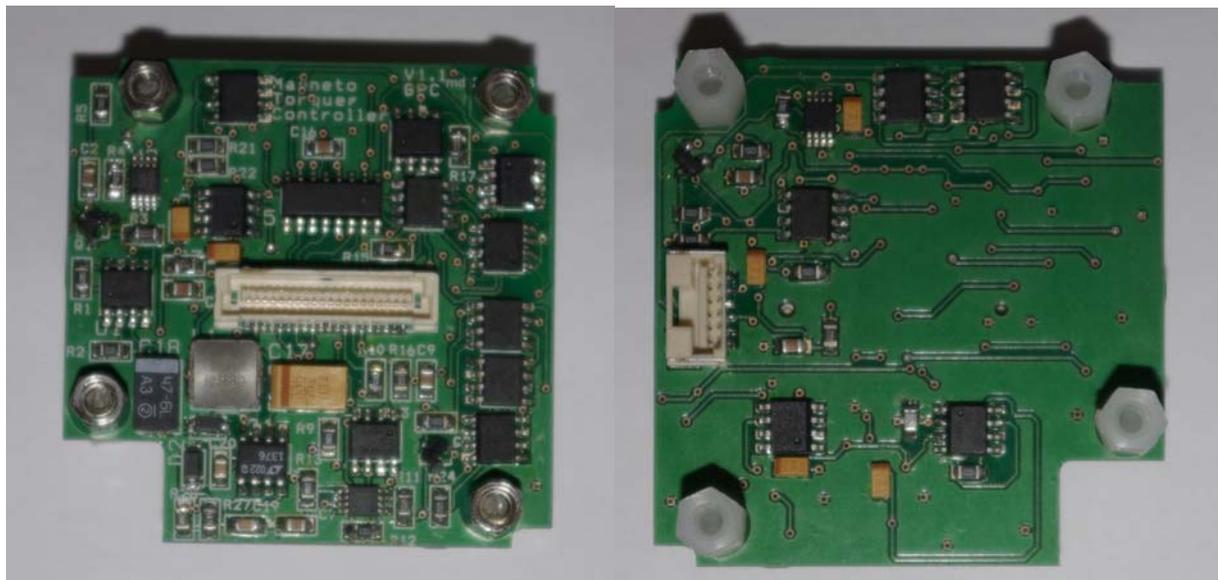


Figura VII.4: Scheda dei magnetotorquer

Durante i primi test funzionali con l'intera struttura assemblata, compresi i motori, sono stati rivelati dei problemi relativi al magnetometro corrispondente agli assi X e Y: a causa della vicinanza ad un motore il sensore risultava in alcuni momenti saturato.

A seconda della posizione del rotore, infatti, il magnete permanente contenuto in esso generava un campo magnetico che interferiva con le letture su entrambi gli assi. È stato tuttavia riscontrato che, in alcune posizioni, il magnetometro ricominciava a funzionare correttamente.

Un primo tentativo fatto per risolvere il problema è stato quello di creare una funzione che, nel momento in cui fosse stato necessario l'uso del magnetometro, posizionasse il motore in un punto

in cui non disturbasse le letture. Il procedimento, corretto in linea teorica, non ha mostrato buoni risultati a causa dell'inerzia della ruota che portava il rotore a superare la posizione corretta. Non è rimasta quindi alcuna alternativa se non quella di ridisegnare la scheda dei magnetometri, lasciando fermo il sensore dell'asse Z che non ha mostrato problemi e cambiando di posizione a quello degli assi X-Y, muovendolo verso un estremo della scheda che fosse meno interessato dalla presenza dei motori.

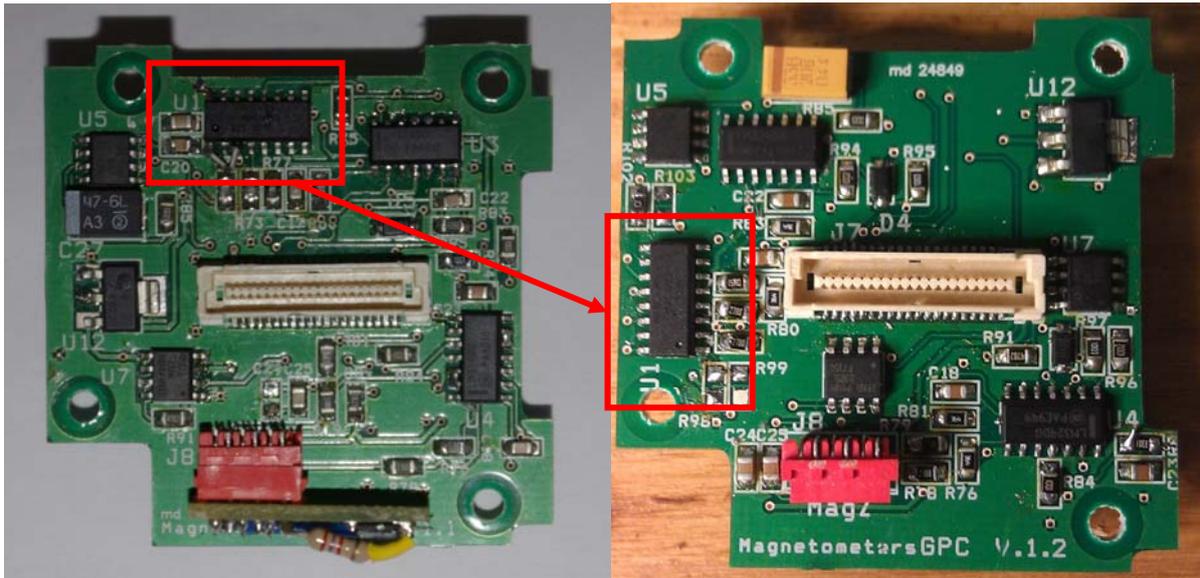


Figura VII.5: Modifiche della scheda dei magnetometri nell'ultimo prototipo

L'immagine mostra la differenza di posizione del sensore nelle due schede e quella successiva il sistema assemblato.

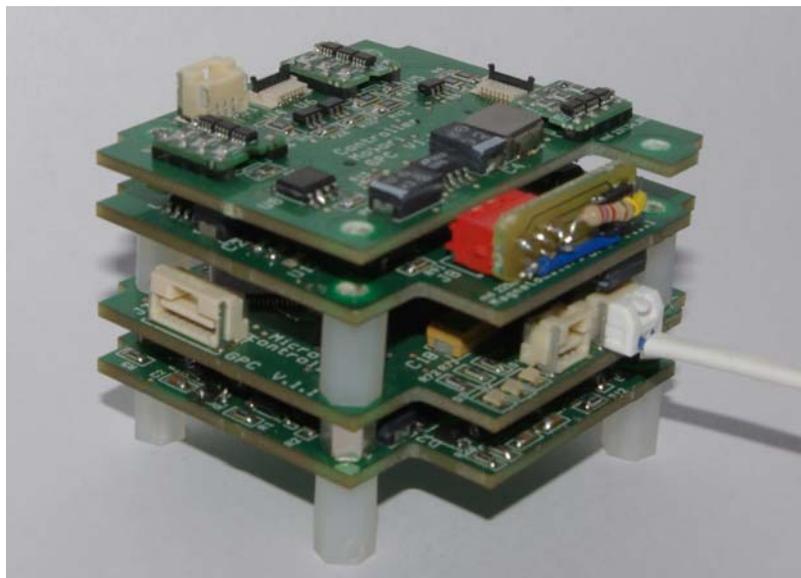


Figura VII.6: Schede assemblate

VII.2: Funzioni firmware di alto livello

Le funzioni a basso livello, descritte nel capitolo precedente, servono per gestire le periferiche a livello hardware: si occupano, cioè, della generazione dei segnali di controllo dei motori, dei magnetotorquer e dei sensori, interfacciandosi direttamente con i registri del microcontrollore.

Se da una parte in fase di test del dispositivo è utile lavorare a questo livello di astrazione, risulta dall'altro estremamente scomodo e ripetitivo affidarsi a questo tipo di funzioni nel momento in cui si vogliono rendere disponibile ad un utente le funzionalità offerte. È quindi necessario creare un nuovo livello di funzioni, basate su quelle a più basso livello, che eseguano in maniera automatica tutte le procedure necessarie per svolgere compiti complessi e a cui l'utente debba solo passare alcuni parametri di funzionamento.

Nei successivi paragrafi ne sarà quindi descritta l'implementazione.

VII.2.1: Impostazione della potenza e della polarità dei magnetotorquer

La tabella seguente riassume i parametri in ingresso e in uscita della funzione di controllo dei magnetotorquer:

Parametri in ingresso	Parametri in uscita
Valore della corrente	Stato dell'esecuzione dell'operazione
Verso della corrente	
Assi da comandare	

Parametri in ingresso:

- Valore della corrente: per comodità il valore della corrente conviene sia espresso in percentuale rispetto al massimo, pari a 55mA come verificato durante i test. In questa maniera, qualunque modifica nelle caratteristiche del circuito o delle bobine richiederà solo un aggiornamento all'interno di questa funzione lasciando immutato il resto del programma¹³.
- Verso della corrente: è necessario che la funzione sappia qual è il verso richiesto della corrente.

¹³ Alcune funzioni, come per esempio la funzione che implementa la legge di controllo, possono aver bisogno di impostare una corrente ben definita, in termini di mA. In questo caso, è sufficiente definire un valore globale all'inizio del programma, valido per tutte le funzioni, e utilizzarlo per effettuare una conversione tra valore percentuale rispetto al fondo scala e valore assoluto. Anche in questo caso, a fronte di cambiamenti nelle caratteristiche del circuito, sarà sufficiente aggiornare questa costante.

- Assi da comandare: l'impostazione del nuovo valore può essere applicato ad una bobina in concreto, oppure a più di una. La presenza di questo parametro permette quindi di selezionare un asse, due (con tutte le possibili combinazioni) oppure tutte tre le bobine. Quest'ultimo caso è utile, ad esempio, quando si voglia spegnere il sistema.

Parametri in uscita:

- Stato dell'esecuzione dell'operazione: prima di inviare il comando alle periferiche, al funzione provvederà a verificare la correttezza dei parametri inviati. Nel caso in cui si riscontrasse qualche incongruenza, come per esempio un valore inaspettato di corrente o un parametro non riconosciuto, un codice di errore restituito dalla funzione permette di venire a conoscenza.

Implementazione:

La funzione può procedere ad impostare i valori di corrente senza particolari accorgimenti. L'unica accortezza da tenere in conto è, nel caso di un cambio di polarità partendo da una corrente diversa da zero, far avvenire il cambio in maniera graduale, per evitare picchi di corrente al momento dell'inversione e della scarica dell'energia immagazzinata nei magnetotorquer che possono a lungo andare danneggiare i mosfet del ponte di controllo.

Di conseguenza, quando venga richiesto un cambio di polarità della corrente, la funzione provvederà dapprima a verificare se la corrente attuale è al di sopra o al di sotto di una soglia di sicurezza; nel caso in cui sia al di sotto, effettuerà il cambio di polarità e la variazione della corrente; nel caso opposto, invece, provvederà a ridurre gradualmente la corrente fino a zero, per poi effettuare il cambio di polarità e impostare la corrente desiderata.

VII.2.2: Funzione di lettura dei sensori

Questa funzione esegue la lettura dei sensori e aggiorna le variabili interne con i valori ricavati.

Parametri in ingresso	Parametri in uscita¹⁴
Tipo di lettura	
Valori RAW o elaborati	

¹⁴ La funzione non presenta parametri in uscita perché i valori acquisiti vengono scritti direttamente nelle allocazioni di memoria delle tabelle contenenti le letture dei sensori e non passati ad altre funzioni attraverso altre variabili.

Parametri in ingresso:

- Tipo di lettura: la lettura può essere completa, acquisendo i valori delle componenti del campo magnetico, delle correnti dei motori e delle tensioni delle varie alimentazioni, oppure sintetica, limitandosi ad acquisire i valori del campo magnetico da impiegare nella funzione di controllo. Per ridurre il carico computazionale del microcontrollore può essere utile infatti effettuare una lettura completa solo quando sia necessario.
- Valori RAW o elaborati: la funzione può restituire semplicemente le letture dell'ADC, espresse quindi in termini di bit, oppure elaborare dette letture e convertirle nelle rispettive unità di misura, quindi in mA, uG, etc. Per la trasmissione della telemetria può risultare conveniente utilizzare i valori ricavati direttamente dall'ADC, più facili da trasmettere, rispetto a valori con decimali come possono essere quelli convertiti.

Implementazione:

La funzione richiama le direttive di basso livello che si occupano di gestire tutte le periferiche di acquisizione. In particolare per quel che riguarda la funzione di lettura del campo magnetico, descritta nel dettaglio nel capitolo precedente, si effettua un azzeramento temporaneo della corrente dei magnetotorquer, si attende il tempo necessario perché si annulli il campo magnetico nei nuclei, poi si esegue la lettura e si ripristina la situazione precedente.

Per le letture che lo necessitano viene effettuato un filtraggio acquisendo più valori e calcolandone la media: i parametri di queste operazioni non vengono stabiliti al richiamo della funzione ma tramite registri interni, descritti in seguito.

Nel caso in cui si richieda una lettura completa, viene anche aggiornato lo stato del sistema, descritto nell'ultimo paragrafo del presente capitolo.

VII.2.3: Legge di controllo -b.

Questa funzione implementa la legge di controllo utilizzata durante la fase automatica di smorzamento delle velocità angolari iniziali.

Parametri in ingresso	Parametri in uscita
Costante k	Stato dell'esecuzione dell'operazione
Timeout	

Parametri in ingresso:

- Costante k : la funzione riceve come parametro la costante che indica il guadagno della funzione. A valori più alti corrisponde un controllo più forte e una maggiore amplificazione del valore della derivata, ma se eccessivo può portare ad instabilità nel controllo e a sensibilità al rumore.
- Timeout: tramite questo parametro si può richiedere che la funzione sia eseguita solo per un determinato tempo oppure fino a quando le velocità di rotazione non scendano al di sotto di una determinata soglia. In questo secondo caso, la soglia è impostata tramite i registri interni del dispositivo e non rappresenta un parametro della funzione.

Parametri in uscita:

- Stato dell'esecuzione dell'operazione: la funzione periodicamente aggiorna i registri interni di stato segnalando se il controllo è attivo, ha terminato l'operazione richiesta, etc.

Implementazione:

Quando si attiva la funzione, viene abilitato il timer che, periodicamente, esegue la lettura dei sensori, il calcolo della derivata del campo magnetico e della corrente da imporre nelle bobine. L'intervallo di tempo tra una acquisizione e la successiva è determinato dai registri interni e non rappresenta un parametro della funzione. La funzione termina la sua esecuzione una volta raggiunto il tempo di esecuzione impostato oppure quando le velocità di rotazione rimangono al di sotto di una soglia prefissata.

Lo schema a blocchi in figura VII.7 mostra la sequenza di funzionamento della legge di controllo: una volta abilitato il timer che determina l'intervallo di tempo tra una esecuzione e l'altra della legge, il funzionamento è automatico. Ad ogni scadere del timer, vengono acquisite una serie di letture dai magnetometri. Queste letture sono filtrate per ridurre il rumore attraverso il calcolo di una media, poi vengono utilizzate per calcolare la derivata utilizzando i valori precedenti salvati in memoria, quindi viene calcolata la corrente da impostare su ogni asse e infine viene inviato il comando alla scheda di controllo dei magnetotorquer.

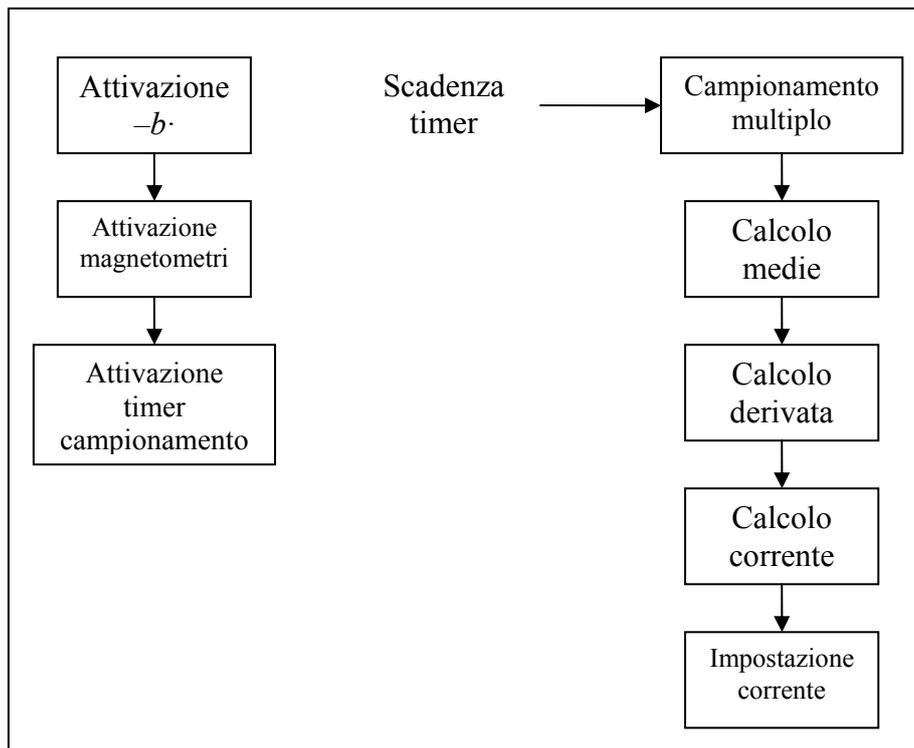


Figura VII.7: Schema a blocchi della funzione $-b-$

VII.2.4: Controllo dei motori

Questa funzione permette il controllo dei motori per le manovre orbitali, assicurando che uno solo sia in rotazione, a causa delle limitazioni del prototipo descritte in precedenza, e governando i cambiamenti di velocità.

Parametri in ingresso	Parametri in uscita
Asse	Stato dell'esecuzione dell'operazione
Direzione	
Frequenza	

Parametri in ingresso:

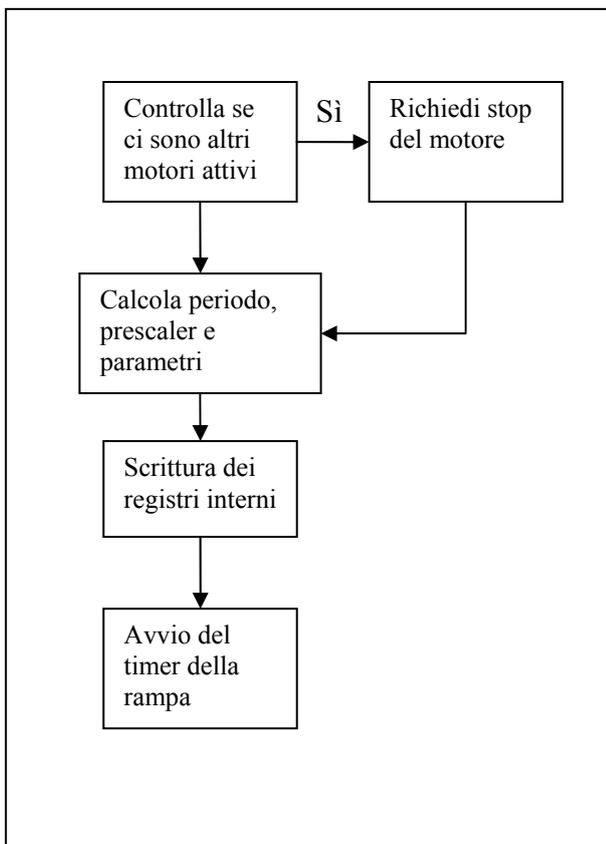
- Asse: indica il motore che deve essere utilizzato. Dato che un solo motore per volta può essere messo in moto, qualora un motore diverso da quello indicato fosse già in funzione la funzione provvede a fermarlo prima di eseguire l'ultimo comando inviato.
- Direzione: indica la rotazione in senso orario o antiorario
- Frequenza: indica la frequenza di rotazione del motore, espressa in Hz.

Parametri in uscita:

- Stato dell'esecuzione dell'operazione: tramite i registri interni, la funzione segnala quali motori sono fermi, quale è in fase di raggiungimento della velocità desiderata e quale si trova a regime.

La funzione è divisa in due parti separate.

La prima parte è direttamente accessibile all'utente ed è incaricata di interpretare i parametri dati in ingresso e calcolare tutti i parametri interni necessari per il funzionamento del motore.



La prima parte della funzione è mostrata nello schema a blocchi a lato. Come primo passo controlla che non ci sia alcun motore già attivo, ovviamente al di fuori di quello che si vuole comandare. Nel caso in cui ce ne sia uno, abilita un comando all'interno dei registri di funzionamento del motore che richiede lo stop dell'asse attualmente in funzione previamente all'esecuzione del comando.

Successivamente, vengono calcolati tutti i parametri di funzionamento del motore: se si desidera un'accelerazione o una decelerazione, il verso di rotazione, il prescaler e il periodo del timer che genera il segnale di clock del motore.

Una volta che tutti questi parametri sono scritti nei registri associati al funzionamento del motore,

viene attivato il timer che regola la rampa di accelerazione.

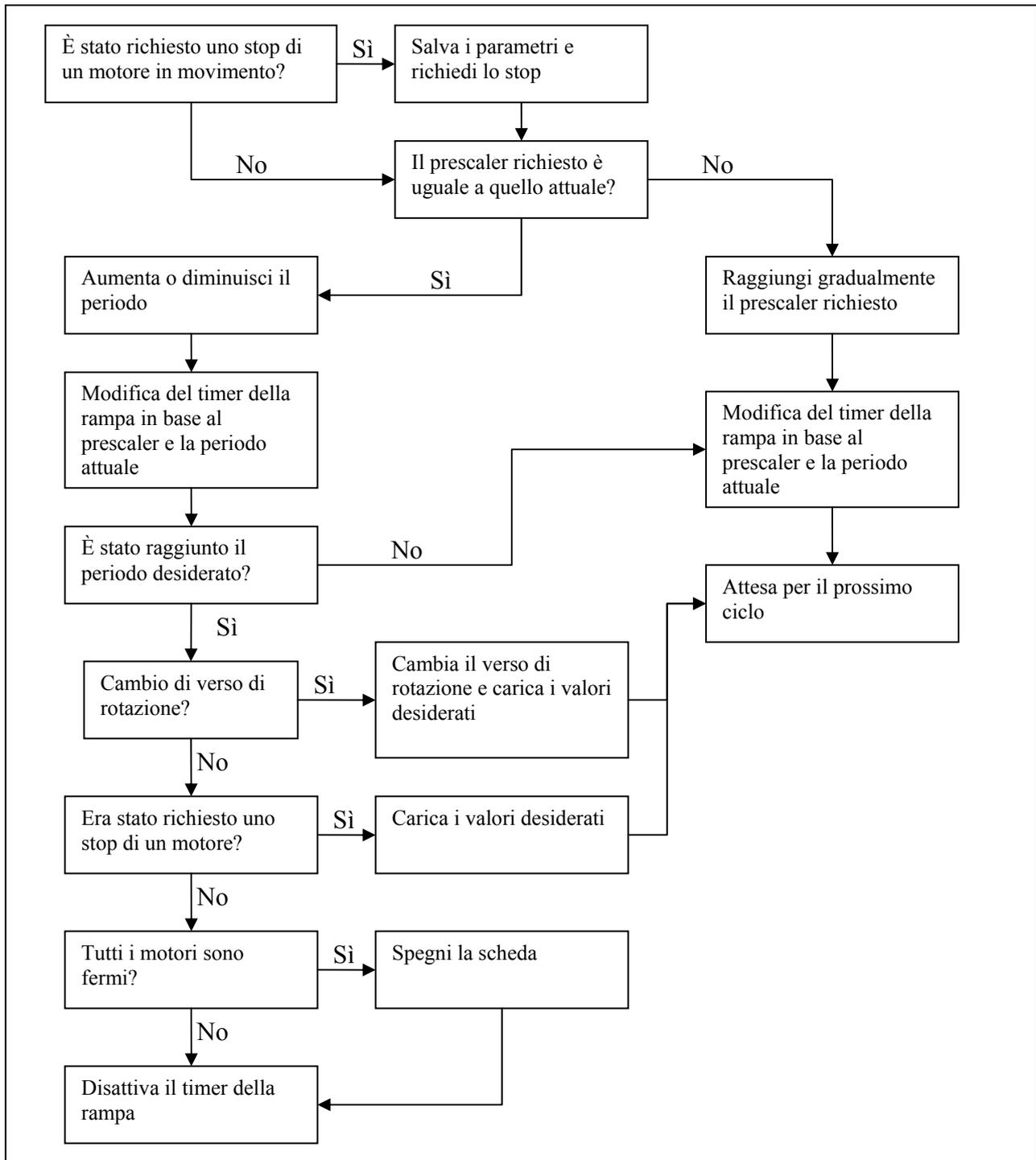


Figura VII.8: Schema a blocchi della funzione di controllo dei motori

A questo punto entra in gioco la seconda parte della funzione, quella incaricata di regolare il movimento del motore ed inserita all'interno dell'interrupt associato al timer 5 che regola la rampa di accelerazione o decelerazione. L'interfaccia tra queste due funzioni sono, come detto, i registri interni associati al motore che permettono di trasmettere e salvare tutti i dati necessari. Questa soluzione permette di rendere il funzionamento del motore trasparente al resto del programma, che

così non deve aspettare i tempi necessari perché la ruota acceleri fino alla velocità desiderata, oltre a permettere di generare una rampa in maniera molto affidabile.

Per rendere più chiara l'implementazione di questa funzione, è necessario ricordare quanto spiegato in precedenza riguardo alla generazione del segnale di clock che impone la frequenza di rotazione del motore. Questo segnale è governato da un timer e, di conseguenza, dipende da due parametri: dal periodo del timer stesso e dal prescaler associato al segnale di clock del timer. A causa della dipendenza di tipo $1/t$ della frequenza di rotazione del motore, quando il periodo diventa piccolo una diminuzione di un bit corrisponde ad un cambiamento sempre più grande nella frequenza di rotazione. È quindi necessario variare anche il prescaler per poter mantenere il più costante possibile l'accelerazione.

Alla prima esecuzione della funzione viene verificato se si sia chiesto lo stop di un motore già in movimento. In caso affermativo, le impostazioni correnti vengono salvate in un registro buffer e viene richiesto al motore in moto di fermarsi. A questo punto, ad ogni richiamo della funzione di interrupt, si verifica che il prescaler sia quello richiesto o meno. Se non lo è, si procede ad accelerare o decelerare gradualmente tramite il periodo fino ad effettuare il cambio di prescaler, a seconda che si debba eseguire un'accelerazione o una decelerazione. Viene quindi aggiornato il periodo del timer che regola l'interrupt a seconda del valore di prescaler e di periodo del timer associato al segnale di clock, in modo da avere un'accelerazione più regolare possibile.

Quando il prescaler raggiunge il valore richiesto si entra in una seconda fase, dove nuovamente si procede al cambio del periodo fino a quando anche questo abbia raggiunto il valore richiesto.

Quando questo avviene, si verifica se fosse stata richiesta una inversione del senso di rotazione del motore: in questo caso, infatti, il motore viene fermato prima di invertire la rotazione e la funzione, una volta raggiunta la velocità zero, inverte la rotazione e reimposta la velocità richiesta, ricominciando il ciclo.

Se era stato richiesto uno stop di un motore in movimento, una volta che questo si sia fermato vengono recuperate le informazioni salvate in un registro buffer e ricaricate in memoria, cominciando così l'esecuzione del comando che era stato ricevuto.

Una volta quindi che sia stata terminata completamente l'esecuzione di tutti i comandi, viene disattivato il timer.

Nel caso in cui tutti i motori siano stati fermati, viene spenta anche la scheda.

VII.2.5: Desaturazione dei motori

Teoricamente, una volta fermato un motore che sia stato messo in movimento, il satellite dovrebbe annullare la rotazione che era stata imposta. Tuttavia gli attriti presenti nelle parti in movimento del motore e piccole perturbazioni esterne possono portare, nel tempo, a delle velocità angolari residue che richiederebbero un motore sempre in movimento perché fossero annullate. Tramite questa funzione si ottiene lo smorzamento di questi disturbi, combinando il controllo dei motori con il controllo dei magnetotorquer.

Parametri in ingresso	Parametri in uscita
	Stato dell'esecuzione dell'operazione

Parametri in ingresso:

- Nessuno, la funzione opera automaticamente sul motore in movimento.

Parametri in uscita:

- Stato dell'esecuzione dell'operazione: indica la fase in cui si trova la desaturazione tramite i registri interni. Può essere lo stop del motore, l'utilizzo dei magnetotorquer o il completamento dell'operazione.

Una volta richiamata, la funzione procede allo stop del motore attualmente in movimento. Allo stesso tempo, abilita i magnetotorquer attivando il controllo solo sull'asse interessato dal motore e ponendo come condizione per il termine del controllo lo smorzamento completo delle velocità angolari.

VII.3: Sequenza tipica di funzionamento

In linea di principio, la sequenza tipica di funzionamento del sistema è quella mostrata in figura VII.9.

All'attivazione del sistema di controllo d'assetto, comincia una prima fase in cui viene attivata la legge di controllo $-b\cdot$ fino ad ottenere lo smorzamento delle velocità angolari iniziali.

In seguito, il sistema si mette in attesa di ricevere i comandi da parte dell'operatore. Qualora venga richiesta una manovra, vengono attivati i motori fino a quando richiesto.

È da sottolineare che, mentre la prima fase di stabilizzazione è di tipo automatico, questa seconda parte è completamente sotto il controllo dell'operatore.

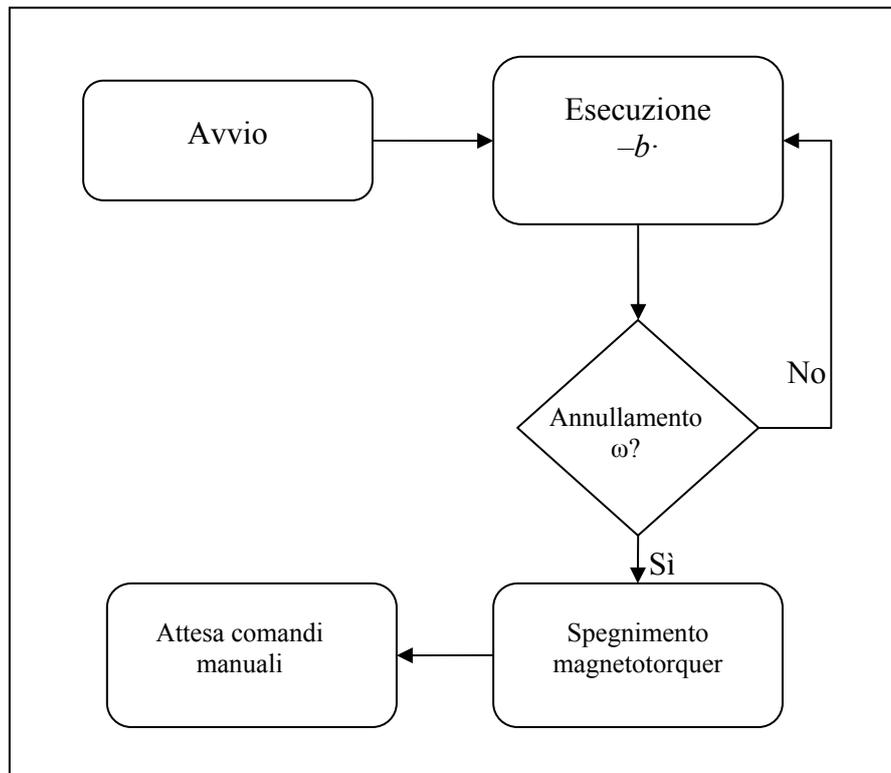


Figura VII.9: Schema a blocchi della sequenza tipica di funzionamento

VII.4: Caratteristiche finali del sistema elettronico

In questo parametro sono riassunte le caratteristiche finali del primo prototipo del sistema realizzato, tenendo conto delle performance reali e non solo di quelle teoriche.

Sistema dei magnetotorquer		
Corrente magnetotorquer	+/- 55mA	
Risoluzione corrente	2000 passi - 0.055mA/passaggio	Nota: 1000 passi per verso della corrente
Risoluzione acquisizione corrente	Fondo scala: 110mA Risoluzione: 12 bits	
Sistema dei magnetometri		
Risoluzione	12 bit	Nota: risoluzione limitata al 90% per il guadagno del sensore
Tempo di Set/Reset	Intervallo: 200mSec Impulso: 14uSec	

Sistema dei motori		
Velocità massima motore	150Hz – 9000rpm	Nota: limitata dalla forza del motore
Velocità minima motore	0.0025Hz – 0.15rpm	Nota: limitata dal segnale di clock del microcontroller
Tempo 0-100Hz	~190 secondi	
Numero passi 0-150Hz	66734	
Risoluzione acquisizione corrente dei motori	Fondo scala: 330mA Risoluzione: 12 bits	
Legge di controllo		
Intervallo di esecuzione	500mSec	
Valore costante	1-65536	Costante k della legge di controllo
Comunicazioni		
Protocollo	RS232	
Velocità	57.6Kbps	
Standard	ASCII/Misto binario	Nota: predisposizione per funzionamento completo in binario

Come appare evidente confrontando questi dati con quelli riportati nei primi capitoli, appare chiaro come solo in alcuni casi sia stato possibile sfruttare a pieno i valori dichiarati e le prestazioni teoriche dei vari dispositivi.

Nelle sezioni di circuito progettate in maniera completa, come quelle di acquisizione dati ad esempio, si è potuto sfruttare completamente la risoluzione del microcontrollore scelto.

In altri casi, i dispositivi impiegati hanno richiesto delle limitazioni.

Per quel che riguarda i magnetotorquer, la limitazione nel numero di passi disponibili deriva dalla presenza di alcuni offset nel circuito che non è stato possibile ridurre ulteriormente, comportando l'impossibilità di utilizzare l'intero intervallo di tensioni generabili dal microcontrollore, ottenendo comunque un'ottima risoluzione di 0.055mA per passo.

Con la tipologia di circuito consigliata nelle note di applicazione per il sistema di lettura dei campi magnetici si è potuto raggiungere un guadagno accettabile, che ha portato a circa 1600 counts di differenza tra il valore massimo e minimo acquisito del campo magnetico, contro i 4096 massimi permessi dall'ADC.

Anche la velocità massima del motore è inferiore rispetto a quella massima teorica, ma in questo caso non si è trattato di una sorpresa. Come già accennato nel resoconto dei primi test di funzionamento del motore, la presenza di una massa in rotazione avrebbe comportato una riduzione delle prestazioni. Se da una parte la limitazione della frequenza di rotazione di 150Hz rispetto ai 300Hz teorici è dovuta a imperfezioni nei pezzi meccanici ricevuti e quindi presentano qualche

marginale di miglioramento, dall'altra parte l'attrito della ruota in rotazione con l'aria e il sistema di generazione del clock non sono eliminabili, quanto meno senza effettuare prove nel vuoto o cambiare il circuito di generazione del clock. Questi aspetti saranno discussi in maniera più ampia nel paragrafo VII.8, dedicato ai test sul sistema.

Infine, l'interfaccia di comunicazione con l'esterno è stata realizzata utilizzando il protocollo seriale RS232, ad una velocità di 57.6Kbs che garantisce una rapida trasmissione della telemetria. Lo standard di comunicazione utilizzato è tanto ASCII come binario. Una trasmissione di tipo ASCII si rivela molto comoda durante la fase di sviluppo in quanto permette di visualizzare rapidamente su terminale la comunicazione in corso ed inviare in maniera facile i comandi. Dall'altra parte, però, genera un volume di traffico sensibilmente superiore rispetto ad una codifica binaria, dove vengono sfruttati interamente gli otto bits di ogni carattere trasmesso. L'interfaccia manuale di comunicazione, utilizzata principalmente durante i test, è stata quindi realizzata tramite caratteri ASCII, mentre l'interfaccia di comunicazione con l'applicazione LabView sviluppata utilizza un protocollo misto, ASCII e binario, sfruttando gli aspetti positivi di entrambe le soluzioni. In nessuno dei due casi si sono comunque riscontrati problemi nella velocità di trasmissione.

Il sistema è stato predisposto, in ogni caso, anche per poter operare esclusivamente in binario qualora si rendesse necessario.

VII.5: Interfaccia di comunicazione con l'esterno

Le comunicazioni che possono avvenire tra il sistema di controllo d'assetto e l'esterno sono fondamentalmente di due tipi: ricezione di comandi e invio della telemetria.

La filosofia con cui è stata sviluppata l'interfaccia di comunicazione è quella di rendere il sistema di controllo una sorta di "scatola nera" a cui si inviano comandi e da cui si ricevono risposte, senza che sia necessario per i sistemi che si mettono in comunicazione con essa di conoscerne il funzionamento, al di là ovviamente dei parametri necessari.

Esistono due strade perché questo possa avvenire.

La prima è quella di associare ad ogni funzione di alto livello una sequenza di bit, o un carattere ASCII, a cui fa seguito un certo numero di parametri. Quando un messaggio viene ricevuto, il sistema lo elabora, riconoscendo il comando richiesto, interpretando di conseguenza il resto del messaggio ed eseguendolo.

Questo primo approccio è semplice e diretto, ed è stato utilizzato nella fase di test per verificare le varie funzionalità. Presenta tuttavia alcune limitazioni importanti: per ogni comando che si vuole

implementare è necessario sviluppare una funzione apposta. Il numero di parametri da inviare, e quindi da ricevere, varia in funzione del comando che si vuole utilizzare e qualunque cambiamento richiede diverse modifiche nel software.

La seconda strada, quindi, è quella di creare una interfaccia generale basata su registri, che possono essere letti o scritti. Ad ogni registro è assegnata una locazione di memoria e l'azione di scrittura avviene su di esse: dall'esterno si invia solo l'indirizzo a cui devono essere scritti i valori inviati.

In questo modo, il software a bordo del sistema di controllo non dovrà fare altro che controllare periodicamente i registri che contengono i comandi di attivazione delle varie funzioni ed eventualmente avviarle. Tutti i parametri di funzionamento vengono recuperati direttamente dai registri, su cui vengono scritti. È inoltre possibile impostare i parametri di una funzione senza attivarla immediatamente, in modo da poter verificare l'esito della comunicazione prima di eseguire materialmente il comando.

Ogni volta che si voglia creare una nuova funzionalità, è sufficiente creare uno o più nuovi registri, permettendo una implementazione rapida e omogenea.

Le tabelle seguenti descrivono nel dettaglio i registri associati alle funzioni descritte in precedenza, ognuno dei quali possiede un indirizzo di base e un indirizzo di registro che permettono la lettura o la scrittura anche di un singolo parametro, oltre che di tutto il registro. Alcuni elementi sono indicati come di sola lettura, essendo normalmente indicatori dello stato interno di funzionamento del sistema di controllo d'assetto e non potendo essere modificati dall'esterno.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro di stato motori e bobine
0x01	0x00	Stato bobina X	R	Stato della bobina, valore del registro OCxRS che determina il duty cycle del segnale di controllo
	0x01	Stato bobina Y	R	
	0x02	Stato bobina Z	R	
	0x03	Stato motore X	R	Attivo, in movimento, fermo
	0x04	Stato motore Y	R	
	0x05	Stato motore Z	R	
	0x06	Stato scheda motori	R	Accesa-spenta
	0x07	Stato scheda bobine	R	Accesa-spenta

Il primo registro contiene le informazioni di base sullo stato delle periferiche del sistema di controllo. I primi tre elementi riportano il periodo dei timer che controllano la corrente che scorre nei magnetotorquer; i tre successivi indicano lo stato del motore, ossia se sono fermi, in movimento oppure se hanno raggiunto la velocità richiesta. Gli ultimi due elementi indicano se le schede delle bobine e dei motori sono accese o spente.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro della legge di controllo
0x02	0x00	Stato legge di controllo	R	Attiva, disattiva
	0x01			
	0x02	Attiva legge di controllo	W	Da attivare o da disattivare
	0x03	Assi su cui attivare la legge	R/W	x, y, z, xy, yz, xyz
	0x04	Valore k	R/W	Valore
	0x05	Condizione di terminazione	R/W	1 tempo, 2 velocità
	0x06	Valore di terminazione (tempo o		
	0x07	velocità)	R/W	valore del parametro

Il secondo registro contiene le informazioni e i parametri relativi alla legge di controllo. Il primo campo indica se il controllo è attivo o meno, mentre il secondo ne comanda l'attivazione. I successivi parametri servono per impostare, rispettivamente, gli assi su cui può intervenire il controllo, il valore della costante k , se la terminazione della legge deve avvenire dopo un certo numero di tempo oppure una volta raggiunte delle velocità angolari minime e infine il valore della condizione di terminazione.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro manuale delle bobine
0x03	0x00	Attivazione manuale bobine	W	Attiva, disattiva
	0x01	Aggiorna	W	
	0x02	Corrente bobina X	W	-1000...+1000
	0x03	Corrente bobina Y	W	
	0x04	Corrente bobina Z	W	
	0x05	Campo X	R	Lettura magnetometro
	0x06	Campo Y	R	
	0x07	Campo Z	R	

Il terzo registro controlla l'attivazione manuale dei magnetotorquer. Il primo campo deve essere scritto per abilitare il controllo manuale, mentre il secondo comanda l'aggiornamento dello stato delle bobine secondo i dati contenuti in questo stesso registro, in particolare nei tre campi successivi. Gli ultimi tre campi contengono le letture dei magnetometri e sono di sola lettura.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro manuale dei motori
0x04	0x00	Attivazione manuale motori	W	Attiva, disattiva
	0x01	Verso attuale	R	
	0x02	Asse	W	x, y, z
	0x03	Verso	W	+, -
	0x04	Velocità	W	Hz
	0x05	Periodo	R	PR3
	0x06	Prescaler	R	0-3
	0x07	Asse	R	Asse

Il quarto registro controlla il funzionamento dei motori. Il primo campo controlla l'attivazione manuale dei motori; il secondo indica l'attuale verso di rotazione. I successivi tre campi indicano

quale asse deve essere modificato, il verso di rotazione e la velocità espressa in Hz. Gli ultimi tre campi contengono le informazioni attuali sul motore, ossia il periodo e il prescaler del timer che genera il clock del motore, e quale asse è attualmente attivo.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro della desaturazione
0x05	0x00	Forza desaturazione	W	Attiva, disattiva
	0x01	Asse desaturazione	W	x, y, z
	0x02	Stato desaturazione	R	Stato
	0x03			
	0x04			
	0x05			
	0x06			
	0x07			

Il quinto registro è associato alla funzione di desaturazione. Il primo campo attiva la desaturazione dei motori, mentre il secondo è stato inserito qualora si richieda un asse specifico. Come spiegato in precedenza, questa funzionalità per ora non è utilizzata. Il terzo campo contiene lo stato della funzione di desaturazione.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro della telemetria
0x06	0x00	Invio telemetria	W	Attiva, disattiva
	0x01	Intervallo telemetria	W	0-9, 143ms
	0x02	Stato intervallo telemetria	R	
	0x03	Attivazione magnetometri	W	Attiva la scheda dei magnetometri
	0x04	Attivazione sensori corrente	W	Attiva i sensori dei magnetotorquer
	0x05	Stato magnetometri	R	
	0x06	Stato sensori corrente	R	
	0x07	Invio una sola telemetria	W	Richiesta di una sola lettura, azzeramento automatico

Il sesto registro è associato alla telemetria. Il primo campo serve per attivare o disattivare l'invio continuo dei dati di telemetria, mentre il secondo permette di impostare l'intervallo tra un invio e l'altro in multipli di circa 150mSec. Il valore attuale di questo intervallo è riportato nel terzo campo. I due campi successivi sono utilizzati per comandare l'attivazione della scheda dei magnetometri e dei sensori sulla scheda dei magnetotorquer, il cui stato è indicato nei due campi successivi. L'ultimo campo infine permette l'invio di un solo pacchetto di telemetria e viene azzerato automaticamente una volta effettuato l'invio.

Base	Reg	Contenuto	R/W	Registro interno del set/reset
0x07	0x00	Tempo di set/reset	W	Tempo da impostare
	0x01			
	0x02	Tempo attuale di set/reset	R	Tempo attuale
	0x03			
	0x04			
	0x05			
	0x06	Aggiorna	W	Imposta, automaticamente azzerato
0x07				

Il settimo ed ultimo registro permette di modificare il funzionamento del segnale di Set/Reset che consente di ripristinare le caratteristiche di funzionamento del magnetometro qualora sia immerso in un campo magnetico particolarmente forte ed attivo comunque in maniera costante durante tutto l'utilizzo dei sensori. Tramite il primo campo è possibile impostare il ritardo tra un impulso e il seguente, il cui valore attuale è riportato nel campo successivo. L'ultimo campo, infine, effettua l'aggiornamento del valore corrente a quello impostato.

Per poter accedere a questi registri sono state rese disponibili quattro diverse funzioni, ognuna delle quali è associata ad un carattere ASCII particolare. La struttura del messaggio quindi sarà di questo tipo:

Comando	Base address	Parametro	(altri parametri)	/n/r
---------	--------------	-----------	-------------------	------

Il *Comando* può essere:

- *R* per leggere un singolo campo di un registro, richiedendo quindi l'invio di due parametri: il *Base address* e l'indice del campo da leggere;
- *W* per scrivere un singolo campo di un registro, richiedendo quindi l'invio di tre parametri: oltre ai due dal caso precedente, anche il valore da inserire nel registro, che sarà inviato in binario all'interno del messaggio;
- *F* per la lettura di un intero registro; in questo caso è necessario un solo parametro, ossia il *Base address* del registro a cui si vuole accedere;
- *X* per la scrittura di un intero registro: in questo caso, oltre all'indirizzo, è necessario inviare tutti gli otto parametri in binario che devono essere inseriti nel registro. Se alcuni campi del registro sono di sola lettura, i valori corrispondenti inviati saranno automaticamente scartati durante l'operazione di aggiornamento del registro.

L'ultimo campo del messaggio è il terminatore.

Come si capisce, questo messaggio è di tipo ibrido, contenente una parte in codice ASCII e una parte in binario. La risposta che viene inviata a seguito della richiesta di lettura di un campo o di un intero registro invece è interamente in caratteri ASCII, per facilitare la sua interpretazione, ed ha la seguente struttura:

Invio di un singolo campo				
SRR	Base address	Indice	Valore	/n/r
Invio di un intero registro				
FRR	Base address	[8 valori]	/n/r	

Il primo campo della risposta, *SRR* o *FRR*, indica se si tratta di una lettura singola o completa. Il resto dei campi contengono l'indirizzo del registro e i valori in esso contenuto, oltre all'indice del campo nel caso in cui si tratti di una lettura singola.

La telemetria è infine un altro tipo di risposta inviato dal sistema di controllo d'assetto. In essa si trovano riassunte tutte le informazioni sullo stato e sulle attività in corso all'interno del sistema. La sua struttura è la seguente:

TRW	Indica l'inizio della telemetria
Corrente magnetotorquer X	Riporta la corrente letta dai sensori relativi al magnetotorquer X
Corrente magnetotorquer Y	Riporta la corrente letta dai sensori relativi al magnetotorquer Y
Corrente magnetotorquer Z	Riporta la corrente letta dai sensori relativi al magnetotorquer
Campo magnetico X	Campo magnetico letto sull'asse X
Campo magnetico Y	Campo magnetico letto sull'asse Y
Campo magnetico Z	Campo magnetico letto sull'asse Z
Corrente motore 1	Corrente letta relativa al motore sul piano XY
Corrente motore 2	Corrente letta relativa al motore sul piano XZ
Corrente motore 3	Corrente letta relativa al motore sul piano YZ
Impostazione corrente X	Valore del registro che controlla la corrente sul magnetotorquer X e del verso della corrente
Impostazione corrente Y	Valore del registro che controlla la corrente sul magnetotorquer Y e del verso della corrente
Impostazione corrente Z	Valore del registro che controlla la corrente sul magnetotorquer Z e del verso della corrente
Periodo timer 3	Periodo del timer che controlla la generazione del clock dei motori, unito al segno che indica il verso di rotazione
Prescaler del timer 3	Prescaler del timer che controlla la generazione del clock dei motori. Assieme all'informazione precedente permette di calcolare gli Hz a cui sta ruotando il motore
Stato del motore 1	Indica lo stato del motore, 'X' se disattivo, 'M' se sta raggiungendo una nuova velocità e 'A' se attivo
Stato del motore 2	Indica lo stato del motore, 'X' se disattivo, 'M' se sta raggiungendo una nuova velocità e 'A' se attivo

Stato del motore 3	Indica lo stato del motore, 'X' se disattivo, 'M' se sta raggiungendo una nuova velocità e 'A' se attivo
Stato scheda magnetotorquer	Indica se la scheda di controllo dei magnetotorquer è attiva
Stato sensori di corrente magnetotorquer	Indica se i sensori di corrente dei magnetotorquer sono attivi
Stato magnetometri	Indica se la scheda dei magnetometri è attiva
Stato motori	Indica se la scheda di controllo dei motori è attiva
/n/r	Terminatore della telemetria

VII.6: Struttura dei registri interni

Accanto ai registri visibili dall'esterno descritti nel paragrafo precedente, ci sono una serie di registri interni il cui uso è riservato al sistema di controllo. Questi registri sono utilizzati dal programma per salvare le informazioni relative ai comandi ricevuti, ai valori calcolati per l'impostazione delle differenti periferiche, etc., e svolgono la funzione di buffer nei casi in cui condividano alcune funzioni con i registri di pubblico accesso.

Fondamentalmente, questi registri interni si dividono in due categorie: registri di stato e registri di comando.

Di seguito sono descritti i principali registri di stato, con una breve descrizione del loro utilizzo:

Registro di stato del motore	
X Attivo	Indica se il motore 1 è attivo
Y Attivo	Indica se il motore 2 è attivo
Z Attivo	Indica se il motore 3 è attivo

Queste informazioni sono utilizzate al momento della ricezione di un nuovo comando del motore, per verificare se può essere eseguito immediatamente oppure se è necessario lo stop del motore attualmente in movimento prima di effettuare le modifiche di velocità richieste.

X Vel	Velocità di rotazione del motore 1
Y Vel	Velocità di rotazione del motore 2
Z Vel	Velocità di rotazione del motore 3
X Mod	Indica se c'è una modifica dello stato del motore 1
Y Mod	Indica se c'è una modifica dello stato del motore 2
Z Mod	Indica se c'è una modifica dello stato del motore 3

Queste informazioni servono da interfaccia tra i registri di stato di pubblico accesso e le funzioni che aggiornano lo stato dei motori.

X New Vel	Nuova velocità di rotazione del motore 1
Y New Vel	Nuova velocità di rotazione del motore 2
Z New Vel	Nuova velocità di rotazione del motore 3

Queste informazioni sono utilizzate all'interno della funzione di interrupt che regola la rampa di accelerazione e decelerazione dei motori.

Registro di stato della legge di controllo	
Attiva	Indica se la legge di controllo è attiva o meno
Terminata	Indica se la legge di controllo è terminata
Condizione stop	Indica la condizione di terminazione della funzione
Max passi	Indica il numero massimo di passi che può eseguire la funzione o il tempo trascorso prima di terminare
Passi	Indica il numero di passi attuali della funzione
Costante	Contiene il valore della costante utilizzata per il calcolo delle correnti

La funzione che implementa la legge $-B$ · accede a questo registro per leggere alcune informazioni necessarie al suo funzionamento e restituire il suo stato.

Registro di stato dei magnetotorquer	
Pol X	Indica la polarità del magnetotorquer X
Pol Y	Indica la polarità del magnetotorquer Y
Pol Z	Indica la polarità del magnetotorquer Z
Corrente X	Contiene l'informazione sulla corrente impostata in X
Corrente Y	Contiene l'informazione sulla corrente impostata in Y
Corrente Z	Contiene l'informazione sulla corrente impostata in Z

Questo registro svolge la funzione di interfaccia tra le funzioni che controllano i magnetotorquer e i registri di pubblico accesso.

Registro di stato degli offset	
Offset corrente X	Offset di lettura sulla corrente del magnetometro X
Offset corrente Y	Offset di lettura sulla corrente del magnetometro Y
Offset corrente Z	Offset di lettura sulla corrente del magnetometro Z
Offset motore X	Offset di lettura sulla corrente del motore 1
Offset motore Y	Offset di lettura sulla corrente del motore 2
Offset motore Z	Offset di lettura sulla corrente del motore 3

Nel momento in cui venga richiesta una lettura calibrata dei sensori, gli offset contenuti in questo registro permettono di fornire valori più precisi.

Atri registri sono poi impiegati per l'esecuzione dei comandi. In particolare, per quel che riguarda i motori, esiste il seguente registro:

Registro di stato degli offset	
Richiesta stop	Indica se è stato richiesto lo stop di un motore prima dell'esecuzione del comando inviato
Asse	Asse su cui si richiede di agire
Buffer Asse	Campo di buffer in cui salvare le informazioni inviate relative al comando nel caso in cui ci sia un'azione preliminare da eseguire
Accelera	Indica se è richiesta un'accelerazione
Decelera	Indica se è richiesta una decelerazione
Cambio dir.	Indica se si richiede un cambio di direzione
PR richiesto	Contiene il valore richiesto del timer, calcolato al momento della ricezione del comando
Buffer PR	Campo di buffer in cui salvare il valore richiesto del timer qualora sia necessaria un'azione preliminare all'esecuzione del comando
Precaler richiesto	Contiene il valore richiesto del prescaler, calcolato al momento della ricezione del comando
Buffer prescaler	Campo di buffer in cui salvare il valore richiesto del prescaler qualora sia necessaria un'azione preliminare all'esecuzione del comando

Su questo registro opera direttamente la funzione di interrupt, ricevendo i valori elaborati a seguito della ricezione di un comando e utilizzandolo come buffer qualora sia necessario salvare temporaneamente i dati ricevuti ed effettuare alcune azioni preliminari.

VII.7: Interfaccia LabView

Per poter effettuare lo sviluppo del software ed effettuare i primi test si è utilizzato un collegamento via terminale, sfruttando il protocollo di comunicazione ASCII sviluppato appositamente per questa fase di verifiche.

Per un utilizzo più agevole del sistema di controllo, tuttavia, è stata realizzata una semplice, ma completa, interfaccia in LabView che permette di accedere in maniera rapida e intuitiva a tutte le principali funzionalità implementate e può rappresentare una buona base di partenza per lo sviluppo di un sistema di interfaccia più complesso. In questo paragrafo è descritta brevemente questa interfaccia, citandone le caratteristiche più importanti.



Figura VII.10: Aspetto generale dell'interfaccia LabView

L'aspetto d'insieme dell'interfaccia è quello mostrato in figura VII.10. Nella parte superiore sinistra si trova un riquadro che può ospitare, a seconda della selezione effettuata, una schermata riassuntiva dei registri oppure il setup dell'interfaccia. A destra invece sono mostrati tramite indicatori gli stati delle schede e dei motori. In basso a sinistra, a seconda della cartella selezionata, viene mostrata la

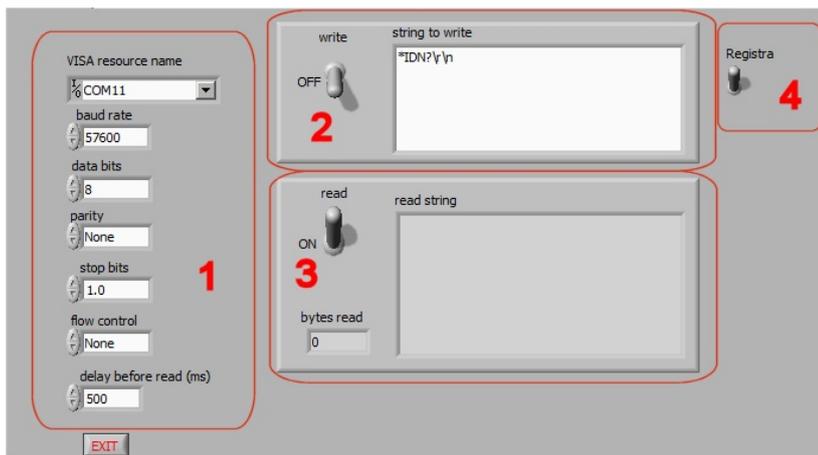


Figura VII.11: Pannello di setup

lettura dei magnetometri oppure delle correnti. A destra infine si trovano gli indicatori di velocità per i motori.

Il pannello di setup è mostrato in figura VII.11. Nella parte evidenziata con il numero 1 si trovano tutti i parametri di funzionamento della comunicazione seriale, quali porta, velocità, etc. Tramite un pannello a lato (numero 2) è possibile inviare manualmente una stringa di caratteri: questa funzione è utile nel caso in cui si voglia effettuare qualche tipo di verifica manuale del funzionamento. Tramite il pannello indicato con il numero 3 si abilita la lettura dei dati sulla porta e si può visualizzare nella casella di testo tutto il traffico che viene ricevuto. L'interruttore identificato con il numero 4 permette poi di registrare tutto il traffico dati su un file di testo per poterne poi analizzare il contenuto.

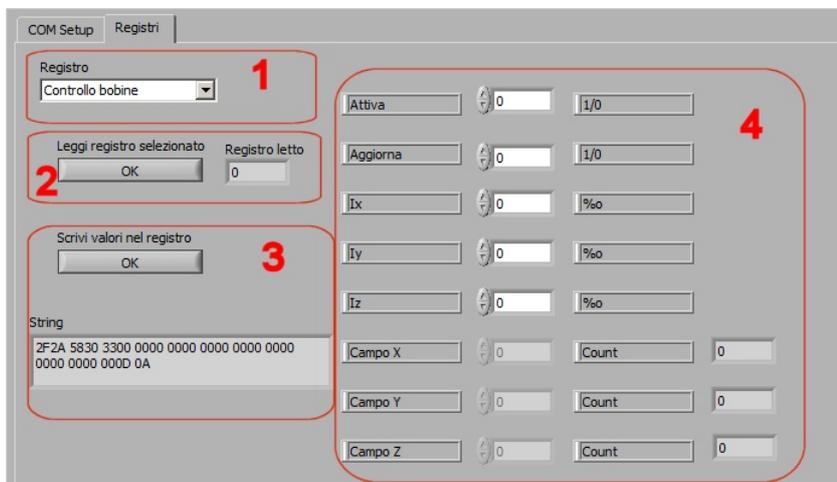


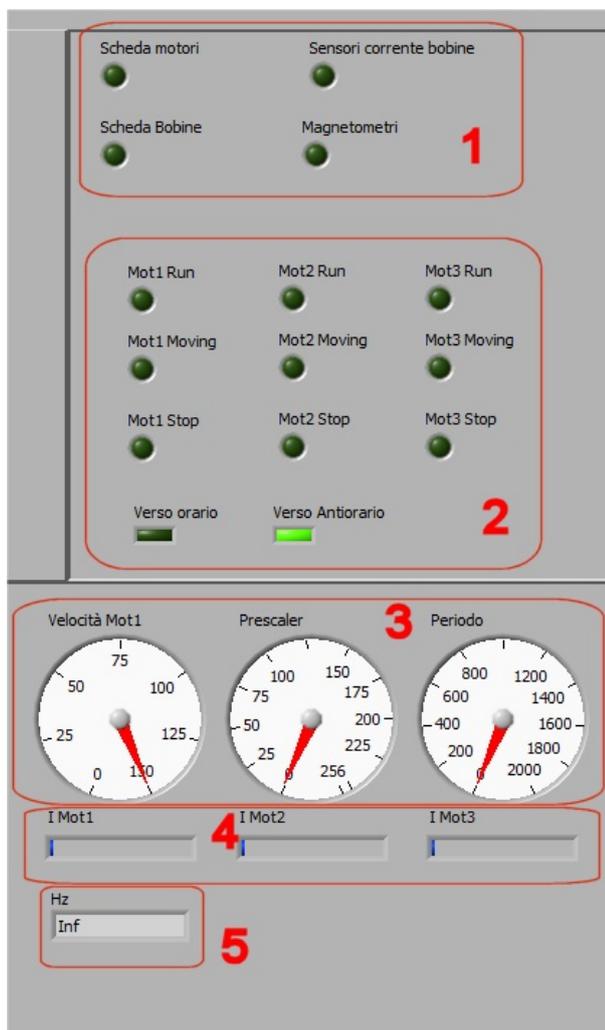
Figura VII.12: Pannello dei registri

Il pannello mostrato nella figura a lato permette di interfacciarsi direttamente con i registri del sistema di controllo d'assetto. Il registro su cui si vuole operare viene selezionato dalla lista indicata con il numero 1. In base al registro selezionato, il contenuto della sezione evidenziata con il numero 4 viene aggiornato con il significato dei vari campi del registro, abilitando le caselle dei registri in scrittura e rendendo visibili le caselle dei campi che permettono la lettura. Nell'esempio riportato in figura VII.12, si vede il contenuto del registro di controllo delle bobine, con i primi cinque campi abilitati per la scrittura e gli ultimi tre disponibili per la sola lettura. Tramite il pulsante evidenziato con il numero 2 è possibile quindi leggere il contenuto dell'interno registro selezionato, mentre con il pulsante indicato dal numero 3 è possibile scrivere il contenuto del registro. La stringa inviata viene mostrata nel riquadro sottostante.

Il resto dell'interfaccia sfrutta i dati ricevuti tramite la telemetria per aggiornarsi e quindi necessita della sua abilitazione.

Il pannello di stato dei motori e dei sottosistemi, mostrato in figura VII.13, contiene tutte le informazioni sullo stato delle varie schede e, appunto, dei motori.

Nel riquadro evidenziato dal numero 1, quattro led indicano lo stato di accensione o spegnimento della scheda dei motori, della scheda dei magnetotorquer, dei suoi sensori di corrente e dei magnetometri. Più sotto, indicato con il numero 2, una serie di led indica se i vari motori sono fermi, quale si sta muovendo per raggiungere una velocità richiesta e quale abbia raggiunto la condizione di funzionamento impostata. Due ulteriori led indicano la direzione della rotazione, se in



senso orario o in senso antiorario. Tre indicatori, indicati dal numero 3, visualizzano la velocità di rotazione del motore: il primo indica gli Hz, il secondo il valore del prescaler del timer che genera il clock del motore mentre il terzo il valore del suo periodo. Immediatamente sotto tre barre orizzontali indicano la corrente letta per i vari motori (numero 4) mentre un'altra casella riporta il valore numerico della velocità di rotazione del motore (numero 5).

Una serie di grafici permette poi di visualizzare le letture delle correnti e dei campi magnetici. In particolare, quello mostrato in figura VII.14, selezionato la cartella relativa agli assi X, Y e Z (numero 1) permette di mostrare le letture relative a questi assi del campo magnetico. Tramite l'interruttore indicato con il numero 2 è possibile sovrapporre a queste letture il grafico della corrente comandata alle bobine. In questo modo è possibile verificare il corretto funzionamento dei

Figura VII.13: Pannello dei motori

magnetotorquer e gli effetti della corrente che scorre negli avvolgimenti nelle letture del campo magnetico.

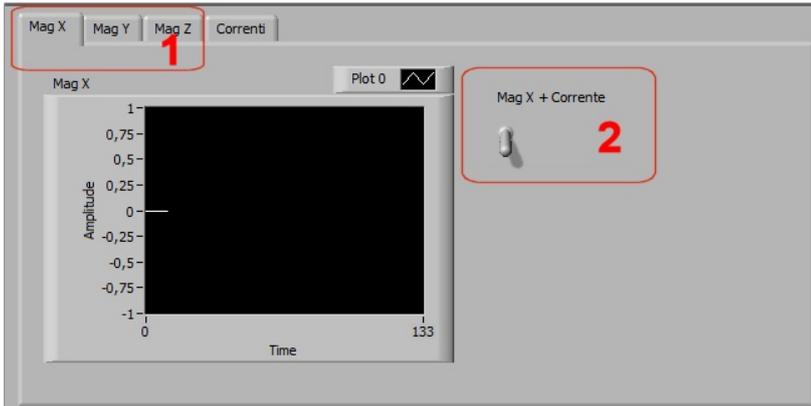


Figura VII.14: Pannello dei magnetometri

disabilitare nel grafico la sovrapposizione dei comandi inviati alle bobine con le letture delle correnti.

L'ultimo pannello, infine, mostrato in figura VII.15, riporta le letture delle correnti e dell'impostazione effettuata. Tutte le letture sono riportate nel grafico identificato dal numero 1, mentre i valori numerici sono riportati nelle caselle di testo indicate dal numero 2. Tramite un pulsante è possibile abilitare o



Figura VII.15: Pannello delle correnti

VII.8: Esempio di funzionamento

In questo paragrafo sono riportate due prove di funzionamento, una relativa alla legge di controllo B e un'altra relativa ai motori.

Per testare il funzionamento della legge di controllo è stato abilitato il controllo magnetico ed è stato ruotato manualmente il sistema di controllo, registrando i dati relativi alla lettura dei campi magnetici, ai parametri di controllo dei magnetotorquer e alla lettura delle varie correnti. I risultati sono mostrati nei grafici seguenti:

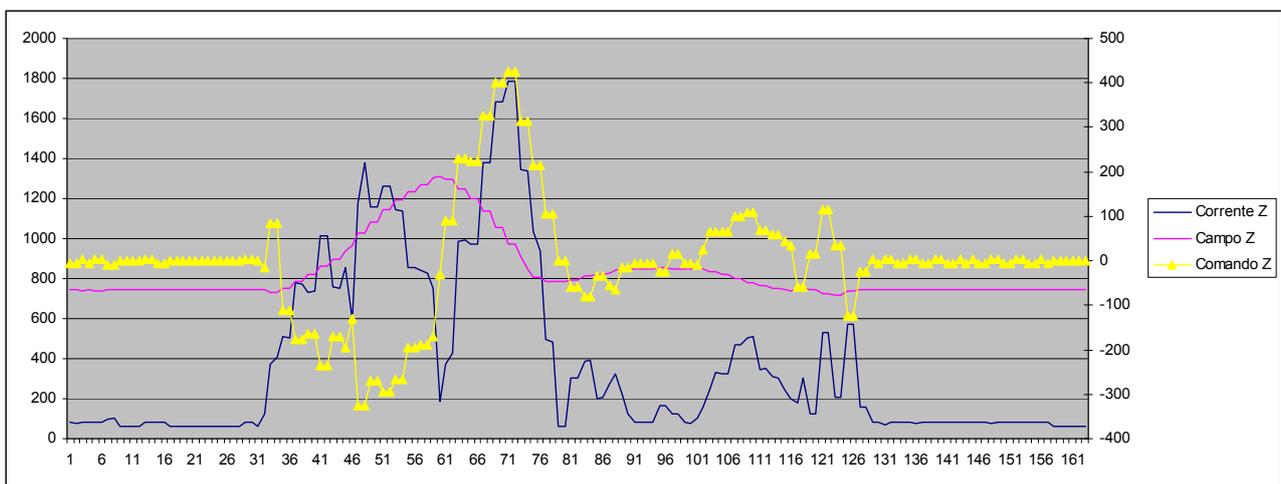
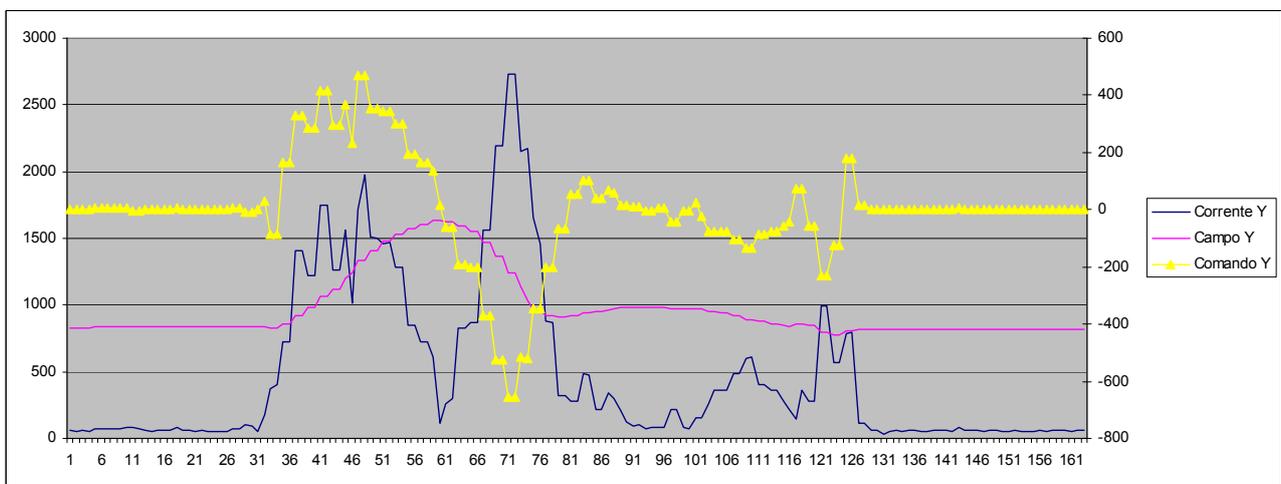
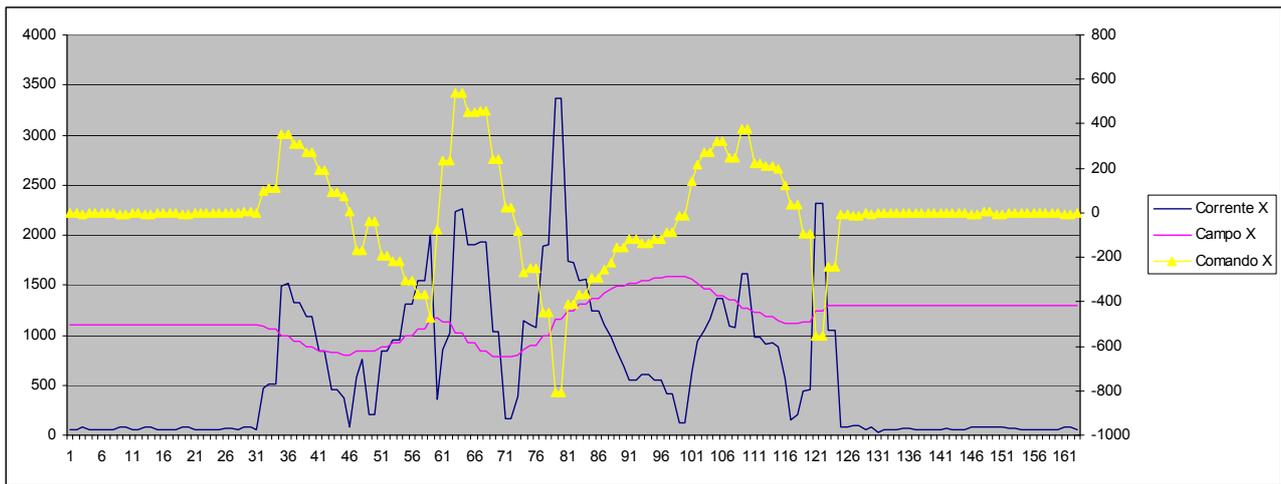


Figura VII.16: Test della legge di controllo

Sull'asse X sono indicati i campioni, ricevuti ad una distanza di 500mSec l'uno dall'altro. Sull'asse Y di sinistra sono riportate le scale della lettura del campo magnetico e della lettura delle correnti (rispettivamente linee viola e blu), mentre sull'asse Y di destra è riportata la scala dei valori di controllo dei magnetotorquer (in giallo).

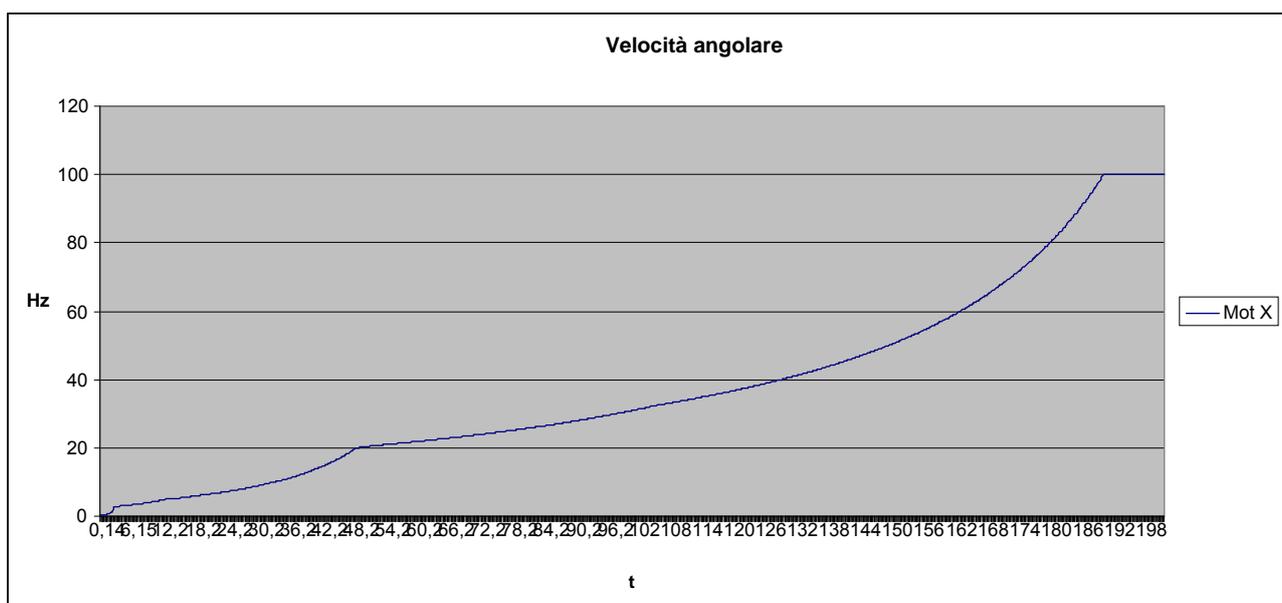
Innanzitutto si può notare come, in assenza di perturbazioni, il filtraggio eseguito sulla lettura del campo magnetico sia più che sufficiente ad evitare che il rumore provochi l'attivazione indesiderata dei magnetotorquer. Una volta messo in movimento il sistema di controllo, le letture del campo magnetico seguono le rotazioni effettuate, comportando l'imposizione di una corrente proporzionale alla variazione di campo magnetico. La lettura della corrente segue perfettamente l'andamento del segnale di controllo, come si può apprezzare dai grafici. Nella visualizzazione grafica, la corrente appare sempre positiva, anche se in realtà durante la prova cambia di verso: questo è dovuto al fatto che il sensore di corrente si trova a monte del circuito di inversione di polarità e, per questo, rileva sempre correnti positive. Per ottenere l'informazione completa è sufficiente estrarre dalla telemetria, oltre al valore della corrente, anche il verso: nell'interfaccia di Labview questa operazione è automatica e permette la corretta visualizzazione in tempo reale dell'andamento delle correnti.

Il risultato di questo semplice test mostra quindi l'efficacia del sistema di controllo magnetico e la sua corrispondenza con le attese.

Il secondo tipo test ha riguardato i motori.

In un primo caso è stata richiesta un'accelerazione fino a 100Hz, ricevendo i dati relativi al periodo del segnale di clock e al prescaler e, da questi, ottenendo il valore della velocità angolare in Hz.

I dati sono riportati nei seguenti grafici:



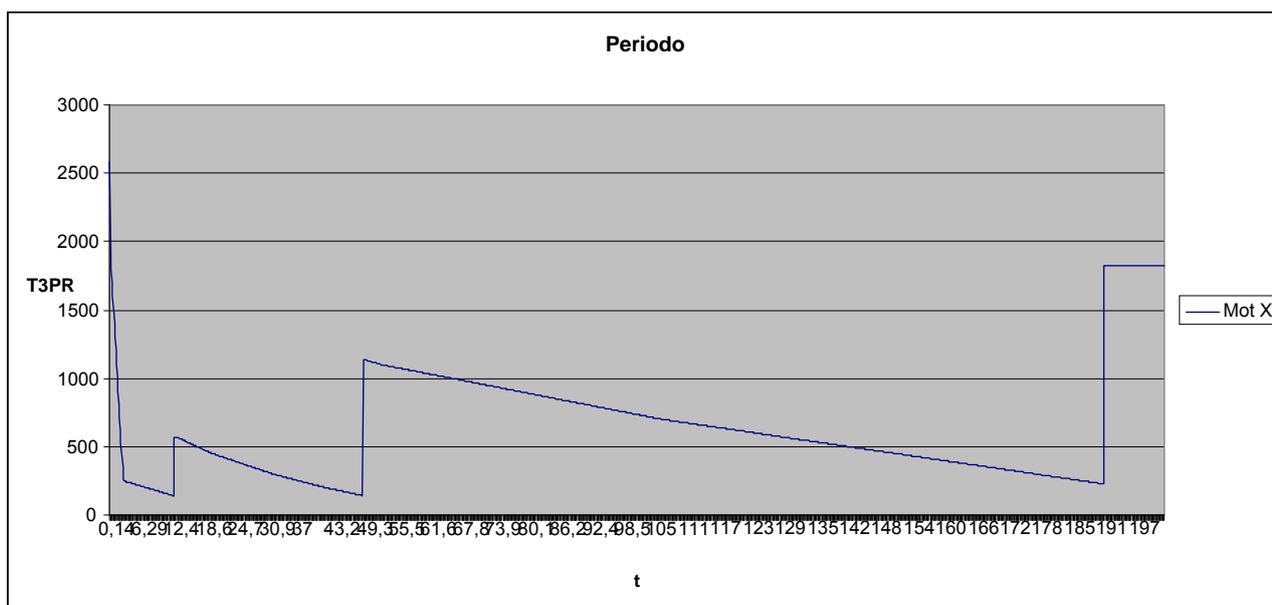


Figura VII.17: Test di accelerazione sui motori

Sull'asse delle X sono riportati i tempi in secondi, mentre sull'asse Y sono riportate la velocità angolare in Hz (primo grafico) e il valore del periodo del timer (secondo grafico).

I salti bruschi nel secondo grafico avvengono in corrispondenza dei cambiamenti di prescaler, quando il periodo del timer deve essere variato di conseguenza per evitare cambiamenti nella frequenza di clock finale. Si può apprezzare anche l'andamento non uniforme della variazione del periodo, che rallenta sempre di più al diminuire del valore del periodo, in modo da mitigare in parte l'accelerazione angolare sempre crescente.

Nel primo grafico, infatti, risulta chiaramente evidente l'andamento di tipo $1/x$ della frequenza di rotazione del motore. Se non si fosse utilizzata la tecnica di variare il prescaler lungo l'intervallo di frequenze si sarebbe arrivati rapidamente al punto di imporre accelerazioni angolari troppo elevate per le possibilità del motore, perdendo il sincronismo tra il clock e la rotazione del motore stesso.

L'andamento finale non è certamente lineare, ma sufficientemente regolare per poter utilizzare il motore fino ad alte velocità.

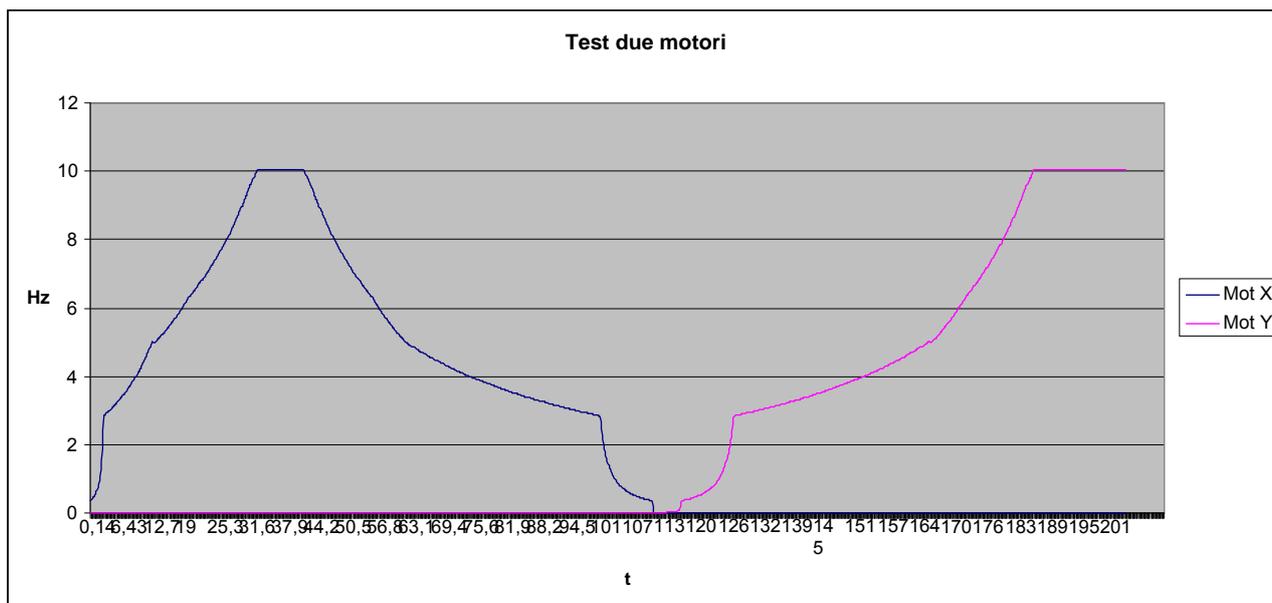


Figura VII.18: Test di velocità su due motori

Come spiegato in precedenza, a causa di limitazioni hardware è impossibile utilizzare due motori alla volta. È stata quindi creata una procedura che, in caso di ricezione di un comando relativo ad un motore quando un altro è già in movimento, ferma quest'ultimo prima di mettere in moto il primo. Il test riportato in figura VII.18 mostra esattamente questa situazione: un primo motore (linea blu) viene portato alla velocità di 10Hz. Successivamente, si invia il comando a un secondo motore (linea viola) perché raggiunga anch'esso la velocità di 10Hz: il sistema prima rallenta il primo motore fino a fermarlo, dopo di che abilita il secondo e lo fa accelerare fino alla velocità desiderata. Anche questo test dimostra quindi le funzionalità del sistema di controllo delle ruote di momento.

Relativamente ai motori, è necessario fare alcune considerazioni sulla velocità massima raggiungibile.

Secondo i dati riportati sul datasheet, mostrati in figura VII.19, la costante di velocità per i motori della serie 1202 è pari a circa 6400rpm/v. Dato che i motori sono alimentati a 3.3V, questo comporta una velocità massima teorica pari a 21120rpm, ossia 350Hz.

Series 1202 ... BH

	1202 H	006 BH	
Nominal voltage	U_N	6	V
Terminal resistance, phase-phase	R	70	Ω
Output power ¹⁾	$P_2 \text{ max.}$	0,492	W
Efficiency	$\eta \text{ max.}$	42	%
No-load speed	n_0	37 600	rpm
No-load current	I_0	0,015	A
Stall torque	M_H	0,124	mNm
Friction torque, static	C_0	0,003	mNm
Friction torque, dynamic	C_v	$0,52 \cdot 10^{-6}$	mNm/rpm
Speed constant	k_n	6 431	rpm/V
Back-EMF constant	k_E	0,156	mV/rpm
Torque constant	k_M	1,485	mNm/A
Current constant	k_I	0,673	A/mNm
Slope of n-M curve	$\Delta n/\Delta M$	303 121	rpm/mNm
Terminal inductance, phase-phase	L	58	μH
Mechanical time constant	τ_m	397	ms
Rotor inertia	J	0,125	gcm^2
Angular acceleration	$\alpha \text{ max.}$	$10 \cdot 10^3$	rad/s^2

Figura VII.19: Estratto dal datasheet dei motori

È stato effettuato un test del motore privo della ruota di momento ed è stato possibile raggiungere la velocità di 17360rpm, un po' inferiore a quella massima teorica.

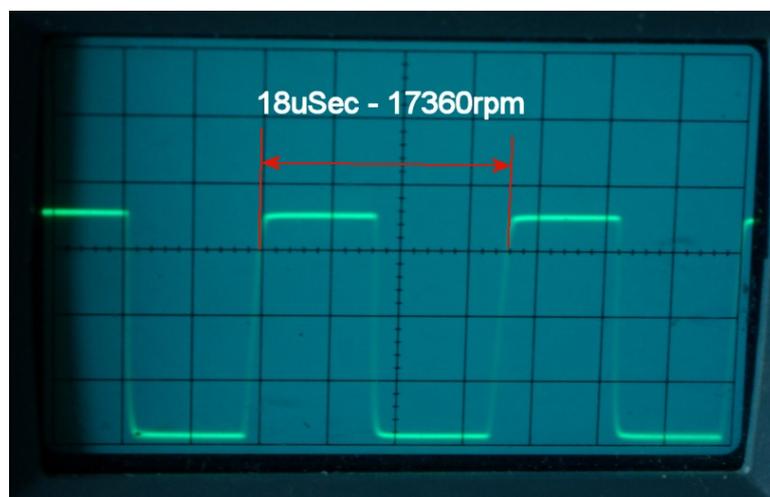


Figura VII.20: Segnale di clock alla velocità massima raggiunta dal motore

Come detto, con la ruota di momento installata sul motore non è stato possibile superare i 150Hz, pari a 9000rpm.

Le ragioni di questo fatto possono essere molteplici, ma le più plausibili sono tre: tolleranze meccaniche nella realizzazione delle parti in movimento, attrito tra la ruota e l'aria e tra il rotore e il

cuscinetto di sostegno ed eccessiva accelerazione angolare ad alte velocità una volta che sia stata aggiunta l'inerzia della ruota.

Il primo aspetto è già stato discusso in precedenza.

Il secondo aspetto invece può essere quantificato in maniera abbastanza precisa. Per quel che riguarda l'attrito volvente del cuscinetto, questo è specificato sul datasheet e risulta pari a $4.68 \cdot 10^{-3}$ mNm, quindi trascurabile rispetto all'ordine di grandezza delle coppie fornita dal motore.

Per quel che riguarda l'attrito tra la ruota di momento e l'aria circostante, invece, si può considerare la formula che permette di calcolare le perdite per attrito di un volano in rotazione in aria:

$$T = \frac{4}{5} \pi \cdot D \cdot r^5 \cdot \omega^2 + 2D \cdot r^4 \cdot \omega^2 \cdot \pi \cdot h$$

dove:

- D è una costante di proporzionalità che include la densità dell'aria e il coefficiente d'attrito, pari ad $\frac{1}{2}\rho C_d$
- r è il raggio della ruota
- h è lo spessore della ruota
- ω è la velocità angolare espressa in radianti/sec

Il primo elemento dell'equazione tiene in considerazione l'attrito che si produce sulle due facce piane della ruota, mentre il secondo elemento rappresenta l'attrito generato dalla faccia laterale.

Sostituendo nella formula tutti i valori relativi alla ruota di 39mm di diametro e 3mm di spessore, in movimento a 150Hz, si ottiene il seguente valore di coppia resistente¹⁵:

$$T = 1,89 \cdot 10^{-5} + 7,26 \cdot 10^{-6} Nm = 0.026mNm$$

La coppia massima fornita dal motore si ricava dai dati presenti del datasheet: con una costante di coppia pari a 1,485mNm/A, una tensione di alimentazione pari a 3.3V e una resistenza degli avvolgimenti di 70Ω, si ottengono circa 0,07mNm.

L'attrito con l'aria riduce quindi la coppia disponibile per far accelerare la ruota a 0,044mNm.

¹⁵ Il valore del coefficiente C_d è abbastanza complicato da ricavare. Per ottenere una stima, ci si è basati sui coefficienti riportati per una lamina piana parallela al flusso d'aria, che vanno da 0.001 per un flusso laminare a 0.005 per un flusso turbolento. Se agli estremi della ruota la velocità lineare è abbastanza elevata per giustificare un flusso turbolento, ciò non è vero per le parti di ruota più vicine all'asse di rotazione. Si è quindi considerato un coefficiente pari alla media dei due estremi.

A questo punto entra in gioco l'ultimo fattore, ossia l'accelerazione angolare imposta dall'aumento di un passo nella frequenza del segnale di clock.

Il fatto che il controllo avvenga sul *periodo* del segnale comporta che, per basse frequenze, una diminuzione di un passo sul periodo comporti una variazione molto limitata di frequenza, mentre per periodi molto brevi si ottiene una variazione elevata di frequenza.

Questo fenomeno risulta chiaro sia osservando i grafici riportati della velocità riportati in questo stesso paragrafo, sia con un semplice esempio numerico: quando il motore sta ruotando alla velocità di 1Hz, il valore del registro del periodo di clock è pari a 712. La diminuzione di un passo, portandolo a 711, porta la frequenza di rotazione del motore a 1,0015Hz, con una variazione quindi pari a 0,0015Hz.

Quando invece il motore sta ruotando a 99.94Hz, il valore del registro del periodo di clock è pari a 228. La diminuzione di un passo a 227 comporta una velocità di rotazione di 100,381Hz, con una variazione di 0,44Hz rispetto al valore precedente, pari a quasi 300 volte quello che si era ottenuto nel caso precedente.

Risulta chiaro, quindi, come sia sempre più difficile accelerare man mano che la velocità aumenta, sia perché la forza disponibile del motore risulta minore a causa delle forze di attrito, sia perché si richiedono accelerazioni angolari sempre più consistenti.

L'inerzia del rotore è riportata nel datasheet ed è pari a $0,125\text{gcm}^2$, ossia $1,25 \cdot 10^{-8}\text{kgm}^2$.

L'inerzia della ruota è stata calcolata in precedenza ed è pari a $1,335 \cdot 10^{-6}\text{kgm}^2$.

Il passaggio da una frequenza di clock all'altra avviene fondamentalmente in maniera istantanea, dipendente dalla frequenza di clock del microcontrollore.

A 150Hz, la variazione di un passo nella frequenza di clock comporta una variazione di velocità pari a 0,123Hz (il fatto che questo valore sia inferiore a quanto mostrato in precedenza per 100Hz non deve sorprendere, dato che la variazione di prescaler è stata introdotta proprio per mitigare l'ampiezza dei salti di frequenza e, mentre a 100Hz si utilizza un prescaler x8, a 150Hz si utilizza un prescaler x1).

Dato che non è possibile conoscere a priori il tempo in cui avviene questo cambiamento, è più comodo seguire il percorso inverso e calcolare l'accelerazione massima che può portare a questo cambiamento data la coppia residua del motore.

In base ai calcoli effettuati poco sopra, la coppia residua è pari a 0,044mNm. In base all'inerzia calcolata, questa coppia permette un'accelerazione massima di $32,65\text{rad/S}^2$, ossia $5,2\text{Hz/S}^2$. Data la variazione di frequenza, questo si traduce in un tempo minimo di 23mSec per passare da una velocità all'altra.

Per conoscere esattamente il comportamento del motore sarebbero necessari dati che il produttore non fornisce. L'unico dato di confronto è la costante di tempo del motore, pari a 347mSec, che però non può essere utilizzata immediatamente dato che si riferisce al motore privo di carico. In ogni caso, il valore ottenuto dai calcoli è sensibilmente inferiore a questo dato, lasciando intuire di trovarsi di fronte ad una limitazione causata da una parte dalle caratteristiche del motore e dall'altra dall'impossibilità di effettuare variazioni più leggere di velocità.

In ogni caso, eliminando l'attrito con l'aria e migliorando la costruzione meccanica dovrebbe essere possibile aumentare leggermente le prestazioni, anche se non è al momento possibile stabilire di quanto.

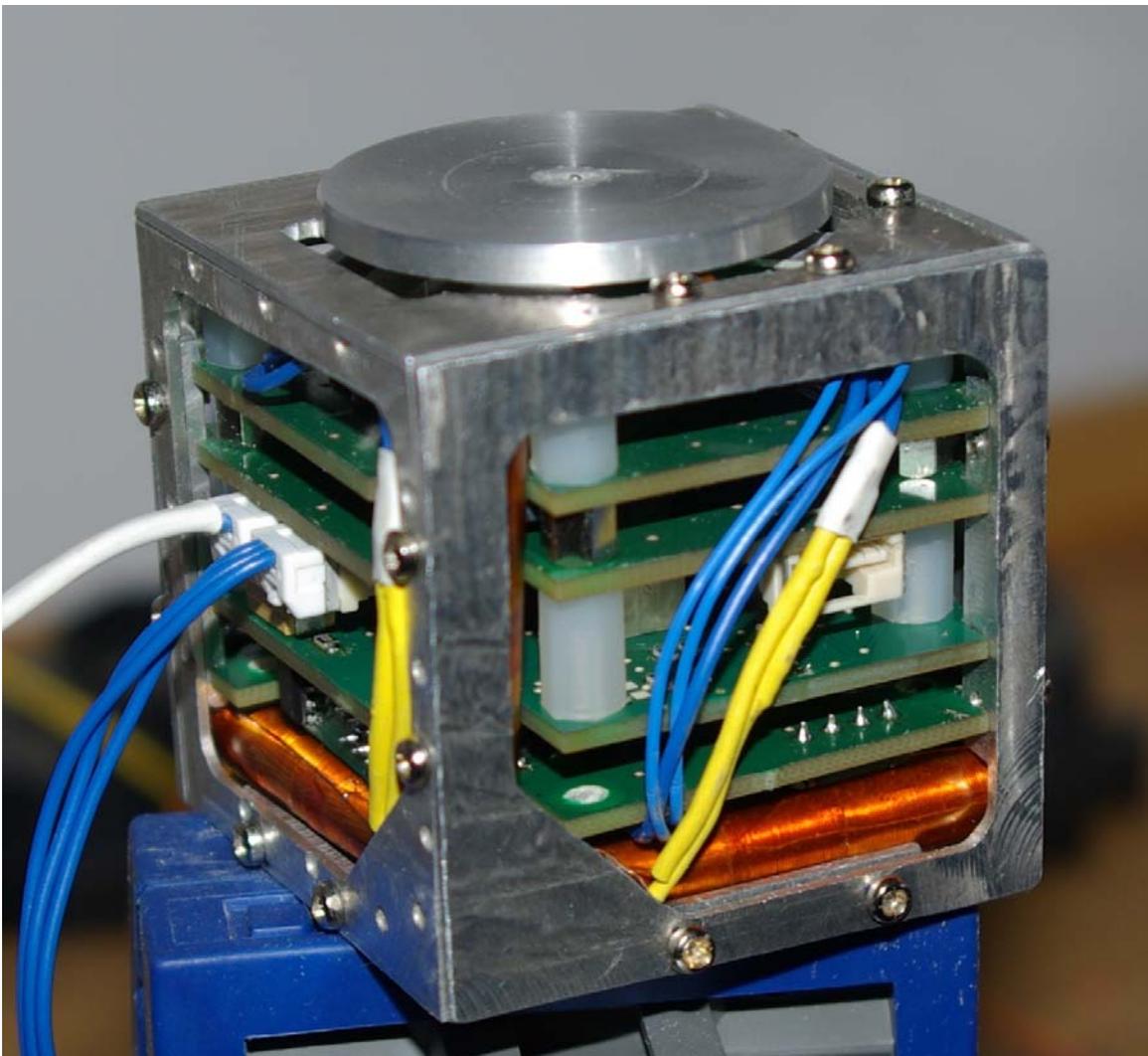


Figura VII.21: Il dispositivo completato

Capitolo VIII: Test sul dispositivo finale

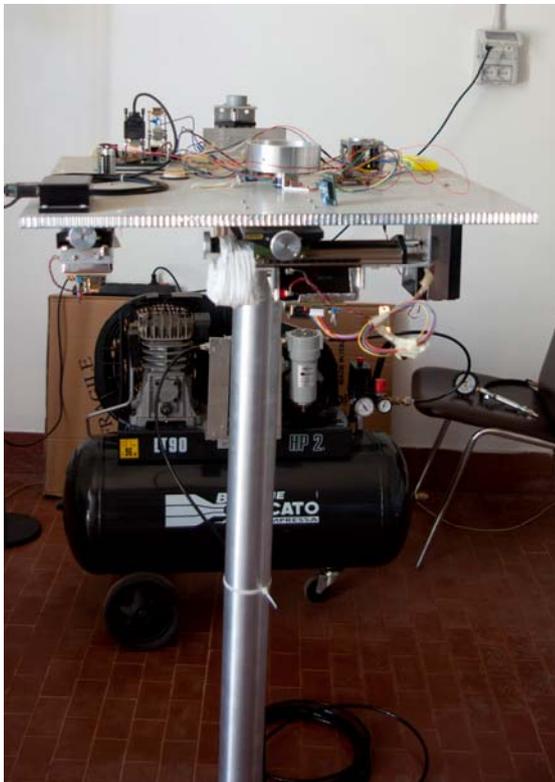
Per verificare il funzionamento del dispositivo realizzato si è utilizzata una piattaforma di test sospesa su un cuscino d'aria, disponibile presso il Laboratorio di Sistemi Spaziali dell'Università "La Sapienza di Roma", coordinato dal prof. Santoni.

Questa piattaforma possiede due gradi di libertà, fornendo quindi la possibilità di provare gli effetti delle ruote di momento e dei magnetotorquer con il sistema libero di muoversi su due assi.

Seppure la piattaforma è adatta a sistemi molto più grandi, ha permesso comunque di ottenere risultati validi, confermando di fatto la validità del dimensionamento del progetto e la sua realizzazione.

VIII.1: Caratteristiche della piattaforma di test

La piattaforma di test è realizzata tramite un piano di alluminio dotato di una base emisferica che viene alloggiata su una colonna dotata di un alloggiamento complementare. Tramite un



compressore, un flusso d'aria viene emesso al di sotto della sfera di appoggio, annullando l'attrito tra le due superfici e lasciando il piano libero di muoversi su due assi. La piattaforma comprende anche un sistema di equilibratura automatica e di acquisizione dati che però non sono stati impiegati durante i test.

La comunicazione tra il computer di controllo, dotato dell'interfaccia descritta nel capitolo precedente, e il sistema di controllo d'assetto è stata realizzata tramite trasmettitori collegati direttamente sulla porta seriale. Una serie di batterie hanno alimentato sia il trasmettitore che il sistema di controllo, eliminando quindi la necessità di qualunque cavo che disturbasse i test.

Figura VIII.1: Piattaforma di test

Questa piattaforma è stata pensata per dispositivi molto più grandi rispetto a quello realizzato, per cui sono state riscontrate delle limitazioni durante le prove.

Innanzitutto, il sistema è stato dimensionato per un satellite con un momento d'inerzia nell'ordine di 10^{-2}Kgm^2 , mentre la piattaforma è caratterizzata da un momento d'inerzia dell'ordine di 1Kgm^2 . Gli effetti attesi del controllo, quindi, saranno due ordini di grandezza meno visibili rispetto a quanto simulato, comportando variazioni minime nello stato della piattaforma di test che in alcuni casi sono facilmente confondibili con le coppie di disturbo.

In particolare le coppie di disturbo esterne si sono rivelate dello stesso ordine di grandezza di quelle applicate dal sistema di controllo d'assetto, rendendo difficoltoso separare i loro effetti da quelli esterni. E' stato dunque necessario caratterizzare i disturbi ripetibili in modo di calibrare il sistema per effettuare i test ed essere capaci di evidenziare l'effetto del sistema di controllo.

VIII.2: Test sulle ruote di momento

I primi test effettuati sono stati rivolti alla verifica del funzionamento delle ruote di momento. È stata attivata la ruota sul piano parallelo a quello della piattaforma ed è stato osservato l'effetto.

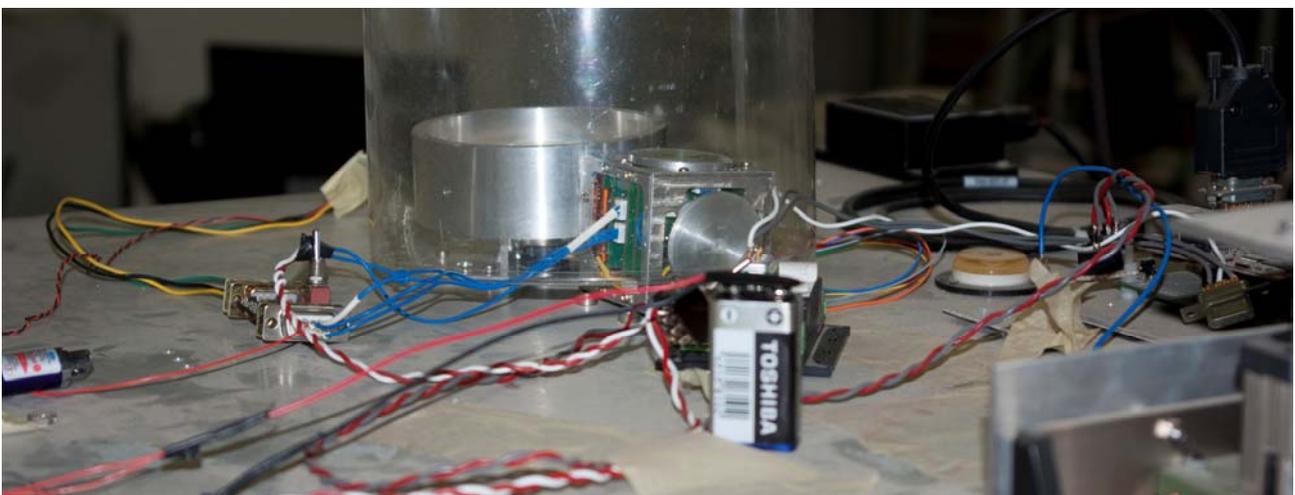


Figura VIII.2: Preparazione del test sulle ruote di momento

Per eliminare l'effetto dell'aria messa in movimento dalla ruota, il sistema di controllo d'assetto è stato racchiuso all'interno di un contenitore di plastica, mostrato in figura VIII.2, in modo che tutte le forze generate dallo spostamento d'aria diventassero interne al sistema e, complessivamente, si annullassero.

Come spiegato nell'introduzione, la presenza costante delle coppie di disturbo ha reso difficile il rilevamento immediato dei cambiamenti introdotti dall'accelerazione della ruota di momento. È stato quindi installato sulla piattaforma un laser e, per calcolare la velocità di rotazione al termine del test, si è misurata la proiezione del laser stesso su uno schermo a distanza nota e tramite una semplice relazione trigonometrica si è calcolata la velocità angolare del sistema.

La piattaforma tendeva a ruotare, per effetto dei disturbi, in senso orario, quindi è stata effettuata un'accelerazione della ruota in senso antiorario, per controbilanciarne la rotazione. La velocità della ruota è stata portata fino a 5400rpm, pari a 90Hz, ed è stata rilevata una velocità angolare della piattaforma di 0,684°/s, pari a 0,114rpm.

Successivamente, la piattaforma è stata nuovamente fermata e la ruota di momento è stata portata alla velocità di 5400rpm, questa volta però in senso orario, generando una coppia che si è sommata a quella di disturbo. In questo secondo test la velocità misurata della piattaforma è stata di 0,752°/s, pari a 0,125rpm.

Dato che il tempo di accelerazione in entrambi i casi è stato il medesimo, lo stesso si può dire sull'effetto della coppia di disturbo, che quindi ha generato una velocità angolare uguale in entrambi i casi: sottraendo un risultato all'altro si ottiene l'effetto netto sul sistema dovuto all'azione del sistema di controllo d'assetto.

La differenza di velocità angolari sulla piattaforma, quindi, è di 0,011rpm. La differenza totale di velocità angolare della ruota di momento è stata pari a 10400rpm, visto che è stata portata a regime prima in un senso poi nell'altro.

Il rapporto tra queste due velocità è dell'ordine di 10^{-6} , esattamente come il rapporto tra i momenti d'inerzia della piattaforma di test e della ruota di momento. Questo test ha quindi confermato le capacità della ruota secondo quelli che erano stati i calcoli di progetto.

Il grafico riportato in figura VIII.3 mostra i dati ricavati durante uno dei test effettuati sulle ruote di momento. Il grafico riporta l'andamento della velocità su una ruota, in viola, e le letture del campo magnetico di uno dei sensori, in blu.

La ruota è stata fatta accelerare prima in senso antiorario, contribuendo assieme alla coppia di disturbo a mettere in rotazione la piattaforma. La ruota è stata poi fermata e ne è stato invertito il senso di rotazione, tendendo questa volta a frenare la rotazione della piattaforma. Quando è stata poi nuovamente fermata, tutto il momento angolare assorbito dalla ruota è stato restituito alla piattaforma che ha accelerato, portandosi alla velocità che avrebbe raggiunto in assenza di alcuna azione del sistema di controllo.

Attraverso il grafico del campo magnetico è possibile notare l'evoluzione della velocità angolare del sistema durante il test.

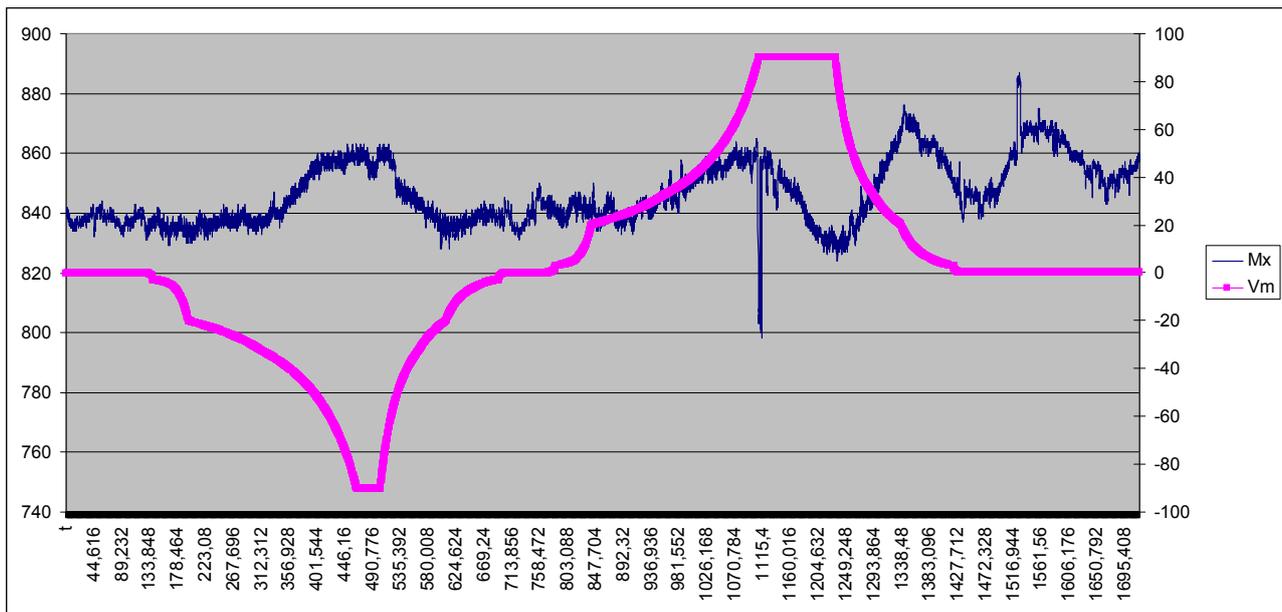


Figura VIII.3: Grafico ricavato dalla telemetria durante i test delle ruote di momento

I test hanno quindi confermato le capacità attese del sistema di controllo d'assetto tramite le ruote di momento, comportando una variazione di velocità angolari perfettamente in linea con le caratteristiche determinate in fase di progettazione.

VIII.3: Test sugli attuatori magnetici

Se alcune accortezze al momento di effettuare le prove delle ruote di momento hanno permesso di adattare la piattaforma di test al sistema di controllo d'assetto usando le ruote di momento, ciò non è stato possibile per il test sugli attuatori magnetici.

Da un lato l'inerzia della piattaforma avrebbe portato ad un aumento dei tempi di assorbimento delle velocità angolari da parte del controllo d'assetto magnetico, dall'altro la presenza delle coppie di disturbo avrebbe sovrastato qualunque effetto generato dai magnetotorquer.

Ci si è quindi dovuti accontentare di verificare il corretto funzionamento della legge di controllo implementata, osservando il comportamento delle correnti durante una rotazione del sistema di controllo d'assetto. Inoltre, sulla base dei risultati ottenuti durante le letture dei campi magnetici nei test precedenti, sono state eseguite alcune migliorie e calibrazioni sul circuito di lettura dei magnetometri al fine di ottenere una maggiore dinamica del segnale. Il risultato è chiaramente visibile confrontando la qualità dei grafici relativi alle componenti del campo magnetico.

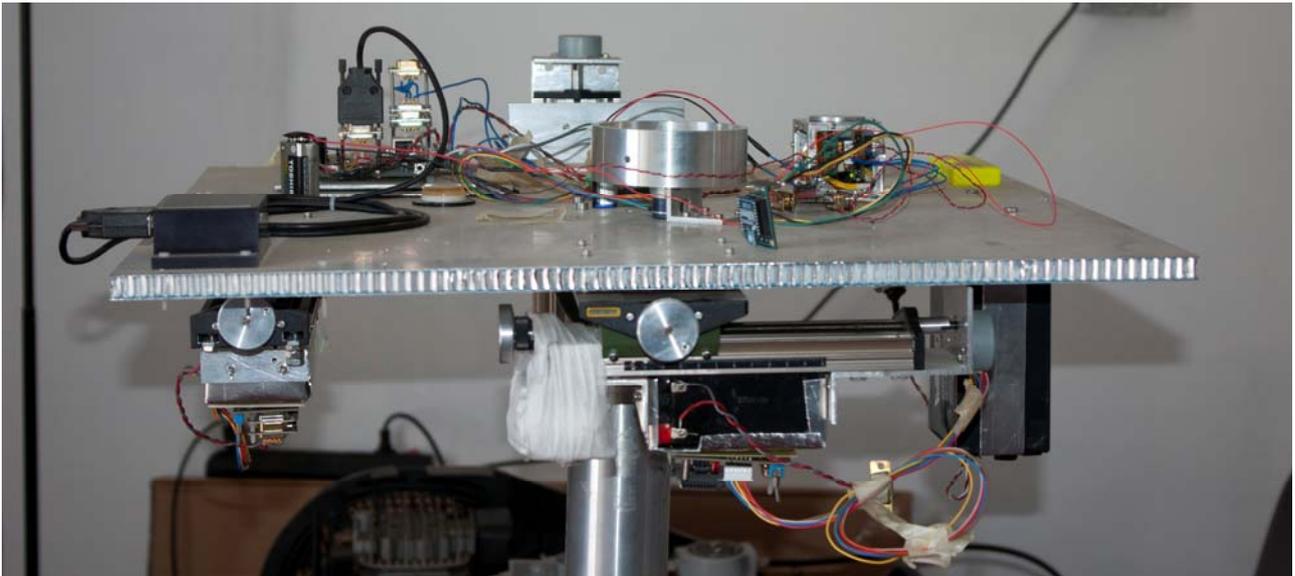


Figura VIII.4: Preparazione della piattaforma per il test dei magnetotorquer

Per prima cosa è stato effettuato un test per valutare la qualità delle letture dei magnetometri di bordo. La piattaforma è stata messa in rotazione ed è stato acquisito il campo magnetico. Il grafico mostrato in figura VIII.5 riporta i valori inviati dal sistema di controllo d'assetto tramite la telemetria, dove si vede chiaramente la rotazione della piattaforma e il conseguente andamento sinusoidale del campo magnetico.

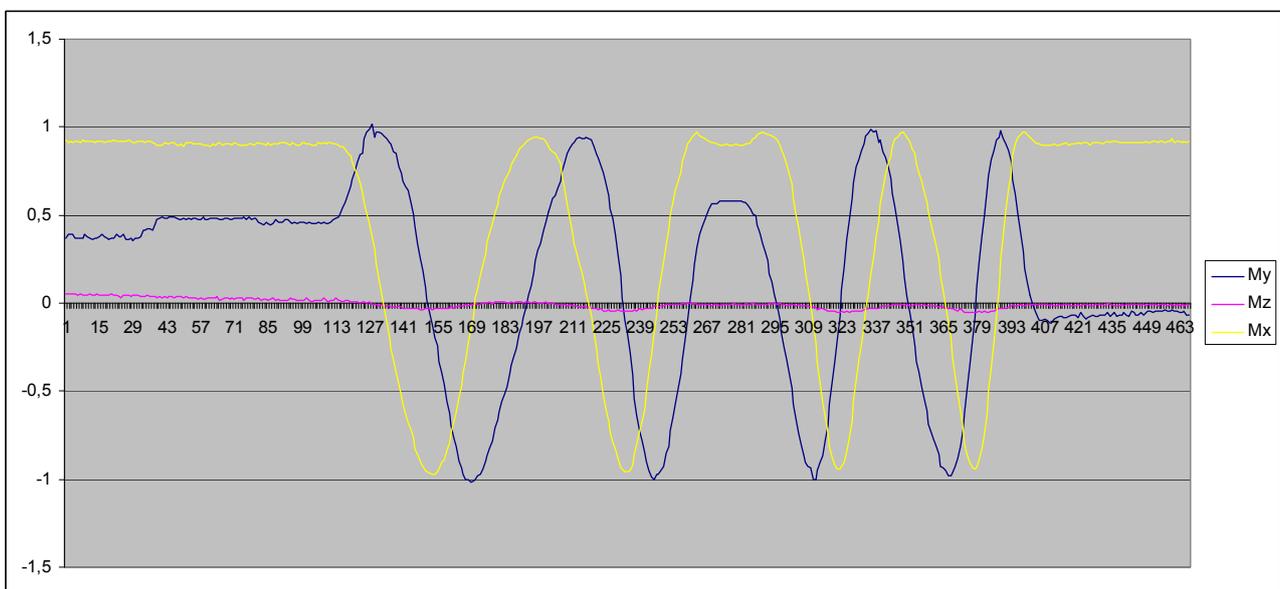


Figura VIII.5: test di lettura dei magnetometri di bordo, valori normalizzati

Dopo due rotazioni la piattaforma è stata fermata ed è stata rimessa in movimento in senso contrario: da qui la fase di campo costante a metà del grafico e la differente frequenza nelle ultime

due rotazioni. Il campo sull'asse Z presenta una minima variazione, dovuta al fatto che la rotazione si svolge sul piano X-Y.

Successivamente, si è proceduto ad attivare la legge di controllo, impostando un guadagno pari a 5, e si è rimessa in rotazione la piattaforma. I risultati sono mostrati nel grafico in figura VIII.6.

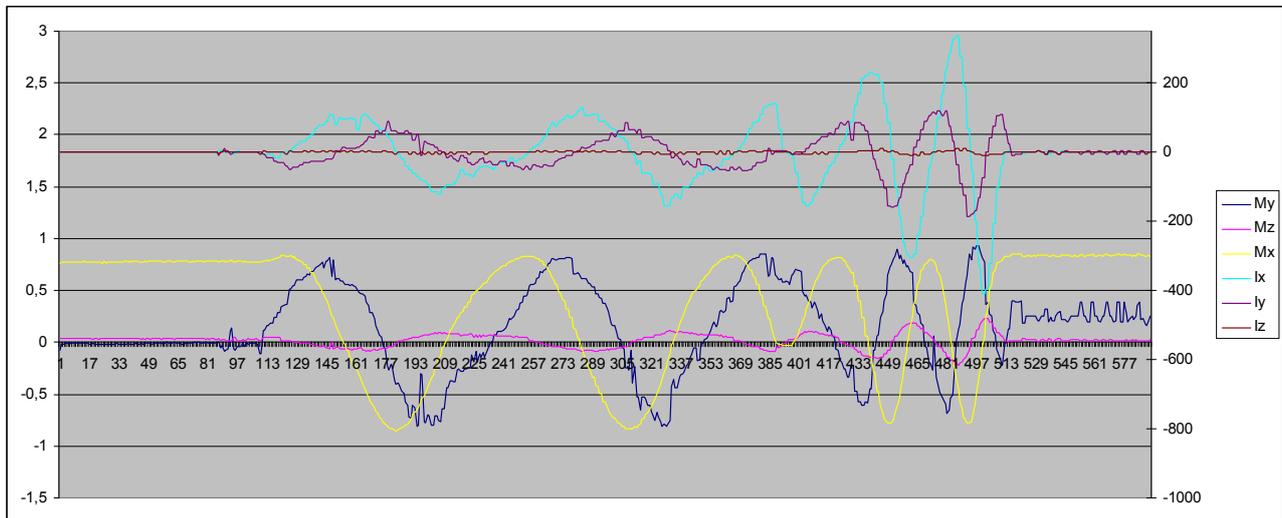


Figura VIII.6: Telemetria del test sulla legge di controllo $-B$, valori del campo magnetico normalizzati e valori delle correnti in counts

Le linee blu, fucsia e gialle mostrano rispettivamente le letture effettuate dai magnetometri sugli assi X, Y e Z, mentre le linee azzurre, viola e marrone mostrano la corrente imposta sui magnetotorquer X, Y e Z.

Innanzitutto si può osservare come la corrente sia proporzionale alla derivata del campo magnetico: dopo due rotazioni ad una velocità più bassa, la piattaforma è stata accelerata ed è chiaramente visibile il cambiamento di ampiezza della corrente.

In secondo luogo si può notare come, in assenza di movimento, la corrente imposta sia pari a zero, indicando un buon filtraggio del rumore e l'assenza di attivazioni dei magnetotorquer spurie dovute a oscillazioni casuali nelle letture.

L'attivazione dei magnetotorquer causa necessariamente delle variazioni nel campo magnetico: come spiegato nei capitoli precedenti, per evitare che le letture dei sensori fossero influenzate dalla corrente imposta sugli attuatori magnetici – a sua volta determinata da dette letture, portando quindi il sistema ad uno stato di instabilità- sono state presi alcuni accorgimenti al momento della scrittura del software. In particolare, quando le routine della legge di controllo accedono ai magnetometri, vengono disattivati i magnetotorquer, aggiungendo poi un ritardo per permettere la smagnetizzazione dei nuclei in base a quanto osservato durante i test sull'elettronica.

Nel grafico riportato, si può notare come la lettura della componente X del campo magnetico non sia minimamente influenzata dall'attivazione della legge di controllo. Un po' più di rumore, invece, viene introdotto sulla lettura della componente Y, senza però che questo implichi un comportamento anomalo nel funzionamento della legge di controllo. Sulla componente Z, infine, si nota un aumento dell'ampiezza delle oscillazioni, anche se il sistema non ne risulta influenzato, come si evince dall'assenza di una corrente imposta sul magnetotorquer relativo a quell'asse.

Dato che il guadagno della legge di controllo può essere impostato via software tramite l'interfaccia del sistema, è possibile adattarlo alle condizioni di funzionamento, imponendo correnti maggiori quando le velocità di rotazione siano minori, a scapito di una maggior sensibilità al rumore, oppure rendendo il sistema meno sensibile quando le condizioni lo richiedano.

Anche se per limitazioni strutturali non è stato possibile osservare lo smorzamento delle velocità di rotazione tramite il sistema di controllo d'assetto, le prove fatte hanno comunque dimostrato la validità dell'implementazione del controllo e hanno permesso di raccogliere dati che confermano il buon funzionamento del progetto.

VIII.4: Verifiche sulla magnetizzazione residua

La presenza di attuatori magnetici dotati di un nucleo di materiale ferromagnetico all'interno dello stesso dispositivo in cui si trovano anche i sensori di campo magnetico pone la necessità di effettuare alcune verifiche per stimare l'effetto della magnetizzazione residua sulle letture effettuate.

La magnetizzazione del materiale che compone i nuclei, ma in generale di qualunque materiale ferromagnetico, segue un ciclo di isteresi che può essere più o meno ampio: ciò significa che, prendendo il materiale privo di magnetizzazione, se si induce una magnetizzazione in un verso ed in seguito si annulla l'agente esterno che la causa, il materiale presenterà una magnetizzazione residua. Nel caso concreto, ciò significa che, anche con i magnetotorquer spenti, è possibile una interferenza con i magnetometri, portando ad una misura con un certo offset.

Per verificare l'entità di questo fatto sono state eseguite diverse prove: per prima cosa, si è applicata una corrente variabile il -100% e il +100%, a passi del 10%, spegnendo i magnetotorquer tra un passo e l'altro.

Il grafico in figura mostra il risultato ottenuto:

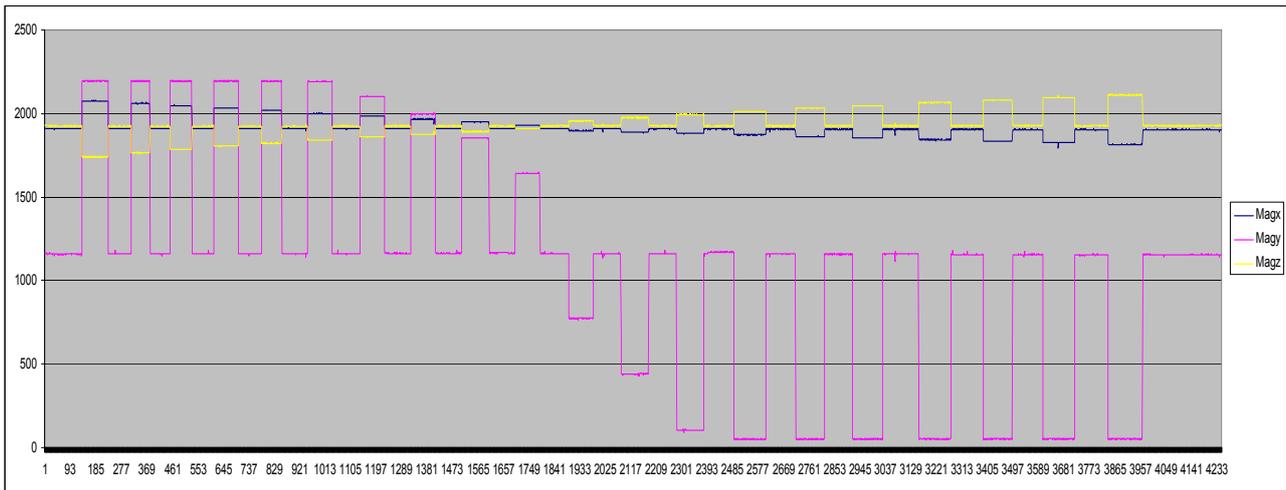


Figura VIII.7: Letture dei magnetometri a seguito dell'applicazione graduale della corrente sui magnetotorquer (scala X, campioni; scala Y, counts)

Già da questo grafico si apprezza come l'effetto della magnetizzazione residua sia molto limitato su tutti tre gli assi: mentre l'effetto dei magnetotorquer accesi è ben visibile nei gradini che corrispondono alla loro accensione, il valore della lettura a riposo rimane praticamente costante durante tutta la prova.

Risulta anche ben evidente come l'influenza sui magnetometri sia diversa a seconda della componente che si considera: l'effetto del campo magnetico varia secondo l'inverso del cubo della distanza, per cui l'effetto registrato è estremamente sensibile alla posizione del sensore rispetto al magnetotorquer. Si nota in particolare come l'asse più sensibile sia la Y, che arriva a saturare in corrispondenza degli impulsi di magnetizzazione, mentre gli effetti sono molto più limitati per la Z e ancor più per la X.

Per osservare in dettaglio l'impatto della magnetizzazione del nucleo è stato creato un grafico affiancando le letture effettuate dopo ogni impulso di corrente. Tramite questi grafici è immediato osservare l'influenza su ogni asse:

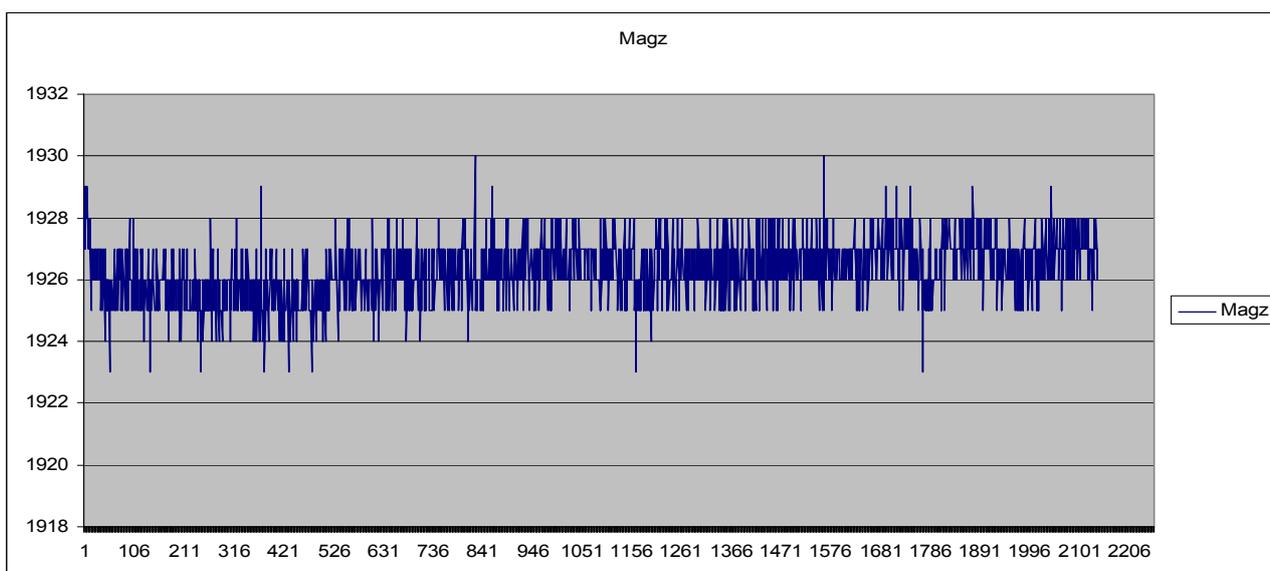
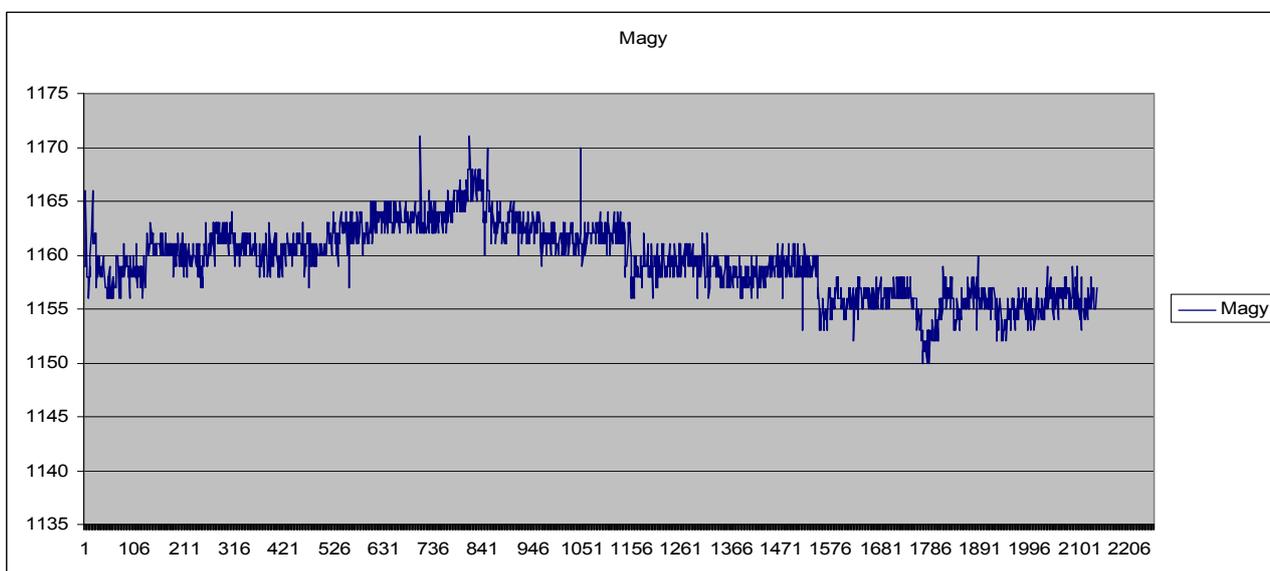
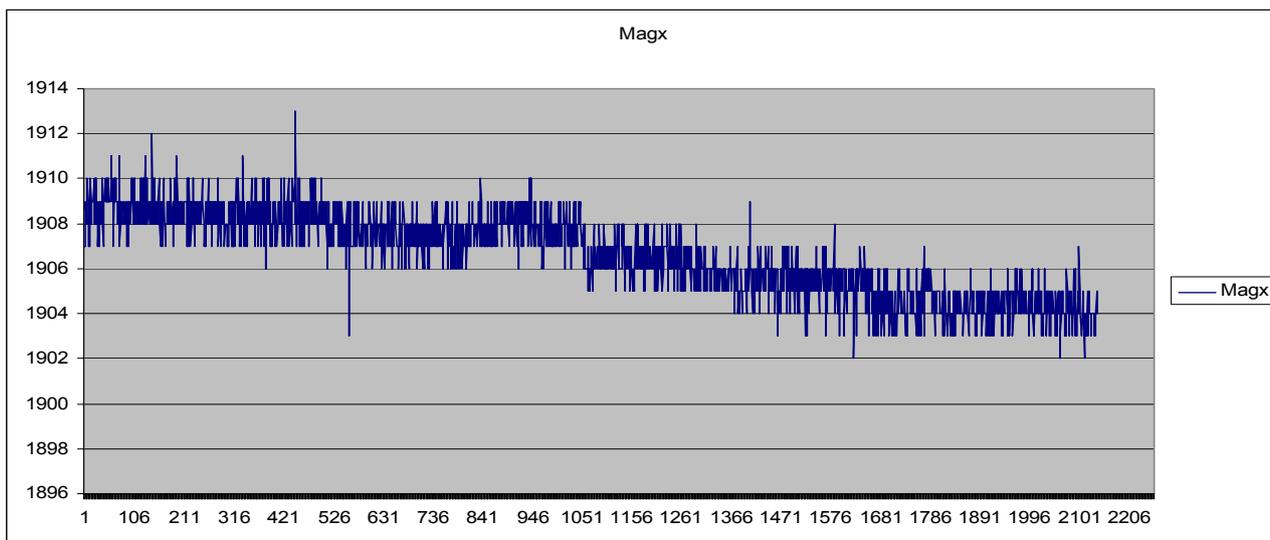


Figura VIII.8: Grafici dell'effetto della magnetizzazione residua sui magnetometri a seguito della sequenza di magnetizzazioni da -100% a +100%

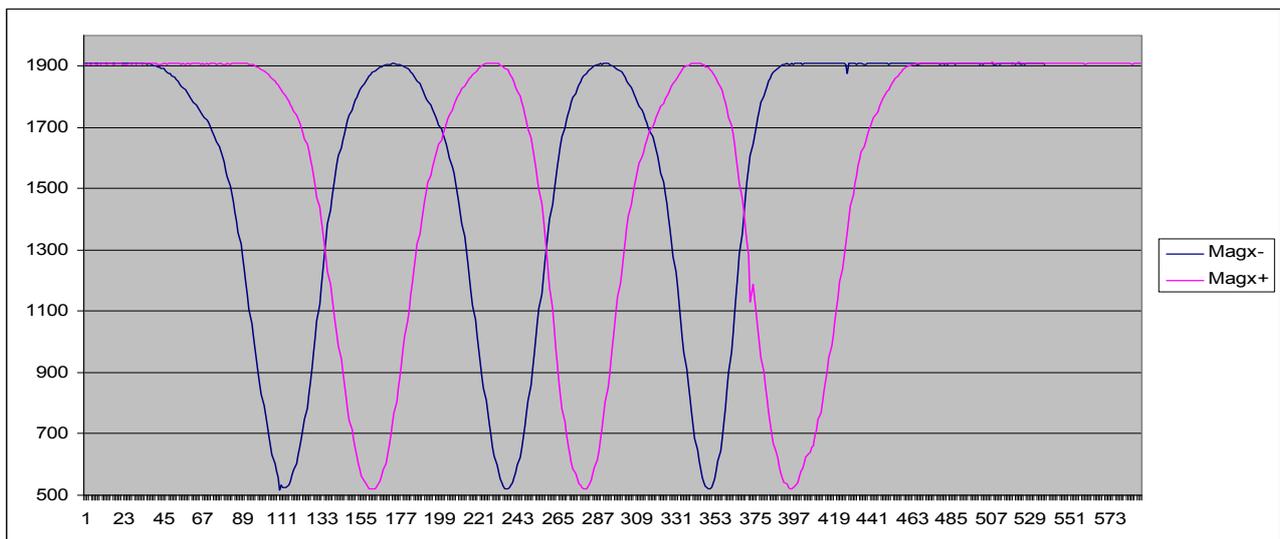
Per poter valutare l'errore introdotto sulla misura è stato misurato il campo su tutti tre gli assi per ottenere l'ampiezza massima del segnale. La seguente tabella riassume i valori massimi e minimi registrati per ogni componente e la conseguente escursione (valori in counts):

Valore massimo X	Valore massimo Y	Valore massimo Z
1922	1776	2032
Valore minimo X	Valore minimo Y	Valore minimo Z
429	150	486
Escursione X	Escursione Y	Escursione Z
1493	1626	1546

Ne consegue, quindi, che la variazione massima registrata sull'asse Y pari a circa 17 counts, corrisponde ad un errore relativo dell'1% sulla lettura, rientrando senza problemi all'interno degli errori attesi per il sistema. Le variazioni su X e Z, rispettivamente di 5 e 3 counts, risultano pari allo 0,3% e allo 0,2% dell'escursione massima dei rispettivi assi.

Per valutare ulteriormente l'effetto della magnetizzazione, sono state confrontate le letture corrispondenti ai due casi estremi: il campo magnetico letto dopo un'attivazione dei magnetotorquer al -100% e dopo un'attivazione a +100%.

Ognuna delle tre componenti è stata confrontata nei due casi e i risultati sono mostrati nei seguenti grafici:



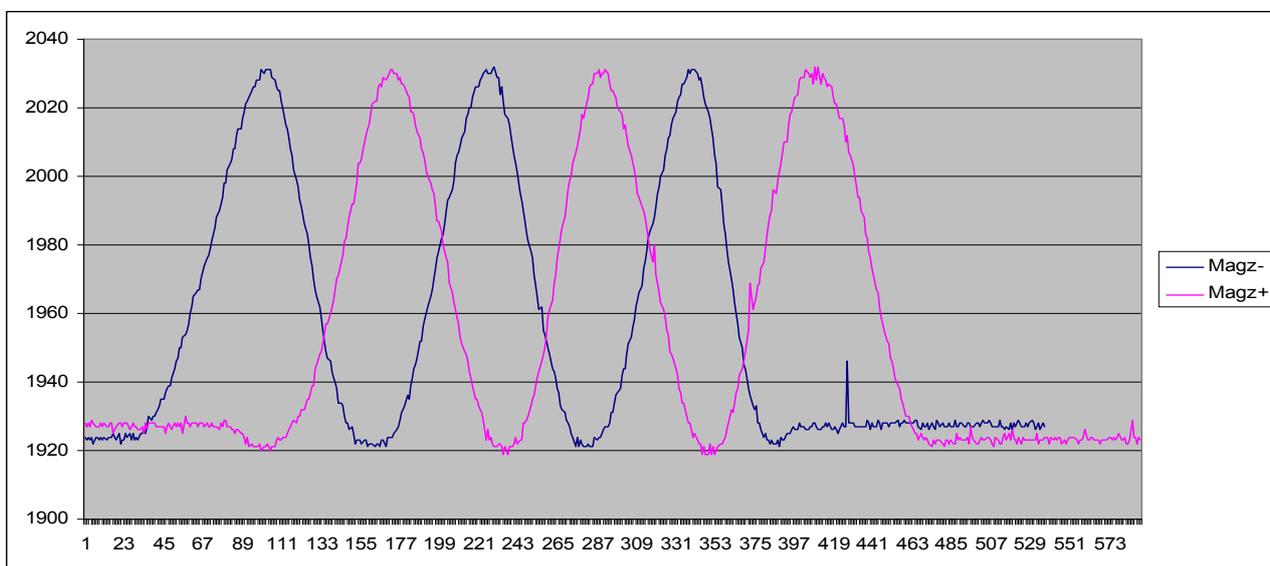
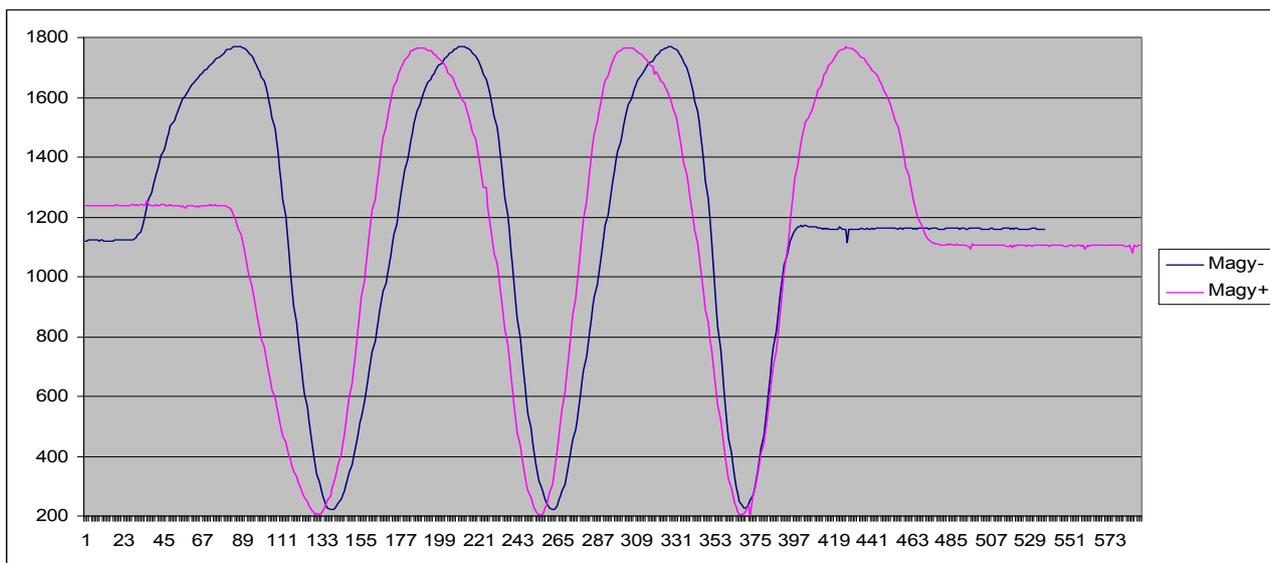


Figura VIII.9: Confronto delle componenti del campo magnetico lette dopo aver attivato i magnetotorquer a -100% della potenza (segno '-' nella legenda) e al +100% (segno '+' nella legenda).

L'elemento da confrontare è il valore di picco dei due casi, non il punto di partenza che era diverso per i diversi casi. La seguente tabella riassume i valori massimi e minimi delle tre componenti, confrontandoli nei due casi:

Max X-	Max Y-	Max Z-	Min X-	Min Y-	Min Z-
1911	1771	2032	515	220	1921
Max X+	Max Y+	Max Z+	Min X+	Min Y+	Min Z+
1912	1768	2032	519	199	1919
Diff	Diff	Diff	Diff	Diff	Diff
-1	3	0	-4	21	2

Nuovamente, la variazione su X e Z è minima, praticamente indistinguibile dal rumore. Nel caso di Y, invece, la variazione è più sensibile e, tenendo in conto il rumore, risulta concorde con quanto osservato in precedenza, confermando la sostanziale non influenza della magnetizzazione residua sulle letture effettuate dai magnetometri.

In conclusione, questi test effettuati sul prototipo hanno dimostrato il corretto funzionamento del dispositivo, corrispondente alle richieste del progetto, valutando l'impatto dell'elevata miniaturizzazione sulle performance complessive del sistema e confermando la validità delle scelte fatte e della loro implementazione.

Capitolo IX: Resistenza all'ambiente spaziale

Lo spazio rappresenta un ambiente estremamente ostile tanto per gli esseri viventi come per l'elettronica. La presenza di radiazioni ionizzanti e di particelle accelerate rappresenta una sorgente di malfunzionamenti e guasti potenzialmente distruttivi per qualunque dispositivo elettronico che ne venga esposto. Per garantire una sufficiente immunità dei dispositivi all'ambiente spaziale, sono state sviluppate una serie di procedure di fabbricazione e di progetto che possono arrivare a garantire un'ottima sopravvivenza dei componenti elettronici, ma comportano dei costi estremamente elevati. Un'alternativa è rappresentata dall'utilizzo di schermature opportunamente dimensionate, ma oltre a rappresentare un notevole aumento della massa da trasportare in orbita, questa soluzione può al più permettere l'uso di dispositivi con una minore tolleranza alle radiazioni ma non elimina i problemi per dispositivi commerciali.

Si stanno sviluppando tuttavia alcune tecniche di progetto che permettono, se non una immunità, almeno una tolleranza ai guasti causati dalle radiazioni ai dispositivi commerciali, aprendo la strada ad un loro impiego in situazioni non eccessivamente critiche, come possono essere le orbite basse terrestri.

In questo capitolo, dopo alcuni accenni teorici relativi a questa problematica e ad una analisi della situazione attuale della tecnologia attraverso alcuni esempi riportati in letteratura, verrà descritto una variante del sistema di controllo progettata secondo le linee guida evidenziate da questa filosofia, la sua realizzazione e una serie di test a cui è stata sottoposta.

IX.1: Premesse teoriche

L'evoluzione tecnologica dei dispositivi elettronici ha portato, durante gli ultimi decenni, ad una progressiva riduzione delle dimensioni fisiche dei componenti e all'utilizzo di tecnologie costruttive sempre più raffinate, che arrivano ad operare su scale dell'ordine dei nanometri.

Se da una parte questa tendenza ha portato alla creazione di dispositivi sempre più potenti, dai consumi sempre più ridotti e dalle maggiori prestazioni, dall'altra li ha resi sempre più vulnerabili ad agenti esterni quali le radiazioni. Anche se questo è un problema che non coinvolge le applicazioni terrestri, salvo quelle specifiche per ambienti speciali o militari, nel momento in cui si voglia utilizzare una componentistica di tipo commerciale per applicazioni spaziali è necessario tenerne conto.

Il motivo per cui i mosfet, che rappresentano la struttura di base di qualunque dispositivo digitale, sono così sensibili alle radiazioni ha origine nella loro stessa struttura.

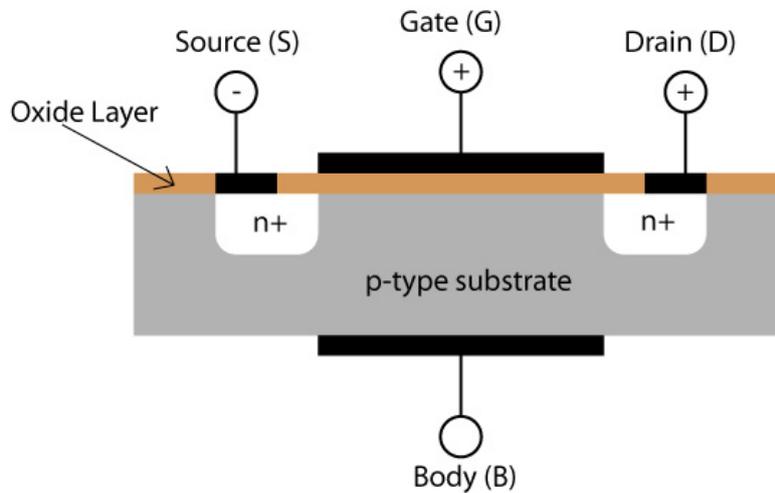


Figura IX.1: Struttura fisica di un MOSFET

In un mosfet, sia di tipo P che di tipo N, la regolazione della corrente che lo attraversa avviene tramite il campo elettrico che si instaura tra il gate e il substrato. Quando viene applicata una differenza di potenziale tra gate e source, si genera un campo elettrico che accumula cariche al di sotto del gate stesso, generando un canale che permette lo scorrimento di corrente tra source e drain. Non esiste quindi un contatto elettrico diretto tra il terminale di controllo e gli altri due terminali, come avviene invece nei BJT, e se da un lato questa caratteristica è la fonte dei vantaggi del MOSFET, dall'altro lato è anche la causa della delicatezza.

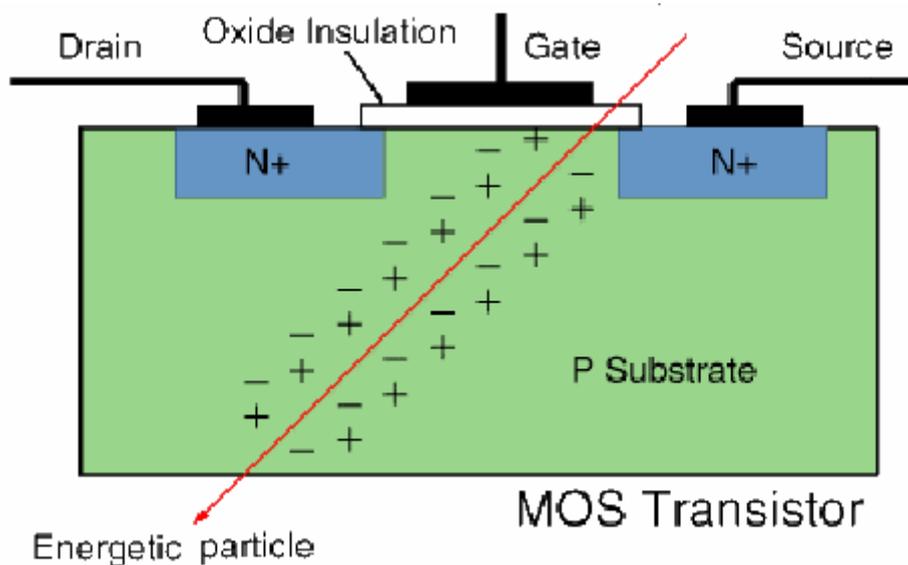


Figura IX.2: Effetti del passaggio di una particella carica all'interno di un MOSFET

L'isolamento del gate, infatti, è formato da un sottile strato d'ossido di silicio che, in condizioni normali, garantisce una resistenza praticamente infinita. Qualunque danno a questo strato, tuttavia, può mettere in contatto elettrico il gate con il substrato, comportando una degradazione o un malfunzionamento del dispositivo o, nei casi più gravi, un cortocircuito. Anche un danno alla struttura cristallina del substrato può impedire la formazione del canale di portatori di carica che permette al MOSFET di funzionare, mentre l'accumulo di carica all'interno del substrato può portare all'accensione indesiderata e a malfunzionamenti casuali.

A causa dell'interazione con radiazioni ionizzanti, si possono quindi distinguere i seguenti tipi di eventi:

- SEU: Single Event Upset, si tratta del cambiamento di stato o di un transiente indotto dall'impatto di una particella energetica o di raggi cosmici in un dispositivo. Si tratta di eventi da cui il dispositivo si può riprendere, per esempio con un reset o semplicemente con l'esaurimento della carica apportata dalla particella, e che causano un malfunzionamento casuale e isolato del dispositivo;
- SED: Single Event Disturb, un momentaneo disturbo dell'informazione salvata in una memoria;
- SET: Single Event Transient, un transitorio di corrente causato dal passaggio di una particella carica attraverso il dispositivo e che può propagarsi attraverso le porte logiche portando ad un errore nel valore di uscita;
- SHE: Single Hard Error, un caso speciale di SEU in cui il cambiamento dello stato del dispositivo diventa permanente, come nel caso di un bit di memoria bloccato ad un valore specifico;
- SEL: Single Event Latchup, una condizione che causa una perdita di funzionalità del dispositivo a causa di un evento indotto da un transitorio di corrente elevato. Un SEL può causare o meno un danno permanente, ma in ogni caso richiede un reset hardware del dispositivo perchè ritorni al funzionamento nominale;
- SEB: Single Event Burnout, un evento potenzialmente distruttivo che può causare la rottura del componente a causa del passaggio di elevata corrente;
- SEGR: Single Event Gate Rupture, un evento indotto dal passaggio di un singolo ione all'interno di un MOSFET che comporta la creazione di un percorso conduttivo sull'ossido tra il gate e il substrato.

Questo tipo di eventi non sono gli unici effetti delle radiazioni sui componenti elettronici. I BJT, per esempio, sono immuni a tutti i Single Event elencati, ma presentano un calo del guadagno quando vengono colpiti da particelle cariche. In generale, tutti i componenti tendono a subire cambiamenti di valore e delle loro caratteristiche durante l'esposizione all'ambiente spaziale e per questo, durante le fasi di preparazione di una missione, si calcola la dose totale assorbita durante la vita utile del dispositivo e, in base a questa, si calcolano i requisiti per la resistenza a radiazioni.

Se banalmente la radiazione assorbita dipende dalla posizione del veicolo rispetto al sole, ci sono alcuni dettagli a riguardo meno immediati da tenere in considerazione: innanzitutto il passaggio attraverso le fasce di Van Allen rappresenta una fase molto critica per qualunque dispositivo elettronico. Se è vero che per una missione interplanetaria il passaggio attraverso questa zona di spazio può rappresentare una *una tantum* e non influisce seriamente sulla dose totale accumulata durante la missione nel suo complesso, per apparati che rimangano in orbita terrestre, a seconda dell'inclinazione dell'orbita stessa, possono rappresentare un problema: le fasce di Van Allen, infatti, si avvicinano molto alla terra in corrispondenza dei poli magnetici e, di conseguenza, un veicolo con orbita polare si troverebbe ad attraversarle molte volte nel corso della sua vita utile.

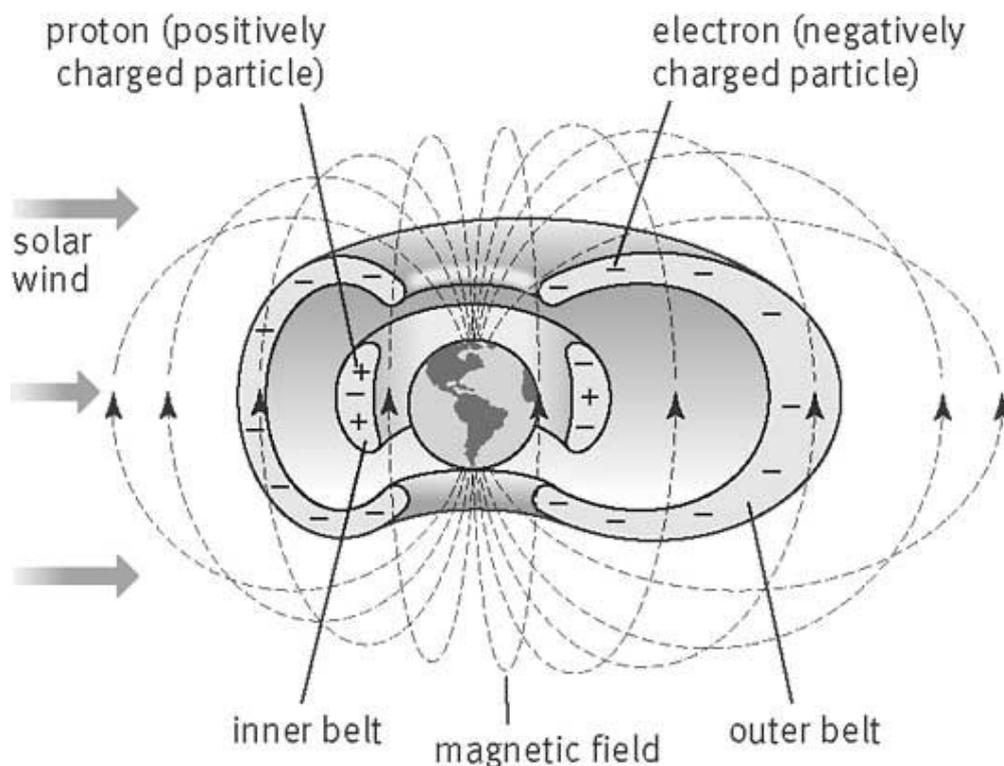


Figura IX.3: Le fasce di Van Allen

Un'altra sorgente di radiazioni è rappresentata dai raggi cosmici, che rappresentano una fonte uniforme di irraggiamento. D'altra parte, ogni oggetto presente attorno ad un dispositivo

rappresenta una schermatura che diminuisce la dose totale di radiazioni assorbita. Per questo motivo, si utilizza il concetto di *schermatura sferica di alluminio equivalente*, che quantifica con una grandezza omogenea la schermatura attorno ad un oggetto.

Nell'esempio riportato in figura IX.4, che mostra il caso specifico di uno strumento per la sonda ExoMars, si nota l'andamento della radiazione assorbita durante il viaggio e l'orbita attorno a Marte nel periodo di due anni in funzione della schermatura sferica equivalente.

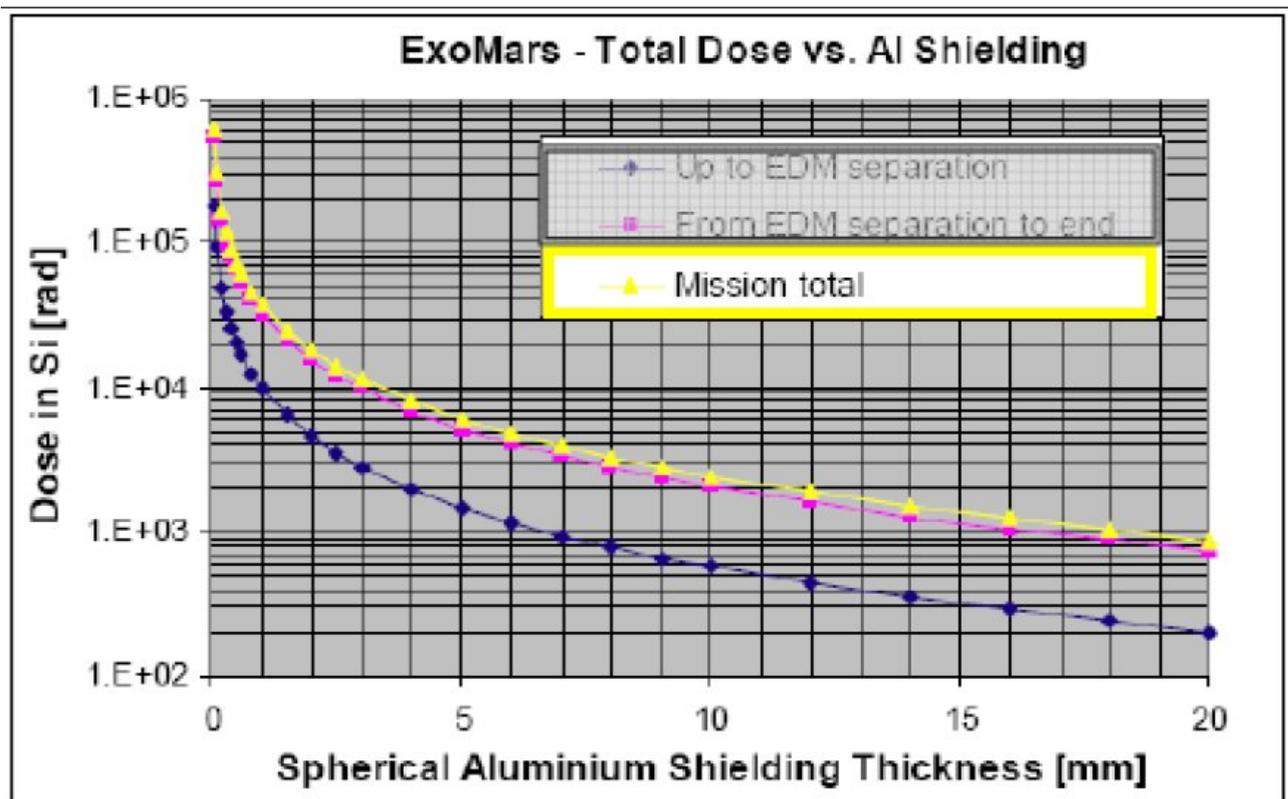


Figura IX.4: Requisiti di resistenza delle radiazioni per la missione ExoMars (dall'IRD della missione)

Di conseguenza, per un dispositivo che fosse protetto da uno spessore equivalente di 4mm di alluminio, sarebbe necessaria una certificazione di almeno 10kRad per poter giungere al termine della vita utile della missione senza subire danni o variazioni rilevanti nelle prestazioni a causa delle radiazioni.

Nelle missioni a basso costo questo tipo di dispositivi sono inaccessibili, poiché comporterebbero costi di almeno un ordine di grandezza superiori a quelli di dispositivi commerciali. Come detto, la maggior parte dei problemi derivanti dalle radiazioni derivano dall'interazione a livello fisico tra particelle cariche e struttura del componente e, di conseguenza, non sono eliminabili una volta che il dispositivo sia stato prodotto. Alcuni studi, tuttavia, suggeriscono la possibilità di affrontare

questo problema non tanto eliminandolo, quanto affrontandolo con opportune tecniche costruttive e software. Nel paragrafo successivo si descriveranno gli studi reperiti in letteratura a riguardo.

IX.2: Analisi della letteratura

L'interesse verso soluzioni commerciali per missioni spaziali è ormai evidente in tutti gli ambiti. Non solo le istituzioni universitarie tramite microsattelliti di ogni tipo e dimensioni, ma anche enti come la NASA stanno compiendo studi ed esperimenti per valutare le potenzialità dell'elettronica terrestre per applicazioni nello spazio.

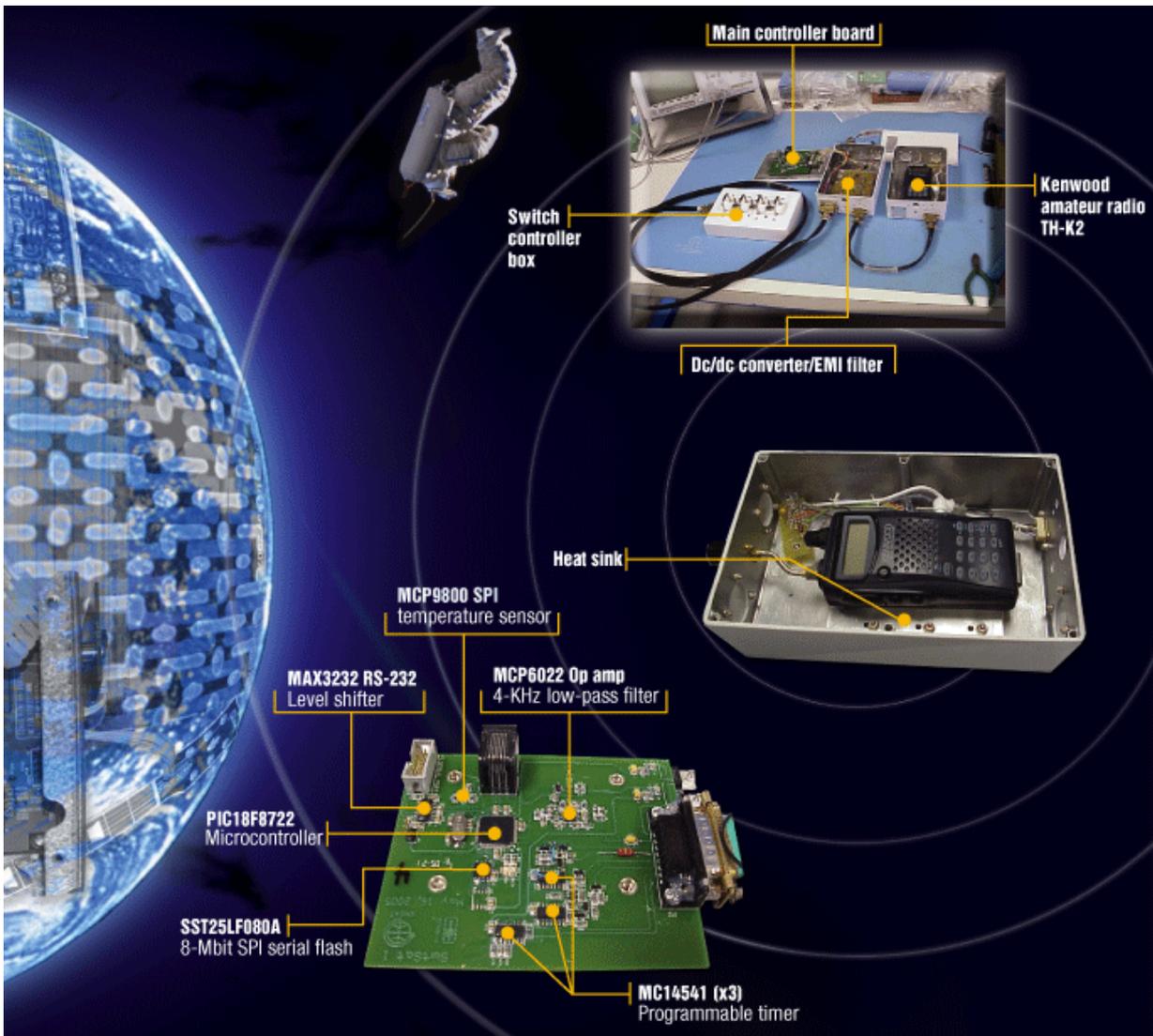


Figura IX.5: Struttura e scheda elettronica dell'esperimento NASA SuitSat

In un esperimento della NASA chiamata SuitSat¹⁶, per esempio, sfruttando l'occasione della dismissione di una vecchia tuta spaziale, è stato creato un semplice esperimento utilizzando le capacità offerte da un PIC18F8722 per trasmettere la telemetria raccolta a bordo della tuta a terra. L'esperimento non aveva chiaramente finalità scientifiche ma puramente didattiche, essendo rivolto a scuole e radioamatori che avevano la possibilità di ricevere le trasmissioni emesse da questo singolare satellite espulso dalla stazione spaziale, ma ha mostrato chiaramente le potenzialità di questa soluzione.

Dovendosi trattare di un esperimento fondamentalmente a costo zero, come riportato da vari articoli tecnici¹⁷, era molto importante ridurre al minimo le difficoltà di assemblaggio e la massa dei componenti in modo che potessero essere assemblati direttamente sulla stazione spaziale. Come detto, la scelta del microcontrollore è caduta su un PIC della famiglia 18F, su cui trovava spazio tutto il software necessario. Il resto dell'hardware era composto da normali amplificatori operazionali, timer, transceiver, convertitori DC/DC e una radio di tipo amatoriale.

Chiaramente la breve durata dell'esperimento (2-4 giorni), unita all'orbita bassa, non ha comportato la necessità di affrontare fino in fondo problematiche di affidabilità dovute ai Single Event, ma il suo successo ha comunque dimostrato la capacità di creare un sistema funzionante ad un costo praticamente nullo se confrontato con i sistemi tradizionali.

Le tecniche di sviluppo di sistemi resistenti ai guasti, comunque, interessano fortemente anche il software¹⁸. In breve, esistono molte tecniche per affrontare gli errori nel software, ognuna delle quali risulta utile in determinati ambiti. In generale è possibile recuperare un dispositivo che sia caduto in errore tramite un reset imposto dal watchdog timer opportunamente configurato, effettuato un salto nel codice all'inizio del programma o effettuato un reset software. In ogni caso, alcuni tipi di errori o di funzioni software molto difficilmente possono essere rese robuste con queste semplici tecniche e il codice, se corrotto in maniera permanente, non può essere ripristinato senza un intervento esterno.

Chi si è occupato in maniera approfondita di queste tematiche, comunque, sono due ricercatori dell'università della California e del JPL, D. W. Caldwell e D. A. Rennels. In una serie di articoli hanno analizzato il problema dell'affidabilità dell'elettronica commerciale impiegata in applicazioni spaziali fino ad identificare delle linee guida di progetto per affrontare le limitazioni di cui si è discusso.

¹⁶ http://science.nasa.gov/science-news/science-at-nasa/2006/26jan_suitsat/

¹⁷ Ad esempio., <http://www.eetimes.com/design/automotive-design/4005738/Extreme-design-SuitSat-pushes-engineers-limits>

¹⁸ "Techniques for Fault-Tolerant coding in embedded systems", J. Fick, Westford MicroSystems, 04 aprile 2003, application note.

Innanzitutto è da chiarire che, al di là dell'aspetto economico, l'interesse nell'uso di dispositivi terrestri aprirebbe la possibilità di sfruttare un'enorme varietà di soluzioni e di potenzialità che i dispositivi specifici per lo spazio non offrono. Nonostante la continua evoluzione tecnologica, infatti, il mercato spaziale resta comunque molto indietro rispetto a quello commerciale, proprio per le necessità di sicurezza e affidabilità che richiede. C'è inoltre un altro aspetto da tenere presente: rispetto ad esempio ad un computer di volo progettato in maniera specifica per lo spazio, un microcontrollore presenta una efficienza notevolmente più alta in termini di MIPS per potenza consumata. Nella seguente tabella sono riportati alcuni valori che rendono evidente questa caratteristica:

Produttore	Dispositivo	Word size	Clock	Throughput	Power	Efficienza
		<i>Bits</i>	<i>MHz</i>	<i>MIPS</i>	<i>W</i>	<i>MIPS/W</i>
LMFS(*)	MFC(**)	32	20	22	7.5	3
Intel	87C196CS	16	20	2	0.38	5
Dallas	DS87C520	8	33	8.3	0.15	55
Microchip	PIC16C73A	8	20	5	0.06	83

Tabella IX.1: Comparazione tra le efficienze computazionali di microprocessori e microcontrollori, tratta da "A minimalist hardware architecture for using commercial microcontroller in space",

D.W. Caldwell, D. A. Rennels

(*) Lockheed-Martin Federal Systems

(**) Mars Pathfinder Flight Computer

In un primo studio¹⁹ viene identificato un approccio minimalista per mitigare i punti deboli dei microcontrollori di tipo terrestre utilizzando un'aggiunta di hardware minimo e implementando il software in maniera opportuna.

L'idea di base è quella di creare un tipo di sistema distribuito, con un'architettura modulare, evitando quindi di limitarsi ad un singolo esempio specifico ma ideando una serie di strumenti che permettano l'implementazione di sistemi con un buon grado di affidabilità mantenendo però un sufficiente equilibrio tra resistenza all'ambiente spaziale e complessità dell'hardware.

La scelta più ovvia per realizzare un sistema tollerante ai guasti è chiaramente l'utilizzo di più sistemi in ridondanza, dove diversi microcontrollori eseguono una stessa applicazione in tempo reale con una serie di interruzioni che permettono il confronto tra i risultati di ogni dispositivo, la

¹⁹ "A minimalist hardware architecture for using commercial microcontroller in space", D.W. Caldwell, D. A. Rennels, 16th Digital Avionics System Conference, 28-30 ottobre 1997

votazione per l'identificazione di quelli esatti e la correzione di quelli errati. Anche se si tratta dell'approccio più diretto, per dei dispositivi così altamente integrati come dei microcontrollori diventa discutibile: le variazioni intrinseche, ad esempio, tra le letture di diversi convertitori analogico-digitali porta a risultati diversi, non necessariamente frutto di errori. Ogni dispositivo poi tende ad avere tolleranze proprie diverse dagli altri, quindi anche con un sistema perfetto di coordinamento per l'esecuzione delle interruzioni ci sarebbero differenze nelle soglie di rilevamento dei segnali che porterebbero a divergere anche con esecuzioni perfette delle istruzioni. Inoltre, quando il sistema comprende più di due microprocessori, sarebbe utile poterne riportare uno al funzionamento normale senza interferire con tutti gli altri che hanno dimostrato di funzionare correttamente.

Di conseguenza, l'approccio all'implementazione del sistema deve essere impostato verso microcontrollori indipendenti, ognuno con il suo clock locale, con una combinazione di votazione software e combinazione esterna hardware delle uscite con il minimo possibile di complessità aggiunta. Diversi problemi comunque emergono anche in questa soluzione a causa nuovamente dell'alta integrazione dei microcontrollori, che non permette nessun controllo su una grande quantità di funzioni che comunque devono essere il più possibile coperte dalla tolleranza ai guasti.

In particolare, deve essere prestata particolare cura al sistema di votazione e confronto dei risultati, soprattutto quando i microcontrollori possono arrivare a leggere valori differenti da uno stesso ingresso. Inoltre, nessun tipo di correzione degli errori è prevista per questo tipo di dispositivi, per cui delle routine periodiche di verifica della memoria devono essere implementate all'interno del codice del programma. Per condividere gli stessi collegamenti tra vari dispositivi, poi, è necessario inserire qualche tipo di protezione per evitare che una porta bloccata in un microcontrollore la renda inutilizzabile o ancora peggio provochi dei corto-circuiti sugli altri dispositivi. Infine, alcune periferiche come i generatori di PWM o timer possono essere troppo veloci perché siano accessibili alle routine di controllo software: di conseguenza, sono necessarie delle tecniche di progetto perché questi segnali siano generati correttamente anche senza una supervisione software.

La figura IX.6 mostra l'implementazione di questo approccio tramite uno schema a blocchi astratto che può rappresentare un qualunque elemento funzionale di un sistema più complesso. Il software associato a questo tipo di architettura deve essere strettamente asimmetrico, dove il *master* è considerato a tutti gli effetti l'*unico* microcontrollore del sistema, mentre gli altri dispositivi funzionano come *controllori* che verificano la correttezza delle operazioni del master.

Se un microcontrollore non è d'accordo con i suoi pari, può essere scollegato e riportato nuovamente on-line se dimostra di poter essere resettato con successo. L'assegnazione dello stato

dei vari dispositivi (master o checkers) non è statica, bensì dinamica, in modo da avere uno svolgimento delle operazioni fluido.

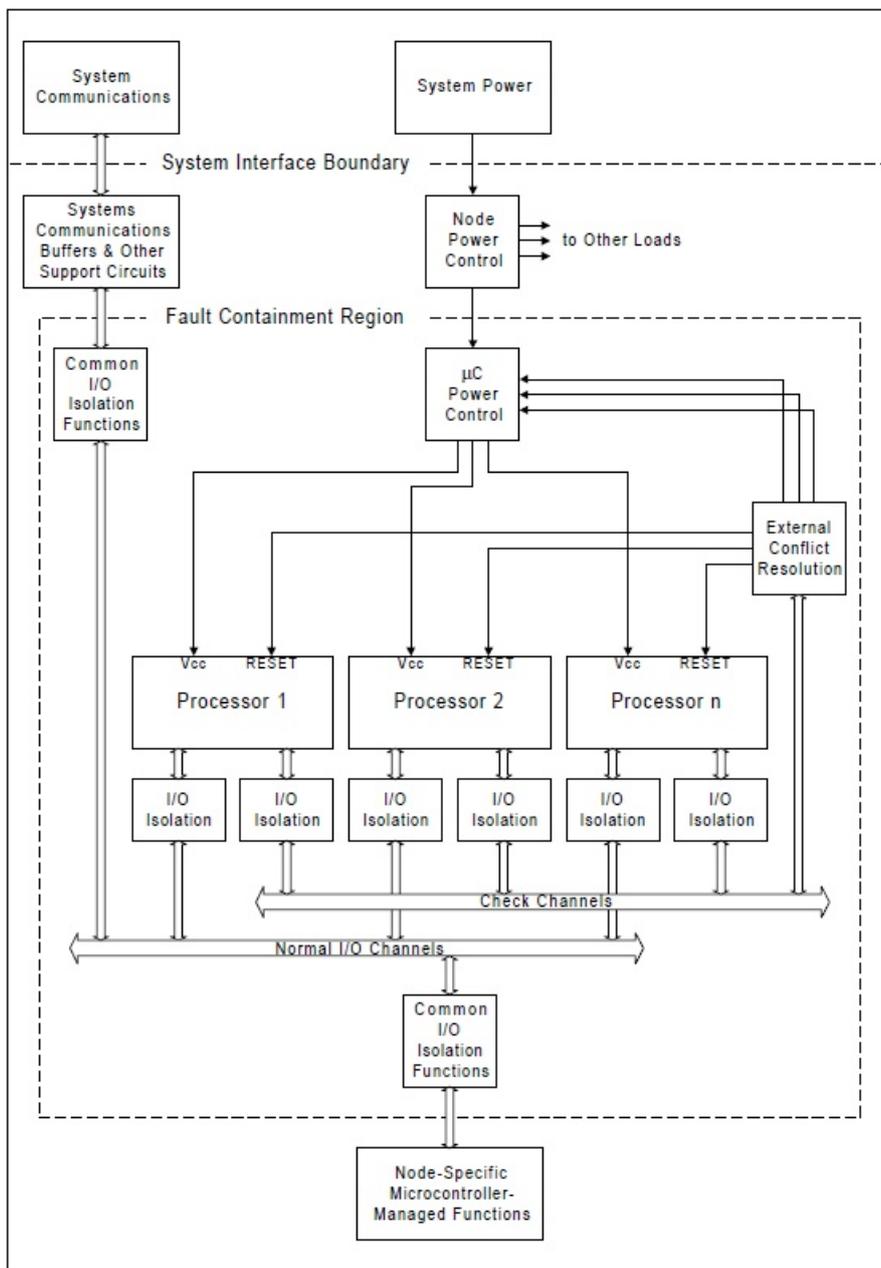


Figura IX.6: Schema a blocchi di un nodo fault-tolerant secondo la filosofia di progetto di Caldwell e Rennels²⁰

Nello schema si distinguono due bus comuni tra tutti i microcontrollori: un *normal I/O* composto da tutte le linee di interfaccia tra gli elementi funzionali del circuito (sensori, attuatori, etc) e i

²⁰ "A minimalist hardware architecture for using commercial microcontroller in space", D.W. Caldwell, D. A. Rennels, 16th Digital Avionics System Conference, 28-30 ottobre 1997

microcontrollori stessi, e un *check I/O*, utilizzato per implementare le funzioni di tolleranza ai guasti.

Il *normal I/O*, che può essere composto da linee tanto analogiche come digitali, deve essere protetto contro i guasti e il software deve essere a sua volta protetto dagli effetti di guasti su questo bus. Di conseguenza, un sistema di isolamento separa fisicamente le varie linee in entrata e in uscita dai vari microcontrollori, permettendo che ognuno di essi possa essere resettato in seguito ad un SEL ed evitando influenze reciproche tra i vari segnali.

Alcune linee dei microcontrollori sono poi utilizzate per implementare un *check I/O*. Questo bus è formato da tre canali: un *Master Channel*, uno *Status Channel* e un *Assignment Channel*.

Il *Master Channel* è il canale di trasmissione dati primario per la comunicazione tra il master e i checkers. È utilizzato dalle funzioni che implementano la tolleranza ai guasti per scambiare informazioni con gli altri dispositivi e confrontare i risultati delle operazioni o degli ingressi. Può essere seriale o parallelo o basato in qualunque tipologia di rete sia supportata dai microcontrollori usati, ma per convenienza è utile implementarlo con il minimo numero di pin possibile, preferendo quindi UART o I2C per la loro semplicità e supporto da parte di praticamente tutti i microcontrollori in commercio.

Lo *Status Channel* è usato per comunicare lo stato di una votazione ai vari microcontrollori. Nel caso più semplice, è formato da due linee per ogni microcontrollore, dando la possibilità di avere quattro combinazioni possibili. Questo canale può poi essere usato in caso di malfunzionamento del *Master Channel* per richiedere reset software o reset hardware di uno o più dispositivi.

L'*Assignment Channel*, infine, indica quale dispositivo dovrà attuare come Master, quali saranno checkers e quali saranno off-line. Deve soddisfare i seguenti requisiti: un solo master può essere selezionato nel momento in cui ci siano più di due microcontrollori attivi; lo schema di selezione non deve dare adito a conflitti dovuti a tempistiche di acquisizione del suo stato; ogni unità in grado di essere un master che si colleghi al sistema non deve interferire con i processi in corso, quindi non deve cercare di assumere lo stato di master.

La strategia di assegnazione dello stato, quindi, sarà del tipo *first come, first claim*, con una risoluzione dei conflitti basata su un ID hardware di ogni dispositivo.

Per permettere ai dispositivi di essere spenti per mitigare gli effetti di un SEL, è necessario impedire che possano essere alimentati in maniera parassitica attraverso i circuiti di collegamento delle porte. Anche se esistono dispositivi in grado di garantire un totale isolamento, un limitatore di corrente formato da una resistenza su ogni pin di I/O è sufficiente.

Oltre ad essere isolate, le uscite devono essere soggette a votazione. Anche se il Master sarà in grado di sapere dai Checkers se i suoi risultati sono corretti, non può essere l'unico a generare una

determinato valore di uscita in quanto i flip-flop che comandano la linea sono essi stessi suscettibili di SEU. Di conseguenza, tanto il Master come i Checkers dovranno generare il valore di uscita, che dovrà essere votato esternamente. Anche se un circuito esterno di votazione sarebbe la soluzione più diretta, si dovrebbero sacrificare la bidirezionalità delle porte tipica dei microcontrollori, oltre a dover impiegare una consistente quantità di risorse per la sua implementazione. L'approccio minimalista prevede l'implementazione di un sistema di votazione analogico utilizzando le stesse resistenze di protezione descritte in precedenza. In questo modo, la maggioranza dei voti porta il valore di uscita al di sopra o al di sotto della soglia di discriminazione del valore dell'uscita.

Questo approccio, tuttavia, ha una forte limitazione: i valori di tensione generati non saranno compatibili con i livelli standard delle famiglie logiche in caso di malfunzionamento. Nel caso di tre microcontrollori, ad esempio, i valori assunti da una uscita saranno pari a $1/3V_{cc}$ e $2/3V_{cc}$. Sebbene una tensione di $2/3V_{cc}$ possa essere considerata valida come bit alto, una tensione pari ad $1/3V_{cc}$ non è considerata accettabile come bit basso.

Il problema può essere aggirato approfittando della struttura hardware stessa delle porte dei microcontrollori. Nella grande maggioranza dei dispositivi, le porte sono bidirezionali e sono necessarie due condizioni affinché l'uscita sia a livello alto: il flip-flop di uscita deve essere impostato ad '1' e il pin deve essere configurato come uscita. Altre tre combinazioni garantiscono che l'uscita sia a livello basso, quindi la distanza di Hamming tra lo stato attivo e spento è pari a due. In altre parole, se l'uscita corretta è zero, due errori (uno sul flip-flop di uscita e l'altro sulla configurazione della porta) devono essere presenti per avere un'uscita erronea. Perché questo sia vero, è necessario però sostituire il classico pull-up presente nelle porte con un pull-down.

L'uso poi di logiche con una tensione di soglia per il valore positivo a basso voltaggio, come per esempio per porte compatibili con le logiche TTL, risolvono anche eventuali problemi per valori di tensione alti fuori dagli standard.

Questo approccio rende robuste le porte rispetto ai SEU che comportino un valore alto di uscita erroneo, ma non previene gli errori computazionali effettuati da un Master o da un Checkers che forzino ad '1' una uscita che correttamente sarebbe a '0'. Un valore di tensione alto, infatti, risulta a bassa impedenza rispetto ad un valore di tensione basso, che quindi risulterebbe perdente rispetto anche ad un solo microcontrollore che porti l'uscita ad '1'. Questo caso di errore, comunque, può essere gestito tramite funzioni software attraverso il *Master Channel*.

Tutte queste soluzioni, comunque, non proteggono contro un errore che interessi due bits. Per questi casi, si può utilizzare la tecnica del *scrubbing*, una procedura che serve per ripulire dei dati affetti da errori. La capacità di alcuni microcontrollori, come i PIC ad esempio, di leggere lo stato dei flip-flop di uscita è molto utile in questo caso, ma ci sono situazioni in cui questa tecnica è

impraticabile: una porta di generazione di un PWM, ad esempio, o una linea di comunicazione UART hanno frequenze di funzionamento troppo elevate perché il software possa effettuare controlli efficaci. In una certa maniera, comunque, queste periferiche effettuano una sorta di *scrubbing* automatico dal momento che cambiano stato ripetutamente ad una frequenza elevata e sono, di conseguenza, autorigeneranti.

Questi studi hanno portato alla creazione di un sistema di prova²¹ basato sui principi sopra descritti che rappresenta un ipotetico nodo di un sistema più ampio realizzato tramite microcontrollori.

La descrizione di questo prototipo e dei risultati ottenuti^{22,23} hanno permesso di progettare una versione del circuito digitale del sistema di controllo di assetto rispondente alle linee guida teoriche riportate in questo paragrafo.

IX.3: Requisiti della scheda del microcontrollore resistente all'ambiente spaziale

Il sistema di controllo d'assetto realizzato durante le attività del dottorato rientra nel tipo di applicazioni che possono essere sviluppate e rese più robuste all'ambiente spaziale se progettate secondo la filosofia descritta. È stato quindi ritenuto interessante ai fini del progetto l'ideazione di un sistema fault-tolerant che potesse sostituire l'attuale scheda di controllo digitale.

I requisiti di tale sistema sono quindi i seguenti:

- compatibilità con il sistema realizzato, in modo che possa sostituire la scheda di controllo digitale senza apportare alcuna modifica hardware al resto dei sottosistemi, sia dal punto di vista elettronico che dal punto di vista fisico;
- un'architettura a tre microcontrollori con un master e due slave allocati secondo le tecniche descritte nel paragrafo precedente;
- l'integrazione di un sistema di supervisione in grado di effettuare il reset dei singoli microcontrollori in base alle decisioni dei checkers;

²¹ "A fault-tolerant embedded microcontroller testbed", D. A. Rennels, D. W. Caldwell, R. Hwang, M. Mesarina, Proc. 1997 Pacific Rim Int. Symp on fault-tolerant systems, Dec. 15-16, 1997, Taipei.

²² "Minimalist fault masking, detection and recovery techniques for mitigating single event effects in spaceborne microcontrollers", D.W. Caldwell, D. A. Rennels, UCLA Computer Science Department Technical Report, TR-980025

²³ "FTSM: A Fault-Tolerant spaceborne microcontroller", D.W. Caldwell, D.A. Rennels, Proc. FTCS-28, 23-25 June 1998, Munich, Germany

- la presenza di una interfaccia di comunicazione da utilizzare per simulare errori e incongruenze nei calcoli effettuati dai vari dispositivi per poter verificare in seguito le capacità di recupero del sistema.

IX.4: Progetto di un prototipo

Stabilite le caratteristiche di questo nuovo sistema, si è proceduto alla loro implementazione nel circuito elettrico. Partendo dallo schema originario del microcontrollore, lo si è adattato perché fosse compatibile con i nuovi requisiti pur mantenendo le stesse funzionalità. Nella figura IX.7, si vede lo schema composto dai tre microcontrollori uguali, ognuno dotato del suo connettore per la programmazione, del suo clock e dei collegamenti già presenti nello schema precedente. Alcuni pin rimasti liberi, poi, sono stati utilizzati per creare lo *Status Channel* e il *Master Channel* secondo i criteri descritti in precedenza.

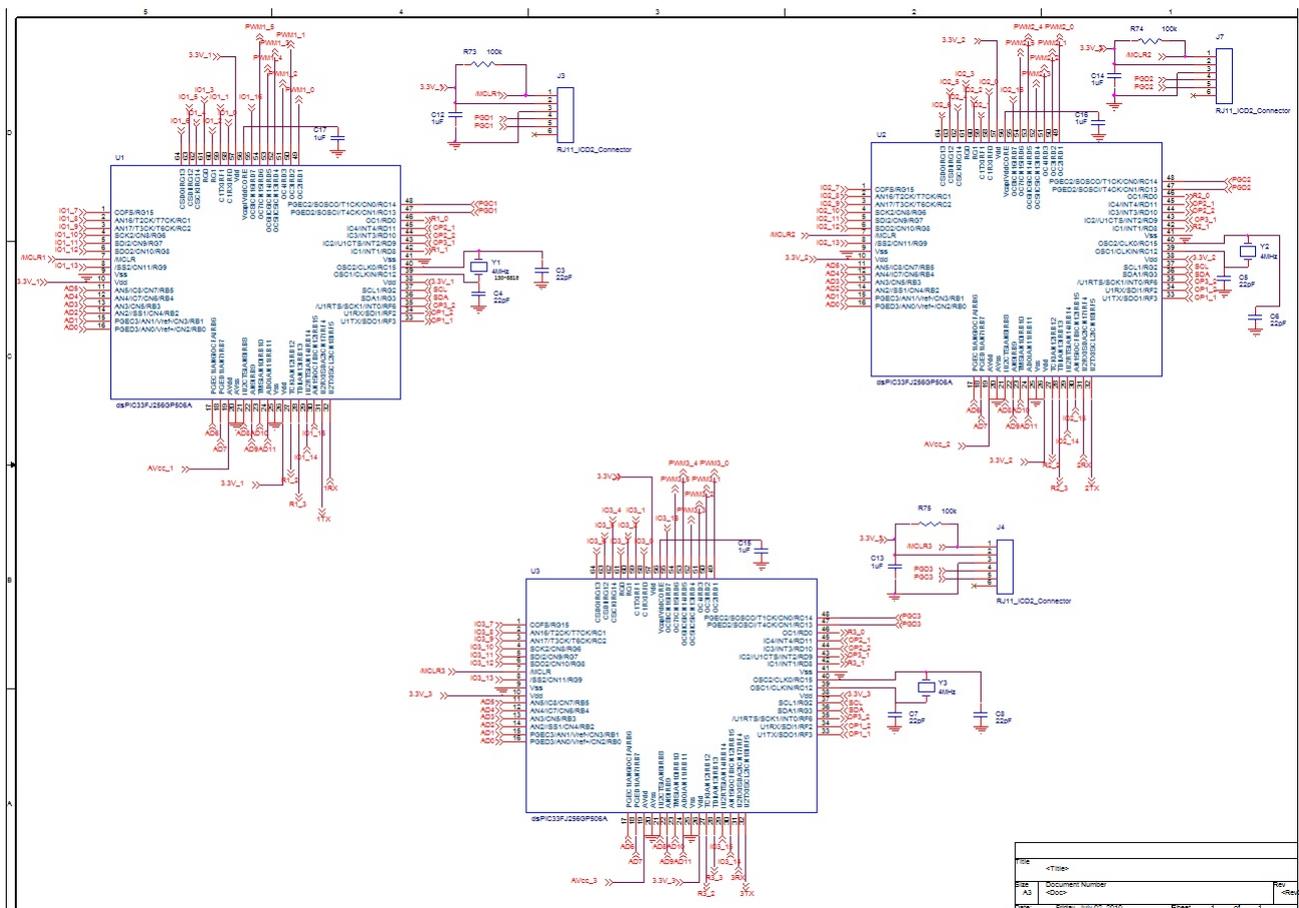


Figura IX.7: Schema dei tre microcontrollori con le funzioni di master e checkers

Il *Master Channel* è implementato attraverso il bus I2C presente in ogni dispositivo ed è collegato anche al microcontrollore con la funzione di risolutore di conflitti. Lo *Status Channel*, invece, è

formato da più linee: 6 linee di I/O, associate ad altrettanti interrupt, sono utilizzate per comunicare tra un microcontrollore e l'altro lo stato di ognuno di essi, ossia la loro condizione di master, checkers oppure offline. Altre dodici linee (quattro per ogni microcontrollore), poi, sono collegate al risolutore di conflitti per comunicare i risultati delle votazioni.

Al di là dei messaggi inviati tramite il *Master Channel*, le linee dedicate allo *Status Channel* permettono quindi l'invio di quattro diversi stati per quel che riguarda la funzione del dispositivo all'interno del sistema e di sedici messaggi differenti per quel che riguarda invece la comunicazione con il risolutore di conflitti. In quest'ultimo caso, i messaggi più importanti saranno del tipo:

- accordo con i risultati di tutti i dispositivi
- disaccordo con il risultato del master
- richiesta di reset hardware
- richiesta di offline

Gli altri sei slot rimasti liberi saranno utilizzati per messaggi che si renderanno necessari durante lo sviluppo del software.

Per quel che riguarda invece le due linee di collegamento di ogni microcontrollore con gli altri dispositivi, i messaggi implementati saranno:

- stato offline
- stato checkers
- stato master
- richiesta di diventare master

In questo modo, con un numero minimo di linee, sono state poste le basi per tutti i tipi di organizzazione e di interazioni descritte nel paragrafo precedente.

Come detto, ognuno dei singoli microcontrollori può richiedere o può essere obbligato a subire un reset hardware in seguito alle decisioni dei checkers. Ogni dispositivo, quindi, è dotato di una alimentazione indipendente dagli altri, controllata dal circuito in figura IX.8.

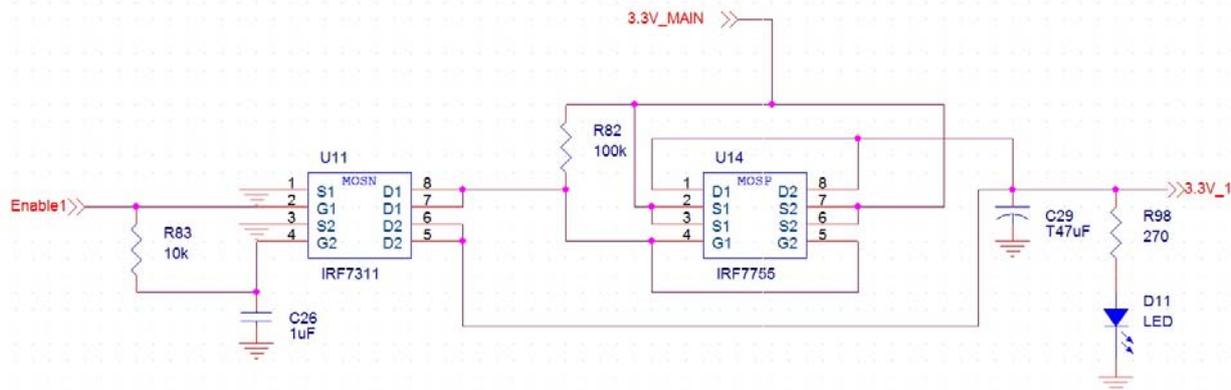


Figura IX.8: Circuito di alimentazione di ogni singolo microcontrollore

Tramite la linea *Enablen*, dove *n* è l'indice del microcontrollore, il risolutore di conflitti può abilitare o disabilitare l'alimentazione di ognuno degli altri microcontrollori.

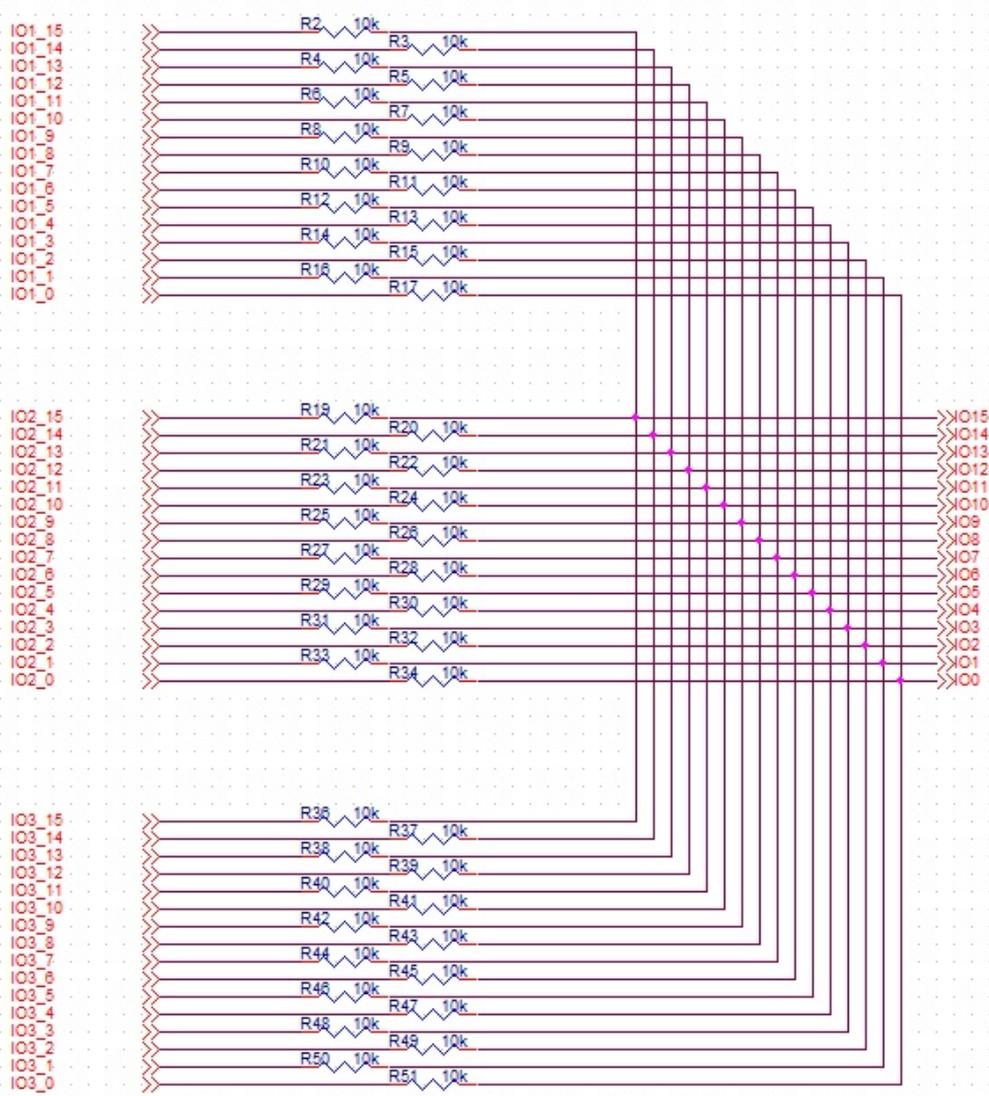


Figura IX.9: Circuito di unione delle linee di I/O dei microcontrollori

Tutte le linee di I/O dei microcontrollori devono poi essere unite e, allo stesso tempo, protette dalle interferenze che possono causare altri dispositivi in errore. Una resistenza, quindi, svolge la doppia funzione di evitare corto circuiti tra linee con uscita alta e linee con uscita bassa ed impedire che dispositivi offline vengano alimentati in maniera parassita dagli altri dispositivi in funzione.

Tutti i carichi collegati alle linee di I/O sono ad alta impedenza –gate di mosfet, in generale: la presenza della resistenza non genera quindi problemi nella capacità di pilotaggio dei dispositivi delle altre schede da parte dei microcontrollori.

La stessa cosa, tuttavia, non si può dire per i segnali PWM.

Queste uscite sono utilizzate per impostare la corrente dei magnetotorquer e la velocità di rotazione dei motori e la presenza di una resistenza di elevato valore può portare alla degradazione del segnale o al suo smorzamento per i duty cycle più brevi.

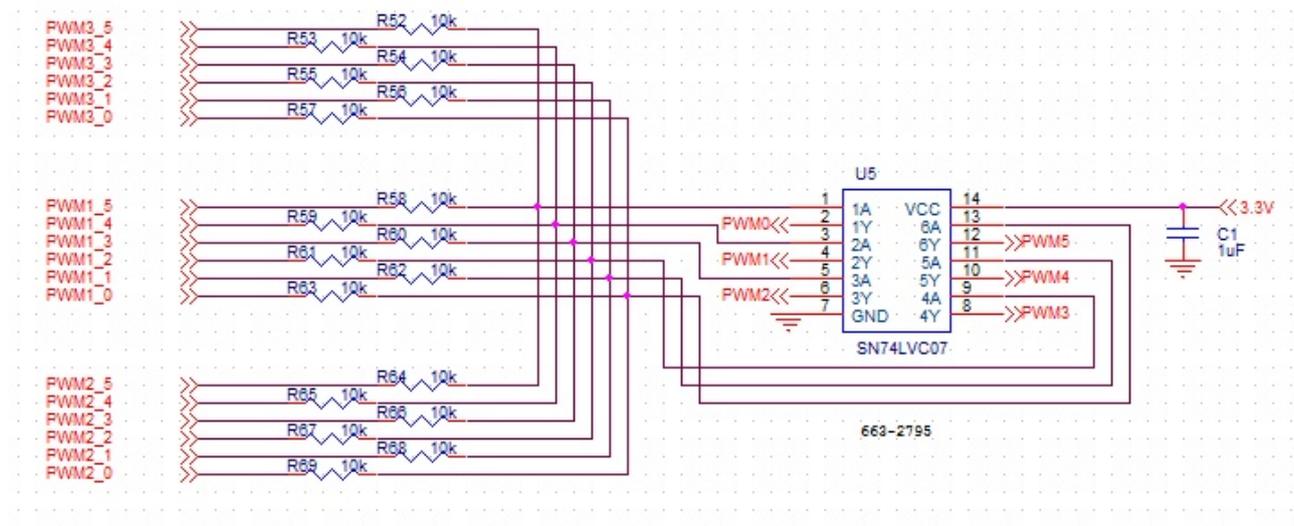


Figura IX.10: Circuito di unione delle linee PWM dei microcontrollori

Il circuito in figura IX.10 rappresenta una soluzione a questo problema, inserendo un buffer tra il punto di unione di tutte le uscite dei microcontrollori e l'invio dei segnali PWM alle varie periferiche. Questo buffer svolge quindi due funzioni: da una parte rafforza il segnale facendo in modo che i dispositivi lo ricevano come se fosse uscito direttamente dai microcontrollori, e dall'altra ripristina i valori di tensione corretti del segnale.

La tensione all'uscita, infatti, sarebbe stata uguale ad un terzo della tensione nominale. Questo deriva dal fatto che i segnali PWM sono segnali estremamente veloci generati in hardware e praticamente impossibili da sincronizzare tra i tre dispositivi. Tentare di generare lo stesso segnale su tutti e tre i microcontrollori avrebbe portato ad un segnale finale praticamente inutilizzabile, data

la inevitabile mancanza di sincronismo tra il clock di ognuno dei tre dispositivi e i ritardi ineliminabili durante l'elaborazione dei dati. Di conseguenza, solo il master attiverà l'uscita PWM, mentre gli altri dispositivi resteranno in attesa. Le due linee non attive, quindi, renderanno il circuito di unione delle uscite un partitore di tensione, riducendo la tensione finale del segnale. La presenza del buffer, invece, consente di riportarlo ai valori nominali.

Anche la porta seriale utilizzata per comunicare con l'esterno è soggetta agli stessi requisiti di ridondanza di tutti gli altri sistemi: anche in questo caso le linee sono unite tramite resistenze e, nuovamente, solo il master attiverà la trasmissione di dati verso l'esterno per poter rispettare le strette tempistiche di trasmissione del segnale. Non è stato necessario, tuttavia, inserire alcun buffer come si vede dal circuito riportato in figura IX.11: i microcontrollori, infatti, possono disabilitare la porta di trasmissione mettendola in uno stato di alta impedenza, evitando quindi di influenzare la linea ad essa collegata.

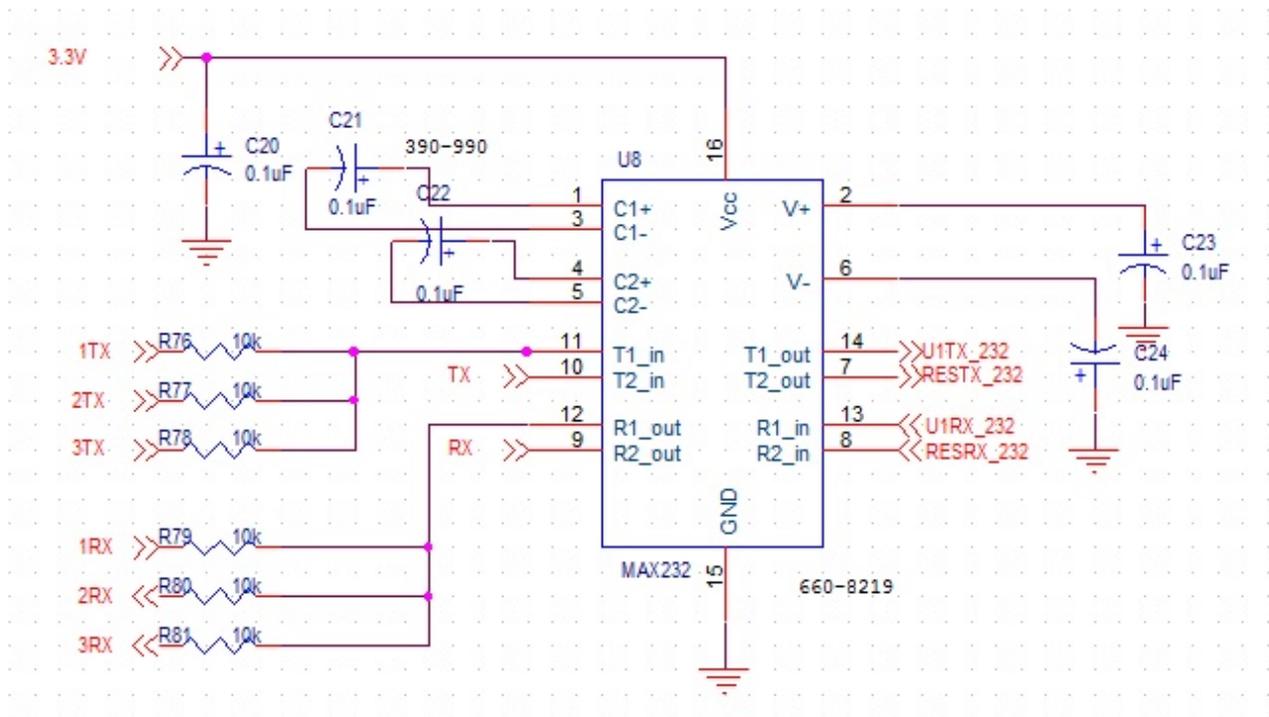


Figura IX.11: Circuito delle linee di comunicazione seriale

Completamente nuova, invece, è la parte relativa al risolutore di conflitti.

Si tratta di un quarto microcontrollore, anch'esso dotato del suo sistema di programmazione, alimentato direttamente dalla linea principale di alimentazione, collegato alle linee di stato degli altri dispositivi.

Da qui partono le linee di controllo delle alimentazioni dei singoli microcontrollori, così come quelle per il reset software. Su queste è stato inserito uno switch che permette di lasciarle libere, dato che in fase di programmazione devono essere sotto il controllo del programmatore.

Una porta seriale indipendente permette al microcontrollore di comunicare con l'esterno per interfacciarsi con un eventuale programma di controllo e per effettuare simulazioni, imponendo la presenza di errori relativi ai vari dispositivi e verificando il comportamento del sistema.

Si può obiettare che questo microcontrollore sia suscettibile all'ambiente spaziale esattamente come gli altri tre e, di conseguenza, non è adatto per svolgere questa funzione. L'osservazione è senza dubbio fondata e in un esemplare di volo le funzioni svolte da questo dispositivo dovrebbero essere inserite all'interno di una PLD, di una FPGA o utilizzando componenti sufficientemente affidabili. Nel caso del prototipo in questione, è necessario avere un controllo maggiore su ciò che accade e la soluzione migliore è rappresentata da un microcontrollore, mentre una volta che si siano eliminate le funzioni utili per lo sviluppo del sistema e di debug, i compiti esclusivi del resolver sono abbastanza semplici ed implementabili con logica combinatoria.

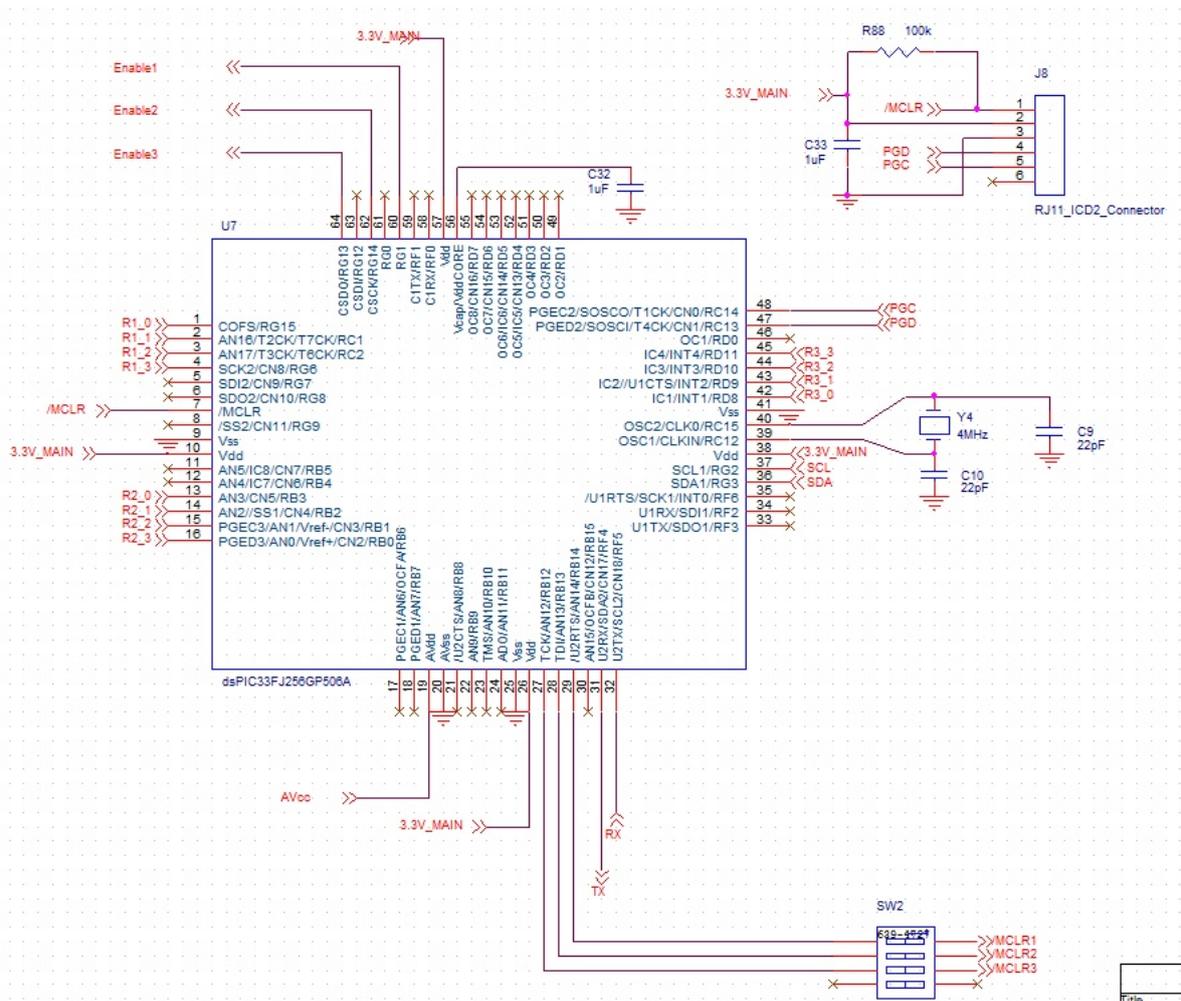


Figura IX.12: Circuito del microcontrollore risolutore di conflitti

Partendo da questo schema è stato quindi disegnato un circuito stampato.

La quantità di componenti e la natura innovativa e sperimentale del dispositivo ne rendono le dimensioni incompatibili con quelle del sistema di controllo realizzato. Tuttavia, il circuito è stato realizzato con una interfaccia della stessa forma e dimensione della scheda originale di controllo digitale, in modo da potersi inserire all'interno del sistema di controllo d'assetto sostituendola.

La figura IX.13 mostra il circuito stampato finale.

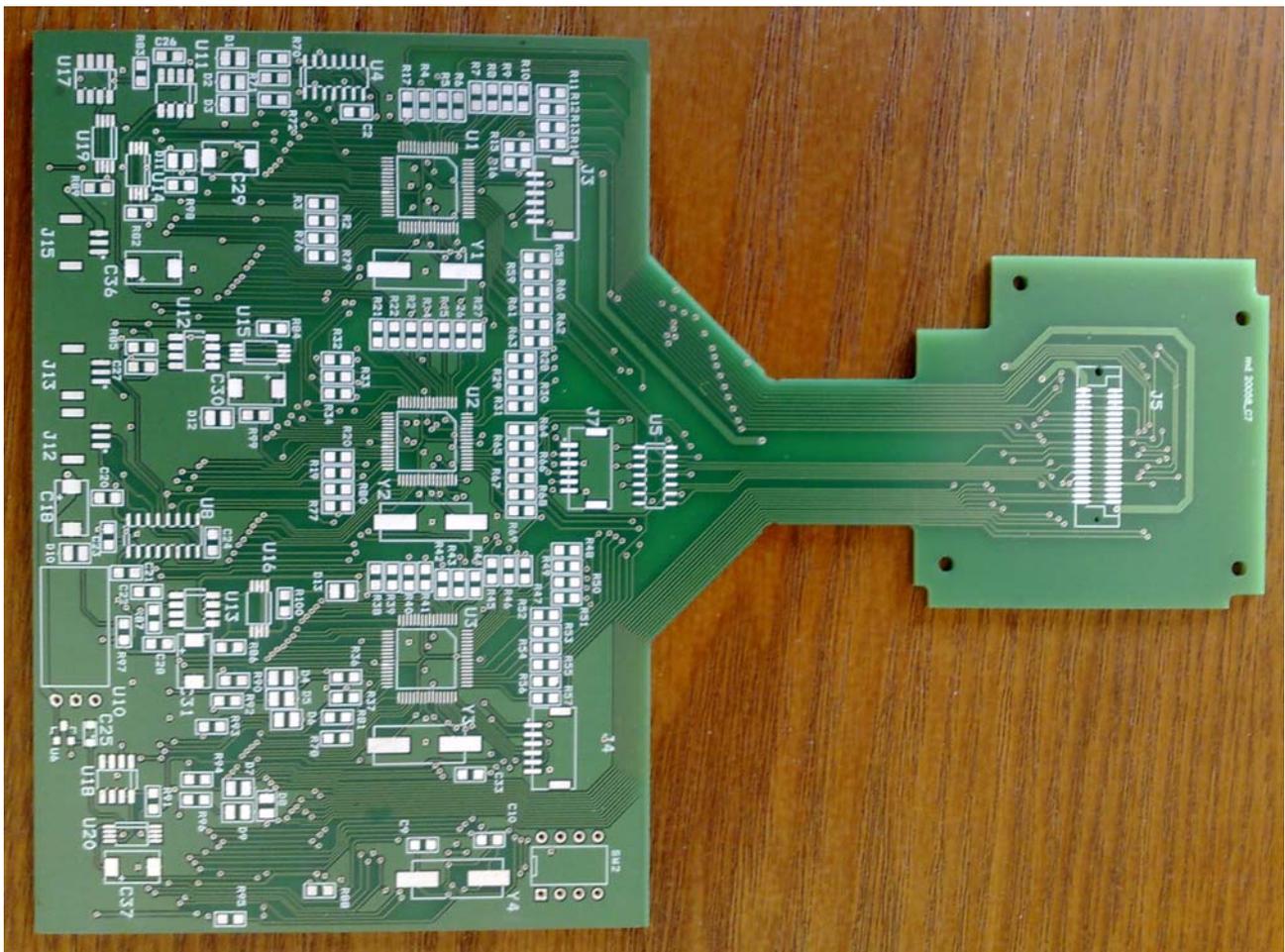


Figura IX.13: Circuito stampato del sistema di controllo digitale fault-tolerant

Capitolo X: Test sulla scheda fault-tolerant

Stabilità, come descritto nei capitoli precedenti, la capacità del sistema di poter implementare tutte le funzionalità richieste dal sistema di controllo d'assetto, l'aspetto più interessante da valutare relativamente alla scheda fault-tolerant progettata è la sua capacità di reazione al malfunzionamento di uno dei suoi componenti fondamentali, cioè i microcontrollori che la compongono.

La scheda è stata quindi gradualmente assemblata, ponendo in funzionamento uno alla volta e in maniera indipendente tutti i suoi sistemi fondamentali, partendo dal risolutore di conflitti, dai circuiti di controllo dell'alimentazione e del reset, fino ai singoli microcontrollori che funzioneranno come master o slave.

In seguito è stato realizzato il software per integrare l'insieme e permettere a tutti i sistemi di lavorare in maniera organica, implementando i vari bus di comunicazione, assegnando un significato alle varie combinazioni di valori sulle porte e gestendo i vari eventi che si possono presentare.

In questo capitolo si descrivono le caratteristiche finali del prototipo, con una particolare attenzione al modo in cui sono state implementate, sia dal punto di vista hardware che dal punto di vista software, le funzionalità che rendono la scheda fault-tolerant, terminando con una serie di test funzionali per valutarne le effettive capacità di recupero in caso di guasto.

X.1: Assemblaggio della scheda

La scheda progettata è stata gradualmente montata fino a raggiungere l'aspetto mostrato in figura X.1.

Sono stati inseriti una serie di led che permettono una rapida visualizzazione dello stato in cui si trovano i vari sistemi. In particolare, tre led indicano lo stato dell'alimentazione di ognuno dei tre microcontrollori master/slave o, in altre parole, lo stato dell'hard reset applicato dal resolver. Una coppia di led è stata posizionata su ciascuno dei bus di stato dei tre microcontrollori, permettendo di seguire l'evoluzione delle procedure di assegnazione dinamica dello stato di master o di slave durante la fase di avvio e durante il funzionamento. Tre ulteriori led, tramite buffer, sono stati collegati a tre uscite generiche dei microcontrollori, da utilizzare durante le fasi di test per segnalare eventuali avvenimenti o effettuare prove di continuità del segnale.

Una serie di switch permette di abilitare o disabilitare il controllo della linea di soft-reset da parte del resolver, dato che per la programmazione dei dispositivi è necessario che questa linea rimanga

sotto l'esclusivo controllo del programmatore: durante l'uso normale, è sufficiente chiudere i contatti perché i diversi microcontrollori possano essere resettati dal resolver.

La scheda è dotata di due porte seriali, una collegata ai master/slave e condivisa tra loro, l'altra dedicata al resolver, attraverso la quale è possibile ricevere i dati sullo stato della scheda, una copia di tutto il traffico effettuato sui vari bus di comunicazione interni ed inviare comandi per il test o il debug.

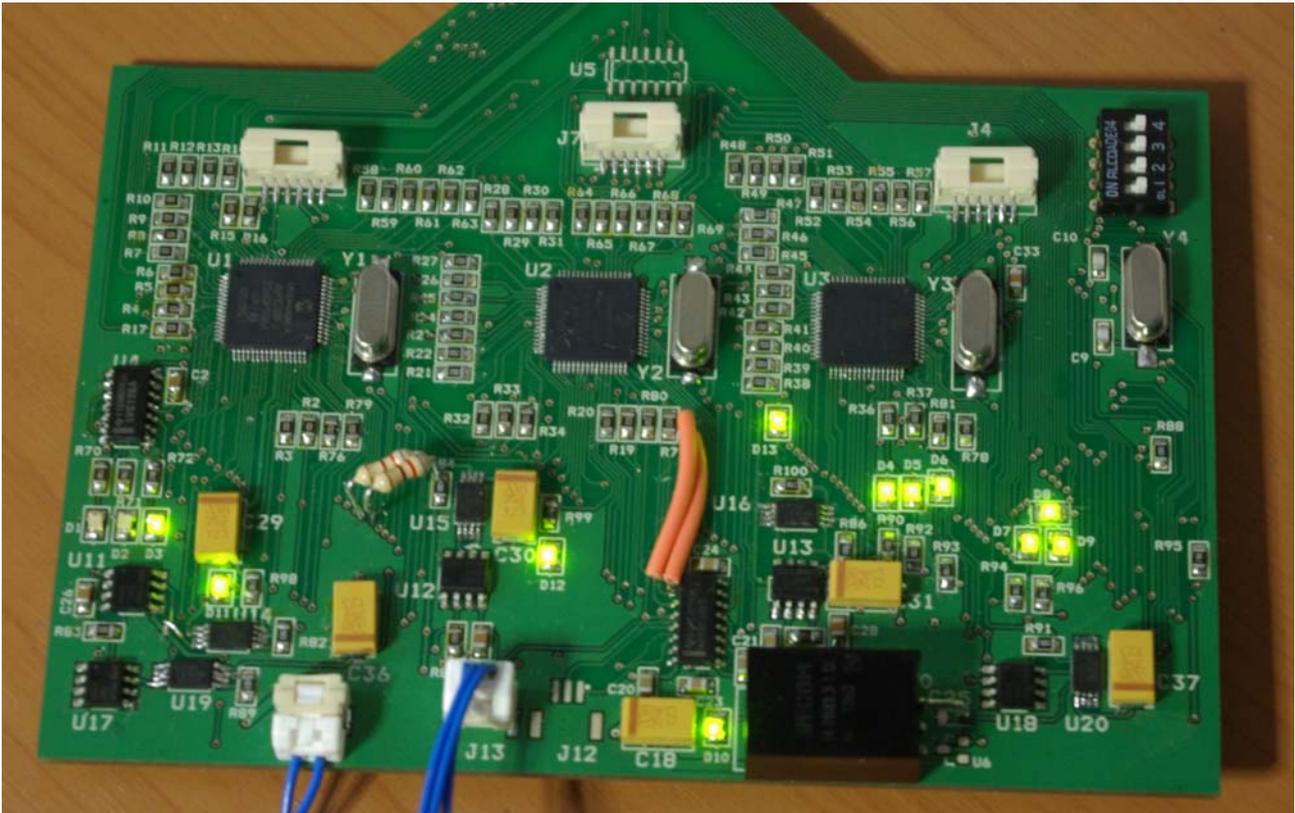


Figura X.1: Scheda fault-tolerant assemblata e in funzione

X.2: Architettura del sistema

Come descritto in fase di progetto, la scheda contiene quattro microcontrollori, tre con le funzioni di master e slave, mentre uno dedicato alla risoluzione dei conflitti, alla supervisione del sistema e alla interfaccia con l'utente per i test e il debug.

Lo schema a blocchi in figura X.2 descrive l'architettura del sistema: il Master bus, basato su I2C e organizzato come multimaster collega tutti tre i microcontrollori ed è supervisionato dal resolver, che ne controlla il traffico e lo reinvia sulla porta seriale; tramite questo bus avvengono tutte le comunicazioni che richiedono uno scambio di informazione tra master e slave. Questi ultimi

condividono anche il bus di I/O attraverso un semplice sistema di protezioni sulle entrate e sulle uscite, che impedisce l'alimentazione di uno dei microcontrollori spento dal resolver attraverso le porte di uscita, così come limita l'interferenza di eventuali porte bloccate da malfunzionamenti sugli slave. È importante notare come, diversamente da quanto ipotizzato nella letteratura consultata²⁴, per il modo in cui è stato previsto il funzionamento solo il master abbia effettivamente le uscite abilitate: in questo modo, se da una parte si genera un piccolo intervallo di tempo tra la disattivazione del master e il passaggio di uno degli slave alle sue funzioni in cui l'uscita può non essere costante, si evitano tutte le problematiche relative alla validità della tensione di uscita nel caso di output discordi tra master e slave.

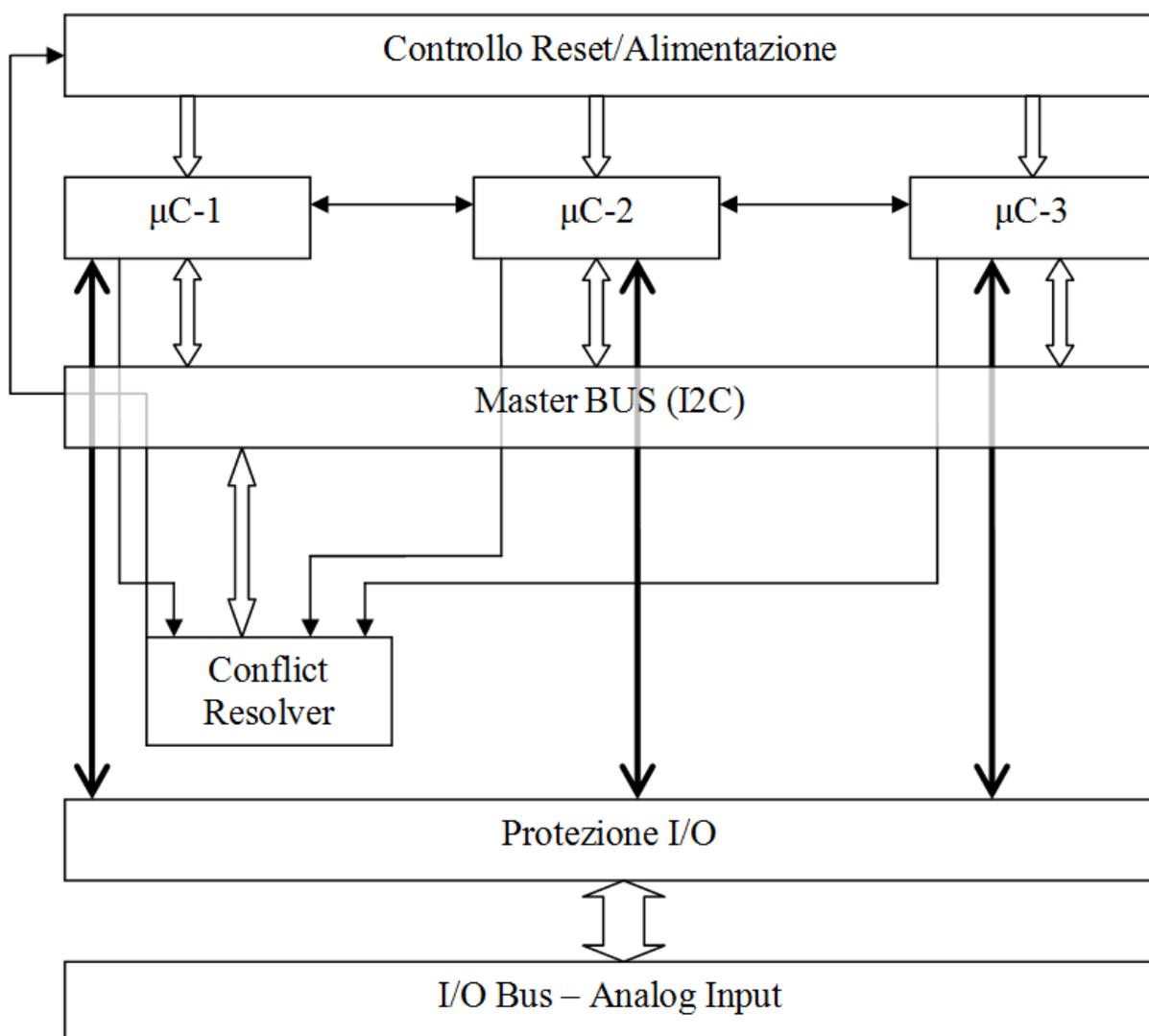


Figura X.2: Schema a blocchi della scheda fault-tolerant

²⁴ "A minimalist hardware architecture for using commercial microcontroller in space", D.W. Caldwell, D. A. Rennels, 16th Digital Avionics System Conference, 28-30 ottobre 1997; "A Fault-Tolerant Embedded Microcontroller Testbed", David A. Rennels, Douglas W. Caldwell, Riki Hwang, and Malena Mesarina - University of California at Los Angeles, Proc. 1997 Pacific Rim Int. Symp. on Fault-Tolerant Systems (PRFTS), Dec 15-16, 1997, Taipei

I master e slave condividono anche un ulteriore bus, chiamato bus di stato, attraverso il quale comunicano agli altri dispositivi la funzione che stanno eseguendo nel sistema, come master o come slave. In questo modo è possibile capire se la scheda sia rimasta priva di un master o se due microcontrollori stiano tentando di assumere la funzione di master nello stesso momento ed agire di conseguenza.

Ogni master/slave, poi, è collegato al resolver tramite un bus dedicato, separato per ogni microcontrollore, attraverso il quale vengono trasmesse le risposte alle richieste di interrogazione da parte del master, le operazioni interne che vengono eseguite ed eventuali richieste da parte del dispositivo stesso per un reset hardware o software nel caso in cui il programma rilevi problemi che possano richiedere un riavvio.

Il resolver, a sua volta, ha il controllo del sistema di alimentazione di ognuno dei tre master/slave, oltre alla possibilità di effettuare un software reset.

Come appare evidente dall'organizzazione del sistema, il conflict resolver non partecipa direttamente alle funzioni eseguite dalla scheda ma i suoi compiti sono i seguenti:

- regolare l'avvio della scheda, accendendo in sequenza i microcontrollori e permettendo un avvio controllato;
- controllare tramite il resolver bus l'esecuzione delle funzioni di inizializzazione della scheda ed intervenire nel caso in cui si presentino conflitti, come per esempio due microcontrollori che cerchino di assumere le funzioni di master nello stesso tempo e non risolvano tra loro il problema;
- supervisionare il master bus, da un lato per controllare l'insorgere di eventuali problemi come il timeout nelle risposte da parte di un dispositivo e dall'altro per reinviare i dati all'esterno;
- ricevere le risposte da parte degli slave delle interrogazioni sulla validità delle uscite effettuate dal master, tenendo un registro del numero di errori rilevati per ciascun dispositivo ed intervenire di conseguenza, con reset hardware o software a seconda delle statistiche.

Per quel che riguarda, invece, la gestione del sistema da parte dei master/slave, sono implementate le seguenti funzioni:

- Assegnazione dinamica master/slave, a seconda che sia già presente un master nel sistema o no;

- Rilevamento dei conflitti relativi alla assegnazione concorrente di due master, con sistema di arbitraggio per la risoluzione;
- Rilevamento della mancanza di un master nel sistema e passaggio automatico di uno degli slave allo stato di master;
- Sincronizzazione dell'esecuzione dei processi, affinché tutti i microcontrollori eseguano lo stesso codice in maniera sincronizzata e vengano limitati i glitch in caso di esclusione del master;
- Richieste di verifica degli output agli slave;
- Verifiche interne di funzionamento ed eventuale richiesta di un reset al resolver nel caso di rilevamento di incongruenze.

Come accennato, queste funzionalità si avvalgono di diversi bus di comunicazione. In particolare, tutto ciò che riguarda l'assegnazione master/slave utilizza il bus di stato che unisce i tre microcontrollori master/slave. Questo bus è composto da due linee per ogni microcontrollore, che permettono la generazione di quattro segnali diversi, di cui solo tre si utilizzano. La tabella riassume il loro significato:

OP0n	OP1n	Stato
0	0	Offline
1	0	Slave
0	1	Master
1	1	N/A

Tabella X.1: Implementazione del bus di stato, dove l'indice "n" si riferisce al microcontrollore

Ogni microcontrollore ha quindi il controllo delle sue due linee, sulle quali imposta il proprio stato, mentre legge quelle degli altri due dispositivi, conoscendo in questa maniera la configurazione del sistema e sapendo chi ha assunto le funzioni di master e chi di slave. Tramite un controllo periodico, che con apposita assegnazione delle linee può essere passato ad interrupt per una più veloce reazione ai cambiamenti di stato, il programma principale verifica la corretta configurazione di tutti i dispositivi.

Accanto a questo bus, dedicato ai master/slave, ogni microcontrollore è dotato di un bus dedicato per comunicare con il resolver. Questo bus è formato da quattro linee e permette, quindi, la trasmissione di sedici diversi messaggi. La tabella seguente ne illustra il significato:

R3	R2	R1	R0	Significato
0	0	0	0	N/A (Dispositivo offline)
0	0	0	1	Avviso di richiesta imminente di diventare Master
0	0	1	0	Passaggio alle funzioni di Master effettuato
0	0	1	1	Passaggio alle funzioni di Slave effettuato
0	1	0	0	Accensione del microcontrollore, venuta online
0	1	0	1	
0	1	1	0	Idle, nessuna operazione interna in corso
0	1	1	1	Richiesta di un soft-reset
1	0	0	0	Richiesta di una verifica in corso
1	0	0	1	Risultato della verifica, concordanza con il risultato del master
1	0	1	0	Risultato della verifica, disconcordanza con il risultato del master
1	0	1	1	
1	1	0	0	
1	1	0	1	
1	1	1	0	
1	1	1	1	Richiesta di un hard-reset

Tabella X.2: Implementazione del bus resolver

A seconda, quindi, di ciò che sta avvenendo internamente al master/slave, per quel che riguarda le funzioni di fault-tolerant e la gestione della struttura della scheda, il microcontrollore comunica il suo stato o le sue decisioni al resolver, il quale prenderà le decisioni necessarie in base a tutti i dati che saranno stati raccolti.

Il terzo bus di comunicazione è basato su I2C ed è utilizzato ogni qual volta si richieda una trasmissione di dati associata ad una richiesta di comando.

Il bus è organizzato come multimaster, permettendone quindi l'utilizzo da parte di ogni dispositivo, anche se in condizioni normali è solo il microcontrollore master ad averne il controllo. Il resolver è collegato al bus, ma svolge principalmente l'attività di supervisore per catturarne in traffico e reinviarlo alla porta seriale.

La tabella seguente illustra le funzioni che sono state implementate su questo bus:

Funzione	Parametri
Sincronizzazione	Punto di sincronizzazione
Richiesta di controllo output	Output da verificare e valori di controllo
Richiesta di controllo operazioni	Operazione, input ed output

Tabella X.3: Funzioni implementate su bus I2C

Il codice eseguito dal master e dagli slave è stato realizzato il più simile possibile, per evitare perdita di sincronizzazione ed un più facile passaggio da uno stato all'altro. Esistono tuttavia piccole, inevitabili, differenze causate dai diversi compiti che devono essere eseguiti. In particolare:

- Al master spetta il compito di inviare le richieste di sincronizzazione, mentre gli slave devono eseguire le procedure necessarie una volta ricevuta detta richiesta;
- Al master spetta il compito di richiedere un controllo del suo funzionamento, mentre agli slave spetta il compito di effettuare la verifica ed inviare il risultato al resolver;
- Al master spetta il compito di verificare internamente la corrispondenza tra i valori inviati alle sue uscite e i valori effettivamente presenti, mentre per gli slave questo non è necessario.

Nel paragrafi seguenti verranno esaminate nel dettaglio le funzionalità qui riassunte.

X.3: Funzionalità di base

In questo paragrafo saranno descritte nel dettaglio tutte le funzionalità relative alle caratteristiche fault-tolerant che sono state implementate nel prototipo.

X.3.1 Assegnazione dinamica di master e slave

L'assegnazione dello stato di master può avvenire in due casi: all'accensione del microcontrollore, qualora si accorga che non esiste un master nel sistema, o quando il master perde le sue funzioni. Il passaggio da master a slave non è mai una decisione presa dal master stesso, dato che è frutto dell'esclusione effettuata del Resolver, tranne in un caso: se due microcontrollori cercano di

assumere nello stesso momento le funzioni di master, un sistema di arbitraggio fa in modo che uno dei due passi ad essere slave.

Il diagramma a blocchi in figura X.3 rappresenta la semplice sequenza di operazioni che avvengono al momento dell'inserimento di un microcontrollore nel sistema: se sul bus OP viene rilevata la presenza di un master, il sistema viene inizializzato come slave; altrimenti, prende le funzioni di master. In entrambi i casi, il nuovo stato viene comunicato agli altri dispositivi tramite il bus OP e al resolver tramite il bus Rn.

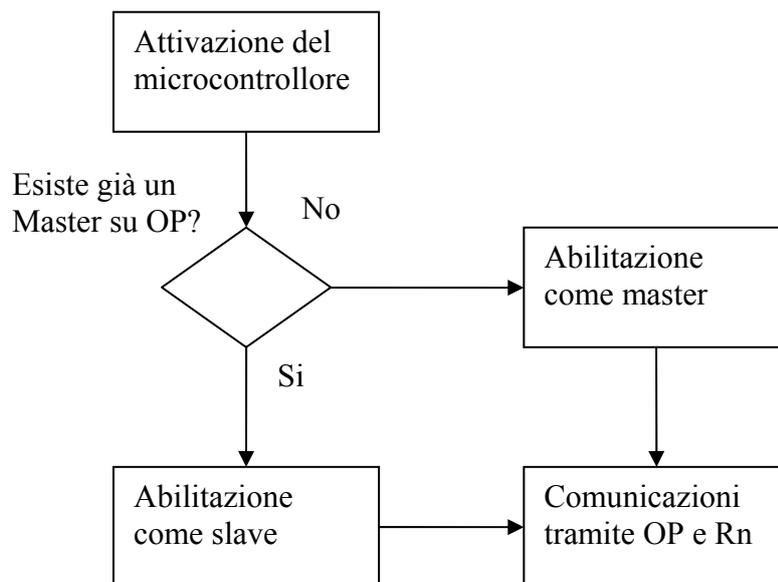


Figura X.3: Schema a blocchi delle operazioni svolte all'attivazione di un microcontrollore

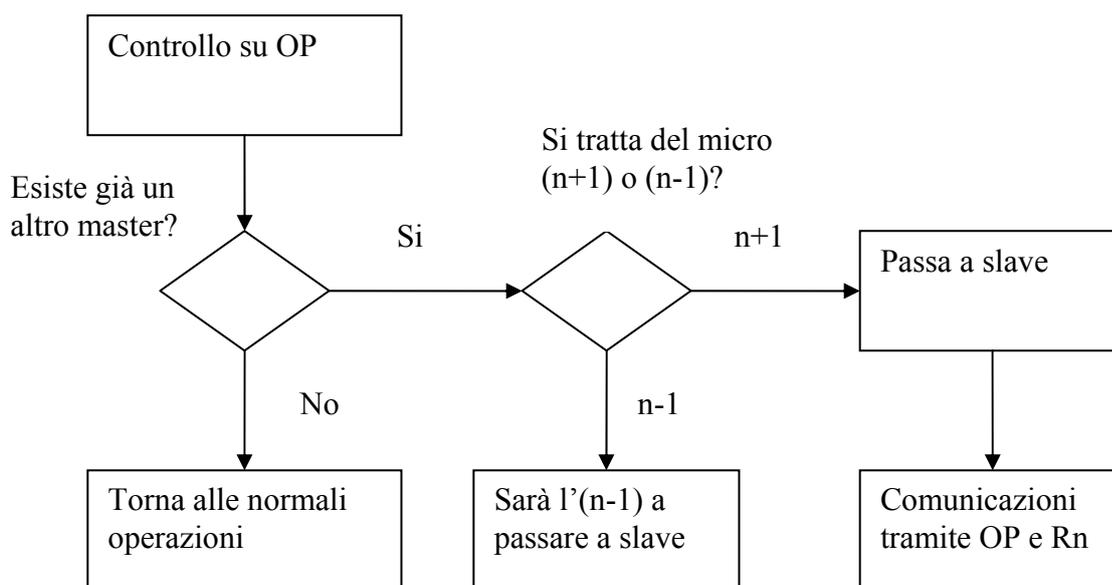


Figura X.4: Funzione di arbitraggio per l'assegnazione del master

Subito dopo l'assegnazione dello stato di master, e in maniera ciclica durante il normale funzionamento, viene eseguita la funzione che controlla l'eventuale conflitto con un altro microcontrollore che abbia assunto in contemporanea lo stato di master a causa di inevitabili eventuali coincidenza nelle operazioni, il cui schema a blocchi è riportato in figura X.4:

Nel caso in cui il controllo effettuato sul bus OP rilevi la presenza di un altro master, visto che ogni microcontrollore è dotato di linee dedicate sul bus ed è possibile, per un dispositivo, capire quale altro abbia assunto le funzioni di master, viene effettuata una semplice verifica: dato che ogni dispositivo ha il suo indice, il microcontrollore con indice più alto ha la precedenza rispetto a quello con indice più basso. Così, se i microcontrollori "1" e "3" assumono contemporaneamente la funzione di master, il sistema farà in modo che quello con l'indice "1" torni ad essere slave.

Nel caso in cui ciò non avvenga per qualche motivo, il resolver ha comunque un rapporto della situazione tramite il bus Rn e può intervenire mettendo offline il master che non voglia cedere i suoi privilegi.

Lo stesso tipo di procedura entra in azione anche qualora si rilevi l'assenza di un master sul bus: in questo caso, uno o più microcontrollori cercheranno di assumerne le funzioni e, se necessario, entrerà nuovamente in gioco il sistema di arbitraggio.

Nelle linee di progetto originarie di Caldwell e Rennels, anche per ragioni legate alla struttura dei microcontrollori PIC disponibili all'epoca, era previsto che i microcontrollori avessero sempre le linee di uscita abilitate, con l'introduzione di alcuni accorgimenti per evitare gli effetti dei SEL (si veda paragrafo IX.2). Nel progetto attuale, invece, si è preferito abilitare solo le uscite del master, sfruttando le capacità dei PIC di leggere lo stato dei latch di uscita e dell'effettivo valore presente sulla porta, cosa non possibile nei dispositivi della stessa famiglia disponibili negli anni '90.

In questa maniera si risolvono i problemi derivanti da eventuali tensioni incompatibili con i livelli standard, soprattutto lavorando a 3.3V, introducendo routines di controllo software dello stato delle uscite, sia nel master che negli slaves, che possono così campionare i valori di output generati dal master.

X.3.2 Sincronizzazione del codice

Nonostante le differenze tra il codice eseguito nel master e negli slave siano state ridotte al minimo, con il tempo è inevitabile che le operazioni eseguite nei vari dispositivi vadano fuori sincronismo, soprattutto a causa di operazioni asincrone come possono essere le richieste di verifiche o i cambiamenti di funzioni di master e slave, o l'accensione in momenti diversi dei vari dispositivi.

Per questo motivo è stata implementata una funzione di sincronizzazione, che fa uso del bus I2C per avviare la procedura ed indicare il punto di sincronizzazione, e di una linea di I/O generica per indicare il momento di sincronizzarsi.

Il principio è il seguente: ognuna delle normali funzioni implementate nel codice, quelle che genereranno i segnali di controllo prodotti dal circuito, è identificata da un indice. La sincronizzazione avviene tramite la richiesta di eseguire la funzione identificata da un determinato indice nello stesso momento. Non è però possibile bloccare l'esecuzione del codice principale per attendere che tutti i dispositivi arrivino a quel punto, perché la sincronizzazione non può interrompere le normali operazioni nel master, così come non è possibile utilizzare semplicemente un impulso come se si trattasse di un segnale di clock perché, se da un lato espone il sistema ad una notevole vulnerabilità nel caso di malfunzionamento del master che potrebbe bloccare anche tutti gli slave, il programma potrebbe trovarsi all'interno di qualche funzione e non poterne uscire istantaneamente per raggiungere il punto indicato.

In figura X.5 è illustrato lo schema a blocchi delle operazioni svolte dal master: ipotizzando che il programma principale sia formato da quattro funzioni, "a", "b", "c" e "d", in maniera autonoma, per esempio essendo trascorso un certo tempo dall'ultima sincronizzazione, prima di entrare nella funzione "a" il master richiede agli slave di sincronizzarsi sulla funzione "c".

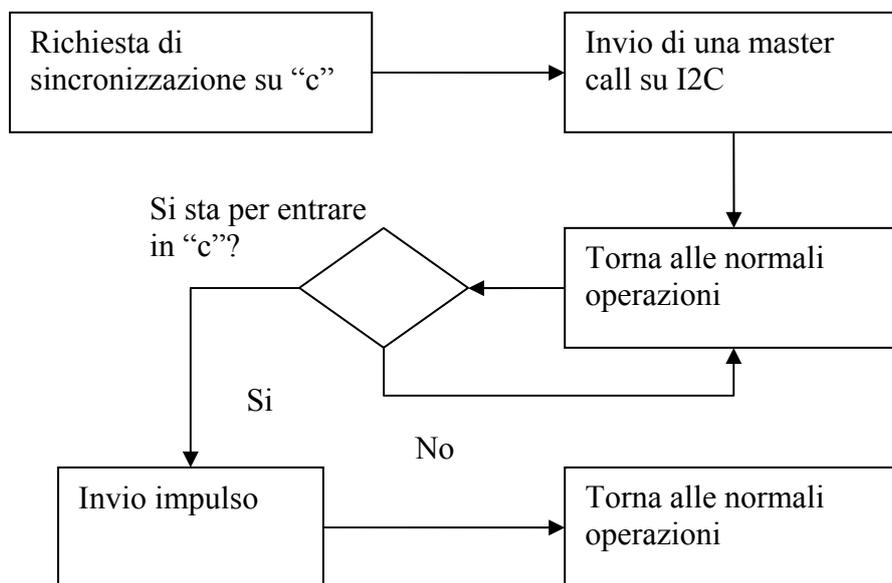


Figura X.5: Funzione di sincronizzazione eseguita dal master

Viene inviata una master call, cioè un messaggio ricevuto da tutti i dispositivi collegato sul bus indipendentemente dal loro indirizzo, contenente il comando di sincronizzazione e l'identificatore

del punto. Il master prosegue l'esecuzione del codice, controllando se sta entrando nella funzione identificata da "c": quando questo avviene, manda l'impulso di sincronizzazione sulla linea dedicata e prosegue con il programma senza interruzioni.

La figura X.6 mostra ciò che avviene negli slave quando si riceve il messaggio: la richiesta di sincronizzazione viene registrata e il programma termina l'esecuzione della funzione in cui si trova. A questo punto, invece di proseguire normalmente, salta tutte le altre funzioni del programma fino ad arrivare a quella indicata nel messaggio, la "c" nell'esempio. Si mette quindi in attesa di ricevere l'impulso che sbloccherà nuovamente l'esecuzione del codice, eseguendo quindi la funzione richiesta nello stesso momento del master. È stato implementato un timeout per evitare che una mancanza nella ricezione dell'impulso possa portare ad un blocco indefinito di uno slave: questo può accadere qualora, per esempio, lo slave impieghi più tempo per arrivare al punto di sincronizzazione rispetto a quanto impieghi il master, che avrà quindi già inviato l'impulso nel momento in cui lo slave si metterà in attesa. Questa condizione può verificarsi in determinate combinazioni di esecuzione del codice del master e degli slave e di particolari tempistiche di sincronizzazione, per cui se anche può verificarsi a seguito di una serie di combinazioni casuali, la pausa che introduce l'attesa di un impulso porta necessariamente ad un cambiamento nella sincronizzazione del codice, o meglio detto della non-sincronizzazione, evitando che si ripeta la volta successiva che si richieda l'operazione.

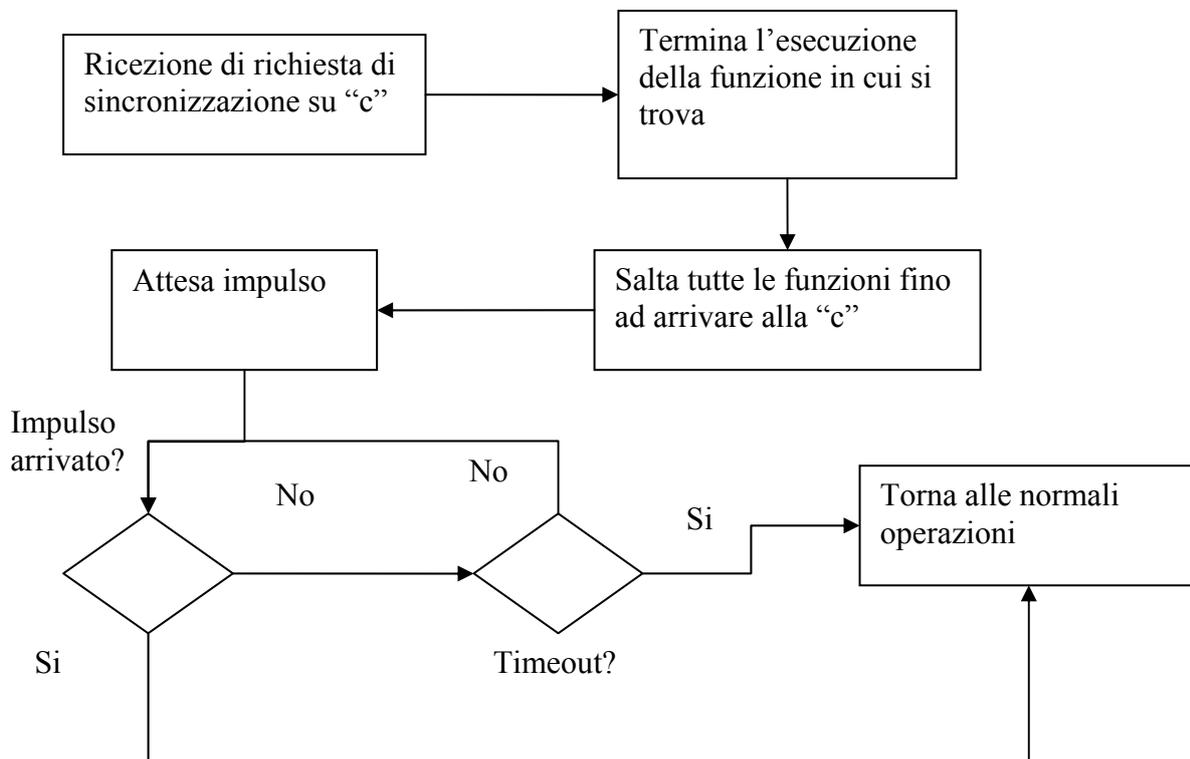


Figura X.6: Funzione di sincronizzazione eseguita dagli slave

X.3.3: Autocontrollo

L'architettura hardware dei microcontrollori prodotti dalla Microchip prevede la presenza di due circuiti separati per l'impostazione del valore sulle uscite digitali e per la lettura del valore presente sulle stesse porte. In altre parole, il valore prodotto ad una determinata porta dipende dall'impostazione della porta, che deve essere configurata come porta di uscita, e dal valore impostato sul latch, mentre un circuito separato legge la tensione sulla porta, indipendentemente dal fatto che sia impostata come ingresso o come uscita.

In questo modo è possibile verificare se l'uscita desiderata sia effettivamente prodotta, confrontando il valore del registro dei latch con il valore del registro delle porte.

Questa caratteristica è sfruttata per implementare una funzione di controllo automatico dello stato delle porte del master: per un qualche malfunzionamento, che può essere transitorio oppure permanente, il circuito di controllo dell'uscita potrebbe essere danneggiato, mantenendo un valore costante a "1" o a "0", oppure impedendo il controllo della porta.

Ciclicamente, quindi, il master esegue questa verifica e, in base al risultato, può richiedere al resolver un reset hardware, dato che un SEU può produrre un temporaneo blocco delle porte logiche risolvibile con un reset.

Chiaramente, in caso di un malfunzionamento più profondo, il resolver si renderà conto di un continuo invio di richiesta di reset hardware da parte di un determinato microcontrollore ogni volta che assume il compito di master, potendo arrivare a decidere di escluderlo in maniera permanente dal circuito.

X.3.4: Richiesta di controllo standard

Il master può richiedere una verifica delle sue uscite da parte degli slave.

Per farlo, invia un messaggio tramite il bus I2C agli slaves, nel quale specifica quale porta è da verificare, lo stato delle varie uscite di quella porta e il punto del programma a cui si riferisce detto valore. Quest'ultima informazione è necessaria perché, nonostante l'esecuzione del codice sia sincronizzato nel modo descritto in precedenza, le piccole inevitabili differenze nell'esecuzione delle varie istruzioni può portare ad effettuare la verifica in un momento in cui il valore delle porte sia stato cambiato a causa del differente codice eseguito: in questo modo, non appena lo slave passerà nel punto indicato dal master, effettuerà la verifica. Chiaramente, ciò può comportare un

ritardo pari, al massimo, all'intera esecuzione del programma, ma data la rapidità con cui questo viene eseguito è lecito supporre che lo stato delle porte non varierà tra una esecuzione e la seguente. Il risultato dell'operazione di controllo viene inviato dagli slaves al resolver tramite il bus resolver a quattro linee, specificando se concordano o meno con i dati inviati dal master.

Il resolver, a sua volta, registra questi eventi e, qualora il numero di discordanze superi una soglia prefissata, interverrà per eseguire un reset del master.

Nel caso in cui il master non richieda un controllo per un tempo superiore ad un valore impostato, inoltre, il resolver sopporrà un malfunzionamento e provvederà a resettare il master. In questo senso, la verifica delle porte ha anche una funzione da watchdog software perché evita che un blocco del master senza un rilascio del bus di stato provochi una interruzione indefinita nelle funzioni della scheda.

È importante notare come da questo controllo siano escluse le uscite controllate da funzioni hardware, come per esempio quelle associate ad uscite PWM o alla porta seriale. Per queste uscite la sincronizzazione è impossibile, dato che il loro stato è determinato da moduli hardware interni con tempistiche strettamente legate al clock di sistema e spesso operanti a velocità troppo elevate per poter essere confrontate con il sistema descritto. In questo caso, si utilizza la successiva funzionalità descritta.

X.3.5: Richiesta di controllo avanzata

La richiesta di controllo avanzata delle porte è simile a quella precedente ma, invece di operare a livello dei latch che determinano lo stato delle porte, esegue un controllo sui registri hardware del micro che generano le uscite nei moduli esclusi nel controllo precedente.

Anche in questo caso, il controllo è avviato tramite un messaggio sul bus I2C inviato dal master, dove si specifica su che registro si deve effettuare il controllo e il valore del registro stesso.

Non viene indicato un punto specifico del programma in cui effettuare il controllo, perché in questo caso si suppone che la variazione del contenuto dei registri delle varie periferiche venga modificato di rado durante l'esecuzione del software e la sincronizzazione effettuata di routine è considerata sufficiente.

La risposta degli slave, nuovamente, è inviata tramite il bus resolver.

X.3.6: Richiesta di controllo di operazione

Non tutte le operazioni effettuate durante il programma hanno un riflesso sullo stato delle porte di I/O: i dati possono essere acquisiti ed utilizzati per essere inviati tramite la porta seriale, oppure possono essere impiegati per prendere delle decisioni sullo svolgimento delle operazioni.

In questo senso, può essere importante poter effettuare una verifica sulla capacità del microcontrollore di effettuare correttamente delle operazioni matematiche, il cui corretto risultato può essere influenzato da un problema nella memoria o nella logica interna della CPU allo stesso modo delle porte di uscita.

Data l'impossibilità di prevedere un numero arbitrario di operazioni su cui effettuare la verifica, nel messaggio di richiesta di controllo viene inviato un identificatore dell'operazione da eseguire: in questa fase di test, si prevede di verificare le quattro operazioni matematiche di base, ovverosia addizione, sottrazione, somma e divisione.

Accanto all'identificatore dell'operazione, vengono inviati i due operandi e il risultato calcolato dal master. Nemmeno in questo caso si richiede un punto specifico del programma per effettuare il controllo, dato che tutti i valori sono inviati tramite I2C agli slaves.

Nel momento in cui gli slaves ricevono questa richiesta, eseguono l'operazione indicata sui dati trasmessi e confrontano il loro risultato con quello del master, inviando il risultato della loro verifica al resolver.

X.4: Conflict resolver

In base a quanto descritto, in condizioni di normale funzionamento i compiti del conflict resolver sono limitati alla supervisione delle attività di controllo effettuate dai microcontrollori, controllando l'esattezza delle procedure di assegnazione master e slave, verificando l'accordo tra i diversi dispositivi a seguito delle verifiche periodiche che vengono effettuate ed agire di conseguenza.

Il resolver mantiene una registrazione di tutti gli eventi che vengono rilevati, come per esempio il numero di volte in cui un determinato microcontrollore è stato messo offline a causa di una votazione sfavorevole, oppure di quante volte uno slave ha votato per l'esclusione del master risultando poi essere nel torto. Tutte queste statistiche possono essere utilizzate per implementare delle funzionalità avanzate attraverso cui sia possibile, per esempio, escludere in maniera definitiva un microcontrollore qualora si rilevi un numero eccessivo di errori, oppure in sistemi con più di tre dispositivi assegnare un peso differente ai vari slave in base al loro comportamento precedente.

A parte questi compiti, per la fase di test sono state implementate alcune altre funzionalità utili per una rapida supervisione dello stato della scheda.

In particolare, attraverso una porta seriale il resolver comunica con l'utente tutti gli eventi che rileva, da cambiamenti sullo stato del bus resolver al traffico sul bus I2C, dallo stato delle alimentazioni al risultato delle votazioni degli slave.

Il resolver può inoltre rispondere ad alcuni comandi di base inviati dal computer, come la richiesta di abilitare o disabilitare uno dei microcontrollori, effettuare un reset hardware, simulare una votazione sfavorevole per il master, etc.

X.5: Test

In questo paragrafo sono descritti alcuni dei test effettuati sulla scheda con lo scopo di mostrare le caratteristiche e le capacità del sistema che è stato sviluppato.

La prima caratteristica analizzata è la sequenza di avvio, che già mostra il funzionamento della procedura di assegnazione dinamica delle funzioni di master e slave, assieme al sistema di arbitraggio automatico.

Di seguito è riportato il log tipico restituito dal resolver all'accensione:

```
Conflict Resolver 0.2
UART Initialized OK.

SAM 00000000 1 0 0
SAM 00000003 1 1 0
SAM 00000004 1 1 1
RCD 00000047 R1 0100
RCD 00000050 R2 0100
RCD 00000050 R3 0100
RCD 00000071 R1 0001
RCD 00000073 R2 0001
RCD 00000073 R2 0001 R3 0001
RCD 00000093 R1 0010
RCD 00000096 R2 0010
RCD 00000096 R3 0010
RCD 00000116 R1 0011
RCD 00000117 R1 0011
```

```
RCD 00000119 R2 0011
RCD 00000119 R2 0011 R3 0110
RCD 00000149 R1 0110
RCD 00000151 R2 0110
```

La struttura del messaggio è organizzata nel seguente modo: un indicatore del tipo di evento che viene descritto, un *timestamp* espresso in millisecondi il cui zero corrisponde al momento di avvio del resolver e un messaggio che descrive ciò che si è rilevato, la cui forma dipende dall'evento stesso.

In particolare, il primo evento descritto corrisponde ad un'azione compiuta dal resolver stesso, ovverosia l'accensione dei tre microcontrollori:

```
SAM 00000000 1 0 0
SAM 00000003 1 1 0
SAM 00000004 1 1 1
```

L'evento *SAM* indica l'impostazione dell'alimentazione ed è seguita dallo stato dell'alimentazione dei micro, dove a *0* corrisponde l'alimentazione spenta, mentre ad *1* l'alimentazione accesa.

Si vede quindi come i tre microcontrollori vengano accesi in sequenza.

Più o meno in contemporanea, i tre micro si inizializzano e prendono il controllo delle uscite, comunicando la loro venuta online nel sistema:

```
RCD 00000047 R1 0100
RCD 00000050 R2 0100
RCD 00000050 R3 0100
```

Il suffisso *RCD* indica il rilevamento di un cambio sul bus del resolver attraverso il quale i vari microcontrollori comunicano i loro eventi interni. *R1*, *R2* ed *R3* indicano a quale dispositivo si riferisce lo stato del bus indicato nel campo successivo, che riporta lo stato delle quattro linee che formano il bus. Nel caso attuale, lo stato *0100* corrisponde all'avviso di venuta online del microcontrollore, come descritto nella tabella X.2.

Dato che non esiste un Master, tutti e tre i dispositivi cercano di assumerne le funzioni e comunicano la loro intenzione al Resolver:

```
RCD 00000071 R1 0001
```

RCD 00000073 R2 0001 R3 0001

Dato che l'accensione è stata quasi contemporanea, tutti e tre i microcontrollori arrivano ad assegnarsi lo stato di Master, come indica la successiva parte del log:

RCD 00000093 R1 0010

RCD 00000096 R2 0010

RCD 00000096 R3 0010

Dato che non può esistere più di un Master attivo nel sistema, entra in funzione il sistema di arbitraggio automatico dei microcontrollori, senza la necessità di alcun intervento esterno: attraverso il bus di stato, si accorgono che esiste già un Master e cedono la funzione al dispositivo con la priorità, rispetto ad una scala implementata internamente:

RCD 00000117 R1 0011

RCD 00000119 R2 0011

RCD 00000119 R2 0011 R3 0110

Mentre i microcontrollori 1 e 2 passano alla funzione di slave, indicata dallo stato *0011*, il microcontrollore 3 mantiene la sua funzione di master e segnala che si trova nella condizione normale di funzionamento, *0110*, in cui esegue il programma principale.

A breve distanza, anche gli altri due microcontrollori passano nello stesso stato:

RCD 00000149 R1 0110

RCD 00000151 R2 0110

La scheda si trova quindi in condizioni nominali, con un master e due slave.

Il log seguente mostra cosa accade se il master viene resettato:

RCD 00015487 R3 0000

RCD 00015535 R2 0010

RCD 00015568 R2 0110

RCD 00015779 R3 0100

RCD 00015802 R3 0011

Quando il microcontrollore 3, che era master, viene spento rilascia le linee del bus resolver, che vengono rilevate come 0000. Uno dei due slave si accorge della mancanza di un master, dato che assieme alle linee del bus resolver sono state rilasciate anche quelle del bus di stato e ne assume le funzioni (0010), dopo di che ritorna in funzionamento normale (0110).

Quando il microcontrollore che era stato resettato torna online (0100) si accorge che c'è già un master nel sistema, quindi assume immediatamente le funzioni di slave (0011) prima di entrare in fase di idle (0110).

L'assegnazione delle funzioni di master e slave coinvolge anche la configurazione delle porte di I/O: per evitare conflitti, solo il master ha le uscite abilitate.

Quando uno slave passa ad essere master, il valore delle uscite è già caricato nei latch delle sue porte, perché il programma che sta eseguendo è uguale e il più possibile sincronizzato a quello del master, e deve solo abilitare le uscite per ripristinare il valore delle varie linee.

Il tempo per effettuare questo passaggio dipende da molti fattori e non è facilmente prevedibile: il momento in cui avviene il passaggio a master può avere un ritardo rispetto al momento in cui il master precedente va offline che dipende da ciò che sta facendo il microcontrollore e dalla distanza tra il punto di controllo del bus di stato dal punto del codice in cui si trova.

Sono state effettuate diverse misure per valutare il tempo minimo in cui questo passaggio può avvenire e un tempo ragionevole, che si può considerare medio.

La prima condizione è stata ottenuta con un programma molto semplice, che non esegue praticamente nulla se non il controllo dello stato del sistema. Una delle uscite è stata collegata all'oscilloscopio e tenuta a livello alto dal master: nel tempo in cui il master viene portato offline e uno degli slave ne assume le funzioni, la linea rimane a livello basso ed è possibile misurare il tempo richiesto per l'operazione.

L'immagine in figura X.7 mostra esattamente il momento descritto: il valore alto della linea indica la presenza di un master attivo, mentre il valore basso l'intervallo trascorso tra la disattivazione e l'attivazione del nuovo master.

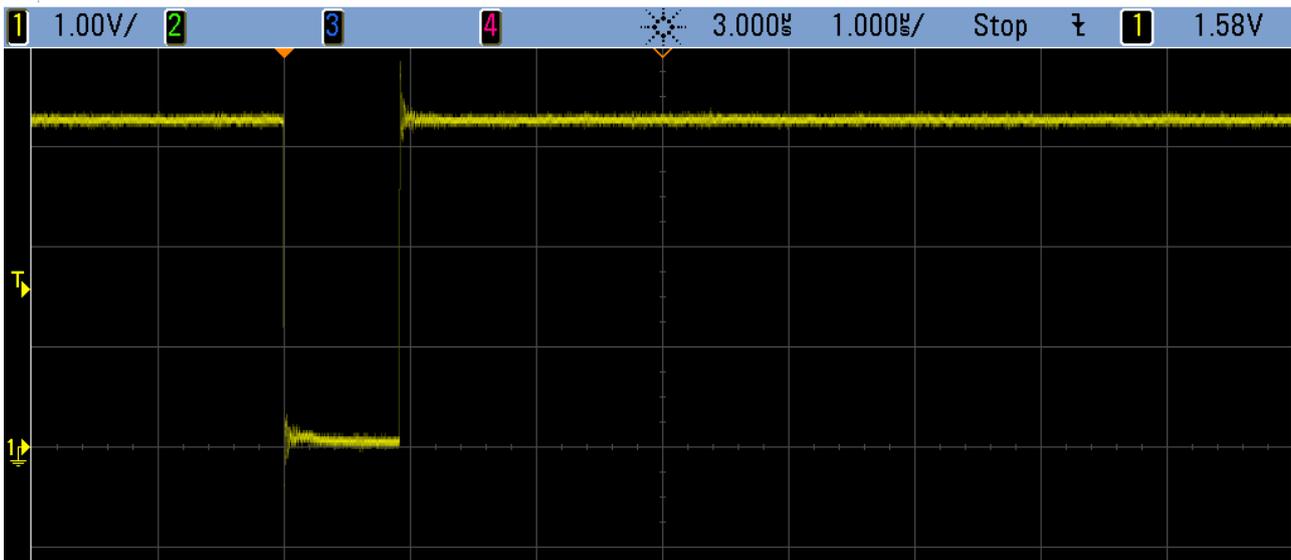


Figura X.7: Test sul tempo di ripristino del master nella condizione più favorevole

Come si vede, l'uscita rimane inattiva per circa 1µS, un tempo estremamente breve se si tiene in conto che il tempo di istruzione dei microcontrollori sulla scheda è di 0,25 µS.

Come detto, in questo caso l'unico scopo del firmware era quello di ripristinare l'output e questo risultato rappresenta un limite inferiore, al di sotto del quale non è possibile andare.

Per rendere la prova più vicina alla situazione reale si sono inserite varie funzioni nel programma principale, con il compito di generare due onde quadre in opposizione di fase via software. In questo caso, ognuna delle funzioni richiede qualche mSec per essere eseguita, impedendo quindi l'immediato rilevamento della perdita del master.

In figura X.8 si mostra il risultato di uno di questi test: il gradino sulla linea verde rappresenta il momento in cui il micro riceve il reset; le linee gialle e blu rappresentano le uscite su cui vengono generate le onde quadre.

Nel caso riportato, il tempo di recupero è dell'ordine dei 280mSec, ma l'analisi all'oscilloscopio mostra anche un effetto indipendente dal software: anche dopo il reset, il microcontrollore mantiene per un certo tempo lo stato delle linee così com'erano al momento dello spegnimento. Dato che il rilevamento della mancanza di un master avviene proprio grazie al rilascio delle linee del bus di stato, questo comportamento ritarda l'entrata in funzione di uno degli slave.

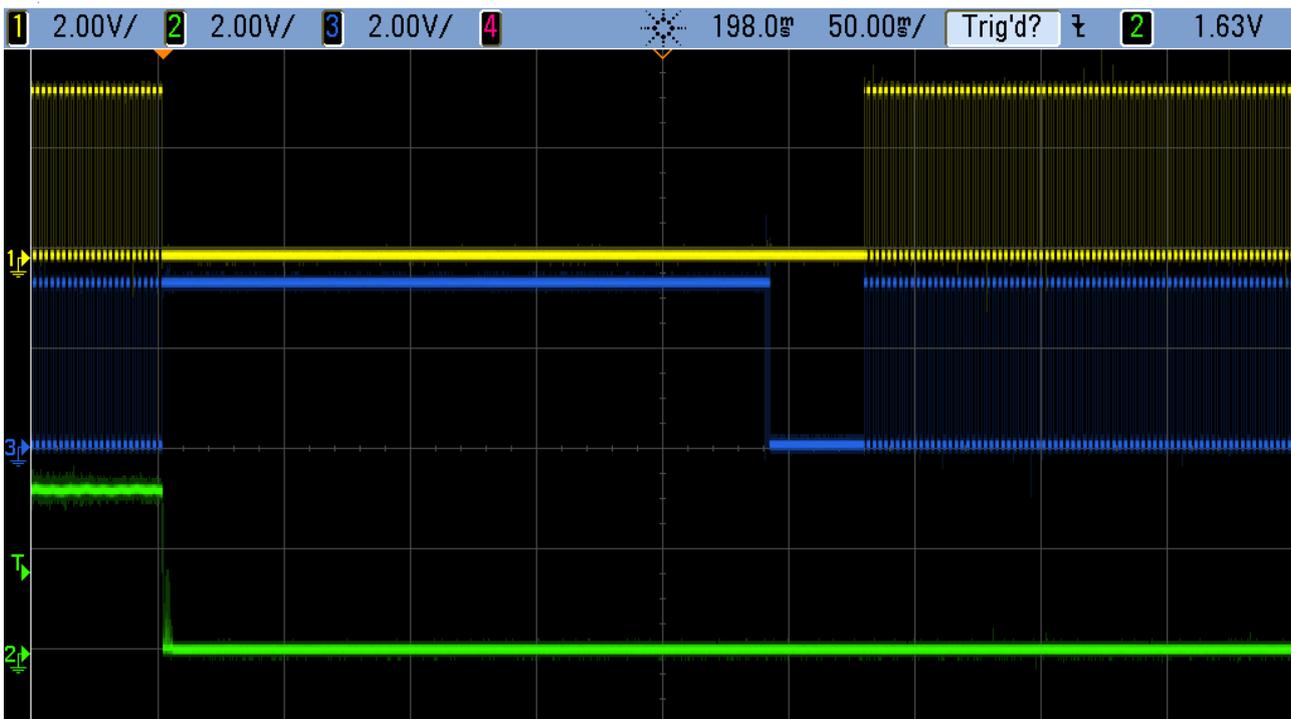


Figura X.8: Test sul tempo di ripristino del master in una condizione reale di funzionamento

Il tempo complessivo di 280mSec, quindi, si deve scomporre in due parti: una di circa 240mSec dipendente dall'hardware interno del microcontrollore, su cui non c'è controllo, che va dal momento in cui avviene il reset (gradino sulla traccia verde in figura X.8) al momento in cui l'hardware del microcontrollore rilascia le porte (gradino sulla traccia blu), e una di circa 40mSec che è quella effettivamente dovuta al firmware, pari alla differenza tra il momento in cui le linee vengono rilasciate, corrispondente al tratto di traccia blu al livello basso, e il momento in cui l'uscita viene ripristinata.

Il test successivo ha riguardato gli effetti della sincronizzazione dei processi nei vari microcontrollori sulla capacità di proseguire in maniera regolare un segnale in caso di esclusione del master.

Le figure X.9 e X.10 mostrano il comportamento di un segnale nel momento in cui il master viene resettato. Questo segnale è generato via software dalle funzioni che compongono il main, in cui due uscite vengono portate alternativamente a 1 e a 0 in opposizione di fase.

La prima immagine riporta ciò che accade al momento del reset del master: dopo un breve intervallo di tempo, uno degli slave prende il suo posto proseguendo il segnale.

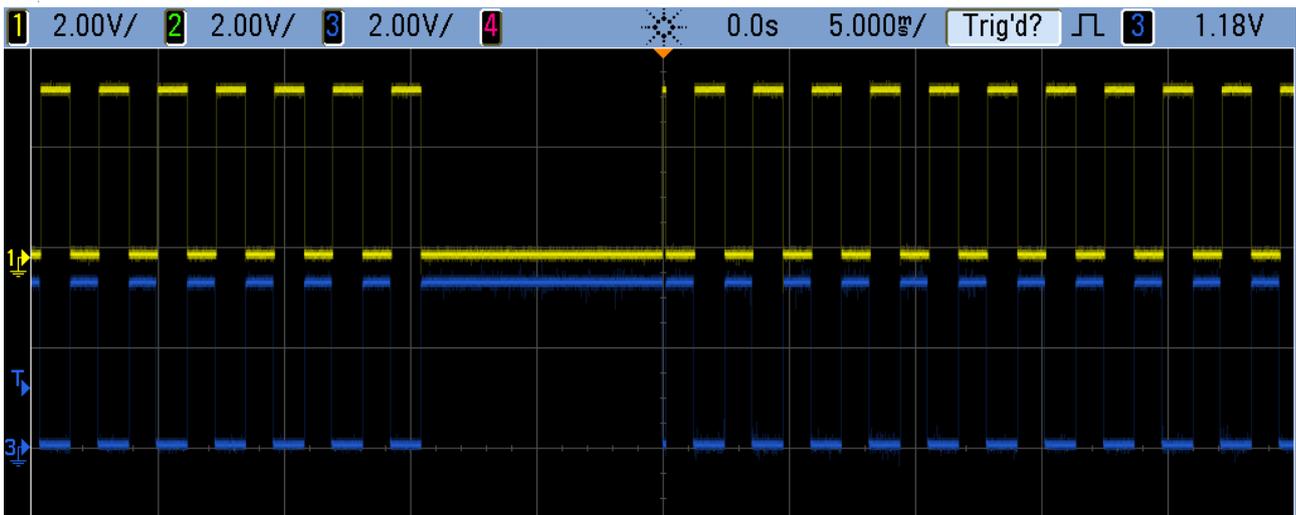


Figura X.9: Comportamento dei segnali in uscita al momento del reset del master

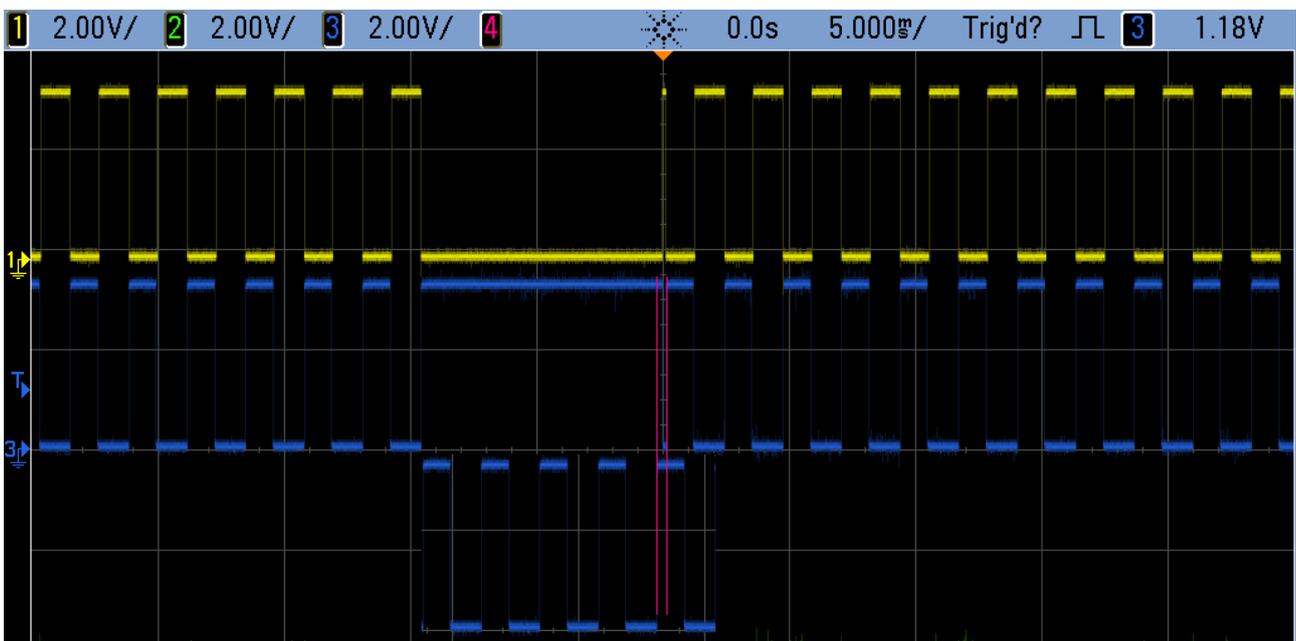


Figura X.10: Misurazione dello sfasamento dei segnali a seguito del reset del master

La seconda immagine, invece, mostra la misura dello sfasamento tra il segnale iniziale e quello finale. Per poterlo osservare meglio, è stato riportato nella parte inferiore il grafico di come sarebbe proseguita l'uscita nel caso in cui non ci fosse stata nessuna interruzione. Come si vede, la differenza tra la fase dei due segnali è minima, nell'ordine del millisecondo.

Come spiegato, questo risultato si ottiene grazie ad una procedura di sincronizzazione del codice eseguito. Dato che la richiesta di sincronizzazione inviata dal master passa attraverso il bus I2C, viene vista anche dal resolver che provvede a segnalare anche questo tipo di traffico all'utente.

Il pacchetto che viene ricevuto, infatti, è di questo tipo:

```
I2CRR 00001898 00 SR3 0030
```

L'identificatore I2CRR, in questo caso, indica il rilevamento di un messaggio sul bus. Anche in questo caso segue un timestamp che indica il momento in cui è stato rilevato il messaggio. Successivamente è presente l'indirizzo del destinatario: dato che si tratta di una *general call*, l'indirizzo è 00. SR3 è il messaggio trasmesso, che indica una richiesta di sincronizzazione nel punto contrassegnato dall'indice 3 del software. Chiude il log lo stato del bus I2C, ininfluente in questo caso.

Il test successivo riguarda la verifica da parte degli slave delle uscite generate dal master.

Un log tipico di questo evento è il seguente:

```
I2CRR 00081209 00 OC2 0030
RCD 00081210 R1 1001 R2 1001
RCD 00081220 R2 0110
RCD 00081220 R1 0110
```

Questo messaggio riassume i seguenti eventi: I2CRR indica nuovamente il rilevamento di un messaggio sul bus I2C, inviato come *general call* (indirizzo di destinazione 00), il cui contenuto è OC2. Il messaggio in realtà è più lungo, perché OC rappresenta l'indicatore della richiesta di un controllo delle porte di I/O, 2 è l'identificatore della porta su cui effettuare il controllo; seguono il valore della porta letto dal master e il punto del programma in cui effettuare il controllo che, essendo trasferiti in binario, non vengono visualizzati dal terminale.

Immediatamente, come si evince dal timestamp, sia R1 che R2 mandano il responso del controllo sul bus resolver, che in entrambi i casi è positivo: 1001 indica infatti una conferma del valore inviato dal master. Successivamente, R1 ed R2 tornano nello stato di idle.

Si deduce inoltre che il master è il microcontrollore 3, dato che è quello che non ha risposto alla richiesta di controllo.

Inserendo in maniera artificiale un errore nel calcolo del valore delle porte del master, si crea una situazione in cui gli slave votano contro il master. Il log seguente mostra ciò che accade in questa situazione:

```
I2CRR 00003143 00 OC2 0030
RCD 00003144 R1 1010 R3 1010
HR 00003144 2
SAM 00003144 1 0 1
SAM 00003155 1 1 1
RCD 00003155 R1 0110 R3 0110
RCD 00003164 R3 0010
RCD 00003168 R3 0110
RCD 00003169 R2 0000
RCD 00003202 R2 0100
RCD 00003225 R2 0011
RCD 00003225 R2 0011
RCD 00003248 R2 0110
```

Il resolver rileva una richiesta di verifica dello stato delle uscite, identificata dalla sigla OC2, a seguito della quale riceve le risposte negative da parte di R1 ed R3:

```
RCD 00003144 R1 1010 R3 1010
```

Poiché entrambi gli slave hanno votato contro al master, il resolver decide di escludere il master dalla sue funzioni e riportarlo al livello di slave effettuando un hard reset:

```
HR 00003144 2
```

dove “2” indica l’indice del microcontrollore a cui viene applicato.

La parte successiva del log segnala la variazione di stato delle alimentazioni:

```
SAM 00003144 1 0 1
SAM 00003155 1 1 1
```

in cui si vede come l’alimentazione del secondo microcontrollore venga disattivata per un certo tempo prima di essere riattivata.

Il resto del log è dedicato alle linee del bus resolver: i microcontrollori 1 e 3 tornano in idle dopo la votazione, il 3 assume le funzioni di master, quindi il 2 si riavvia e rientra nel sistema con le funzioni di slave.

Questi test effettuati sulle capacità di base del sistema fault tolerant mostrano la capacità della scheda di far fronte a guasti in uno o più dei suoi componenti. Per questo prototipo il conflict resolver è stato realizzato tramite un microcontrollore come gli altri, ma in applicazioni spaziali dovrà essere implementato tramite sistemi più resistenti alle radiazioni, essendo l'unico elemento singolo del sistema. Il fatto, però, che non debba occuparsi delle operazioni svolte dai microcontrollori ma solo eseguire un compito di supervisione, rende possibile la sua implementazione anche attraverso logiche programmabili e quindi non richiede l'uso di dispositivi estremamente complessi o costosi.

L'occupazione delle risorse fisiche dei microcontrollori dovuta alle funzioni fault-tolerant è limitata al 4% della memoria di programma e meno dell'1% della memoria RAM. Nei prototipi realizzati, l'occupazione di risorse propria delle funzioni di gestione del sistema di controllo d'assetto corrispondono all'11% della memoria di programma e al 15% della memoria RAM, rendendo quindi i due sistemi perfettamente compatibili l'uno con l'altro e integrabili semplicemente unendo il software.

Capitolo XI: Versioni avanzate

Il dispositivo realizzato e descritto nei capitoli precedenti è un sistema di controllo completo e funzionante. L'esperienza acquisita sia in fase di progettazione che in fase di test ha permesso di avanzare alcune ipotesi su versioni avanzate del sistema, in cui vengono rivisti alcuni aspetti dell'implementazione, previste nuove funzionalità e integrati nuovi dispositivi.

In questo capitolo saranno analizzate alcune possibili varianti, spiegando le loro caratteristiche principali e i vantaggi che possono presentare.

XI.1: Struttura meccanica

La struttura meccanica realizzata svolge la sua funzione e, nelle simulazioni, ha mostrato un ottimo comportamento. È possibile, tuttavia, una semplice modifica nel supporto del motore, il quale, nella versione attuale, si trova a sopportare completamente qualunque sollecitazione venga applicata sulla ruota di momento.

L'idea quindi è di modificare la ruota affinché presenti un perno sulla faccia opposta al motore e creare una struttura da fissare al di sopra della faccia del sistema di controllo d'assetto all'interno della quale possa ruotare detto perno.

La figura XI.1 mostra una possibile implementazione di questo sistema:

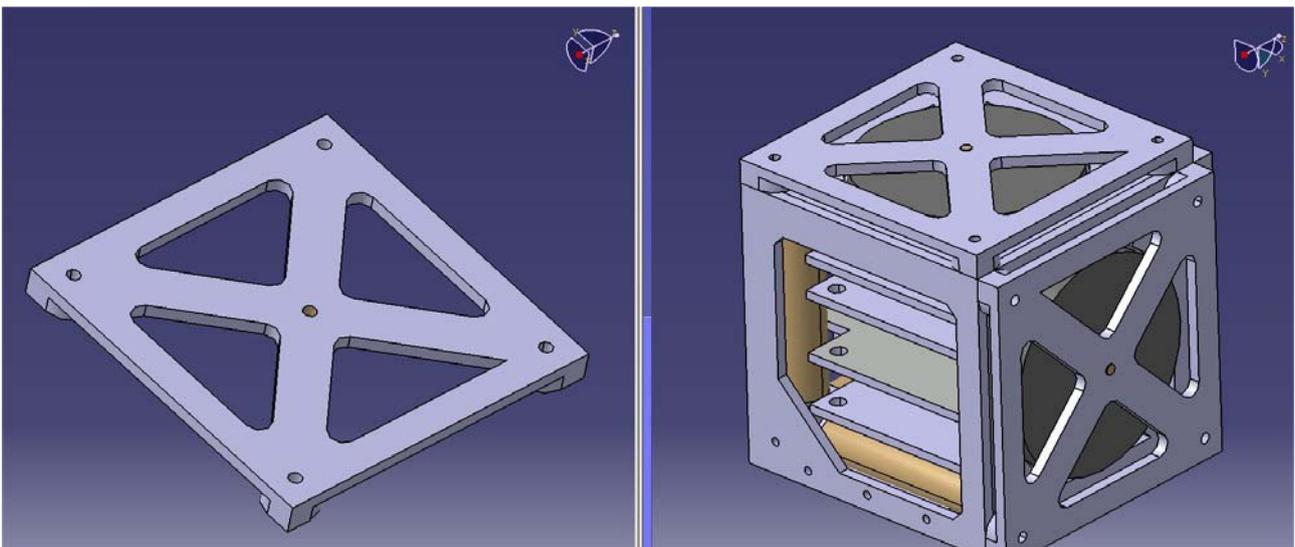


Figura XI.1: sostegno ausiliare per la ruota di momento

Chiaramente questa soluzione comporta un leggero aumento delle dimensioni complessive, stimato in 2.5mm per ogni faccia.

Il vantaggio di questo supporto dovrebbe risentirsi anche nella massima velocità di rotazione raggiungibile dal motore, dato che le vibrazioni prodotte dalle tolleranze di lavorazione della ruota andrebbero a scaricarsi sul cuscinetto inserito nel supporto invece che solo su quello presente nel motore.

XI.2: Nuova versione del motore

Nel corso del 2011 il produttore dei motori scelti all'inizio del progetto ha reso disponibile una nuova versione degli stessi, dotati di sensori ad effetto Hall, come mostrato in figura XI.2.

Come spiegato nel capitolo dedicato al firmware di bordo, l'assenza di una lettura della velocità del motore ha richiesto una serie di attenzioni nell'implementazione del controllo della velocità che risultano inutili nel momento in cui la lettura della stessa diventi disponibile.

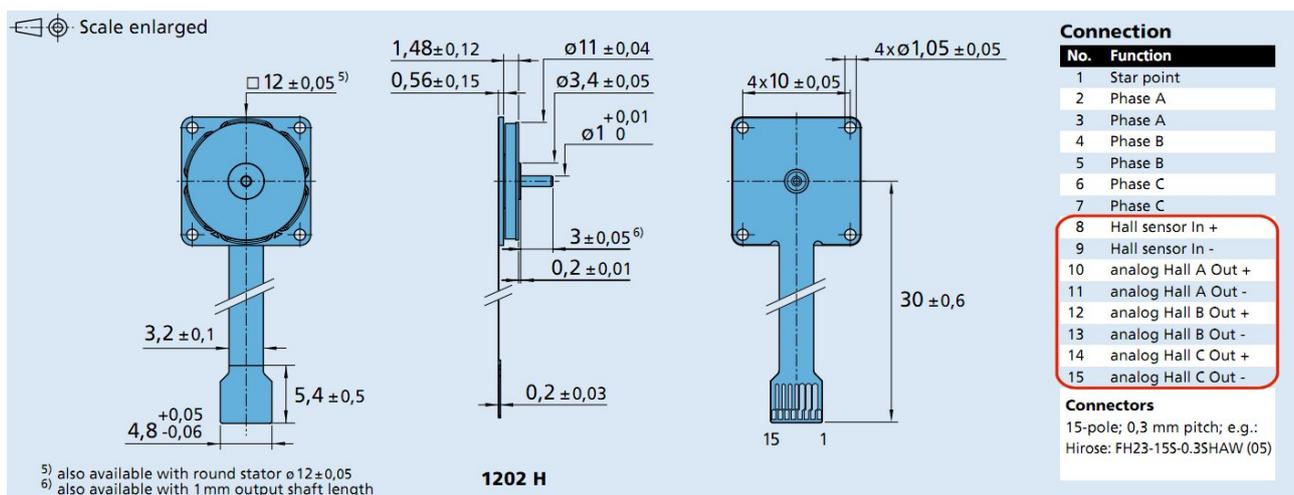


Figura XI.2: caratteristiche del nuovo modello dei motori, con evidenziata la presenza dei sensori ad effetto Hall

Attraverso un comparatore che rilevi l'uscita dei tre sensori ad effetto Hall integrati nel motore, come ad esempio il MAX9034, è infatti possibile per il microcontrollore calcolare l'effettiva velocità di rotazione del motore. Tramite questa lettura il calcolo della rampa di accelerazione può essere effettuato sui valori reali e non su una stima prudente, garantendo l'assenza di perdita di sincronismo, un'accelerazione più rapida e il raggiungimento di velocità più elevate, potendo protrarre l'accelerazione per un tempo più lungo senza timore di richiedere coppie troppo elevate.

XI.3: Elettronica avanzata

Il circuito di lettura dei magnetometri è stato realizzato seguendo i suggerimenti descritti nel relativo datasheet e comprende uno stadio di amplificazione differenziale realizzato tramite un solo amplificatore operazionale, con un offset aggiunto per centrare il rango di lettura e permettere il rilevamento di campi positivi e negativi.

Questa soluzione, seppur semplice e funzionale, ha mostrato alcune limitazioni nel guadagno e nell'intervallo di valori d'uscita raggiungibili.

Dall'esperienza accumulata su questo e su altri progetti, si è pensato ad un nuovo schema per implementare questa parte di circuito, mostrata in figura XI.3. Questa soluzione, oltre a garantire sulla carta migliori prestazioni, richiede anche un numero di componenti –e quindi una quantità di superficie- minore per essere implementata.

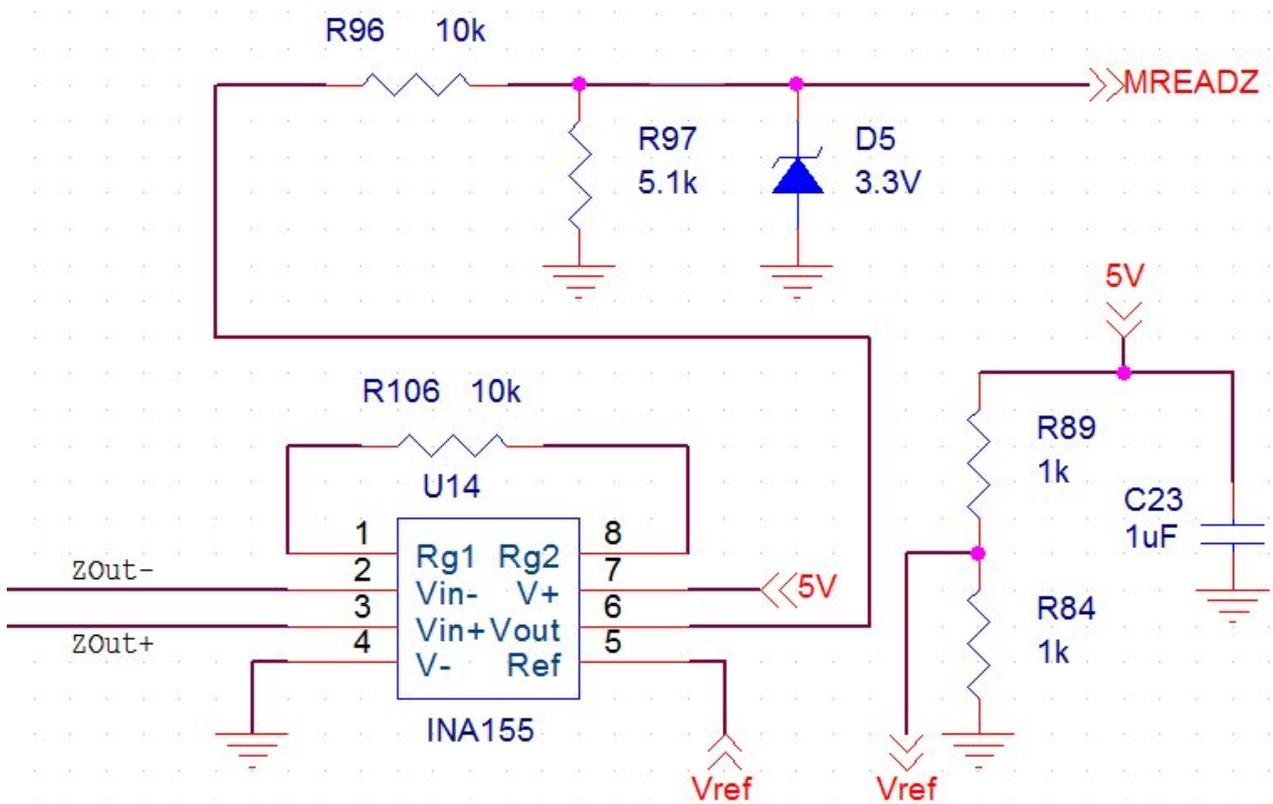


Figura XI.3: circuito alternativo per la lettura dei magnetometri

Il circuito mostrato si riferisce ad un solo canale, Z in questo caso, ed è ripetuto senza alcun tipo di modifica anche per gli altri due assi. La lettura viene effettuata con un amplificatore differenziale nella configurazione “per strumentazione”, realizzato quindi tramite tre operazionali, due di entrata

ed uno di uscita, contenuti all'interno dell'integrato INA155. Il guadagno è fissato attraverso una unica resistenza e può raggiungere valori molto elevati a seconda dell'integrato utilizzato, senza doversi preoccupare di regolare la componente continua di offset per mantenere l'uscita centrata. Una tensione di riferimento permette anche in questo caso la lettura di campi magnetici positivi e negativi con una alimentazione singola.

Se si vuole mantenere la compatibilità con sistemi di tipo Cubesat, prima di pensare di aggiungere nuove periferiche è necessario ridurre lo spazio dell'elettronica già presente per non aumentare eccessivamente le dimensioni.

Una parte di circuito che presenta una occupazione di area relativamente elevata e che può essere soggetta a modifiche è quella dedicata al controllo dei magnetotorquer. In particolare, si può pensare di eliminare la parte dedicata al cambio di polarità della corrente ed implementare la legge di controllo con sole correnti positive: quando la variazione di campo magnetico avrebbe comportato una corrente negativa, semplicemente gli attuatori rimarranno spenti.

Sono state effettuate alcune simulazioni preliminari con questo scenario che hanno mostrato risultati incoraggianti.

I parametri del controllo, in particolare il guadagno, mostrano avere una influenza molto forte sul risultato della simulazione. La figura XI.4 mostra un risultato delle simulazioni effettuate riducendo il guadagno:

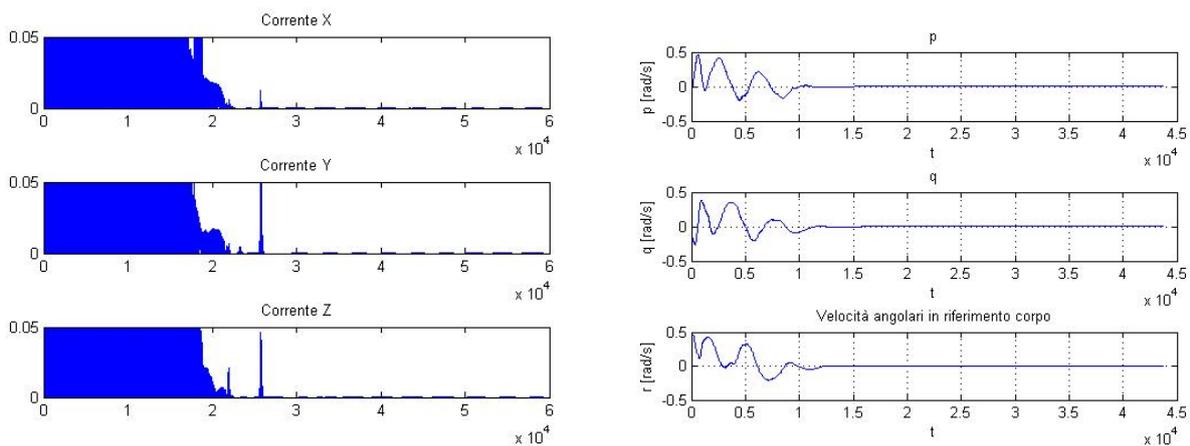


Figura XI.4: risultati della simulazione del controllo magnetico nel caso di non inversione della polarità della corrente, con guadagno ridotto rispetto al caso precedente; a sinistra le correnti sugli attuatori e a destra le velocità angolari

In questo caso il comportamento è sufficientemente regolare e il tempo di smorzamento accettabile. È da osservare come l'andamento delle velocità angolari non sia più monotono verso lo zero ma, mancando la parte “negativa” del controllo, esistono una serie di oscillazioni smorzate fino ad arrivare a zero.

Queste simulazioni, pur senza poter dare una valutazione quantitativa delle performance di questa configurazione, mostrano la possibilità di implementare un controllo alternativo eliminando la parte di circuito necessaria per l'inversione di polarità.

Lo spazio ricavato da queste modifiche può servire per l'installazione di nuove periferiche. Tra le varie possibilità, quella che può risultare più interessante è un GPS²⁵.

Esistono moduli miniaturizzati, pensati per applicazioni terrestri come quello mostrato in figura XI.5, che tramite un collegamento seriale possono comunicare al microcontrollore le informazioni sui satelliti GPS in vista tramite il protocollo NMEA. Le versioni pensate per lo spazio, come il modulo Phoenix sviluppato dal DLR, sono tuttavia di dimensioni ancora troppo grandi per essere integrati all'interno del sistema di controllo d'assetto.

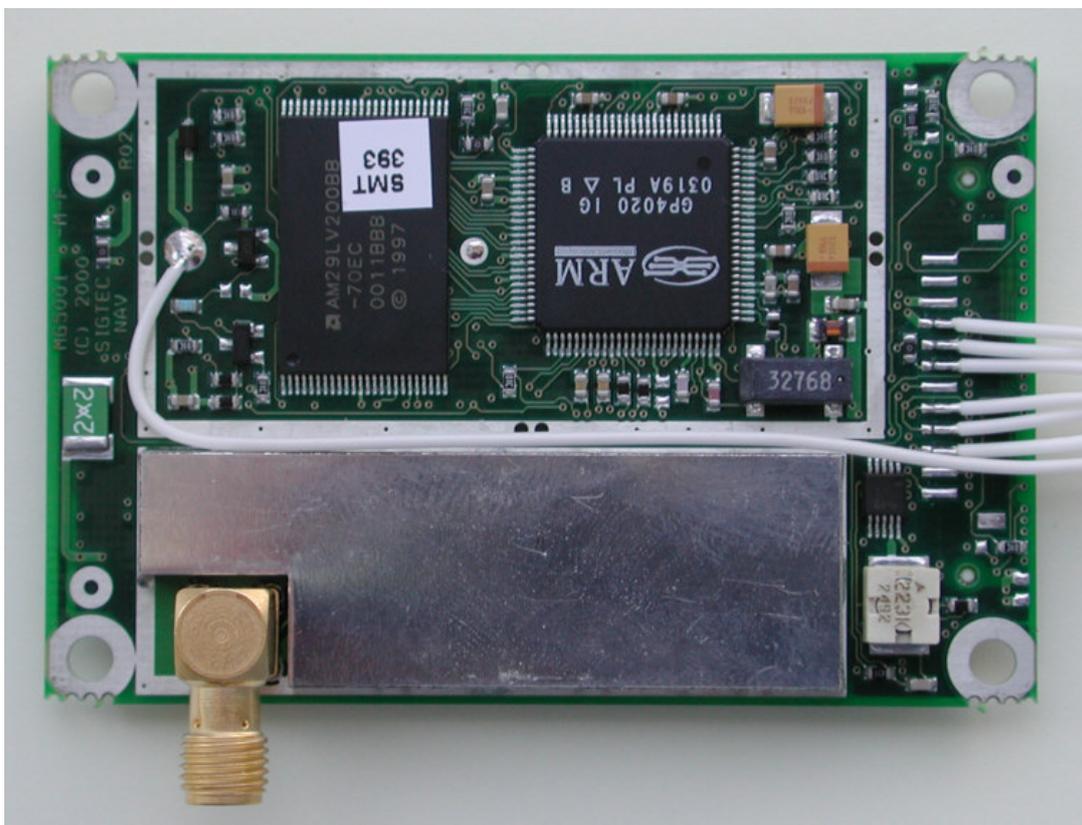


Figura XI.5: Modulo GPS miniaturizzato Phoenix prodotto dal DLR

²⁵ GPS FOR MICROSATELLITES – STATUS AND PERSPECTIVES, Oliver Montenbruck, Markus Markgraf, Miquel Garcia-Fernandez, Achim Helm, DLR, German Space Operations Center, IAA-B6-0501; 6th IAA Symposium on Small Satellites for Earth Observation, April 23-26, Berlin (2007)

In ambito terrestre, esistono già moduli molto più miniaturizzati e facilmente integrabili nello spazio disponibile, come quello mostrato in figura XI.6, tuttavia sono soggetti alle limitazioni del GPS commerciale in termini di altezza e velocità massima rilevabile. Nulla vieta di pensare ad una versione custom appositamente programmata per questo tipo di applicazioni.



GPS RECEIVER

GPS-1513

Low-Power High-Performance and Low-Cost 65 Channel SMD GPS Module

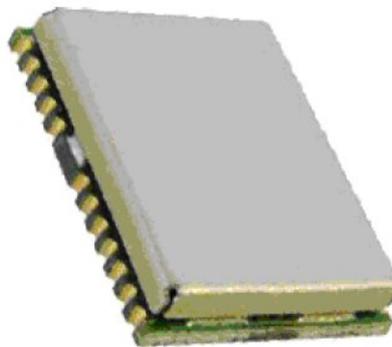


Figura XI.6: Esempio di modulo GPS miniaturizzato integrato di tipo commerciale

XI.4: Software avanzato

L'introduzione di nuove periferiche hardware apre la possibilità anche di nuovi sviluppi nel software di bordo. Esiste tuttavia una applicazione che non richiede grandi cambiamenti dato che il sistema è già completamente predisposto per implementarla: il controllo d'assetto indipendente dagli input da terra.

Il sistema in parte implementa già una parte del controllo automatica, ovvero la legge di controllo – *Bdot*. È però possibile, tramite modifiche esclusivamente software, automatizzare anche la fase di controllo d'assetto in orbita tramite le ruote di momento: attraverso il bus di comunicazione seriale, il sistema digitale può ricevere le informazioni delle correnti erogate dai pannelli solari come se fosse dotato di un sensore di sole. Sempre attraverso la porta seriale, nel caso in cui non sia

integrato il GPS, può ricevere i dati relativi all'orbita del satellite e propagarla per determinare la sua posizione.

Unendo tutte queste informazioni alle letture del campo magnetico, il sistema di controllo è capace di determinare l'assetto del satellite e, di conseguenza, mantenerlo puntato verso un obiettivo specifico, come può essere la terra.

Capitolo XII: Conclusioni

Lo scopo di questo progetto di dottorato è stato quello di realizzare un sistema di controllo d'assetto per nanosatelliti, in particolare Cubesat, compatibile con le loro limitazioni di dimensioni e di potenza, ma in grado di fornire lo stesso tipo di controllo offerto da sistemi di dimensioni più grandi.

Le specifiche richiedevano la realizzazione di un sistema dotato di controllo magnetico, per effettuare le manovre di stabilizzazione d'assetto delle prime fasi dell'entrata in orbita, di un sistema di controllo basato sulle ruote di momento, per le manovre orbitali, e della sensoristica e l'elettronica necessaria per operare in maniera autonoma, sia implementando una legge di controllo per la fase di detumbling, sia ricevendo i comandi in tempo reale da terra.

Dopo una fase preliminare di analisi delle possibili soluzioni tecnologiche che potessero far fronte a queste necessità, si è proceduto con una serie di campagne di simulazione numeriche atte a determinare la validità delle scelte fatte, le loro capacità operative e determinare i requisiti di progetto della parte elettronica.

Il lavoro è proseguito con la stesura dei circuiti e con la realizzazione di un prototipo in ABS della struttura, utile per verificare la migliore disposizione dei componenti all'interno del volume disponibile. I diversi prototipi realizzati, fino ad arrivare a quello definitivo, sono serviti per affinare gli schemi elettrici, realizzare la scrittura del firmware e testare l'interfaccia utente.

Nella sua versione definitiva, il sistema include tre attuatori magnetici e tre ruote di momento, un magnetometro su tre assi, tutti i circuiti di controllo, di supervisione, di alimentazione e di interfaccia con il sistema ospite. Il firmware implementato è in grado di gestire l'intero sistema, acquisendo i dati dai sensori e rendendoli disponibili nella telemetria, ricevendo i comandi e le impostazioni dall'esterno ed inviando le relative risposte, generando i segnali di controllo per i magnetotorquer e gestendo le rampe di accelerazione e decelerazione dei motori. È stata realizzata anche una interfaccia Labview per un rapido accesso a tutte le funzionalità del sistema di controllo d'assetto da parte dell'utente.

Nell'ottica della realizzazione di un sistema spaziale con elettronica terrestre, inoltre, è stato approfondito l'aspetto della resistenza all'ambiente spaziale da parte della componentistica commerciale. Il risultato di questi studi è stata la realizzazione di un sistema dimostrativo fault-tolerant, basato su un'architettura dinamica di master e slave, capace di sostituire la scheda di controllo digitale del dispositivo realizzato. Come dimostrato dai test effettuati, questo sistema è in

grado di sopperire al guasto di uno o più dispositivi, riconoscendo e cercando di risolvere i problemi derivati dall'esposizione alle radiazioni dei semiconduttori.

Al termine del progetto, sono state poi analizzate alcune possibilità per il progetto di versioni avanzate del sistema di controllo d'assetto, che vanno da una nuova versione della struttura meccanica in grado di meglio sopportare le sollecitazioni, all'inclusione di nuovi dispositivi come GPS per la determinazione della posizione del veicolo.

Appendice A: Missioni BEXUS - REXUS

Nel corso delle attività di dottorato dedicate principalmente allo svolgimento del progetto scelto, si è partecipato alle missioni BEXUS e REXUS, promosse dall’Agenzia Spaziale Europea nell’ambito dei suoi programmi formativi indirizzati agli studenti universitari. Queste missioni prevedono il progetto, la realizzazione e il lancio di esperimenti universitari, realizzati interamente da studenti, su palloni-sonda stratosferici e su missili balistici.



La partecipazione a questi progetti ha avuto da una parte lo scopo di testare alcune soluzioni circuitali ed informatiche che sono poi state sviluppate ed impiegate durante la realizzazione del sistema di controllo d’assetto, ma soprattutto di prendere dimestichezza e affrontare i severi standard qualitativi richiesti dall’Agenzia Spaziale Europea, apprendere il sistema organizzativo e toccare con mano ciò che viene richiesto durante lo sviluppo di una missione.

Nei paragrafi seguenti verranno descritti brevemente gli esperimenti realizzati.

A.1: BEXUS – Esperimento COMPASS

Il programma BEXUS prevede l’invio di esperimenti nell’alta atmosfera tramite palloni-sonda stratosferici. L’università di Bologna ha partecipato al programma attraverso il team COMPASS²⁶, con l’omonimo esperimento con lo scopo principale di effettuare misure del campo magnetico terrestre per il loro confronto a livello locale con il modello IGRF. Obiettivi secondari dell’esperimento erano la verifica della funzionalità di un sensore di sole basato su celle solari, la gestione di telecamere come sensori di orizzonte e di un magnetometro, che rappresentava il payload più significativo per quel che riguarda il progetto del sistema di controllo d’assetto per microsattelliti.

Per la gestione dei dati e l’interfaccia con il bus di comunicazione di bordo si è scelto l’uso di un computer industriale, progettato per ambienti ostili e con una buona resistenza alle sollecitazioni meccaniche.

²⁶ Membri del COMPASS Team: Riccardo Ravaglia, team leader; Serena Donati, responsabile della meccanica; Tommaso Cardona, responsabile del software; Gian Paolo Candini, responsabile dell’elettronica e del firmware.

La parte di progetto elettronico ha riguardato invece la scheda incaricata di gestire l'alimentazione, i riscaldatori, il magnetometro, la IMU, la telemetria e una unità di backup dei dati.

La scheda è basata su un PIC della famiglia 18F. Dal punto di vista prettamente hardware, il circuito è stato predisposto per l'acquisizione di tutte le grandezze relative al sistema elettrico, quindi tensioni in entrata e nelle varie uscite e correnti su tutti i vari rami di alimentazione, le temperature di funzionamento e gestione automatica dei riscaldatori, l'acquisizione del tempo della missione e la generazione di tutte le alimentazioni necessarie per i diversi strumenti ad essa collegati.

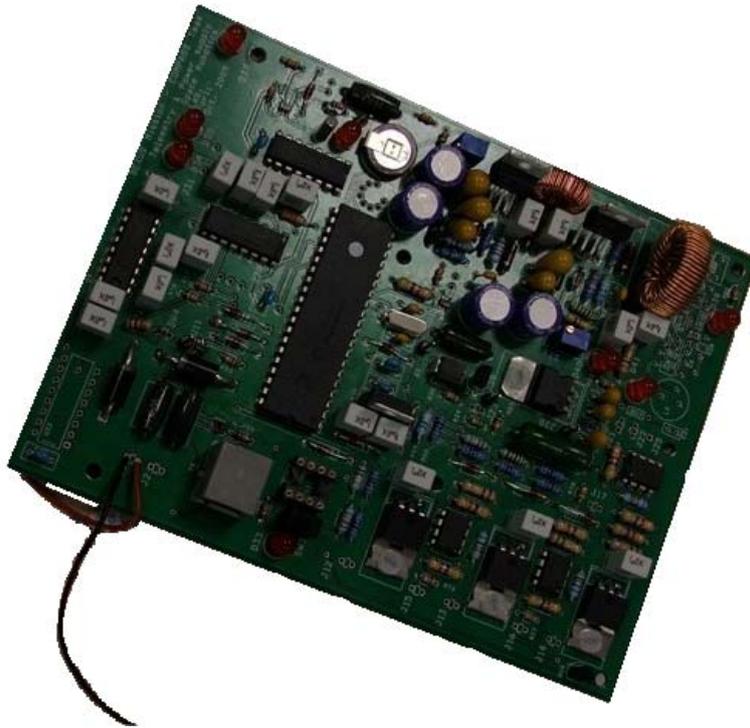


Figura A.1: Scheda di controllo realizzata per l'esperimento COMPASS

Per quel che riguarda invece il firmware, il compito principale del programma era di acquisire tutti i valori necessari per la telemetria ed interfacciarsi con il magnetometro. La telemetria doveva poi essere mandata, su richiesta, al computer principale perché fosse rimandata a terra via radio. Uno dei requisiti imposti dall'Agenzia Spaziale Europea in fase di progetto, tuttavia, era anche la resistenza dell'esperimento ad una eventuale caduta in acqua, eventualità non così improbabile a causa della presenza di numerosi laghi nel territorio al di sopra del quale si svolgeva l'esperimento. Per questo motivo, ad intervalli regolari la telemetria veniva salvata su una serie di EEPROM inserite in un contenitore appositamente progettato per essere a tenuta stagna. Su questa memoria, venivano inoltre salvati un certo numero di campioni provenienti dalle letture effettuate dal magnetometro di bordo, anche queste mandate su richiesta al computer centrale.

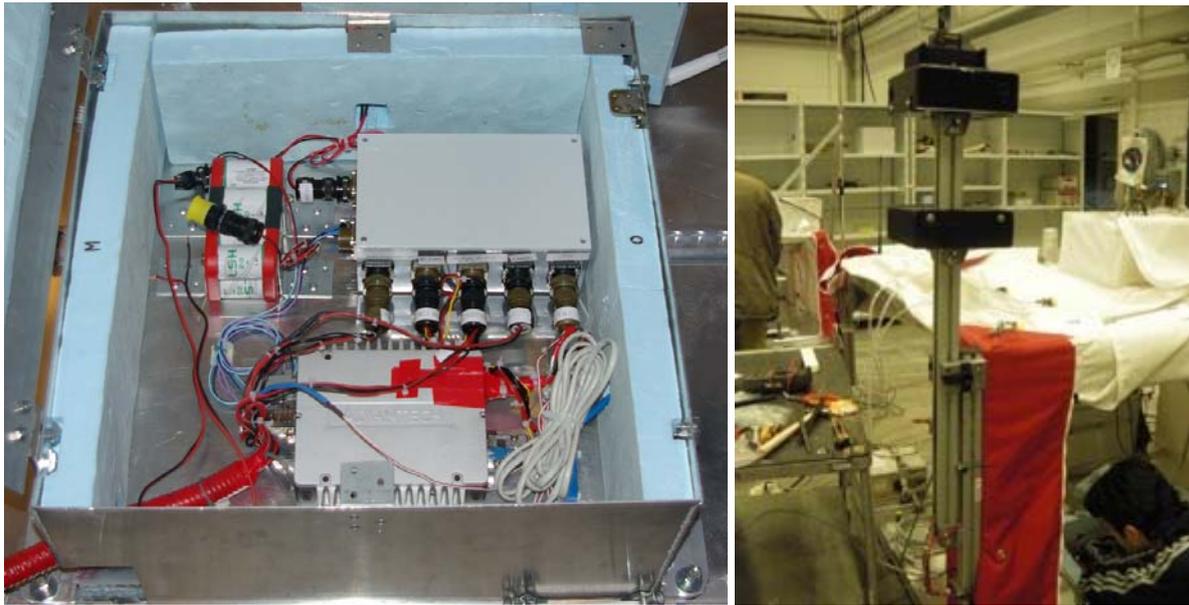


Figura A.2: L'esperimento COMPASS installato sulla gondola di BEXUS

L'esperimento è stato sottoposto ad una serie di test, tra cui una prova nel vuoto, ed è stato infine assemblato presso la base di lancio di Kiruna, in Svezia. Il lancio è stato effettuato con successo l'11 ottobre 2009 e l'esperimento ha funzionato come richiesto.

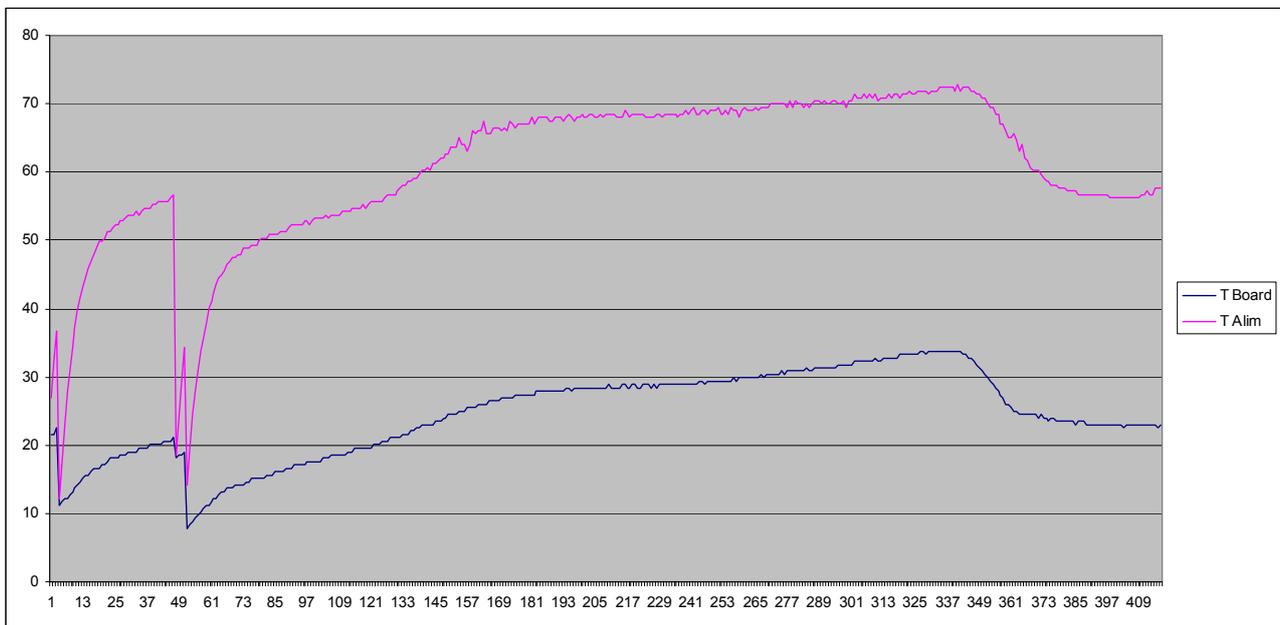


Figura A.3: Grafico della telemetria delle temperature registrate dalla scheda di controllo dell'esperimento COMPASS

Il grafico in figura A.3 mostra un esempio della telemetria recuperata dalla memoria interna di backup della scheda, riportando i valori di temperatura registrati sulla scheda e all'interno del contenitore dell'esperimento durante il volo.



Figura A.4: Lancio dell'esperimento COMPASS

A.2: REXUS – Esperimento BUGS

Se nell'esperimento lanciato su BEXUS è stato possibile fare una prima esperienza con gli standard organizzativi dell'Agenzia Spaziale Europea, sicuramente nella missione REXUS ci si è dovuti confrontare con gli standard qualitativi richiesti da un esperimento imbarcato su un razzo. Il BUGS Team²⁷ dell'università di Bologna ha voluto studiare, tramite l'omonimo esperimento, il dispiegamento di due boom progettati all'interno dell'università destinati alla stabilizzazione per gradiente gravitazionale di microsattelliti.

²⁷ Membri del BUGS Team: Maria Libera Battagliere, team leader; Jacopo Piattoni, responsabile della meccanica; Emanuele Paolini, responsabile acquisizione dati; Gian Paolo Candini, responsabile dell'elettronica e del firmware.

Nonostante la durata dell'esperimento fosse breve, nell'ordine di pochi minuti, se confrontata con la precedente missione, l'elettronica si è rivelata molto più critica. In questo caso, infatti, alla scheda progettata per l'occasione non era stato delegato solo un compito di acquisizione dati, ma anche la gestione di tutta la tempistica dell'esperimento.

Basandosi sui requisiti descritti nell'IRD della missione, è stato quindi progettato un circuito in grado in primo luogo di interfacciarsi con il bus di comunicazione e di alimentazione del missile. Questa interfaccia richiede, per motivi di sicurezza, un completo isolamento tra l'esperimento e il modulo di servizio del missile: tramite foto-accoppiatori i segnali di sincronizzazione della missione (Lift-Off, Start-Of-Experiment, ...) vengono acquisiti ed inviati al microcontrollore di bordo.

Il cuore della scheda è composto, infatti, da un dsPIC della famiglia 30F di Microchip: un dispositivo a 16bit, capace di fornire tutte le periferiche, la memoria e la potenza di calcolo necessarie per lo svolgimento della missione. È da notare che anche il microcontrollore utilizzato nel progetto del sistema di controllo d'assetto è un dsPIC, quindi con la stessa architettura e le stesse linee guida per la programmazione.

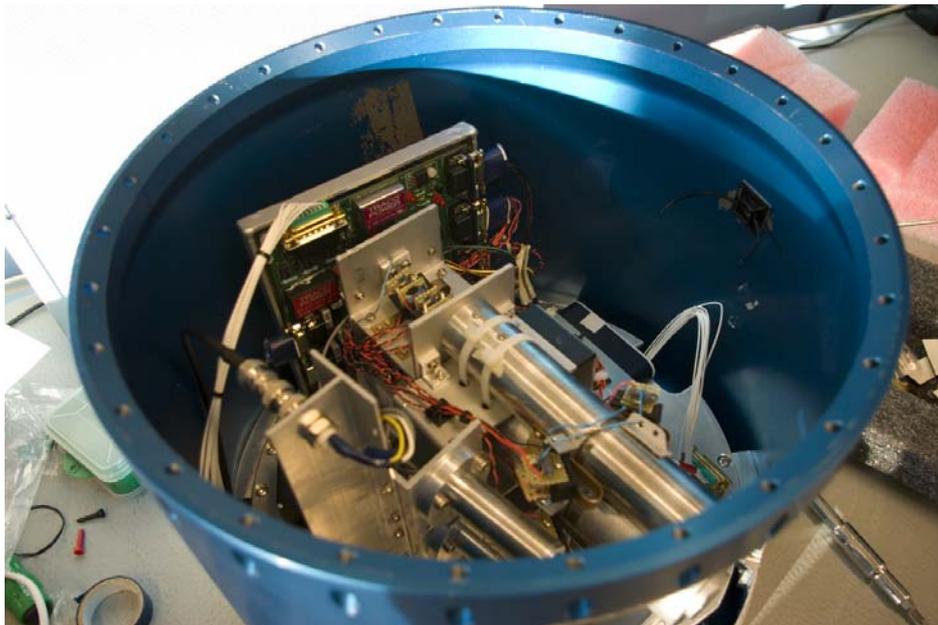


Figura A.5: Esperimento BUGS installato all'interno del modulo di REXUS. Sul fondo è visibile la scheda di controllo realizzata.

I dispositivi da attuare durante l'esecuzione dell'esperimento erano di tipo meccanico, quindi è stato necessario progettare un *thermal cutter* per permettere l'apertura e il successivo rilascio dei boom. Delle resistenze di potenza, quindi, venivano scaldate fino a tagliare uno speciale filo che, rilasciato, dava il via ad ogni distinta fase dell'esperimento (apertura, rilascio, etc). Nella scheda elettronica

sono stati quindi inclusi una serie di interruttori a stato solido in grado di sostenere la corrente necessaria all'apertura dei thermal cutter, oltre ad abilitare le periferiche di acquisizione.

Completano la scheda i circuiti per la generazione di tutte le alimentazioni richieste dall'esperimento.

Dal punto di vista del firmware, il programma prevede un sistema di funzionamento basato su una macchina a stati in grado di riconoscere la fase dell'esperimento in cui si trova e di ripristinare lo svolgimento dell'esperimento stesso in caso di un reset o di una perdita di potenza.

La timeline dell'esperimento è stata divisa quindi in diverse fasi, cominciando dall'attesa del segnale di lancio fino al rilascio dell'ultimo boom. Il passaggio da una fase all'altra avveniva o in corrispondenza di un evento esterno associato ad un interrupt, come per esempio cambiamento di stato su una delle linee di interfaccia con il modulo di servizio, o allo scadere di timer hardware interni, come lo spegnimento di un thermal cutter dopo la sua accensione.

Una EEPROM interna registrava costantemente lo stato in cui si trovava il programma, permettendo così di riprendere l'esecuzione dove era stata interrotta anche qualora si fosse persa l'alimentazione.

La missione è stata lanciata con successo da Kiruna il 2 marzo 2010, raggiungendo tutti gli obiettivi specificati.

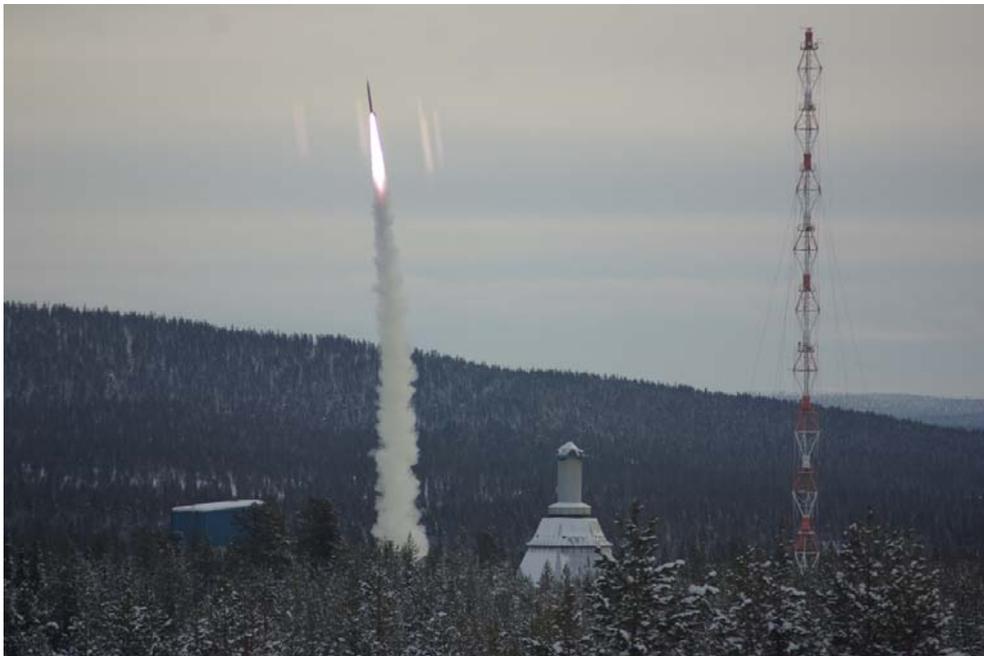


Figura A.6: Lancio di REXUS con a bordo l'esperimento BUGS

A.3: REXUS – Esperimento REDEMPTION

Per la nuova campagna di REXUS del 2012 è stato selezionato l'esperimento REDEMPTION, dell'omonimo team²⁸ dell'Università di Bologna, con lo scopo di testare il comportamento in assenza di gravità e nel vuoto di schiume bi-componente da utilizzare per la rimozione di detriti spaziali dall'orbita terrestre.

Il lancio di questo esperimento è previsto per Marzo 2012. Per alcuni aspetti l'elettronica progettata è simile a quella del precedente esperimento BUGS, tuttavia la maggior complessità dei sistemi sotto test, la differenza di dispositivi da attivare e alcune nuove funzionalità implementate, tra cui l'invio di telemetria a terra tramite il link radio del missile, hanno richiesto diversi cambiamenti.

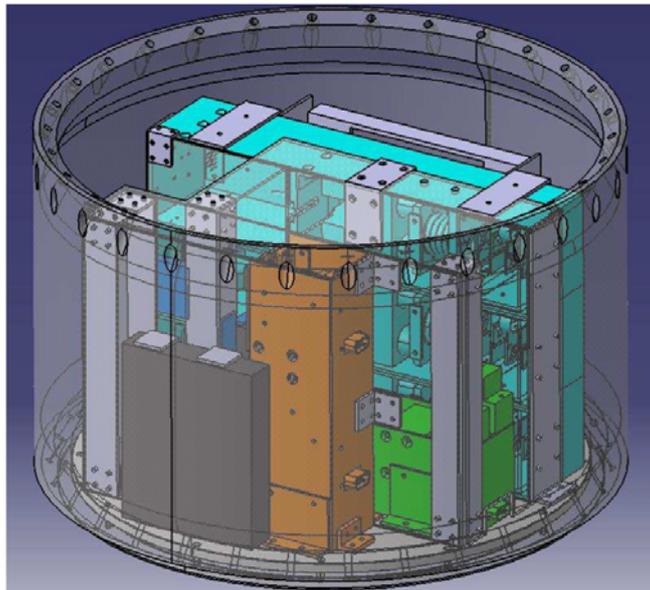


Figura A.7: Progetto meccanico dell'esperimento REDEMPTION

Le limitazioni fisiche sul numero di connessioni disponibili per il microcontrollore hanno portato alla necessità di accorpare diverse periferiche, portando però ad una richiesta istantanea di corrente superiore a quanto permesso dal modulo di servizio: per ovviare a questo inconveniente, è stata prevista una batteria ausiliaria da utilizzare per l'attivazione dei dispositivi più onerosi, quali i thermal cutter. Su richiesta dell'Agenzia Spaziale Europea, è stata inserita una serie di protezioni aggiuntive per evitare qualunque interferenza tra il sistema elettrico collegato alla batteria interna dell'esperimento e il sistema di alimentazione del modulo di servizio.

²⁸ Membri del team: Stefania Toschi, team leader; Marcello Valdatta, gestione esperimento e materiali; Antonio Spadanuda, progetto meccanico; Jacopo Piattoni, responsabile della meccanica; Federico Romei, sviluppo dell'elettronica; Gian Paolo Candini, responsabile dell'elettronica e del firmware.

Date le caratteristiche chimiche delle sostanze imbarcate nel modulo, è stato poi necessario implementare un sistema di lettura delle temperature dei contenitori in cui verrà immagazzinata e un sistema di riscaldatori da attivarsi quando necessario.

Lo stato dell'esperimento e di tutti i sottosistemi verrà monitorato durante tutto lo svolgimento dell'esperimento, mandando una serie di pacchetti di telemetria a terra: per questo, dal lato hardware sono stati previsti una serie di sensori per acquisire le grandezze di interesse, mentre dal punto di vista software è stata prevista una serie di routines in background per la loro acquisizione e trattamento, strutturata in maniera tale da non interferire con lo svolgimento dell'esperimento stesso.

Alla data attuale, l'elettronica è stata assemblata e testata con successo; il software di bordo è stato realizzato in buona parte ed è stata creata una interfaccia su PC per poter controllare l'esperimento ed effettuare i vari test tramite la connessione di debug presente sulla scheda.

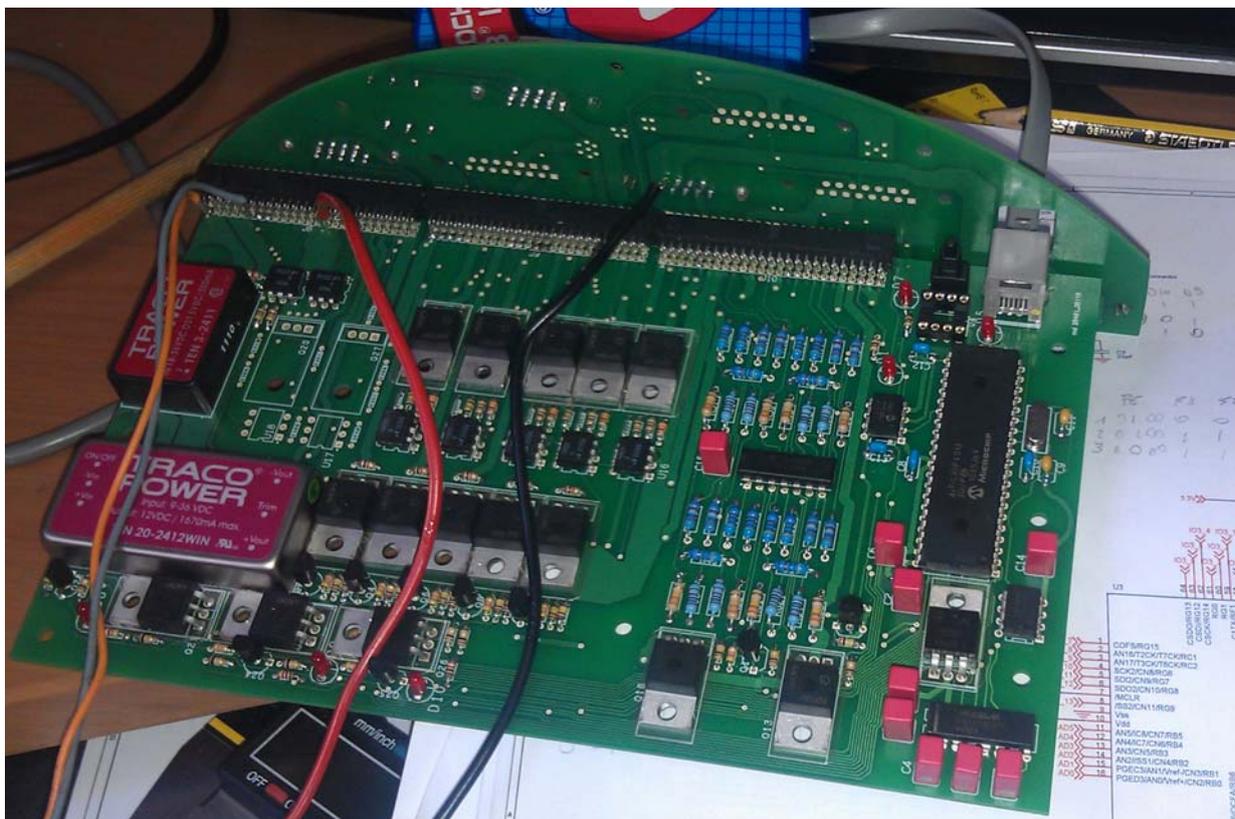


Figura A.8: Scheda di controllo realizzata per l'esperimento REDEMPTION



Figura A.9: Interfaccia di controllo realizzata per l'esperimento REDEMPTION

Appendice B: Strumentazione di appoggio al progetto

Per poter svolgere al meglio i test sul funzionamento del sistema di controllo d'assetto ideato, si è proceduto con la realizzazione di un sistema di prova adeguato.

Per testare le capacità delle ruote di momento, non sono necessari particolari strumenti, dato che gli effetti sono chiaramente visibili ad occhio nudo. Un discorso diverso è da fare invece per quel che riguarda il sistema di controllo basato sugli attuatori magnetici, che richiedono la simulazione dell'ambiente magnetico in cui si troverà il satellite lungo il suo percorso.

Già in passato era stato progettato e realizzato un piccolo simulatore di campi magnetici²⁹, che si era mostrato all'altezza delle aspettative ma presentava diverse limitazioni, principalmente nel volume utile per l'inserimento dello strumento sotto test.

La necessità di generare campi magnetici di maggior potenza e in uno spazio notevolmente più ampio ha portato ad una profonda revisione del progetto precedente, arrivando alla realizzazione di un nuovo dispositivo con caratteristiche ideali per il test del sistema sviluppato.

In questa appendice è brevemente descritto il progetto, le caratteristiche e la realizzazione del nuovo simulatore di campi magnetici.

B.1: Accenni teorici e requisiti di progetto

La maniera più efficiente per generare un campo magnetico costante all'interno di un volume è utilizzare delle bobine montate nella configurazione cosiddetta di Helmholtz. Con questo tipo di costruzione, due bobine uguali, percorse dalla stessa corrente, di lato L devono essere poste ad una distanza pari a $0.5445L$ e permettono di generare un campo magnetico uniforme in un volume cubico di lato pari a circa $2/5$ del lato delle bobine.

La ragione per cui si è scelto di utilizzare una configurazione con tre coppie di bobine di Helmholtz disposte perpendicolarmente sui tre assi è la necessità di azzerare il campo magnetico terrestre, generalmente presente su tutte e tre le componenti ortogonali, all'interno del volume di test. Sempre per questo motivo, il campo magnetico minimo generabile dal simulatore deve essere pari al doppio del campo magnetico terrestre, in modo da poterlo invertire di polarità.

²⁹ Fabrizio Piergentili, Gian Paolo Candini, Marco Zannoni: Design, Manufacturing, and Test of a Real-Time, Three-Axis Magnetic Field Simulator, IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. 47, NO. 2 APRIL 2011

Di conseguenza, il primo parametro del progetto è la necessità di generare un campo pari ad almeno 0.9 Gauss.

Al centro della zona di test, il campo magnetico ha un modulo direttamente proporzionale al numero di spire e alla corrente e inversamente proporzionale alla dimensione delle spire stesse. Per ottenere un volume di test utile di un metro cubo, si è fissata quindi la dimensione delle bobine a 2,5 metri: effettuando i calcoli, ciò comporta una corrente minima di 2A che percorra ogni coppia di bobine, ognuna composta da 80 avvolgimenti.

Dal perimetro di ogni avvolgimento e dal tipo di cavo impiegato, si ricava una resistenza di circa $6,8\Omega$ per ogni bobina, per un totale di $13,6\Omega$ per coppia. La tensione minima di alimentazione dovrà quindi essere maggiore di 27,2V, più la caduta ai capi del circuito di regolazione della corrente.

Aggiungendo a tutti questi valori minimi i dovuti margini di sicurezza, anche per permettere in futuro una sufficiente flessibilità allo strumento, si è arrivati a definire queste caratteristiche:

- Alimentatore +40V 10A lineare per le bobine con soft-start
- Alimentatore +5V 2A commutato per la sezione digitale
- Alimentatore +5V lineare e riferimento +3V stabilizzato per parte analogica e di acquisizione

- Controllo delle bobine tramite DAC a quattro uscite
- Lettura con ADC della corrente erogata su ogni bobina e indicazione visuale con 4 led

- Controllo della polarità delle bobine con ponte a mosfet

- Controllo digitale tramite dsPIC30F4013
- Una porta seriale RS232 dedicata alla comunicazione con PC
- Due porte seriali RS232 multiplexate per il collegamento dei magnetometri
- Real time clock
- EEprom 1Mbit per salvataggio dati, impostazioni, etc

B.2: Descrizione del circuito

Il circuito che compone lo strumento si divide fondamentalmente in tre sezioni: una prima parte di alimentazione, una parte di controllo e infine il circuito di pilotaggio delle bobine.

La sezione di alimentazione riceve in ingresso la tensione di uscita del trasformatore, opportunamente raddrizzata, da cui ricava tutte le tensioni necessarie.

All'accensione dell'interruttore principale, il primo circuito che viene alimentato è un alimentatore switching, riportato in figura B.1, basato sul controller U3 che fornisce l'alimentazione a tutti i sistemi digitali del simulatore.

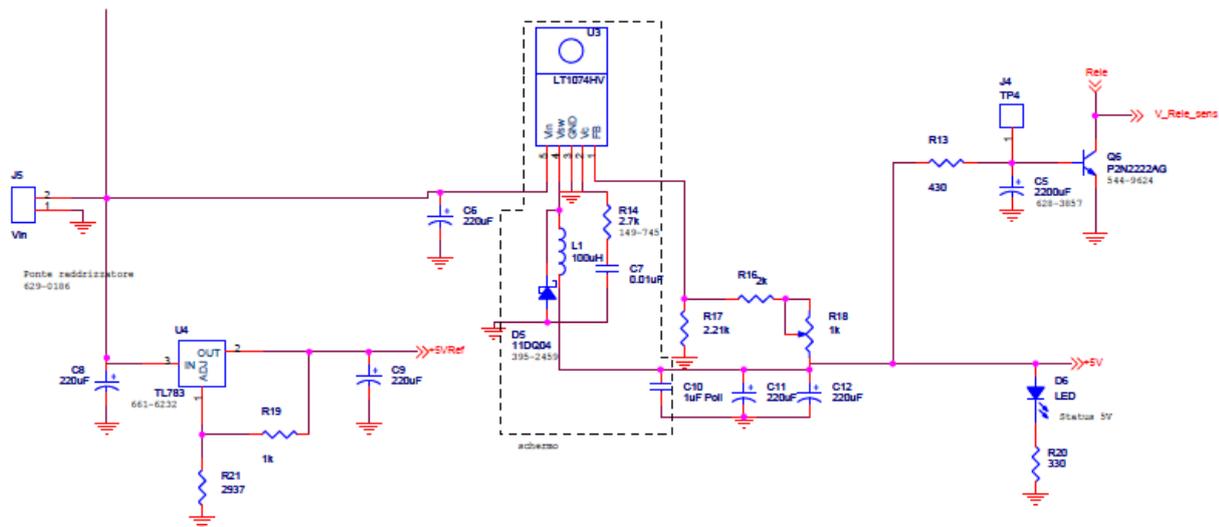


Figura B.1: Circuito dell'alimentazione switching

Uno stabilizzatore lineare di tensione (U4) fornisce, inoltre, una tensione di riferimento per la parte di acquisizione analogico-digitale. Una volta che la tensione di uscita dell'alimentatore switching abbia raggiunto i 5V, dopo un tempo stabilito dal circuito formato da R13 e C5 si attiva, tramite il transistor Q6, il relè che fornisce l'alimentazione piena al circuito di potenza. Questo ritardo è stato introdotto per dare tempo al microcontrollore di inicializzarsi, portando in una condizione nota i circuiti di controllo della corrente ed evitando sbalzi di tensione sui carichi che, essendo fondamentalmente di tipo induttivo, possono generare picchi di tensione e corrente potenzialmente dannosi per il circuito: fin quando il sistema non si è stabilizzato, una resistenza in serie all'alimentazione limita la corrente e previene qualunque tipo di problema.

Nella sezione di potenza mostrata in figura B.2, lo stabilizzatore U2 fissa la tensione di uscita di 40V, mentre la corrente viene invece fornita attraverso i transistor di potenza Q1-4. Q5 compone il circuito di limitazione della corrente di protezione: qualora dovessero passare più di 10A attraverso questi transistor, entrerebbe in azione limitando automaticamente la corrente.

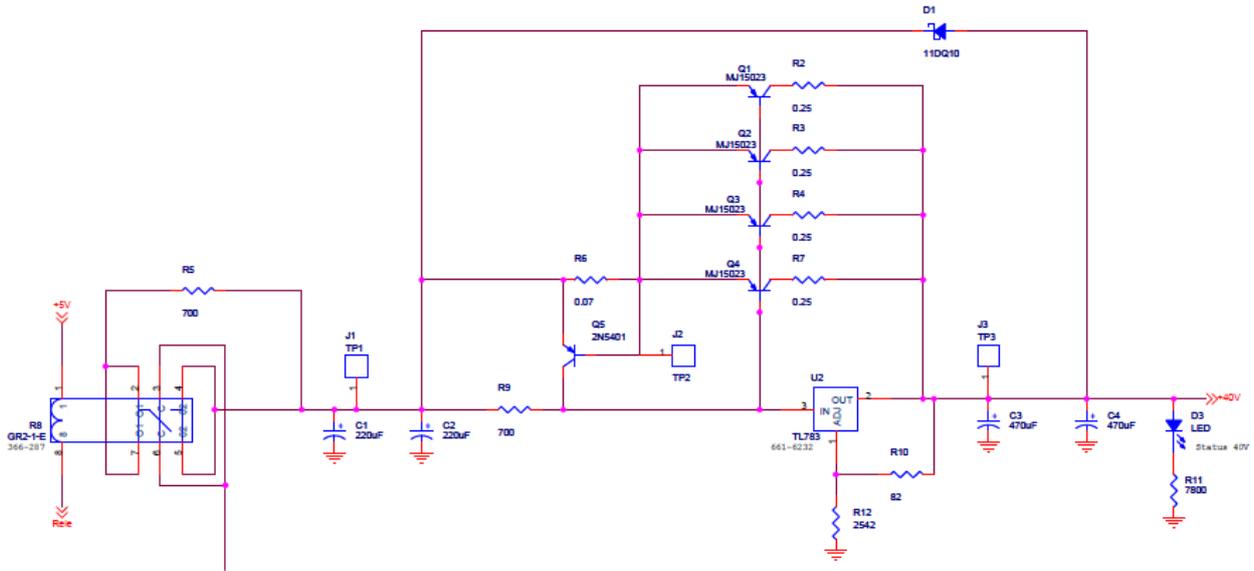


Figura B.2: Circuito dell'alimentazione di potenza

La sezione digitale del circuito è basata sul microcontrollore dsPIC30F4013. Tra i compiti principali svolti da questo dispositivo si trova il controllo del DAC che fornisce le tensioni di controllo ai circuiti di pilotaggio delle bobine.

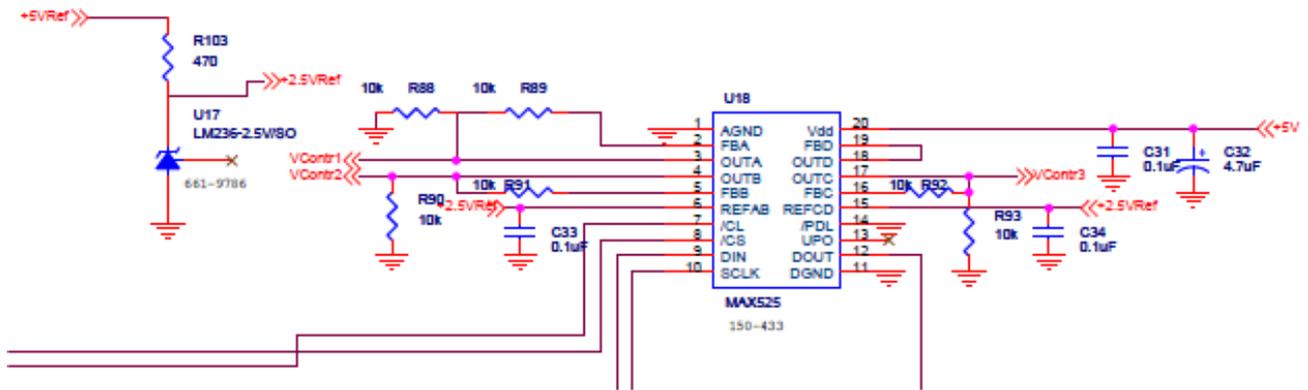


Figura B.3: Convertitore Digitale Analogico

Questo convertitore digitale-analogico è dotato di quattro uscite, di cui solo tre vengono usate. Attraverso una interfaccia SPI riceve la configurazione relativa alle varie uscite, generando una tensione di uscita con una risoluzione di 12 bits. Attraverso degli amplificatore integrati all'interno del dispositivo stesso, viene regolato il guadagno di tensione delle uscite. Per avere una buona stabilità nel segnale di uscita è necessario disporre di una tensione di riferimento estremamente stabile: per questo motivo uno stabilizzatore di precisione e a basso rumore fornisce i 2.5V di riferimento per il convertitore.

Oltre a questo dispositivo, è stato inserito un orologio in tempo reale, sempre su bus SPI, utile per permettere l'esecuzione di simulazioni automatiche con una pianificazione temporale dei valori del campo magnetico da generare. Inoltre, una EEPROM permette il salvataggio dei parametri della simulazione.

Il microcontrollore dispone di solo due porte seriali: una è stata dedicata al collegamento con il PC, per l'interfaccia utente, mentre la seconda, tramite un multiplexer, fornisce il collegamento per due magnetometri che possono essere impiegati come strumenti di lettura del campo magnetico generato o come strumenti sotto test.

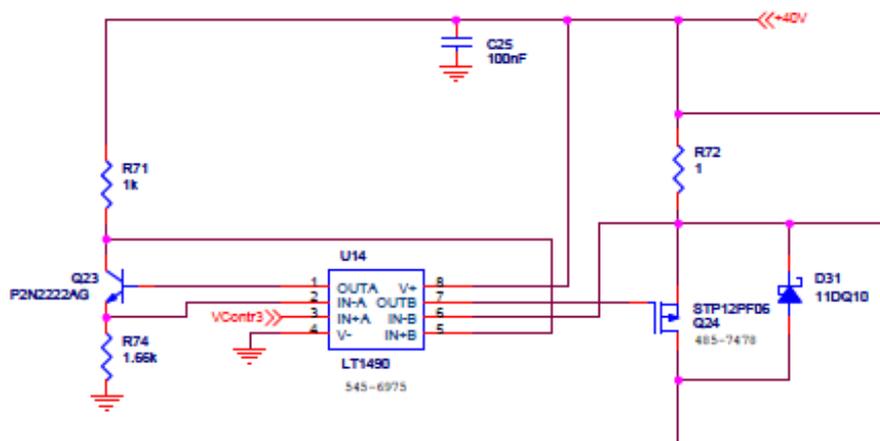


Figura B.4: Generatore di corrente

Ogni bobina è dotata di un generatore di corrente come quello mostrato in figura B.4, dove è riportato il circuito relativo ad una delle tre bobine.

Il segnale di controllo prodotto dal DAC controlla uno dei due operazionali contenuti nell'integrato LT1490. Questa tensione, compresa tra 0 e 5V, viene trasformata tramite Q23 in una tensione variabile tra 0 e 40V. Il secondo operazionale controlla direttamente il mosfet di potenza Q24, che regola il passaggio della corrente.

La resistenza R72, oltre a servire da riferimento per il generatore di corrente, viene utilizzata anche come sensore di corrente per il circuito di lettura, evitando così l'interposizione di un ulteriore elemento in serie alla bobina che comporterebbe una perdita di tensione.

I capi di questa resistenza sono portati ad un amplificatore differenziale la cui uscita è letta dal microcontrollore e viene utilizzata, tramite un comparatore a più livelli, per pilotare un indicatore a LED posto sul pannello frontale che permette una lettura visuale della corrente.

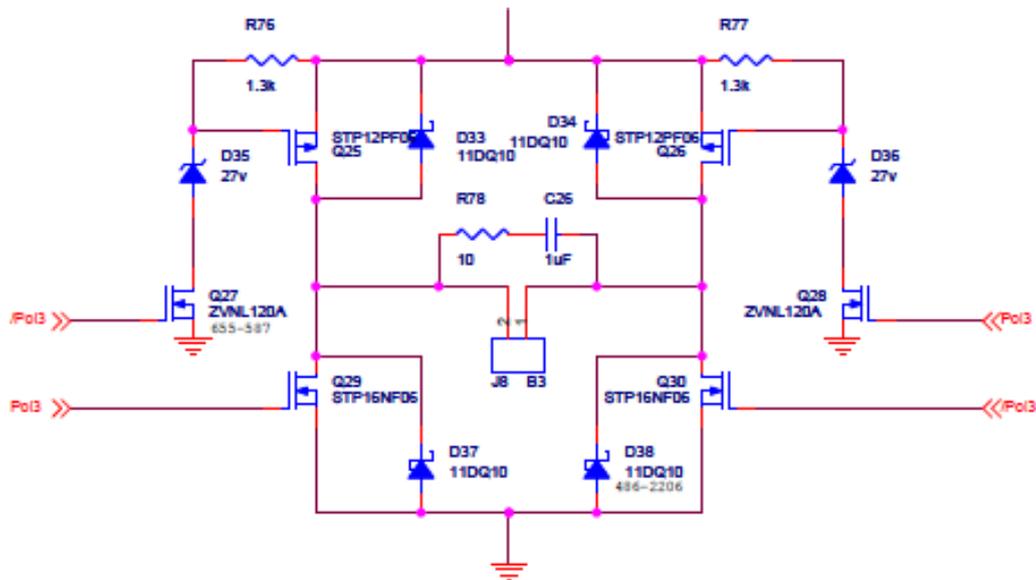


Figura B.5: Circuito di inversione della polarità

Dato che la corrente deve poter scorrere in entrambi i versi, la soluzione più ovvia sarebbe stata un'alimentazione duale. Tuttavia, questo avrebbe comportato una elevata complessità nel circuito di controllo e una oggettiva difficoltà del trovare componenti che potessero sopportare una tensione complessiva di 80V. Per questo motivo, approfittando anche dell'esperienza accumulata con la precedente versione dello strumento, si è progettato un circuito capace di invertire il carico, mostrato in figura B.5, permettendo così l'inversione del verso di scorrimento della corrente senza dover aumentare la tensione.

B.3: Realizzazione

Il circuito è stato stampato e montato, per poi essere inserito all'interno di un mobile adatto. Sono stati effettuati una serie di test a vuoto e sotto carico per mettere a punto le tarature necessarie per il miglior funzionamento dello strumento. Le bobine sono state realizzate presso l'Università La Sapienza di Roma.

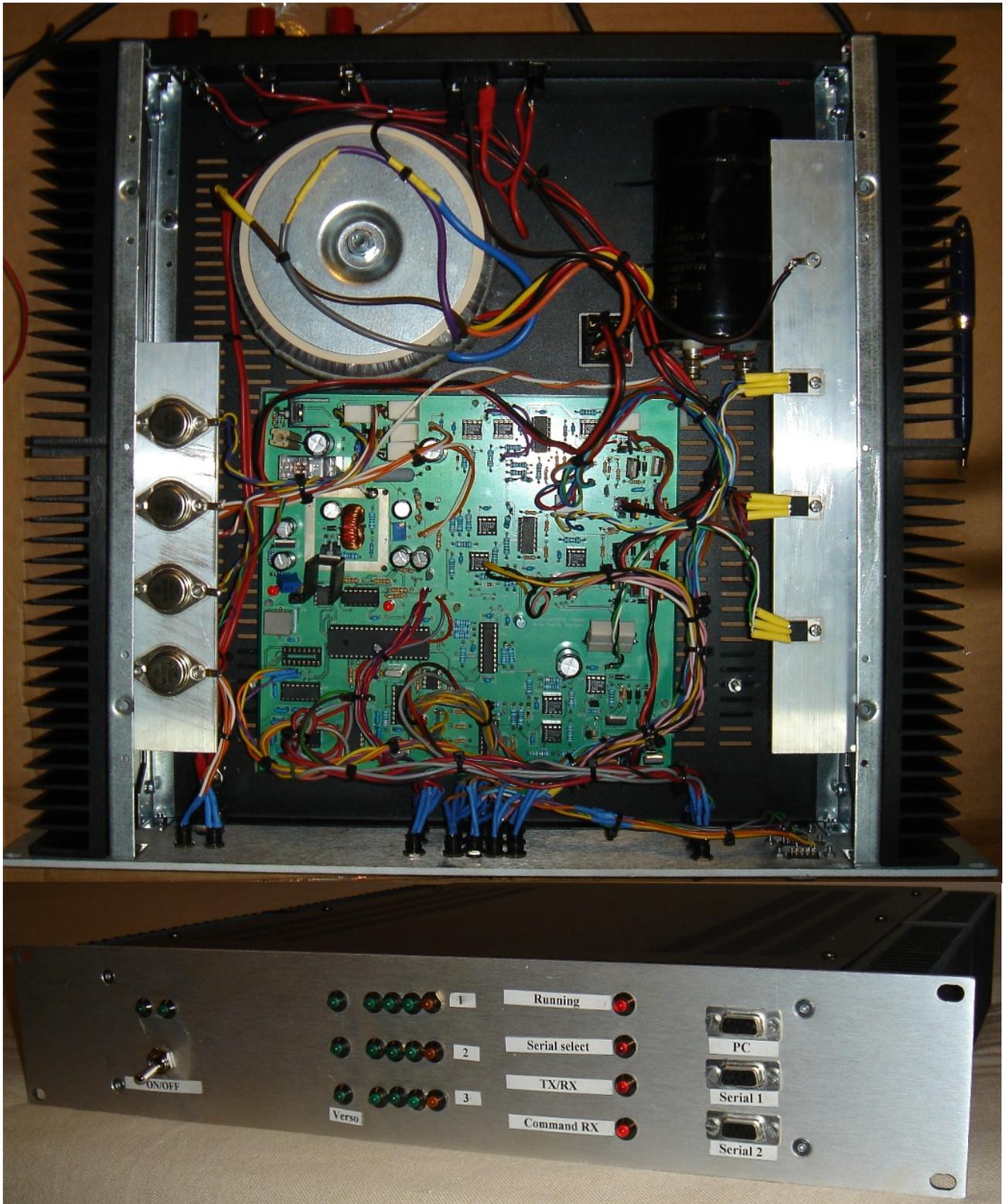


Figura B.6: Lo strumento montato

Sul pannello frontale sono presenti vari indicatori: lo stato delle alimentazioni, il verso di ogni bobina, un indicatore della corrente e vari indicatori dello stato delle porte seriali.



Figura B.7: Le bobine e lo strumento installato presso l'Università La Sapienza di Roma

B.4: Software

L'interfaccia utente dello strumento è stata realizzata in Labview.

È organizzata in cinque schermate differenti che permettono di accedere a tutte le funzionalità che sono state previste per la macchina. Una parte della schermata dove sono posti gli indicatori di stato e i pulsanti di stop è comune per tutte le differenti sezioni, mentre la parte centrale è differente a seconda del tipo di funzione che si vuole utilizzare.

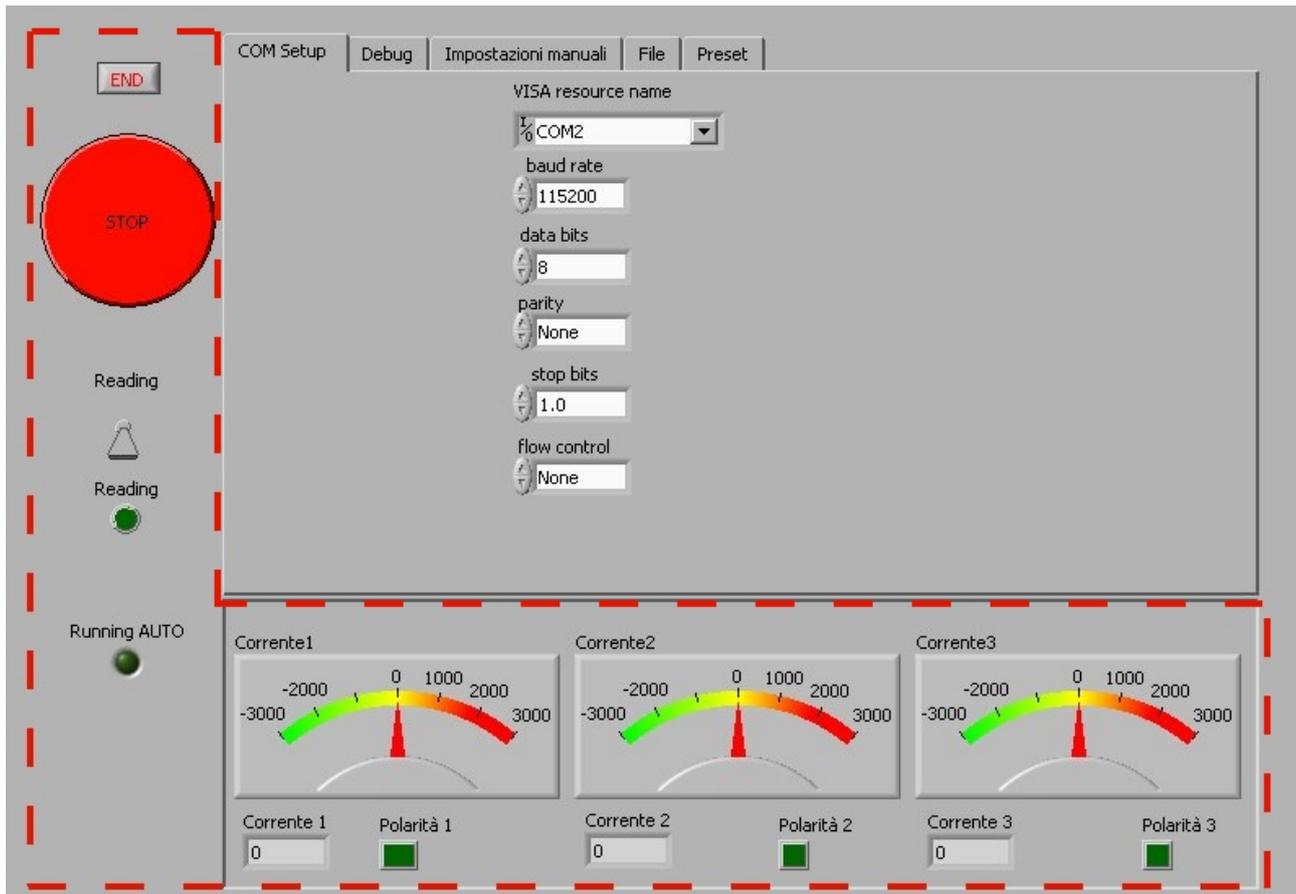


Figura B.8: Schermata di setup dell'interfaccia utente

Nel dettaglio, come mostrato in figura B.8, la parte tratteggiata in rosso delimita la sezione comune ad ogni schermata. Il pulsante *END* chiude l'applicazione, mentre il pulsante *STOP* arresta l'esecuzione di qualunque comando il corso, riportando istantaneamente la corrente di tutte tre le bobine a zero. L'interruttore *Reading*, con il relativo indicatore, attiva le letture automatiche delle correnti da parte dello strumento. L'indicatore *Running AUTO* mostra se è attualmente in corso una simulazione automatica.

Gli indicatori posti in basso, infine, mostrano le letture della corrente dei vari canali, assieme alla polarità della bobina.

Nella parte centrale della schermata si trovano invece le varie finestre attivabili a seconda delle funzioni che si vogliono controllare. In figura B.8, ad esempio, è visibile la schermata per impostare la comunicazione seriale con lo strumento.



Figura B.9: Schermata di debug dell'interfaccia utente

La schermata successiva è quella di debug, mostrata in figura B.9. In questo modo, è possibile inviare comandi direttamente allo strumento ed osservarne la risposta.

La scheda seguente, mostrata in figura B.10, permette l'uso in manuale del simulatore. Tramite tre manopole graduate in mA è possibile impostare la corrente di ogni canale. Un interruttore inoltre regola il verso della corrente. Un indicatore riporta il valore in bit del DAC, ossia il parametro che realmente viene inviato alla macchina.

Tramite l'apposita interfaccia, mostrata in figura B.11, è poi possibile importare un file di testo contenente le informazioni per effettuare una simulazione automatica.

Il formato dei dati da inserire nel file di testo è del tipo:

Corrente bobina 1 (mA)	Corrente bobina 2 (mA)	Corrente bobina 3 (mA)	Verso bobina 1	Verso bobina 2	Verso bobina 3	Durata passo
------------------------	------------------------	------------------------	----------------	----------------	----------------	--------------

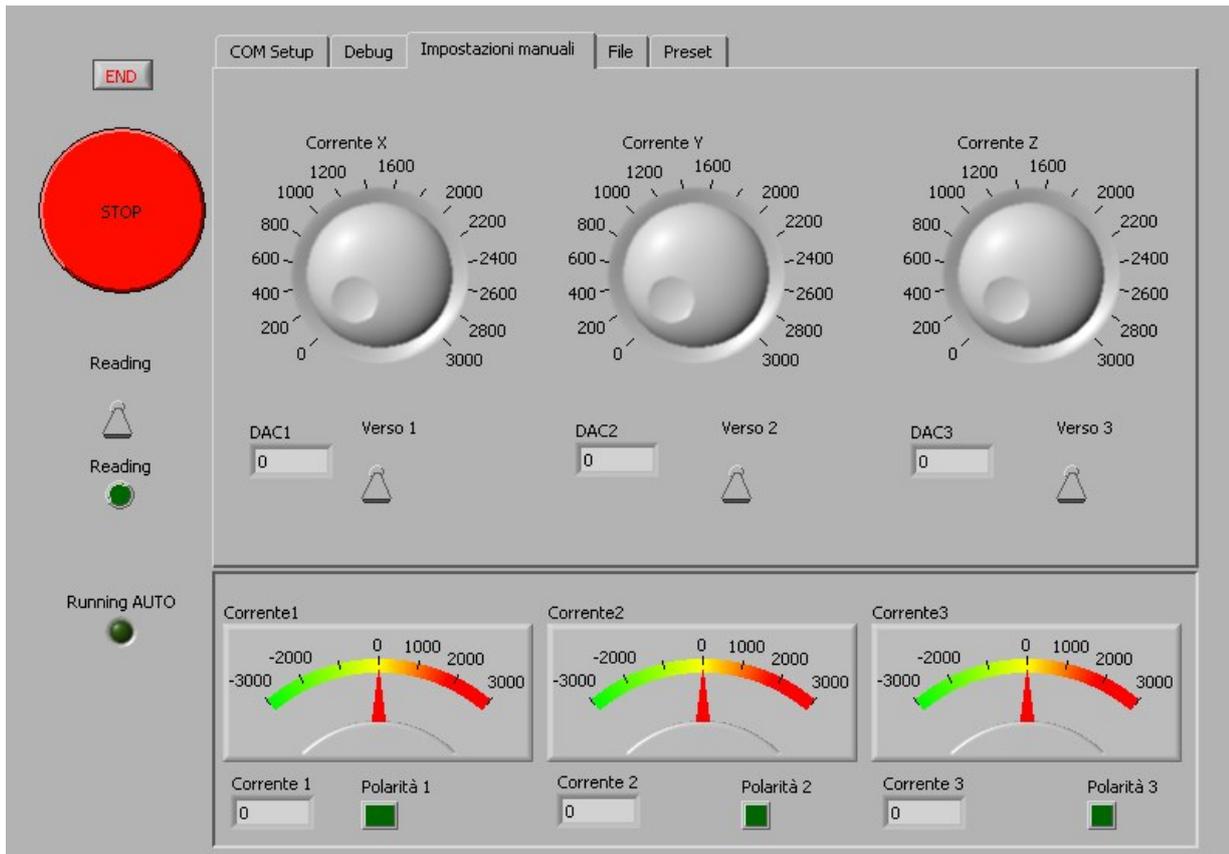


Figura B.10: Schermata per le impostazioni manuali dell'interfaccia utente

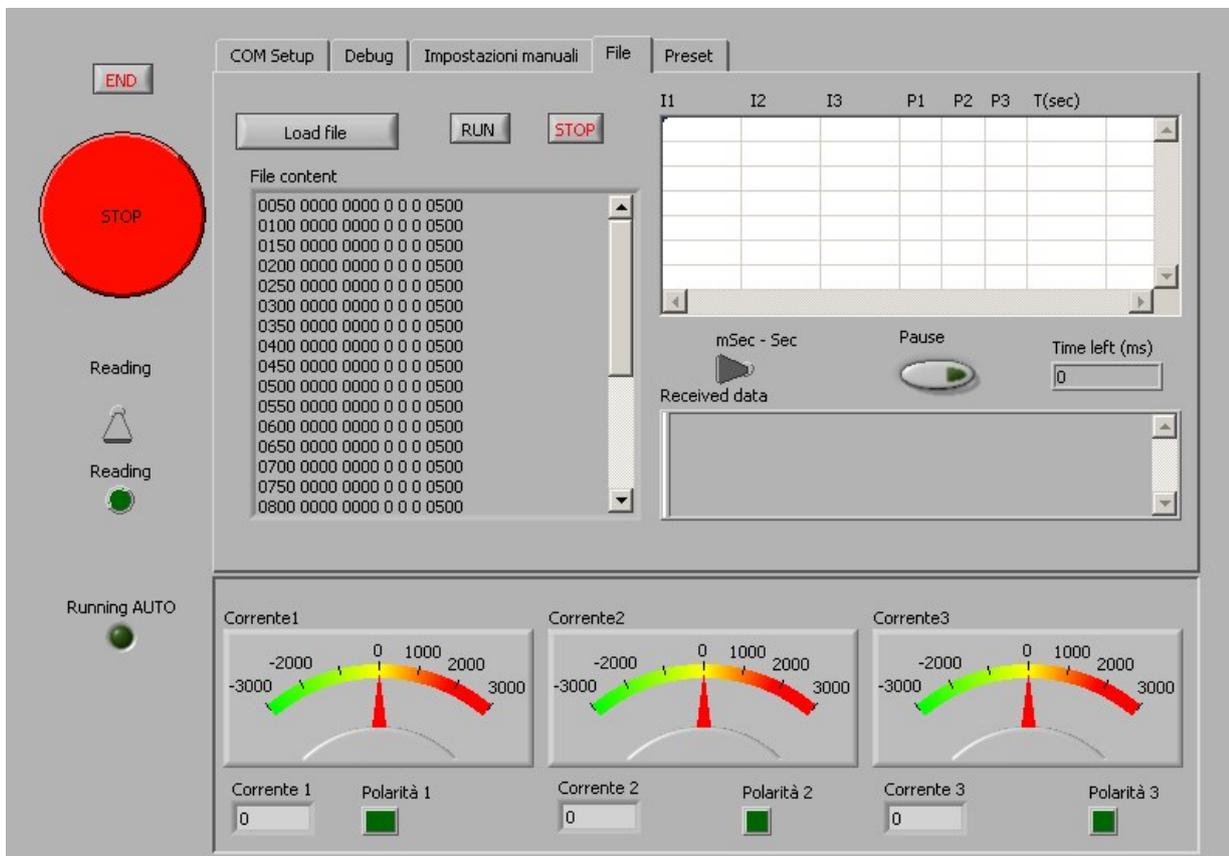


Figura B.11: Schermata per le simulazioni automatiche dell'interfaccia utente

La simulazione può essere messa in pausa in qualunque momento, mantenendo i valori impostati in quell'istante, oppure fermata. Un indicatore mostra il tempo rimasto per ogni passo, mentre una tabella mostra i passi rimanenti prima del termine della simulazione.

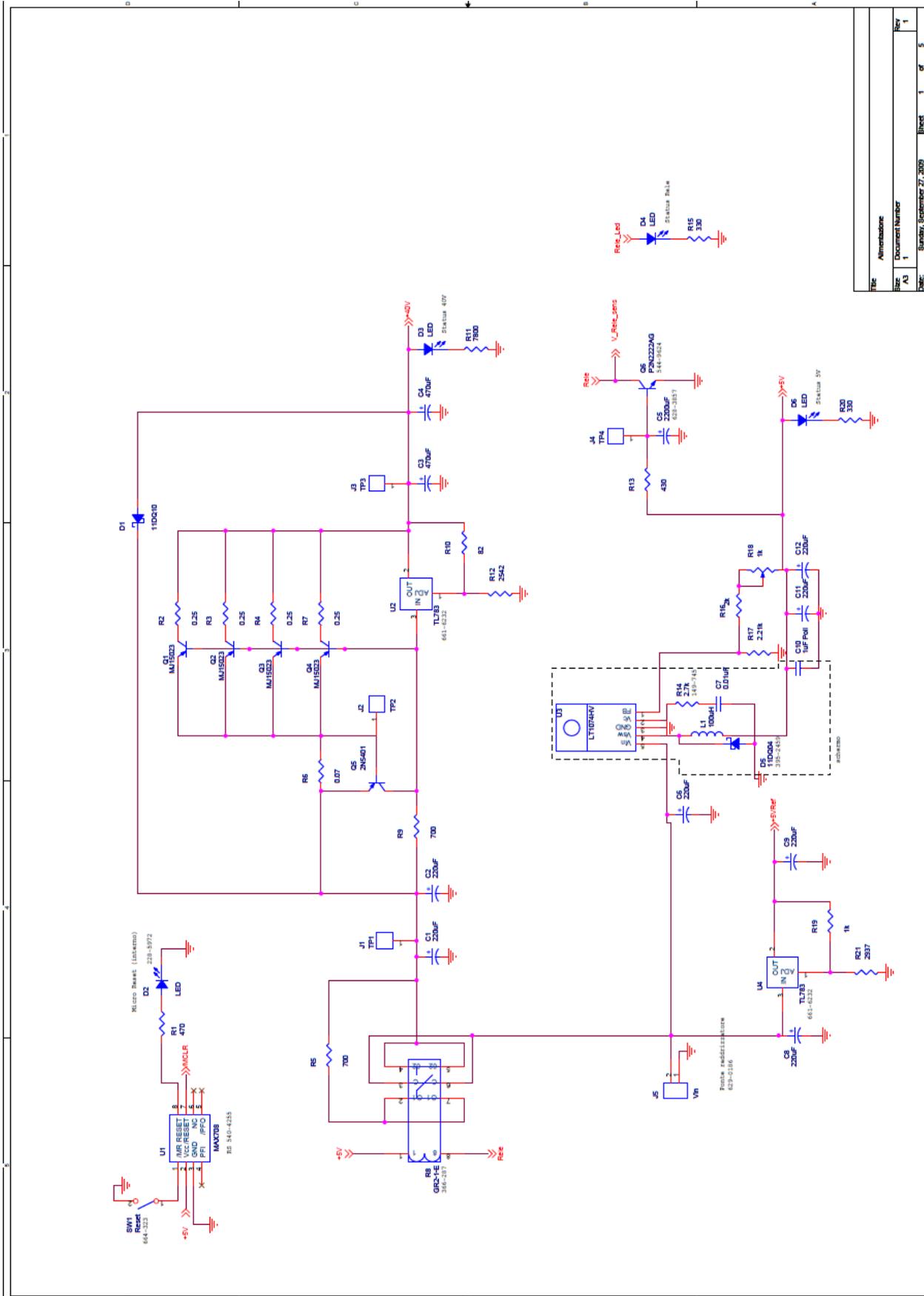
Un interruttore permette la selezione dell'unità di tempo della simulazione, tra secondi e millisecondi.

L'ultima schermata, mostrata in figura B.12, permette di utilizzare alcuni preset per l'impostazione della corrente, quali un'onda sinusoidale, triangolare o dente di sega, e configurarli con i relativi parametri.

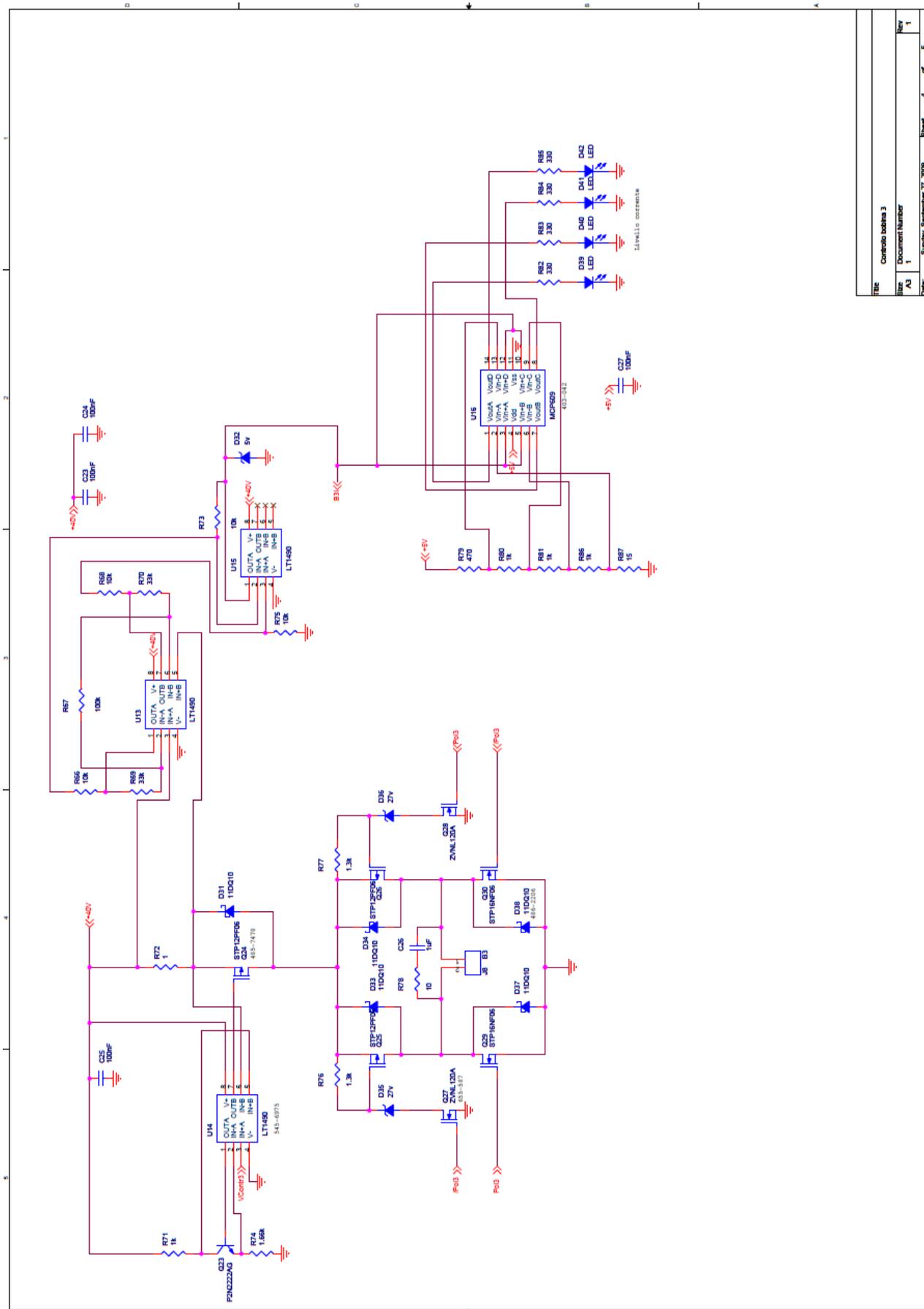


Figura B.12: Schermata per le impostazioni dei preset dell'interfaccia utente

B.5: Schemi completi



File	Annotations
Rev	Document Number
1	1
Sheet	1 of 5



File	Controlo bobina 3
Size	Document Number
AU	1
Rev	1
Date	Sunday, September 27, 2009
Sheet	4 of 5

Appendice C: Pubblicazioni in cui si è trattato del sistema di controllo d'assetto

Sono di seguito elencate le pubblicazioni interamente o parzialmente dedicate al sistema di controllo d'assetto realizzato:

- “Design, manufacturing and test of a self-contained and autonomous nanospacecraft attitude control system”, Gian Paolo Candini, Fabrizio Piergentili, Fabio Santoni, IEEE Transaction on Aerospace and Electronics System, in review;
- “Miniaturized attitude control system for nanosatellites”, Gian Paolo Candini, Fabrizio Piergentili, Fabio Santoni, Acta Astronautica, in review;
- “Plastic Cubesat for micropropulsion and active debris removal test”, Jacopo Piattoni, Marco Balucani, Barbara Betti, Gian Paolo Candini, Rocco Crescenzi, Francesco Nasuti, Marcello Onori, Fabrizio Piergentili, Fabio Santoni, 63rd International Astronautical Congress 2012, 16th SYMPOSIUM ON SMALL SATELLITE MISSIONS
- “Miniaturized three-axis attitude control system for nanosatellites and cubesats”, Gian Paolo Candini, Fabrizio Piergentili, Fabio Santoni, 63rd International Astronautical Congress 2012, 16th SYMPOSIUM ON SMALL SATELLITE MISSIONS
- “Plastic Cubesat: an innovative and low-cost way to perform applied space research and hands-on education”, Jacopo Piattoni, Gian Paolo Candini, Giulio Pezzi, Fabio Santoni, Fabrizio Piergentili, in Acta Astronautica, in review
- “Plastic Cubesat: an innovative and low-cost way to perform applied space research and hands-on education”, J. Piattoni, G. P. Candini et al., 62nd International Astronautical Congress, 3-7 Oct. 2011.