

POLITECNICO DI TORINO



DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA MECCANICA E AEROSPAZIALE

Corso di Laurea in Ingegneria meccanica

Tesi di Laurea Magistrale

Analisi e modellizzazione di un sistema di docking aerospaziale

Relatori

Prof. Stefano Paolo PASTORELLI

Prof. Stefano MAURO

Candidato

Giuseppe TERRANOVA

matricola: 254975

ANNO ACCADEMICO 2019-2020

Alla mia famiglia

Sommario

Il progetto SAPERE-STRONG (Sistemi Tecnologie e Ricerche per l'Operatività Nazionale Globale) mira ad accrescere l'operatività spaziale italiana con lo scopo di migliorare l'accessibilità e l'esplorazione spaziale. In particolare, l'obiettivo del progetto è lo sviluppo di uno *space tug* che ha lo scopo di afferrare delle piattaforme satellitari già in orbita per compiere delle operazioni di rifornimento, di riparazione o di trasferimento di equipaggio e di carichi direttamente in orbita.

La presente trattazione si basa su una fase di tale progetto: la fase di *docking*. La parola *docking* significa attracco, quindi un meccanismo di *docking* è un particolare dispositivo che permette l'attracco tra due corpi. Nell'introduzione, sono stati descritti brevemente i principali meccanismi di *docking* sviluppati a partire dagli anni '60 fino ad oggi.

Il punto di partenza di tale studio è stato il meccanismo di *docking* di tipo *probe-and-drogue*, già progettato e sviluppato dall'azienda Thales Alenia Space S.p.A., prime contractor del progetto STRONG.

Nella prima parte di questo studio, è stata descritta l'architettura di controllo usata e la logica di programmazione utile per azionare i motori che provvedono ad effettuare la manovra di *docking* in maniera automatica. Sulla base di tali considerazioni, sono state effettuate alcune prove in laboratorio che hanno permesso la corretta e logica esecuzione della manovra precedentemente citata.

Nella seconda parte, utilizzando il software Matlab/Simulink/Simscape, è stato creato un modello del sistema che simula il contatto tra le due navicelle nella manovra di *docking* ed è stato studiato l'andamento delle diverse grandezze in gioco. Alcune di queste sono state confrontate con i dati ricavati sperimentalmente in laboratorio con simili risultati.

Infine, è stata messa in evidenza l'influenza sul sistema di alcuni parametri arbitrari caratteristici del processo.

Indice

Elenco delle figure	3
Elenco delle tabelle	5
1 Introduzione	6
1.1 Meccanismo di Docking	6
1.2 Cenni storici	7
1.3 SAPERE-STRONG	10
2 Stato dell'arte	12
2.1 Meccanismo	12
2.2 Architettura del controllo	15
2.3 Fasi della manovra di <i>docking</i>	16
2.4 <i>Alignment</i>	18
2.4.1 Convertitore DAC e comunicazione <i>I²C</i>	19
2.4.2 Settaggio parametri attraverso la comunicazione RS-232	21
2.5 <i>Homing</i>	22
2.6 Ritrazione del probe	23
2.7 Hard docking	24
3 Modello e controllo del meccanismo	26
3.1 Controllo in posizione	26
3.1.1 Azione proporzionale	26
3.1.2 Azione integrativa	27
3.1.3 Azione derivativa	28
3.2 Controllo in velocità	29
3.3 Modello del meccanismo	30
3.3.1 Motore	30
3.3.2 Riduttore	32

3.3.3	Vite a ricircolo di sfere	33
3.3.4	Slitta	35
3.3.5	Parte attiva	36
3.4	Modello del sistema di controllo	39
3.4.1	Procedura di ottimizzazione	40
3.4.2	Anello interno (di corrente)	42
3.4.3	Anello esterno (di velocità)	43
3.5	Risultati ottenuti	44
4	Simulazione del contatto tra cono e probe	46
4.1	Algoritmo di calcolo della forza di contatto	47
4.2	Algoritmo di calcolo della velocità di <i>set</i>	48
4.2.1	Laser	49
4.2.2	Arduino	50
4.3	Calcolo forza di contatto	54
4.4	Calcolo della forza trasmessa alle molle	58
4.5	Calcolo della velocità di <i>set</i>	59
4.6	Errori	60
4.7	Potenza elettrica assorbita	62
4.8	Velocità	63
4.9	Risposta in frequenza	64
4.10	Andamenti temporali ottenuti sperimentalmente	66
4.11	Windup	68
4.11.1	Clamping	70
4.11.2	Ricalcolo del termine integrale	71
5	Variazione dei parametri arbitrari	74
5.1	Influenza del <i>gain motor</i>	74
5.2	Influenza della banda morta	76
5.3	Influenza della velocità di avanzamento del piano	78
6	Conclusioni	80
A	Schema a blocchi usato durante le simulazioni	82
	Bibliografia	84

Elenco delle figure

1.1	<i>Probe and drogue</i> della missione Apollo [4]	8
1.2	Missione ASTP [5]	9
1.3	Particolare del sistema di docking della missione ASTP [5]	9
1.4	Obiettivo della missione STRONG	11
2.1	Vista schematica della parte attiva del meccanismo [7]	13
2.2	Vista schematica del cono [7]	15
2.3	Diagramma di corpo libero del probe	18
2.4	Schema dei collegamenti	20
2.5	Convertitore DAC MCP 4725	20
2.6	Vista schematica del probe [7]	23
3.1	Schema a blocchi del controllo in posizione	27
3.2	Schema a blocchi del controllo in velocità	30
3.3	Circuito elettrico equivalente di un motore DC	31
3.4	Diagramma di corpo libero della vite a ricircolo di sfere	34
3.5	Modello <i>Simscape</i> della slitta	35
3.6	Blocco <i>Mechanism</i> del modello Simulink	36
3.7	Modello <i>Simscape</i> della parte attiva	37
3.8	Blocco <i>Active part</i> del modello Simulink	38
3.9	Modello del sistema usato per la determinazione dei guadagni di velocità	40
3.10	Valori assunti dalla funzione da ottimizzare durante l'iterazione	41
3.11	Schema a blocchi dell'anello di corrente	42
3.12	Schema a blocchi dell'anello di velocità	44
3.13	Confronto nell'asse temporale tra il segnale di riferimento, il <i>feedback</i> ottenuto con i guadagni di primo tentativo e con quelli ottimizzati	45
4.1	Posizione del punto di contatto C	47
4.2	Modello <i>Simscape</i> 3D del contatto tra il piano e il probe	47

4.3	Blocco <i>Calc velocity platform</i> del modello <i>Simulink</i>	48
4.4	Blocco Arduino del modello <i>Simulink</i>	51
4.5	Banda morta	51
4.6	Relazione che lega lo spostamento del laser e la velocità richiesta alla slitta	54
4.7	Andamento della forza di contatto	55
4.8	Caratteristica statica del laser	56
4.9	Posizione della slitta lungo gli assi x e y	57
4.10	Zoom della figura 4.9	58
4.11	Forza trasmessa alle molle lungo gli assi x e y	59
4.12	Andamento temporale delle grandezze responsabili del calcolo della velocità di <i>set</i>	60
4.13	Andamento temporale dell'errore di velocità e della corrente di <i>set</i>	61
4.14	Andamento temporale dell'errore di corrente e della tensione di <i>set</i>	62
4.15	Potenza elettrica assorbita lungo gli assi	63
4.16	Andamento della velocità di <i>set</i> e di <i>feedback</i> lungo gli assi x e y	64
4.17	Diagramma di Bode del meccanismo	65
4.18	Andamento della velocità e della corrente ottenuto sperimentalmente	67
4.19	Andamento della velocità e della posizione ottenuto sperimentalmente	67
4.20	Schema a blocchi della saturazione di un attuatore	68
4.21	Influenza della saturazione sulla risposta a gradino	69
4.22	Schema di anti-windup tramite il <i>clamping</i>	71
4.23	Schema di anti-windup tramite il ricalcolo del termine di integrazione	72
4.24	Influenza del termine K_b sulla risposta a gradino	73
5.1	Influenza del <i>gain motor</i> sull'andamento della forza di contatto	75
5.2	Andamento della corrente di <i>set</i> al variare del <i>gain motor</i>	75
5.3	Influenza della banda morta sull'andamento della forza di contatto	76
5.4	Andamento della corrente di <i>set</i> al variare della banda morta	77
5.5	Oscillazioni della forza di contatto per elevati valori della banda morta	78
5.6	Andamento della forza di contatto al variare della velocità di avanzamento del piano	79
5.7	Andamento delle velocità lungo gli assi al variare della velocità di avanzamento del piano	79
A.1	Modello del sistema in cui l'input è una forza generica di cui il progettista sceglie sia l'ampiezza che l'andamento	82
A.2	Modello del sistema usato per la simulazione del contatto tra il piano e il probe	83

Elenco delle tabelle

2.1	Dispositivi usati	16
3.1	Specifiche del motore	32
3.2	Specifiche del riduttore	33
3.3	Specifiche della vite a ricircolo di sfere	35
3.4	Valori di primo tentativo dei guadagni di corrente	43
3.5	Valori di primo tentativo dei guadagni di velocità	44
3.6	Valori ottimizzati dei guadagni integrativi e proporzionali	45
3.7	Valori di IQE alla fine dell'ottimizzazione	45

Capitolo 1

Introduzione

1.1 Meccanismo di Docking

La parola *docking* significa attracco, quindi un meccanismo di docking è un particolare dispositivo che permette l'attracco tra due corpi.

Questi meccanismi destano particolare interesse in ambito aerospaziale e sono il centro di numerose ricerche perché attraverso l'ancoraggio di un satellite, chiamato *target*, da parte di un altro che viene indicato in letteratura come *chaser* si riescono ad eseguire delle operazioni di rifornimento, di riparazione o di trasferimento di equipaggio e di carichi direttamente in orbita, riducendo così i costi che tali operazioni avrebbero se si dovesse far rientrare il satellite e poi rilanciarlo [1].

Il *chaser* svolge un ruolo attivo mentre il *target* mantiene il suo stato cinematico. Una manovra di docking può essere divisa in quattro fasi:

- *Approach and deployment*: Il chaser inizia il suo moto verso il target e in questa fase le interfacce sono pronte per l'impatto.
- *Alignment*: Attraverso un opportuno algoritmo basato sulle velocità relative e sulle forze scambiate si allineano i due *spacecrafts*.
- *Soft docking*: rappresenta la prima fase della cattura vera e propria, in particolare, si ha la prima connessione tra il chaser e il target con lo scopo di dissipare in modo sicuro l'energia dovuta all'impatto. Durante questa fase sono ancora permessi dei piccoli movimenti relativi di rotazione e di traslazione.

- *Hard docking*: è la fase finale, e ha l'obiettivo di creare una connessione rigida e sicura.

Nel corso degli anni sono stati sviluppati diversi meccanismi di docking che possono essere divisi in due categorie in base a come avviene il processo: *central docking* e *peripheral docking*. Le caratteristiche di entrambi saranno viste nella sezione successiva.

1.2 Cenni storici

La prima missione spaziale in cui si effettuò una manovra di docking fu la missione **Gemini VIII** [2] e avvenne il 16 Marzo del 1966 ad opera della NASA. In tale missione venne sviluppato una manovra di *rendezvous* che permetteva l'avvicinamento di due navicelle e furono fatti quattro test di *docking*.

Il veicolo *target* era l'Agena che era stato lanciato precedentemente e la manovra di *docking* durò circa mezzora.

Parallelamente, sempre negli anni 60, l'URSS sviluppava un meccanismo di docking, ancora oggi usato, si tratta di **Soyuz**.

Gli anni 70 hanno visto la collaborazione tra le due superpotenze in ambito aerospaziale (USA e Russia), dando vita all' Apollo–Soyuz Test Project (**ASTP**) [3]. Tale progetto si basava sull'uso dei due precedenti progetti sviluppati indipendentemente dai sovietici e dagli americani, rispettivamente Soyuz e Apollo. Il sistema di docking Apollo è stato sviluppato durante la missione di allunaggio per consentire la connessione e la disconnessione del modulo lunare (LM), che ha avuto il compito di far atterrare sulla luna i due astronauti Edwin Aldrin e Neil Armstrong, con il modulo di comando e servizio (CSM), rimasto in orbita.

Così come Soyuz, anche la missione Apollo prevedeva un sistema di docking di tipo *probe and drogue*, dove il *probe* costituiva la parte attiva del meccanismo stesso mentre il *drogue* era la parte passiva, come si può evincere nella figura 1.1. Il dispositivo del *probe* e del *drogue* veniva temporaneamente rimosso per permettere il trasferimento dell'equipaggio da un veicolo all' altro [4].

Sarà proprio questa la principale differenza tra l'**ASTP** e le missioni precedenti. Infatti i russi e gli americani svilupparono un meccanismo di docking singolare, diverso da quelli che si erano fatti precedentemente.

Si trattava del primo meccanismo di *peripheral docking*. La missione Appolo aveva portato alla luce i problemi di smontaggio, deposito e montaggio del meccanismo di docking

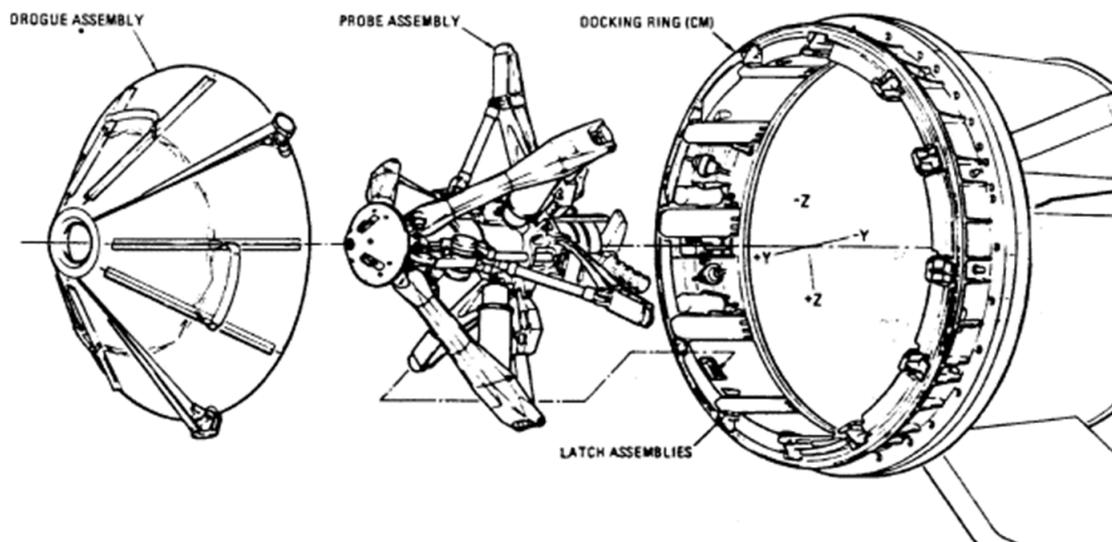


Figura 1.1: *Probe and drogue* della missione Apollo [4]

che permetteva all'equipaggio di transitare tra le due navicelle, per cui si cercò di sviluppare un progetto che non prevedesse nessun organo meccanico che potesse intralciare il trasferimento della *crew*.

Per cui tutti i dispositivi meccanici di aggancio furono installati nella parte periferica del meccanismo, lasciando così il centro di quest'ultimo libero. Rispetto al meccanismo di docking centrale (*probe and drogue*) quello periferico ha lo svantaggio di presentare una maggiore difficoltà costruttiva.

Oltre a presentare questa novità, il sistema di docking (**ASTP**) era anche androgino, cioè non c'era una distinzione netta tra la parte attiva e la parte passiva. In particolare, tutte e due le metà del meccanismo, potevano fungere da parte attiva o passiva, aumentando così l'affidabilità dell'intero sistema. In caso di un piccolo guasto da parte di una metà era l'altra a svolgere il lavoro.

Sia gli americani che i sovietici decisero di utilizzare le proprie tecniche sviluppate negli anni precedenti.

La figura 1.3 rappresenta il disegno tecnico delle due parti che vanno a comporre il meccanismo di docking. A sinistra si trova il meccanismo progettato dai sovietici (parte attiva), mentre la parte destra è la corrispettiva americana (parte passiva).

L'anello mobile della parte attiva è movimentato da 6 viti a ricircolo di sfere che permettono una roto-traslazione conferendo all'anello 6 gradi di libertà.

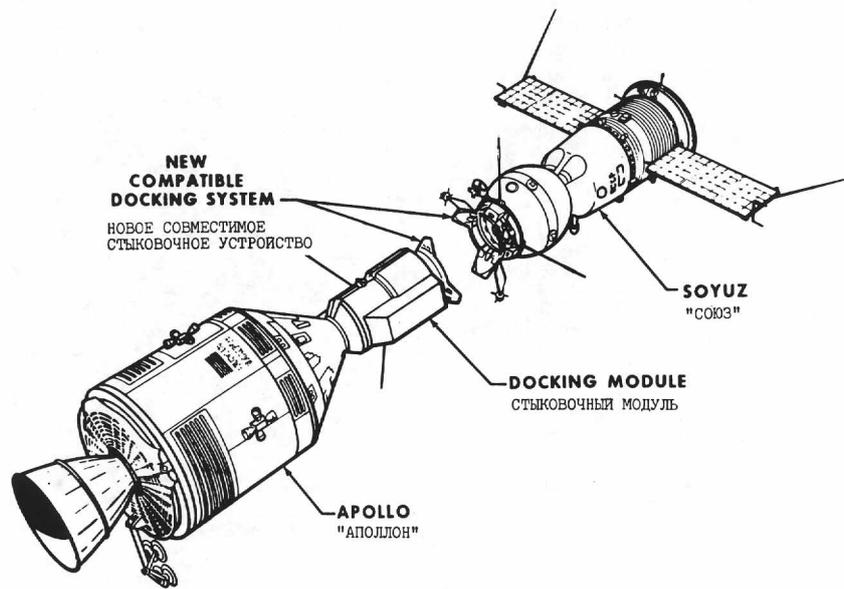


Figura 1.2: Missione ASTP [5]

Successivamente alla manovra di *rendezvous*, la manovra di soft docking è compiuta dai *capture latches*, dopodichè gli attuatori elettro-meccanici permettono l'avvicinamento delle due navicelle indietreggiando l'anello e quando queste sono molto vicine agiscono le *structural latches* rendendo così possibile l'hard docking.

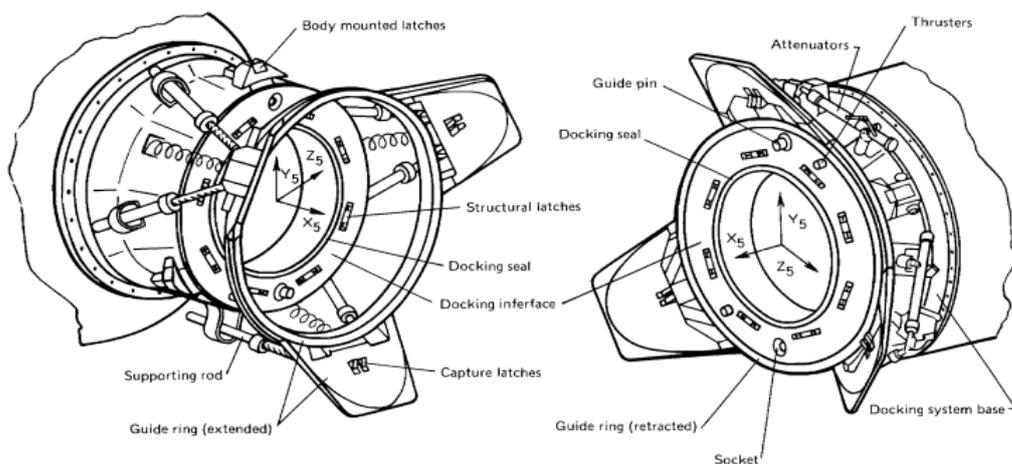


Figura 1.3: Particolare del sistema di docking della missione ASTP [5]

Gli anni seguenti hanno visto l'evolversi delle tecniche fin qui descritte che hanno portato molte migliorie grazie al progresso tecnologico, tuttavia l'idea di base è rimasta quella esposta precedentemente con la suddivisione dei due tipi di meccanismi, ecco perché non verranno approfondite le missioni spaziali effettuate successivamente.

1.3 SAPERE-STRONG

La presente trattazione è basata su un progetto ben più ampio di cui essa costituisce una piccola parte. Si tratta del progetto **SAPERE** (*Space Advanced Project for Excellence in Research and Enterprise*) [6].

Il progetto è articolato in due parti:

- **STRONG** (*Sistemi Tecnologie e Ricerche per l'Operatività Nazionale Globale*) mira ad accrescere l'operatività spaziale nazionale nel settore dell'esplorazione spaziale e dell'accesso allo spazio, ampliando la capacità industriale nella realizzazione di funzioni essenziali di uno rimorchiatore spaziale (*space tug*).
- **SAFE** (*Space Asset For Emergency*) è focalizzato sul ruolo dei servizi spaziali e dei relativi sistemi di bordo nella gestione delle fasi pre-disaster, disaster response, post disaster grazie alla geo-localizzazione delle informazioni, al sistema di monitoraggio satellitare e al sistema di comunicazione emergenziale basato su asset spaziali a larga banda.

In particolare, ci si occuperà solo della prima parte, infatti lo scopo della missione STRONG è lo sviluppo di uno *space tug* con propulsione elettrica che ha lo scopo di afferrare, partendo da orbite intermedie, delle piattaforme satellitari che si trovano in una orbita inferiore e portarli ad un'orbita più distante dalla terra.

Questo permette il lancio di strumenti e piattaforme con un minore peso ottimizzando così il rapporto tra il carico utile e la piattaforma stessa.

Una volta che lo *space tug* ha compiuto la sua operazione può ritornare nell'orbita intermedia dove fare rifornimento ed essere pronto così per un nuovo *dock*.

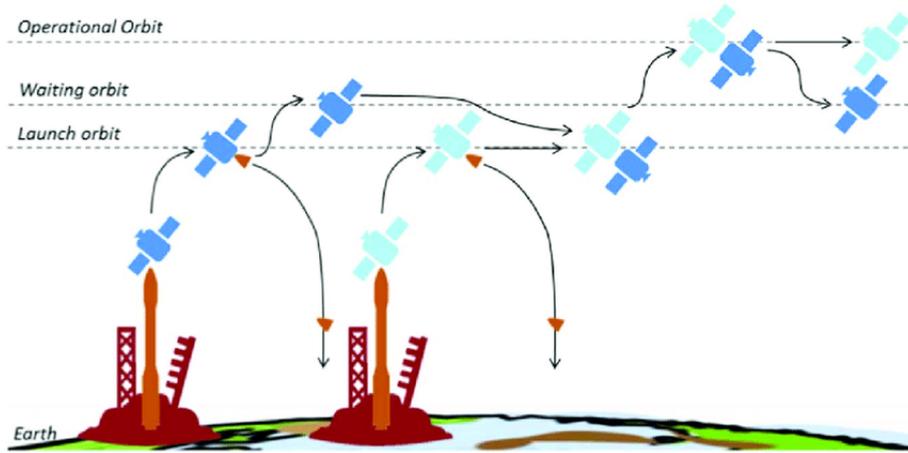


Figura 1.4: Obiettivo della missione STRONG

Capitolo 2

Stato dell'arte

2.1 Meccanismo

Il seguente testo si occuperà del controllo del meccanismo di docking sviluppato da TAS-I ¹, nel progetto STEP (Sistemi e Tecnologie per l'Esplorazione spaziale). Esso prevede un'architettura di tipo *probe and drogue*, in cui la parte passiva è costituita da un cono con delle guide cave a forma di V che servono per agevolare la manovra. Mentre la parte attiva è costituita da un probe retrattile movimentato lungo un piano perpendicolare al *probe* stesso da due motori in modo tale da poter raggiungere ogni punto del proprio spazio di lavoro.

La parte attiva è visibile in figura 2.1. Si indicheranno con l'asse z , l'asse parallelo al probe (1), mentre gli assi x e y ne individuano il piano perpendicolare.

Attraverso un *universal joint* il probe è libero di ruotare attorno agli assi x e y ².

L'*universal joint* è situato in una slitta (3) movimentata da un motore calettato ad una vite a ricircolo di sfere che permette un solo grado di libertà lungo l'asse x . Attraverso delle guide, tale slitta è montata su di un'altra, che è movimentata da un ulteriore motore che permette stavolta il movimento lungo l'asse y . In questo modo il meccanismo può muoversi lungo i due assi.

Infine, altre due guide, parallele tra di loro, sono imbullonate in una piastra (4) a forma di corona circolare che è fissa ed ospita la sede del motore *stepper*. Su di essa si poserà il

¹La sigla TAS-I sta per Thales Alenia Space - Italy

²Il probe ha anche un altro grado di libertà che ne permette la ritrazione, ma esso agisce in una fase differente rispetto all'*universal joint* come si vedrà nel paragrafo 2.3

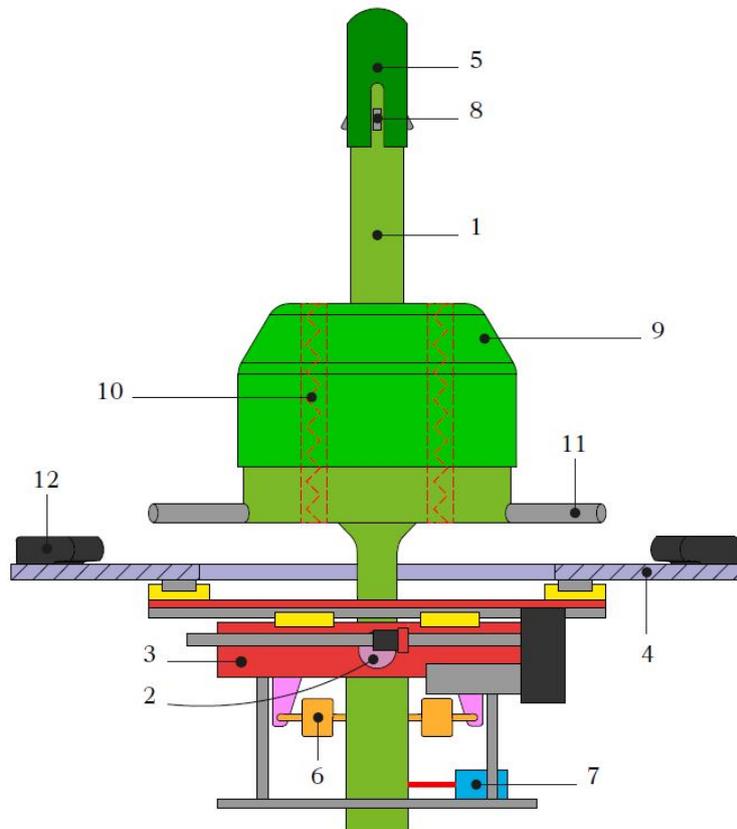


Figura 2.1: Vista schematica della parte attiva del meccanismo [7]

cono una volta ultimata la manovra di *docking* .

Il contatto tra la parte attiva e passiva avviene su una capsula (5) che è collegato al probe attraverso una molla. Il cappelletto scorre lungo il probe e ha lo scopo di dissipare energia grazie alla molla per evitare che il contatto sia troppo rigido e il *target* sfugga via.

L'urto tra il cono e il *probe* produce una forza sull'apice dello stesso che provoca una rotazione del probe attorno alla cerniera e l'estensione delle molle (6)³ che hanno lo scopo di tentare di re-allineare il probe. Nel frattempo una coppia di laser triangolari (7), uno per ogni asse, misura il *displacement* del probe. In base a tale valore, verranno movimentati i motori lungo gli assi x e y per far sì che il probe "scivoli" lungo la superficie del cono

³Per maggiori dettagli si veda il paragrafo 4.4

cercando di annullare l'angolo di rotazione.

Quando il *probe* raggiunge la sede, visibile nello spaccato in figura 2.2, le alette (8) vengono compresse durante l'ingresso e una volta raggiunta completamente la sede, le molle torsionali che le collegano al *probe* ritornano nella posizione iniziale riaprendo così le alette: si è effettuato il *soft docking*. Nella sede del cono è presente uno smorzatore che ha lo scopo di dissipare energia cinetica.

Durante la ritrazione del *probe* il cono entra in contatto con il complementare, il cono maschio (9), su cui si appoggia, assicurando un primo fissaggio. Successivamente vengono compresse tre molle (10) disposte a 120 deg che permettono di immagazzinare energia per effettuare un'eventuale manovra di *undocking*⁴.

Le tre aste (11) hanno lo scopo di eliminare il disallineamento da rollio e vanno ad occupare lo spazio presente nelle guide a forma di V nel cono.

Quando il *probe* è completamente ritratto e poggia sulla piastra, vengono azionati tre ganci (12), disposti simmetricamente lungo il piano, che bloccano il cono. Si è così conclusa la manovra di docking.

⁴Per maggiori dettagli si veda la sezione 2.2

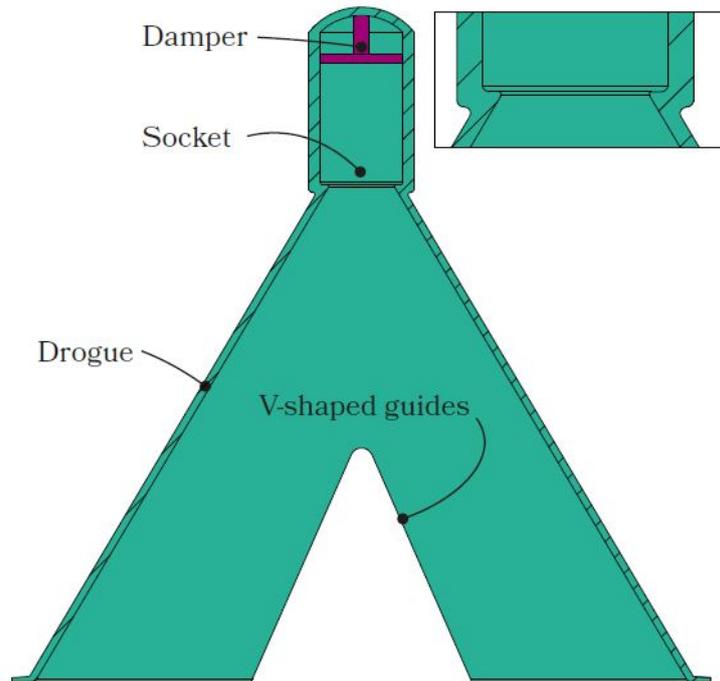


Figura 2.2: Vista schematica del cono [7]

2.2 Architettura del controllo

L'architettura del controllo scelta durante le precedenti fasi di progettazione prevede l'uso dei seguenti dispositivi:

Componente	N	Descrizione	Scopo
EPOS 24/2	1	Driver EC motor	Controllo retroazione del probe
EPOS 24/5	2	Driver EC motor	Controllo del movimento slitta assi x e y
P70530	1	Driver stepper motor	Controllo del movimento ganci hard docking
OptoNCDT 1420:ILD1420-25	2	Sensore laser	Misurazione spostamento del probe
Arduino Mega 2560	1	Micro controllore	Gestione dati
MCP4725	2	Convertitore DAC	Conversione segnale da digitale ad analogico
EC 22, 100W	2	Motore EC	Movimentazione parte attiva lungo x e y
EC-max 16, 8W	1	Motore EC	Ritrazione del probe
CTM21	1	Stepper motor	Movimentazione ganci hard docking

Tabella 2.1: Dispositivi usati

Per quanto riguarda il tipo di comunicazione è stata scelta l'RS-232 per la sua semplicità. Ci si è serviti di essa per il settaggio dei parametri e per abilitare e disabilitare i motori.

2.3 Fasi della manovra di *docking*

L'operazione di docking che caratterizza il meccanismo in questione può essere divisa in sei fasi:

- La prima fase consiste nell'apertura delle alette: azionando il motore responsabile della ritrazione del probe⁵, attraverso un particolare meccanismo, si riesce a riportare le molle in una posizione di deformazione nulla⁶.
- La seconda fase è la fase di allineamento ed è quella su cui ci si concentrerà particolarmente in questo trattato. Durante questa fase viene simulato il movimento del cono verso il probe e il successivo contatto tra i due organi. Tale contatto genera una forza lungo i tre assi dello spazio. La componente verticale lungo l'asse z viene

⁵Si veda figura 2.6

⁶La prima fase non verrà trattata in questo testo. Si considererà tale fase già compiuta: le alette verranno presupposte aperte

dissipata da una molla presente nella sommità del probe, mentre le componenti lungo l'asse x e y provocano una rotazione dell'asse del probe che controbilanciata da due coppie di molle viene misurata da dei sensori laser. Attraverso tale riferimento vengono movimentati i motori che si occupano di andare ad allineare il probe per riaverlo in posizione verticale.

Grazie a questa operazione il probe entra nella sede centrale del cono e durante l'ingresso le alette tendono a chiudersi riaprendosi una volta arrivati a destinazione. È avvenuto così il *soft docking*.

- Nella terza fase si ha un parziale indietreggiamento del *probe* attraverso cui si ha il contatto tra il cono e il *male cone* dove vengono parzialmente precaricate le molle ⁷.
- La quarta fase, (*homing*), prevede il ritorno dell'intero sistema accoppiato alla posizione centrale, cioè all'origine degli assi.
- Nella quinta fase si ha la totale ritrazione del probe, in cui il cono va a battuta con la parte statica.
- Infine, la sesta fase prevede l'azionamento del motore stepper con la movimentazione dei ganci: viene effettuato così l' *hard docking*.

La prima, la terza, la quarta e la quinta fase prevedono un controllo in posizione. La seconda prevede un controllo di velocità mentre l'ultima presenta un controllo posizione ad anello aperto.

Come accennato nel capitolo precedente il processo di *docking* serve principalmente per il trasferimento della *crew* da una navicella ad un'altra o per effettuare delle operazioni di rifornimento e manutenzione. Una volta finita la missione è necessario lo sgancio tra i due *spacecrafts*. Tale processo viene chiamato *undocking* e non verrà approfondito in questo trattato. In questo meccanismo, esso si svolge richiudendo le alette presenti nell'apice del probe e successivamente azionando il motore stepper svolgendo una manovra contraria a quella avvenuta nell' *hard docking*. A questo punto agiranno le tre molle presenti tra il *male cone* e la base del *probe*, che precedentemente compresse durante la ritrazione del probe, rilasceranno energia elastica utile per il distacco.

⁷Questa fase non sarà approfondita perché la modalità con cui essa avviene è molto simile alle fase 5

2.4 Alignment

La fase di allineamento prevede l'utilizzo dei due motori di 100 W con i corrispettivi driver, dei due laser e di due schede DAC (*Digital to analog converter*).

Durante il contatto si ha una rotazione del probe lungo l'asse perpendicolare alla componente della forza come espresso nel diagramma di corpo libero in figura 2.3.

La rotazione del probe genera uno spostamento x ad una lunghezza di 100mm dalla cerniera che si trova nel punto O . Il laser converte tale lunghezza in un segnale di corrente che va dai 4mA (distanza minima rilevabile) ai 20mA (distanza massima rilevabile). Se la superficie del probe si trova al di fuori di tale intervallo il laser genera un segnale di corrente pari a 3mA. Siccome l'Arduino non può ricevere nessun segnale di corrente allora sono stati creati due circuiti elettrici indipendenti su una piastra, con delle resistenze pari a 250Ω. Per la prima legge di Ohm si ha che $V = IR$ per cui la tensione che verrà inviata all'Arduino sarà compresa tra 1V e 5V se il probe si trova nell'intervallo di misura del laser mentre sarà pari a 0.75V se oltre tale intervallo.

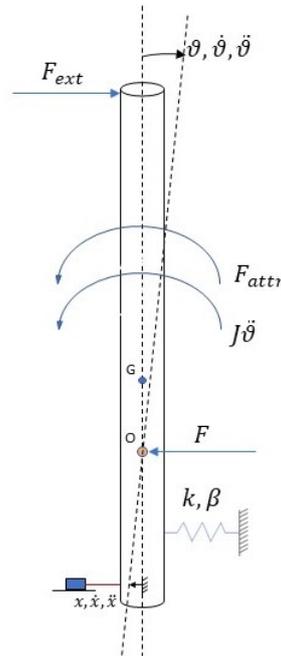


Figura 2.3: Diagramma di corpo libero del probe

L'Arduino riceve la tensione in ingresso attraverso un pin analogico, elabora l'informazione e genera così un segnale che va da 0 (corrispondente a 0V) fino a 4095 (corrispondente a 5V) che viene ricevuto dal *driver* del motore. A seconda del suo valore si riesce a capire l'esatta posizione del probe e quindi ad azionare i motori di conseguenza, secondo la logica che più il probe si è spostato dalla posizione verticale, quella corrispondente ai 3V, e più la velocità di rotazione nell'uno e nell'altro verso deve essere alta. Inoltre per evitare che piccole oscillazioni provochino un movimento degli attuatori si è inserita una banda morta, che può essere eseguita attraverso un pin digitale, come in figura 2.4, e che permette di disabilitare i motori quando il riferimento in ingresso proveniente dal laser è in uno specifico intorno del valore medio di 3V.

La zona di lavoro della slitta è limitata ed è formata da un quadrato. Se il riferimento di velocità persiste, i motori continuano a muoversi per un periodo troppo lungo e si rischierebbero degli urti tra la parte mobile e la parte statica. Quindi il moto lungo gli assi x e y ha dei limiti superiori e inferiori: è necessaria la presenza dei finecorsa. Il meccanismo non è stato dotato di finecorsa meccanici o elettrici e il segnale di stop viene inviato direttamente dal driver imponendo i valori di massima e minima rotazione del motore a cui corrispondono il massimo e il minimo spostamento dalla posizione di 0 lungo l'asse x e y .

I driver dei due motori sono stati settati ⁸ per essere comandati attraverso dei pin analogici che vadano a fornire una tensione dagli 0V ai 5V. Ma l'Arduino Mega 2560 a disposizione non può fornire un segnale analogico per cui si ha la necessità di usare due convertitori DAC le cui specifiche sono visibili nella tabella 2.1.

2.4.1 Convertitore DAC e comunicazione I^2C

I convertitori DAC utilizzano una comunicazione I^2C con cui riescono ad interfacciarsi con l'Arduino. Tale comunicazione è seriale e di tipo *master-slave* in cui un *master* (l'Arduino in questo caso) può comunicare con 128 *slaves* e ad ogni slave è associato un indirizzo diverso che va da 0 a 127. Poiché i due convertitori sono uguali, essi presentano lo stesso indirizzo predefinito per cui sarebbe impossibile utilizzarli entrambi contemporaneamente. Per ovviare a ciò, in una di queste si sono saldate due resistenze di *pull up*, collegando il VCC con il GND (come visibile in figura 2.5) per permettere così una comunicazione indipendente. Una scheda sarà associata all'indirizzo 0x61 mentre l'altra a 0x62.

⁸Nella sezione 2.4.2 viene approfondito questo processo

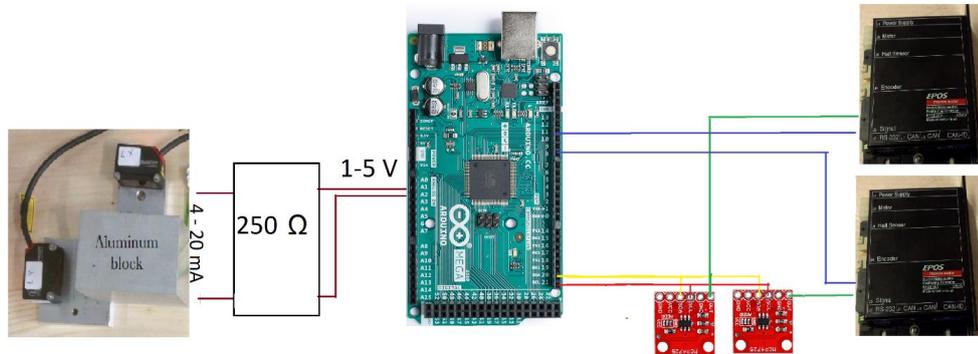


Figura 2.4: Schema dei collegamenti

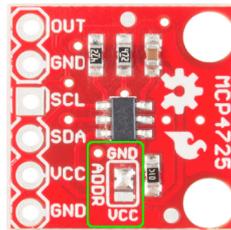


Figura 2.5: Convertitore DAC MCP 4725

La comunicazione I²C prevede l'utilizzo di due appositi PIN dell'Arduino che sono l' SLC e l'SDA.

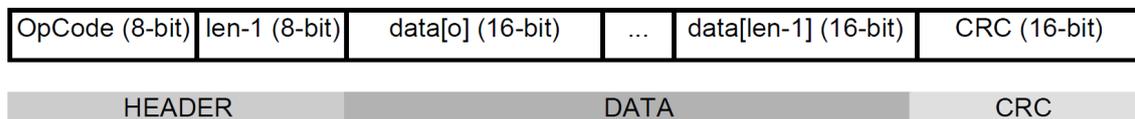
SDA sta per *Serial Data* ed è la linea seriale in cui effettivamente vengono spediti i dati, mentre SLC sta per *Serial Clock* ed indica appunto il *clock* che è comune a tutti gli *slaves* in modo di avere un tipo di comunicazione sincrona gestendo gli intervalli di temporizzazione [8].

La scheda MCP4725 è alimentata con una tensione di 5V e riesce a generare un segnale analogico in tensione che va da 0V a 5V con un passo di 5V/4096. Il driver elaborerà il segnale in ingresso ricevuto dalla scheda DAC e il motore ruoterà al fine di mantenere rettilineo il probe.

2.4.2 Settaggio parametri attraverso la comunicazione RS-232

RS-232 (*Recommended Standard*) è uno standard EIA (*Electronic Industries Alliance* equivalente allo standard europeo CCITT V21/V24, che definisce un'interfaccia seriale a bassa velocità di trasmissione per lo scambio di dati tra dispositivi digitali [9]. Questo tipo di comunicazione era usata tanti anni fa in ambito informatico, ma è stata soppiantata da comunicazioni più veloci, tuttavia per i fini di questo progetto è abbastanza adeguata.

Siccome l'Arduino Mega2560 non supporta una comunicazione RS232 si è usato un convertitore ttl - RS232 che permette di convertire la comunicazione seriale di Arduino in RS232. Dalle specifiche fornite dalla Maxon, per l'interfaccia con i driver EPOS, si evince la seguente logica di comunicazione :



Attraverso la seriale viene inviato un bit alla volta fino a formare una vera e propria struttura chiamata *frame* che può essere divisa in tre parti: **HEADER**, **DATA** e **CRC**.

L'**HEADER** è formato da 16 bit che costituiscono 2 byte (1 byte = 8 bit), il primo byte contiene l'*OpCode* che esprime il codice dell'operazione che si intende effettuare: ogni operazione ha un codice preciso che è sempre indicato nelle specifiche attraverso cui si può scrivere e/o leggere. Il secondo byte dell'**HEADER** indica la lunghezza sottratta di 1 del pacchetto di dati che verranno inviati nei byte successivi.

Il **DATA** è un *array* di lunghezza variabile, determinata dal secondo byte dell'**HEADER**, in cui vengono effettivamente inviati i dati che si desiderano. I primi 4 byte (data[0] e data[1]) indicano l'index e il sub-index di dove leggere o scrivere le informazioni mentre gli altri byte sono opzionali e specificano cosa effettivamente scrivere o leggere.

Infine, il **CRC** (controllo di ridondanza del ciclo) è un algoritmo di 16 bit che permette la verifica dei dati inviati e ricevuti. Attraverso delle operazioni algebriche si constata che l'informazione inviata è perfettamente uguale a quella ricevuta e che non ci siano stati rumori che l'abbiano alterata.

Attraverso l'invio dei diversi frame al driver del motore si riesce ad attivare/arrestare la rotazione, ad impostare una certa velocità di rotazione o a stabilire la massima velocità

e i fine corsa.

2.5 *Homing*

Non avendo un fine corsa che permetta di comprendere il completamento della fase di *soft docking* si è pensato di eseguire un processo a tentativi ⁹. Infatti se il *soft docking* è già avvenuto quando il probe si ritrae porta con sé un carico, che provocherà un aumento di corrente che circola nelle pareti statoriche del motore che regola il movimento lungo l'asse z . Per cui ad ogni intervallo di tempo da quando il probe è completamente verticale si può eseguire una prova di ritrazione, misurare il valore di corrente e se è più alto di un certo valore fissato, si ha la consapevolezza dell'avvenuta conclusione della fase e si prosegue alla fase successiva.

Una volta effettuato il *soft docking* si procede con la parziale ritrazione del probe e successivamente si effettua l' *homing*. Quest'ultima operazione viene compiuta andando a sfruttare il controllo posizione del driver. Gli encoder presenti nei due motori che movimentano la slitta lungo il piano xy permettono di conoscere la precisa posizione di entrambi.

La posizione viene determinata con un'unità di misura interna: $[qc]$. Dove:

$$qc = 4 * CPT/revolution$$

I motori a disposizione hanno un valore CPT (*Count Per Turn*) pari a 128, per cui per compiere un giro completo il motore deve effettuare una rotazione di $512qc$. Sussiste così la seguente equivalenza:

$$1qc = \frac{360}{512} \approx 0.7 \text{ deg}$$

Gli encoder dei due motori sono relativi ¹⁰, per cui è necessario predeterminare una posizione di zero e assicurarsi che nel momento in cui si accendono i driver la posizione della slitta coincida esattamente con l'origine degli assi. Per far ciò si è presupposto che la slitta viene posizionata manualmente al centro del piano xy prima che abbia inizio la manovra di *docking*. Questa ipotesi è più che ragionevole visto che al momento del lancio il meccanismo deve essere opportunamente fissato per evitare che venga danneggiato da

⁹È il metodo più semplice trovato, non si esclude la presenza di idee più efficaci

¹⁰Nel momento in cui vengono accesi i motori, gli encoder danno una posizione nulla a prescindere dal valore di posizione che avevano fornito nel momento dello spegnimento

forti vibrazioni.

Per eseguire la fase di *homing*, si cambia il tipo di controllo, infatti se durante l'*alignment* si era impostato un controllo velocità, adesso è necessario impostare un controllo posizione. A prescindere da dove la slitta si trovi e quale traiettoria abbia effettuato, il probe deve ritornare nella posizione cartesiana di partenza ovvero quella di coordinate (0,0).

2.6 Ritrazione del probe

Quando la slitta ha raggiunto la posizione iniziale sul piano xy ha inizio la fase di ritrazione del probe che coinvolge il solo motore *EC-max 16* da 8W con il rispettivo driver. Anche in questo caso si adotta un'architettura di controllo in posizione.

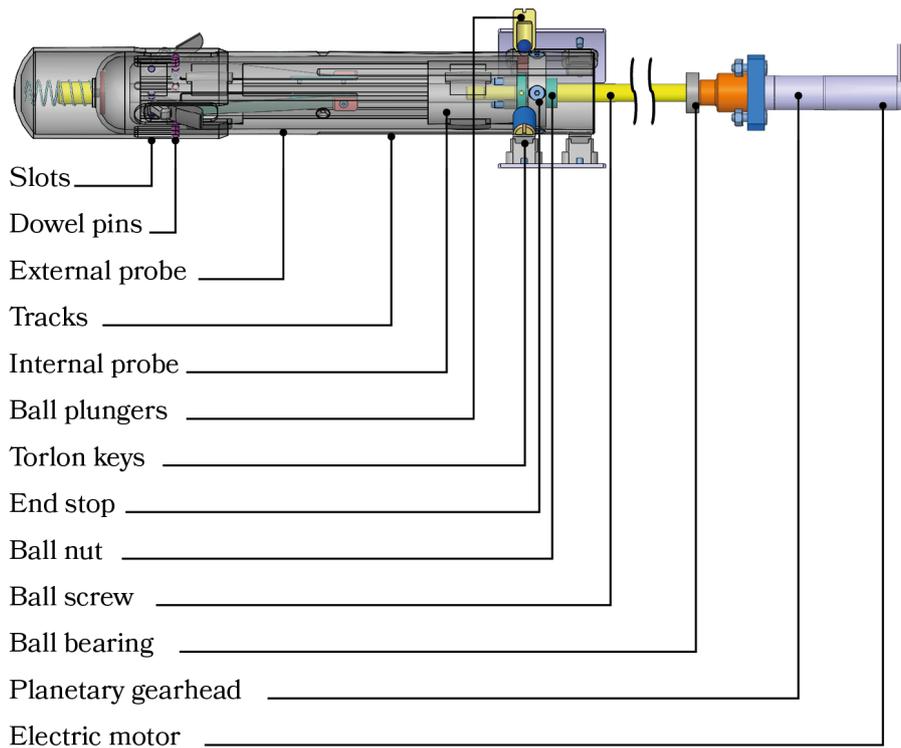


Figura 2.6: Vista schematica del probe [7]

Infatti si vuole che il cono insieme al probe compiano una traiettoria lungo l'asse z per

andare a battuta ed effettuare così la manovra successiva. Il motore *EC-max 16*, visibile in figura 2.6, è collegato, con un riduttore epicicloidale, ad una vite a ricircolo di sfere, supportata da un cuscinetto a sfera, che grazie all'accoppiamento con un dado a sfere realizza la trasformazione del moto da rotatorio a traslatorio. Siccome il dado è connesso con la parte interna allora la traslazione riguarda direttamente quest'ultima parte.

Le spine dowel impediscono qualsiasi tipo di rotazione della parte interna e attraverso delle guide scorrono sulla parte esterna in direzione longitudinale. Per far sì che la parte esterna segua quella interna durante l'arretramento del probe sono stati impiegati dei fine corsa che consentono una connessione rigida tra le due parti.

Tre *tracks*, disposti a 120° tra di loro, sono scavati lungo la parte esterna che, combinati con tre chiavette Torlon 4301 a basso attrito, assicurano un maggiore centraggio. I pistoni a sfera ¹¹ sono sempre tre e sono disposti in maniera simmetrica lungo il piano e ad una distanza di 60° dalle chiavette Torlon [7]. Essi oltre ad inibire la rotazione del probe segnalano il completamento della fase di ritrazione del probe .

Attraverso l'Arduino, usando un convertitore ttl- RS232, si manda al driver del motore la posizione da raggiungere per la battuta con la piastra. Per far ciò basta imporre il numero di *qc* necessari per il completo arretramento. Quando questo si è concluso le sferette presenti nel pistone, spinti da una molla, vanno ad occupare degli incavi presenti nella parte esterna del probe contrassegnando, con un effetto sonoro, la fine della suddetta manovra ¹².

2.7 Hard docking

La fase di *hard docking* conclude l'intera manovra. Essa prevede l'utilizzo di un motore stepper, un pignone rigidamente calettato al motore, una piastra a forma di anello e tre ganci. L'anello presenta un ingranaggio interno ¹³ che permette l'accoppiamento con il pignone e su cui sono ricavati tre profili di camma in modo tale che appena ruota il motore, il perno dei ganci scorre sulla camma provocando un movimento radiale degli stessi che va a bloccare il cono. L'utilizzo di 6 rulli evita che ci siano dei disallineamenti durante la rotazione [7] .

¹¹ *Ball plungers* nella figura 2.6

¹² Si ha così un *double check* : la fine di questa fase è segnalata sia dal raggiungimento di un certo angolo di rotazione del motore sia dal *clack* provocato dalle sferette che entrano nella sede

¹³ Il profilo dentato non è ricavato per tutta la lunghezza dell'anello ma solo per una porzione pari a 18°

Il rapporto di trasmissione tra il pignone e la corona è pari a $\tau_{HD} = 22$, mentre la rotazione che deve subire la corona è pari a $\alpha_{tot} = 18^\circ$. Di cui, 15° corrispondono all'effettivo movimento dei ganci mentre un'ulteriore rotazione di 3° serve per accelerare e decelerare la corona, 1.5° per l'accelerazione e 1.5° per la decelerazione. In questo modo si ha un profilo di velocità trapezoidale e l'intervento dei ganci avviene a velocità costante.

Lo stepper in questione ad ogni impulso ruota di $\alpha_{imp} = 1.8^\circ$, per cui il numero di step necessari per completare la fase di *hard docking* è pari a:

$$N_{step} = \frac{\alpha_{tot}}{\alpha_{imp}} \tau_{HD} = \frac{18}{1.8} \cdot 22 = 220$$

L'azionamento del motore stepper avviene sempre con l'Arduino utilizzando un semplice PIN digitale si intervallano, in maniera simmetrica, dei segnali di *ON* con dei segnali di *OFF*, ad ogni *switch* corrisponde una rotazione del pignone pari a α_{imp} . Presupponendo una durata dell'operazione di $t_{HD} = 44s$, la durata in cui il segnale è acceso ¹⁴ è pari a:

$$t_{ON} = t_{OFF} = \frac{t_{HD}}{N_{step}} = 200ms$$

¹⁴Tale durata è uguale anche per il segnale spento

Capitolo 3

Modello e controllo del meccanismo

3.1 Controllo in posizione

Il controllo posizione ¹ in anello chiuso è stato applicato nelle fasi di *homing* e di ritrazione del probe. Si fornisce un set di posizione al driver EPOS che confrontato con il feedback proveniente dagli encoder presenti nel motore stesso generano un segnale di errore che, elaborato dal PID, viene inviato al motore. La rotazione del motore provoca il movimento della slitta nella fase di *homing* e l'arretramento del probe nella fase di ritrazione.

Il controllore PID è caratterizzato da tutte e tre le componenti: proporzionale, integrativa e derivativa. Secondo la legge:

$$u(t) = K_P err(t) + K_I \int_{t_0}^t err(\tau) d\tau + K_D \frac{derr(t)}{dt} \quad (3.1)$$

Esprimendo il tutto attraverso la trasformata di Laplace:

$$\tilde{U}(s) = K_P \tilde{Err}(s) + K_I \frac{\tilde{Err}(s)}{s} + K_D s = \tilde{P}(s) + \tilde{I}(s) + \tilde{D}(s) \quad (3.2)$$

3.1.1 Azione proporzionale

L'azione proporzionale genera un'uscita $u(t)$ che è proporzionale all'errore: maggiore sarà l'errore e maggiore sarà l'intervento del controllore. Aumentare il guadagno proporzionale

¹Per il controllo posizione non è stato previsto alcun modello Simulink/Simscape a differenza di quanto avviene con il controllo in velocità

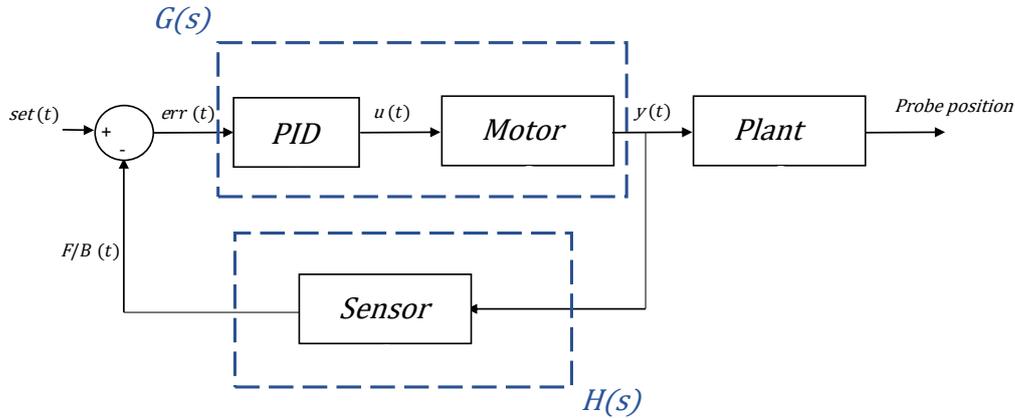


Figura 3.1: Schema a blocchi del controllo in posizione

significa aumentare la prontezza del sistema ² ma conseguentemente diminuirne la stabilità poiché il sistema ha una elevata sensibilità per i disturbi.

3.1.2 Azione integrativa

Il principale vantaggio dell'azione integrativa consiste nell'eliminare l'errore a regime (*offset*) quando viene fornito come segnale di riferimento (*set*) un gradino. Considerando la figura 3.1, se si desidera che dopo il transitorio il feedback segua esattamente il set:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} err(t) = 0 \quad (3.3)$$

Passando al dominio della frequenza, il teorema del valore finale afferma che:

$$\lim_{t \rightarrow +\infty} err(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \tilde{Err}(s) \quad (3.4)$$

Poiché:

$$\tilde{Err}(s) = \tilde{Set}(s) - F/B(s) = \tilde{Set}(s) - \tilde{Y}(s)\tilde{H}(s) \quad (3.5)$$

²Dal punto di vista grafico ciò vuol dire diminuire il tempo di salita t_r

La funzione di trasferimento in anello chiuso che mette in relazione direttamente l'ingresso con l'uscita è data da:

$$Y(s) = \frac{\tilde{G}(s)}{1 + \tilde{G}(s)\tilde{H}(s)}\tilde{Set}(s) \quad (3.6)$$

Allora l'errore sarà pari a:

$$\begin{aligned} \tilde{Err}(s) &= \tilde{Set}(s) - \frac{\tilde{G}(s)}{1 + \tilde{G}(s)\tilde{H}(s)}\tilde{Set}(s)\tilde{H}(s) = \left[1 - \frac{\tilde{G}(s)\tilde{H}(s)}{1 + \tilde{G}(s)\tilde{H}(s)}\right]\tilde{Set}(s) = \\ &= \frac{1}{1 + \tilde{G}(s)\tilde{H}(s)}\tilde{Set}(s) \end{aligned} \quad (3.7)$$

Fornendo come segnale di set un gradino, la cui trasformata di Laplace è pari a $1/s$, e sostituendo i valori della 3.7 alla 3.4 si ha che:

$$\lim_{s \rightarrow 0} s\tilde{Err}(s) = \frac{1}{1 + \tilde{G}(s)\tilde{H}(s)} \quad (3.8)$$

Affinché ciò si realizzi è necessario che $\tilde{G}(s)\tilde{H}(s) \rightarrow \infty$, per cui si ha la necessità di avere un polo nell'origine. Né la funzione di trasferimento del motore né quella del laser ³ contengono un polo nell'origine: è necessario fornirla con l'azione integrativa del controllore PID.

Aumentare il valore di K_I , a parità degli altri parametri, significa avere un sistema che risponde più velocemente ai transitori, con una salita più ripida, ma con una minore stabilità. Inoltre a causa della presenza del polo nell'origine si introduce un ritardo di fase di 90° . Un altro svantaggio che possiede il termine integrativo è la possibile insorgenza del fenomeno del *windup* ⁴.

3.1.3 Azione derivativa

L'azione derivativa genera un segnale di uscita che è proporzionale alla velocità con cui varia l'errore. Avere uno zero nell'origine ha l'effetto opposto di quello che aveva il controllore integrativo, mentre il controllore integrativo genera un ritardo di fase di 90° quello

³Le specifiche della Maxon non forniscono una funzione di trasferimento del motore e del laser, ma la presenza necessaria dell'azione integrativa lascia presagire ciò.

⁴Il fenomeno del *windup* sarà approfondito nella sezione 4.11

derivativo produce un anticipo dello stesso angolo. Il principale vantaggio è quello di avere un sistema più veloce e tale azione si usa se il meccanismo da controllare possiede un ritardo di fase importante altrimenti sarebbe superfluo e dannoso. Infatti, l'azione derivativa compromette la stabilità del sistema a prescindere dal valore di K_D .

La presenza dello zero nell'origine ($s = j\omega$) comporta, ad elevate frequenze, una forte amplificazione del segnale per cui i disturbi che hanno delle pulsazioni elevate vengono ingigantiti con un notevole deterioramento del segnale originale. L'impiego di un filtro passa basso limita questo inconveniente e viene sempre associato all'azione integrativa. La taratura del controllore derivativo richiede particolari attenzioni e quando è possibile viene evitato.

In genere, i filtri passa basso impiegati sono del primo ordine e hanno la seguente funzione di trasferimento:

$$\tilde{F}(s) = \frac{1}{1 + \tau_f s} \quad (3.9)$$

Per cui la componente derivativa si trasforma in:

$$\tilde{D}'(s) = \tilde{F}(s)\tilde{D}(s) = \frac{K_D s}{1 + \tau_f s} \quad (3.10)$$

Più è alto il valore di τ_f e meno potere di filtraggio si ha: il segnale filtrato è uguale a quello originale. Al contrario, avere un τ_f troppo basso comporta la "perdita" di frequenze utili. Nel progetto in questione il blocco derivativo ha la seguente funzione di trasferimento:

$$\tilde{D}'(s) = \frac{K_D s}{1 + \frac{K_D}{16K_P} s} \quad (3.11)$$

3.2 Controllo in velocità

Per la movimentazione della slitta lungo il piano xy si esegue un controllo velocità⁵ schematizzato per un asse⁶ e per vie generali, nella figura 3.2.

⁵Parlare di controllo velocità non è perfettamente corretto, in quanto, nonostante il riferimento per il moto della slitta sia fornito in velocità quello che si desidera è avere la posizione del probe rettilinea che si traduce nell'assenza di forza sull'apice del probe. La grandezza effettivamente controllata è la forza.

⁶Lo schema in figura 3.2 vale indistintamente sia per l'asse x che per l'asse y

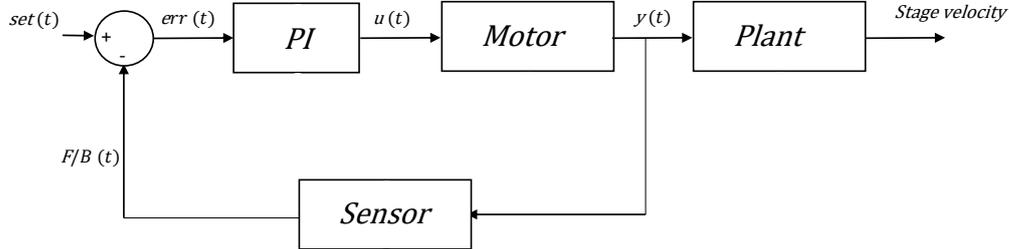


Figura 3.2: Schema a blocchi del controllo in velocità

A differenza del controllo posizione, qui il $set(t)$ è una velocità, così come il $F/B(t)$ e l' $err(t)$, e non è stata prevista un'azione derivativa, per cui il segnale di uscita dal controllore PI è pari a:

$$u(t) = K_P err(t) + K_I \int_{t_0}^t err(\tau) d\tau \quad (3.12)$$

Nel dominio della frequenza:

$$\tilde{U}(s) = K_P \tilde{E}rr(s) + K_I \frac{\tilde{E}rr(s)}{s} = \tilde{P}(s) + \tilde{I}(s) \quad (3.13)$$

3.3 Modello del meccanismo

3.3.1 Motore

I motori a disposizione sono degli EC (*electronic commutation*) motors, cioè dei motori brushless a magneti permanenti commutati elettronicamente, essi verranno trattati nella modellizzazione come dei semplici motori DC. Lo schema elettrico-circuitale è il seguente:

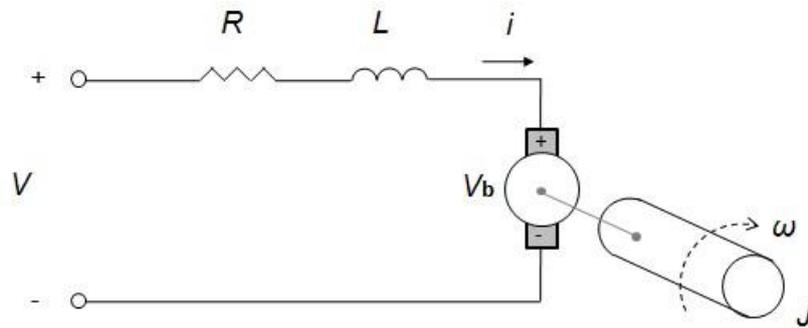


Figura 3.3: Circuito elettrico equivalente di un motore DC

Al suddetto circuito equivalente è associata un'equazione differenziale del primo ordine:

$$V = Ri + L \frac{di}{dt} + V_b \quad (3.14)$$

Dove V rappresenta la tensione fornita alle armature, R ed L sono rispettivamente la resistenza e l'induttanza d'armatura, mentre V_b è la forza contro-elettromotrice che è pari a:

$$V_b = k_\omega \omega_m \quad (3.15)$$

Il rapporto tra la forza contro-elettromotrice e la velocità è chiamato costante di velocità (k_ω). Dalla risoluzione dell'equazione 3.14 si ricava l'intensità di corrente i che è quella che scorre nell'armatura statorica [10]. Il passaggio dell'intensità di corrente elettrica genera una coppia pari a:

$$C_e = k_t i \quad (3.16)$$

Si nota come la relazione tra la coppia fornita al motore e l'intensità che vi scorre in esso è lineare e dipende dalla costante k_t chiamata costante di coppia. L'equazione 3.16 indica la coppia elettrica che va in ingresso al motore che coincide con quella in uscita nel caso in cui non ci siano perdite, nella realtà si ha che:

$$C_m = C_e - J_{motor} \dot{\omega}_m - \lambda \omega_m \quad (3.17)$$

Il valore di J_{motor} indica l'inerzia del motore, mentre λ rappresenta il fattore di smorzamento. Quest'ultimo risulta molto difficile da valutare direttamente ⁷ e molto spesso, al

⁷Dal punto di vista empirico è complicato calcolare un fattore di smorzamento, mentre è molto più semplice fare girare il motore a vuoto con i valori nominali e misurare la velocità e la corrente.

suo posto, vengono forniti dai *datasheet* la corrente e la velocità in assenza di carico, rispettivamente $i_{no-load}$ e $\omega_{no-load}$. Risolvendo la seguente relazione è così possibile calcolarsi il fattore di smorzamento:

$$k_t i_{no-load} = \lambda \omega_{no-load} \quad (3.18)$$

Dalle specifiche della Maxon si possono notare i valori e le rispettive unità di misura dei parametri appena citati:

Nomenclatura	Valore	Unità di misura
k_ω	1230	<i>rpm/V</i>
k_t	7.75	<i>mNm/A</i>
R	0.269	Ω
L	0.035	<i>mH</i>
J_{motor}	4.09	<i>gcm²</i>
$i_{no-load}$	257	<i>mA</i>
$\omega_{no-load}$	29500	<i>rpm</i>

Tabella 3.1: Specifiche del motore

3.3.2 Riduttore

La presenza del riduttore epicicloidale ha lo scopo di abbassare la velocità di rotazione al fine di aumentarne la coppia. Per semplificare il modello, si è sostituito il riduttore epicicloidale con un semplice ingranaggio che mantiene però le stesse caratteristiche dinamiche. A regime, se non ci fossero perdite, la relazione tra la coppia entrante nel riduttore e quella uscente sarebbe pari a:

$$C_M = \tau_{PGH} C_m \quad (3.19)$$

Analogamente la velocità:

$$\omega_M = \frac{\omega_m}{\tau_{PGH}} \quad (3.20)$$

Nel caso reale, durante la trasmissione del moto si ha sempre uno strisciamento fra i denti in presa con conseguente perdita di energia per attrito che dipende principalmente dal grado di finitura della superficie a contatto e dalla lubrificazione. Inoltre è opportuno

considerare anche l'inerzia del riduttore ⁸, per cui, mentre l'equazione 3.20 rimane invariata poiché non viene influenzata dalle perdite così come il rapporto di trasmissione τ_{PGH} , l'equazione 3.21 si modifica come segue:

$$C_M = \eta_{PGH}\tau_{PGH}C_m - J_{PGH}\dot{\omega}_M \quad (3.21)$$

Il coefficiente η_{PGH} indica l'efficienza della trasmissione ed è presupposta costante al variare del carico⁹. La tabella 3.2 mostra le caratteristiche del riduttore epicicloidale.

Nomenclatura	Valore	Unità di misura
τ_{PGH}	19	—
J_{PGH}	0.4	gcm^2
η_{PGH}	70	%

Tabella 3.2: Specifiche del riduttore

3.3.3 Vite a ricircolo di sfere

La vite a ricircolo di sfere ha la funzione di trasformare il moto rotatorio dell'albero motore in moto traslatorio utile per la movimentazione della slitta lungo gli assi x e y . Grazie all'impiego delle sfere si riesce a trasformare un attrito radente in attrito volvente con una netta diminuzione della forza di attrito e dell'energia dissipata [11].

L'equazione del moto impiegata nel modello è la seguente:

$$C_M - C_f - C_R - J_{BS}\ddot{\alpha} = 0 \quad (3.22)$$

In cui, C_M è la coppia in uscita dal riduttore, C_R la coppia trasmessa alla chiocciola, mentre C_f e $J_{BS}\ddot{\alpha}$ sono rispettivamente le coppie resistenti di attrito ¹⁰ e di inerzia. Attraverso un accoppiamento vite-madrevite viene trasmessa una forza che provoca il movimento della slitta lungo un asse. Dal bilancio delle potenze si ha che:

$$C_R\dot{\alpha} = F_R\dot{x} \quad (3.23)$$

⁸L'inerzia del riduttore è un valore molto piccolo rispetto a tutto il meccanismo. Se si trascurasse non si avrebbe un apprezzabile variazione dei risultati

⁹L'efficienza varia al variare dal carico ma poiché la sua valutazione risulta difficoltosa si è optato per un valore costante.

¹⁰Le perdite per attrito potevano essere anche espresse attraverso una costante, l'efficienza η_{BS} . Si è ritenuto più opportuno adottare un modello di attrito di tipo viscoso-coulombiano, anche se viste le grandezze in gioco i risultati non sarebbero stati così differenti

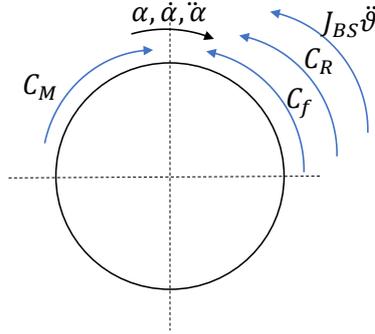


Figura 3.4: Diagramma di corpo libero della vite a ricircolo di sfere

Esiste una correlazione tra lo spostamento x e la rotazione α , infatti noto il passo della vite pari p :

$$x = \frac{p}{2\pi} \alpha \quad (3.24)$$

Derivando l'equazione 3.24 e andando a sostituire alla 3.23 si arriva a:

$$F_R = \frac{2\pi}{p} C_R \quad (3.25)$$

Per quanto riguarda, invece, l'attrito si è pensato ad un attrito di tipo viscoso-coulombiano ¹¹ che è così rappresentato [12]:

$$C_f = C_{preload} + \mu \dot{\alpha} \quad (3.26)$$

La $C_{preload}$ è la componente coulombiana [7] assunta dalle specifiche in tabella 3.3, mentre nei testi ingegneristici che trattano di viti a ricircolo di sfere, è solito attribuire alla costante μ un valore di 10^{-6} [13].

¹¹In realtà dovrebbe essere considerato anche l'attrito dovuto alla curva di Stribeck ma poiché risulta molto difficoltoso determinarne i parametri che caratterizzano la curva e poiché l'influenza di essa stessa è minima allora si è trascurato.

Nomenclatura	Valore	Unità di misura
p	4	mm
J_{BS}	$2.3 \cdot 10^{-6}$	kgm^2
$C_{preload}$	0.02	Nm

Tabella 3.3: Specifiche della vite a ricircolo di sfere

3.3.4 Slitta

La slitta è formata da una piastra ($Y\ slide$) e da due guide, l' $X\ Guide$ e l' $Y\ Guide$, visibile in figura 3.5, che sono orientati longitudinalmente lungo il corrispettivo asse. Quando si ha un riferimento di velocità lungo l'asse x , il motore inizia a ruotare e la parte mobile trasla lungo l' $X\ guide$ nella parte cava della piastra.

Se invece il riferimento è dato nella direzione dell'asse y , la rotazione del motore trasporta lungo la $Y\ Guide$ oltre alla parte mobile anche la piastra e l' $X\ Guide$. Il motore che manovra l'asse y sarà quindi più sollecitato nei transitori a causa di una maggiore inerzia.

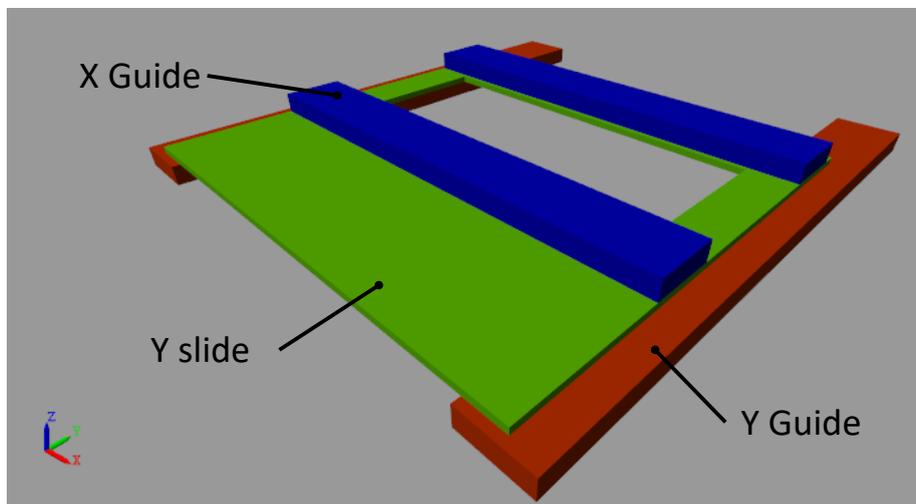


Figura 3.5: Modello *Simscape* della slitta

La figura 3.6 mostra i vincoli cinematici tra i vari elementi della slitta. L'utilizzo del *prismatic joint* permette un solo grado di libertà: la traslazione in un asse. La simulazione viene stoppata quando la parte attiva arriva a fine corsa.

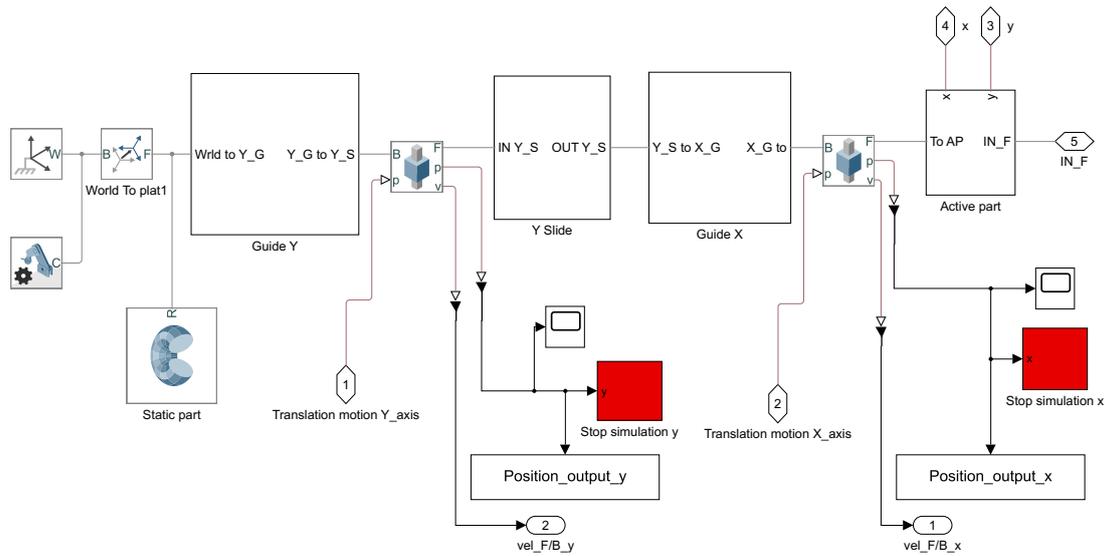


Figura 3.6: Blocco *Mechanism* del modello Simulink

3.3.5 Parte attiva

Sulle *X Guide* scorre la *platform* che ha un solo grado di libertà, la traslazione lungo l'asse x , ed è dotata di un giunto universale su cui ruota il *probe*. Il *sub-male cone*¹² è rigidamente connesso al *probe* mentre al *sub-male cone* è concesso uno spostamento relativo rispetto allo stesso, lungo l'asse z , durante la fase di ritrazione in cui vengono compresse le molle di *undocking*. Alla *platform* sono rigidamente connesse le sedi delle molle di trazione (*spring site*).

Il segnale del laser è stato simulato prendendo un sistema di riferimento che si trova nelle sue stesse coordinate e misurando la distanza dal *probe* durante la manovra (figura 3.8).

¹²Per semplicità, le tre aste visibili in figura 2.1 sono state omesse

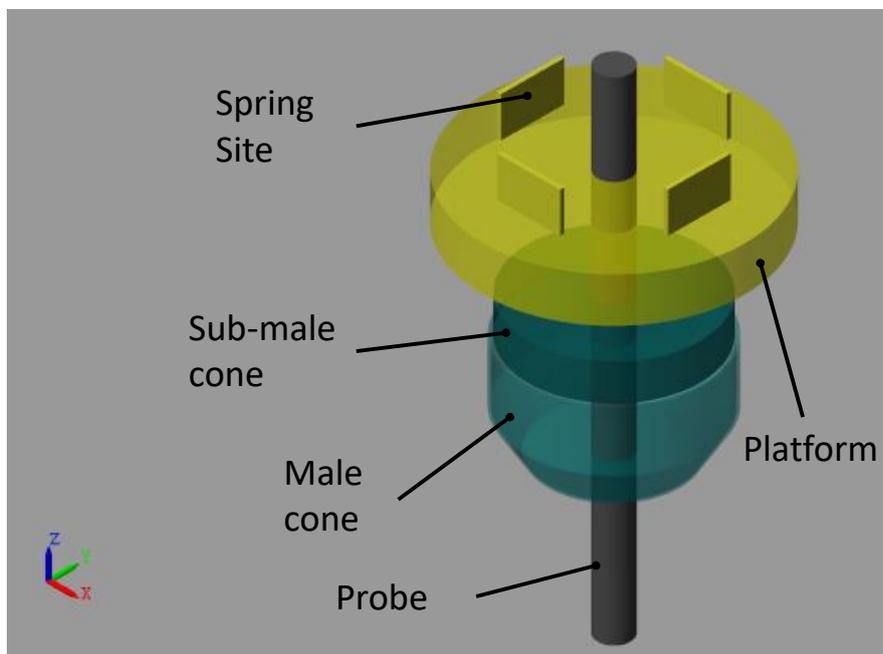


Figura 3.7: Modello *Simscape* della parte attiva

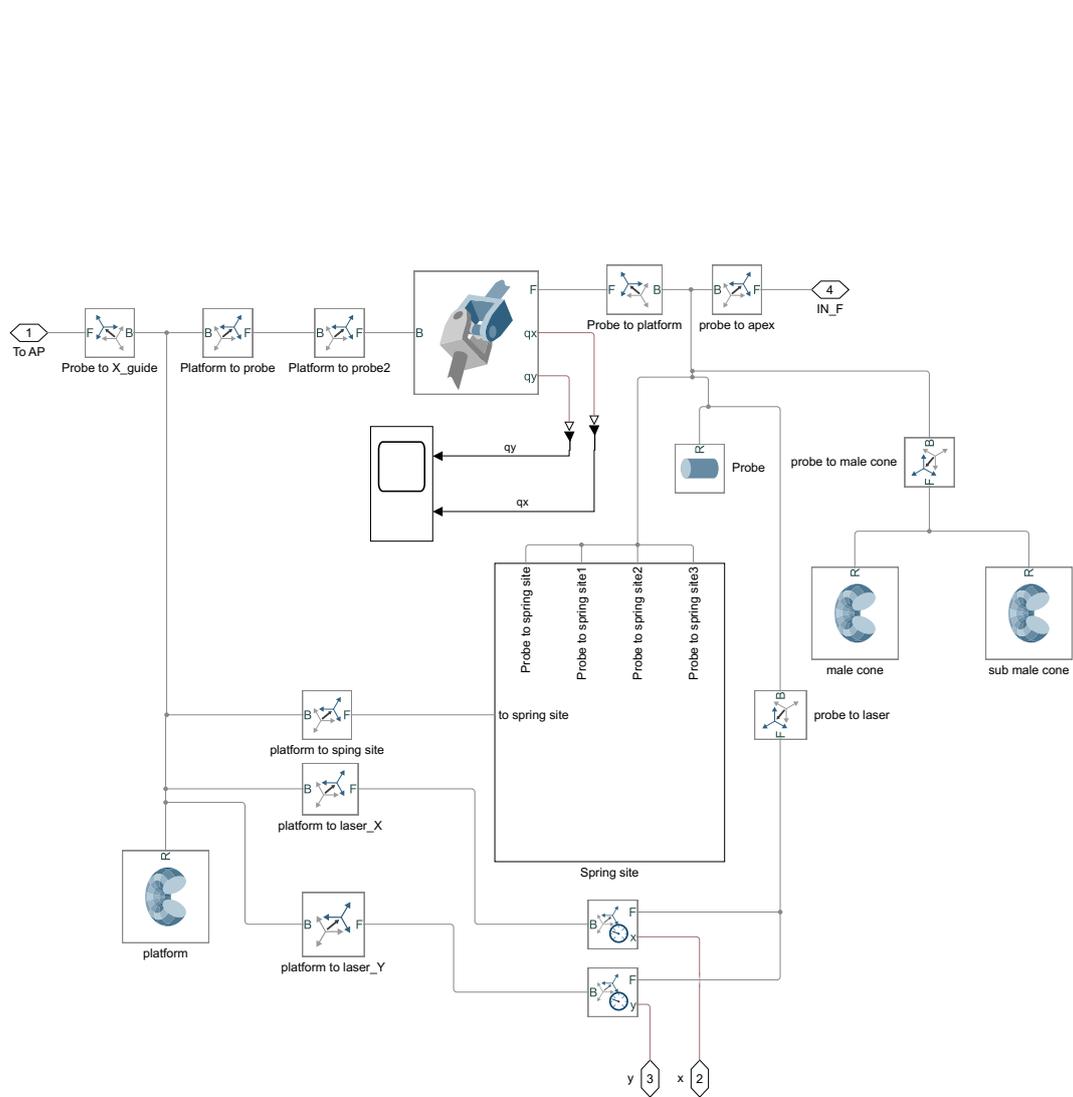


Figura 3.8: Blocco *Active part* del modello Simulink

3.4 Modello del sistema di controllo

In questa sezione ci si dedicherà al calcolo dei guadagni ¹³, proporzionale e integrativo, dei due driver che sono responsabili del moto della slitta lungo l'asse x e y . La velocità con cui la slitta trasla dipende dalla posizione angolare del probe, maggiore è la rotazione subita dal probe a causa del contatto con il cono e maggiore sarà la velocità di set, in quanto si desidera una maggiore prontezza nell'avere il probe perfettamente verticale.

Scendendo nello specifico, si confronta la velocità di *set* con quella di *feedback*, se esse non combaciano, attraverso un controllo di tipo PI si ottiene un'intensità di corrente di set, che è quella che viene richiesta al motore. Dalla i_{set} si ha un altro controllore di tipo PI che produce una tensione sulle armature del motore e che sarà responsabile del movimento dello stesso. Quando si fornisce una certa tensione il motore e tutti i dispositivi ad esso connessi si mettono in movimento.

Entrambi i controlli sono retroazionati per cui abbiamo, due anelli, uno interno e l'altro esterno. L'anello interno è quello di corrente, mentre l'anello esterno è quello della velocità. Si è adottata una procedura di calcolo basata su delle iterazioni partendo da dei valori plausibili approfondita nella sezione 3.4.1 ¹⁴.

¹³In laboratorio si può prescindere da questo calcolo visto che i driver permettono l'auto-tuning con l'utilizzo del software Epos-Studios

¹⁴Nelle sezioni 3.4.1, 3.4.2 e 3.4.3 il ragionamento sarà identico per entrambi gli assi

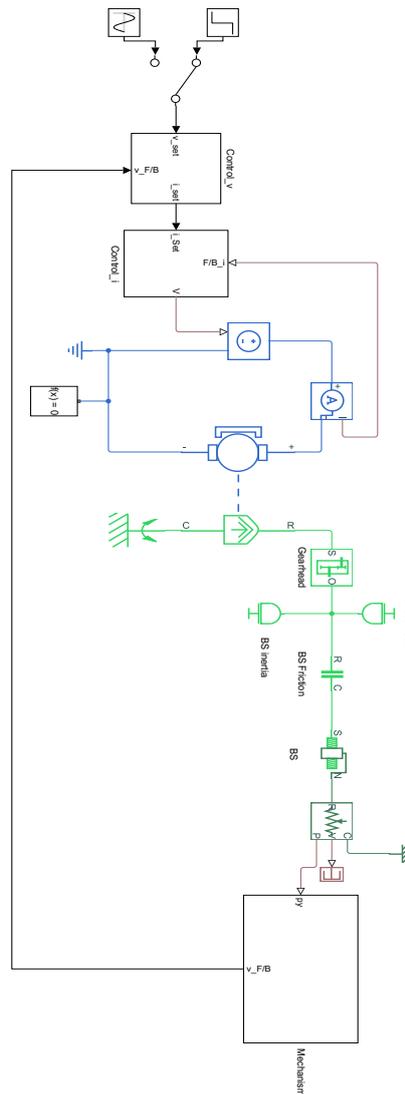


Figura 3.9: Modello del sistema usato per la determinazione dei guadagni di velocità

3.4.1 Procedura di ottimizzazione

Il modello del meccanismo non possiede un polo nell'origine quindi è necessaria la presenza di un ramo integrativo per evitare un errore a regime non nullo [14].

Il calcolo della funzione di trasferimento del modello risulta essere molto complicato ed inoltre, a causa della presenza di non-linearità, si hanno dei limiti per quanto riguarda l'attendibilità. Per cui è necessario un metodo automatico di taratura dei controllori. Esistono dei metodi di taratura classici, usati da diversi anni e parecchio collaudati, come

quelli di Ziegler-Nichols [15] , ma poiché si hanno a disposizione dei software ad elevate prestazioni che riducono i tempi di calcolo si sono utilizzati questi ultimi .

La procedura usata per il calcolo dei guadagni proporzionali e integrativi K_P e K_I prevede la minimizzazione dell'errore quadratico medio (IQE - *Integrated Quadratic Error*) tra il segnale di set e il segnale di feedback:

$$IQE = \sum_{t_k=1}^n [set(t_k) - F/B(t_k)]^2 \quad (3.27)$$

In cui t_k rappresenta il tempo campionato che è pari a: $t_k = n * \Delta t$, dove Δt è l'intervallo di campionamento, scelto dal Software stesso, mentre n è il numero di campioni che coincide con la dimensione dei vettori. L'algoritmo di minimizzazione usato è *fminsearch* che ricerca il minimo locale di una funzione e ha bisogno di valori di primo tentativo [16] per eseguire il calcolo iterativo.

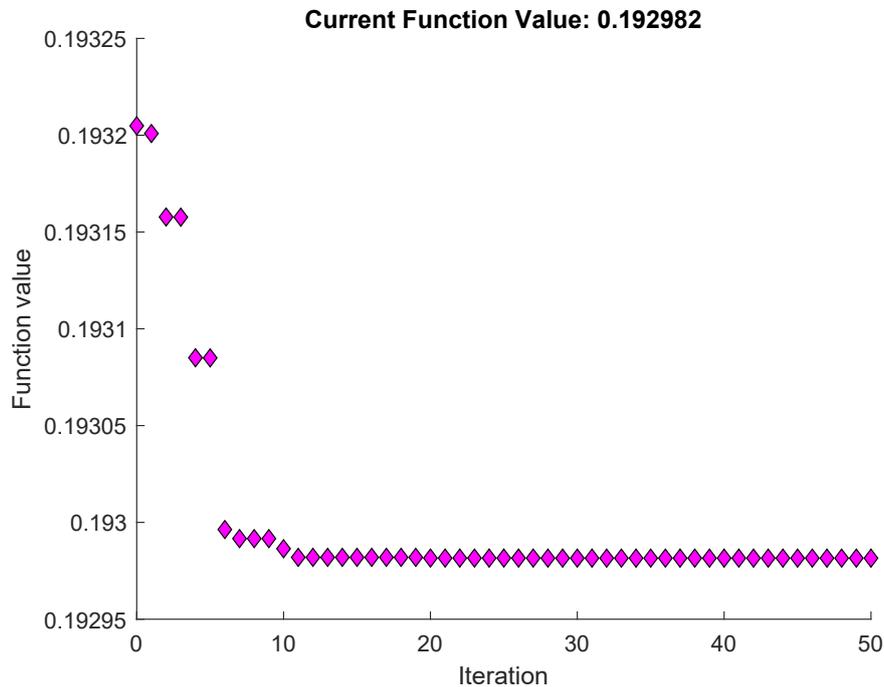


Figura 3.10: Valori assunti dalla funzione da ottimizzare durante l'iterazione

3.4.2 Anello interno (di corrente)

L'anello di corrente ha inizio con un'intensità di corrente i_{set} ¹⁵ che viene confrontata con quella di *feedback* proveniente dal sensore di corrente¹⁶. Nel caso di errore non nullo attraverso un controllore *PI* si cerca di recuperarlo fornendo al motore una tensione V che ne permette l'avviamento.

$$V(t) = K_{Pi}err_i(t) + K_{Ii} \int_{t_0}^t err_i(\tau) d\tau \quad (3.28)$$

Il blocco saturazione è utilizzato per evitare che si superino i limiti fisici dei sistemi di attuazione ($V_{max} = \pm 24V$):

$$\begin{cases} V_{set}(t) = V_{max} & \text{se } V(t) \geq V_{max} \\ V_{set}(t) = i(t) & \text{se } -V_{max} < V(t) < V_{max} \\ V_{set}(t) = -V_{max} & \text{se } V(t) \leq -V_{max} \end{cases}$$

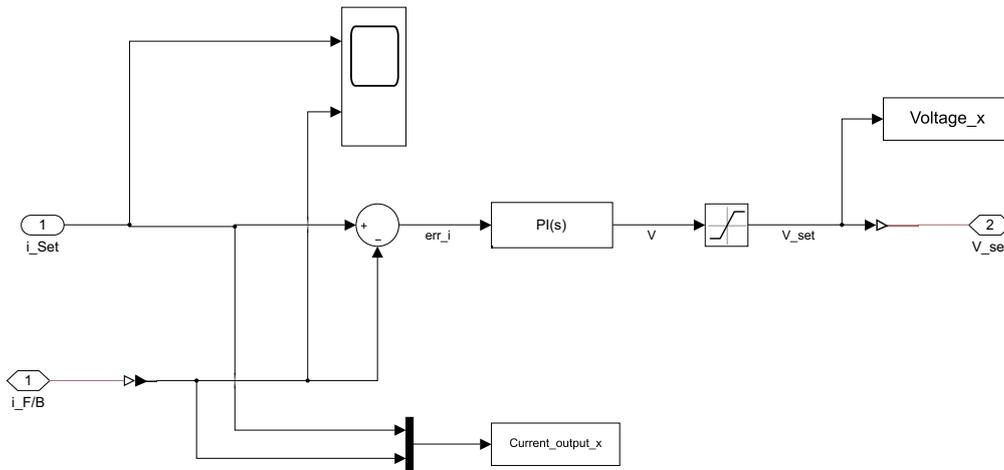


Figura 3.11: Schema a blocchi dell'anello di corrente

Dal punto di vista della simulazione si è provato dapprima a fornire un set a gradino di corrente, ma questo creava delle instabilità. A causa dell'inerzia, preponderante in questa

¹⁵Per comprendere meglio da dove proviene il segnale di set si veda la figura 3.9

¹⁶il sensore viene considerato come ideale con una dinamica trascurabile e un'impedenza infinita [17] in modo da non influenzare in alcun modo il sistema

applicazione, il massimo assorbimento di corrente si verifica durante il transitorio mentre a regime l'assorbimento sarà minimo. Fornire un ingresso a gradino è concettualmente errato oltre che problematico dal punto di vista numerico.

Quindi si è preso per buoni i parametri di primo tentativo dell'anello di corrente, successivamente si sono calcolati i guadagni ottimizzati del controllo esterno di velocità e infine, usando il modello *Simulink/Simscape* in figura A.1 e applicando una forza pari a $F_{IN} = 6N$ si è giunti ai valori ottimali di quelli di corrente. Considerando l'equazione 3.27, l'algoritmo *fminsearch* va a minimizzare la relazione 3.29 utilizzando come valori iniziali quelli visibili in tabella 3.4.

$$IQE = \sum_{t_k=1}^n [i_{set}(t_k) - i_{F/B}(t_k)]^2 \quad (3.29)$$

		Asse x	Asse y
$K_{P_i}^{1st}$	$[\Omega]$	1000	1000
$K_{I_i}^{1st}$	$[\frac{\Omega}{s}]$	100	100

Tabella 3.4: Valori di primo tentativo dei guadagni di corrente

3.4.3 Anello esterno (di velocità)

Il calcolo dei guadagni K_{P_v} e K_{I_v} è stato eseguito utilizzando il modello in figura 3.9. Fornendo come input un segnale a gradino di ampiezza $v_{set} = 10mm/s$ si è provveduto alla minimizzazione dell'IQE secondo la relazione:

$$IQE = \sum_{t_k=1}^n [v_{set}(t_k) - v_{F/B}(t_k)]^2 \quad (3.30)$$

Il tipo di controllo effettuato è sempre di tipo PI come avveniva nella regolazione in corrente. L'errore viene moltiplicato per i guadagni proporzionali e integrativi:

$$i(t) = K_{P_v} err_v(t) + K_{I_v} \int_{t_0}^t err_v(\tau) d\tau \quad (3.31)$$

L'uscita dell'anello di velocità è un'intensità di corrente e costituisce l'input dell'anello successivo. Il blocco saturazione (figura 3.12) impedisce il superamento dei limiti costruttivi del motore pari rispettivamente a $i_{max} = \pm 6.59A$:

$$\begin{cases} i_{set}(t) = i_{max} & \text{se } i(t) \geq u_{max} \\ i_{set}(t) = i(t) & \text{se } -i_{max} < i(t) < i_{max} \\ i_{set}(t) = -i_{max} & \text{se } i(t) \leq -i_{max} \end{cases}$$

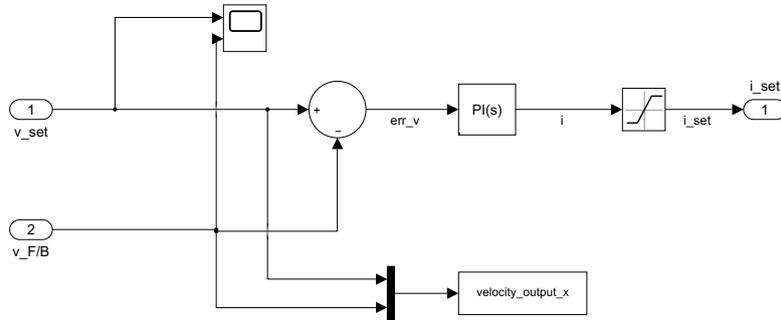


Figura 3.12: Schema a blocchi dell'anello di velocità

		Asse x	Asse y
K_{Pv}^{1st}	$[\frac{A}{m/s}]$	1000	1000
K_{Iv}^{1st}	$[\frac{A/s}{m/s}]$	100	100

Tabella 3.5: Valori di primo tentativo dei guadagni di velocità

3.5 Risultati ottenuti

L'algoritmo di risoluzione *fminsearch* va a ricercare il minimo locale di una funzione, non il minimo assoluto, per cui i risultati che si ottengono devono essere validati prima di prenderli per buoni. I valori ottimi dei guadagni non si discostano molto da quelli di primo tentativo, e l'**IQE** è piuttosto basso. Questo significa che il segnale effettivo segue in maniera fedele il segnale richiesto.

Benché i valori trovati differiscano poco tra di loro la non perfetta uguaglianza può essere legata ai seguenti fattori:

- Asimmetria tra i due assi. La massa traslante a cui è calettato il motore che muove l'asse x è minore rispetto a quella dell'asse y .
- L'algoritmo di minimizzazione dell'errore si basa su un calcolo iterativo, quindi può celare dei piccoli errori numerici.

	Asse x	Asse y
$K_{P_i}^{opt}$ [Ω]	849.87	783
$K_{I_i}^{opt}$ [$\frac{\Omega}{s}$]	124	132
$K_{P_v}^{opt}$ [$\frac{A}{m/s}$]	1302	1553
$K_{I_v}^{opt}$ [$\frac{A/s}{m/s}$]	103.8	99.13

Tabella 3.6: Valori ottimizzati dei guadagni integrativi e proporzionali

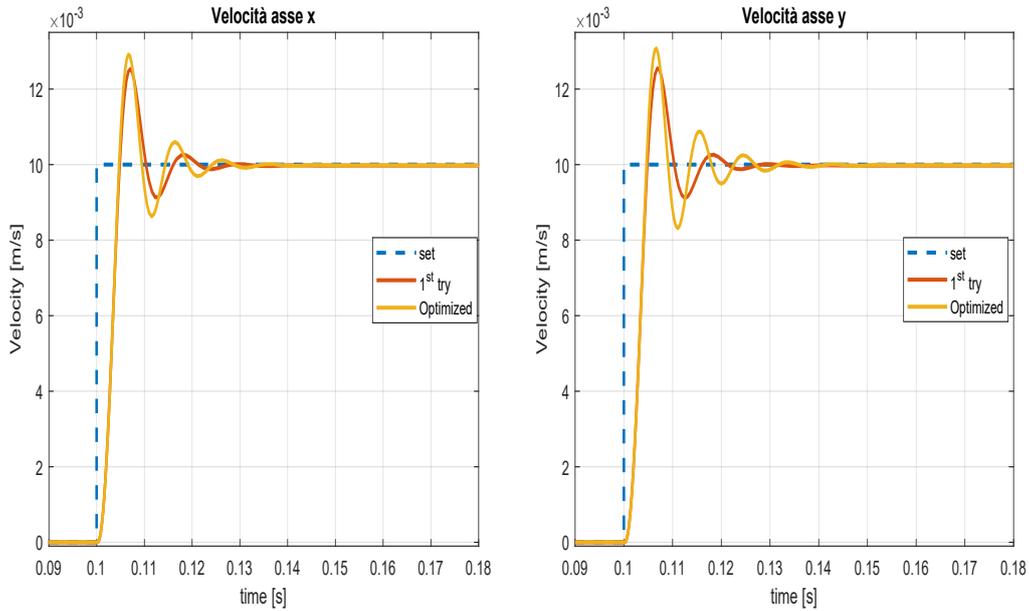


Figura 3.13: Confronto nell'asse temporale tra il segnale di riferimento, il *feedback* ottenuto con i guadagni di primo tentativo e con quelli ottimizzati

Sia la velocità ottenuta con i valori di primo tentativo sia quella ottenuta con i valori ottimi mostra un *overshoot* nel transitorio che però si assesta sul valore di riferimento dopo circa 0.025s. L'oscillazione è maggiore nell'andamento ottimizzato ma ciò è compensato, a regime, da una maggiore fedeltà al segnale di set.

	Asse x	Asse y
IQE_i	$3.1507 \cdot 10^{-4}$	$3.1377 \cdot 10^{-4}$
IQE_v	0.0047	0.0045

Tabella 3.7: Valori di IQE alla fine dell'ottimizzazione

Capitolo 4

Simulazione del contatto tra cono e probe

Dopo aver determinato i guadagni ottimi si è provveduto ad una simulazione del contatto tra il cono e il probe. La superficie laterale del cono, essendo circolare, va a complicare la simulazione compromettendone l'affidabilità, infatti se si utilizzasse il cono si avrebbe bisogno di un sistema di riferimento solidale con il cono che ha 6 gradi di libertà. Per evitare tutto ciò, nelle simulazioni a seguire si è sostituito il cono con un semplice piano, che è inclinato rispetto al sistema di riferimento fisso dello stesso angolo del cono, cioè 60 deg. In poche parole, si è presupposto che il cono abbia un raggio infinito così da poter sostituire la superficie laterale del cono con un semplice piano.

Le specifiche tecniche usate per la missione STRONG prevedono una velocità relativa tra i due spacecraft di $(30 \pm 10) \text{ mm/s}$ [7]. Poiché in questo esperimento è il cono che si muove verso la parte attiva, allora si è impostata come velocità di avanzamento del piano una velocità pari a $v = 10 \text{ mm/s}$ lungo l'asse z ¹.

Si è scelto come punto di contatto quello che si trova a 45 deg dall'origine, in modo tale che quando avviene il contatto il probe ruota con lo stesso angolo sia rispetto l'asse x che rispetto l'asse y .

¹Le componenti di velocità lungo gli assi x e y sono nulle



Figura 4.1: Posizione del punto di contatto C

4.1 Algoritmo di calcolo della forza di contatto

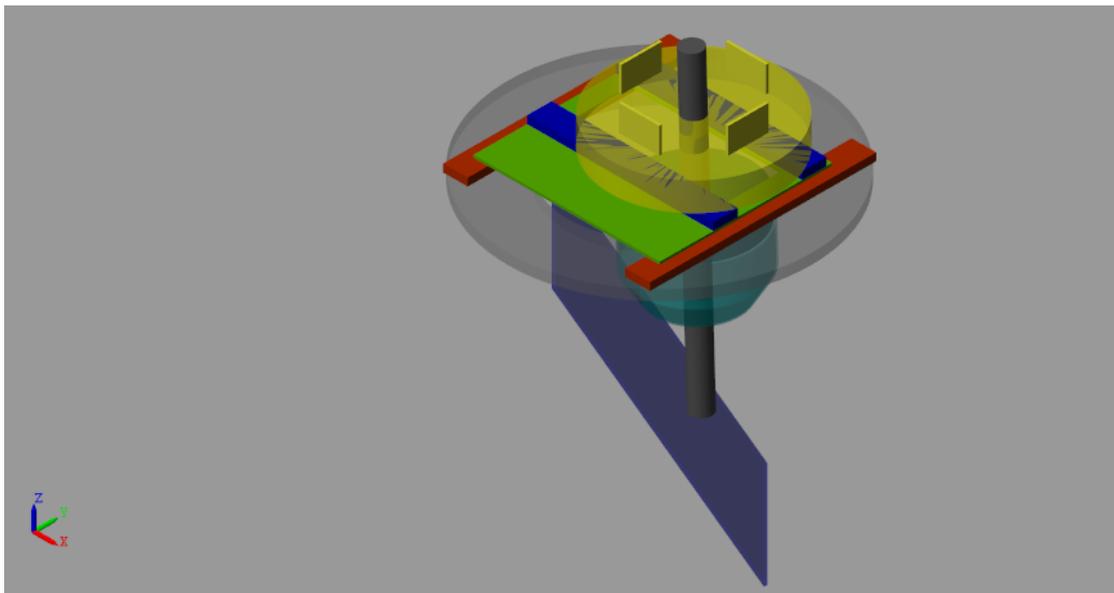


Figura 4.2: Modello Simscape 3D del contatto tra il piano e il probe

L'algoritmo di simulazione di contatto utilizzato è il blocco *Spacial contact force*² di *Simscape* che permette ai due corpi di penetrare tanto basta per generare una forza perpendicolare alle due superfici di contatto. La forza che la superficie esercita sul probe viene

²Per ulteriori approfondimenti [18] si rimanda a https://it.mathworks.com/help/pdf_doc/matlab/index.html

calcolata nel modo seguente:

$$F = K\varepsilon + D\dot{\varepsilon} \quad (4.1)$$

ε indica di quanto il piano è penetrato nel probe, mentre $\dot{\varepsilon}$ è la sua derivata. I valori di K e D rappresentano il fattore di rigidezza e il fattore di smorzamento del contatto e sono stati presi di *default*³ pari rispettivamente a $10^6 N/m$ e a $10^3 N/(m/s)$. Viste le basse velocità in gioco è stato ritenuto opportuno trascurare i fenomeni di attrito tra la punta del probe e il piano.

4.2 Algoritmo di calcolo della velocità di *set*

La rotazione del probe, dovuta all'applicazione di una forza, produce uno spostamento x (y) dalla posizione di zero (asta completamente verticale). Riferendoci al diagramma di corpo libero in figura 2.3, si ha che:

$$x = l_{laser} \sin(\vartheta) \quad (4.2)$$

Dove l_{laser} rappresenta la distanza del raggio laser dalla cerniera⁴ pari a $100mm$ mentre ϑ è la rotazione del probe. Il discorso è equivalente per quanto riguarda l'asse y .

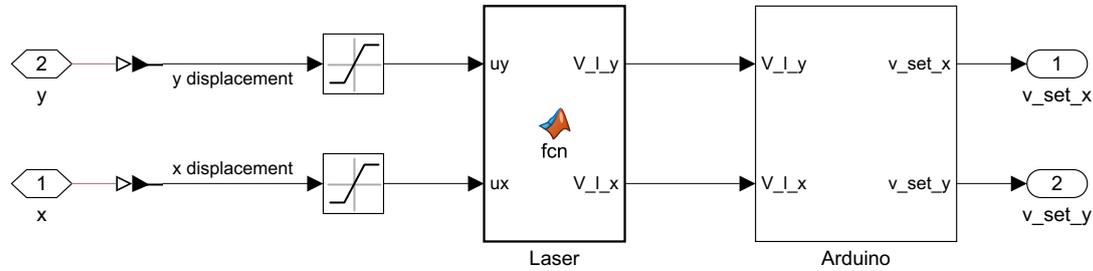


Figura 4.3: Blocco *Calc velocity platform* del modello *Simulink*

Successivamente, il valore trovato viene saturato (figura 4.3) con dei valori massimi e minimi di $x_{max} = 12.5mm$ e $x_{min} = -12.5mm$. In questo modo viene limitata la rotazione

³Il calcolo dei parametri K e D risulta essere molto gravoso e non giustificabile

⁴Si ricorda che il valore di x viene preso direttamente misurando la distanza tra due sistemi di riferimento e non in maniera indiretta con la 4.2

del probe per impedire che il laser misuri una lunghezza al di fuori della sua zona di lavoro.

4.2.1 Laser

Il laser ⁵ è un dispositivo che permette di esprimere la distanza di un oggetto generando un segnale elettrico in uscita [19]. La tensione prodotta segue la relazione:

$$V_{l,x} = G_l u_x + A; \quad (4.3a)$$

$$V_{l,y} = G_l u_y + A; \quad (4.3b)$$

In cui A è il valore di *midrange* cioè quello fornito quando il probe è in posizione perfettamente verticale pari a $3V$, mentre G_l rappresenta il rapporto tra l'intervallo di tensione esprimibile dal laser e il range di misura percepibile.

$$G_l = \frac{\Delta V}{\Delta x} = \frac{4}{25 \cdot 10^{-3}} = 160 \quad \left[\frac{V}{m} \right] \quad (4.4)$$

La tensione espressa nelle 4.3 viene rilevata dall'Arduino Mega2560 attraverso un pin analogico ed è compresa tra $1V$ e $5V$.

Caratteristica statica

La caratteristica statica di uno strumento di misura esprime la relazione tra la grandezza da misurare, indicata come ingresso, e il segnale di uscita del sensore [20]. La grandezza misurata dal laser è lo spostamento dalla posizione di zero del probe ma, poiché l'input del meccanismo è una forza, che genera una rotazione, allora verrà considerato come ingresso la forza di contatto applicata sulla punta del probe.

Dal diagramma di corpo libero in figura 2.3, l'equazione che esprime il bilancio dei momenti attorno alla cerniera O è data da:

$$F_{ext} l_{probe} = F_{spring} d_{spring} \quad (4.5)$$

⁵Il blocco *Laser* modella la funzione sia del laser stesso sia del circuito elettrico che "converte" un segnale di corrente in uno in tensione.

Dalla legge di Hooke [23]:

$$F_{spring} = -k_{spring}x_m \quad (4.6)$$

Dove x_m è l'allungamento della molla di trazione, mentre k_{spring} ne rappresenta la rigidità. Sfruttando la similitudine dei triangoli si ha che:

$$\frac{x_m}{d_{spring}} = \frac{x}{l_{laser}} \quad (4.7)$$

Sostituendo la 4.7 nella 4.6 e, successivamente, la 4.6 nella 4.5 si arriva a:

$$F_{ext} = -k_{spring} \frac{d_{spring}}{l_{probe}} \frac{d_{spring}}{l_{laser}} x \quad (4.8)$$

Si è così giunti ad una relazione tra la F_{ext} e la x . In questo modo la 4.3 diventa:

$$V_{l,x} = -G_l \cdot \frac{F_{ext}}{k_{spring}} \cdot \frac{l_{probe}}{d_{spring}} \cdot \frac{l_{laser}}{d_{spring}} + A; \quad (4.9)$$

4.2.2 Arduino

L'Arduino permette l'elaborazione del segnale proveniente dal laser e la trasmissione dell'informazione ai driver Epos per l'azionamento dei due motori. Il valore di tensione entrante viene *mappato*⁶: cioè si cambia il range in cui esso agisce [21]. In ingresso nell'Arduino si ha un segnale compreso tra 1V e 5V, mentre viene inviato alla scheda DAC un segnale equivalente al precedente ma in un range da 0V a 5V. Con riferimento alla figura 4.4, si ha che:

$$V_{ard,x} = \left[(V_{l,x} - in_{min}) \cdot \frac{(out_{max} - out_{min})}{(in_{max} - out_{min})} + out_{min} \right] - MR = (V_{l,x} - 1) \cdot \frac{(5 - 0)}{(5 - 1)} - MR; \quad (4.10a)$$

$$V_{ard,y} = \left[(V_{l,y} - in_{min}) \cdot \frac{(out_{max} - out_{min})}{(in_{max} - out_{min})} + out_{min} \right] - MR = (V_{l,y} - 1) \cdot \frac{(5 - 0)}{(5 - 1)} - MR; \quad (4.10b)$$

Il segnale *mappato* viene sottratto di $MR = 2.5V$ pari alla metà di $(out_{max} - out_{min})$, sicché si ha un valore negativo se il probe si avvicina al laser mentre si ha un valore positivo

⁶Per maggiori informazioni si veda [tps://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/math/map/](https://www.arduino.cc/reference/en/language/functions/math/map/)

se il probe si allontana ⁷.

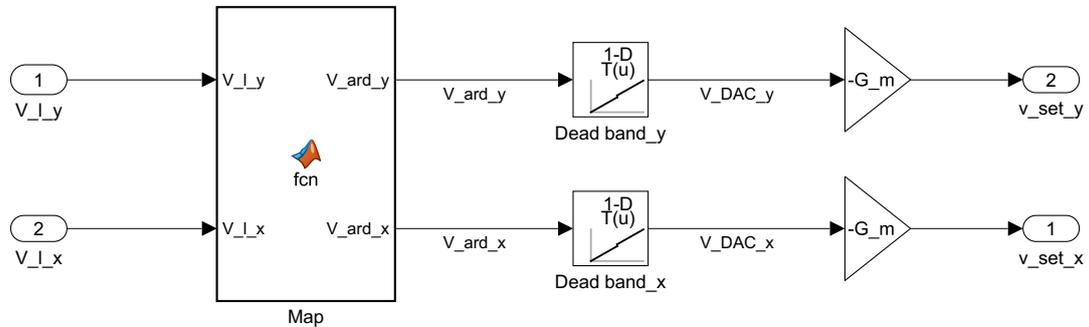


Figura 4.4: Blocco Arduino del modello *Simulink*

Banda morta

La banda morta viene aggiunta per far sì che il sistema non si muova quando ci sono dei piccolissimi spostamenti angolari del probe dovuti a dei disturbi oppure a degli errori di misurazione o anche a dei disallineamenti provocati da errori di montaggio.

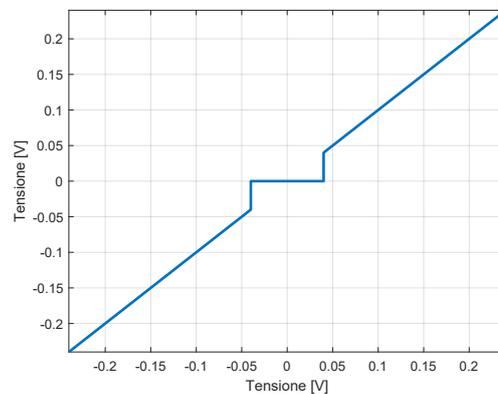


Figura 4.5: Banda morta

Dal punto di vista analitico ⁸:

⁷Si ricorda che il segnale elettrico generato dal laser cresce all'aumentare della distanza da esso

⁸Analogamente per l'asse *y*

$$\begin{cases} V_{DAC,x} = V_{ard,x} & \text{se } |V_{ard,x}| \geq \delta_{db}/2 \\ V_{DAX,x} = 0 & \text{se } |V_{ard,x}| < \delta_{db}/2 \end{cases}$$

La banda morta di larghezza δ_{db} annulla il segnale di ingresso se esso è compreso in uno specifico intervallo $([-\delta_{db}/2 ; \delta_{db}/2])$ altrimenti restituisce il segnale stesso [22].

La δ_{db} è espressa in *Volt* ma può essere collegata sia alla forza che viene esercitata sulla punta del probe, in modo tale da capire quali forze vengono tagliate fuori, sia all'angolo di rotazione ϑ .

Noto il rapporto tra la larghezza della banda morta δ_{db} e l'intervallo di tensione percepibile dalla scheda DAC (ΔV_{DAC}), lo spostamento x_t rilevato dal laser e su cui non agisce il sistema di controllo è pari a:

$$x_t = x_{max} \frac{\delta_{db}}{\Delta V_{DAC}} \quad (4.11)$$

Nelle condizioni di regime, l'equazione del bilancio dei momenti attorno alla cerniera è espressa dalla 4.5⁹. Sostituendo il valore di x_t alla 4.8, l'intervallo di forza $|F_{ext,t}|$ ($[-F_{ext,t}; F_{ext,t}]$) che non viene processato e a cui non corrisponde un azionamento dei motori è uguale a:

$$|F_{ext,t}| = k_{spring} \frac{d_{spring}}{l_{probe}} \frac{d_{spring}}{l_{laser}} x_{max} \frac{\delta_{db}}{\Delta V_{DAC}} \quad (4.12)$$

I valori appena citati sono pari a:

$$\begin{aligned} l_{probe} &= 470mm \\ d_{spring} &= 77.5mm \\ l_{laser} &= 100mm \\ k_{spring} &= 11.23N/mm \end{aligned}$$

Quindi la 4.12 si traduce in:

$$|F_{ext,t}| = 11.23 \frac{77.5}{470} \frac{77.5}{100} 12.5 \frac{\delta_{db}}{5} \approx 3.59 \left[\frac{N}{V} \right] \cdot \delta_{db} \quad (4.13)$$

Per quanto concerne la relazione tra la banda morta e l'angolo di rotazione del probe, si evince che:

$$x_t = l_{laser} \sin \vartheta_t \quad (4.14)$$

⁹Si veda il paragrafo 4.2.1

Considerando inoltre la 4.11 si conclude che l'angolo di rotazione del probe a cui non corrisponde alcuna azione del sistema di controllo è pari a:

$$\vartheta_t = \frac{1}{l_{laser}} \arcsin\left(x_{max} \frac{1}{2} \frac{\delta_{db}}{\Delta V_{DAC}}\right) \quad (4.15)$$

Gain motor

Il segnale di tensione V_{DAC} viene moltiplicato per un coefficiente G_m , da qui in poi chiamato *gain motor*, che crea una dipendenza lineare tra la velocità desiderata e la tensione ricevuta dai driver del motore. In particolare:

$$v_{set,x} = G_m V_{DAC,x}; \quad (4.16a)$$

$$v_{set,y} = G_m V_{DAC,y}; \quad (4.16b)$$

All'aumentare di G_m , espresso in $\left[\frac{m/s}{V}\right]$, aumenta la reattività del sistema ma diminuisce la stabilità e il sistema è più soggetto a disturbi.

Modus operandi in laboratorio

Dal punto di vista empirico il driver *Epos*¹⁰ riceve in input una tensione analogica tra 0V e 5V e mette in rotazione il motore con la seguente velocità espressa in *qc*:

$$AnalogVelocitySetpoint = AnalogInput \cdot SetpointScaling + SetpointOffset \quad (4.17)$$

Nota la velocità di rotazione del motore massima $\omega_{set,max}$ che si desidera, si imposta che:

$$SetpointScaling = \frac{\omega_{set,max}}{V_{max}} \quad (4.18)$$

Quando il probe è in posizione rettilinea l'*AnalogInput* ricevuto dai driver è pari a 2.5V e poiché, in tal caso, si vuole che i motori non vengano azionati l'*AnalogVelocitySetpoint*

¹⁰Per maggiori informazioni si veda pag.188 delle specifiche https://www.maxongroup.es/medias/sys_master/8811528749086.pdf.

deve essere nullo, quindi:

$$\text{SetpointOffset} = -MR \cdot \text{SetpointScaling} = -2.5 \cdot \text{SetpointScaling} \quad (4.19)$$

Il segnale nullo dovuto alla banda morta può essere inviato o in maniera analogica trasmettendo una tensione pari a $2.5V$ in modo da annullare la 4.17 oppure sfruttando la comunicazione seriale RS-232 in modo da stoppare il motore quando si è nella banda morta e riattivarlo quando si esce¹¹. Per ragioni di semplicità e sicurezza si è scelta la seconda ipotesi.

In definitiva la correlazione esistente tra lo spostamento percepito dal laser e la velocità di *set* è espresso nella figura sottostante, dove il coefficiente angolare rappresenta il *gain motor*, il cui valore è espresso nella 4.20.

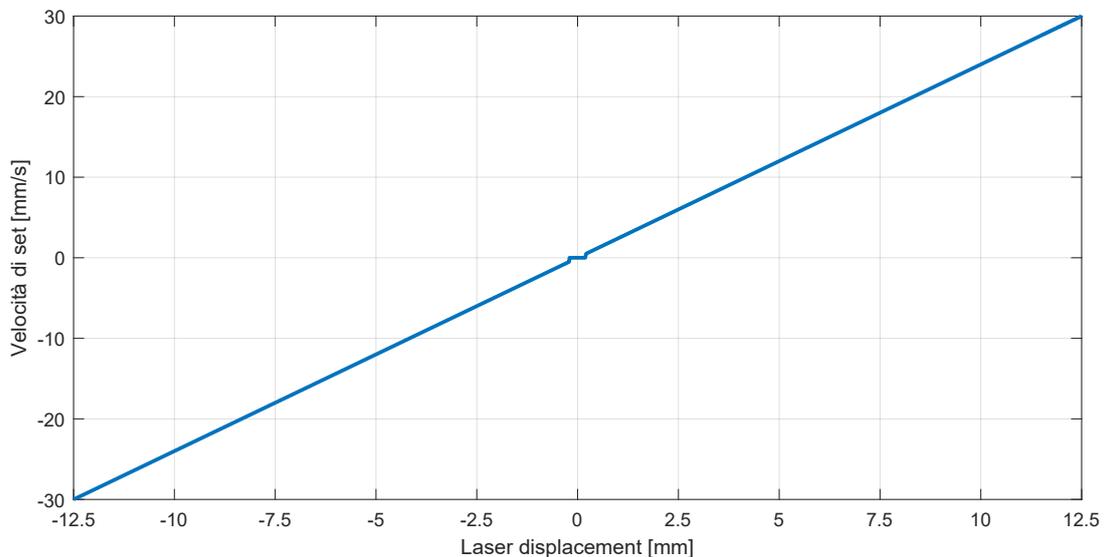


Figura 4.6: Relazione che lega lo spostamento del laser e la velocità richiesta alla slitta

4.3 Calcolo forza di contatto

Per semplicità di calcolo si è presupposto che il moto del piano sia solo ed esclusivamente lungo l'asse z . I valori dell'ampiezza della banda morta, del *gain motor* e della velocità di

¹¹Un altro metodo potrebbe essere quello di inviare un segnale digitale 0-1 per stoppare e attivare il motore

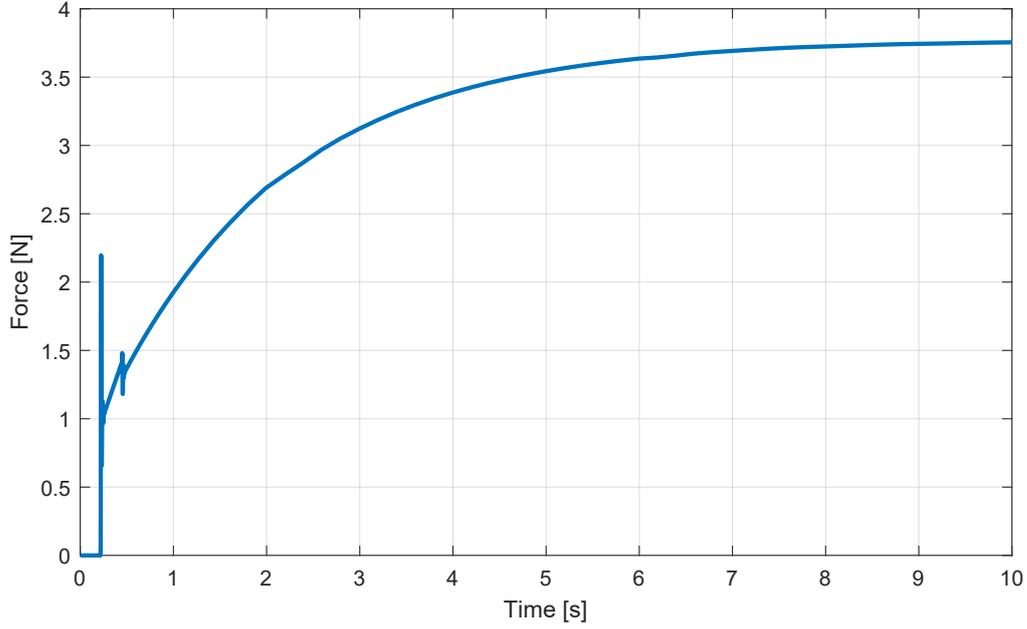


Figura 4.7: Andamento della forza di contatto

avanzamento del piano usati durante la modellizzazione sono pari a:

$$\begin{aligned}
 \delta_{db} &= 0.08V \\
 G_m &= 0.012 \frac{m/s}{V} \\
 v_{plane} &= 0.01m/s
 \end{aligned}
 \tag{4.20}$$

La figura 4.7 , ottenuta dalla simulazione, mostra l'andamento della forza di contatto tra il cono e il probe. Tale forza è normale alla superficie del piano, per cui essa avrà 3 componenti lungo gli assi x,y,z :

$$F = \sqrt{F_x^2 + F_y^2 + F_z^2}
 \tag{4.21}$$

Per costruzione:

$$F_x = F_y = F \cos(30 \text{ deg}) \cos(45 \text{ deg})
 \tag{4.22}$$

Mentre la forza lungo l'asse z che viene assorbita dalla molla presente nella punta del

probe è pari a:

$$F_z = F \sin(30 \text{ deg}) \quad (4.23)$$

Per cui ritornando alla caratteristica statica espressa nella 4.9, la relazione che lega la forza di contatto in questione con l'uscita dal laser è data da ¹²:

$$V_{l,x} = -G_l \cdot \frac{F \cos(30 \text{ deg}) \cos(45 \text{ deg})}{k_{spring}} \cdot \frac{l_{probe}}{d_{spring}} \cdot \frac{l_{laser}}{d_{spring}} + A; \quad (4.24)$$

In termini numerici:

$$V_{l,x} = -0.16 \cdot \frac{\cos(30 \text{ deg}) \cos(45 \text{ deg})}{11.23} \cdot \frac{470}{77.5} \cdot \frac{100}{77.5} F + 3 \approx 3 - 0.0755F \quad (4.25)$$

Dal punto di vista grafico invece:

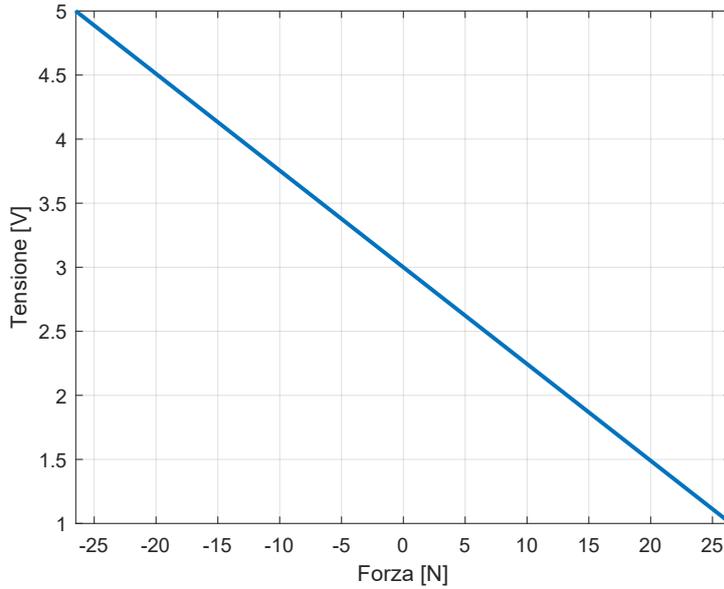


Figura 4.8: Caratteristica statica del laser

Nel primo tratto della figura 4.7 la forza è nulla poiché ancora non è avvenuto il contatto, successivamente quando il piano tocca il *probe* si ha un picco di forza seguita da un'ondulazione tipica dei transistori. In seguito la forza cresce in maniera lineare, infatti la slitta è ancora ferma perché si è impostata una banda morta che impedisce alla slitta di muoversi sotto un certo valore di soglia. Una volta usciti dalla banda morta vengono

¹²Basta considerare che $F_{ext} = F_x = F_y$

azionati i motori provocando un'ulteriore oscillazione di minore entità e la forza tende ad assumere un valore di regime di circa $3.75N$.

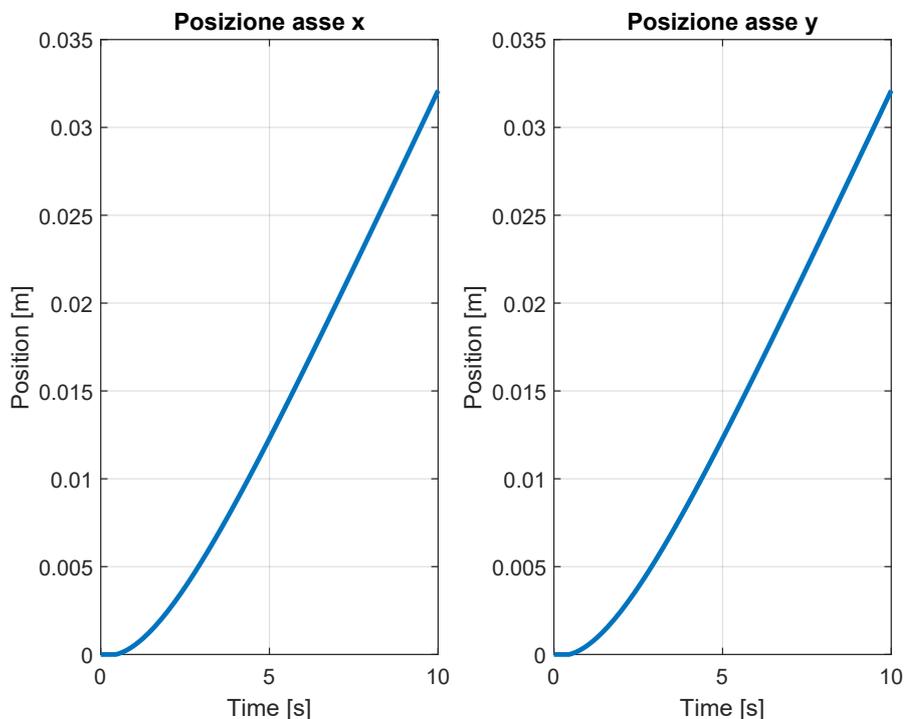


Figura 4.9: Posizione della slitta lungo gli assi x e y

La figura 4.9 mostra quanto detto, infatti la slitta è inizialmente ferma anche quando si ha un valore di forza non nullo, successivamente inizia a muoversi assumendo un andamento lineare a regime ma con una leggera curvatura nella fase iniziale. Ingrandendo (figura 4.10) si evince la presenza di un leggero andamento parabolico che è dovuto al transitorio e in particolare alla presenza del ramo integrativo. Grazie alla simmetria dei due assi e al fatto che il punto di contatto si trovi a 45 deg dall'asse x , l'andamento della posizione della slitta rispetto ai due assi coincide perfettamente.

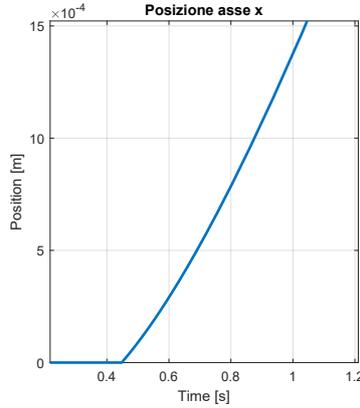


Figura 4.10: Zoom della figura 4.9

4.4 Calcolo della forza trasmessa alle molle

L'applicazione di una forza nell'apice del probe provoca una rotazione angolare attorno all'asse x e y . Come si evince dal diagramma di corpo (figura 2.3), al probe sono agganciate 4 molle identiche connesse in parallelo. Essendo delle molle di trazione si evince che durante una rotazione, delle due molle in parallelo ne viene sollecitata soltanto una mentre l'altra non agisce, per cui la forza che viene esercitata sul probe è pari a:

$$F_{spring} = k_{spring}\delta + c_{spring}\dot{\delta} \quad (4.26)$$

Il valore di c_{spring} rappresenta il fattore di smorzamento delle molle e secondo le specifiche fornite dal costruttore è pari a $5.43Ns/mm$.

Nella simulazione si è preferito mantenere una configurazione con due molle in parallelo che hanno una rigidezza e un fattore di smorzamento dimezzato, ma la rigidezza e il fattore di smorzamento equivalente coincidono con i valori forniti dalle specifiche, infatti:

$$k_{eq} = \frac{k_{spring}}{2} + \frac{k_{spring}}{2} = k_{spring}$$

$$c_{eq} = \frac{c_{spring}}{2} + \frac{c_{spring}}{2} = c_{spring}$$

I risultati ottenuti dalla simulazione sono visibili in figura 4.11. Si nota come l'andamento lungo i due assi x e y è identico e ciò è dovuto all'orientamento geometrico del piano durante la salita. A regime la forza rimane costante perché l'angolo di inclinazione del probe non varia: la punta del probe sta scivolando sul piano. Questo comportamento

potrebbe sembrare insolito, perché la forza non si annulla a regime con i parametri considerati, ma poiché, in orbita non si ha mai una velocità costante lungo l'asse z e l'*alignment* non avviene in così poco tempo, allora l'andamento è giustificato ¹³.

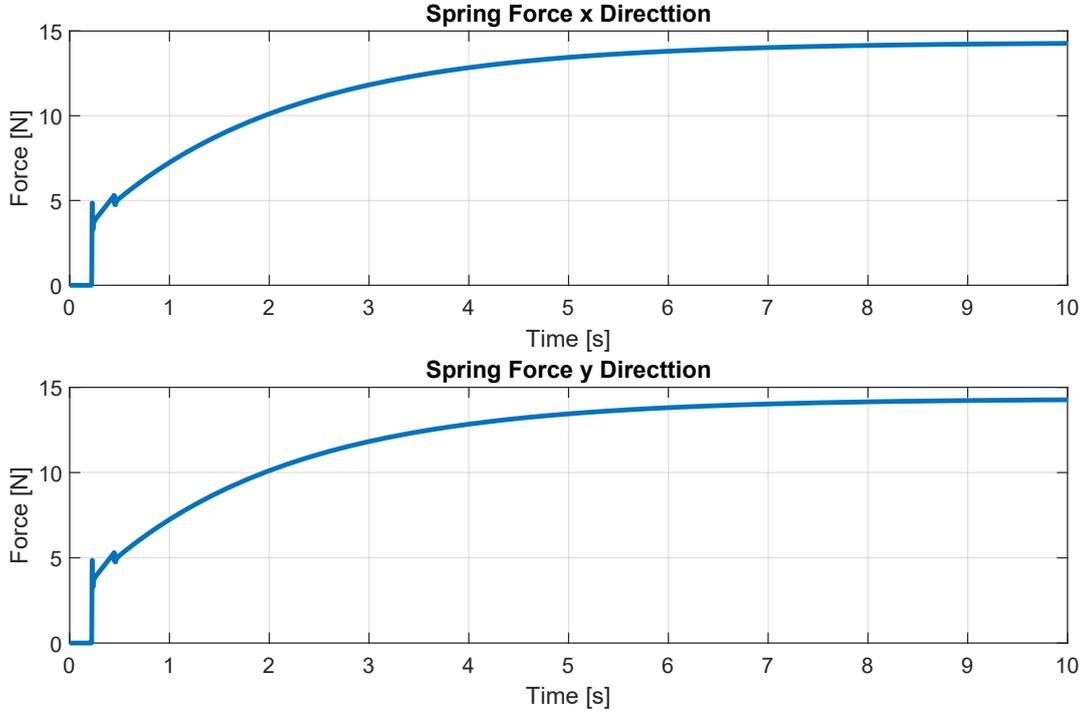


Figura 4.11: Forza trasmessa alle molle lungo gli assi x e y

4.5 Calcolo della velocità di *set*

Negli attimi successivi al contatto lo spostamento rilevato dal laser x cresce in maniera lineare poiché si è ancora nella zona della banda morta e i motori non sono stati ancora azionati, allo stesso modo la tensione in uscita dal laser V_l segue l'equazione 4.3. Quando il valore della forza della molla è relativamente alto, il sistema esce dalla banda morta e viene inviato un segnale di set di velocità che segue l'equazione ¹⁴:

$$v_{set} = G_m \left[(V_l - 1) \cdot \frac{(5 - 0)}{(5 - 1)} - 2.5 \right] \quad (4.27)$$

¹³La variazione dei parametri sarà approfondita nelle sezioni successive

¹⁴Dovuta alla combinazione tra la 4.10 e la 4.16

Con la movimentazione della slitta lo spostamento dalla posizione nulla diminuisce ancora ma stavolta con un andamento parabolico fino raggiungere il valore di regime. In tal caso la velocità richiesta alla slitta sarà pari a $v_{set} = 4.076\text{mm/s}$.

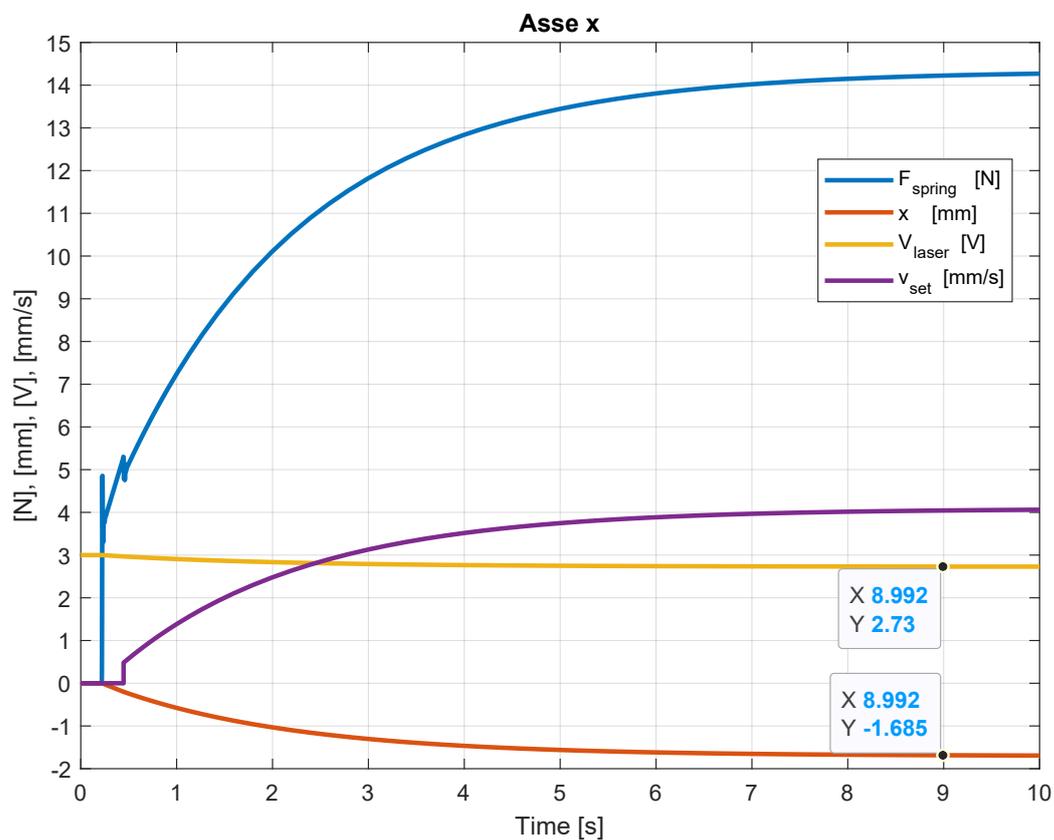


Figura 4.12: Andamento temporale delle grandezze responsabili del calcolo della velocità di *set*

4.6 Errori

Appena viene inviato il comando di *set* di velocità a cui la slitta deve muoversi, l'errore tra la v_{set} e la $v_{F/B}$ diventa non nullo e l'intensità di corrente raggiunge allo spunto un valore di circa $0.6A$. A regime $err_{v,x}$ è molto piccolo e la corrente si assesta ad un valore vicino allo zero. La relazione tra l'errore di velocità e la corrente è espressa nella 3.31.

La corrente di *set* viene confrontata con quella che effettivamente scorre nelle armature ($i_{F/B}$), la loro differenza è pari a err_i che attraverso un controllore PI viene usata per la determinazione della tensione di riferimento.

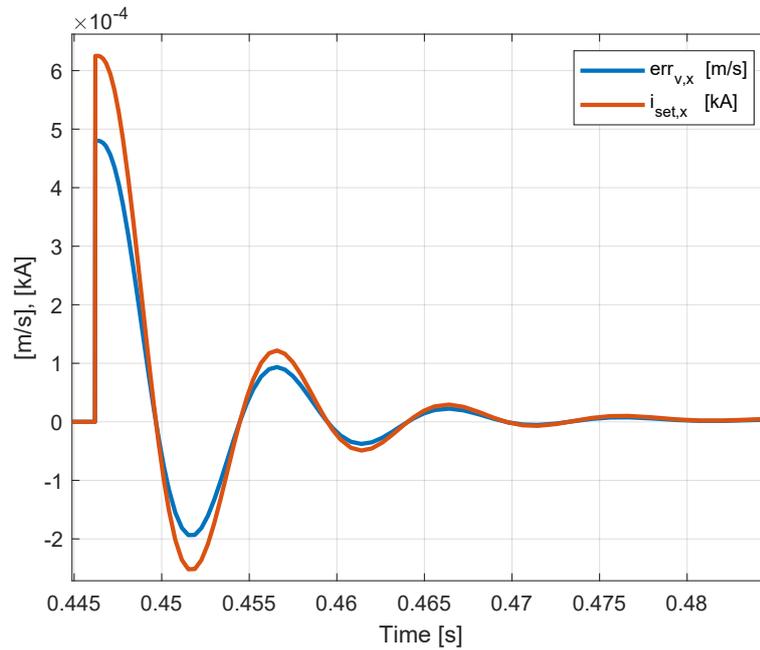


Figura 4.13: Andamento temporale dell'errore di velocità e della corrente di set

L'errore presenta un picco all'avviamento per poi assumere un andamento a *zig-zag* dovuto a delle fluttuazioni della corrente (figura 4.14).

La tensione, che è stata misurata attraverso un sensore ideale che ha un'impedenza nulla per non influenzare in alcun modo il circuito elettrico ¹⁵, ha un andamento simile ma mentre l'errore si abbassa negli istanti temporali successivi la tensione no. Ciò è dovuto alla presenza del ramo integrativo del controllore. Il sistema risente dell'errore precedente che non è ancora stato colmato.

¹⁵Per quanto riguarda la misura dell'intensità di corrente si veda il paragrafo 3.4.2

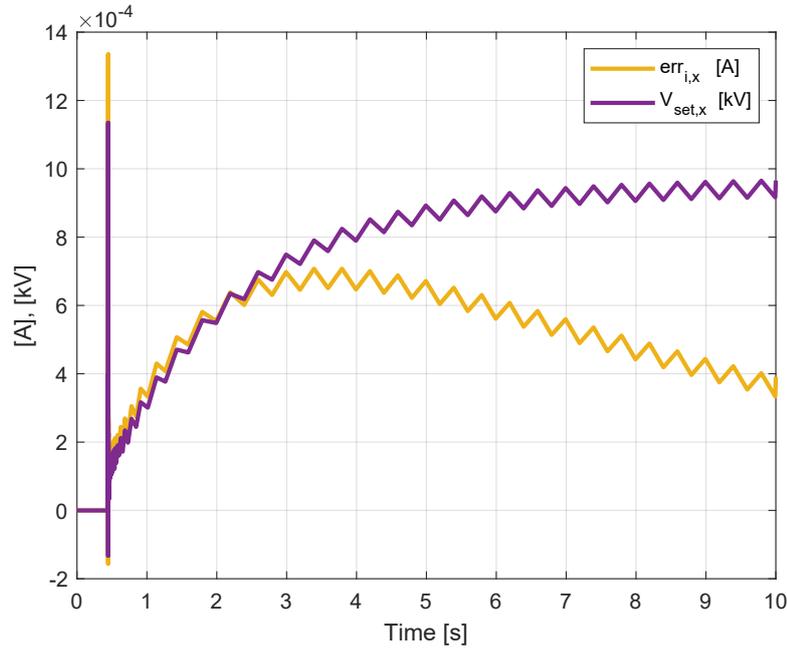


Figura 4.14: Andamento temporale dell'errore di corrente e della tensione di set

4.7 Potenza elettrica assorbita

Attraverso il modello *Simscape* si è calcolata la potenza elettrica assorbita dal sistema di attuazione mentre si è trascurata quella assorbita dal sistema di controllo.

La potenza elettrica richiesta per effettuare la manovra è data da [17]:

$$P = V \cdot I \quad (4.28)$$

Come si evince dalla figura 4.15, l'andamento della potenza è paragonabile a quello della corrente, e i picchi si raggiungono durante il transitorio quando è necessario vincere l'elevata inerzia del sistema traslante. Le fluttuazioni della tensione non vengono evidenziate per il basso valore della corrente. Nelle condizioni di regime la potenza assume un valore molto basso ma non nullo. Essa sarebbe nulla se il sistema fosse ideale ma a causa delle dissipazioni elettromeccaniche il valore di potenza è leggermente maggiore di 0.

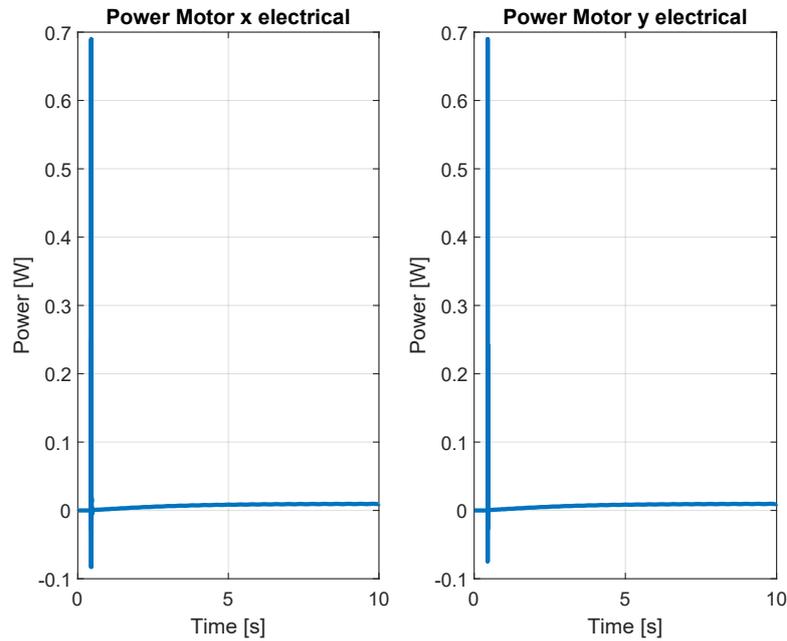
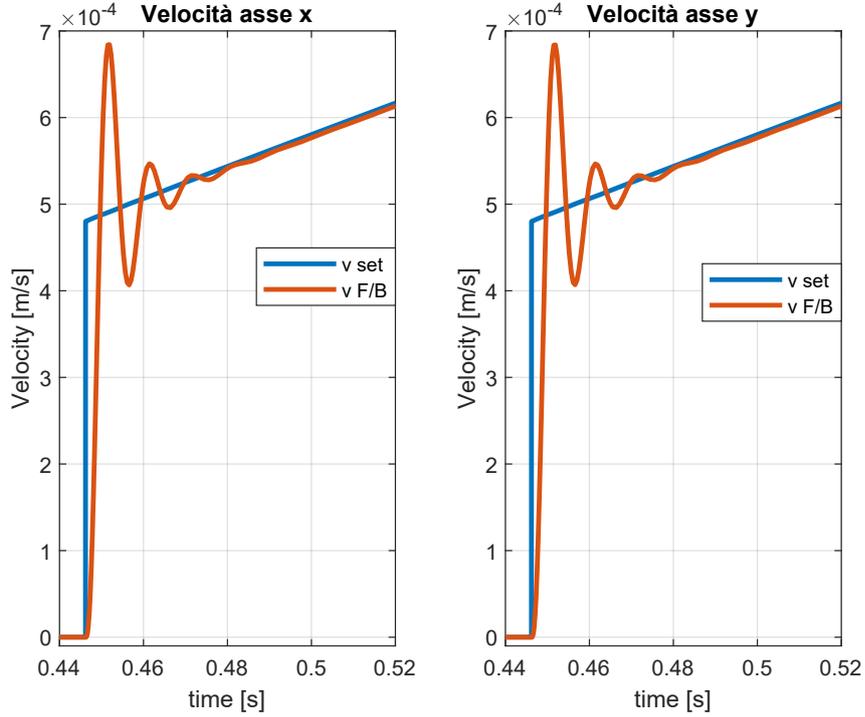


Figura 4.15: Potenza elettrica assorbita lungo gli assi

4.8 Velocità

L'andamento della velocità è molto simile in entrambi gli assi, vista la simmetria. Durante il transitorio si ha un'oscillazione attorno al valore di riferimento v_{set} , con un andamento tipico di un sistema sottosmorzato [23]. In quell'istante i motori vengono azionati e la slitta inizia a muoversi. Usciti dal transitorio la velocità si assesta per un valore costante di circa 4.1mm/s .

In questo caso, il *feedback* non segue così fedelmente il set, a differenza di quanto avveniva per la corrente. La variazione dei guadagni rispetto a quelli calcolati nel paragrafo 3.5 non comporta dei grossi miglioramenti visto che se si aumenta il guadagno integrativo diminuisce l'errore a regime ma aumentano le oscillazioni durante il transitorio.


 Figura 4.16: Andamento della velocità di *set* e di *feedback* lungo gli assi x e y

4.9 Risposta in frequenza

La risposta in frequenza permette di analizzare il rapporto tra l'uscita e l'ingresso di un sistema nel dominio della frequenza [22]. L'input è fornito sotto forma di sinusoide e consiste nella velocità di riferimento, quella desiderata:

$$u(t) = v_{set}(t) = A \sin(\omega t) \quad (4.29)$$

Mentre l'output è la velocità con cui effettivamente si muove la slitta, per cui:

$$y(t) = v_{F/B}(t) = B \sin(\omega t + \phi) \quad (4.30)$$

Lo schema a blocchi utilizzato è quello in figura 3.9. La funzione di trasferimento che esprime il rapporto tra ingresso e uscita è data da:

$$|\tilde{G}(j\omega)|_{dB} = \left| \frac{\tilde{Y}(j\omega)}{\tilde{U}(j\omega)} \right|_{dB} = 20 \cdot \log_{10} \left| \frac{\tilde{Y}(j\omega)}{\tilde{U}(j\omega)} \right|$$

Per quanto riguarda la fase invece:

$$\phi = \arg\left(\frac{\tilde{Y}(j\omega)}{\tilde{U}(j\omega)}\right)$$

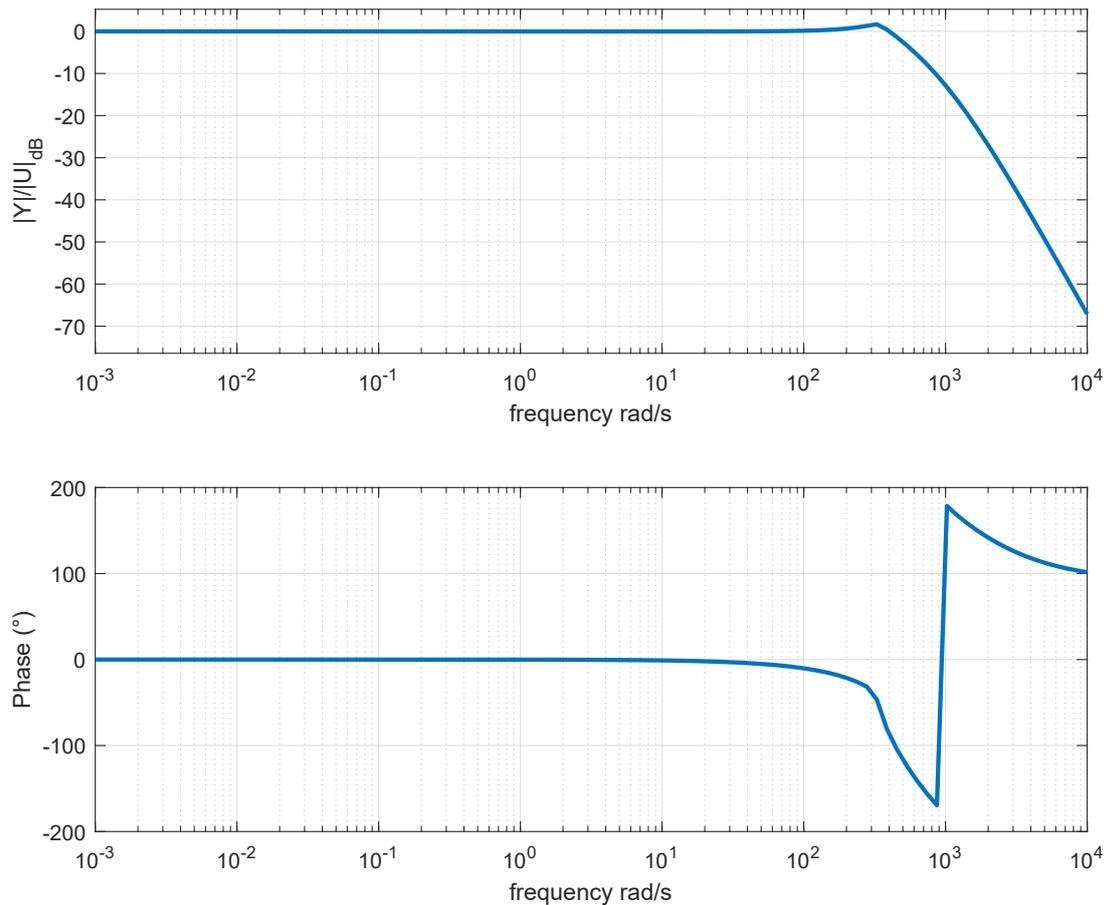


Figura 4.17: Diagramma di Bode del meccanismo

Dal diagramma di Bode in figura 4.17 si evince che:

- Il meccanismo si comporta come un sistema del secondo ordine con un coefficiente di smorzamento $\zeta < \frac{\sqrt{2}}{2}$.
- La pulsazione del sistema sottosmorzato¹⁶ è pari a $\omega_d \approx 325 \text{ rad/s}$.

¹⁶La pulsazione del sistema sottosmorzato non coincide con la pulsazione di risonanza, infatti: $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$ [23]

- Il primo tratto ha fase e modulo nullo quindi il sistema segue perfettamente l'ingresso.
- La pulsazione di taglio alla quale $\left| \frac{\tilde{Y}(j\omega_p)}{\tilde{U}(j\omega_p)} \right| \approx -3dB$ è pari $\omega_p \approx 520rad/s$.
- L'ultimo tratto della curva del modulo del diagramma di Bode mostra una pendenza di circa $-40dB/dec$.

4.10 Andamenti temporali ottenuti sperimentalmente

In laboratorio sono stati effettuati alcuni test che permettono di *plottare* gli andamenti di alcune grandezze in un grafico temporale per poi confrontarle con quelle effettive. La velocità di *set* ¹⁷ impostata è pari a $850rpm$ e i valori di velocità sono visibile nell'asse destro dei grafici 4.18 e 4.19. I guadagni, invece, sono calcolati attraverso la taratura automatica del driver *Epos*.

Si nota come la velocità effettiva, quella di *feedback*, inizia a salire con qualche millisecondo di ritardo dovuto all'effettivo azionamento del motore. Successivamente si ha un *overshoot* attorno al valore richiesto e infine il sistema si assesta con qualche oscillazione sul valore di riferimento, in maniera analoga a quanto avveniva nel modello impostando una velocità di set della slitta di $10mm/s$ ¹⁸.

L'andamento della velocità è espresso in *rpm*. I grafici ottenuti in questo testo con *Simulink/Simscape* esprimono direttamente la velocità della slitta e non quella del motore. La relazione che intercorre tra la rotazione del motore è il movimento lungo un asse della slitta è la seguente:

$$v_x = \frac{p}{2\pi} \frac{1}{\tau} \omega_m \quad (4.31)$$

Esprimendo la velocità di rotazione in *rpm* si ha che:

$$v_x = \frac{4}{19} \frac{1}{60} 850 = 2.98mm/s \quad (4.32)$$

L'andamento dell'intensità di corrente presenta un picco nel transitorio di avviamento in cui viene raggiunto un valore di circa $2A$ (Asse sinistro della figura 4.18), successivamente il grafico si ristabilizza su un valore nullo con piccole oscillazioni. Il valore attuale di corrente è in leggero ritardo rispetto a quello richiesto. Si nota come l'andamento ricavato in laboratorio è abbastanza simile a quello ottenuto dal modello.

¹⁷Corrisponde al *Velocity Demand Value* nella legenda

¹⁸Si veda la figura 3.13 di pagina 45

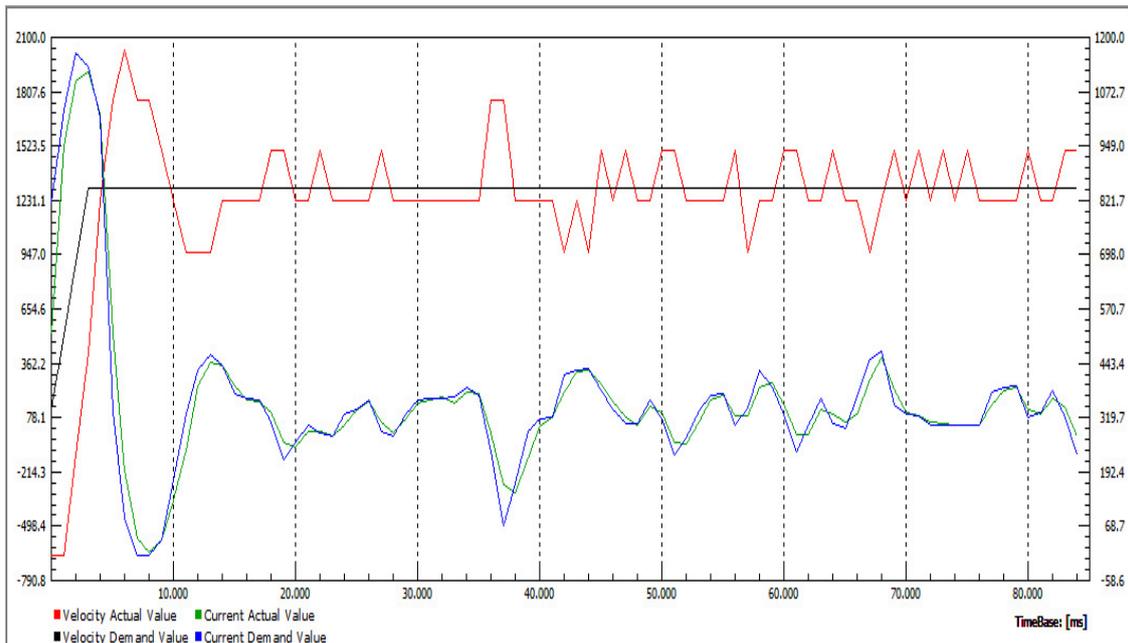


Figura 4.18: Andamento della velocità e della corrente ottenuto sperimentalmente

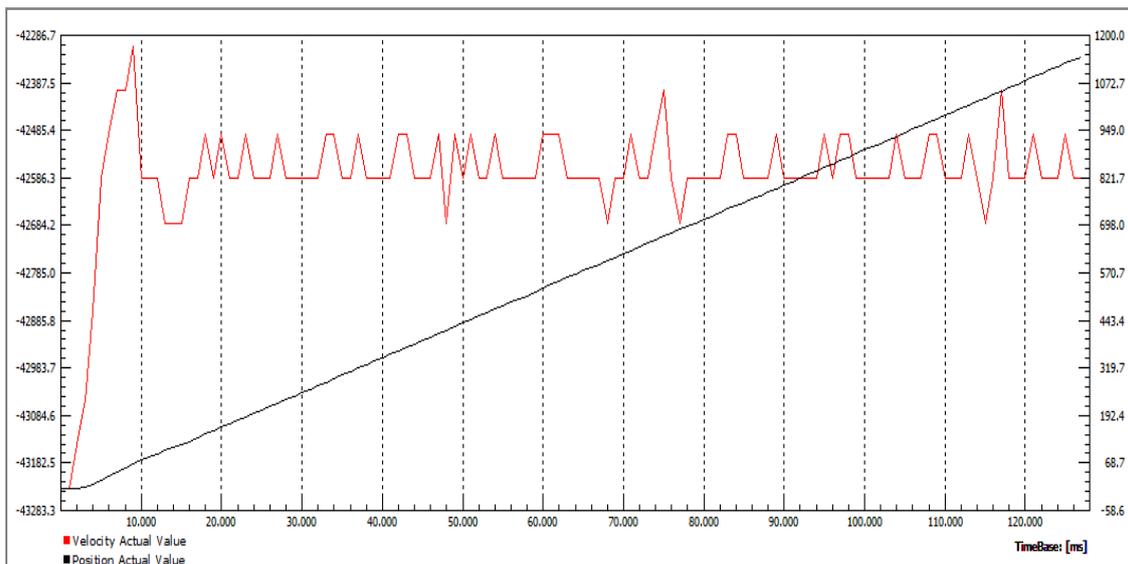


Figura 4.19: Andamento della velocità e della posizione ottenuto sperimentalmente

La posizione della slitta aumenta quasi in maniera lineare visto la velocità costante, solo nella parte iniziale della salita si rivela un andamento pseudo-parabolico. Il valore della posizione è espresso in qc, poiché ricavato direttamente lato motore ed è mostrato nell'asse sinistro della figura 4.19.

4.11 Windup

Gli attuatori presenti nel meccanismo trattato hanno, come visto nei capitoli precedenti, dei limiti di saturazione che permettono di evitare dei danneggiamenti. Nelle normali condizioni di lavoro si cerca di restare molto lontani da tali limiti, tuttavia, a causa di repentini transitori o di disturbi è possibile che essi vengano raggiunti e superati.

Se avviene ciò, anche se il segnale di riferimento in uscita dal controllore PID è maggiore del limite di saturazione, il sistema si comporta come un anello aperto, appena superato il valore di saturazione inferiore o superiore, il segnale che arriva al meccanismo è sempre lo stesso a prescindere di quanto sia più alto o più basso del limite di saturazione.

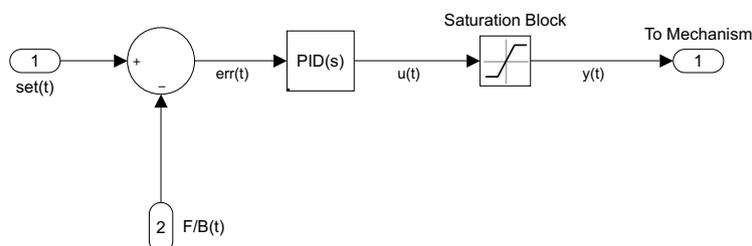


Figura 4.20: Schema a blocchi della saturazione di un attuatore

Il blocco di saturazione visibile in figura 4.20 si comporta nel seguente modo:

$$\begin{cases} y(t) = u_{max} & \text{se } u(t) \geq u_{max} \\ y(t) = u(t) & \text{se } u_{min} < u(t) < u_{max} \\ y(t) = u_{min} & \text{se } u(t) \leq u_{min} \end{cases}$$

Dove i valori di u_{max} e di u_{min} sono pari a $i_{max} = \pm 6,59A$ nel caso dell'anello esterno di velocità, mentre sono pari a $V_{max} = \pm 24V$ nel caso di quello di corrente.

Nella modellizzazione matematica le saturazioni non sono altro che non-linearità che portano con sé evidenti conseguenze. Quando vengono superati i limiti di saturazione il segnale $y(t)$ che arriva al meccanismo è minore rispetto a quello che dovrebbe arrivare e il meccanismo agisce in base a quest'ultimo segnale. Di conseguenza, il segnale $F/B(t)$ è più basso di quello che ci si aspetterebbe e ciò porta ad un aumento del segnale $err(t)$. La

situazione si ristabilizza quando il segno di $err(t)$ cambia ma a causa dell'azione integrativa del controllore PID¹⁹:

$$I(t) = K_I \int_{t_0}^t err(\tau) d\tau \quad (4.33)$$

Si ha che, nonostante $err(t)$ è nullo o negativo, il termine I che ha una memoria storica, può aver raggiunto un valore molto elevato che negli istanti successivi in cui l' $err(t)$ è variato risente poco di tale variazione. Ne consegue che il meccanismo vede un segnale alto che non è correlato al set comportando un aumento del tempo di assestamento di $y(t)$.

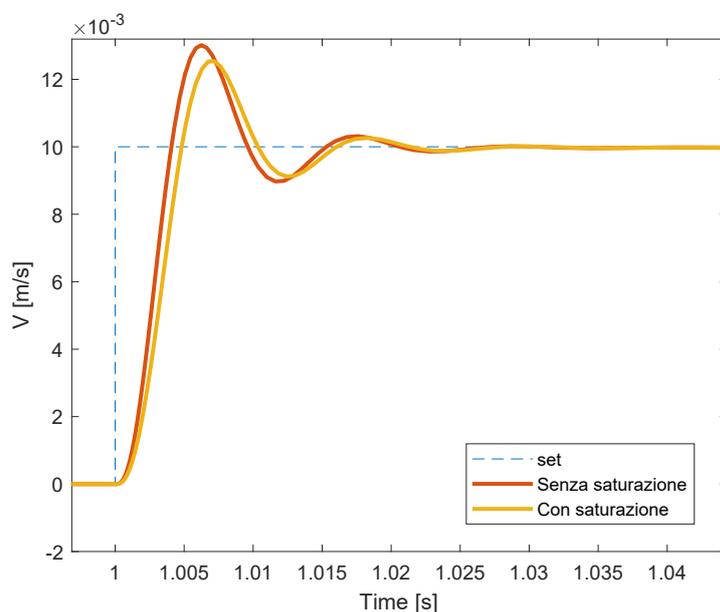


Figura 4.21: Influenza della saturazione sulla risposta a gradino

Tale fenomeno, che è correlato direttamente alla sola azione integrativa, è conosciuto con il nome di *windup*. La figura 4.21 mostra²⁰ gli effetti che la saturazione provoca al sistema ed è stata ottenuta prendendo come $v_{set} = 0,01m/s$ e come valore dei guadagni quelli ottimi. La presenza di limiti superiori e inferiori crea un minore *overshoot* poiché il sistema non riesce ad andare dove vorrebbe ma allo stesso tempo impiega più tempo per assestarsi.

¹⁹I guadagni si presuppongono sempre costanti

²⁰Il grafico "Senza saturazione" è ottenuto eliminando sia la saturazione in corrente che quella in tensione

Una volta esaurito il transitorio, gli effetti della saturazione diventano ininfluenti e ciò valida la progettazione del meccanismo visto che è opportuno, nelle condizioni a regime, lavorare lontani dai valori di saturazione.

Esistono diverse tecniche utilizzate dai controllisti per limitare il fenomeno del windup. Le più usate sono:

- Clamping

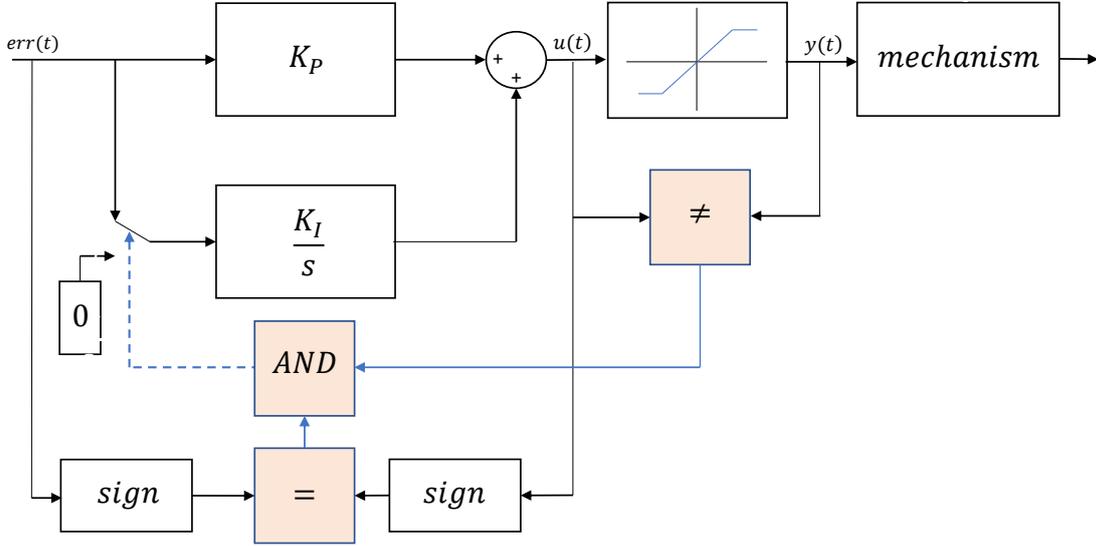
- Ricalcolo del termine integrale

4.11.1 Clamping

Il *clamping* è una tecnica anti-windup che si basa su delle operazioni logiche svolte sui segnali, come visibile in figura 4.22. I blocchi in rosa rappresentano operatori logici e danno come output 1 se la condizione è verificata e 0 se non è verificata.

Per prima cosa viene confrontato il segnale $y(t)$, in uscita dal blocco di saturazione con quello in ingresso $u(t)$, se essi sono uguali significa che non si è giunti a saturazione: il sistema sta lavorando nella zona di curva crescente e il *windup* non si manifesta. Se, invece, i due valori sono diversi il sistema è giunto a saturazione e il blocco che confronta $u(t)$ e $y(t)$ manda un segnale di 1 all'*AND*.

Contemporaneamente, viene confrontato il segno di $u(t)$ e $err(t)$, se hanno lo stesso segno viene inviato all'*AND* un ulteriore 1 che permette la commutazione dell'interruttore e lo spegnimento dell'azione integrativa. L'azione integrativa viene ripristinata quando una delle due condizioni non si verifica.


 Figura 4.22: Schema di anti-windup tramite il *clamping*

Quindi il clamping agisce quando $|u(t)| > |y(t)|$ e l'errore $err(t)$ e l'uscita dal controllore PI, $|u(t)|$, hanno lo stesso segno [24].

Nel modello in questione l'utilizzo del *clamping* come metodo anti-windup non ha portato a risultati particolarmente apprezzabili per cui, in questo caso, si è escluso l'utilizzo di tale tecnica.

4.11.2 Ricalcolo del termine integrale

Il ricalcolo del termine integrale è un metodo che prevede una modifica del termine integrale in relazione all'errore tra $u(t)$ e $y(t)$. Viene misurata la differenza tra il segnale in uscita dal controllore PI e quello in ingresso al meccanismo, se è nulla non si è in saturazione e il termine integrale I è pari a quello dell'equazione 4.33 [25]. Se invece tale differenza è diversa da 0, in particolare minore, si ha che, nel dominio della frequenza:

$$\tilde{I}(s) = [K_I \tilde{Err}(s) + K_b \tilde{E}_s(s)] \frac{1}{s} \quad (4.34)$$

Dove $\tilde{E}_s(s)$ rappresenta la trasformata di Laplace del segnale compensato:

$$\tilde{E}_s(s) = \tilde{Y}(s) - \tilde{U}(s) \quad (4.35)$$

Il termine K_b controlla la velocità di desaturazione. Più è alto il valore di K_b più l'integrale tende a scaricarsi ma in questo modo il sistema è più soggetto a disturbi. Al contrario,

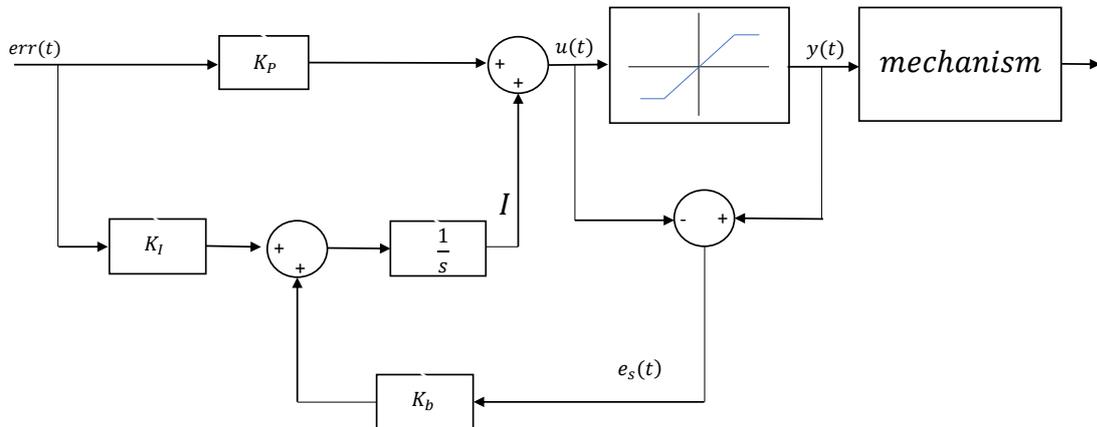


Figura 4.23: Schema di anti-windup tramite il ricalcolo del termine di integrazione

se K_b è basso l'azione desaturante sarà meno importante ma si avrà una minore influenza dei disturbi. Questo metodo a differenza del *clamping* non annulla necessariamente il termine integrale ma ne smorza l'effetto.

La figura 4.24 mostra l'influenza che il parametro K_b ha sulla risposta a gradino. Nel primo tratto, l'influenza della tecnica del ricalcolo del termine integrale è nulla poiché si è lontani dalla saturazione, successivamente quando si ha un *overshoot* della risposta si evince che se K_b è alto il valore raggiunto dal picco è più basso ma si ha una maggiore difficoltà a raggiungere il valore di regime.

A volte, si tende ad associare a K_b lo stesso valore di K_I , in modo tale che l' $err(t)$ e il segnale compensato $e_s(t)$ hanno lo stesso peso. Per essere più precisi si potrebbe effettuare una taratura del valore di K_b , ma poiché in questa applicazione difficilmente si arriva a saturazione tale processo sarebbe superfluo oltre che dispendioso²¹. Ne consegue che aver estrapolato i risultati non considerando alcuna tecnica di anti-windup è stata una scelta validata.

²¹I grafici 4.24 e 4.22 sono stati ottenuti imponendo un ingresso a gradino con $v_{set} = 10mm/s$, nella realtà tale velocità è difficile che venga raggiunta e anche se ciò avvenisse non con uno step ma in maniera crescente. Questo evita la saturazione. La banda morta provoca dei gradini di velocità ma essi sono di lieve entità

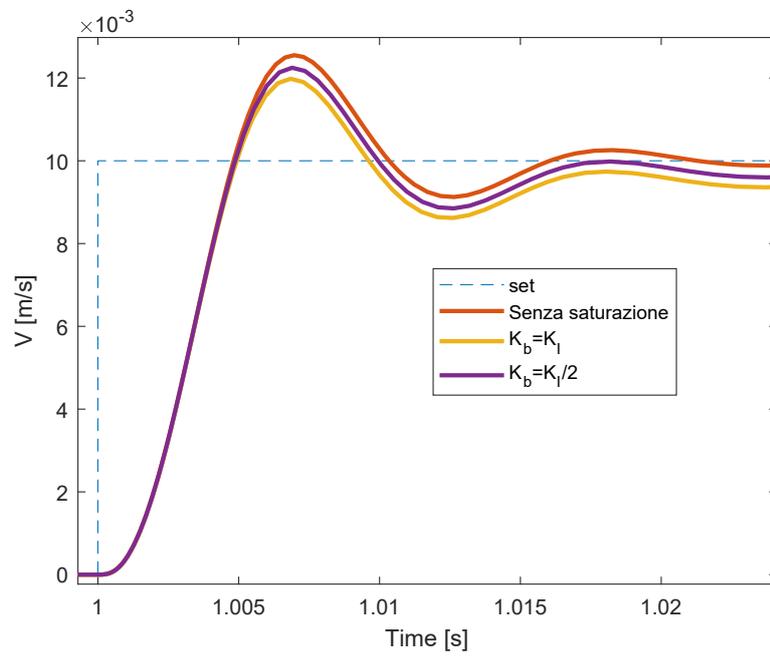


Figura 4.24: Influenza del termine K_b sulla risposta a gradino

Capitolo 5

Variazione dei parametri arbitrari

In questo capitolo ci si occuperà dell'influenza sul sistema dei parametri arbitrari, dove per arbitrari si intende quelli che possono essere facilmente variati dall'operatore e la cui scelta è legata ad una corretta progettazione, alla normativa e ad una dose di esperienza. Essi sono il *gain motor*, l'ampiezza della banda morta e la velocità di avanzamento del piano. Prendendo come valori di partenza quelli espressi nella 4.20 si è variato un singolo parametro alla volta mentre rimangono uguali gli altri due.

5.1 Influenza del *gain motor*

Aumentare il valore del *gain motor* G_m corrisponde ad avere un sistema più pronto ma leggermente meno stabile. Un G_m troppo elevato potrebbe far perdere il contatto tra il cono e il probe e rendere più difficoltosa la manovra di *docking*, oltre ai limiti fisici del motore in questione. Inoltre l'intensità di corrente aumenta nel transitorio e conseguentemente la potenza elettrica assorbita e ciò potrebbe portare a saturazione.

Le figure 5.1 e 5.2 mostrano l'influenza del *gain motor* a parità delle altre condizioni. Per $G_m = 0.004 \frac{m/s}{V}$ la forza di contatto cresce in maniera quasi esponenziale e ciò potrebbe danneggiare il sistema, al contrario l'intensità ha dei picchi molto bassi. Quando avviene il contatto, l'andamento non risente dell'influenza di G_m e ciò era prevedibile visto che ancora non sono stati azionati i motori. Il transitorio di avviamento non presenta grandi variazioni nella forma ma più è alto il G_m e più saranno importanti le oscillazioni.

A regime, la forza di contatto è più bassa quanto più è alto il *gain motor*, mentre l'intensità di corrente non presenta apprezzabili variazioni.

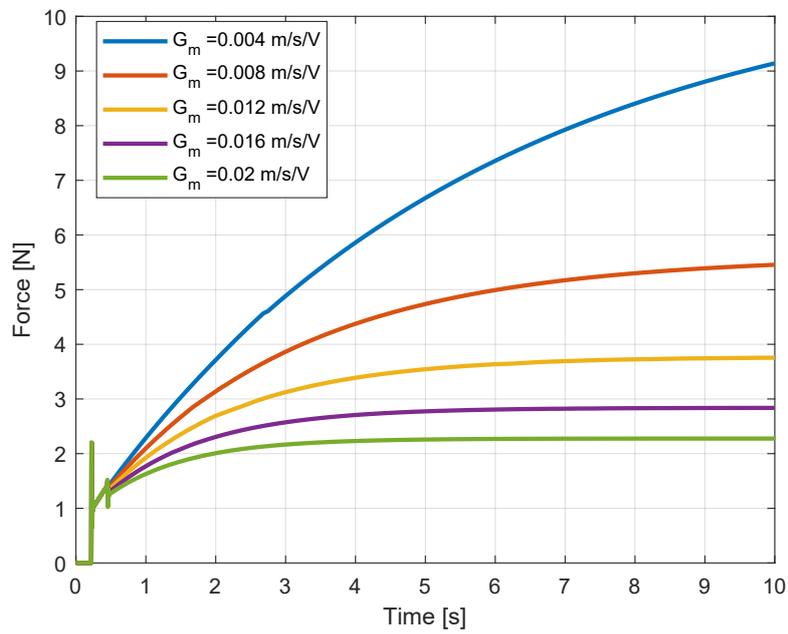


Figura 5.1: Influenza del *gain motor* sull'andamento della forza di contatto

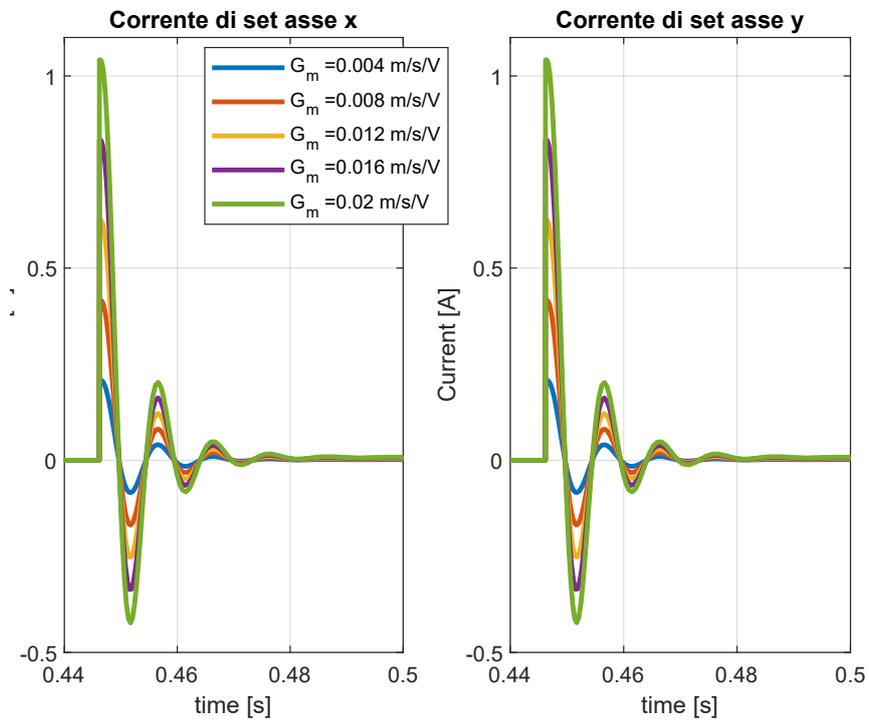


Figura 5.2: Andamento della corrente di set al variare del *gain motor*

5.2 Influenza della banda morta

Il valore da attribuire alla banda morta deve essere attentamente valutato. Valori troppo bassi del δ_{db} , o addirittura nulli, generano un sistema sì molto pronto ma che viene azionato ad ogni piccolo disturbo che magari potrebbe non essere correlato all'effettivo contatto tra i due corpi. Quindi la presenza della banda morta è necessaria.

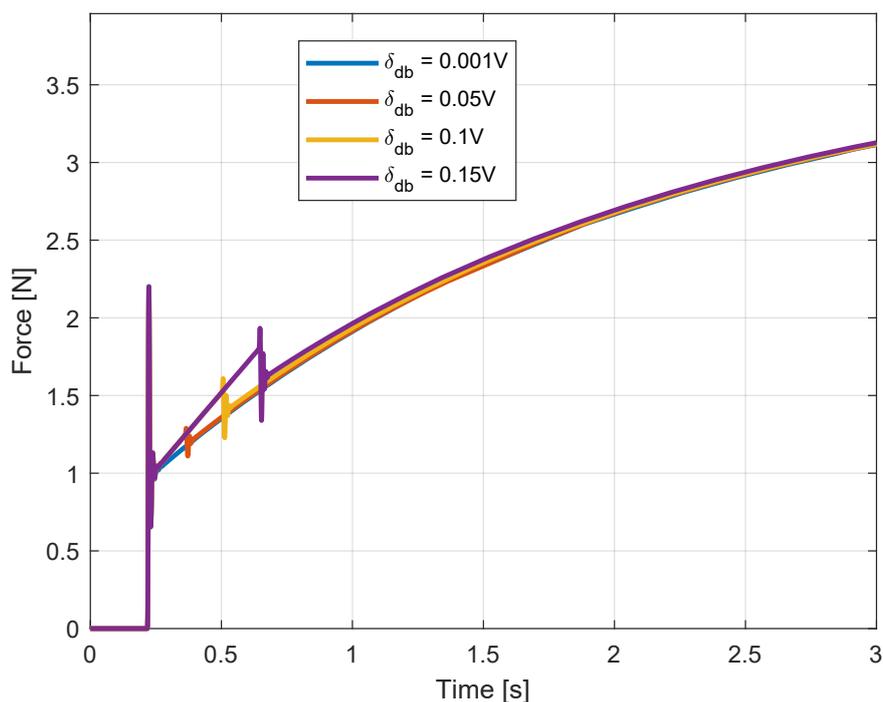


Figura 5.3: Influenza della banda morta sull'andamento della forza di contatto

All'aumentare della δ_{db} aumenta il tempo che intercorre tra il primo contatto e l'intervento effettivo dei driver e ciò produce un aumento della forza che agisce perpendicolarmente al piano ¹ (figura 5.3). Usciti dalla banda morta, il transitorio di avviamento presenta delle oscillazioni che sono più importanti all'aumentare del δ_{db} . A regime, la banda morta non interviene più e la forza di contatto assume un valore pressoché costante ² che dipende dal *gain motor*.

¹L'andamento della forza trasmessa alle molle sarà quindi speculare in questo tratto

²Si nota solo un leggerissimo aumento del valore della forza all'aumentare di δ_{db} dovuto al ritardo di intervento

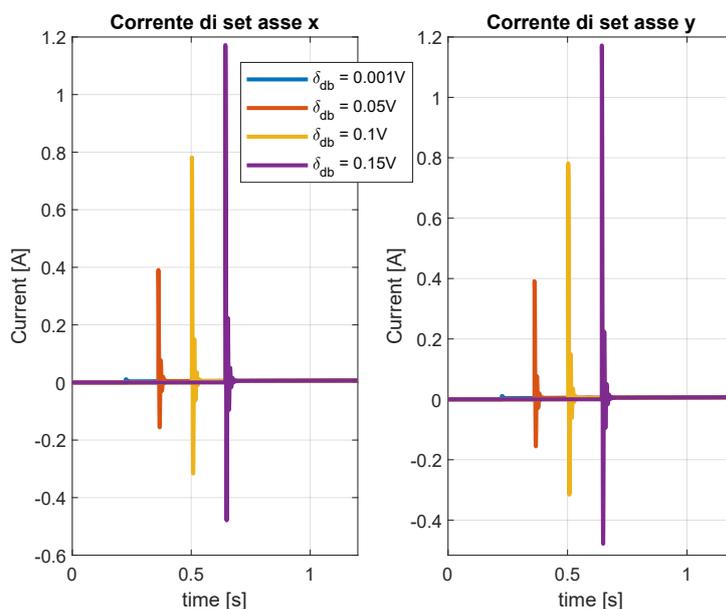


Figura 5.4: Andamento della corrente di set al variare della banda morta

La figura 5.4 mostra l'andamento della corrente di set. Più è alta la banda morta e più sarà elevata l'intensità del picco di corrente che, tra l'altro, compare in un istante successivo.

Per valori di δ_{db} molto elevati la forza ha un andamento fortemente oscillatorio a regime che comporta delle fluttuazioni della velocità e, analogamente, dell'intensità di corrente che arriva a saturazione ³. In questo caso durante l'avanzamento del piano il sistema entra ed esce con degli intervalli periodici dalla banda morta. Ciò è un comportamento assolutamente da evitare per cui si sconsiglia di assumere una $\delta_{db} > 0.6V$ ⁴.

³Si ricordi che la massima corrente che può scorrere nelle armature è pari a $i_{max} = \pm 6.59A$

⁴Questa considerazione vale prendendo come parametri quelli della 4.20

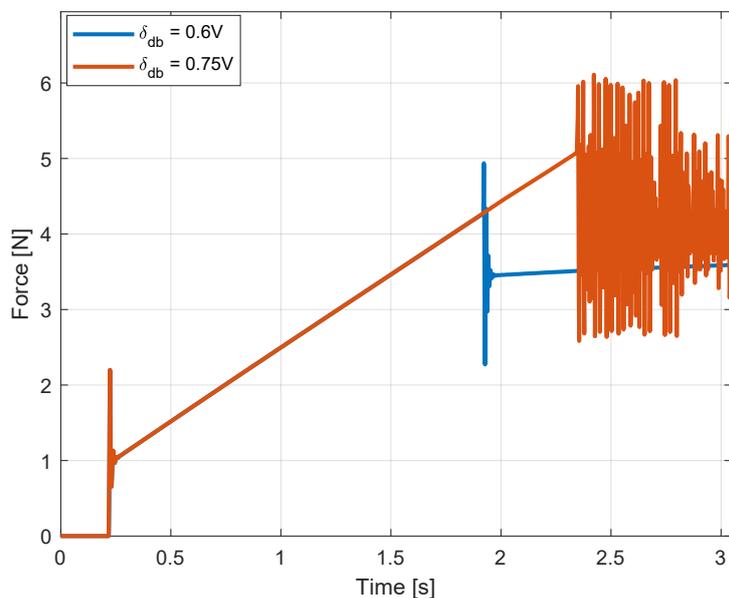


Figura 5.5: Oscillazioni della forza di contatto per elevati valori della banda morta

5.3 Influenza della velocità di avanzamento del piano

La velocità di avanzamento del piano condiziona tutte le grandezze in gioco. Più è alta la velocità di avvicinamento, più sarà alta la forza di contatto dovuta all'urto tra il piano e il probe. Inoltre l'asta si inclina con una maggiore angolazione provocando una rapida uscita dalla banda morta e un più veloce assestamento della forza di contatto nel suo valore di regime.

La forza esercitata sulle molle è più intensa, provocando un *displacement* dalla posizione di zero maggiore, quindi sarà maggiore la tensione uscente dal laser e più alta sarà la velocità di *set* richiesta. La corrente così come la potenza assorbita avranno un picco più elevato e in un istante temporale precedente ⁵. Quindi avere una velocità di avanzamento troppo alta è pericoloso per il meccanismo poiché le forze in gioco sono elevate. Al contrario una velocità troppo bassa oltre ad un relativamente alto tempo di completamento della manovra provocherebbe delle oscillazioni in quanto il sistema starebbe a ridosso della banda morta con un avanzamento a scatti.

⁵Il picco di corrente si ha appena usciti dalla banda morta

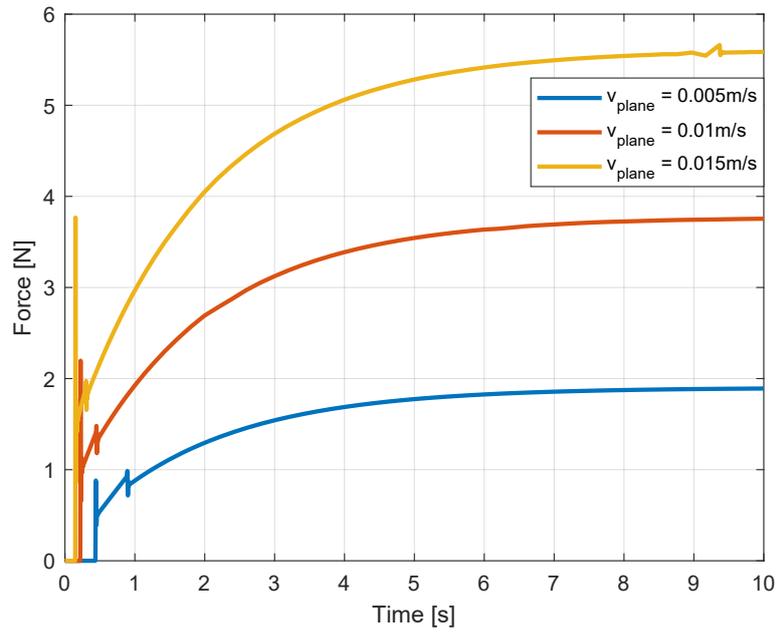


Figura 5.6: Andamento della forza di contatto al variare della velocità di avanzamento del piano

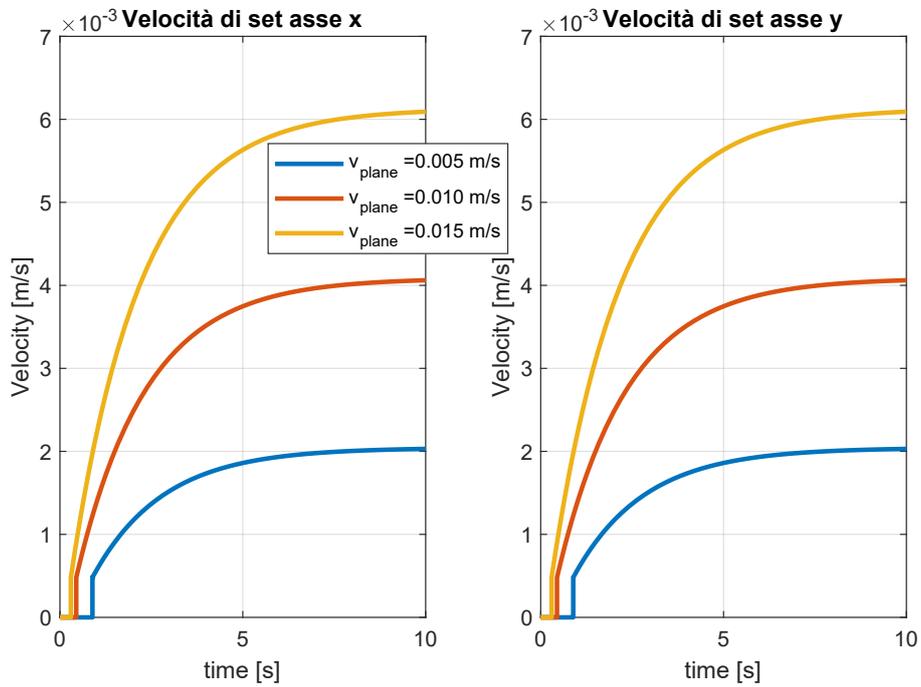


Figura 5.7: Andamento delle velocità lungo gli assi al variare della velocità di avanzamento del piano

Capitolo 6

Conclusioni

Questo trattato ha cercato di validare e mettere in funzione un meccanismo di docking precedentemente progettato. La validazione ha avuto esito positivo in quanto si è riusciti a movimentare nella maniera più corretta e logica possibile tutti i sistemi di attuazione per la corretta esecuzione della manovra di *docking*.

La determinazione dei guadagni ottenuti ha permesso di mettere in evidenza le relazioni che sussistono tra le varie grandezze in gioco e come agire su di essi per variare le condizioni di funzionamento.

Si è messo inoltre in evidenza ciò che accade durante l'intera fase di allineamento, andando così a calcolare i possibili andamenti della forza di contatto nonché della velocità della slitta e dello spostamento angolare del *probe*.

Inoltre, è stato fornito ad un possibile futuro operatore uno spunto sulla scelta di alcuni parametri a sua discrezione e le conseguenze che essi hanno sul funzionamento del meccanismo stesso.

La seguente ricerca, nonostante abbia cercato di rappresentare la realtà nella maniera più fedele possibile, ha alcuni limiti, tra cui:

- Le masse in gioco nonché alcune distanze del sistema traslante sono state stimate quindi hanno un certo grado di approssimazione.
- Il contatto avvenuto è stato tra un piano e il *probe*. Anche se dal punto di vista concettuale questa approssimazione è molto valida nella realtà la presenza della superficie conica fa variare l'andamento delle forze in gioco. Inoltre, il cono non ha un profilo di movimento a rampa con una velocità costante bensì un moto casuale.
- Il sistema di controllo espresso in questo testo ha delle semplificazioni per cui risulta leggermente diverso da quello che avviene nel driver *Epos*.

- Assenza di un filtro passa basso. Il segnale di uscita dal laser andrebbe opportunamente filtrato per evitare il rumore di misura o eccessive vibrazioni meccaniche.
- Il calcolo della forza di contatto espresso nell'equazione 4.1 è stato fatto con dei parametri predefiniti che di solito sono quelli più usati nel contatto tra due corpi. In realtà, esistono diverse teorie del contatto, la più conosciuta è quella di Hertz, che tendono a fornire una maggiore precisione.
- La funzione *fminsearch* ricerca, come già detto, il minimo locale non quello assoluto; inoltre, minimizzando il quadrato della differenza tra il *set* e il *feedback* non viene fatta distinzione tra l'andamento a regime e quello in transitorio in quanto entrambi hanno lo stesso peso nel calcolo dell'*IQE*. A seconda dei casi di applicazione a volte si preferisce prestare più attenzione alla situazione a regime piuttosto che a quella in transitorio, o viceversa.
- Come velocità di *feedback* è stata considerata la velocità lungo gli assi *x* e *y* della slitta espressa in *mm/s*. In laboratorio il *feedback* è espresso come velocità di rotazione del motore quindi in *qc/s*. Il legame tra le due unità di misura è dato dalla seguente:

$$v \left[\frac{mm}{s} \right] = \frac{p}{\tau} \frac{1}{512} \left[\frac{qc}{s} \right] \quad (6.1)$$

Dove *p* è il passo della vite a ricircolo di sfere mentre τ è il rapporto di trasmissione del riduttore.

Tra gli sviluppi futuri figura, in primis, la necessità di testare il meccanismo di *docking* simulando il moto del cono attraverso un braccio robotico a 6 gradi di libertà già presente in laboratorio. Inoltre, sarebbe opportuno affidarsi ad una comunicazione seriale più affidabile rispetto all'RS-232 quale potrebbe essere il protocollo **CAN** (*Controller Area Network*).

Il micro-controllore Arduino, benché mostri un'elevata facilità di programmazione, ha una velocità di elaborazione dei segnali più bassa rispetto ad altri controllori più "professionali", quali ad esempio il CompactRio della National Instrument, anche esso presente in laboratorio.

Il presente trattato riguarda solo una fase dell'intera manovra di *docking*. Si potrebbe quindi pensare, partendo dal presente modello, di simulare anche la fase di ritrazione del *probe*.

Non è stato possibile verificare in laboratorio alcuni risultati ottenuti visto lo stato di avanzamento dei lavori. Sarebbe opportuno assicurarsi della loro correttezza in laboratorio.

Appendice A

Schema a blocchi usato durante le simulazioni

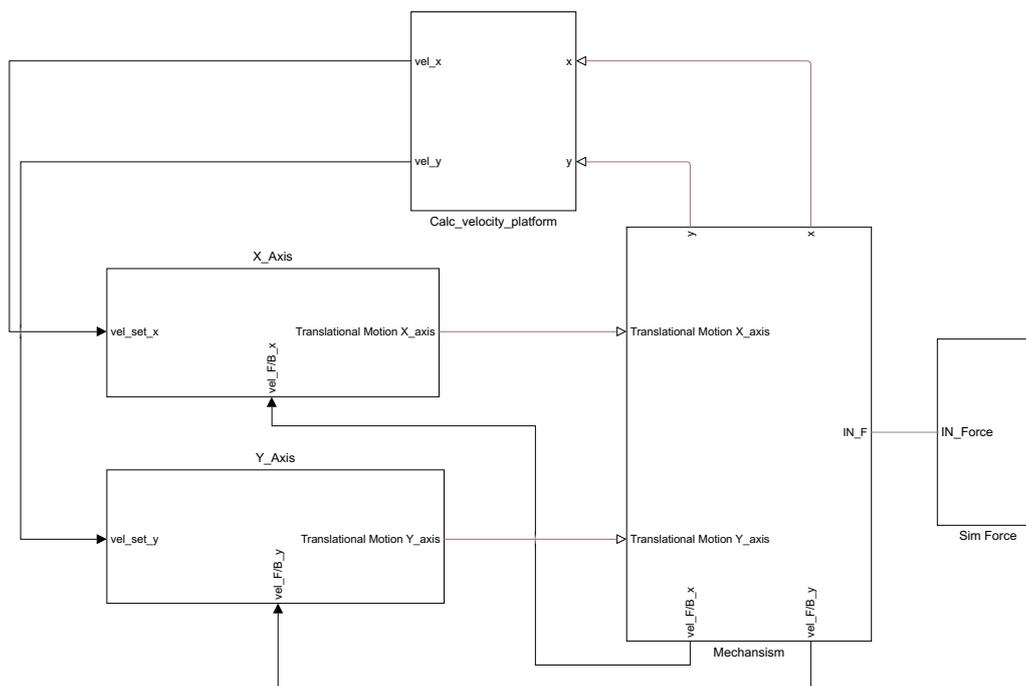


Figura A.1: Modello del sistema in cui l'input è una forza generica di cui il progettista sceglie sia l'ampiezza che l'andamento

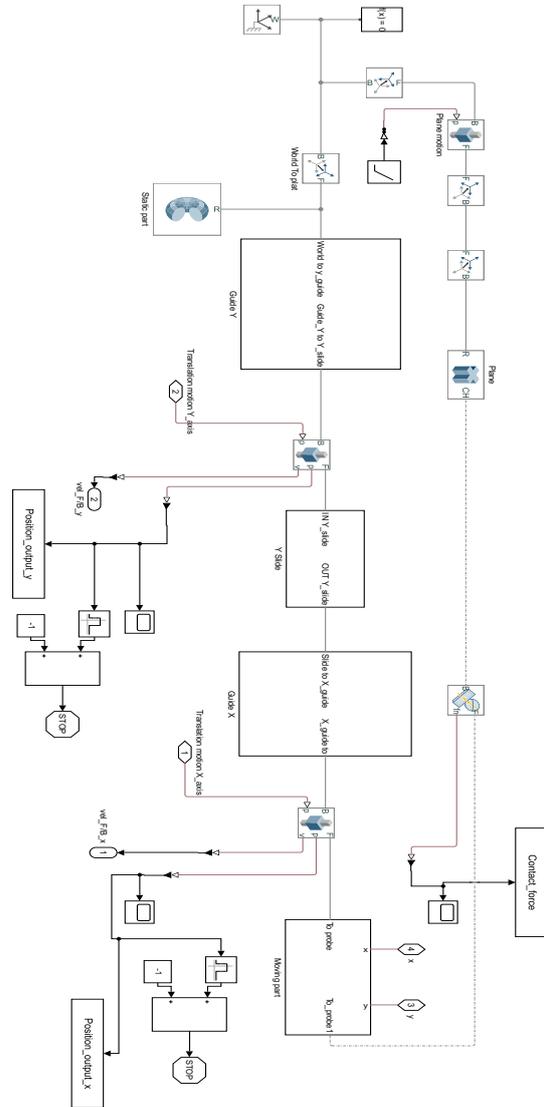


Figura A.2: Modello del sistema usato per la simulazione del contatto tra il piano e il probe

Bibliografia

- [1] National Aeronautics and Space Administration(2010) *On-Orbit Satellite Servicing Study*, Project Report.
- [2] NASA (2010) *Space Science Data Coordinated Archive: Gemini 8*
- [3] Ezell, E.C., Ezell, L.N. (2013) *The Partnership: A NASA History of the Apollo-Soyuz, Test Project*, Courier Corporation
- [4] NASA *Apollo Spacecraft News Reference* https://www.hq.nasa.gov/alsj/CSM11_Docking_Subsystem_pp87-92.pdf
- [5] NASA (1975) *Press Kit*, [https://history.nasa.gov/astp/documents/astp%20press%20kit%20\(us\).pdf](https://history.nasa.gov/astp/documents/astp%20press%20kit%20(us).pdf)
- [6] ReasearchItaly *SAPERE*, [https://www.researchitaly.it/cluster-tecnologici-nazionali/aerospazio/sapere/#:~:text=SAPERE%20STRONG%20\(Sistemi%20Tecnologie%20e,uno%20rimorchiatore%20spaziale%20\(space%20tug\)](https://www.researchitaly.it/cluster-tecnologici-nazionali/aerospazio/sapere/#:~:text=SAPERE%20STRONG%20(Sistemi%20Tecnologie%20e,uno%20rimorchiatore%20spaziale%20(space%20tug))
- [7] Tharek Mohtar (2017), *Design, modeling, and testing of a space docking mechanism for cooperative on-orbit servicing*, Politecnico di Torino.
- [8] Leens F. (2009), *An Introduction to I2C and SPI Protocols*, IEEE Instrumentation and Measurement Magazine.
- [9] Peacock *Interfacing the RS232 port.V5.0*
- [10] Bolton, W. (2004) *Electronic Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering*, 3rd edition Pearson Education.
- [11] Gabrielli Filippo , Ippolito Rosolino, Micari Fabrizio (2012), *Analisi e tecnologia delle lavorazioni meccaniche*, McGraw-Hill Education, Milano, Italia
- [12] B. Armstrong, C.C. de Wit, (1995), *Friction Modeling and Compensation*, The Control Handbook, CRC Press,
- [13] Gallerani Fabio (2012), *Analisi numerico sperimentale delle viti a ricircolo di sfere*, McGraw-Hill Education, Milano, Italia
- [14] Bolzen Paolo, Scattolini Riccardo, Schiavoni Luca (2015), *Fondamenti di controlli automatici*, McGraw-Hill Education, Milano, Italia

- [15] Ziegler John G., Nichols Nathaniel B. (Dicembre 1941), "Optimum Settings for Automatic Controllers", Committee on Industrial Instruments and Regulators of the Process Industries Division, The American Society Of Mechanical Engineers, New York, N. Y., U.S.A.
- [16] MathWorks® (2019), *Matlab® R2019a. Mathematics*, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, U.S.A.
- [17] Perfetti Renzo (2013), *Circuiti elettrici*, Zanichelli
- [18] MathWorks® (2009), *Simscape User's Guide*, The MathWorks, Inc., Natick, Massachusetts, U.S.A.
- [19] Verdeyen Joseph T. (1989), *Laser electronics*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey
- [20] Vallascas Rinaldo (2008), *Fondamenti di misure meccaniche e termiche. Grandezze statiche e sistemi*, Hoepli, Milano, Italia
- [21] Maik Schmidt (2011), *Il manuale di Arduino*, Apogeo, Italia
- [22] Quaglia Giuseppe, Sorli Massimo (2003), *Meccatronica*, Politeko, Italia
- [23] Fasana Alessandro, Marchesiello Stefano (2003), *Meccanica delle vibrazioni*, Clut, Italia
- [24] Astrom Karl Joahn, Hagglund Tore (2005), *Advanced PID Control*, ISA, Research Triangle Park, NC
- [25] Fantuzzi Cesare (1997), *Controllori Standard PID*, Dipartimento di Ingegneria Università di Ferrara, Italia