



**Politecnico
di Torino**

Politecnico di Torino

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**Studio di un servoattuatore elettromeccanico per controllo
SCAS di un elicottero**

Candidato:
Giulio Camposeo
Matricola 278347

Relatori:
Prof. Massimo Sorli
Ing. Andrea De Martin

Anno Accademico 2022-2023

A mio nonno, sperando di averlo superato in altezza.

Ringraziamenti

Inizio col dire che questa parte è probabilmente la più difficile dell'intera tesi, dato che con le parole non sono in grado di esternare al meglio ciò che sento, tuttavia, giunti alla fine di questo percorso, mi sembra doveroso rivolgere alcune parole a chi mi ha sostenuto, supportato e spronato in questi anni.

Un primo ringraziamento è rivolto ai miei genitori che nel corso degli anni, con innumerevoli sforzi e sacrifici, mi hanno permesso di sostenere gli studi. Grazie per gli insegnamenti che mi avete dato, per i valori che mi avete trasmesso e per l'affetto con cui mi avete cresciuto. Nonostante il mio carattere difficile siete sempre stati il mio punto fermo, nonché la mia valvola di sfogo nei momenti difficili, vi voglio bene.

Grazie a Marta, che mi ha accompagnato in questo lungo percorso sopportando le mie lamentele e la mia pesantezza. Sei stata presente in ogni momento, mi hai confortato, rassicurato e strappato un sorriso quando nessuno era in grado, sei stata la mia luce quando attorno era buio. Probabilmente queste parole non bastano ad esprimere tutta la mia gratitudine, pertanto spero di potertela dimostrare nella vita di tutti i giorni, fianco a fianco.

Ringrazio ovviamente tutti gli zii, i cugini, e chiunque abbia contribuito, sia fisicamente, ma anche con un piccolo messaggio, al compimento di questo percorso.

Grazie agli amici con i quali ho trascorso momenti pieni di gioia e spensieratezza, insieme abbiamo condiviso l'adolescenza e sono contento che, a distanza di anni facciate tutti ancora parte del mio quotidiano. Ringrazio tutti i ragazzi per la facilità con cui mi fate ridere, per le uscite serali che alleggerivano le giornate ricche di studio e per le passioni che ci hanno tenuto legati. Ognuno di voi è unico nel suo genere, tutti con differenti qualità che ammiro ed apprezzo, e spero quindi di poter coltivare quest'amicizia ancor di più negli anni che verranno.

Grazie a tutte le ragazze, all'ironia di Marta, sempre pronta a rivolgermi appellativi alquanto discutibili, alla risata contagiosa di Giusy, con la quale riderei anche nei momenti più seri, grazie a Gianna, che pur avendomi odiato al catechismo, è oggi una tra le più care amiche che ho sempre pronta a starmi vicino e tendermi una mano nel momento del bisogno, e grazie ad Elena per essersi sorbita i miei complessi mentali nel corso di questi anni, ti ho già detto diverse volte quanto bene io ti voglia ed è inutile ripeterlo per l'ennesima volta, sono consapevole che di fratelli ne hai già due, ma io ti considero una sorella.

Infine, un grazie a chi da lassù mi sta guardando, avrei voluto vedervi qui accanto a me oggi, ma purtroppo la realtà è un'altra. Spero di avervi reso ugualmente felice.

Sommario

Il sistema SCAS (*Stabilization and Command Augmentation System*) è un sistema di stabilizzazione di volo che permette di ridurre il carico di lavoro del controllo del pilota, aiutandolo in operazioni complesse, e permettendogli di rimanere concentrato sulla navigazione e sulla comunicazione. Tale servosistema è di natura elettro-idraulica, caratterizzato pertanto da un cilindro idraulico e da una valvola di controllo. Nel presente lavoro si analizza invece una configurazione elettro-meccanica costituita da un motore elettrico controllato da un'elettronica dedicata, e da una trasmissione meccanica. La scelta di tale configurazione permette di sfruttare un sistema meno ingombrante, ovviando alla presenza della pompa e del circuito idraulico, cercando di mantenere alta l'affidabilità.

Inizialmente viene posta l'attenzione sulla descrizione dei comandi di volo e sui sistemi di attuazione utilizzati per l'attuatore SCAS, andando ad analizzarne vantaggi e svantaggi. Segue poi una descrizione accurata dell'architettura proposta, presentando gli aspetti costruttivi ed il funzionamento dei vari componenti.

In seguito, partendo da alcune specifiche di progetto, si ha un dimensionamento dei vari elementi che caratterizzano il sistema, si analizzano due architetture in cui sia presente o meno un riduttore e si effettua la verifica termica del motore, assicurando così delle prestazioni efficienti per valori differenti di temperatura di esercizio, senza che gli avvolgimenti subiscano surriscaldamenti notevoli che possano inficiare il funzionamento del motore stesso.

Infine le prestazioni dinamiche del sistema, saranno inizialmente analizzate attraverso un modello lineare semplificato, per poi utilizzare un modello non lineare in ambiente Matlab/Simulink, che terrà conto sia dell'influenza delle azioni di attrito sia delle variazioni di temperatura.

Indice

Ringraziamenti	1
Sommario	3
1 Introduzione	8
1.1 L'elicottero e i comandi di volo	8
1.1.1 Main rotor actuator	11
1.1.2 SAS e SCAS	13
2 Obiettivi e motivazioni	16
2.1 Scopo della tesi	16
2.2 Tecnologie di attuazione	16
2.2.1 Servosistemi idraulici	18
2.2.2 Servosistemi elettromeccanici	19
3 Sistema di attuazione	22
3.1 Descrizione del sistema	22
3.2 Motore brushless-DC	23
3.2.1 Principi di funzionamento	24
3.2.2 Richiami di fisica	26
3.2.3 Equazioni del motore elettrico	32
3.2.4 Equazioni del servosistema	33
3.2.5 Disturbi sulla coppia	35
3.3 Riduttore	38
3.3.1 Riduttori ordinari	39
3.3.2 Riduttori epicicloidali	41
3.3.3 Riduttori armonici	43
3.4 Dispositivo per moto lineare	44

3.4.1	Vite a ricircolo di sfere	44
3.4.2	Vite a rulli satelliti	46
3.4.3	Equazioni del servosistema	47
3.5	Cuscinetto reggispinta	48
3.6	Trasduttore di posizione LVDT	49
3.6.1	Richiami di fisica	49
3.6.2	Principi costruttivi e funzionamento	50
3.6.3	Equazioni del servosistema	52
4	Dimensionamento del dispositivo	54
4.1	Trasmissione meccanica	55
4.1.1	Scelta della vite a ricircolo di sfere	55
4.1.2	Scelta del cuscinetto assiale	59
4.1.3	Calcolo del momento di attrito del cuscinetto	61
4.2	Riduttore ordinario (opzionale)	69
4.2.1	Dimensionamento statico	70
4.2.2	Verifica a contatto hertziano	71
4.2.3	Verifica a fatica	72
4.2.4	Verifica a pitting	74
4.2.5	Dimensionamento di massima degli alberi	76
4.2.6	Stima delle caratteristiche inerziali	77
4.3	Motore Brushless-DC	79
4.3.1	Definizione delle specifiche	79
4.3.2	Selezione del motore	80
4.4	Sensoristica	84
4.4.1	Trasduttore di posizione lineare LVDT	84
5	Prestazioni in regime stazionario	85
5.1	Calcolo delle forze di attrito	85
5.1.1	Attrito nel riduttore	85
5.1.2	Attrito nella vite a ricircolo di sfere	88
5.1.3	Attrito nei supporti dell'albero motore	88
5.2	Comportamento termico del motore	88
5.2.1	Modello termico del motore	89
5.2.2	Comportamento termico in assenza di guasti	89
5.2.3	Comportamento termico in presenza di guasti	94
5.2.4	Verifica all'impuntamento	96

5.2.5	Funzionamento in presenza del rotismo	97
5.3	Confronto tra le architetture	98
6	Modello analitico del sistema	102
6.1	Modello lineare	102
6.1.1	Strategia di controllo e funzioni di trasferimento del sistema	102
6.1.2	Stabilità del sistema	110
6.2	Modello non lineare	117
6.2.1	Parte elettrica	118
6.2.2	Motore elettrico	120
6.2.3	Elettronica di potenza	125
6.2.4	Controllo di corrente	128
6.2.5	Parte meccanica	130
6.2.6	Backlash	132
6.2.7	Modello d'attrito	134
6.2.8	Individuazione della caratteristica del motore	136
7	Prestazione dinamica del dispositivo di attuazione	139
7.1	Risposta ad un gradino di carico	139
7.2	Risposte in frequenza	143
7.2.1	10% dell'ampiezza di comando massima	143
7.2.2	30% dell'ampiezza di comando massima	147
7.2.3	70% dell'ampiezza di comando massima	150
8	Conclusioni e sviluppi futuri	155
	Bibliografia	156

Capitolo 1

Introduzione

1.1 L'elicottero e i comandi di volo

L'elicottero (aeromobile ad ala rotante), a differenza degli aeromobili ad ala fissa, nella sua configurazione più classica è manovrato tramite due rotori costituiti da una serie di pale calettate ad un mozzo centrale e mantenuto in rotazione da uno o più motori. Il velivolo può sostenere condizioni di volo traslato con velocità molto basse, fino alla condizione di volo a punto fisso rispetto al suolo (*hover*), con la possibilità di effettuare il volo in salita ed in discesa verticale, inclusi decollo e atterraggio. I due rotori precedentemente citati sono il rotore principale (*main rotor*) ed il rotore di coda (*tail rotor*), il primo è responsabile della portanza, dei moti di rollio e di beccheggio, il secondo ha lo scopo di bilanciare la coppia del rotore principale, permettendo così il moto di imbardata (figura 1.1).



Figura 1.1: Rotore principale e rotore di coda

Ad entrambi i rotori, oltre alla rotazione solidale al mozzo, deve essere consentita una rotazione attorno al proprio asse longitudinale (*asse di variazione del passo*), che consente di controllare l'angolo di attacco della pala. Tuttavia, il rotore principale presenta un movimento intorno ad un asse giacente nel piano del mozzo e perpendicolare alla direzione radiale della pala stessa, definito moto di *flappeggio*, ed un movimento nel piano di rotazione, definito moto di anticipo/ritardo o di *brandeggio* [1].

Il moto di variazione (aumento/diminuzione) del passo della pala consente di controllare le forze aerodinamiche sul rotore e pertanto di aumentare/diminuire la trazione prodotta (perpendicolare al piano del disco).

Il moto di flappeggio consente di contrastare l'asimmetria di portanza che si avrebbe nel volo in avanzamento, in virtù della diversa velocità relativa del flusso che interessa la pala avanzante e la pala retrocedente.

Il moto di brandeggio, è dovuto principalmente all'insorgere delle forze di Coriolis in conseguenza del moto di flappeggio delle pale in rotazione. Una schematizzazione di tali movimenti è presente in figura 1.2.

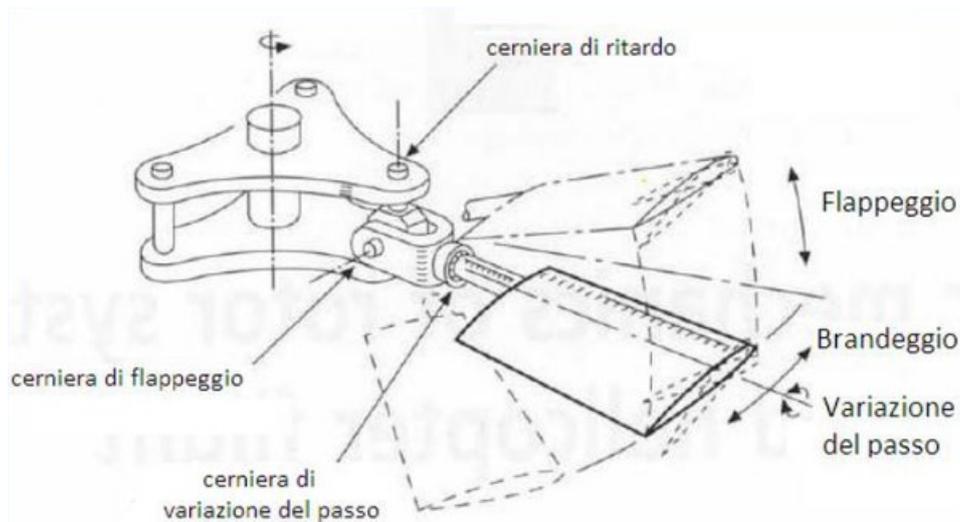


Figura 1.2: Movimenti della pala del rotore principale

I comandi di volo situati nella cabina di pilotaggio (figura 1.3) sono gli stessi per tutti gli elicotteri, in ogni velivolo si hanno uno o due dei seguenti elementi:

- *Controllo del passo ciclico (cyclic pitch control)*: permette di variare l'angolo di inclinazione del rotore principale, provocando una con-

seguinte variazione dell'angolo di attacco delle pale a seconda della posizione angolare delle stesse;

- *Controllo del passo collettivo (collective pitch control)*: permette di variare il passo delle pale del rotore principale, e dunque l'angolo di attacco delle stesse così da modificarne la portanza;
- *Pedali (anti-torque pedals)*: permette la regolazione del passo collettivo del rotore di coda in maniera tale da gestire la coppia di reazione del rotore principale.



Figura 1.3: Cabina di pilotaggio

Il meccanismo del rotore principale che permette di variare sia il passo ciclico che collettivo, è il piatto oscillante (*swash plate*) costituito da una parte fissa (*lower swashplate*) che può traslare rigidamente o inclinarsi in una qualsiasi direzione (ma non può ruotare), e da una parte rotante (*upper swashplate*) messa in rotazione dall'albero motore, montata sulla precedente, di cui asseconda i movimenti. Al piatto oscillante fisso sono connessi tre martinetti (*control cylinders*) che ne gestiscono l'inclinazione sia longitudinale che trasversale, e questi sono a loro volta connessi a tre servoattuatori (*main rotor actuator, MRA*) [1], in genere di natura idraulica, sia per la capacità di potenza di attuazione sia per la dinamica del carico regolato [2], [3]. Il meccanismo appena descritto è visibile in figura 1.4.

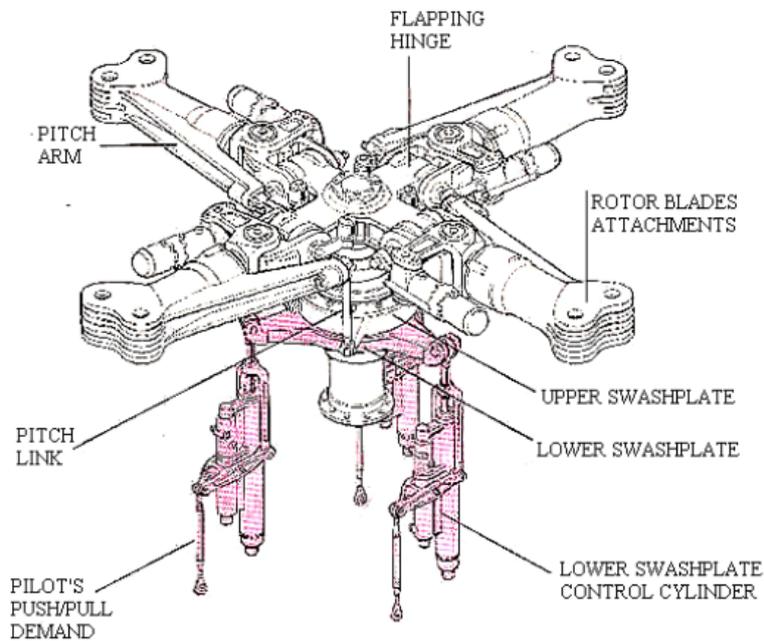


Figura 1.4: Rotore principale

Nelle seguenti immagini (figure 1.5a e 1.5b) sono mostrate due ulteriori configurazioni per un velivolo.

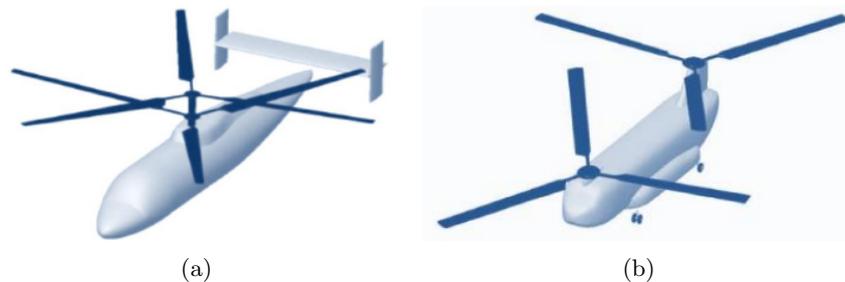


Figura 1.5: (a): Due rotori controrotanti coassiali ; (b): Due rotori controrotanti in tandem

1.1.1 Main rotor actuator

Gli elementi di potenza connessi ai *control cylinders* sono una coppia di attuatori montati in linea (*tandem*), mentre l'interfaccia è rappresentata da due servovalvole (*valvole di controllo principale*) che hanno il compito di gestire il fluido indirizzato nelle camere degli attuatori. Il movimento del

cassetto interno alle valvole è imposto dalla posizione della cerniera con cui è connesso al leveraggio principale. La posizione di tale punto inoltre, dipende dal cinematismo principale sul quale, oltre all'input manuale derivante dal joystick del pilota (nonchè l'output che fungerà da *feedback*), agiscono anche due attuatori di piccola taglia denominati *attuatori SCAS* (Stabilization and Command Augmentation System). Tale sistema risulta simmetrico, pertanto, la ridondanza degli elementi ne aumenta di gran lunga l'affidabilità. In figura 1.6 è rappresentata un'unica metà del sistema descritto.

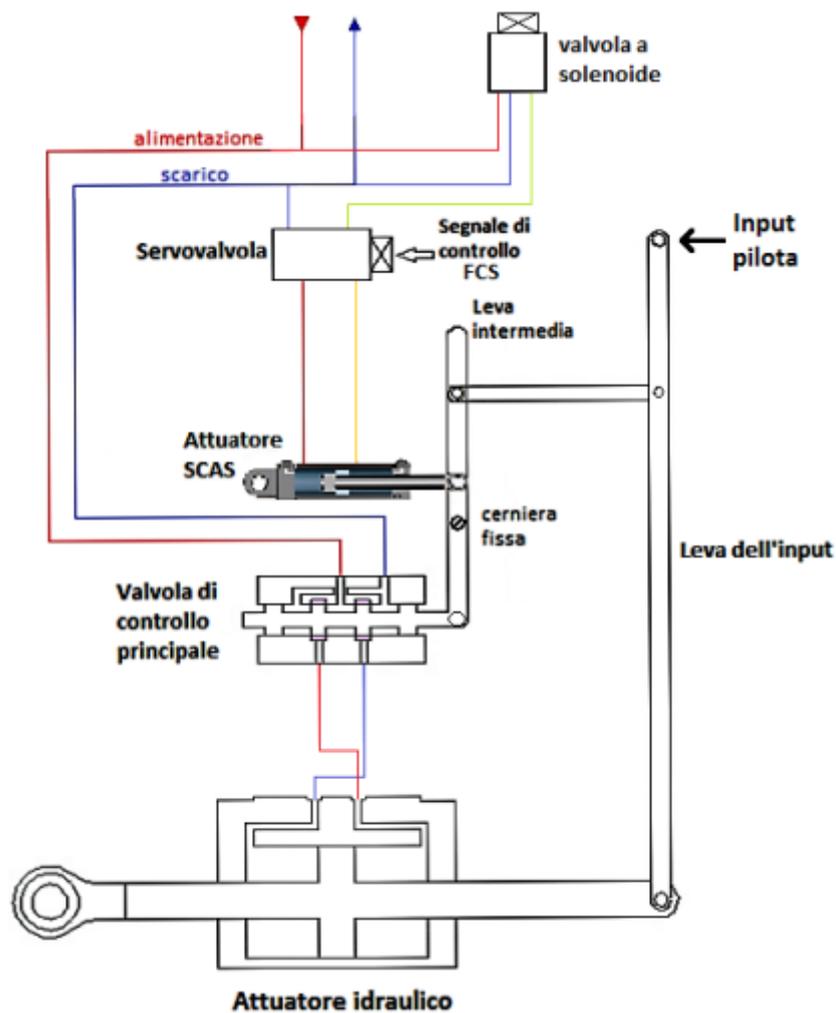


Figura 1.6: Schema del MRA

1.1.2 SAS e SCAS

Sin dai primi tempi, pilotare un elicottero ha sempre richiesto un elevato grado di abilità e attenzione costante. Con il passare degli anni si sono ottenuti grandi miglioramenti nella progettazione di base dell'elicottero e nell'avionica, sfociando nella realizzazione di sistemi avanzati che vanno dalle più semplici regole del volo a vista (*VFR, Visual Flight Rules*) fino ad arrivare ai sistemi automatici di volo (*AFCS, Automatic Flight Control System*) in cui si contraddistinguono il sistema SAS ed il sistema SCAS. Essendo gli elicotteri, veicoli intrinsecamente instabili, tali sistemi hanno la funzione di rendere stabile la dinamica del volo (sono pertanto detti *sistemi di stabilizzazione del volo*), e di ridurre il carico di lavoro del controllo del pilota, lasciandolo libero di concentrarsi sulla comunicazione, sulla navigazione o su altre attività [4].

SAS (*Sistema di Aumento della Stabilità*) stabilizza un elicottero contro i disturbi di beccheggio e rollio dovuti a raffiche di vento e turbolenze. I sistemi moderni includono anche l'imbardata e sono talvolta chiamati *sistemi a tre assi*. I primi elicotteri avevano un aumento della stabilità fornito da sistemi meccanici, come ad esempio la *barra stabilizzatrice* sul Bell 47. I sistemi moderni includono sensori per misurare la velocità angolare e altri valori, per esempio, un *giroscopio del beccheggio* può misurare la velocità del beccheggio che sarà poi convertita in un movimento dell'attuatore del passo. L'attuatore del beccheggio sposta l'asta di controllo che inclina il piatto oscillante, contrastando la velocità di beccheggio indesiderata, come farebbe un pilota. Tuttavia questo sistema presenta un forte punto debole, ovvero, non è in grado di distinguere un movimento volontario, dovuto dall'input dato dal pilota, da uno involontario dovuto ad un disturbo esterno. Si opporrà pertanto alla volontà del pilota, il quale dovrà spostare ancora di più il controllo, esercitando così uno sforzo maggiore.

Per ovviare a tale problema, il sistema SCAS (figura 1.7) è munito di un trasduttore di movimento di controllo (*CMT*), posizionato sotto lo stick del pilota, che converte il movimento dello stick in un segnale elettrico da inviare ad controller/computer. Quest'ultimo, ricevendo degli input anche da sensori e giroscopi, utilizza queste informazioni per inviare un segnale per comandare il movimento dell'attuatore SCAS (a sua volta alimentato dal sistema idraulico del velivolo), con lo scopo di aggiungere o sottrarre al movimento del controllo pilota (viene pertanto definito *in serie*, poiché non

muove direttamente lo stick). Il computer pertanto, muoverà un pistone che a sua volta sposterà l'asta di controllo per sommare o sottrarre dal movimento del controllo pilota. Questa tecnologia consente inoltre, di agevolare operazioni complesse quali operazioni di soccorso e salvataggio o di trasporto di carichi. Il pistone è meccanicamente limitato a un certo intervallo, in genere, può spostare l'asta di controllo solo dall'8% al 20% circa rispetto a quanto può fare lo stick del pilota. Ciò consente al pilota di "scavalcare" lo SCAS in caso di malfunzionamento. Il limite può variare in base all'asse considerato, ad esempio il rollio SCAS può essere in grado di muoversi del 18% della corsa completa mentre il beccheggio può muoversi del 10%. Per tale motivo, un volo completamente automatico (*Hands-off*) è possibile solo per qualche minuto [5]. Inoltre, avendo portata limitata, l'attuatore SCAS non sarà in grado di reagire prontamente nel caso in cui si verificassero più disturbi esterni in successione, esso infatti raggiungerà la sua posizione più estrema (*saturazione*) e non potrà più reagire prontamente. Per ridurre la saturazione, il sistema, attraverso un processo denominato lavaggio (*washout*), riporterà lentamente l'attuatore alla posizione centrale. Ovviamente l'aggiunta di un sistema SCAS è un problema dal punto di vista affidabilistico, poiché potrebbero verificarsi guasti o malfunzionamenti. Alcuni di questi problemi possono essere:

- Il guasto del CMT potrebbe compromettere il funzionamento dello SCAS, che a sua volta invierà comandi di movimento fasulli per il piatto oscillante;
- Un attuatore potrebbe rimanere bloccato in una posizione estrema, chiamata *hardover*;
- Perdita di comunicazione tra qualsiasi combinazione di sensore, computer o attuatore;
- Una perdita o un altro guasto idraulico potrebbe impedire il corretto movimento di un attuatore.

Tra le possibili soluzioni per ovviare a tali problemi, abbiamo:

- Limitare la portata dell'attuatore SCAS in modo che un pilota possa far atterrare in sicurezza un elicottero con qualsiasi combinazione di attuatori SCAS bloccati in qualsiasi posizione;

- Possibilità per un pilota di spegnere manualmente lo SCAS;
- Includere componenti ridondanti in modo che il sistema possa funzionare in caso di guasto di uno qualsiasi dei componenti;
- Possibilità di spegnere automaticamente lo SCAS quando vengono rilevati malfunzionamenti.

I sistemi SCAS e SAS sono inoltre in grado di attenuare, senza eliminarle del tutto, le risposte fuori asse (risposte secondarie di imbardata e beccheggio in seguito ad una risposta primaria di rollio generata dal pilota) facilitando le condizioni di volo. I sistemi moderni dunque, inglobando diversi tipi di sensori, sono in grado di facilitare altre funzionalità di livello superiore [6].

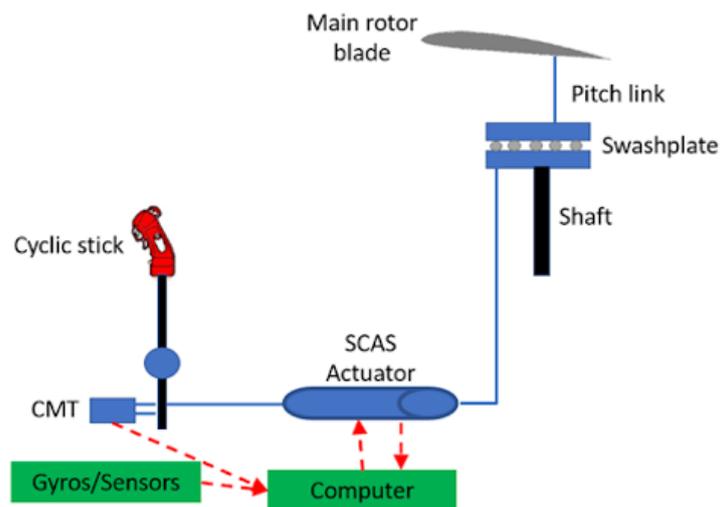


Figura 1.7: Sistema SCAS

Capitolo 2

Obiettivi e motivazioni

2.1 Scopo della tesi

L'obiettivo della tesi riguarda la valutazione dell'architettura e della configurazione di un servosistema SCAS, nel quale l'attuatore, tradizionalmente elettroidraulico, viene sostituito da uno di tipo elettromeccanico. Questo servomeccanismo si andrebbe ad inserire all'interno della catena cinematica, in modo da operare il controllo degli attuatori MRA e TRA (*Tail Rotor Actuator*). Il lavoro di tesi inizia pertanto con un dimensionamento dei vari componenti del servocomando, cioè *trasmissione vite-madrevite*, *cuscinetto*, *coppia di ruote dentate* (opzionale), *motore e trasduttore LVDT*, per poi trasferirsi in ambiente Matlab/Simulink dove mediante un modello del sistema oggetto di studio, nè saranno analizzate le prestazioni dinamiche.

2.2 Tecnologie di attuazione

I sistemi di attuazione si occupano di movimentare le superfici aerodinamiche di controllo a partire dai comandi impartiti del pilota. Generalmente, la struttura tipica di un servosistema (figura 2.1) è costituita da: *regolatore*, *interfaccia*, *attuatore*, *trasduttore*.

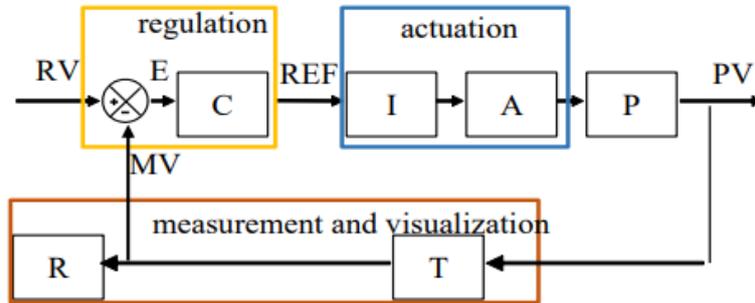


Figura 2.1: Struttura di un servosistema

Il *regolatore* riceve il segnale RV , (*Requested Value*) corrispondente alla grandezza che si vuole avere in uscita, lo confronta con il segnale di feedback MV , (*Measured Variable*) proveniente dai trasduttori e calcola l'errore E che deve essere compensato. Può lavorare in analogico o in digitale per mezzo di un microprocessore.

Nel *compensatore* (C) è contenuto l'algoritmo di controllo che può dipendere anche dalla tecnologia del controllore.

L'*interfaccia* (I) riceve in ingresso il segnale di riferimento (REF) in uscita dalla regolazione ed emette un segnale di potenza che funge da input per l'attuatore.

L'*attuatore* (A) non regola nulla, ma trasforma l'energia secondo i comandi dell'interfaccia. Esso agisce sulla variabile di processo (PV , *Process Variable*), in genere la posizione nel caso dei comandi di volo, attuandone l'evoluzione.

Il *trasduttore* (T) misura la grandezza fisica del processo e la converte in un segnale elettrico che verrà poi convertito per poter essere interpretato dalla regolazione.

Il *ricevitore* (R) permette la semplice visualizzazione della variabile misurata, oppure, ne permette l'acquisizione e la memorizzazione per una successiva valutazione.

Tutti questi componenti presentano una relazione fra ingresso ed uscita, ed il loro funzionamento può essere espresso attraverso espressioni analitiche dette *caratteristiche statiche e dinamiche*.

Le *caratteristiche statiche* sono funzioni algebriche che esprimono la relazione input-output, qualora queste due variabili siano costanti nel tempo o subiscano una lentissima variazione;

Le *caratteristiche dinamiche*, espresse da equazioni differenziali, sono necessarie quando il sistema presenta un'evoluzione nel tempo.

Mediante la descrizione matematica dei vari componenti è possibile creare un *modello completo del sistema*.

Come detto precedentemente, lo scopo di tale tesi consiste nella sostituzione del servosistema elettro-idraulico con un elettromeccanico. Si passa dunque in rassegna la descrizione di queste due tecnologie.

2.2.1 Servosistemi idraulici

I servosistemi idraulici (figura 2.2) esercitano una forza sulla superficie di controllo mediante un attuatore idraulico che può essere lineare o rotativo. Lo spostamento x del pistone è determinato dai diversi livelli di pressione P_1 e P_2 agenti nelle camere del cilindro. Tali pressioni, sono influenzate dalle portate Q gestite da una valvola proporzionale a quattro vie (che in tal caso rappresenta l'interfaccia), il cui azionamento è di tipo elettrico (motore coppia e uno o più servosolenoidi). Per la misura della posizione viene in genere utilizzato un trasduttore induttivo (*LVDT*).

L'attuazione idraulica, tra i vari tipi di attuazione, permette di avere la maggiore densità di potenza consentendo tuttavia degli ingombri e dei pesi ridotti, specifiche fortemente richieste per l'applicazione aerospaziale. Sono in grado di fornire coppie e forze molto elevate poiché arrivano a sfruttare elevati valori di pressione di alimentazione (fino a 300 bar). Conta di ottime caratteristiche statiche e dinamiche (ripetibilità, precisione, elevate bande passanti) ed ha probabilità di impuntamento molto basse, circa 1 su 10^9 ore di volo. Gli svantaggi sono principalmente connessi all'utilizzo del fluido e dei condotti di distribuzione: il fluido è soggetto sia a contaminazione esterna sia a quella interna a causa dei residui derivanti dall'usura dei componenti meccanici, ciò si traduce in costi di manutenzione molto frequenti, e sostituzione periodica dei filtri. Il circuito di distribuzione, assieme alle valvole, introducono importanti perdite di carico che minano al rendimento dei dispositivi, e danno un forte contributo in termini di ingombro e peso del sistema [7].

Il vantaggio principale di questo servosistema è la completa assenza del fluido e dei circuiti di distribuzione, non ci saranno pertanto fughe d'olio o perdite di carico che incidano in modo negativo sul rendimento (l'interfaccia elettronica introduce infatti perdite di potenza molto piccole). Tuttavia, anche tale sistema presenta diversi svantaggi. La probabilità di impuntamento è molto più alta, circa 1 su 10^7 ore di volo, rischiando di generare malfunzionamenti o gravi incidenti. Proprio per tale motivo, il sistema SCAS risulta essere simmetrico rispetto al leveraggio principale, in modo tale che la ridondanza degli elementi aumenti l'affidabilità del sistema per evitare così situazioni critiche.

I motori brushless tendono a fornire coppie oscillanti¹ quando lavorano a basse velocità. Le linee di trasmissione devono essere schermate dai disturbi elettromagnetici esterni. Infine, per potenze elevate è difficile ottenere velocità di traslazione elevate poiché le viti a ricircolo hanno dei limiti per la velocità di rotazione. Tuttavia, nel caso in esame sarà possibile notare come le forze e le velocità in gioco siano davvero molto basse, data anche la piccola taglia del sistema oggetto di studio.

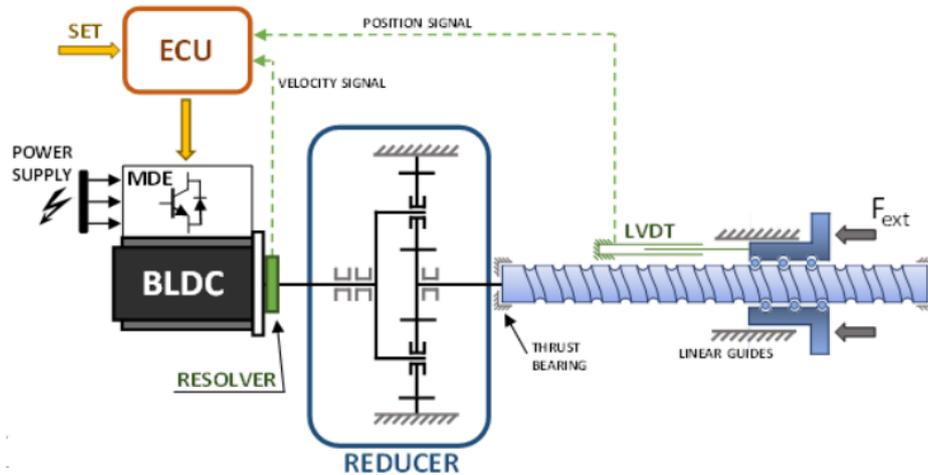


Figura 2.3: Servosistema elettromeccanico in controllo posizione

Seguono due tabelle riassuntive per sintetizzare i vantaggi e gli svantaggi dei due sistemi di attuazione [9].

¹Approfondimenti presenti nel sottoparagrafo 3.2.5

Tabella 2.1: Pro e contro dei sistemi di attuazione idraulica

Svantaggi	Vantaggi
- Fughe d'olio	- Basso rapporto peso/potenza
- Sensibilità ai contaminanti	- Possibilità di utilizzo in ambiente esplosivo
- Temperatura massima di esercizio 100°C	- Buona precisione di posizionamento
- Possibilità di cavitazione	- Coppie e forze elevate
- Influenza della compressibilità dell'olio	- Attuazioni lineari e rotatorie con uguali interfacce
- Elevato costo e ingombro della centrale idraulica	- Buona dinamica (larghezza di banda fino a 50 Hz)
- Rumorosità	
- Non linearità (attriti, valvole)	
- Dissipazione nelle valvole	

Tabella 2.2: Pro e contro dei sistemi di attuazione elettrica

Svantaggi	Vantaggi
- Consumo delle spazzole (esclusi i brushless)	- Facile da alimentare
- Alto rapporto peso/potenza	- Precisione e affidabilità del comando
- Riduttore necessario (esclusi motori coppia direct-drive)	- No perdite o inquinamento
- Problemi di commutazione ad alta velocità	- Alto range di coppie disponibili
- Protezione necessaria se in ambienti esplosivi	- Buona accuratezza di posizione
- Velocità limitata degli attuatori lineari	- Buona linearità corrente-coppia
- Disturbi elettromagnetici	- Ottima dinamica (larghezze di banda fino a 1000 Hz)
- Sistemi ad alta velocità e alta forza difficili da trovare	

Capitolo 3

Sistema di attuazione

3.1 Descrizione del sistema

Il sistema di attuazione presente all'interno del sistema SCAS è costituito da:

- un motore brushless DC (BLDC)
- un riduttore (opzionale) connesso al motore
- una vite a ricircolo di sfere
- cuscinetto reggispinta
- un trasduttore di posizione di tipo induttivo (LVDT)

Come spiegato precedentemente, l'EPU modula una sorgente di potenza esterna da inviare al motore, il quale è connesso ad un rotismo ordinario che aumenterà la coppia a scapito della velocità angolare (come si vedrà nella sezione riferita al dimensionamento, esso sarà inserito come architettura opzionale per analizzare l'apporto di eventuali benefici). A valle del riduttore è presente una vite a ricircolo di sfere costituita da vite rotante e madrevite traslante, il cui scopo è convertire il moto da rotatorio a traslatorio. La madrevite è infine connessa al leveraggio presente all'interno dei classici sistemi SCAS. La misura della posizione è ottenuta per mezzo di un trasduttore di posizione di tipo induttivo, posto all'uscita della madrevite. Il carico assiale, essendo poco elevato, viene assorbito attraverso l'utilizzo di un singolo cuscinetto reggispinta.

3.2 Motore brushless-DC

Come scelta per l'azione propulsiva si è optato per un motore brushless-DC, il quale offre numerosi vantaggi, specialmente in ambito aerospaziale. Nella macchina sincrona tradizionale, il flusso induttore viene prodotto attraverso un apposito circuito di eccitazione. Tuttavia, quando nelle normali operazioni della macchina non sia richiesta una regolazione di tale flusso, si possono realizzare macchine sincrone con eccitazione a magneti permanenti. Il sistema formato da un motore sincrono a magneti permanenti, dal suo alimentatore e dal suo sistema di controllo viene usualmente definito "motore brushless", soluzione che permette di ridurre gli ingombri e di annullare quasi del tutto le perdite per effetto Joule. Essi vengono preferiti ai tradizionali motori muniti di spazzole per una serie di motivi:

- maggior durata della vita lunga poichè non sono presenti spazzole che si usurano
- minor ingombri e inerzie ridotte
- maggior efficienza (la potenza utilizzata dal motore viene trasformata più in forza di rotazione e meno viene perso come calore)
- manutenzione ridotta
- commutazione meccanica tramite spazzole sostituita con commutazione elettronica
- riduzione significativa delle perdite per effetto Joule

Tuttavia, tali motori sono caratterizzati da un ingente costo iniziale, sono necessari infatti un dispositivo di commutazione come un encoder e un azionamento o controller. In figura 3.1 sono posti a confronto i due tipi di motore.

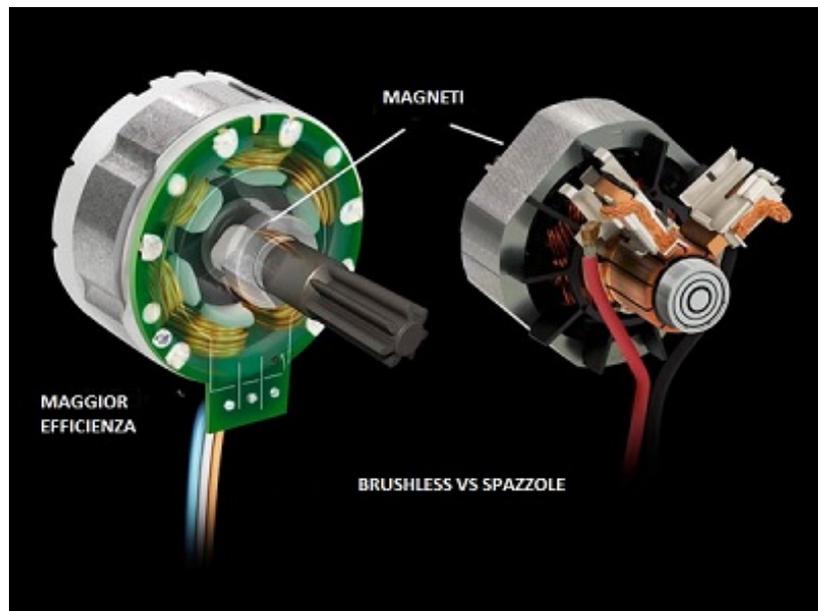


Figura 3.1: Motori brushless e brushed

3.2.1 Principi di funzionamento

Esso è composto da uno *statore*, parte fissa vincolata ai supporti, contenente gli avvolgimenti elettrici sui quali agisce la corrente risultante dalla tensione modulata ricevuta dalla regolazione, e un *rotore* dotato di magneti permanenti (figura 3.2) [11].

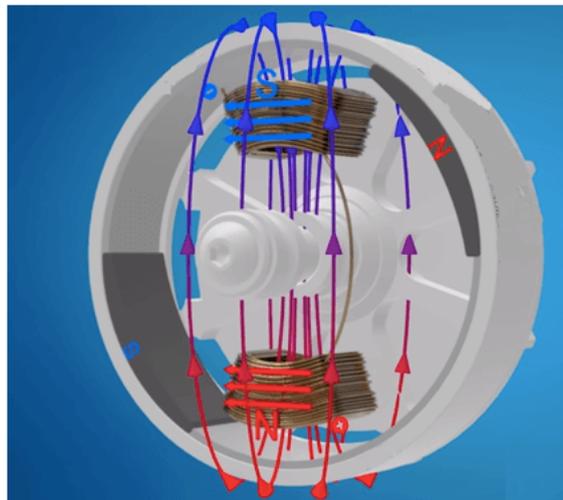


Figura 3.2: Motore brushless

Lo statore mantiene generalmente la forma tipica delle macchine sincrone e asincrone, con un avvolgimento trifase distribuito nelle cave (figura 3.3a), anche se, in alcuni motori può però presentarsi nella versione con avvolgimenti concentrati (figura 3.3b).



Figura 3.3: (a): Avvolgimento distribuito ; (b):Avvolgimento concentrato

La disposizione dei magneti sul rotore invece può essere superficiale (*esterni* o *interni*) o possono essere immersi nel ferro di rotore. Nei primi due casi, i magneti presentano le superfici magnetizzate in corrispondenza del traferro. Nel terzo caso sono *radiali*, la magnetizzazione assume andamento trasversale e il flusso viene convogliato al traferro attraverso le zone di materiale ferromagnetico dolce. In questo modo si possono realizzare macchine con elevato numero di poli e ottenere una concentrazione di flusso al traferro con valori di induzione più alti di quelli disponibili nei singoli magneti (figura 3.4).

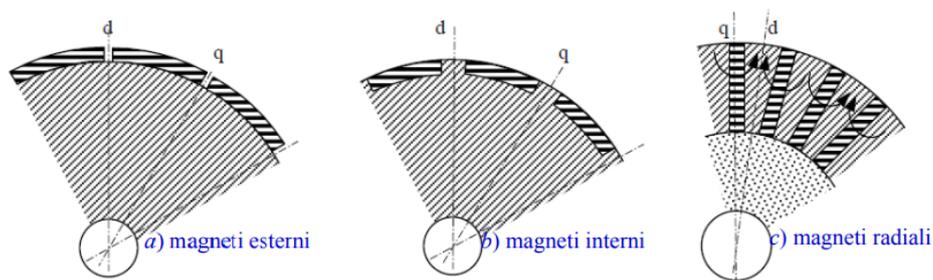


Figura 3.4: Disposizione dei magneti

Nei motori brushless il campo prodotto dai magneti permanenti rotorici è rotante, mentre il campo rotante prodotto dalle correnti circolanti nei tre

avvolgimenti statorici è mantenuto mediamente in anticipo di 90° elettrici dall'azione del controllo sull'inverter che alimenta il motore. Per ottenere questo risultato, gli avvolgimenti statorici sono alimentati da un inverter, i cui interruttori statici vengono commutati da un sistema di controllo in base ai segnali logici forniti da un sensore di posizione coassiale al rotore. In questo modo, la distribuzione delle correnti statoriche si modifica in sincronia con la posizione del rotore e quindi il campo magnetico rotante statorico risulta (idealmente) in anticipo di 90° elettrici rispetto a quello rotorico, in qualsiasi condizione di funzionamento.

Dunque, gli avvolgimenti elettrici generano un numero di fasi (in genere tre) che saranno accese e spente dall'elettronica di potenza la quale le commuta secondo una determinata sequenza. La frequenza di commutazione necessaria per l'accensione e lo spegnimento delle fasi è pari a:

$$f_{sw,ph} = \frac{N_p \omega_m}{2\pi} \quad (3.1)$$

Dove N_p è il numero di coppie polari mentre ω_m è la velocità angolare meccanica del rotore espressa in rad/s. Tuttavia, l'elettronica di potenza opera in modo digitale modulando la corrente erogata alle fasi accese, pertanto, per evitare fenomeni di aliasing [9, 10], è necessario moltiplicare per un fattore 10 l'equazione (3.1).

$$f_{sw,ph} = 10 \frac{N_p \omega_m}{2\pi} \quad (3.2)$$

Inoltre, un parametro molto importante per questi motori risulta essere l'*angolo elettrico* θ_{el} legato all'angolo di rotazione meccanica del rotore θ_m dalla relazione:

$$\theta_{el} = \theta_m N_p \quad (3.3)$$

Ogni fase all'interno dell'avvolgimento occupa 120° elettrici sulla periferia interna del rotore. Ne consegue che ciascuna fase subisce una commutazione ogni $\frac{120}{N_p}$ gradi meccanici. Per tale motivo, in questo tipo di motori si cerca di limitare il numero di coppie polari (al massimo pari a 3).

3.2.2 Richiami di fisica

Legge della circuitazione magnetica Per permettere il passaggio da grandezze *elettriche* a grandezze *meccaniche*, è necessario passare per grandezze *magnetiche*. Dal teorema di Ampère (*legge della circuitazione magnetica*) è noto che la circuitazione del campo magnetico H lungo la linea

chiusa l non è nulla, ma è uguale al flusso del vettore J (densità di corrente) attraverso la superficie S , ovvero la corrente i (figura 3.5):

$$\oint_l \vec{H} \cdot d\vec{l} = i = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{S}$$

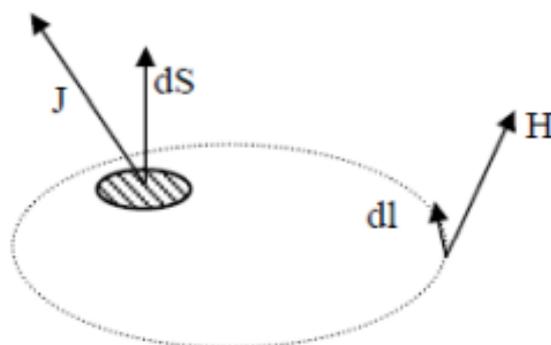


Figura 3.5: Teorema di Ampère

A seconda del tipo di conduttore considerato, si possono distinguere diverse relazioni:

- conduttore rettilineo indefinito (a sinistra in figura 3.6) dove $H = \frac{i}{2\pi r}$
- conduttore di forma toroidale con N numero di spire (al centro in figura 3.6) dove $H = \frac{Ni}{2\pi r}$
- solenoide rettilineo di lunghezza Δl (a destra in figura 3.6) dove $H = \frac{Ni}{\Delta l}$

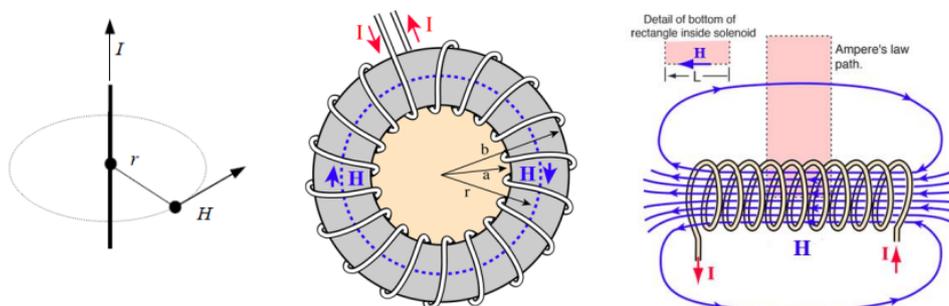


Figura 3.6: Tipologie di conduttori

Permeabilità magnetica La permeabilità magnetica indica la capacità di un materiale a magnetizzarsi quando è in presenza di un campo magnetico. Essa si indica con la lettera greca μ e si misura in H/m (Henry al metro). Nei mezzi omogenei, in genere, può essere considerata costante, tuttavia, in alcuni materiali come ad esempio ferro, nichel e cobalto, è presente un'isteresi, ovvero, è influenzata dalle magnetizzazioni e smagnetizzazioni precedentemente subite da tali materiali. Questo fenomeno avviene nei materiali definiti *ferromagnetici*. La permeabilità è una grandezza che lega l'intensità del campo magnetico H , espresso in A/m (Ampère su metro), con l'induzione magnetica B , espressa in T (Tesla o Gauss), secondo la relazione:

$$B = \mu H = \mu_0 \mu_r H \quad (3.4)$$

dove μ_0 è la permeabilità magnetica nel vuoto pari a $4\pi 10^{-7}$ H/m, mentre μ_r è la permeabilità magnetica relativa, diversa a seconda del materiale considerato, che misura la propensione del materiale a magnetizzarsi in relazione al comportamento del vuoto e può assumere diversi valori:

- molto maggiore di 1 (materiali *ferromagnetici*, esempio il ferro)
- poco maggiore di 1 (materiali *paramagnetici*, esempio aria, alluminio)
- minore di 1 (materiali *diamagnetici*, esempio acqua, argento).

La relazione presente tra campo magnetico e induzione magnetica non è lineare, come visibile in figura 3.7, poichè la permeabilità varia al variare del campo magnetico.

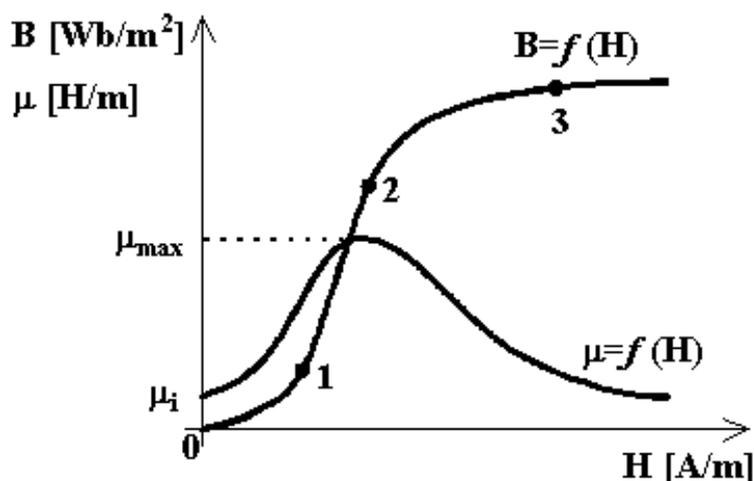


Figura 3.7: Relazione B - H

La curva è costituita dal tratto 0 - 1 dove si hanno intensità di magnetizzazione piccole, per le quali la permeabilità aumenta partendo da un valore iniziale μ_i . Il tratto 1 - 2 con pendenza molto elevata (pressoché rettilineo) dove la permeabilità raggiunge il suo valore massimo μ_{max} (essendo questo tratto lineare, è scelto come zona di funzionamento per le più importanti applicazioni elettrotecniche dei materiali ferromagnetici). Il tratto 2 - 3 dove si hanno intensità di magnetizzazione elevate, per le quali la permeabilità inizia a diminuire (*ginocchio della caratteristica*). Dal punto 3 in poi, per un grande aumento del campo magnetico si ha un incremento basso (o nullo) dell'induzione magnetica poichè l'andamento è pressoché orizzontale. Quest'ultimo tratto è detto di *saturazione*, e la permeabilità è pari a quella nel vuoto.

Il fenomeno di isteresi precedentemente citato è invece visibile in figura 3.8. Gli elementi caratterizzanti di tale curva sono l'*induzione di saturazione* B_s (massima magnetizzazione di un materiale), l'*induzione residua* B_r (il valore di induzione che il materiale conserva quando viene annullato il campo magnetizzante) e la *coercitività/campo coercitivo* H_c (intensità del campo magnetico inverso che è necessario applicare a un materiale per an-

nullare la sua magnetizzazione dopo che questa ha raggiunto il suo valore di saturazione, si misura in A/m).

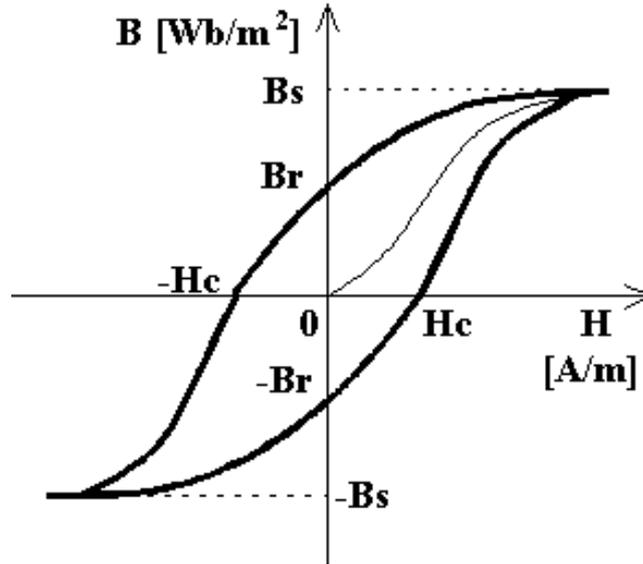


Figura 3.8: Ciclo di isteresi B - H

Leggi di Faraday Il flusso magnetico Φ del vettore \vec{B} attraverso una superficie S è pari a:

$$\Phi = \int_S \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.5)$$

La legge di Faraday descrive due fenomeni distinti: il manifestarsi di una forza elettromotrice causata dal campo elettrico generato dalla variazione di flusso del campo magnetico, detta trasformatrice (e_{in}), e la forza elettromotrice dovuta alla forza di Lorentz che si manifesta a causa del moto di una spira in un campo magnetico. La prima è pari all'opposto della variazione del flusso concatenato ($\Phi_c = \Phi N$) nel tempo:

$$e_{in} = -\frac{d\Phi_c}{dt} \quad (3.6)$$

La forza di Lorentz è la forza che esercita un campo magnetico \vec{B} , su un corpo dotato di una carica q^1 e di una velocità istantanea \vec{v} che lo sta attraversando, e si esprime attraverso la relazione:

¹Si ricordi che l'intensità di corrente $i = q/t$

$$\vec{F}_L = q\vec{v} \cdot \vec{B} = q\frac{\vec{l}}{t} \cdot \vec{B} = i\vec{l} \cdot \vec{B} \quad (3.7)$$

e nel caso di conduttore $\perp B$:

$$F = iBl \quad (3.8)$$

Dall'equazione (3.7) si può definire un campo elettromotore E_i attraverso la relazione:

$$E_i = \frac{\vec{F}_L}{q} = \vec{v} \cdot \vec{B} \quad (3.9)$$

Le cariche, mettendosi in moto lungo il conduttore, daranno origine ad una corrente indotta e si avrà una forza elettromotrice (figura 3.9) definita attraverso l'espressione:

$$e_{in} = \int_l \vec{v} \cdot \vec{B} d\vec{l} \quad (3.10)$$

e nel caso in cui v sia $\perp B$:

$$e_{in} = vBl \quad (3.11)$$

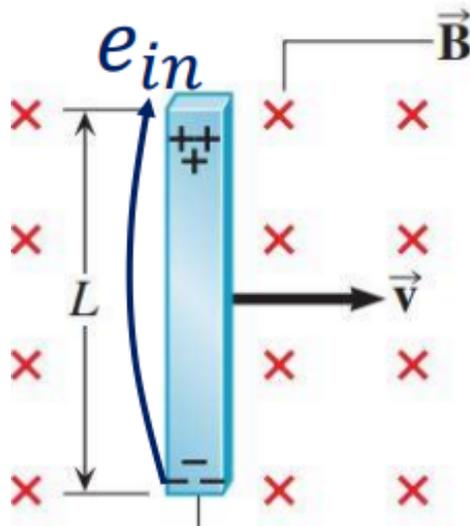


Figura 3.9: Conduttore che si muove all'interno di un campo magnetico

3.2.3 Equazioni del motore elettrico

Si applichino le leggi appena descritte ad un motore brushless DC. Applicando una tensione V_A di armatura ai capi di una spira immersa in un campo magnetico permanente, si genererà una forza su ambo i capi, e nascerà pertanto una coppia che metterà in rotazione la spira stessa. Poichè la spira si muove e ha velocità non nulla, si genera al suo interno un'ulteriore forza elettromotrice che si oppone alla V_A (*resistenza induttiva*).

Tensione indotta L'area su cui agisce il flusso magnetico è pari a:

$$S = \frac{2\pi r l}{N_p} \quad (3.12)$$

dove r è il raggio della spira e l è la lunghezza assiale. La tensione indotta² sarà pertanto uguale a:

$$e_{in} = vBl = \omega r \frac{\Phi}{S} l = \omega r \frac{\Phi N_p}{2\pi r l} l = \omega \frac{\Phi N_p}{2\pi} \quad (3.13)$$

considerando n spire parallele:

$$e_{in} = \omega n \frac{\Phi N_p}{2\pi} = k_e \omega \quad (3.14)$$

dove $k_e = n \frac{\Phi N_p}{2\pi}$ è detta costante di tensione e si misura in V/(rad/s).

Generazione di coppia Essendo la coppia il rapporto tra forza per braccio, è possibile ricavare delle relazioni per esplicitarla:

$$C = F_L r = iBlr = i \frac{\Phi}{S} l r = i \frac{\Phi N_p}{2\pi r l} l r = \frac{\Phi N_p}{2\pi} i \quad (3.15)$$

considerando n spire parallele:

$$C = \frac{\Phi N_p}{2\pi} n i = k_c i \quad (3.16)$$

dove $k_c = n \frac{\Phi N_p}{2\pi}$ è detta costante di coppia e si misura in Nm/A. Le due costanti hanno lo stesso valore ma unità di misura differenti.

²Si ricordi che $v = \omega r$, e $B = \frac{\Phi}{S}$

3.2.4 Equazioni del servosistema

È possibile identificare un modello semplificato del comportamento della parte elettrica del motore. Gli avvolgimenti del motore elettrico sono modellati come una successione tra una resistenza elettrica, riferita alla resistività del materiale conduttivo, un'induttanza e la forza controelettromotrice dovuta alla velocità di variazione del campo magnetico. Come detto precedentemente, i motori brushless, in genere, sono composti da tre fasi, quindi possono essere modellati tramite un circuito equivalente con avvolgimenti di statore connessi a stella, dove ogni tensione concatenata è regolata direttamente dall'EPU (figura 3.10).

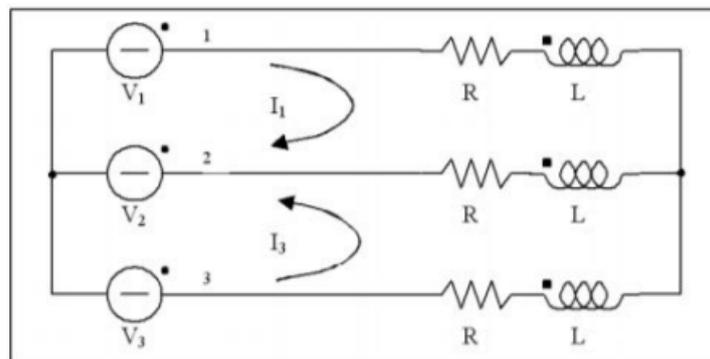


Figura 3.10: Circuito equivalente del motore

Tale circuito può però essere sintetizzato in uno schema equivalente monofase con una resistenza, induttanza e forza controelettromotrice equivalenti (figura 3.11).

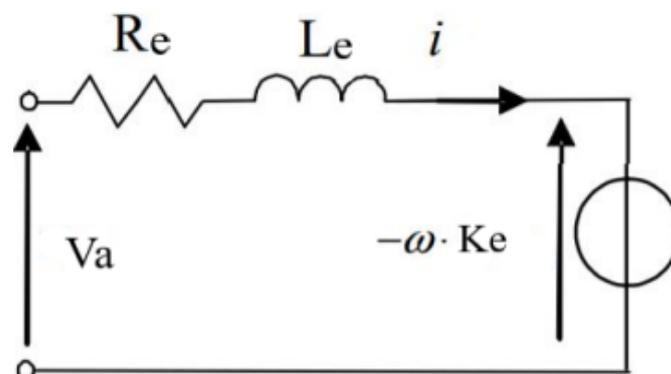


Figura 3.11: Schema equivalente monofase

Si considera pertanto l'equazione della maglia elettrica:

$$V_A = R_e i + k_e \omega + L_e \frac{di}{dt} \quad (3.17)$$

passando alla trasformata di Laplace:

$$\bar{V}_A = R_e \bar{i} + k_e \bar{\omega} + L_e \cdot s \cdot \bar{i} \quad (3.18)$$

da cui:

$$\bar{i} = \frac{(\bar{V}_A - k_e \bar{\omega}) / R_e}{\tau_e s + 1} \quad (3.19)$$

dove $\tau_e = \frac{L_e}{R_e}$ e rappresenta il ritardo tra la realizzazione di una tensione ai capi del motore elettrico e la circolazione della corrente nello stesso.

Successivamente, il passaggio da potenza elettrica a meccanica può essere descritto da un'equazione di ordine zero, per cui la coppia erogata dal motore è direttamente proporzionale alla corrente (figura 3.12) circolante nelle sue spire:

$$C_m = k_c i \quad (3.20)$$

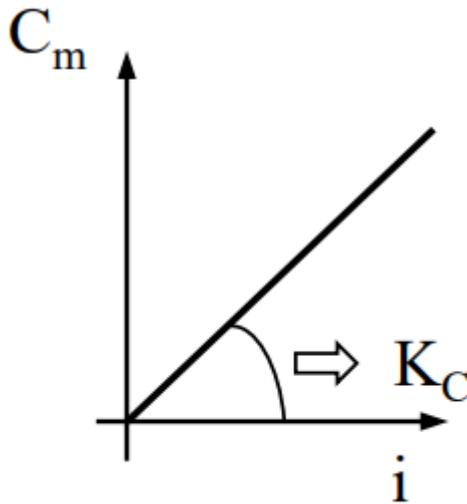


Figura 3.12: Caratteristica di coppia del motore elettrico

Si scrive infine l'equazione dinamica di equilibrio, facendo riferimento allo schema di corpo libero visibile in figura 3.13:

$$C_m - I_m \frac{d\omega}{dt} - \gamma \omega - C_r = 0 \quad (3.21)$$

dove C_m è la coppia motrice, C_r la coppia resistente, I_m il momento d'inerzia del rotore e γ il coefficiente di smorzamento.

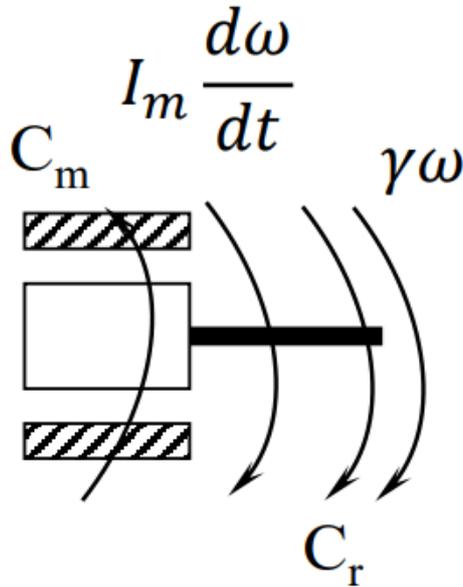


Figura 3.13: Schema di corpo libero del motore

3.2.5 Disturbi sulla coppia

La coppia erogata dal motore brushless-DC è soggetta ad alcuni disturbi interni:

- coppia di cogging
- coppia di ondulazione (*ripple*)
- coppia da isteresi magnetica

La coppia di *cogging* è dovuta alle variazioni della riluttanza del circuito magnetico ed è riconoscibile quando l'albero è ruotato a mano lentamente. Essa è sempre presente, anche quando non c'è corrente di statore. Viene generata dall'attrazione magnetica tra i denti statorici e i magneti permanenti rotorici dovuta alla rotazione del rotore. È dovuta alla componente circonferenziale della forza attrattiva che tenta di mantenere l'allineamento tra denti di statore e magneti permanenti: il rotore tende ad allinearsi con il massimo numero di denti statorici in modo tale che sia minima la riluttanza

di una linea di flusso e massima l'energia magnetica immagazzinata. Il risultato è una componente oscillante all'interno della coppia, che può generare vibrazioni, rumore e una forma non perfettamente sinusoidale della corrente di fase.

Una soluzione per ridurre la coppia di cogging, è quella di limitare la variazione della riluttanza di una linea di flusso, ossia, come soluzione più semplice, inclinando (*skewing*) i fianchi dei magneti rispetto a quelli delle cave statoriche, come visibile in figura 3.14.

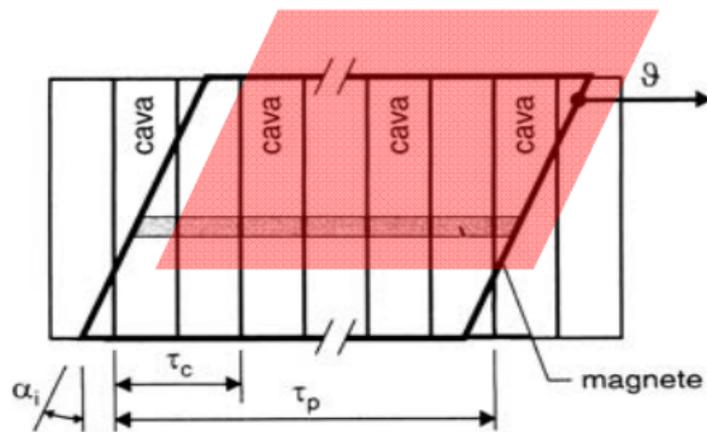


Figura 3.14: Magnete inclinato rispetto alle cave

Altri metodi per ridurre la coppia di cogging sono i seguenti:

- numero elevato di cave di statore per polo e fase
- inclinazione delle cave di statore
- compensazione elettromagnetica, adattando le forme d'onda della corrente di alimentazione per produrre una componente di coppia elettromagnetica che “cancella” quella di cogging
- denti “biforcati” sullo statore (figura 3.15), che hanno l'effetto di raddoppiare il numero di cave; in questo modo viene raddoppiata la frequenza della coppia di cogging e l'inclinazione necessaria per eliminarla è dimezzata
- aumentare la lunghezza del traferro

- usare un numero di cave per polo e per fase frazionario
- ridurre al minimo l'apertura delle cave
- maggiore spessore delle punte dei denti di statore per prevenire la saturazione

Essa è inoltre influenzata negativamente dalla parziale smagnetizzazione dei magneti, causata a sua volta da sovratemperature o sovracorrenti. Quest'ultimo effetto è particolarmente sentito nei motori a magneti superficiali, dove il grado di smagnetizzazione può variare lungo la faccia del magnete, producendo una distorsione nella forma d'onda della forza elettromotrice, che va ad aggravare sia la coppia di cogging che quella di ripple. Tale problema è sentito meno dai motori a magneti interni.

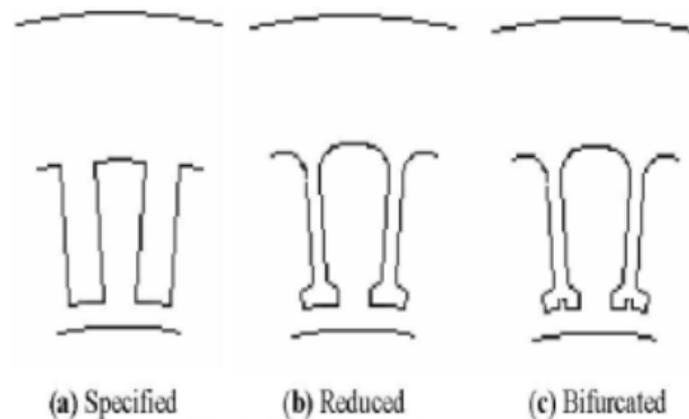


Figura 3.15: Varie configurazioni dei denti sullo statore

La coppia di *ondulazione* è dovuta al fatto che la commutazione non è istantanea, e ciò genera dei disturbi sulla corrente di riferimento. L'effetto della commutazione sulla coppia risulta particolarmente grave nel momento in cui vengono raggiunte le condizioni di saturazione, infatti, in tali condizioni la corrente di riferimento, ovvero la corrente circolante nella fase non interessata dalla commutazione, risulta fortemente disturbata. Si origina conseguentemente un ripple di coppia che può raggiungere il 50% della coppia erogata. Le coppie oscillanti di ripple e di cogging dovrebbero essere trascurabili, infatti, per un servomotore alimentato con tecnica sinusoidale, possono essere inferiori all'1-2% della coppia nominale.

Infine, La coppia da *isteresi magnetica* è la manifestazione meccanica di un fenomeno elettromagnetico. Durante il funzionamento, tutte le parti ferromagnetiche del motore compiono continuamente cicli di isteresi magnetica: il risultato di tale comportamento è la comparsa di una coppia di modesta entità che si sovrappone alle altre componenti principali. I disturbi di coppia risultano problematici soprattutto a bassa velocità quando l'azione filtrante delle inerzie è bassa.

3.3 Riduttore

L'utilizzo di un sistema di riduzione tra motore e vite a ricircolo di sfere permette di moltiplicare la coppia erogata dal motore e di diminuire la velocità in ingresso alla vite. La riduzione di velocità è legata a diversi motivi:

- sicurezza (presenza di operatori)
- processo tecnologico (agitatori, mescolatori, trasportatori, etc)
- limiti strutturali

Tuttavia, all'interno del sistema oggetto di esame, la riduzione di velocità è necessaria poichè i motori elettrici tendono a lavorare meglio con velocità elevate e basse coppie, in tal modo si migliorano le prestazioni e si evita un sovradimensionamento. Per calcolare le modifiche apportate dal sistema di riduzione si fa riferimento a due fattori:

- il rapporto di trasmissione $\tau = \frac{\omega_{in}}{\omega_{out}}$
- il rendimento meccanico $\eta = \frac{T_{out}\omega_{out}}{T_{in}\omega_{in}}$

Esistono diverse tipologie di riduttori per la trasmissione tra assi paralleli:

- riduttori ordinari
- riduttori epicicloidali
- riduttori armonici

Il riduttore dimensionato all'interno del presente lavoro appartiene alla categoria dei rotismi ordinari. Essendo l'attuatore SCAS di piccola taglia,

si ha come scopo quello di ridurre gli ingombri ed il peso dell'intera architettura, requisiti fondamentali per ogni tipo di applicazione aerospaziale, in più, l'aggiunta di un meccanismo aggiuntivo che può presentare un numero anche elevato di corpi a contatto causa l'incremento delle dissipazioni dovute all'attrito ed una diminuzione dell'affidabilità del sistema. Inoltre, essendo i carichi e le velocità in gioco poco elevate, l'utilizzo di altri tipi di riduttori complicherebbe, in modo superfluo, l'architettura del sistema. Come si potrà vedere successivamente, il riduttore scelto non apporterà dei vantaggi tali da giustificare l'applicazione, bensì aumenterà il peso complessivo del sistema, diminuendone l'affidabilità come detto precedentemente. Passi ora in rassegna, una descrizione generale dei riduttori citati.

3.3.1 Riduttori ordinari

I rotismi ordinari [12] (*treno di ingranaggi*) sono una successione di ruote dentate che ingranano tra loro e che hanno assi di rotazione fissi l'uno rispetto all'altro. Uno schema è visibile in figura 3.16.

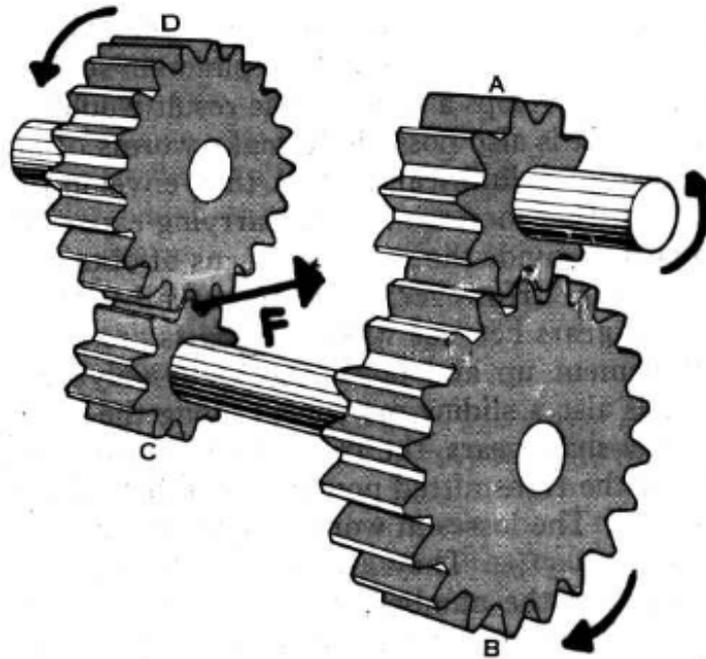


Figura 3.16: Rotismo ordinario

In tal caso il rapporto di trasmissione è:

$$\tau = \frac{\omega_{in}}{\omega_{out}} = \frac{\omega_A}{\omega_D} = \frac{\omega_A \omega_B}{\omega_B \omega_D} \quad (3.22)$$

anche esprimibile come

$$\tau = -\frac{z_B z_D}{z_A z_C} \quad (3.23)$$

dove z rappresenta il numero di denti di ogni ruota dentata. Pertanto si può notare che, per avere rapporti di trasmissione elevati è necessario avere un gran numero di ruote dentate, e ciò entra in conflitto con i requisiti richiesti per i sistemi di applicazione aerospaziale. Un'ulteriore configurazione è presente nella figura seguente³.

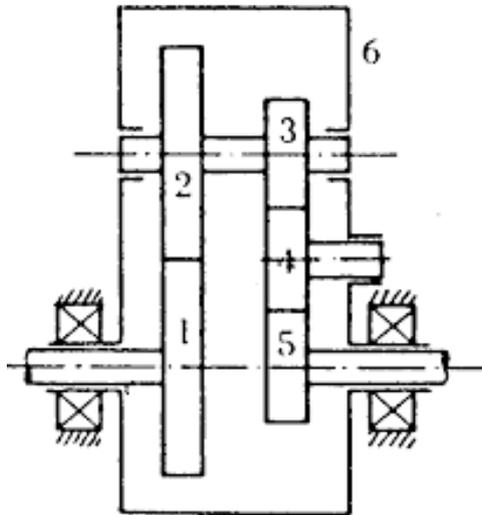


Figura 3.17: Rotismo ordinario con ruota oziosa

³Si nota una ruota che ingrana contemporaneamente con altre due; influisce sul verso di rotazione finale, ma non sul rapporto di trasmissione. In tal caso è la ruota 4.

3.3.2 Riduttori epicicloidali

Questo tipo di riduttori [13] si distinguono dai primi, oltre che per l'architettura, anche per gli assi di rotazione che non sono fissi. Sono costituiti da:

- *portatreno* o *portaplanetario* che è un equipaggio rigido che ruota attorno all'asse fisso del rotismo trascinando gli assi mobili
- ruote *solari*, ovvero ruote dentate ad asse fisso, coincidente con l'asse del portatreno
- ruote *satelliti*, ruote dentate ad assi mobili, che ruotano ingranando con i solari
- ruota *interna corona*

Sono possibili diverse configurazioni:

- due alberi motori e uno condotto
- un albero motore e due condotti
- un albero motore, uno condotto e un elemento fisso (figura 3.18)

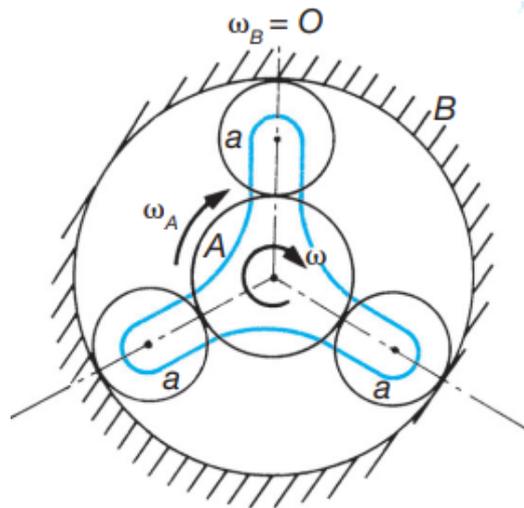


Figura 3.18: Rotismo epicicloidale

La *formula di Willis* è una relazione generale che lega tra loro le velocità angolari dei due solari ω_A e ω_B e quella del portatreno ω ; essa ricava il

rapporto di trasmissione i_0 del rotismo immaginando di renderlo ordinario con una controrotazione $-\omega$ fornita a ogni elemento:

$$i_0 = \frac{\omega_A - \omega}{\omega_B - \omega} \quad (3.24)$$

Una delle applicazioni⁴ più comuni dei rotismi epicicloidali è quella di realizzare rapporti di trasmissione elevati con un numero relativamente basso di ingranaggi e quindi con rendimenti accettabili. I sistemi combinati derivano dall'accoppiamento di sistemi epicicloidali semplici e raggiungono valori del rapporto di trasmissione dell'ordine delle centinaia (figura 3.19).

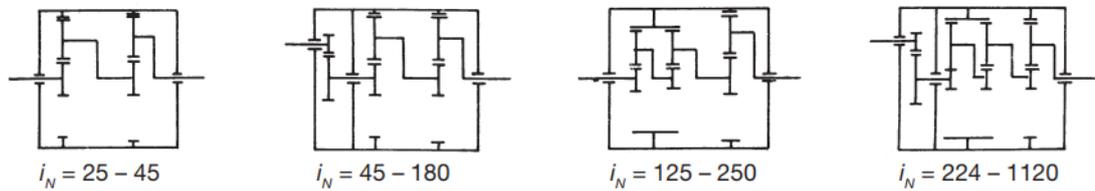


Figura 3.19: Ulteriori configurazioni di rotismi epicicloidali

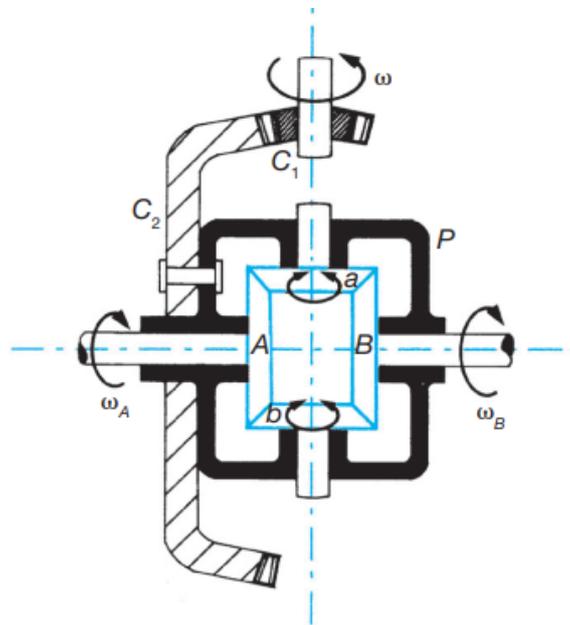


Figura 3.20: Differenziale di un autoveicolo

⁴Differenziale di un autoveicolo in figura 3.20

3.3.3 Riduttori armonici

Questi riduttori sono costituiti da tre elementi essenziali:

- il *wave generator*, un disco in acciaio ellittico nel cuore del riduttore, dotato di un mozzo centrale e di un sottile cuscinetto a sfere speciale deformabile ellitticamente. Esso è inoltre collegato all'albero motore
- il *flexspline*, una "tazza" in acciaio cilindrica deformabile con una dentatura disposta radialmente intorno al lato esterno
- la *circular spline* in quanto elemento esterno rigido e cilindrico, avvolge sia il wave generator sia anche il flexspline ed è dotato di una dentatura interna. La dentatura esterna del flexspline conta meno denti della dentatura interna del circular spline. Spesso la differenza è di due denti.

Il wave generator è l'elemento movente che avvia il processo del riduttore armonico e determina inizialmente la deformazione del flexspline, i cui denti ingranano sui denti interni del circular spline in corrispondenza dell'asse maggiore dell'ellisse. Essi presentano un'assenza di gioco assoluta, mantengono sull'intera gamma di valori di coppia un'elevata rigidità torsionale, hanno dimensioni esigue e un peso ridotto. Le caratteristiche citate sono rese possibili anche dall'integrazione di un albero cavo centrale, che offre spazio per il passaggio di alberi, cavi o altri mezzi.

I principali vantaggi sono alti rapporti di riduzione in un singolo stadio, alta efficienza e ottimi valori per quanto riguarda la precisione di posizionamento e la ripetibilità. Nella figura seguente è visibile uno schema del riduttore armonico⁵.

⁵in figura 3.21 da sinistra verso destro si hanno rispettivamente circular spline, flexspline e wave generator.



Figura 3.21: Riduttore armonico

3.4 Dispositivo per moto lineare

Per eseguire la trasformazione del moto rotativo in lineare, è utilizzata una *vite a ricircolo di sfere* (produttore *Thomson*). Le due tipologie sulle quali si è basata la scelta sono quella già citata e la *vite a rulli satelliti*. Si analizzino brevemente le caratteristiche di entrambe.

3.4.1 Vite a ricircolo di sfere

Le viti a ricircolo di sfere sono così chiamate poichè tra l'albero filettato e la madrevite, a filettatura concava, vengono inserite sfere di acciaio in un vano a spirale che si viene a formare. Tali sfere trasformano l'attrito radente in attrito volvente, e, man mano che la chiocciola avanza, vengono scaricate dietro ad essa, trasportate davanti e automaticamente ricaricate. Viene considerata un'*evoluzione* del sistema vite-madrevite e presenta diversi vantaggi:

- elevata precisione
- elevata resistenza all'usura
- elevato rendimento e durata

- riduce l'attrito tra le parti a contatto
- alta rigidità assiale

Si possono distinguere due modelli [14]:

- modelli a *ricircolo esterno* delle sfere: le sfere vengono riportate all'inizio del circolo attraverso un tubetto esterno alla chiocciola, che quindi ne aumenta l'ingombro (figura 3.22a)
- modelli a *ricircolo interno* delle sfere: vengono precaricate e la loro ricircolazione avviene riportandole indietro grazie ad un sistema presente all'interno della chiocciola. La dimensione della chiocciola in questo modello è minore, il numero delle sfere è minore e quindi sono minori l'usura e l'attrito (figura 3.22b).

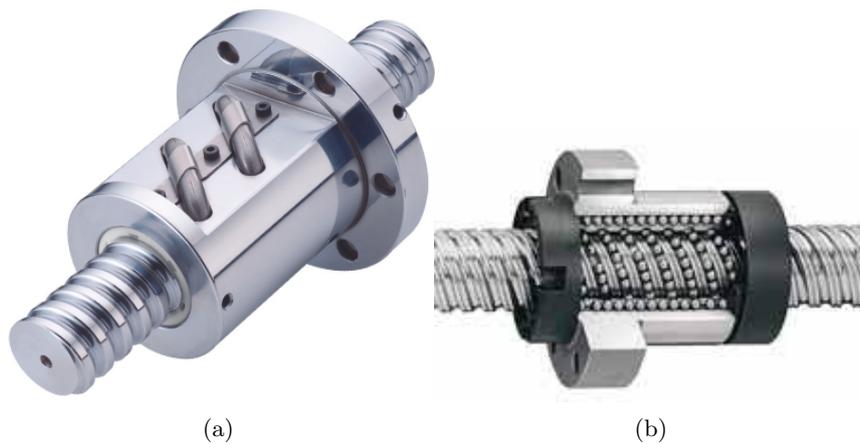


Figura 3.22: (a): Vite a ricircolo esterno delle sfere ; (b): Vite a ricircolo interno delle sfere

Ovviamente è un sistema notevolmente più costoso vista la complessità ed il grado di precisione richiesto. Un esempio è visibile nella figura seguente.

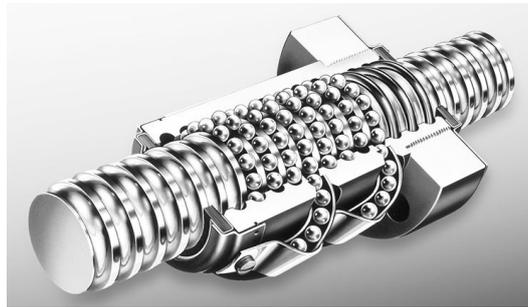


Figura 3.23: Vite a ricircolo di sfere

3.4.2 Vite a rulli satelliti

Le viti a rulli a ricircolo o a rulli satelliti, sostituiscono le sfere della precedente soluzione con rulli a profilo elicoidale (figura 3.24). I principali vantaggi risiedono nell'incremento della capacità di carico e della rigidità, poiché la geometria dei corpi volventi è tale da generare una superficie di contatto con vite e madrevite superiore rispetto alla soluzione precedente. Ulteriori vantaggi consistono nell'ottenere delle soluzioni costruttive che aumentino la precisione e la ripetibilità del posizionamento, ed inoltre gli ingombri radiali sono ridotti. L'incremento della superficie di contatto fra corpi volventi, vite e madrevite è tuttavia causa di attriti maggiori che si traducono in rendimenti di trasmissione inferiori rispetto alla soluzione con ricircolo di sfere. Tale soluzione non è stata adottata all'interno del sistema studiato poiché i carichi e le corse richieste hanno valori estremamente bassi, la scelta della vite a rulli satelliti sarebbe stato pertanto causa di sovradimensionamento.



Figura 3.24: Vite a rulli satelliti

3.4.3 Equazioni del servosistema

Facendo riferimento allo schema di corpo libero presente in figura 3.25, è possibile scrivere le equazioni che saranno poi utili per la definizione del diagramma a blocchi dell'intero servosistema.

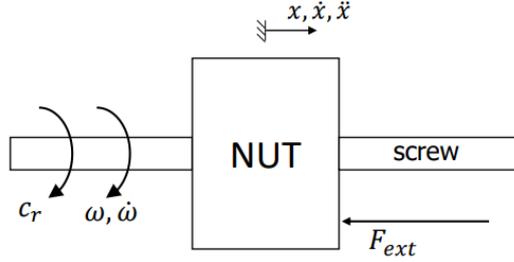


Figura 3.25: Schema di corpo libero della trasmissione vite-madrevite

dove x, \dot{x}, \ddot{x} rappresentano spostamento, velocità e accelerazione della chiocciola, ω e $\dot{\omega}$ velocità e accelerazione angolari della vite, C_r in tal caso è la coppia motrice (concorde con ω), mentre nel lato motore era la coppia resistente, ed infine F_{ext} è il disturbo esterno che agisce sulla chiocciola (o su un elemento di massa M ad essa connesso).

Si scrive quindi la relazione cinematica di congruenza:

$$\frac{2\pi}{\theta} = \frac{p}{x} \quad (3.25)$$

dove p è il passo della vite. Derivando (3.25) si ottiene:

$$\frac{\dot{x}}{\omega} = \frac{p}{2\pi} \quad (3.26)$$

Mentre per il rendimento della trasmissione è possibile scrivere:

$$\eta = \frac{P_u}{P_e} = \frac{F_{ext}\dot{x}}{C_r\omega} \quad (3.27)$$

e si espliciti C_r dall'equazione (3.27):

$$C_r = \frac{F_{ext}\dot{x}}{\eta\omega} = \frac{pF_{ext}}{2\pi\eta} \quad (3.28)$$

Si consideri infine la semplice equazione di equilibrio tra le forze di inerzia dell'elemento di massa M collegato alla chiocciola e la F_{ext} :

$$F_{ext} = M\ddot{x} \quad (3.29)$$

3.5 Cuscinetto reggispinta

L'attuatore SCAS vedrà dei carichi in gioco molto piccoli, il ruolo principale sarà attribuito alle forze d'attrito e d'inerzia, mentre solo una piccola frazione del carico esterno andrà ad interessare il nostro sistema. Per tale motivo si è scelto un singolo cuscinetto a sfere reggispinta *SKF* (di seguito si vedrà il procedimento seguito per il dimensionamento) montato sull'altro capo della vite a ricircolo, per andare ad equilibrare la forza lineare applicata da quest'ultima. I cuscinetti assiali a sfere SKF vengono prodotti nelle versioni a semplice (figura 3.26a) o doppio effetto (figura 3.26b). Sono stati concepiti per supportare solamente i carichi assiali e non devono essere sottoposti a carichi radiali di nessuna natura.



Figura 3.26: (a): Cuscinetto reggispinta a semplice effetto ; (b): Cuscinetto reggispinta a doppio effetto

Caratteristiche e vantaggi Tali cuscinetti [15] trovano innumerevoli applicazioni per i vantaggi che offrono:

- scomponibili ed intercambiabili: i componenti scomponibili dei cuscinetti assiali a sfere SKF sono intercambiabili. Questa caratteristica consente di semplificare le procedure di montaggio e smontaggio, ispezione e manutenzione
- disallineamento iniziale: i cuscinetti con una o più ralle esterne sferiche possono sopportare il disallineamento iniziale
- accoppiamento con interferenza: le ralle interne sono dotate di foro rettificato per consentire l'accoppiamento con interferenza

3.6 Trasduttore di posizione LVDT

3.6.1 Richiami di fisica

Si consideri un nucleo di ferro su cui è presente un avvolgimento elettrico, che presenta un gap di aria (figura 3.27).

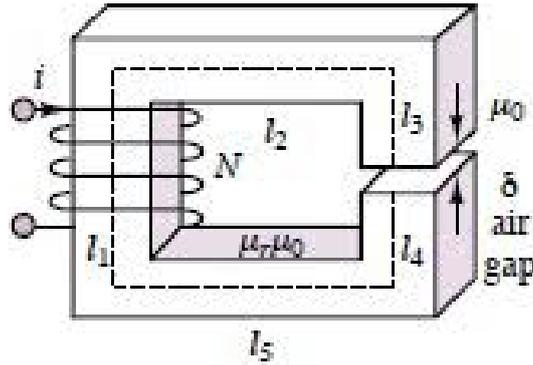


Figura 3.27: Modello del servosolenoidale

Nel funzionamento è possibile distinguere:

- una parte elettrica dove si entra controllando la tensione, che produrrà una corrente I
- una parte magnetica dovuto all'avvolgimento di un solenoide attorno al circuito elettrico; si svilupperà una forza magnetomotrice NI
- una parte meccanica per la determinazione di una forza F che agisce su un qualcosa che si trova nel gap

Attraverso la *legge di Hopkinson* si afferma che:

$$NI = R_m \Phi \quad (3.30)$$

dove N è il numero di spire, R_m la riluttanza magnetica pari a $\frac{l}{\mu A}$ ⁶ misurata in $1/H$ e Φ il flusso magnetico.

Sostituendo R_m nell'equazione (3.30) si ottiene la relazione costitutiva del mezzo, diversa per ogni tratto:

$$\frac{\Phi}{A} = \mu \frac{NI}{l} \longrightarrow B = \mu H \quad (3.31)$$

⁶l è la lunghezza del circuito magnetico [m], μ la permeabilità magnetica nel mezzo [H/m] e A la sezione trasversale del circuito [m^2].

Vale inoltre la relazione:

$$L = \frac{N\Phi}{I} = \frac{NN}{R_m} = \frac{N^2}{R_m} \quad (3.32)$$

dove L è l'induttanza [H].

Nel gap di aria, che presenta una riluttanza magnetica diversa rispetto al resto del circuito, si sviluppa una forza F di attrazione (di riluttanza) pari a:

$$F = \frac{1}{2} \frac{B^2}{\mu_0} A \quad (3.33)$$

supponendo trascurabili gli effetti di bordo.

3.6.2 Principi costruttivi e funzionamento

L'*LVDT* [9] è un trasduttore di posizione lineare di tipo induttivo e funziona secondo un principio di mutua induttanza, producendo un segnale elettrico che è proporzionale a un nucleo mobile separato.

Esso è caratterizzato da una struttura cilindrica forata internamente, sono presenti tre avvolgimenti, uno primario (*primary winding*), alimentato con una corrente alternata a frequenza e ampiezza costante, e due secondari (*secondary winding*), nei quali viene indotta una tensione (V_{S1} e V_{S2}), piazzati alle estremità del primario. Tali avvolgimenti sono coassiali e con lo stesso senso d'elica. All'interno del foro centrale c'è un nucleo mobile (spostamento x) ferromagnetico (*moveable core*) di lunghezza inferiore a quella complessiva dell'intero LVDT, ma superiore a quella del primario. Di seguito sono presenti uno spaccato del trasduttore in figura 3.28, ed il suo rispettivo schema in figura 3.29.

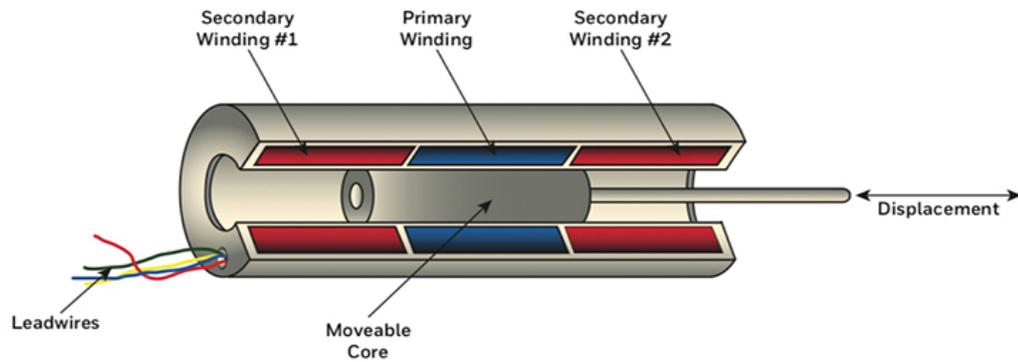


Figura 3.28: Trasduttore LVDT

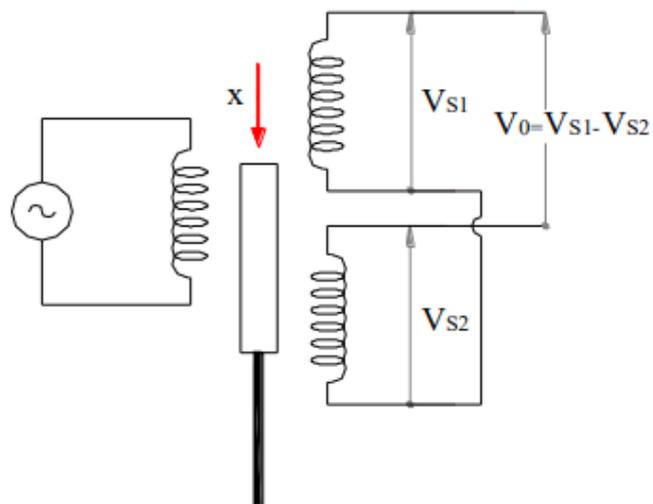


Figura 3.29: Schema del trasduttore LVDT

I secondari sono montati in opposizione per fare in modo che la tensione di uscita V_0 sia pari alla differenza delle tensioni sui secondari. La corrente che circola nel primario è una *forza magnetomotrice* che genera un flusso magnetico che si chiude ai due capi del solenoide avvolgendo i secondari. Per effetto dell'accoppiamento, su ciascun secondario c'è una *mutua induttanza*

M che dipende dal circuito magnetico che lo collega al primario:

$$M = \frac{N_2 \Phi_1}{I_1} = \frac{N_2}{I_1} \left(\frac{\mu A N_1 I_1}{l} \right) = N_1 N_2 \frac{\mu A}{l} \quad (3.34)$$

La variazione di flusso magnetico determina inoltre una tensione indotta su ciascuno dei secondari, tali tensioni hanno la stessa frequenza del primario, ma ampiezze connesse alla propria mutua induttanza. Se il nucleo ferromagnetico è in posizione centrale, il sistema è geometricamente/magneticamente simmetrico, dunque le due mutue induttanze sono uguali, lo saranno anche le ampiezze delle tensioni indotte, e dunque la tensione di uscita sarà nulla. Se il sistema non è simmetrico allora il segnale di uscita V_0 avrà ampiezza proporzionale allo spostamento x e fasi opposte in base al segno dello spostamento stesso. Il segnale di uscita deve essere modulato attraverso un demodulatore che produce un segnale V_d oscillante alla frequenza del primario, con ampiezza pari all'ampiezza di ingresso, ma segno dipendente dalla fase. Il segnale passa successivamente in un filtro che elimina le oscillazioni alla frequenza portante. Si ottiene infine un segnale di uscita V_{out} proporzionale e con la stessa forma del segnale di ingresso (figura 3.30).

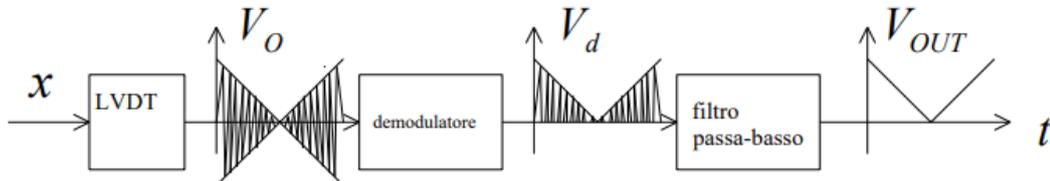


Figura 3.30: Demodulazione

Questi trasduttori trovano largo impiego nelle applicazioni aerospaziali in quanto strumenti sufficientemente precisi e molto affidabili. I vantaggi fondamentali sono inoltre l'alta robustezza, la risoluzione infinita e la possibilità di operare in ambienti estremi e ad alta temperatura.

3.6.3 Equazioni del servosistema

Per il trasduttore si ha un'equazione differenziale del primo ordine. Esso introdurrà un certo ritardo. Si ha che:

$$\tau_T \frac{dV_M(t)}{dt} + V_M(t) = K_T V_P(t) \quad (3.35)$$

dove:

- τ_T è la costante di tempo del trasduttore
- K_T è il guadagno statico del trasduttore
- V_P è uno spostamento
- V_M è una tensione

E passando alla trasformata di Laplace:

$$G_{Trasduttore}(s) = \frac{V_M(s)}{V_P(s)} = \frac{K_T}{\tau_T s + 1} \quad (3.36)$$

Capitolo 4

Dimensionamento del dispositivo

Il servomeccanismo presentato nel capitolo precedente sarà di seguito dimensionato attraverso un procedimento iterativo di progettazione e verifica. Le specifiche di progetto sono le seguenti:

- semicorsa attuatore SCAS $x_{SCAS} = 2.167$ mm
- carico agente pari a $F = 158.75$ N¹
- massa del leveraggio principale pari a $m_{link} = 0.5874$ kg
- tempo di fuoriuscita dell'attuatore pari a $t = 0.118$ s
- spostamento massimo attuatore SCAS $x_{SCAS,max} = 3.712$ mm
- velocità lineare dell'attuatore SCAS $\dot{x}_{SCAS} = 0.0184$ m/s

Tutte le verifiche vengono effettuate per un range di temperatura compreso tra +40°C e -54°C.

Il servosistema studiato inoltre non prevede l'uso di freni meccanici o elettromeccanici, ne consegue che a seguito del guasto di un attuatore, la funzione principale debba essere demandata unicamente al motore dell'azionamento funzionante. Si è quindi reso necessario effettuare la verifica del

¹Il carico si ripartisce rispettivamente in tre contributi, le forze di flusso pari a 60 N, le forze di inerzia calcolate pari a 60.75 N e la forza d'attrito pari a 38 N. Quest'ultima calcolata attraverso il modello di Stribeck analizzato all'interno di un altro progetto, per maggiori dettagli consultare [16] presente in bibliografia.

comportamento termico del brushless-DC adottato in tutte le condizioni di lavoro.

4.1 Trasmissione meccanica

La trasmissione meccanica è composta da una vite a ricircolo di sfere con annesso cuscinetto assiale reggispinta. Nel presente lavoro di tesi è stata considerata inoltre l'attuazione di una seconda architettura nella quale fosse presente un rotismo ordinario interposto tra motore elettrico e vite a ricircolo. Tutti i componenti sono stati dimensionati facendo riferimento alle condizioni di carico nominale alla temperatura di 40°C, ed in seguito sono state effettuate le verifiche a -54°C.

Per quanto concerne il riduttore, secondo normativa sono state effettuate le verifiche a contatto hertziano e a pitting, mentre, in merito agli alberi di collegamento, si è eseguito un dimensionamento qualitativo tale da avere informazioni riguardanti le inerzie e le dimensioni, senza effettuare verifiche a fatica.

4.1.1 Scelta della vite a ricircolo di sfere

Per la scelta della vite a ricircolo di sfere viene seguito il procedimento proposto dal produttore *Thomson-CSF* all'interno del catalogo messo a disposizione dall'azienda [17].

Dimensionamento La prima informazione da ricavare è il diametro minimo d_0 richiesto per la vite. Procedendo secondo il catalogo proposto, tale grandezza può essere ricavata a partire dall'espressione del carico agente sulla vite, si ha pertanto che:

$$F = \frac{C_s d_0^4 \cdot 9.687 \cdot 10^4}{l^2} \quad (4.1)$$

dove C_s è il fattore di fissità finale, dipende dalle condizioni di vincolo della vite, ed è pari a 0.25 (si supponga un estremo fisso ed uno libero), d_0 il diametro minimo richiesto ed l la lunghezza della vite pari a 38.334 mm. Quest'ultima è stata calcolata attraverso la seguente relazione:

$$l = l_{nut} + 2x_{SCAS} \quad (4.2)$$

dove l_{nut} è la lunghezza della chiocciola/madrevite ipotizzata pari a 34 mm (*Modello chiocciola cilindrica KGM-N*). Invertendo la relazione (4.1) si ottiene che:

$$d_0 = \left(\frac{Fl^2}{C_s \cdot 9.687 \cdot 10^4} \right)^{1/4} \quad (4.3)$$

Dalle equazioni (4.2) e (4.3) si ricava che la lunghezza della vite l è pari a 38.334 mm e il diametro minimo d_0 pari a 1.762 mm.

Si è optato pertanto per la scelta di una vite di diametro d pari a 25 mm sulla quale è filettata la chiocciola precedentemente citata.

Il passo successivo consiste nel calcolo del coefficiente di carico dinamico minimo $C_{0,rs,min}$ da adottare moltiplicando il massimo carico assiale F per il coefficiente di sicurezza statico minimo $C_{s,rs,min}$ posto pari a 2:

$$C_{0,rs,min} = 2F \quad (4.4)$$

ed è pari a 317.5 N. Tale valore non è in alcun modo vincolante dal momento che ogni vite presente all'interno del catalogo presente un carico massimo sopportabile dell'ordine dei kN.

Per quanto concerne la scelta del passo, si è seguito un procedimento ricorsivo che ha portato al raggiungimento di un valore pari ad 1 mm. All'interno del catalogo, tuttavia, non viene presentata una vite avente passo 1 mm, per tale motivo dovranno essere richieste al produttore delle soluzioni custom. In maniera approssimativa, nel caso si rendesse necessario l'utilizzo dei coefficienti di carico statico e dinamico, si faccia riferimento a quelli presenti nel catalogo riferiti alla vite con diametro 25 mm e passo 5 mm.²

- coefficiente di carico statico $C_{0,rs} = 22.5$ kN
- coefficiente di carico dinamico $C_{rs} = 12.3$ kN

Si procede con il calcolo della velocità angolare $\omega_{rs,in}$ richiesta all'ingresso della vite:

$$\omega_{rs,in} = \frac{2\pi \dot{x}_{SCAS}}{p} \quad (4.5)$$

da tale espressione si ottiene un valore di $\omega_{rs,in} = 115.73$ rad/s = 1105.17 rpm.

²Il passo da 5 mm è stato scartato dal momento che si raggiungevano velocità della vite troppo basse; inoltre l'aumento del passo avrebbe portato ad una diminuzione della precisione del sistema.

La vite presenta inoltre la possibilità di essere precaricata per eliminare il gioco assiale. Le operazioni di precarico sono consigliate per le soluzioni in cui è richiesto un elevato grado di precisione in quanto introduce un carico aggiuntivo e incrementa le dissipazioni per attrito. Tuttavia, come ripetuto in precedenza, le entità dei carichi presenti nel sistema sono estremamente basse, pertanto l'operazione di precarico non è necessariamente essenziale. In accordo con il catalogo, è prevista una condizione di precarico nulla (*pre-carico di tipo Z2*) che prevede la presenza di un valore standard di gioco assiale (*backlash b*) pari a 0.041 mm.

In seguito si procede al calcolo della vita prevista, indicando con $L_{10,rs}$ i milioni di cicli di funzionamento previsti, secondo la relazione:

$$L_{10,rs} = \left(\frac{C_{rs}}{F} \right)^3 10^6 \quad (4.6)$$

il cui valore potrà poi essere convertito in numero di ore.

Si procede infine con il calcolo delle velocità critiche della vite ($n_{cr,rs}$) e della madrevite ($n_{cr,nut}$). La prima è correlata alla frequenza naturale della stessa, ed un superamento di tale valore può causare vibrazioni eccessive, la seconda è correlata alla velocità dei cuscinetti a sfere (in tal caso solo uno) che vengono impiegati nel sistema, un superamento di tale valore può causare danni permanenti ai componenti del ricircolo delle sfere.

Si procede seguendo l'espressione che permetterà di ricavare la velocità critica della vite:

$$n_{cr,rs} = C_s \cdot 1.2 \cdot 10^8 \frac{d}{l^2} \quad (4.7)$$

dove C_s è il fattore di fissità finale dipendente anch'esso dalle condizioni di vincolo della vite (tale C_s è differente da quello introdotto all'inizio del dimensionamento) il cui valore è pari a 0.36.

Si ricava quindi il valore di velocità sicura della vite:

$$n_s = S n_{cr,rs} \quad (4.8)$$

con S fattore di sicurezza pari a 0.8. I valori ottenuti sono molto elevati, pertanto, essendo $n_{rs,in}$ intorno ai 1000 rpm, la verifica è soddisfatta.

La seconda grandezza invece, prende come riferimento un valore massimo imposto dal produttore *Thomson* pari a 140000:

$$140000 \geq d n_{rs,in} \quad (4.9)$$

e ribaltandola si ottiene che $n_{rs,in} < 5600$ rpm. Anche in tal caso la verifica risulta essere soddisfatta.

Caratteristiche della vite a ricircolo di sfere Passino in rassegna le caratteristiche inerziali del dispositivo. La massa della vite viene calcolata approssimandola ad un cilindro di diametro $d = 25$ mm e lunghezza l , mentre la madrevite viene approssimata ad un cilindro cavo avente raggio interno $r_i = d/2$ e raggio esterno $r_e = 20$ mm e lunghezza l_{nut} . Considerando la densità dell'acciaio $\rho = 7850$ kg/m³ seguono le seguenti relazioni:

$$M_{rs} = \rho l (\pi r_i)^2 \quad (4.10)$$

$$M_{nut} = \rho l_{nut} [(\pi r_e)^2 - (\pi r_i)^2] \quad (4.11)$$

$$M_{rs,TOT} = M_{rs} + M_{nut} \quad (4.12)$$

Per quanto riguarda il calcolo del momento d'inerzia, esso viene svolto secondo le medesime approssimazioni, si ha pertanto che:

$$I_{z,rs} = \frac{M_{rs} r_i^2}{2} \quad (4.13)$$

$$I_{z,nut} = \frac{M_{nut}}{2} (r_i^2 + r_e^2) \quad (4.14)$$

$$I_{z,TOT} = I_{z,rs} + I_{z,nut} \quad (4.15)$$

Di seguito è presente una tabella che raccoglie i principali dati della vite dimensionata.

Tabella 4.1: Caratteristiche della vite selezionata

Grandezze caratteristiche	Valori
diametro d	30 mm
passo p	1 mm
lunghezza vite l	38.334 mm
lunghezza madrevite l_{nut}	34 mm
velocità angolare vite $\omega_{rs,in}$	1105.17 rpm
gioco assiale b	0.041 mm
vita prevista $L_{10,rs}$	$4.65 \cdot 10^{11}$ milioni di cicli
massa della vite M_{rs}	0.148 kg
massa della madrevite M_{nut}	0.204 kg
momento d'inerzia vite $I_{z,rs}$	$1.15 \cdot 10^{-5}$ kgm ²
momento d'inerzia madrevite $I_{z,nut}$	$5.68 \cdot 10^{-5}$ kgm ²
rendimento diretto η_{dr}	0.9

4.1.2 Scelta del cuscinetto assiale

Il carico assiale agente sulla vite a ricircolo di sfere deve essere equilibrato attraverso l'uso di un opportuno cuscinetto reggispinta. Dal momento che i carichi in gioco non sono elevati, è stato sufficiente utilizzare un singolo cuscinetto reggispinta a semplice effetto. I due punti sui quali verterà la scelta del cuscinetto sono la resistenza statica e le dimensioni della vite sulla quale il cuscinetto dovrà operare, in seguito saranno seguiti i calcoli e le procedure presenti nel catalogo SKF [15]. Si procede a calcolare il coefficiente di carico statico minimo $C_{0,min}$ attraverso la relazione:

$$C_{0,min} = s_{0,min} F_a \quad (4.16)$$

dove $s_{0,min}$ è il coefficiente di sicurezza statico minimo, il cui valore dipende dalle condizioni di carico. Si è imposto pertanto un valore pari a 1.5 dal momento che il sistema presenta oscillazioni di coppia leggere provenienti dal lato motore, dovute al ripple che affligge il brushless-DC, e probabili sovraccarichi trasmessi dalla vite per via della probabile presenza di raffiche. Dai calcoli $C_{0,min}$ è pari a 0.24 kN. Per quanto concerne le dimensioni, essendo il diametro della vite pari a 25mm, si è optato, in prima battuta, per un cuscinetto le cui dimensioni fossero compatibili con quelle della vite,

tuttavia, le coppie dovute all'attrito assumevano un valore considerevole. Inoltre, la scelta è stata basata anche sulla tipologia di motore adottato, cercando sia di contenerne il peso sia verificandone il comportamento termico alle varie temperature.

In seguito ad un procedimento iterativo si è pertanto trovato un compromesso nella scelta del cuscinetto. Il modello proposto è *SKF BA 9* caratterizzato da:

- coefficiente di carico statico $C_0 = 3.8$ kN
- coefficiente di carico dinamico $C = 3.12$ kN
- carico limite di fatica $P_u = 0.143$ kN
- diametro medio $d_{m,bearing} = 14.5$ mm

Il coefficiente di sicurezza statico s_0 è ricavabile invertendo l'espressione (4.16).

La prima verifica consiste nel garantire un carico assiale minimo per assicurare il corretto funzionamento del cuscinetto, l'espressione utilizzata è:

$$F_{a,min} = A \left(\frac{n_{rs}}{1000} \right)^2 \quad (4.17)$$

dove A è il fattore di carico minimo pari a 0.000075 presente nel catalogo. La verifica è soddisfatta, nel caso non si fossero ottenuti valori adeguati, sarebbe stata necessaria l'applicazione di un precarico.

Segue il calcolo della durata secondo la formula:

$$L_{10,i} = \left(\frac{C}{P} \right)^p \quad (4.18)$$

dove L_{10} fa riferimento ad un'affidabilità del 90%, P è il carico dinamico equivalente pari alla forza assiale applicata al cuscinetto, mentre l'esponente p dipende dalla tipologia del corpo volvente, nel caso delle sfere è pari a 3. L'equazione (4.18) va inoltre moltiplicata per altri due fattori correttivi.

Il primo è il fattore a_{SKF} ricavabile da un diagramma presente a catalogo, funzione del fattore di pulizia η_c assunto pari a 0.6 (*condizioni di pulizia normale*) e del rapporto di viscosità κ . In merito a quest'ultimo parametro, il calcolo è stato effettuato partendo dalla scelta del lubrificante [18], ovvero *NYE SYNTHETIC OIL 2001*, in grado di lavorare bene nel range di temperatura richiesto, e ampiamente utilizzato in ambito aerospaziale. Il valore di

viscosità $\nu = 106,7 \text{ mm}^2/\text{s}$ sarà poi rapportato al valore di viscosità nominale ν_1 del cuscinetto, funzione del diametro medio $d_{m,bearing}$ e della velocità di riferimento $n_{bearing}$, (il valore di ν_1 è ricavabile da un diagramma presente nel catalogo) per ricavare il rapporto di viscosità κ . Come ultimo passaggio, si ricava anche a_{SKF} entrando nel diagramma con κ e con il parametro $\frac{\eta_c P_u}{P}$. Il valore ottenuto è il massimo proposto da catalogo, $a_{SKF} = 50$.

Il secondo fattore correttivo è a_1 e dipende dall'affidabilità richiesta al sistema. Essendo necessario un livello di precisione elevato, si è scelto $a_1 = 0.25$ corrispondente ad un'affidabilità del 99%.

La vita prevista a fatica sarà pertanto:

$$L_{10} = a_1 a_{SKF} L_{10,99\%} \quad (4.19)$$

La velocità critica del cuscinetto scelto è ampiamente superiore ai limiti della vite, risultando di 12000 rpm.

Tabella 4.2: Caratteristiche geometriche e operative del cuscinetto

Grandezze caratteristiche	Valori
Coefficiente di sicurezza statico	23.94
L_{10}	94885.7 milioni di cicli
Massa $m_{bearing}$	0.01 kg
Dimensione assiale H	7 mm
Viscosità nominale ν_1	9 mm^2/s

4.1.3 Calcolo del momento di attrito del cuscinetto

Passi in rassegna, infine, il calcolo legato alle coppie passive nel cuscinetto. L'attrito del cuscinetto non è costante e dipende da certi fenomeni tribologici che si verificano nel film di lubrificante tra corpi volventi, piste e gabbie (figura 4.1).

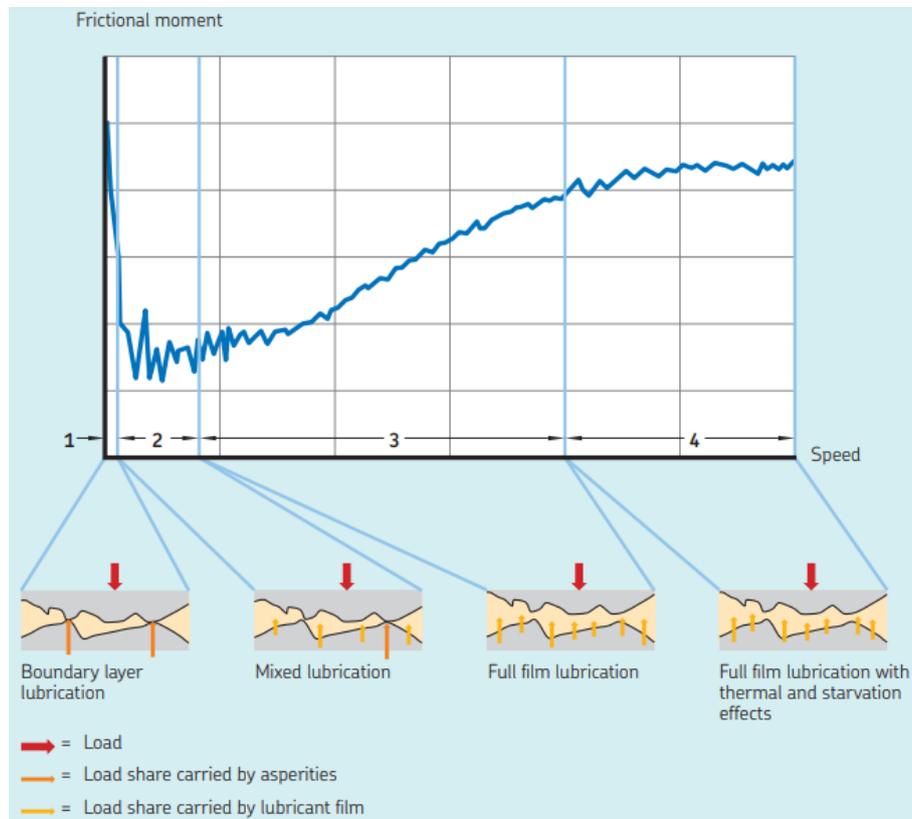


Figura 4.1: Andamento dell'attrito nel cuscinetto

Si distinguono quattro zone a velocità crescente:

- zona 1: condizione di lubrificazione dello strato limite, in cui solo le asperità portano il carico, e quindi l'attrito tra le superfici mobili è alto
- zona 2: condizione di lubrificazione mista, in cui un film d'olio di separazione trasporta una parte del carico, con minori asperità a contatto, e quindi l'attrito diminuisce
- zona 3: condizione di lubrificazione a film intero, nel quale il film lubrificante porta il carico, ma con maggiori perdite viscose, e quindi l'attrito aumenta
- zona 4: condizione di lubrificazione a film completo, dove le perdite viscose vengono compensate da determinati fattori di riduzione correttivi, e di conseguenza l'attrito si uniforma

Per il calcolo del momento d'attrito totale M si utilizza:

$$M = M_{rr} + M_{sl} + M_{seal} + M_{drag} \quad (4.20)$$

dove M_{rr} è il momento di attrito di rotolamento, M_{sl} il momento di attrito di strisciamento, M_{seal} il momento di attrito nelle guarnizioni e M_{drag} il momento di trascinarsi. Il calcolo segue il metodo SKF.

Calcolo del momento di attrito di rotolamento La formula utilizzata è la seguente:

$$M_{rr} = \Phi_{ish} \Phi_{rs} G_{rr} (\nu n)^{0.6} \quad (4.21)$$

dove:

- Φ_{ish} (*Inlet Shear Heating reduction factor*): solo una piccola quantità dell'olio lubrificante è necessaria per la formazione del film, un'altra porzione vicino l'area di contatto invece, viene respinta e produce un flusso inverso (figura 4.2) che "taglia" il lubrificante e genera calore. Il calore generato abbassa la viscosità dell'olio e riduce sia lo spessore del film sia l'attrito volvente
- Φ_{rs} (*Kinematic replenishment reduction factor*): rotolamenti eccessivi possono far sì che il lubrificante venga in parte gettato. In applicazioni in cui le viscosità e le velocità sono elevate, il lubrificante potrebbe non avere tempo sufficiente per riempire nuovamente tali zone, portando ad una diminuzione dello spessore del film e dell'attrito volvente
- G_{rr} è una variabile dipendente dal diametro medio, dal tipo di cuscinetto, dal carico assiale e dal carico radiale (in tal caso trascurabile).

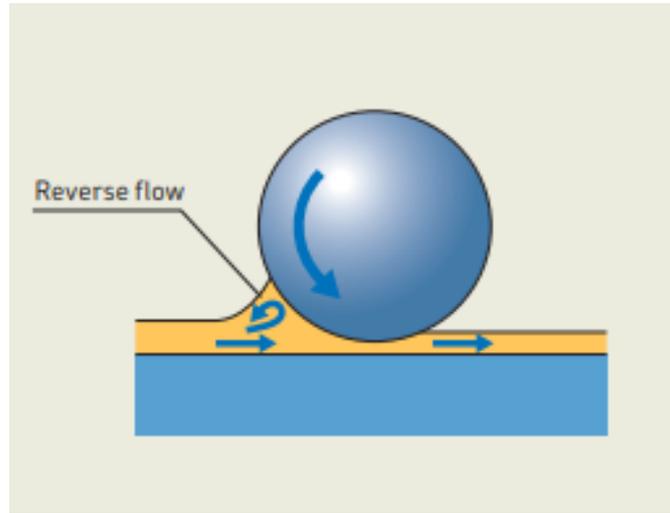


Figura 4.2: Formazione del flusso inverso

I parametri elencati possono essere calcolati come segue:

$$\Phi_{ish} = \frac{1}{1 + 1.84 \cdot 10^{-9} \nu^{0.64} (nd_m)^{1.28}} \quad (4.22)$$

$$\Phi_{rs} = \frac{1}{e^{K_{rs} \nu n (d+D)} \sqrt{\frac{K_z}{2(D-d)}}} \quad (4.23)$$

$$G_{rr} = R_1 d_m^{1.83} F_a^{0.54} \quad (4.24)$$

dove Φ_{rs} è supposto pari a 1 poichè si hanno basse velocità, mentre R_1 è una costante geometrica pari a $1.03 \cdot 10^{-6}$. Nella tabella seguente sono racchiusi i valori dei parametri essenziali.

Tabella 4.3: Parametri del momento di attrito di rotolamento

Grandezze caratteristiche	Valori
Primo fattore correttivo Φ_{ish}	0.843
Secondo fattore correttivo Φ_{rs}	1
Costante geometrica R_1	$1.03 \cdot 10^{-6}$
Variabile di calcolo G_{rr}	$2.12 \cdot 10^{-3}$
Momento di attrito di rotolamento M_{rr}	0.008 Nm

Calcolo del momento di attrito di strisciamento La formula utilizzata è la seguente:

$$M_{sl} = G_{sl}\mu_{sl} \quad (4.25)$$

dove i parametri di calcolo possono esseri espressi come:

$$G_{sl} = S_1 d_m^{0.05} F_a^{4/3} \quad (4.26)$$

$$\mu_{sl} = \Phi_{bl}\mu_{bl} + (1 - \Phi_{bl})\mu_{EHL} \quad (4.27)$$

$$\Phi_{bl} = \frac{1}{e^{2.6 \cdot 10^{-8} d_m (n\nu)^{1/4}}} \quad (4.28)$$

dove:

- G_{sl} è una variabile di calcolo simile a G_{rr} ma riferita alle condizioni di attrito di strisciamento
- S_1 una costante geometrica disponibile da catalogo
- μ_{sl} il coefficiente di attrito radente
- Φ_{bl} il fattore di ponderazione per il coefficiente d'attrito radente
- μ_{bl} costante con dipendenza dal movimento
- μ_{EHL} il coefficiente di attrito radente in condizioni di pieno film

Nella tabella seguente sono racchiusi i calcoli essenziali.

Tabella 4.4: Parametri del momento di attrito di strisciamento

Grandezze caratteristiche	Valori
Costante geometrica S_1	0.016
Fattore di ponderazione Φ_{bl}	$7.5 \cdot 10^{-59}$
Costante μ_{bl}	0.12
Variabile di calcolo G_{sl}	0.00157
Coefficiente di attrito radente μ_{sl}	0.04
Coefficiente di attrito in pieno film μ_{EHL}	0.04
Momento di attrito di strisciamento M_{sl}	$6.29 \cdot 10^{-4}$ Nm

Calcolo del momento di attrito nelle guarnizioni La formula utilizzata è la seguente:

$$M_{seal} = K_{S1}d_s^\beta + K_{S2} \quad (4.29)$$

dove K_{S1} , β e K_{S2} sono delle costanti che dipendono dal cuscinetto e dal tipo di guarnizione ed i loro valori sono presenti sul catalogo, mentre d_s è il diametro della controfaccia della tenuta e posto pari al diametro medio $d_{m,bearing}$. Nella tabella seguente sono presenti i calcoli essenziali.

Tabella 4.5: Parametri del momento di attrito nelle guarnizioni

Grandezze caratteristiche	Valori
Costante di calcolo K_{S1}	0.018
Costante di calcolo K_{S2}	0
Costante β	2.25
Diametro d_s	14.5 mm
Momento di attrito nelle guarnizioni M_{sl}	0.0074 Nm

Calcolo del momento di trascinamento Le perdite per trascinamento che si verificano quando il cuscinetto ruota nell'olio lubrificante contribuiscono al momento di attrito totale e non possono essere trascurate. Le perdite per trascinamento non sono influenzate solo dalla velocità del cuscinetto, dalla viscosità e dal livello dell'olio, ma anche dalle dimensioni e dalla geometria del serbatoio dell'olio stesso. Inoltre, le turbolenze dell'olio che possono originarsi da elementi meccanici, come ingranaggi o camme, in prossimità del cuscinetto dovrebbero essere prese in considerazione. L'espressione utilizzata per il calcolo del momento di trascinamento è la seguente:

$$M_{drag} = 0.4V_M K_{ball} d_m^5 n^2 + 1.093 \cdot 10^{-7} n^2 d_m^3 \left(\frac{nf_t d_m^2}{\nu} \right)^{-1.379} R_s \quad (4.30)$$

Si definisce il parametro relativo al livello dell'olio H_{oil} pari a 5.5 mm, ipotizzato tale secondo la figura 4.3

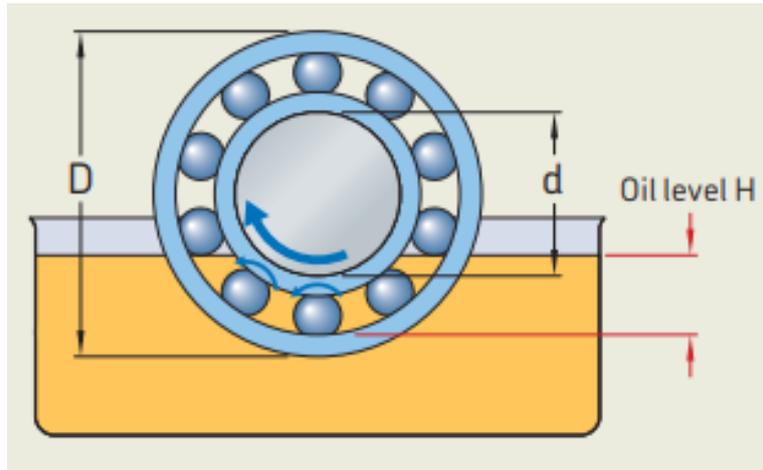


Figura 4.3: Schema per il livello dell'olio

Le variabili e le funzioni utilizzate all'interno del calcolo sono le seguenti:

$$K_{ball} = \frac{i_{rw} K_z (d + D)}{D - d} \cdot 10^{-12} \quad (4.31)$$

$$t = 2 \cos^{-1} \left(\frac{0.6d_m - H_{oil}}{0.6d_m} \right) \quad (4.32)$$

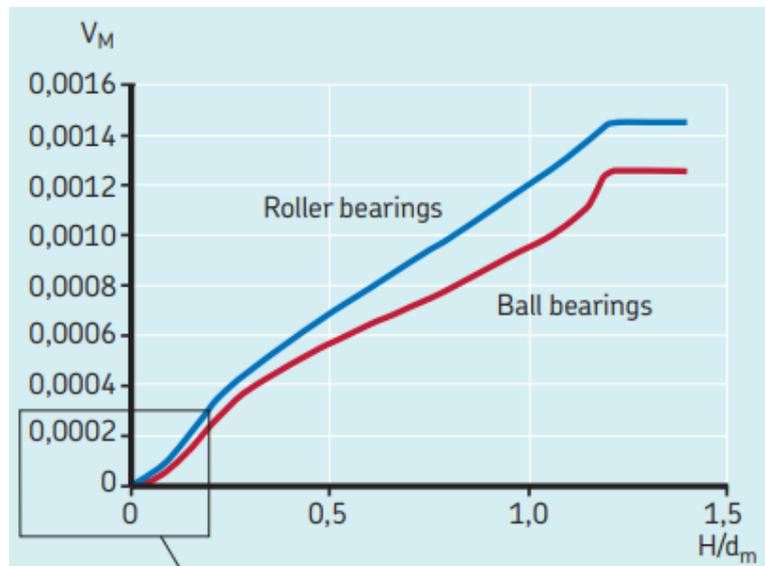
$$f_t = \begin{cases} \sin 0.5t & \text{se } 0 \leq t \leq \pi \\ 1 & \text{se } \pi \leq t \leq 2\pi \end{cases} \quad (4.33)$$

$$f_A = 0.05 \frac{K_z (D + d)}{D - d} \quad (4.33)$$

$$R_s = 0.36d_m^2 f_A (t - \sin t) \quad (4.34)$$

dove:

- R_s , f_A , f_t , e t sono delle variabili di calcolo necessarie al calcolo del momento di trascinamento
- K_z è una costante geometrica dipendente dalla tipologia del cuscinetto
- i_{rw} è il numero di file di corpi volventi
- K_{ball} è la costante relativa al corpo volvente
- V_M è il fattore di perdita di resistenza ed è funzione del rapporto H/d_m (figura 4.4)

Figura 4.4: Andamento di V_M

Nella tabella seguente sono inseriti i valori dei calcoli essenziali.

Tabella 4.6: Parametri del momento di trascinamento

Grandezze caratteristiche	Valori
Costante geometrica K_z	3.8
Numero di file di corpi volventi i_{rw}	1
Funzione di calclo f_A	0.501
Parametro di calcolo t	2.388 rad
Funzione di calcolo f_t	0.93 rad
Variabile di calcolo R_s	64.61
Costante relativa al corpo volvente K_{ball}	$1 \cdot 10^{-11}$
Rapporto H/d_m	0.379 mm
Fattore di perdita di resistenza V_M	0.0005
Momento di trascinamento M_{drag}	0.04 Nm

Il momento M totale dovuto all'attrito sarà pari a 0.06 Nm.

Effetti addizionali sul momento di attrito

- Variazioni di gioco o disallineamento nei cuscinetti influenzano il momento di attrito. Il modello considera il valore standard di gioco e un

cuscinetto allineato. Tuttavia, elevate temperature di esercizio o elevate velocità potrebbero ridurre il gioco interno del cuscinetto, che può aumentare l'attrito. Il disallineamento, inoltre, generalmente aumenta l'attrito. In tal caso questo effetto è considerato trascurabile.

- Dopo una lubrificazione, o rilubrificazione, con grasso, i valori di attrito realizzati nel cuscinetto possono essere molto più alti di quelli originariamente calcolati. Ciò si traduce in un aumento della temperatura di esercizio e in una diminuzione dell'attrito. Il tempo che l'attrito impiega per diminuire dipende dalla velocità dell'applicazione e dal tempo necessario affinché il lubrificante si distribuisca all'interno dello spazio libero del cuscinetto. Tuttavia, dopo il periodo di rodaggio, il momento di attrito nel cuscinetto è simile o inferiore a quello dovuto ad una lubrificazione ad olio. Nel caso in cui fosse utilizzata una quantità di grasso eccessiva, l'attrito raggiungerebbe valori più elevati.

4.2 Riduttore ordinario (opzionale)

Il riduttore posto fra il motore e la vite a ricircolo ha il compito di moltiplicare la coppia erogata dal brushless-DC consentendogli al tempo stesso di lavorare a velocità sufficientemente elevate. La scelta di questa architettura è stata analizzata per valutarne eventuali benefici a livello di prestazioni e ingombri (si vedrà in seguito come l'adozione del riduttore non porti a vantaggi significativi tali da giustificarne l'applicazione). Il primo passo consiste nel dimensionamento cinematico dell'intero sistema, per poi proseguire con il dimensionamento statico delle ruote dentate coinvolte, cui sono seguite le verifiche a contatto hertziano, a fatica e a pitting.

Il riduttore è caratterizzato da due ruote dentate cilindriche a denti dritti e non presentano dentature corrette.

Il dimensionamento è stato eseguito supponendo che la coppia agente sul pignone fosse pari alla massima coppia erogabile dal motore, ovvero 1.23 Nm. In prima analisi è stato definito il rapporto di trasmissione $\tau=2.5$, scelto in seguito ad un processo di ottimizzazione delle prestazioni del motore per permettere il raggiungimento dei requisiti dinamici. Si è proseguito andando a definire il numero di denti z_1 (denti del pignone) e z_2 (denti della condotta), imponendo $z_1=18$ in quanto è il numero minimo di denti per

garantire l'ingranamento con qualsiasi ruota dentata [19]. Si ricava pertanto z_2 :

$$z_2 = z_1 \tau \quad (4.35)$$

pari a 45.

4.2.1 Dimensionamento statico

Il materiale utilizzato per le ruote dentate è *31CrMoV9*, un acciaio legato da nitrurazione, bonificato, altamente performante e resistente all'infragilimento. Le caratteristiche di tale acciaio sono le seguenti:

- carico di rottura $\sigma_R=1480$ MPa
- carico di snervamento $Rp_{0.2}=1280$ MPa
- carico limite di fatica $\sigma_{D-1}=650$ MPa
- durezza Vickers $HV=700$ MPa
- durezza Brinell $HB=656$ MPa.

Per tale dimensionamento viene utilizzato il *metodo di Lewis* che permette di calcolare il valore minimo del modulo per garantire un coefficiente di sicurezza pari a 1.5. La formula utilizzata è:

$$m_{n,LW} = \sqrt[3]{\frac{2C y_{LW}}{\lambda z \sigma_{amm}}} \quad (4.36)$$

dove C è la coppia massima erogabile dal motore, $m_{n,LW}$ il modulo minimo, λ è il rapporto tra l'ampiezza di fascia b del dente ed il modulo m_n , ed è stato assunto pari a 14, z il numero di denti della ruota sulla quale viene effettuata la verifica, σ_{amm} la tensione da utilizzare come confronto pari a $\frac{Rp_{0.2}}{1.5}$ e y_{LW} è il fattore di Lewis, pari a 3.25, funzione del numero di denti z e dell'angolo di pressione α imposto pari a 20° . Il modulo di prima approssimazione è pari a 0.33 mm, pertanto si è optato per una scelta del modulo normalizzato³ pari a 0.75 mm, mentre la larghezza di fascia del dente b viene calcolata mediante:

$$b = \lambda m_n \quad (4.37)$$

³La scelta del modulo pari a 0.5 è stata scartata poichè la verifica a contatto hertziano non era soddisfatta.

per poi preseguire calcolando la tensione massima σ_{max} :

$$\sigma_{max} = \frac{F y_{LW}}{b m_n} \quad (4.38)$$

con $F = \frac{2C}{z_1 m_n}$. La verifica è soddisfatta se $\sigma_{max} \leq \sigma_{amm}$ e se il coefficiente di sicurezza statico $CS_{st} = \frac{\sigma_{amm}}{\sigma_{max}} \geq 1.5$.

Si calcoli infine il rapporto di condotta (*grado di ricoprimento*) ϵ_{1-2} , usualmente $1 \leq \epsilon \leq 2$, che garantisce l'efficienza e la continuità dell'ingranamento ai fini della trasmissione della potenza richiesta e ne diminuisce la rumorosità. La formula utilizzata è:

$$\epsilon = \frac{AB}{p_b} = \frac{\sqrt{r_{a,2}^2 - r_{b,2}^2} + \sqrt{r_{a,1}^2 - r_{b,1}^2} - (r_1 + r_2 + 2m_n) \sin \alpha}{m_n \pi \cos \alpha} \quad (4.39)$$

dove con r_a si indica il raggio di testa pari a $r_p + m_n$ e con p_b il passo di base.

L'intero procedimento viene eseguito sia per il pignone sia per la ruota condotta, di seguito è presente una tabella che riassume i dati ottenuti.

Tabella 4.7: Dimensionamento statico del riduttore

Grandezza	Valori pignone	Valori condotta
Modulo scelto m_n [mm]	0.75	0.75
Tensione ammissibile σ_{amm} [MPa]	853.33	853.33
Tensione massima σ_{max} [MPa]	75.2	52.92
Ampiezza di fascia b [mm]	10.5	10.5
Numero di denti z	18	45
Diametro primitivo d_p [mm]	13.5	33.75
Diametro di base d_b [mm]	12.69	31.71
Forza tangenziale F [N]	182.22	182.22
Coefficiente di sicurezza statico CS_{st}	11.35	16.13
Rapporto di condotta ϵ_{1-2}	1.4	1.4

4.2.2 Verifica a contatto hertziano

La verifica a contatto hertziano viene effettuata approssimando l'ingranamento fra due denti con il contatto cilindro su cilindro. Il valore della

tensione massima σ_{Hz} può essere calcolato come:

$$\sigma_{Hz} = 0.629 \cdot 0.418 \sqrt{\frac{\frac{F_t}{\cos \alpha} E \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2} \right) \frac{1}{\sin \alpha}}{b}} \quad (4.40)$$

dove l'unico dato ancora non noto è il *modulo di Young* E , imposto pari a 210 GPa.

In seguito, la verifica sarà soddisfatta se sarà valida la relazione seguente:

$$CS_{Hz} = \frac{Rp_{0.2}}{\sigma_{Hz}} \geq 1.5 \quad (4.41)$$

Anche in tal caso i calcoli vengono effettuati sia per il pignone sia per la condotta. I risultati sono presenti nella tabella che segue.

Tabella 4.8: Verifica a contatto hertziano

Grandezza	Valori pignone	Valori condotta
Tensione massima a contatto hertziano σ_{Hz} [MPa]	403.21	403.21
Coefficiente di sicurezza CS_{Hz}	3.17	3.17

4.2.3 Verifica a fatica

Per la verifica a fatica, si segue il procedimento descritto dalla normativa *UNI 8862/87*, che prevede come primo step il calcolo della tensione equivalente nel punto più sollecitato del dente, secondo la relazione:

$$\sigma_F = \frac{F_t}{bm_n} y_{sf} y_\epsilon y_\beta (K_A K_V K_{F\beta} K_{F\alpha}) \quad (4.42)$$

dove:

- y_{sf} : *fattore di forma del dente* e di correzione della tensione, tabellato in funzione del numero di denti z della ruota e del coefficiente di spostamento x nel caso di ruote corrette. Nel nostro caso si considera un coefficiente di spostamento $x = 0$
- y_β : *fattore d'angolo d'elica*, i cui valori sono reperibili mediante un diagramma avente sul primo asse delle ordinate il fattore stesso, sul secondo asse delle ordinate il rapporto di ricoprimento ϵ_β e sull'asse delle ascisse l'angolo d'elica β . In tal caso è assunto unitario essendo le ruote a denti dritti

- y_ϵ : *fattore del rapporto di condotta*. Dal momento che nessuno dei rapporti di condotta calcolati è superiore a 2, si può calcolare come $y_\epsilon = 0.25 + \frac{0.75}{\epsilon}$
- K_A : *fattore di applicazione del carico*, dal momento che sono previsti sovraccarichi leggeri sia lato motore sia lato carico, il suo valore è 1.35
- K_V : *il fattore dinamico*, dipendente dalla velocità periferica v_p della dentatura. In prima approssimazione può essere calcolato come $K_V = \frac{5.6 + \sqrt{v_p}}{5.6}$
- $K_{F\beta}$ *fattore di distribuzione longitudinale del carico*, assunto unitario
- $K_{F\alpha}$ *fattore di distribuzione trasversale del carico*, anch'esso unitario

La tensione equivalente al piede del dente dovrà poi essere confrontata con una tensione ammissibile σ_{Fp} pari a:

$$\sigma_{Fp} = \sigma_{D-1} \cdot y_{ST} \cdot y_{NT} \cdot y_{\delta rel T} \cdot y_{R rel T} \cdot y_x \quad (4.43)$$

dove:

- y_{ST} : *fattore di correzione della tensione*, tiene conto del tipo di sollecitazione ed è assunto pari a 2
- y_{NT} : *fattore di durata*, dipende dal materiale utilizzato e dalla durata di progetto. Dal momento che si sta effettuando un dimensionamento delle ruote che garantisca una durata infinita, è assunto unitario
- $y_{\delta rel T}$: *fattore relativo di sensibilità all'intaglio*, dipende dal grado di precisione tecnologica della ruota dentata ed è assunto unitario
- $y_{R rel T}$: *fattore relativo allo stato superficiale del materiale al piede del dente*, assunto unitario
- y_x : *fattore di dimensione*, dipende dalle dimensioni della ruota ed è diagrammato in funzione del modulo normale e del tipo di materiale. Anche esso è assunto unitario.

Nella tabella seguente sono riassunti i dati essenziali.

Tabella 4.9: Verifica a fatica

Grandezza	Valori pignone	Valori condotta
σ_{D-1} [MPa]	650	650
y_{ST}	2	2
y_{NT}	1	1
$y_{\delta rel T}$	1	1
$y_{R rel T}$	1	1
y_x	1	1
σ_{Fp} [MPa]	1300	1300
F_t [N]	182.22	182.22
b [mm]	10.5	10.5
m_n [mm]	0.75	0.75
y_{sf}	3.25	2.316
y_β	1	1
y_ϵ	0.785	0.785
K_A	1.35	1.35
K_V	1.25	1.25
$K_{F\beta}$	1	1
$K_{F\alpha}$	1	1
σ_F [MPa]	99.62	70.99
Coefficiente di sicurezza	13	18.3

4.2.4 Verifica a pitting

Anche la verifica a pitting segue la normativa *UNI 8862/87*, e come primo passaggio prevede il calcolo della pressione di contatto σ_H secondo l'espressione:

$$\sigma_H = z_H z_E z_\epsilon z_\beta \sqrt{\frac{F_t u + 1}{db} \frac{1}{u}} \sqrt{K_A K_V K_{H\beta} K_{H\alpha}} \quad (4.44)$$

dove F_t è la stessa forza tangenziale della verifica a fatica ed u il rapporto fra il numero di denti delle due ruote che ingranano. I fattori correttivi invece sono così distinti:

- z_H : *fattore di zona*, funzione degli angoli caratteristici delle ruote, tiene conto degli effetti della curvatura relativa dei fianchi dei den-

ti nel punto primitivo di ingranamento. Per dentature diritte $z_H = \sqrt{\frac{1}{\sin \alpha \cos \alpha}}$

- z_E : *fattore di elasticità del materiale*, dipende dalle caratteristiche elastiche del materiale (modulo di elasticità E e coefficiente di Poisson $\nu=0.33$). Per ruote ingrananti costituite dallo stesso materiale come nel caso attuale, vale $z_E = \sqrt{\frac{1}{2\pi \frac{1-\nu^2}{E}}}$
- z_ϵ : *fattore del rapporto di condotta*. Per dentature diritte è pari a $z_\epsilon = \sqrt{\frac{4-\epsilon}{3}}$
- z_β : *fattore d'angolo d'elica* pari a $z_\beta = \sqrt{\cos \beta}$ e posto unitario

I fattori correttivi relativi al carico, sono gli stessi della verifica a fatica precedentemente eseguita.

La tensione così calcolata sarà confrontata con una pressione di contatto ammissibile σ_{HP} pari a:

$$\sigma_{HP} = \frac{\sigma_{H,lim}}{S_{H,min}} Z_N Z_L Z_R Z_V Z_W Z_x \quad (4.45)$$

dove la tensione di contatto limite $\sigma_{H,lim}$ è pari a 1250 MPa, ed il fattore di sicurezza minimo al pitting $S_{H,min}$ è considerato unitario. I fattori correttivi invece sono così caratterizzati:

- Z_N : *fattore di durata*, dipende dal materiale utilizzato e dalla durata di progetto. Dal momento che si sta effettuando un dimensionamento delle ruote che garantisca una durata infinita, viene assunto unitario
- Z_L : *fattore del lubrificante*, e, funzione della viscosità cinematica del lubrificante a 50°C e della pressione limite $\sigma_{H,lim}$. Supponendo una viscosità cinematica del lubrificante pari a 68.95 mm²/s si ricava un valore di 0.96
- Z_V : *fattore di velocità*, tiene conto degli effetti della rotazione ed è diagrammato in funzione di $\sigma_{H,lim}$ e della velocità periferica, viene assunto unitario
- Z_R : *fattore di rugosità*, funzione della rugosità media sul fianco dei denti e della pressione limite. Non disponendo di dati in merito si è deciso di assumerlo unitario

- Z_W : *fattore del rapporto tra durezza*, dal momento che tutte le ruote sono realizzate con lo stesso materiale è unitario
- Z_x *fattore di dimensione*, analogo a quello della verifica a fatica. Per il materiale e il modulo utilizzati viene assunto unitario

Il coefficiente di sicurezza verrà poi calcolato mediante la formula:

$$CS_{HP} = \frac{\sigma_{HP}}{\sigma_H} \quad (4.46)$$

I calcoli vengono effettuati per entrambe le ruote dentate.

Nella tabella seguente sono raccolti i dati essenziali.

Tabella 4.10: Verifica a pitting

Grandezza	Valori pignone	Valori condotta
z_H	2.495	2.495
z_E	191.65	191.65
z_ϵ	0.931	0.931
z_β	1	1
σ_H [MPa]	775.31	490.35
Z_N	1	1
Z_L	0.96	0.96
Z_R	1	1
Z_V	1	1
Z_W	1	1
Z_x	1	1
$\sigma_{H,lim}$ [MPa]	1250	1250
σ_{HP} [MPa]	1200	1200
CS_{HP}	1.55	2.45

4.2.5 Dimensionamento di massima degli alberi

Per il dimensionamento degli alberi, invece di eseguire un dimensionamento statico seguito dalla verifica a fatica, è stato effettuato un procedimento semplificato che permettesse di avere dei valori qualitativi riguardo agli ingombri e alle inerzie, così da poter effettuare considerazioni future.

Le condizioni di rottura vengono individuate applicando il criterio di Tresca in quanto il più conservativo possibile. Detto M_f il momento flettente

complessivamente agente sull'albero e con M_t il momento torcente applicato, si ricava la tensione agente secondo l'ipotesi di Tresca σ_{id} attraverso la relazione seguente:

$$\sigma_{id} = \sqrt{\left(\frac{M_f}{W_f}\right)^2 + 4\left(\frac{M_t}{W_t}\right)^2} \quad (4.47)$$

dove W_f e W_t sono rispettivamente il modulo di resistenza a flessione e a torsione. Detto D il diametro dell'albero tali parametri sono calcolabili come:

$$W_f = \frac{\pi D^3}{32} \quad (4.48)$$

$$W_t = \frac{\pi D^3}{16} = 2W_f \quad (4.49)$$

Per effettuare il dimensionamento è necessario eguagliare la tensione calcolata secondo il criterio di Tresca con una tensione ammissibile σ_{amm} , definita in via cautelativa dividendo il carico di snervamento del materiale scelto per un coefficiente di sicurezza elevato, usualmente 10 ($\frac{R_{p0.2}}{10} = 128\text{Mpa}$), così da inglobare anche gli effetti di intaglio. Pertanto, manipolando le equazioni appena scritte si è in grado di ottenere il diametro di primo tentativo:

$$D_{min} = \left(\frac{32}{\pi\sigma_{amm}}\sqrt{M_f^2 + M_t^2}\right)^{1/3} \quad (4.50)$$

I risultati ottenuti sono i seguenti:

Tabella 4.11: Dimensionamento di massima degli alberi

Grandezza	Valori albero in ingresso	Valori albero in uscita
Diametro minimo D_{min} [mm]	4.61	1.64
Diametro scelto D [mm]	10	15

4.2.6 Stima delle caratteristiche inerziali

Ultimato il dimensionamento del riduttore, si procede a stimarne peso e inerzia riportate all'asse motore. La massa dei componenti viene stimata approssimandoli con cilindri pieni e considerando una densità di $\rho = 7850$ kg/m³. Si riportano nella tabella che segue i valori delle masse:

Tabella 4.12: Massa dei componenti del riduttore

Grandezza	Valori
Massa albero in ingresso [kg]	0.018
Massa pignone [kg]	0.012
Massa albero di uscita [kg]	0.042
Massa ruota condotta [kg]	0.074
Massa totale [kg]	0.146

Si procede con il calcolo dei momenti inerziali, approssimando le ruote dentate a dei cilindri di diametro pari al diametro primitivo e altezza uguale all'ampiezza di fascia del dente. I momenti di inerzia baricentrici J_G di ciascun corpo cilindrico, ovvero ruote dentate e alberi, vengono calcolati come:

$$J_G = \frac{mr^2}{2} \quad (4.51)$$

ottenendo i seguenti risultati:

Tabella 4.13: Momenti d'inerzia dei componenti del riduttore

Grandezza	Valori
Momento d'inerzia albero in ingresso J_{in} [kgm ²]	$2.31 \cdot 10^{-7}$
Momento d'inerzia pignone J_1 [kgm ²]	$2.69 \cdot 10^{-7}$
Momento d'inerzia albero di uscita J_{out} [kgm ²]	$1.17 \cdot 10^{-6}$
Momento d'inerzia ruota condotta J_2 [kgm ²]	$1.05 \cdot 10^{-5}$

Infine si procede al calcolo delle inerzie riportate all'asse motore. Per effettuare questo passaggio si riportano all'asse motore tutti i momenti di inerzia dei singoli componenti dividendo il momento di inerzia baricentrico per il rapporto di trasmissione che intercorre fra il corpo e l'albero del brushless-dc elevato al quadrato:

$$J_{assemotore} = \frac{J_G}{\tau^2} \quad (4.52)$$

Si ottiene:

Tabella 4.14: Momenti d'inerzia totale riportato all'asse motore

Grandezza	Valori
Momento d'inerzia riportato all'asse motore J_{gear} [kgm ²]	$2.37 \cdot 10^{-6}$

4.3 Motore Brushless-DC

La scelta del motore Brushless-DC viene effettuata cercando di soddisfare le specifiche tecniche minime richieste quali potenza, coppia e velocità. Si terrà inoltre presente, come il motore scelto debba essere in grado di operare in un range di temperatura compreso tra i -54°C e i 40°C, per tale motivo sarà eseguita una verifica termica. Infine, dovendo essere utilizzato in ambito aerospaziale, si cerca di limitarne l'ingombro ed il peso, così da rendere l'intero sistema il più leggero possibile,

4.3.1 Definizione delle specifiche

Partendo dalle specifiche di tempo di fuoriuscita dell'attuatore $t = 0.118$ s e velocità lineare $\dot{x}_{SCAS} = 0.0184$ m/s, si risale alla velocità angolare richiesta alla vite come:

$$\omega_{rs} = \dot{x}_{SCAS} \frac{2\pi}{p_{rs}} \quad (4.53)$$

dove p_{rs} è il passo della vite espresso in metri.

La velocità angolare richiesta al motore sarà invece espressa come:

$$\omega_{m,m} = \omega_{rs}\tau \quad (4.54)$$

dove τ è il rapporto di trasmissione della catena di riduzione⁴. La selezione del motore avverrà supponendo il rapporto di trasmissione unitario (nei capitoli successivi verrà approfondito l'argomento), pertanto i risultati ottenuti saranno:

⁴Sia con il riduttore, sia senza, le specifiche tecniche richieste vengono soddisfatte con lo stesso motore

Tabella 4.15: Specifiche di partenza del motore

Grandezza	Valori
Velocità lineare attuatore \dot{x}_{SCAS} [m/s]	0.0184
Velocità angolare vite ω_{rs} [rad/s]	115.73
Velocità angolare motore $\omega_{m,m}$ [rad/s]	115.73
Velocità angolare motore $\omega_{m,m}$ [rpm]	1105.17

Per il calcolo delle specifiche di coppia invece, si parte dal massimo carico esterno che gli attuatori devono equilibrare $F_{a,max}$. Tale forza si ha nel momento in cui uno dei due attuatori sia guasto, ed è pertanto costretto a reggere da solo la coppia esercitata. La coppia richiesta al motore sarà pertanto pari a:

$$T_m = F_{a,max} \tau \eta_{rs} \frac{p_{rs}}{2\pi} \quad (4.55)$$

In condizioni normali (entrambi gli attuatori funzionanti), basterà utilizzare $F_{a,n} = \frac{F_{a,max}}{2}$. Si ottiene quindi:

Tabella 4.16: Specifiche di coppia del motore

Grandezza	Valori
Coppia massima richiesta $T_{m,max}$ [Nm]	0.0227
Coppia richiesta in condizioni normali $T_{m,n}$ [Nm]	0.0114

4.3.2 Selezione del motore

Si procede calcolando le specifiche di potenza del motore, in modo da adottare una scelta opportuna. La potenza richiesta al motore in condizioni normali è esprimibile come:

$$W_{rich,n} = T_{m,n} \omega_{m,m} \quad (4.56)$$

Si parta dall'equazione rappresentativa dei motori Brushless-DC:

$$T_m = T_{max} - \omega_m \frac{k_e k_t}{R_{eq}} \quad (4.57)$$

dove $T_{max} = V_{a,max} \frac{k_t}{R_{eq}}$ è la coppia di stallo, k_e e k_t le costanti di velocità e coppia, R_{eq} la resistenza equivalente degli avvolgimenti e $V_{a,max}$ la massima tensione di alimentazione che può essere applicata al motore.

La relazione che deve essere verificata affinché sia valida la scelta del motore è:

$$W_m = \left(T_{max} - \omega_m \frac{k_e k_t}{R_{eq}} \right) \omega_{m,m} > W_{rich,n} \quad (4.58)$$

L'equazione adottata non tiene però conto del limite di corrente⁵. Pertanto la massima potenza erogabile alla velocità indicata sarà pari a:

$$W_{max} = k_t i_{max} \omega_{m,m} \quad (4.59)$$

Il motore scelto è il *TBM(S) 6013 B* prodotto da *Kollmorgen*, e presenta le seguenti caratteristiche elettriche e meccaniche:

- massima tensione di alimentazione $V_{a,max} = 24$ V
- costante di coppia $k_t = 0.049 = k_e$ Nm/A
- velocità a vuoto $\omega_0 = \frac{V_{a,max}}{k_e} = 489.8$ rad/s = 4677.2 rpm
- picco di corrente $i_{max} = 26.9$ A
- corrente continua $i_{cont} = 8.3$ A
- coppia continua di stallo $T_{cont,stallo} = 0.39$ Nm
- coppia massima di stallo $T_{peak,stallo} = 1.23$ Nm
- resistenza avvolgimenti $R_{eq} = 0.355$ Ω
- induttanza avvolgimenti $L = 0.15$ mH
- resistenza termica $R_{th} = 3.55$ °C/W
- numero di poli $N_p = 12$
- momento d'inerzia $J_{mot} = 0.0000141$ kgm²
- massa motore $m_{frameless} = 0.221$ kg

Il procedimento di verifica deve anche essere effettuato inserendo all'interno dei calcoli il valore della velocità a vuoto ω_0 del motore. Infine si faccia presente che, il motore scelto deve presentare una coppia massima erogabile superiore alla massima $T_{m,max} = 0.0227$ Nm ed una velocità a

⁵I motori Brushless-DC vengono in genere limitati in corrente per evitare surriscaldamenti.

vuoto maggiore della velocità richiesta; entrambe queste due richieste sono soddisfatte.

Di seguito è presente una tabella con i calcoli effettuati:

Tabella 4.17: Procedimento di selezione del motore

Grandezza	Valori
Velocità richiesta al motore $\omega_{m,m}$ [rad/s]	115.73
Potenza richiesta in condizioni normali $W_{rich,n}$ [W]	1.316
Coppia di stallo T_{max} [Nm]	3.313
Coppia motore T_m [Nm]	2.530
Potenza motore W_m [W]	292.8
Massima potenza erogabile W_{max} [W]	152.55
Velocità a vuoto del motore ω_0 [rad/s]	489.8
Potenza richiesta in condizioni normali W_{rich,n,ω_0} [W]	5.57
Massima potenza erogabile W_{max,ω_0} [W]	645.6

La verifica del motore è soddisfatta e nelle figure 4.5 e 4.6 sono presenti sia lo schema sia la caratteristica di coppia [20].

TBMS 60

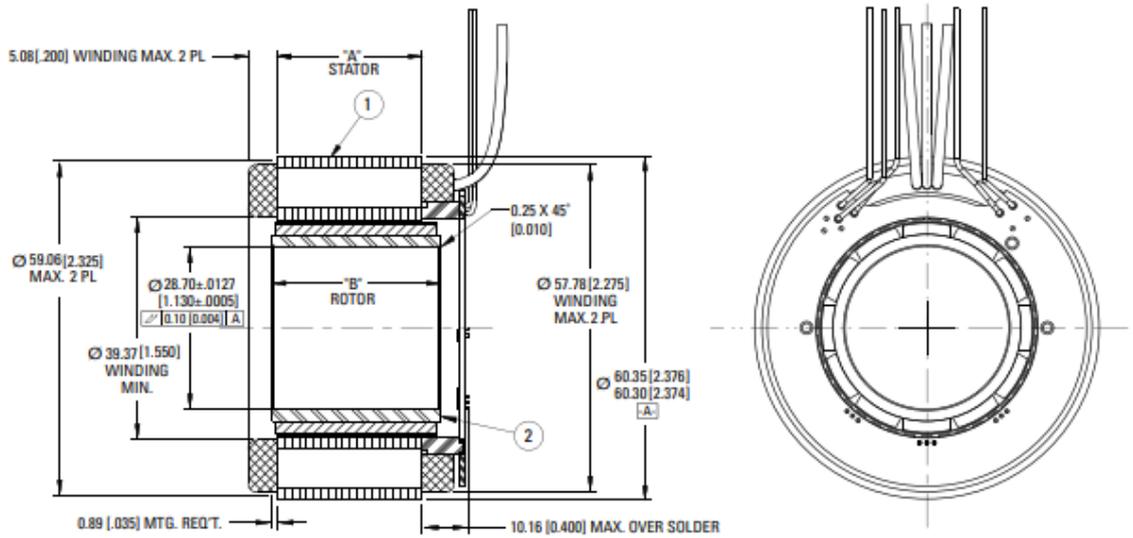


Figura 4.5: Motore TBM(S) 6013 B

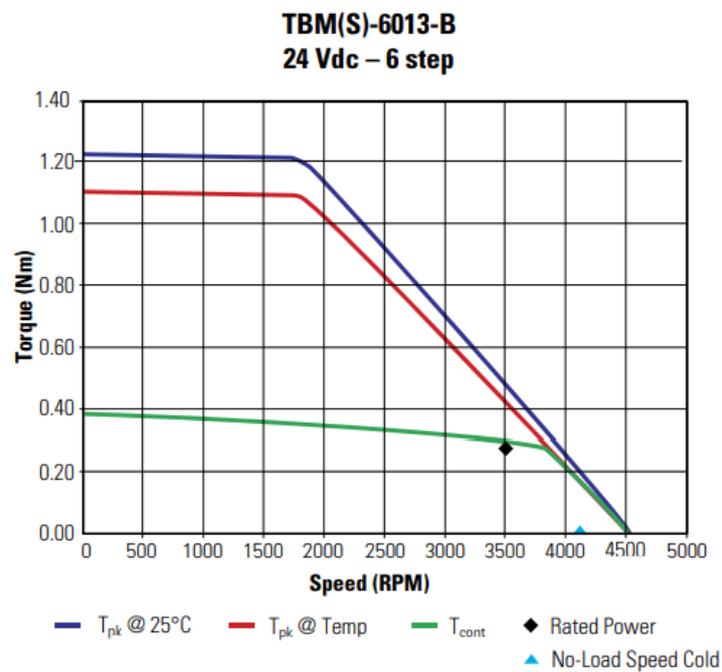


Figura 4.6: Caratteristica di coppia TBM(S) 6013 B

4.4 Sensoristica

La scelta del trasduttore LVDT è stata fatta tenendo in considerazione le massime/minime temperature di esercizio, cercando di optare per una soluzione non ingombrante e adatta alle applicazioni aerospaziali.

4.4.1 Trasduttore di posizione lineare LVDT

Basandosi su quanto già detto all'interno del presente lavoro, la scelta è ricaduta sull'*LVDT LT0617* di tecnologia *contactless* prodotto da *DSPM Industria*. Il materiale del case è *acciaio inox serie 400*, quello del nucleo *acciaio inox serie 316* e l'armatura è realizzata con una lega di ferro e nichel. Il produttore inoltre, presenta la possibilità di realizzare soluzioni custom.

Esso presenta la seguenti caratteristiche:

- temperatura di esercizio $-55^{\circ}\text{C} < T_{\text{esercizio}} < +150^{\circ}\text{C}$
- tensione di alimentazione $V = 3 V_{\text{rms}}$
- frequenza di alimentazione $f = 5 \text{ kHz}$
- range di misura pari a 15 mm (± 7.50)
- grado di protezione *IP67*, protetto da polvere e acqua
- massa $m_{LVDT} = 0.014 \text{ kg}$
- inerzia $J_{LVDT} = 1.26 \cdot 10^{-7} \text{ kgm}^2$

Nella figura 4.7 è visibile lo schema del trasduttore adottato.

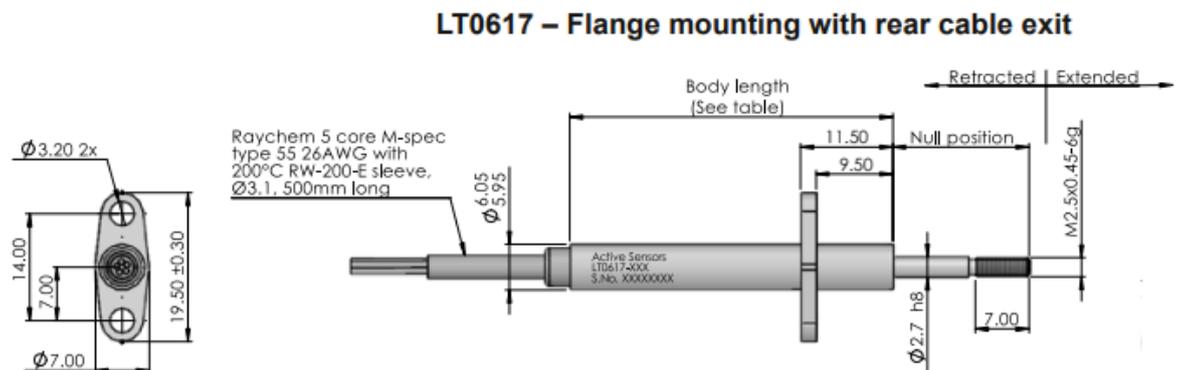


Figura 4.7: Schema LT0617

Capitolo 5

Prestazioni in regime stazionario

5.1 Calcolo delle forze di attrito

Per valutare le prestazioni del sistema è necessario tenere conto delle azioni di attrito, in grado di produrre effetti benefici e non. All'attrito sono infatti legati svantaggi quali l'usura dei componenti, dissipazioni energetiche ed aumento di coppia richiesta al motore, tuttavia, è in grado anche di apportare dei benefici nel caso in cui si debba mantenere in posizione la superficie mobile, poichè va ad equilibrare in parte le azioni esterne, diminuendo coppia e corrente richieste al motore. Il modello adottato per il calcolo delle azioni di attrito fa riferimento ad un altro lavoro di tesi [21].

5.1.1 Attrito nel riduttore

Per lo studio delle azioni di attrito relative ad un rotismo ordinario, si fa riferimento a tre componenti [22]: *componente dipendente dal carico*, *componente dipendente dalla velocità* e *componente meccanica costante*.

Componente dipendente dal carico La dipendenza rispetto al carico viene modellizzata per mezzo di un rendimento di ingranamento η_d esprimibile, nel caso di flusso di potenza diretto, da:

$$\eta_d = 1 - k_f \left(\frac{1}{z_1} \pm \frac{1}{z_2} \right) \quad (5.1)$$

Con z numero di denti delle ruote ingrananti e k_f parametro di perdita (del quale si utilizzerà un valore medio). All'interno della parentesi si utilizza la somma se si ha un ingranamento esterno, la differenza se interno. Il parametro k_f dipende dalla temperatura, infatti al diminuire di quest'ultima si ha un incremento del parametro come visibile nella tabella seguente¹.

Tabella 5.1: Valori di k_f in funzione della temperatura

Temperatura °C	Valore medio
20	1
0	1.035
-20	1.07
-30	1.09
-40	1.125
-54	1.185

In condizioni di ruote ferme si moltiplica per un ulteriore coefficiente correttivo detto *Gear Efficiency Loss Parameter GELP* che simula il passaggio fra attrito dinamico e statico e il cui valore è compreso all'interno degli estremi 1.05 e 1.20.

Componente dipendente dalla velocità Le perdite dovute alla velocità sono dovute a:

- perdite per ventilazione legate alle dissipazioni viscosse del fluido all'interno del quale si muovono le ruote
- perdite per effetto di micro urti durante le fasi iniziali dell'ingranamento

Da tali fenomeni si genera una coppia T_s data da:

$$T_s = c_s \omega^2 \quad (5.2)$$

Dove c_s è un coefficiente sperimentale dipendente dalla dimensione della dentatura, dalla lubrificazione adottata, dalla finitura superficiale dei fianchi dei denti e dalla temperatura. Esso è ricavabile dall'espressione:

$$c_s = k_s \left(d_1^2 + \left(\frac{z_1}{z_2} \right) d_2^2 \right) \quad (5.3)$$

¹Sopra i 20°C si hanno effetti trascurabili.

Dove k_s è un coefficiente dipendente dalla temperatura, del quale sarà utilizzato il valore medio come visibile nella seguente tabella.

Tabella 5.2: Valori di k_s in funzione della temperatura

Temperatura °C	Valore medio [Nms ² /mm ² rad ²]
20	$1 \cdot 10^{-10}$
0	$1.075 \cdot 10^{-10}$
-20	$1.165 \cdot 10^{-10}$
-30	$1.3 \cdot 10^{-10}$
-40	$1.675 \cdot 10^{-10}$
-54	$2.875 \cdot 10^{-10}$

Componente meccanica costante Le perdite meccaniche costanti, anche dette perdite di tara, sono presenti in ogni organo meccanico e dipendono essenzialmente dalle sue dimensioni. Si manifestano tramite una coppia resistente T_{Tl} approssimabile per un rotismo ordinario attraverso la relazione:

$$T_{Tl} = 2k_{Tl}m_n z \quad (5.4)$$

Dove k_{Tl} è il parametro delle perdite di tara dipendente dalla temperatura. Anche per esso sarà utilizzato un valore medio.

Tabella 5.3: Valori di k_{Tl} in funzione della temperatura

Temperatura °C	Valore medio [Nm/mm]
20	$1 \cdot 10^{-3}$
0	$1.1 \cdot 10^{-3}$
-20	$1.25 \cdot 10^{-3}$
-30	$1.65 \cdot 10^{-3}$
-40	$2.5 \cdot 10^{-3}$
-54	$5 \cdot 10^{-3}$

In condizioni di arresto del sistema si moltiplica per un ulteriore parametro correttivo *Tare Loss Parameter Increase Factor TLPIF* dipendente dalla temperatura.

Tabella 5.4: Valori di TLPIF in funzione della temperatura

Temperatura °C	Valore medio
20	1
0	1.2
-20	1.55
-30	2.15
-40	3.35
-54	8

5.1.2 Attrito nella vite a ricircolo di sfere

Il calcolo dell'attrito nella vite a ricircolo è suddiviso come segue:

- coppia di attrito dovuta alle guarnizioni $T_{seal,rs} = 0.0074$ Nm
- attrito nel cuscinetto volvente²
- rendimento diretto e inverso $\eta_{rs,d}$, $\eta_{rs,r}$
- attrito dovuto al precarico, che in tal caso non è presente

Le azioni di attrito vengono moltiplicate per dei fattori correttivi variabili in funzione della loro natura e della temperatura di funzionamento, in maniera analoga a quanto svolto per le dissipazioni nei rotismi.

5.1.3 Attrito nei supporti dell'albero motore

Il produttore non fornisce le specifiche dei supporti applicati. Si utilizza un coefficiente di attrito viscoso $c_m = 2.14 \cdot 10^{-7}$ Nms/rad per valutare la coppia di attrito come:

$$T_{m,fr} = c_m \omega_m \quad (5.5)$$

5.2 Comportamento termico del motore

Di seguito sarà analizzato il comportamento termico del motore per studiarne la fattibilità in diverse condizioni di esercizio. I requisiti su cui si basa tale analisi sono:

²Tale argomento è stato già trattato nel capitolo 4.

- incrementi di temperatura ΔT limitati
- temperatura degli avvolgimenti del motore non superiore ai 150°C
- la coppia richiesta al motore deve essere sempre inferiore alla sua coppia massima

5.2.1 Modello termico del motore

Il motore può essere ipotizzato attraverso un modello costituito da:

- capacità termica $C = m_{frameless}c$ dove $m_{frameless} = 0.221$ kg è la massa del motore presente a catalogo, $c = 385$ J/kgK il calore specifico del rame
- resistenza termica R_{th} presente a catalogo
- Ri^2 potenza dissipata per effetto Joule

Dal bilancio di potenza si ottiene:

$$Ri^2 = C \frac{T_m}{t} + \frac{T_m - T_A}{H} \quad (5.6)$$

Dove T_A è la temperatura dell'ambiente esterno mentre T_m la temperatura del motore. Utilizzando la trasformata di Laplace ed esplicitando T_m , la (5.6) diventa:

$$\overline{T_m} = \frac{\overline{Ri^2} + \overline{T_A}}{\tau_T s + 1} \quad (5.7)$$

Dove $\tau_T = HC$ è la costante di tempo termica del motore, ed in tal caso è pari a 302.1 s. Ne consegue che la temperatura del motore raggiunge il 95% del suo valore di regime rispetto ad un riferimento a gradino in un tempo 3τ pari a circa 15 minuti.

5.2.2 Comportamento termico in assenza di guasti

Nel caso in cui il sistema funzionasse senza la presenza di guasti, si suppone che i due sistemi di attuazione³ equilibrino metà del carico ciascuno:

$$F_a = \frac{F_{a,max}}{2} \quad (5.8)$$

³Si ricordi che il sistema SCAS è simmetrico rispetto al leveraggio principale, pertanto l'architettura complessiva conta di due attuatori SCAS.

Segue che la velocità angolare della vite sarà pari a:

$$\omega_{rs} = \dot{x}_{SCAS} \frac{2\pi}{p_{rs}} \quad (5.9)$$

mentre la coppia complessiva richiesta alla vite sarà

$$T_{rs} = \frac{F_a p_{rs}}{2\pi \eta_{rs,dir}} + T_{rs,passive} \quad (5.10)$$

dove $T_{rs,passive}$ sono le coppie passive sull'attuatore, calcolate come espresso nei capitoli precedenti.

Non essendoci rotismi all'interno dell'architettura, è possibile calcolare la coppia elettromagnetica T_{em} richiesta dal motore come:

$$T_{em} = T_{rs} + c_m \omega_m \quad (5.11)$$

Si può quindi calcolare la corrente media assorbita dal motore:

$$i = \frac{T_{em}}{k_t} \quad (5.12)$$

da cui segue la tensione media di alimentazione:

$$V_a = R_{eq} i + k_e \omega_m \quad (5.13)$$

Poichè il tempo di fuoriuscita dell'attuatore è di $t = 0.118$ s (quindi inferiore rispetto ai 15 minuti che il sistema impiega per arrivare a regime), si trascura lo scambio termico con l'ambiente esterno, come se l'intera potenza termica sviluppata dagli avvolgimenti venisse assorbita dal motore. L'incremento di temperatura subito dal motore sarà uguale ad:

$$\Delta T = \frac{R_{eq} i^2 t}{C} \quad (5.14)$$

Di seguito si riportino le tabelle che riassumono i risultati⁴ ottenuti per le temperature di 40°C e -54°C.

⁴I calcoli sono stati effettuati anche alle temperature intermedie per la valutazione di alcuni grafici riportati in seguito. Le tabelle dei calcoli sono state omesse per evitarne la ridondanza.

Tabella 5.5: Comportamento termico in assenza di guasti a 40°C

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	79.38 N
Velocità media di fuoriuscita	0.0184 m/s
Velocità angolare vite	115.73 rad/s
Velocità angolare vite	1105.17 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.0237 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.0377 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	115.73 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	1105.17 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.038 Nm
Corrente di riferimento media i	0.77 A
Tensione di alimentazione media V_a	5.944 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	4.575 W
Potenza elettrica assorbita	4.816 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.21 W
Incremento di temperatura ΔT	$2.91 \cdot 10^{-4} C$

Tabella 5.6: Comportamento termico in assenza di guasti a -54°C

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	79.38 N
Velocità media di fuoriuscita	0.0184 m/s
Velocità angolare vite	115.73 rad/s
Velocità angolare vite	1105.17 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.0424 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.0564 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	115.73 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	1105.17 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.056 Nm
Corrente di riferimento media i	1.152 A
Tensione di alimentazione media V_a	5.958 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	6.86 W
Potenza elettrica assorbita	7.22 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.33 W
Incremento di temperatura ΔT	$4.56 \cdot 10^{-4} \text{C}$

L'incremento di temperatura è completamente trascurabile, inoltre, col diminuire della temperatura di esercizio si ha un aumento delle dissipazioni nei componenti meccanici che tende a far aumentare la coppia richiesta al motore. Nonostante ciò il motore è perfettamente in grado di performare in condizioni di funzionamento normali.

Si verifica infine il comportamento del motore in risposta alle seguenti condizioni:

- velocità nulla degli attuatori
- rendimento massimo dei componenti
- temperatura esterna pari a 40°C
- carico esterno pari al carico massimo

Tali condizioni sono peggiorative per il motore Brushless-DC, che quindi risulterà maggiormente sollecitato. Poichè si calcola la coppia richiesta al motore per equilibrare il carico esterno si procede in maniera opposta andando ad utilizzare i rendimenti inversi, ovvero validi nel momento in cui

la potenza trasmessa vada dalla vite a ricircolo al motore, e sottraendo le azioni di attrito anzichè sommarle. Si ha che l'equazione (5.10) diventa:

$$T_{rs} = \eta_{rs,inv} \frac{F_a p_{rs}}{2\pi} - T_{rs,passive} \quad (5.15)$$

e segue che l'equazione (5.11) sarà:

$$T_{em} = T_{rs} - c_m \omega_m \quad (5.16)$$

Per il calcolo termico, contrariamente a quanto fatto fino ad ora, si trascura il termine capacitivo. L'incremento di temperatura sarà pertanto pari a:

$$\Delta T_{regime} = R_{eq} R_{th} i^2 \quad (5.17)$$

I risultati sono riportati nella seguente tabella.

Tabella 5.7: Funzionamento termico in condizioni normali a 40°C, massimo rendimento, velocità nulla e carico massimo

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	158.75 N
Velocità media di fuoriuscita	0 m/s
Velocità angolare vite	0 rad/s
Velocità angolare vite	0 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.0154 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.0066 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	0 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	0 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.0066 Nm
Corrente di riferimento media i	0.134 A
Tensione di alimentazione media V_a	0.048 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	0.0064 W
Potenza elettrica assorbita	0.0067 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.0064 W
Incremento di temperatura ΔT	$2.27 \cdot 10^{-2} C$
Temperatura finale	40.023 °C

Il sistema è quindi in grado di sostenere il carico massimo.

5.2.3 Comportamento termico in presenza di guasti

In questo caso, il singolo attuatore deve essere in grado di equilibrare il carico esterno più le azioni di attrito interne all'attuatore guasto che verrebbe di conseguenza trascinato.⁵

Il carico assiale sull'attuatore sarà pertanto pari a:

$$F_a = F_{a,max} + F_{att,guasto} \quad (5.18)$$

I passaggi successivi sono analoghi a quelli vista in precedenza, ci si limita soltanto a riportare due tabelle riassuntive per le temperature di 40°C e -54°C.

Tabella 5.8: Comportamento termico in presenza di guasti a 40°C

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	158.75 N
Velocità media di fuoriuscita	0.0184 m/s
Velocità angolare vite	115.73 rad/s
Velocità angolare vite	1105.17 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.024 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.052 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	115.73 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	1105.17 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.052 Nm
Corrente di riferimento media i	1.056 A
Tensione di alimentazione media V_a	6.046 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	6.385 W
Potenza elettrica assorbita	6.721 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.396 W
Incremento di temperatura ΔT	$5.48 \cdot 10^{-4} C$

⁵In tal caso le azioni di attrito sono di lieve entità, pertanto possono essere sia trascurate, sia inserite all'interno del calcolo per una maggiore precisione, tale scelta non influenza il risultato finale.

Tabella 5.9: Comportamento termico in presenza di guasti a -54°C

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	158.75 N
Velocità media di fuoriuscita	0.0184 m/s
Velocità angolare vite	115.73 rad/s
Velocità angolare vite	1105.17 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.042 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.07 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	115.73 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	1105.17 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.07 Nm
Corrente di riferimento media i	1.438 A
Tensione di alimentazione media V_a	6.029 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	8.669 W
Potenza elettrica assorbita	9.13 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.515 W
Incremento di temperatura ΔT	$7.12 \cdot 10^{-4} \text{ }^{\circ}\text{C}$

Si osservi come nessun parametro superi i valori massimi raggiungibili dal motore.

Come fatto per le condizioni di funzionamento normali, si effettua una verifica sul massimo periodo di tempo durante il quale il motore mantiene in posizione la superficie mobile in risposta al carico esterno. In tal caso l'attuatore dotato del brushless inattivo, grazie agli attriti sarà in grado di equilibrare parte del carico esterno. Segue che l'equazione (5.18) diventa:

$$F_a = F_{a,max} - F_{att,guasto} \quad (5.19)$$

Si ha che l'incremento di temperatura relativa al carico massimo, ottenuta ad una temperatura di riferimento di 40°C , a massima efficienza di tutti i componenti meccanici e a velocità nulla degli attuatori, risulta pari a $\Delta T = 3.53 \cdot 10^{-4} \text{ }^{\circ}\text{C}$ (risultati riportati nella tabella seguente).

Tabella 5.10: Funzionamento termico in condizioni normali a 40°C, massimo rendimento, velocità nulla e carico massimo

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	147.84 N
Velocità media di fuoriuscita	0 m/s
Velocità angolare vite	0 rad/s
Velocità angolare vite	0 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.0154 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	0.0415 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	0 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	0 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	0.0415 Nm
Corrente di riferimento media i	0.848 A
Tensione di alimentazione media V_a	0.301 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	0.255 W
Potenza elettrica assorbita	0.269 W
Potenza dissipata per effetto Joule	0.255 W
Incremento di temperatura ΔT	$3.53 \cdot 10^{-4}$ °C
Temperatura finale	40.00035 °C

Dunque il motore non si surriscalda ed è in grado di performare al meglio in presenza di guasti, non rendendo necessario l'uso di freni di emergenza.

5.2.4 Verifica all'impuntamento

Un'ultima verifica effettuata riguarda l'impuntamento del sistema, uno dei principali rischi della configurazione elettromeccanica. Viene pertanto considerata la situazione in cui il sistema sia sottoposto ad un carico tale per cui è richiesta una coppia al motore che quest'ultimo non riesce a superare. Pertanto nei calcoli presenti nella tabella successiva il valore di coppia utilizzato è quello della coppia massima di stallo e non quello della coppia continuativa.

Tabella 5.11: Verifica all'impuntamento per un tempo di volo di mezz'ora

Grandezze	Valori
Carico assiale sull'attuatore	8920 N
Velocità media di fuoriuscita	0 m/s
Velocità angolare vite	0 rad/s
Velocità angolare vite	0 rpm
Coppia passiva attuatore $T_{rs,passive}$	0.0051 Nm
Coppia in ingresso alla vite T_{rs}	1.23 Nm
Velocità angolare richiesta al motore	0 rad/s
Velocità angolare richiesta al motore	0 rpm
Coppia elettromagnetica richiesta T_{em}	1.22 Nm
Corrente di riferimento media i	24.8 A
Tensione di alimentazione media V_a	8.82 V
Potenza elettrica richiesta $W_{rich} = V_a i$	219 W
Potenza elettrica assorbita	230.5 W
Potenza dissipata per effetto Joule	219 W
Incremento di temperatura ΔT	4632C
Temperatura finale	4672 °C

Come visibile dai risultati tale verifica non è propriamente soddisfatta, tuttavia non è vincolante per il nostro sistema data la presenza dei *Built-in test equipment (BITE)*, ovvero apparecchiature di test integrate per la gestione dei guasti e di diagnosi integrate per supportare i processi di manutenzione.

Questo sistema si occupa sia del rilevamento che della riparazione del guasto, ma anche dell'annuncio o la registrazione dello stesso per avvertire di possibili effetti o aiutare nella risoluzione dei problemi dell'apparecchiatura difettosa [23].

5.2.5 Funzionamento in presenza del rotismo

Nel caso in cui venisse adottata l'architettura con il rotismo, il procedimento da seguire risulta essere analogo, bisognerà tuttavia prendere in considerazione la coppia all'uscita e all'ingresso del riduttore, il suo rapporto di trasmissione e le perdite per attrito. Una volta ricavata la coppia richiesta

alla vite come mostrato nell'equazione (5.10), seguono i seguenti calcoli:

$$T_{gear,out} = T_{rs} \quad (5.20)$$

$$T_{gear,in} = \frac{T_{gear,out}}{\eta_{dT}} + T_{Tl,tot} + c_{s,tot}\omega_m^2 \quad (5.21)$$

$$T_{em} = T_{gear,in} + c_m\omega_m \quad (5.22)$$

In modo analogo, nel caso di flusso di potenza inverso si utilizzano i rendimenti inversi e le perdite per attrito si sottraggono. Le tabelle riassuntive vengono omesse per evitarne la ridondanza, tuttavia, alla fine del capitolo saranno effettuati dei confronti sulle due tipologie di architetture del sistema.

5.3 Confronto tra le architetture

I calcoli esposti nel paragrafo precedente sono stati effettuati nella loro interezza anche per l'architettura con il rotismo, considerando inoltre le condizioni di funzionamento per temperature di esercizio comprese tra 40°C e -54°C. Nelle figure 5.1, 5.2 e 5.3 sono presenti dei confronti riguardo ad alcuni parametri quali la potenza elettrica assorbita, quella dissipata per effetto Joule e gli incrementi di temperatura.

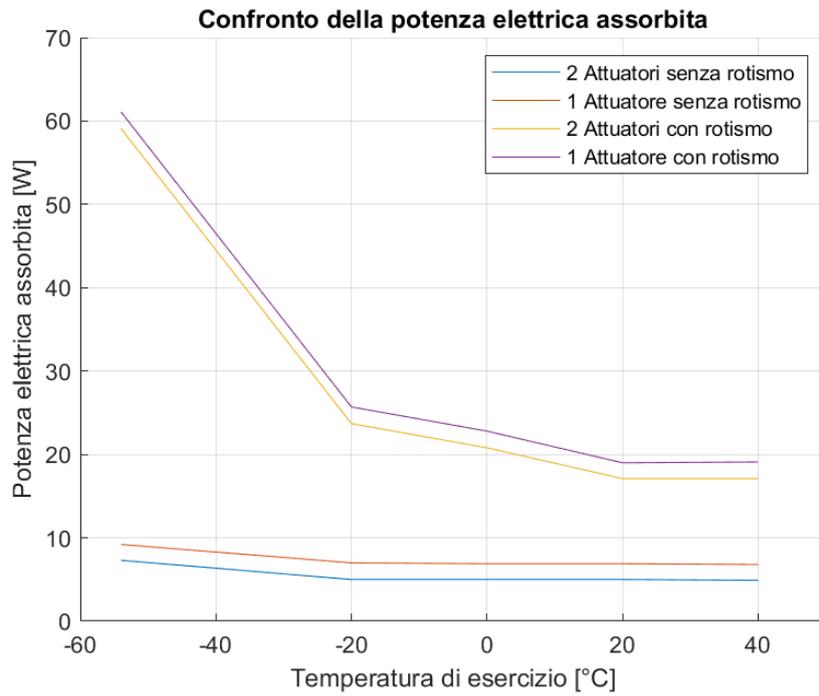


Figura 5.1: Confronto potenza elettrica assorbita

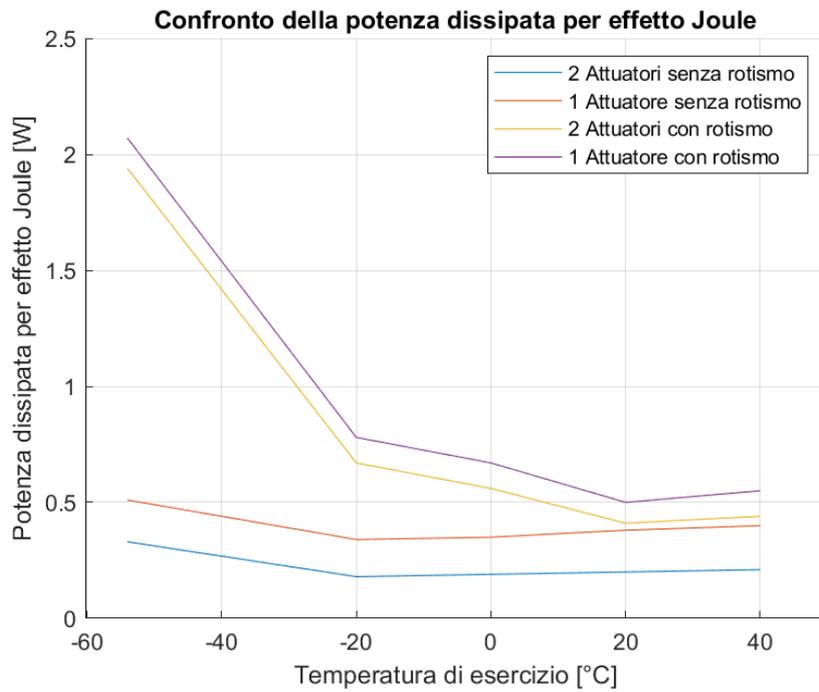


Figura 5.2: Confronto potenza dissipata per effetto Joule

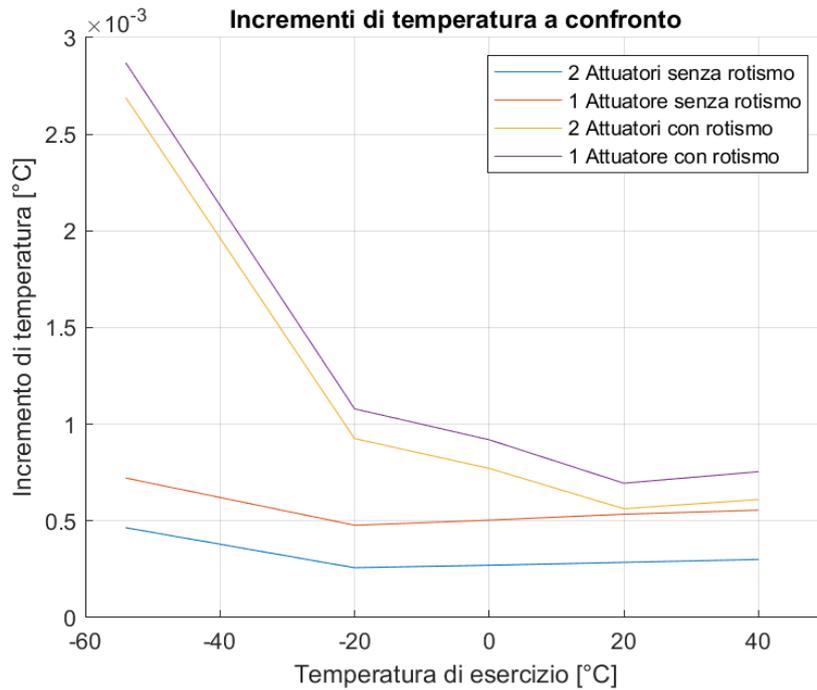


Figura 5.3: Confronto tra gli incrementi di temperatura

Si noti come l'architettura con il rotismo comporti valori più elevati per tutti i parametri analizzati, la potenza elettrica richiesta dal motore è infatti superiore dal momento che l'introduzione del rotismo ha portato ad un aumento di ω_m (passata da 115.73 rad/s a 289.33 rad/s) e, di conseguenza ad un aumento a cascata della coppia elettromagnetica T_{em} , della corrente di fase i e della tensione di alimentazione V_a . Ovviamente ciò si traduce in un ulteriore aumento della potenza dissipata per effetto Joule, ed essendo essa un parametro per indicare la rapidità con cui l'energia elettrica viene convertita in energia interna, e quindi in calore, porta di conseguenza ad un aumento degli incrementi di temperatura degli avvolgimenti del motore come visibile in figura 5.3.

Due ulteriori motivi portano all'adozione dell'architettura in assenza di rotismo: il rendimento $\eta_{Brushless}$ del motore Brushless-DC è pari a 0.93 in confronto allo 0.75 dell'architettura con rotismo, inoltre, visto il campo di applicazione, è necessario avere un sistema quanto più leggero possibile e che sia sicuro dal punto di vista affidabilistico. L'introduzione del rotismo andrebbe ad abbassare quest'ultimo fattore dal momento che si aggiungono più componenti meccanici (alberi, ruote dentate, cuscinetti), e, di conseguenza,

aumentano le probabilità di guasto. Di seguito è presente una stima del peso dell'architettura nei due casi elencati.

Tabella 5.12: Peso del sistema

Grandezze	Valori
Massa vite [kg]	0.352
Massa motore [kg]	0.221
Massa cuscinetto [kg]	0.0
Massa trasduttore [kg]	0.014
Massa totale senza rotismo [kg]	0.597
Massa rotismo [kg]	0.15
Massa totale con rotismo [kg]	0.747

In merito a queste considerazioni, la scelta finale ricade sull'architettura senza rotismo.

Capitolo 6

Modello analitico del sistema

Per lo studio del sistema oggetto di esame vengono definiti due sistemi analitici. Il primo è un modello lineare notevolmente semplificato utilizzato per avere una prima indicazione sulle prestazioni del sistema, il secondo è un modello non lineare, notevolmente più complesso e fedele alla realtà, con il quale si cerca di verificare le prestazioni attese.

6.1 Modello lineare

L'utilizzo di tale modello permette di trascurare tutti gli effetti di non linearità quali ad esempio:

- presenza di giochi e fondocorsa
- fenomeni di inerzia e attrito
- coppie di disturbo del motore brushless DC
- rendimenti della trasmissione meccanica.

6.1.1 Strategia di controllo e funzioni di trasferimento del sistema

I servosistemi di controllo posizione elettromeccanici sono caratterizzati da tre anelli di controllo, l'anello di corrente, di velocità e di posizione. Ognuno di essi è dotato di una catena di trasduzione della grandezza di interesse e di un regolatore (di tipo analogico o digitale). Nel sistema in esame si è optato per un controllo puramente proporzionale per l'anello di corrente e per un

controllo proporzionale-integrativo per gli anelli di velocità e posizione. Di seguito sono presentate le funzioni di trasferimento dei vari loop di controllo.

Anello di corrente Lo schema a blocchi dell'anello di corrente è visibile in figura 6.1. Il comando di corrente i_c viene confrontato con il segnale di feedback i_{fb} ottenendo così il segnale di errore i_e che entrerà nel regolatore proporzionale. Sul ramo di retroazione è presente un filtro del primo ordine in modo da eliminare dal segnale di feedback la componente oscillante dovuta alla modulazione PWM della tensione di alimentazione. Infine è presente un'azione di disturbo caratterizzata dalla velocità angolare del motore ω_m che va a determinare il valore della forza controlettromotrice.

Le grandezze presenti sono elencate di seguito:

- i_c comando di corrente
- i_{fb} feedback di corrente
- i_e errore di corrente
- $G_{p,i}$ guadagno proporzionale
- V_i tensione massima di alimentazione
- R_{eq} resistenza equivalente degli avvolgimenti
- L induttanza degli avvolgimenti
- $k_t = k_e$ coefficienti di coppia e velocità
- $\tau_{el} = L/R_{eq}$ costante di tempo del motore elettrico
- τ_T costante di tempo del filtro sulla retroazione
- H_i guadagno del filtro sulla retroazione
- i corrente assorbita dal motore
- $G_{OL} = \frac{G_{p,i}H_iV_i}{R_{eq}}$ guadagno in anello aperto

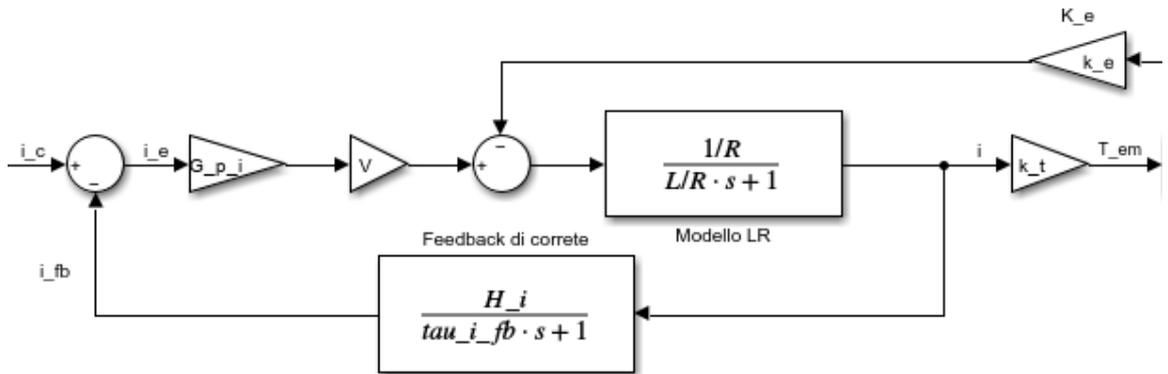


Figura 6.1: Anello di corrente

La funzione di trasferimento in anello aperto viene ricavata andando a trascurare l'effetto delle forza controelettromotrice ottenendo così quanto segue:

$$\bar{i}_{fb} = \frac{G_{OL}}{(\tau_{el}s + 1)(\tau_Ts + 1)} \quad (6.1)$$

Come si evince dall'equazione (6.1), il sistema è di *ordine 0*, si tratta di sistemi molto veloci che riproducono senza ritardo il comando di input, tuttavia, a questa risposta immediata corrisponde l'incapacità di azzerare l'errore a regime. Ciò accade anche in assenza di disturbo esterno e non è pertanto in grado di compensare gli effetti della forza controelettromotrice.

Passando invece alla funzione di trasferimento in anello chiuso, ciò che si ottiene è quanto segue:

$$\bar{i} = \frac{\frac{1}{H_i}(\tau_Ts + 1)}{\frac{1}{G_{OL}}(\tau_{el}s + 1)(\tau_Ts + 1) + 1} \bar{i}_c - \frac{\frac{1}{G_{p,i}H_iV_i}(\tau_Ts + 1)}{\frac{1}{G_{OL}}(\tau_{el}s + 1)(\tau_Ts + 1) + 1} \bar{\omega}_m \quad (6.2)$$

Successivamente raggruppando i termini al denominatore e trascurando l'effetto di disturbo, l'equazione (6.2) diventa:

$$\bar{i} = \frac{\frac{1}{H_i}(\tau_Ts + 1)}{\frac{s^2}{\sigma_1^2} + \frac{2\zeta_1}{\sigma_1}s + 1} \bar{i}_c \quad (6.3)$$

Come si può notare, tale funzione è del secondo ordine, e i parametri di pulsazione di risonanza e fattore di smorzamento sono esprimibili come:

$$\sigma_1 = \sqrt{\frac{G_{OL}}{\tau_T\tau_{el}}} \quad (6.4)$$

$$\zeta_1 = 0.5 \frac{\tau_T + \tau_{el}}{G_{OL}} \sqrt{\frac{G_{OL}}{\tau_T \tau_{el}}} \quad (6.5)$$

Entrambi sono influenzati dalle caratteristiche fisiche del sistema e dal guadagno proporzionale $G_{p,i}$. Scelti i componenti, l'unica variabile rimasta è proprio il guadagno proporzionale, infatti si nota che ad un suo incremento corrisponde un aumento della pulsazione di risonanza ed una diminuzione del fattore di smorzamento.

Anello di velocità Lo schema a blocchi dell'anello di velocità è visibile in figura 6.2. In esso sono presenti un guadagno proporzionale $G_{p,v}$ ed un guadagno integrativo $G_{i,v}$, il termine di ritardo $e^{-t_{rit}s}$ che simula il comportamento del microprocessore, J_{tot} che è il momento d'inerzia totale riportato all'asse motore, c_{vis} che è il coefficiente di attrito viscoso equivalente calcolabile come la somma del coefficiente relativo ai supporti del motore e del coefficiente equivalente ottenuto linearizzando gli attriti viscosi nel cuscinetto reggispinta e riportandoli all'asse motore. Il termine T_r rappresenta le azioni esterne che fungono da disturbo sull'anello di velocità. Detta inoltre $G_i(s)$ la funzione di trasferimento del secondo ordine dell'anello di corrente, si calcola la funzione di trasferimento in anello chiuso a meno del ritardo di trasporto:

$$\left\{ \left[\bar{\omega}_c - \bar{\omega}_m \left(\frac{1}{\tau_{res} s + 1} \right) \right] \left(G_{p,v} + \frac{G_{i,v}}{s} \right) G_i(s) k_t - \bar{T}_r \right\} \frac{1}{\tau_m s + 1} = \bar{\omega}_m \quad (6.6)$$

Dove sono presenti i seguenti parametri:

- $\bar{\omega}_c$ è il comando di velocità angolare
- $\bar{\omega}_m$ è la velocità angolare del motore elettrico
- τ_H è la costante di tempo del resolver
- $\tau_m = \frac{J_{tot}}{c_{vis}}$ è la costante di tempo meccanica del sistema
- \bar{T}_r è la risultante delle azioni esterne riportate all'asse motore

Analogamente all'anello di corrente, si svolgono i calcoli e si raggruppano i coefficienti in modo da ottenere la seguente espressione semplificata:

$$\overline{\omega_m} = \frac{\frac{k_t}{c_{vis}}(s^3 a + s^2 b + s c + d)}{s^5 e + s^4 f + s^3 g + s^2 h + s i + l} \overline{\omega_c} \quad (6.7)$$

e come si evince dall'equazione (6.7), l'anello di velocità è descritto da una funzione di trasferimento del quinto ordine.

Anello di posizione Lo schema a blocchi dell'anello di posizione è visibile in figura 6.3. Si definiscono i seguenti parametri:

- \bar{x}_c è il comando di posizione
- \bar{x} è la posizione lineare dell'attuatore
- G_{pp} il guadagno proporzionale
- G_{ip} il guadagno integrativo
- i_{rs} il rapporto caratteristico della vite a rulli
- H_L il guadagno del trasduttore di posizione
- H_p il guadagno del ramo di retroazione
- σ_H è la frequenza di risonanza del filtro demodulante
- ζ_H è il fattore di smorzamento del filtro demodulante

Si ricava quindi la funzione di trasferimento in anello chiuso:

$$\left[\bar{x}_c - \bar{x} \left(\frac{H_p H_L}{\frac{s^2}{\sigma_H^2} + 2 \frac{\zeta_H}{\sigma_H} s + 1} \right) \right] \left(G_{pp} + \frac{G_{ip}}{s} \right) G_\omega(s) \frac{i_{rs}}{s} = \bar{x} \quad (6.8)$$

Seguendo lo stesso iter utilizzato per gli altri anelli di controllo, l'espressione può essere semplificata mediante lo svolgimento dei calcoli ed il raggruppamento dei coefficienti, ottenendo:

$$\bar{x} = \frac{\frac{k_t}{c_{vis}} i_{rs} (s^6 m + s^5 n + s^4 o + s^3 p + s^2 q + sr + S)}{s^9 t + s^8 u + s^7 v + s^6 x + s^5 y + s^4 z_1 + s^3 z_2 + s^2 z_3 + s z_4 + z_5} \bar{x}_c \quad (6.9)$$

Si evince pertanto che la funzione di trasferimento in anello chiuso di posizione è del nono ordine.

Passando invece alla funzione di trasferimento in anello aperto, definendo x_{fb} come la retroazione di posizione, si può scrivere:

$$x_{fb} = \frac{1}{s^2} \frac{G_{pp} s + G_{ip}}{\frac{s^2}{\sigma_H^2} + 2 \frac{\zeta_H}{\sigma_H} s + 1} G_\omega(s) \quad (6.10)$$

E si nota che è di tipo due, ovvero in grado di azzerare l'errore a regime.

6.1.2 Stabilità del sistema

Si procede alla verifica della stabilità del sistema partendo dall'anello di controllo più interno, quello della corrente, e arrivando a quello più esterno, la posizione. Tale verifica viene effettuata analizzando le risposte in frequenza della funzione di trasferimento in *anello aperto* ed evidenziando i valori del margine di guadagno e del margine di fase. Nello specifico, quando il modulo vale 0 dB, lo sfasamento deve essere ben lontano dai 180° (si accettano valori superiori ai 60° per essere cautelativi), ed analogamente, quando la curva della fase taglia i -180° , il modulo deve essere lontano dai 0 dB (si accettano valori superiori ai 7-8 dB).

Per lo studio della stabilità viene utilizzato lo strumento *Model Linearizer* presente all'interno dell'ambiente Simulink, che permette di ricavare le risposte in frequenza per i vari anelli di controllo, linearizzandoli.

L'ampiezza di banda (frequenza che corrisponde ad avere un'attenuazione di -3 dB) sarà invece valutata attraverso la risposta in frequenza della funzione di trasferimento in anello chiuso.

Anello di corrente Come si nota dall'equazione (6.1), la funzione di trasferimento in anello aperto è del secondo ordine. Tale informazione si traduce in un margine di guadagno infinito dal momento che il ritardo di fase non raggiungerà mai i 180° , perciò la stabilità del sistema è legata soltanto al margine di fase, che, come visibile in figura 6.4 è pari a circa 90° ad una frequenza di 764 Hz. La frequenza di taglio, come visibile in figura 6.5 è pari a 1000 Hz.

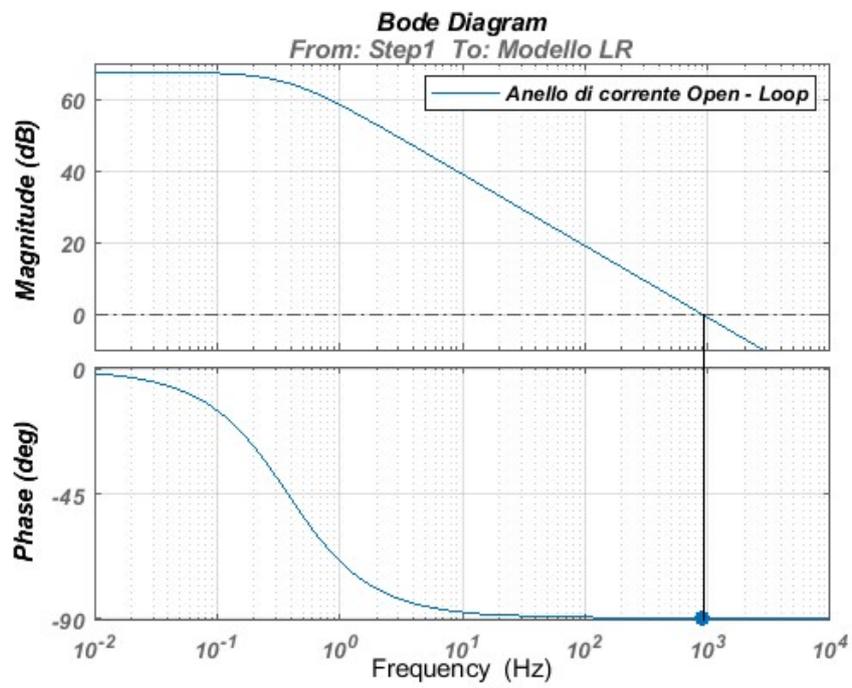


Figura 6.4: Risposta in frequenza anello aperto di corrente - modello lineare

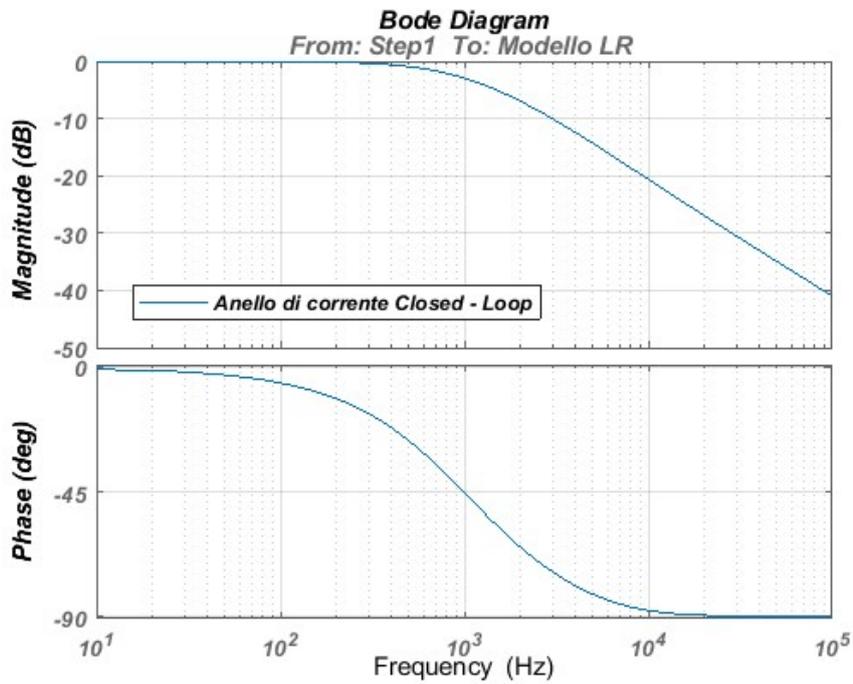


Figura 6.5: Risposta in frequenza anello chiuso di corrente - modello lineare

Anello di velocità In tal caso la funzione di trasferimento in anello aperto è superiore al secondo ordine, pertanto la stabilità dipenderà sia dal margine di guadagno che dal margine di fase. Come visibile in figura 6.6, il margine di guadagno è pari a 70 dB alla frequenza di circa $1.84 \cdot 10^4$ Hz mentre il margine di fase è pari a 85° alla frequenza di 91 Hz. La frequenza di taglio, come visibile in figura 6.7 è pari a 100 Hz.

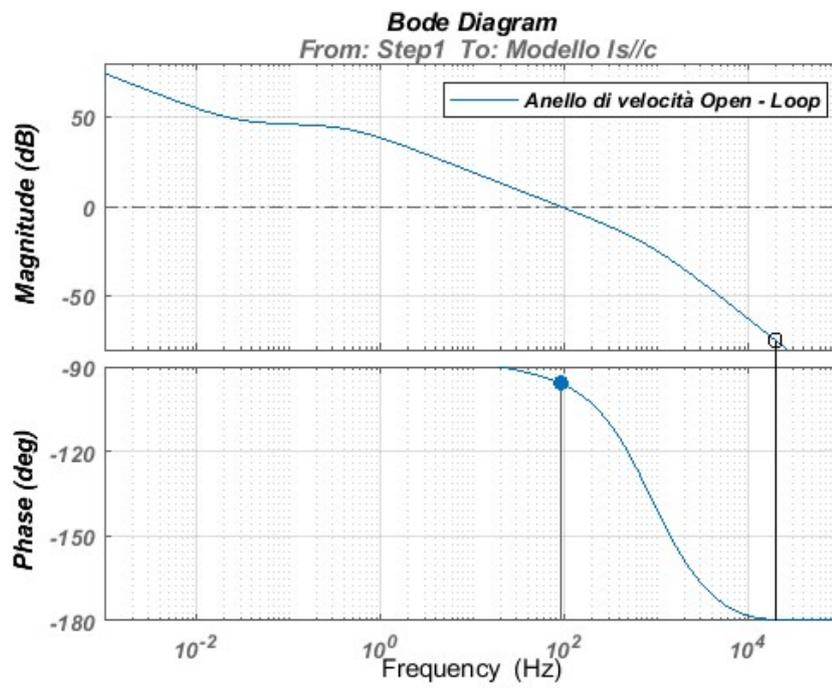


Figura 6.6: Risposta in frequenza anello aperto di velocità - modello lineare

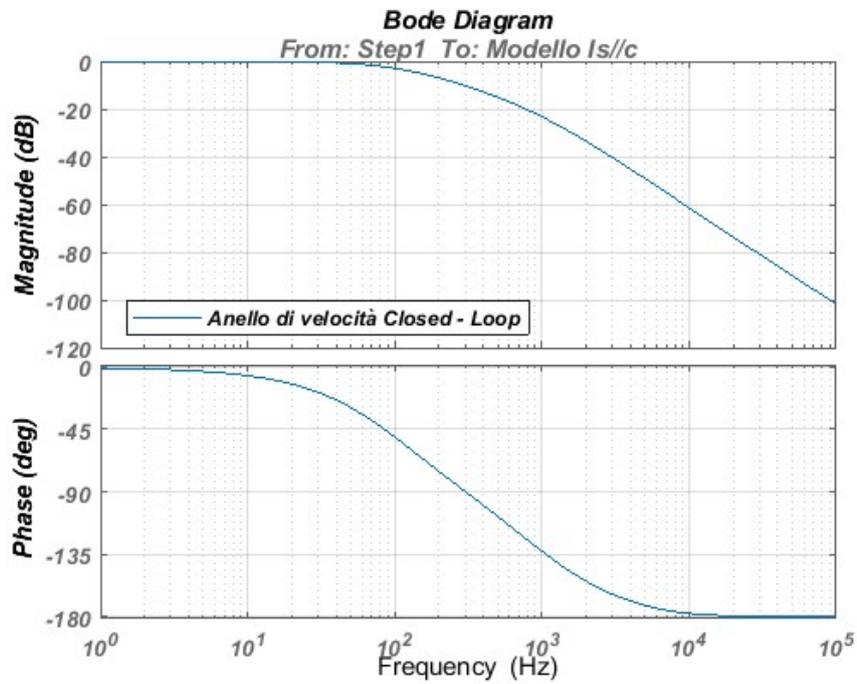


Figura 6.7: Risposta in frequenza anello chiuso di velocità - modello lineare

Anello di posizione L'anello di posizione è il più critico poichè risente dei ritardi dei loop di controllo più interni. Dalla figura 6.8 si nota che il margine di guadagno è pari a 43 dB alla frequenza di 303 Hz mentre il margine di fase è pari a 86° alla frequenza di 6.8 Hz. La frequenza di taglio, come visibile in figura 6.9 è pari a 8 Hz.

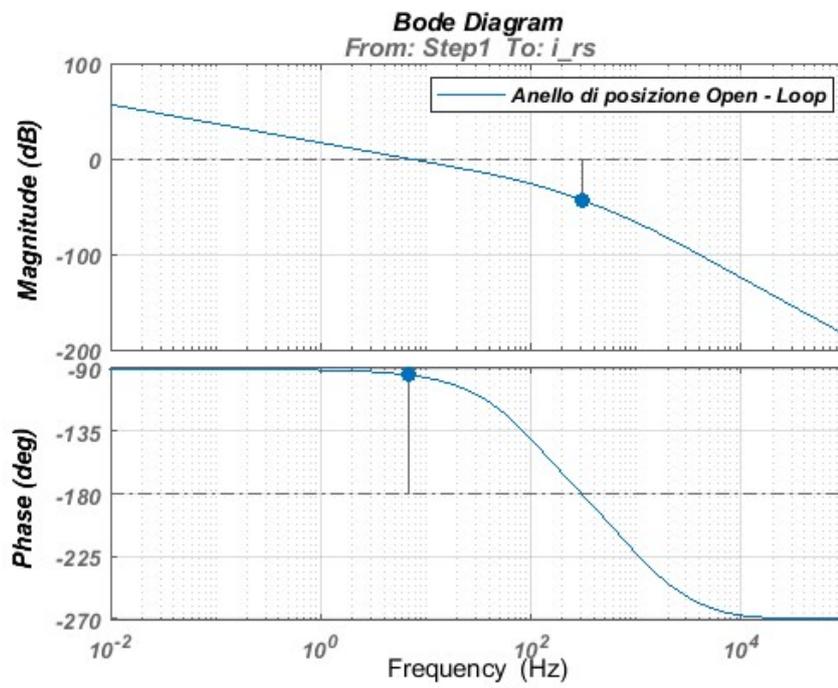


Figura 6.8: Risposta in frequenza anello aperto di posizione - modello lineare

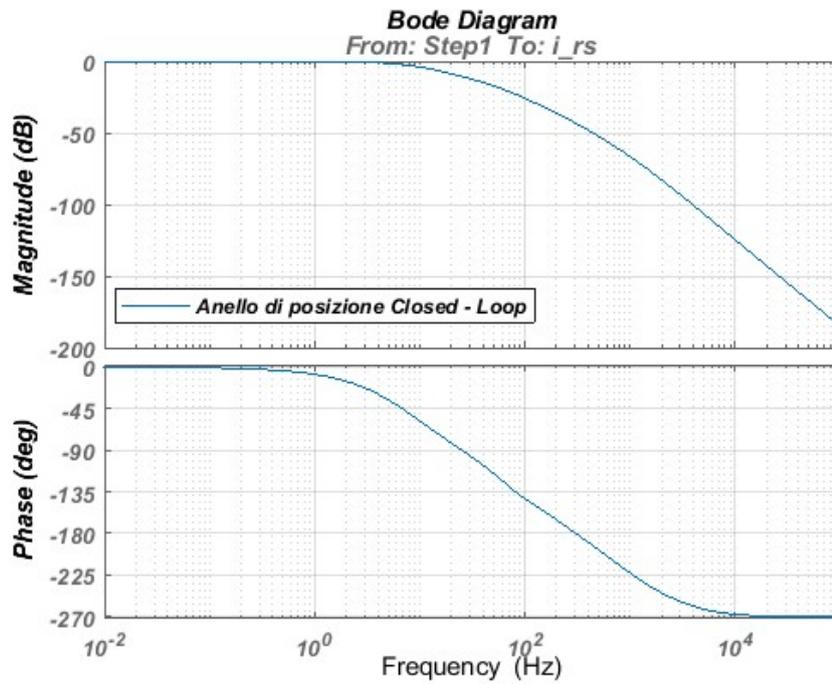


Figura 6.9: Risposta in frequenza anello chiuso di posizione - modello lineare

Essendo il sistema in esame un controllo posizione, in figura 6.10 è visibile la risposta del sistema ad un gradino di posizione del valore di 2 mm. Si nota infatti che dopo un breve ritardo iniziale, il sistema è in grado di azzerare completamente l'errore a regime.

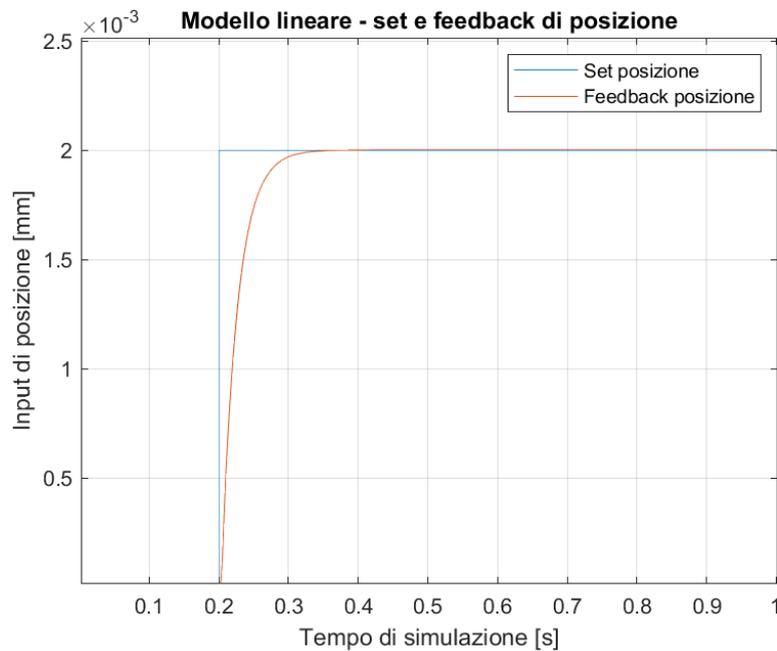


Figura 6.10: Modello lineare - set e feedback di posizione

Si riporti di seguito una tabella contenente i valori dei guadagni utilizzati all'interno dei vari loop.

Tabella 6.1: Strategia di controllo

Loop di controllo	Guadagno proporzionale	Guadagno integrativo
Anello di corrente	35	-
Anello di velocità	0.3	0.05
Anello di posizione	270000	-

6.2 Modello non lineare

Per lo studio delle prestazioni del sistema, viene utilizzato un modello non lineare in ambiente Simulink. Esso tiene conto di tutti i parametri caratterizzati da non-linearità, quali ad esempio l'influenza della temperatura, le saturazioni fisiche del sistema, gli attriti dei componenti meccanici e le condizioni di *backlash* del sistema. Il modello è suddiviso in due blocchi principali come visibile in figura 6.11, uno utilizzato per la modellazione della parte elettrica (*BLAC Drive*), uno per la parte meccanica (*Mechanical*

transmission). Di seguito sarà riportata la spiegazione dei vari schemi a blocchi presenti, riassumendone la loro funzione.

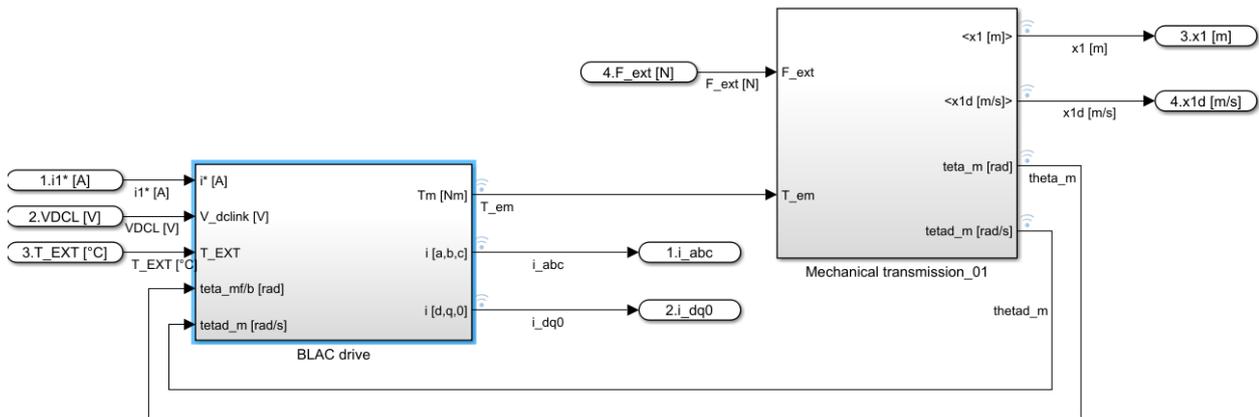


Figura 6.11: Blocchi principali del modello non lineare

6.2.1 Parte elettrica

All'interno del blocco *BLAC Drive* si trova un modello di prima approssimazione della catena *controllo di corrente- elettronica di potenza- motore elettrico* (considerando rispettivamente dal basso verso l'alto le sezioni colorate nella figura 6.12).

6.2.2 Motore elettrico

Il motore elettrico (sezione arancione) viene modellato come visibile in figura 6.13.

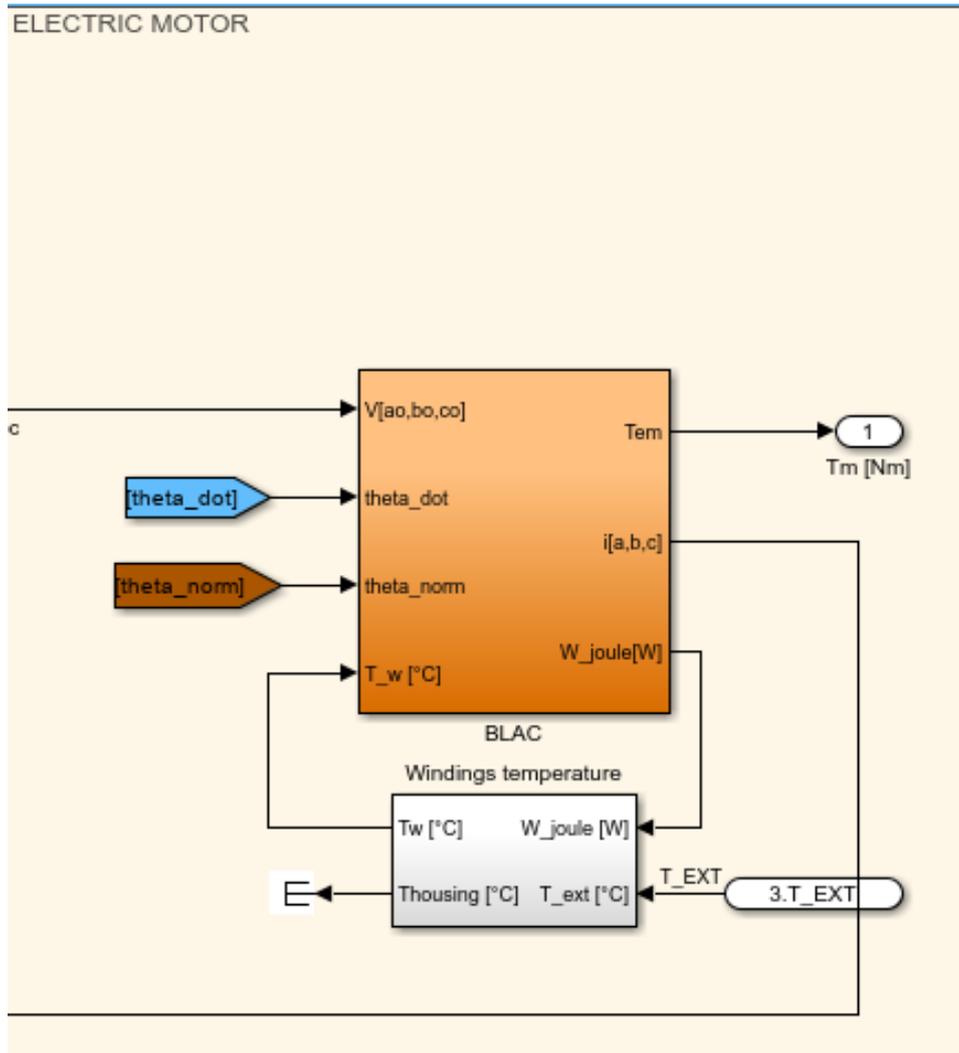


Figura 6.13: Modellazione motore elettrico

All'interno del blocco *BLAC* viene eseguita una modellazione trifase del sistema (figura 6.14), ed ogni fase $V_{a,b,c}$ conserva la sua forma d'onda, che per questi motori è di tipo sinusoidale.

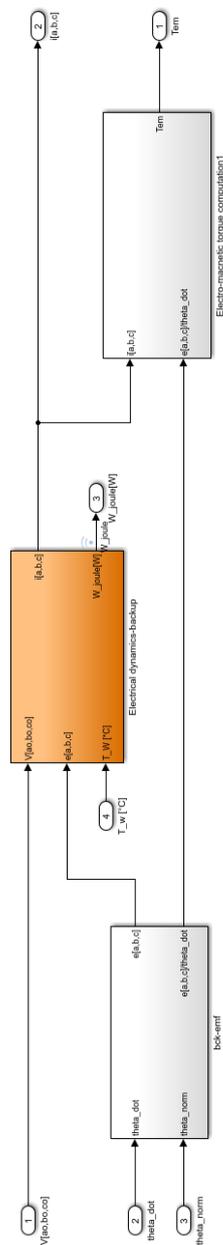


Figura 6.14: Modellazione trifase

Sono visibili tre blocchi principali:

- Electrical dynamics-backup (al centro)
- Back-emf (in basso)
- Electro-magnetic torque computation (in alto)

Electrical dynamics-backup All'interno del blocco *Electrical dynamics-backup* si trova una modellazione delle equazioni di maglia del motore elettrico (figura 6.15), con un ulteriore sottoblocco *RL computation*, all'interno del quale è presente un calcolo di resistenza ed induttanza di fase in funzione della temperatura (figura 6.16).

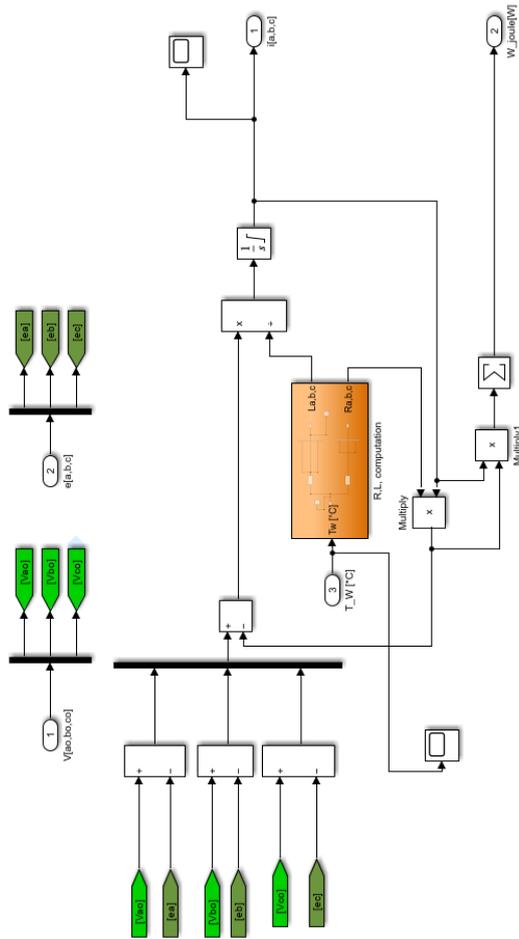


Figura 6.15: Modellazione delle equazioni di maglia

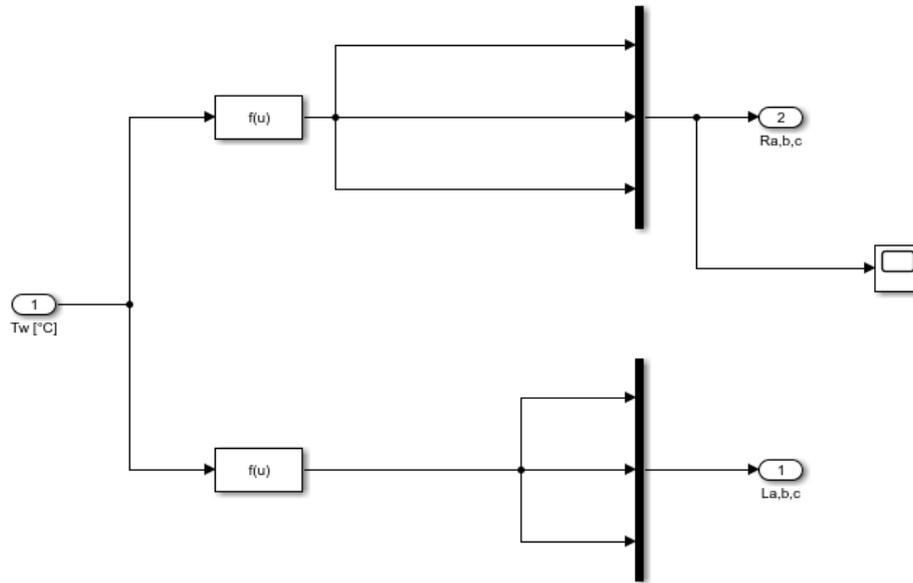


Figura 6.16: Resistenza ed induttanza in funzione della temperatura

Back-emf Il blocco *Back-emf* si occupa di definire le forme d'onda della forza controelettromotrice $e_{a,b,c}$ per le tre fasi, sfasate di 60° elettrici (figura 6.17).

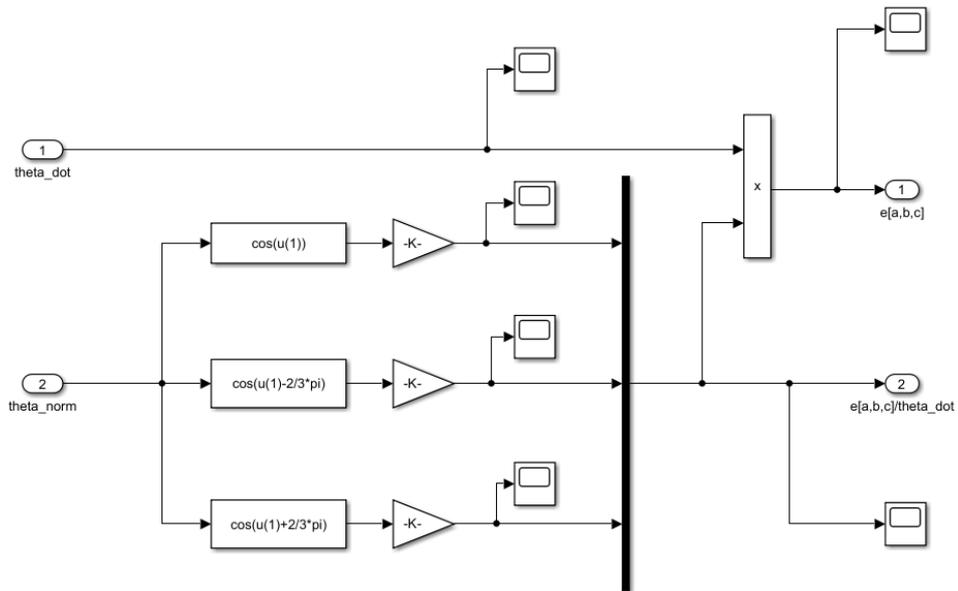


Figura 6.17: Modellazione forza controelettromotrice

Electro-magnetic torque computation All'interno di questo blocco viene prima effettuato un prodotto tra le correnti $i_{a,b,c}$ e la derivata delle forze controelettromotrici rispetto alla velocità angolare $\frac{e_{a,b,c}}{\dot{\theta}}$, per poi sommare tutto ed ottenere la coppia controelettromotrice T_{em} (figura 6.18).

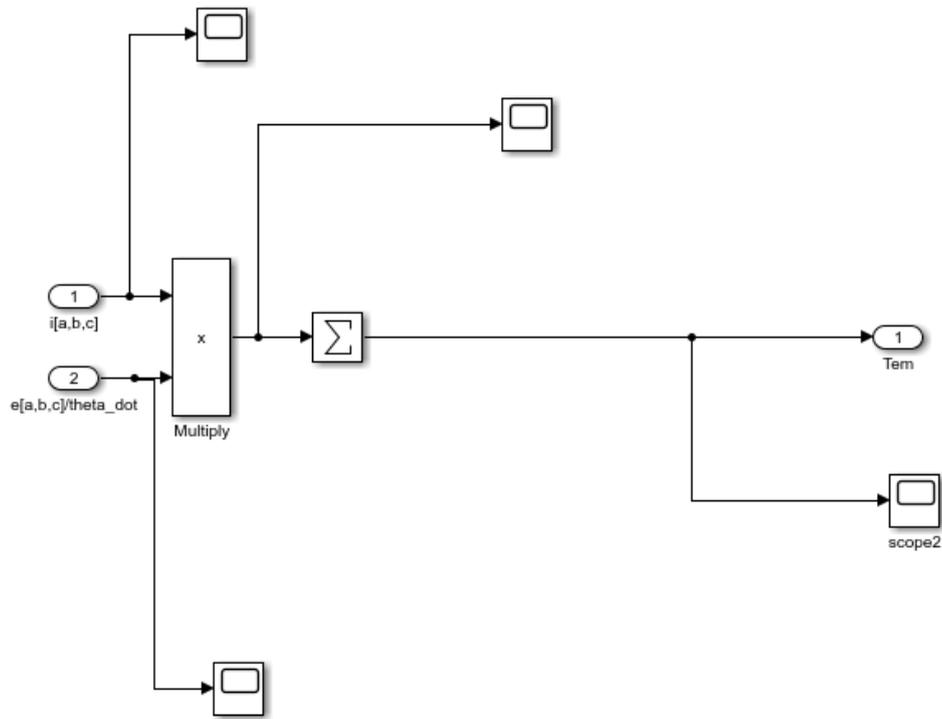


Figura 6.18: Modellazione coppia controelettromotrice

Infine, sotto il blocco *BLAC* si considera il blocco *Windings temperature* (visibile in figura 6.13) che rappresenta la dinamica termica del motore elettrico, per un calcolo semplificato delle temperature degli avvolgimenti (figura 6.19).

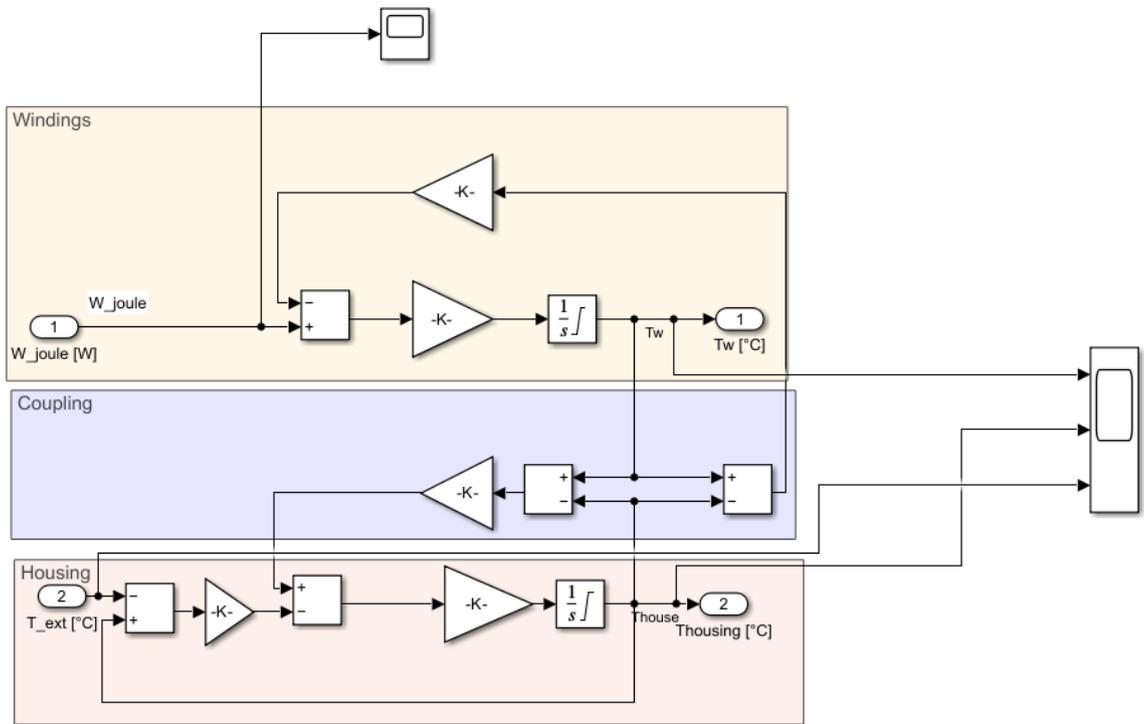


Figura 6.19: Dinamica termica del motore

6.2.3 Elettronica di potenza

L'elettronica di potenza viene modellata come visibile in figura 6.20.

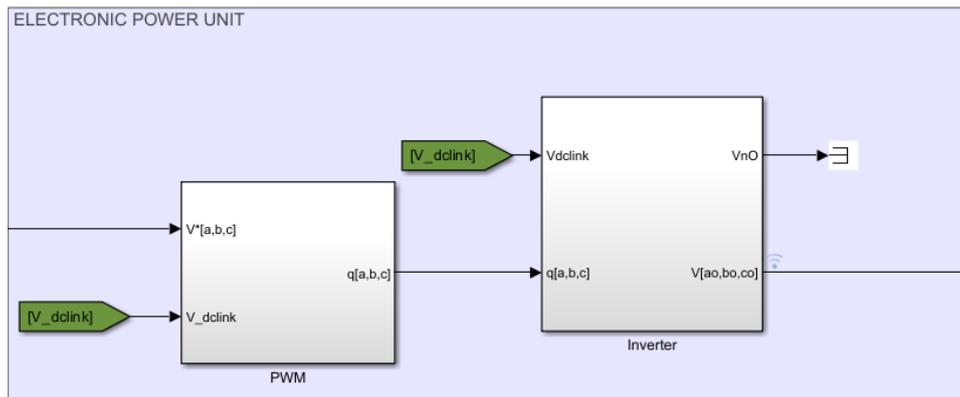


Figura 6.20: Modellazione elettronica di potenza

Si possono distinguere due blocchi principali, *PWM* e *Inverter*.

PWM Il blocco PWM (figura 6.21) esegue un confronto tra un segnale triangolare bipolare di ampiezza unitaria della portante ed il rapporto fra la tensione di riferimento imposta dal regolatore di corrente e la tensione di alimentazione $V_{dc,link}$. Vengono pertanto forniti in uscita i comandi $q_{a,b,c}$, la cui funzione è quella di accendere e spegnere i tre ponti dell'inverter attraverso un comando digitale aperto/chiuso in relazione a quale sia la tensione di comando sulle tre fasi rispetto alla portante triangolare.

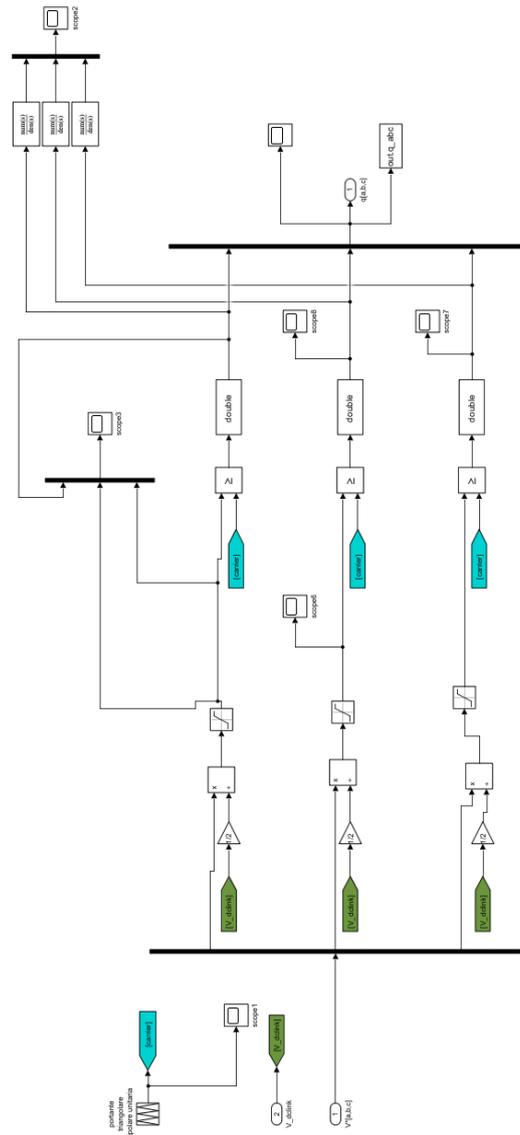


Figura 6.21: Modellazione PWM

Inverter All'interno di tale blocco si trova una modellazione funzionale di ciò che fa un inverter trifase, ovvero, si modula la tensione $V_{dc,link}$ sui tre rami. Data tale tensione ed i comandi $q_{a,b,c}$ impartiti ai tre rami dell'inverter, si calcolano sia le tensioni $V_{ao,bo,co}$ effettivamente applicate sulle tre fasi sia la tensione di nodo comune V_{no} (*tensione di neutro*). Il modello è visibile in figura 6.22.

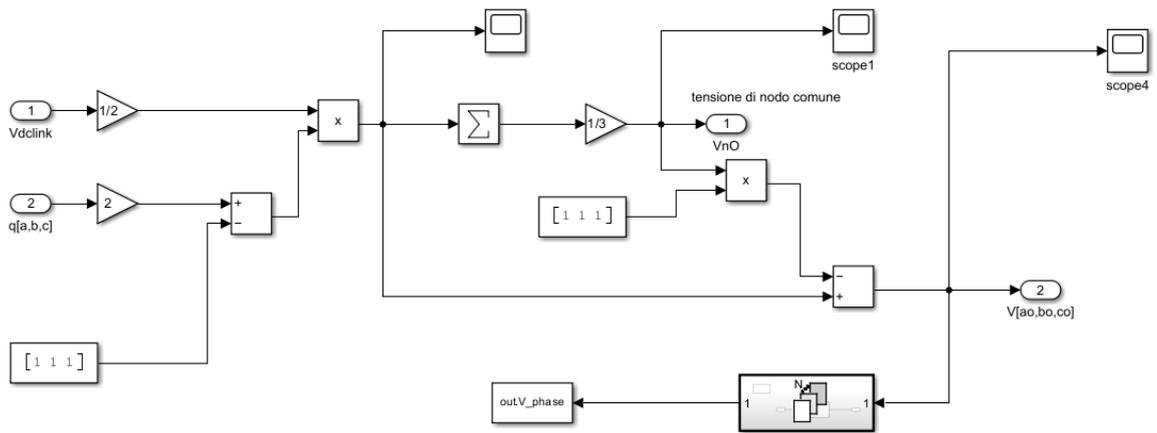


Figura 6.22: Modellazione inverter

6.2.4 Controllo di corrente

La modellazione del controllo di corrente è visibile in figura 6.23.

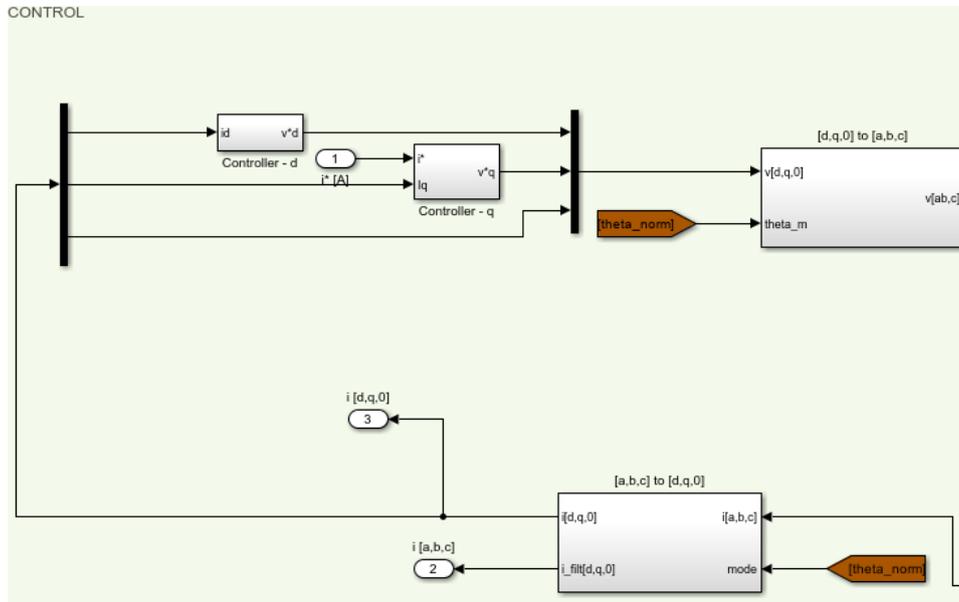


Figura 6.23: Modellazione controllo di corrente

Si distinguono i seguenti blocchi:

- $[a,b,c]$ to $[d,q,0]$
- $[d,q,0]$ to $[a,b,c]$
- *Controller-d*
- *Controller-q*

$[a,b,c]$ to $[d,q,0]$; $[d,q,0]$ to $[a,b,c]$ Tali blocchi servono per applicare le trasformate di Park, trasformazioni di variabili applicabile a un sistema elettrico trifase. Esse associano a una terna di grandezze, corrente o tensione, un'altra terna, ai fini di evidenziare il comportamento del sistema utilizzando un differente sistema di riferimento. Tale nuovo sistema avrà come assi quello diretto d , quello di quadratura q e quello comune θ .

L'asse diretto rappresenta quella quota di corrente i_d per la quale campo elettrico e magnetico sono coerenti tra loro e non presentano sfasamenti, l'asse di quadratura rappresenta la distribuzione a livello spaziale di corrente

i_q , tale per cui campo elettrico e magnetico sono sfasati di 90° , mentre l'asse comune rappresenta la quota di corrente i_0 scambiata ad ogni istante di tempo tra le tre fasi (in un sistema bilanciato è sempre 0). I motori brushless lavorano in condizioni di massima efficienza in termini di produzione di coppia, nel momento in cui la corrente di asse diretto è pari a zero.

Inoltre, poichè può risultare complicato controllare tre fasi in tali sistemi, si opta per una strategia di controllo vettoriale con cui si va a ridurre la complessità del problema, traducendo le tre forme d'onda sinusoidali relative alle tre fasi in due segnali di corrente continua.

Controller-d; Controller-q I motori brushless lavorano in condizioni di massima efficienza in termini di produzione di coppia, nel momento in cui la corrente di asse diretto è pari a zero, e ciò si traduce all'interno dei blocchi dei controllori di asse diretto e di quadratura.

Il controllore dell'asse diretto è un semplice *PI (Proporzionale-Integrativo)* sempre comandato a zero, mentre il controllore dell'asse di quadratura è pur sempre un *PI (Proporzionale-Integrativo)*, ma il segnale di comando è il valore della corrente di riferimento che arriva dagli altri anelli di controllo.

6.2.5 Parte meccanica

La modellazione della parte meccanica in ambiente Simulink è caratterizzata da due blocchi principali che simulano il comportamento della trasmissione con ruote dentate e vite a ricircolo di sfere. Tuttavia, il sistema oggetto di studio non è caratterizzato dalla presenza di alcun rotismo, come spiegato nel capitolo relativo al dimensionamento.

Ci si concentra pertanto sul modello riguardante la vite a ricircolo, caratterizzato da una separazione tra le dinamiche rotanti (blocco blu in basso) della vite stessa e le dinamiche traslanti (blocco rosso in alto) (figura 6.24).

6.2.6 Backlash

Le due equazioni di equilibrio, relative alla parte rotante e a quella traslante, si interfacciano attraverso un blocco di backlash (figura 6.25) simulando un sistema molla-smorzatore. Lo spostamento angolare della parte rotante viene convertito in una traslazione equivalente tramite il passo della vite, in modo da poter eseguire un confronto volto a calcolare la differenza di posizione con lo spostamento della parte traslante della vite stessa. Si pensi dunque ad un sistema caratterizzato da due elementi fisici A e B collegati tramite una molla ed uno smorzatore, se ne calcoli la differenza di posizione e, in funzione di questa, calcolare la forza trasmessa tra i due elementi.

Tale forza viene declinata in funzione del fatto che sia presente o meno un gioco all'interfaccia tra i due componenti A e B :

- se i componenti sono disposti in maniera tale da rientrare all'interno del gioco, allora non viene trasmessa alcun tipo di forza dal momento che non esiste contatto
- se il gioco viene richiuso e, dunque, si ha contatto, la forza viene nuovamente trasmessa

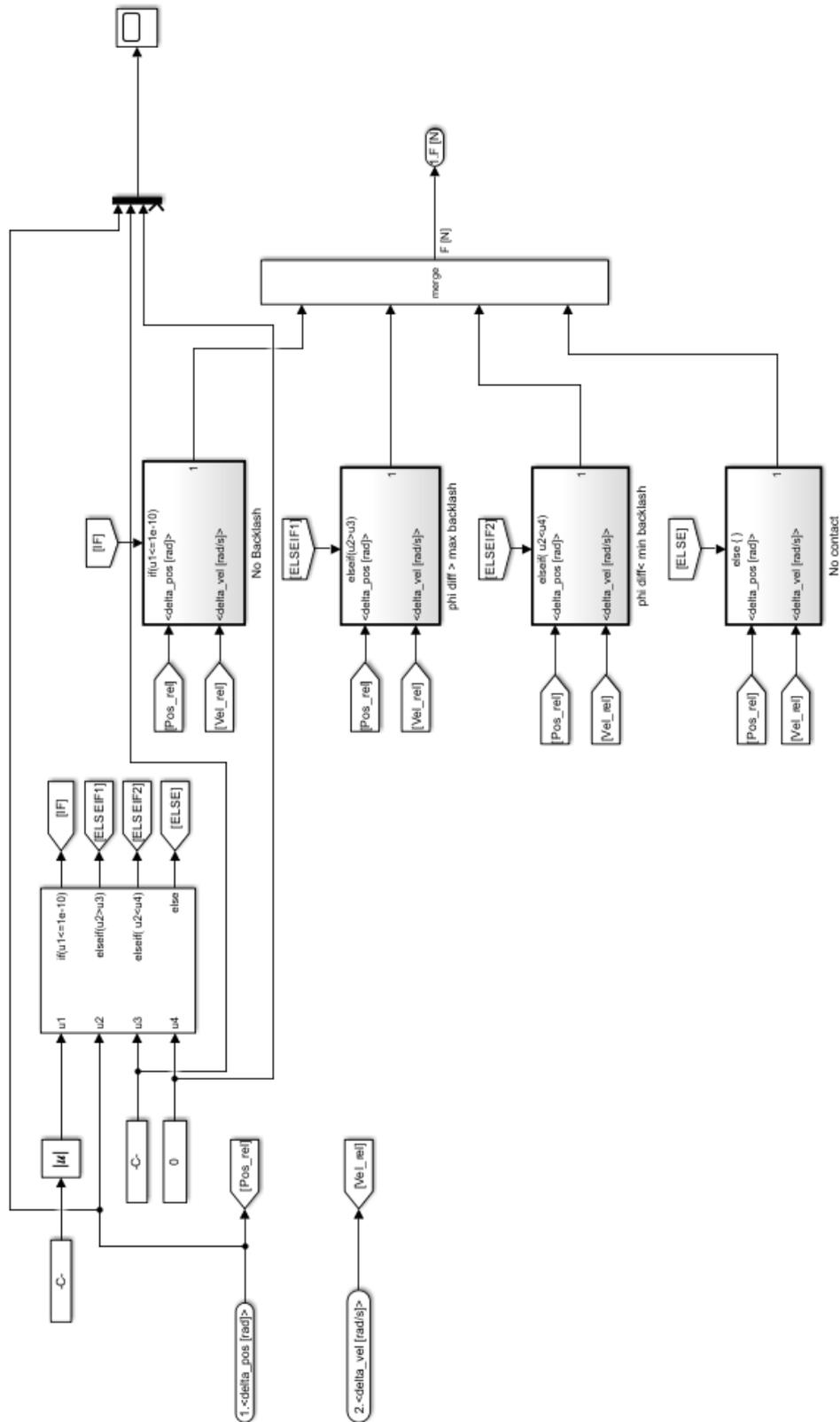


Figura 6.25: Modellazione backlash

6.2.7 Modello d'attrito

Il compito di tale blocco è quello di verificare se ci si trova in prossimità delle condizioni di aderenza (velocità quasi nulla) e, in funzione di questa, individuare l'azione di attrito che agisce:

- se la forza che cerca di muovere il nostro sistema è più piccola della massima forza di aderenza, allora la forza di attrito uguaglierà la forza che cerca di muovere il sistema, e quest'ultimo rimarrà fermo
- se la forza è invece più grande della forza di aderenza, la si confronta con quest'ultima e nascerà un'accelerazione
- se il sistema è in moto, si fa un confronto tra la forza attiva e quella d'attrito

Il modello di tale blocco è visibile nella figura seguente 6.26.

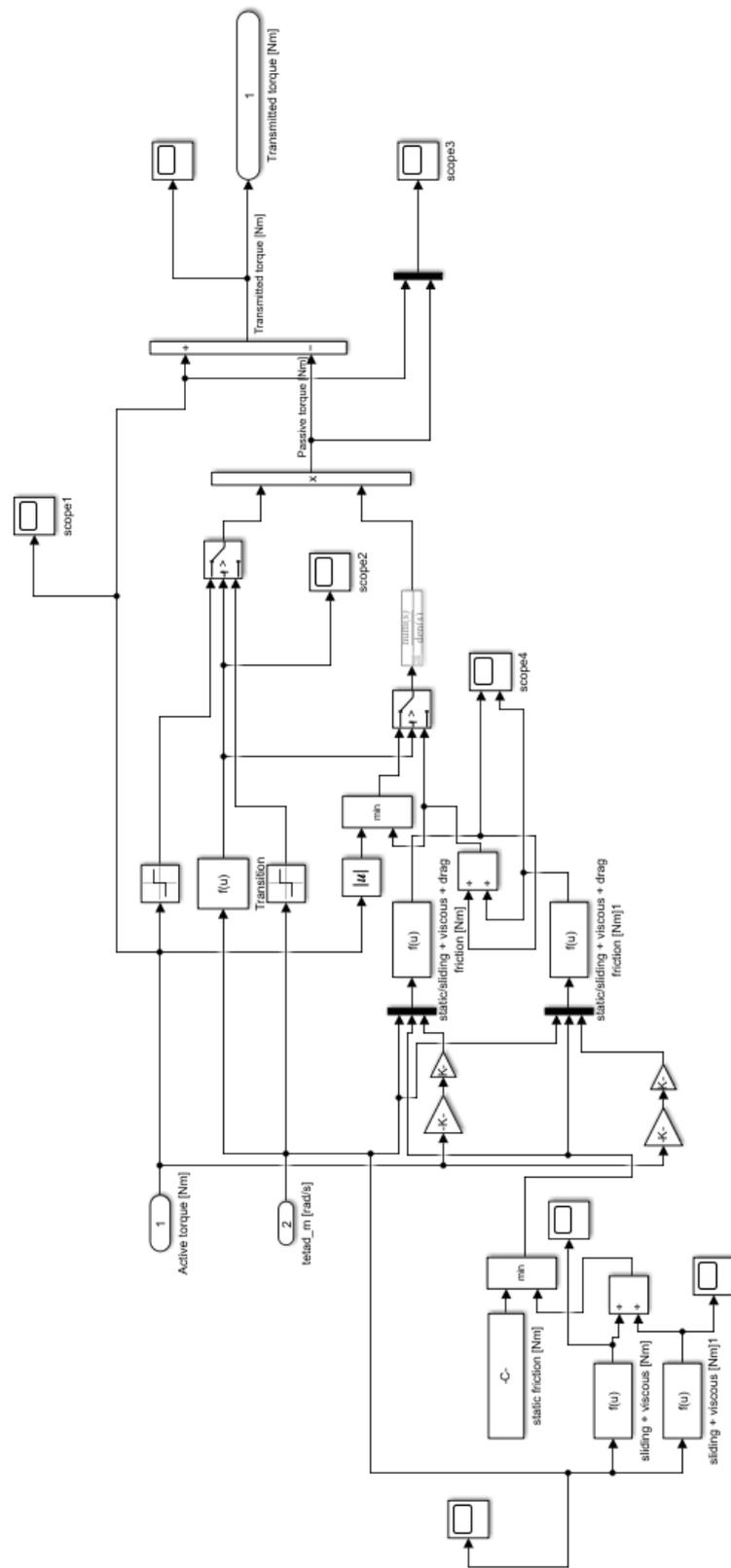


Figura 6.26: Modellazione dell'attrito

6.2.8 Individuazione della caratteristica del motore

Affinchè il modello possa essere utilizzato in modo tale da fornire risultati coerenti, è necessario eseguire una prima operazione prendendo in considerazione il solo blocco *BLAC Drive*. Lo scopo è quello di ottenere una caratteristica meccanica del motore, quanto più prossima a quella fornita dal catalogo e visibile in figura 6.27 (si considera la caratteristica in verde che fa riferimento alla coppia continuativa).

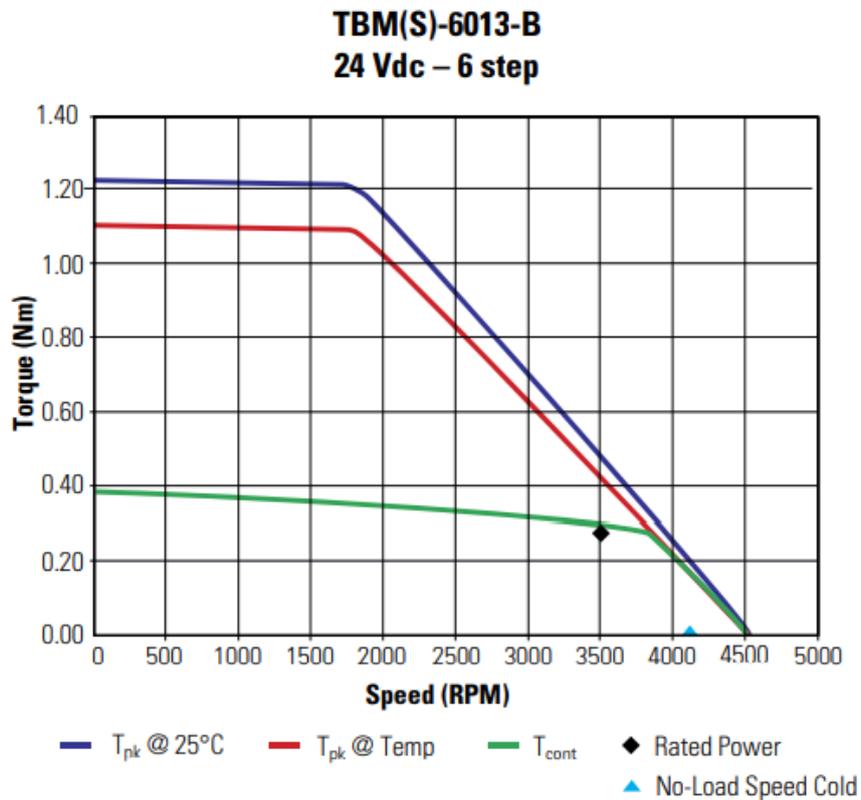


Figura 6.27: Caratteristica di coppia TBM(S) 6013 B

Vengono forniti in input un gradino di corrente ed una rampa di velocità (figura 6.28), per poi effettuare un'operazione di *tuning*¹ sui parametri elettrici quali corrente di input, costante di coppia, resistenza ed induttanza di fase.

¹Modifica di alcuni parametri rispetto ai valori standard per adeguare il modello secondo le proprie esigenze.

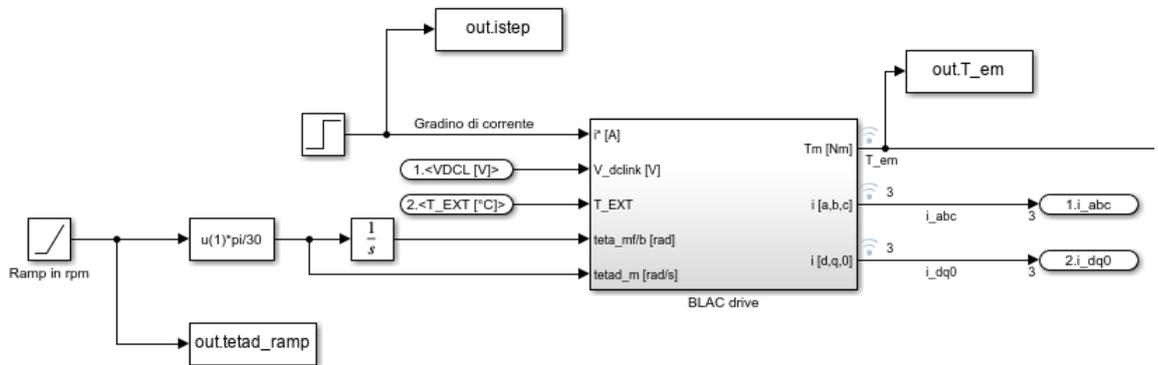


Figura 6.28: Modello per l'individuazione della caratteristica

La combinazione ottimale di parametri è:

- Resistenza di fase rimasta invariata
- Induttanza di fase rimasta invariata
- Input di corrente moltiplicato per un coefficiente pari a 1.2
- Costante di coppia divisa per un coefficiente pari a 1.6

Ed è stato ottenuto il seguente risultato (figura 6.29), caratterizzato ovviamente dalla presenza di rumori.

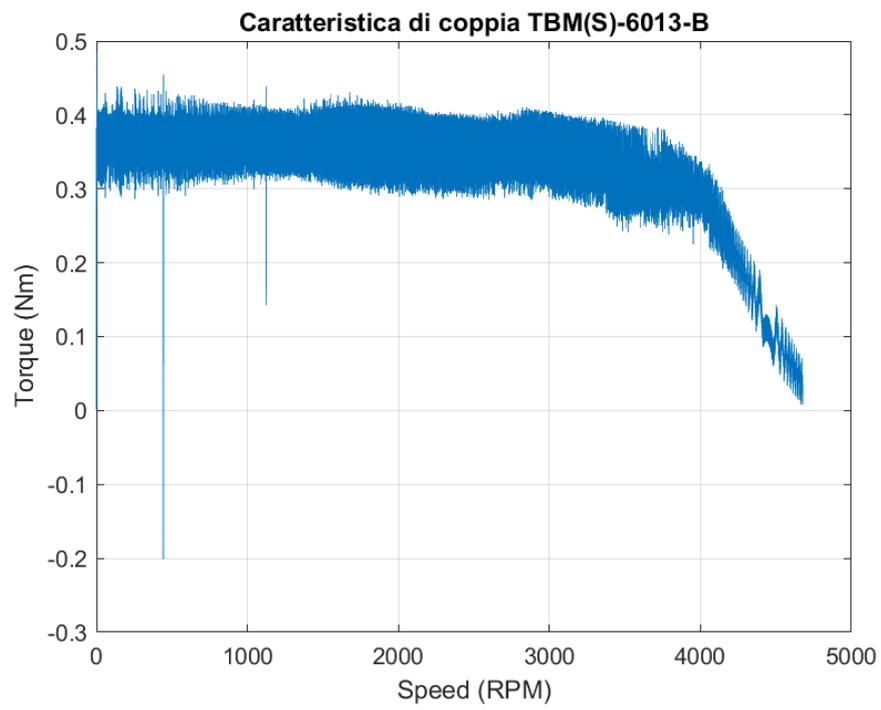


Figura 6.29: Caratteristica del motore ottenuta dal modello

Capitolo 7

Prestazione dinamica del dispositivo di attuazione

All'interno del presente capitolo si analizza il comportamento del sistema tenendo conto della variazione di temperatura di esercizio e degli attriti, dinamica che è stata implementata all'interno del modello Simulink utilizzato. Si analizzerà dapprima la risposta ad un gradino di posizione come fatto nel modello lineare, successivamente saranno effettuate delle risposte in frequenza considerando diverse ampiezze di comando. I guadagni utilizzati sono gli stessi del modello lineare, ma si terrà conto della variazione di temperatura che porterà al cambiamento dei seguenti parametri:

Tabella 7.1: Parametri variabili con la temperatura di esercizio

Temperatura [°C]	40	20	-54
Resistenza [Ω]	0.355	0.327	0.249
Coeff. attr. viscoso motore [Nms/rad]	$2.14 \cdot 10^{-7}$	$2.35 \cdot 10^{-7}$	$2.99 \cdot 10^{-7}$
Viscosità lubrificante [mm^2/s]	106.7	15000	85000

7.1 Risposta ad un gradino di carico

Una volta adattato il modello al sistema oggetto di studio, si implementano gli anelli di velocità e posizione come visibile in figura 7.1 per verificare la risposta ad un gradino di posizione di 2 mm.

Variazioni di temperatura Effettuando le prove alle temperature di esercizio di 40°C, 20°C e -54°C si ottiene quanto segue nelle figure 7.2, 7.3, 7.4:

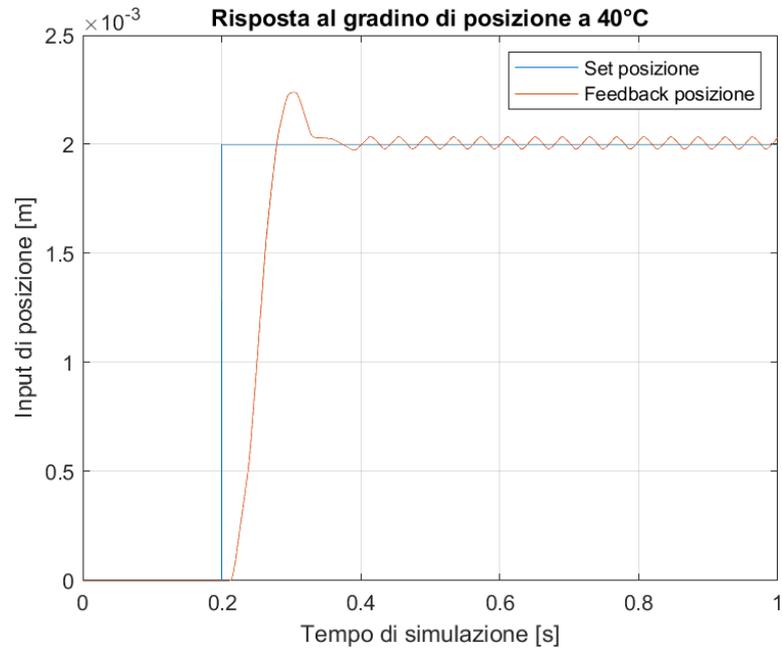


Figura 7.2: Modello non lineare - set e feedback di posizione a 40°C

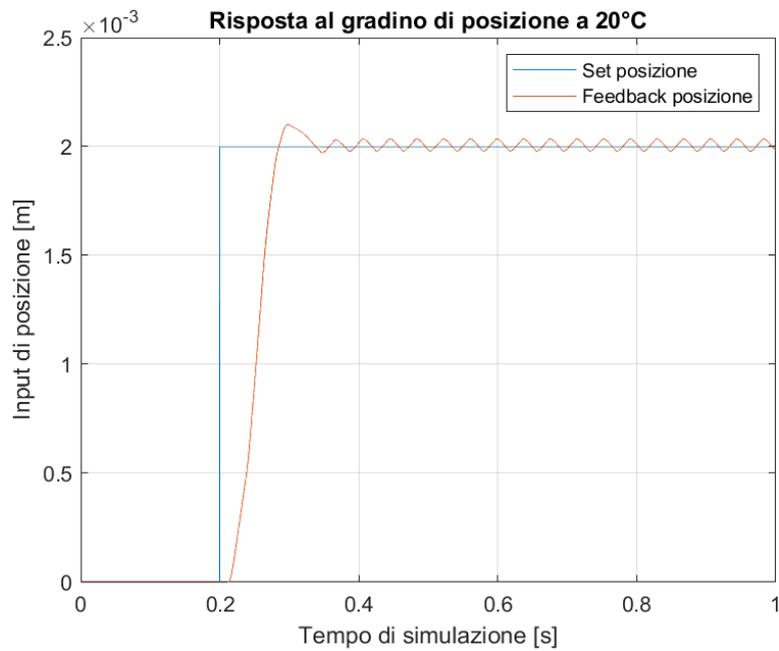


Figura 7.3: Modello non lineare - set e feedback di posizione a 20°C

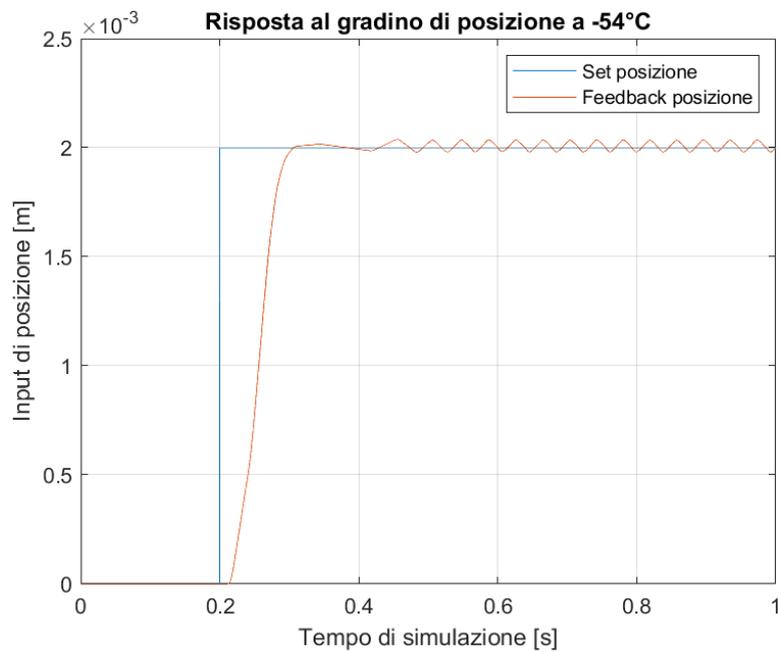


Figura 7.4: Modello non lineare - set e feedback di posizione a -54°C

Dai risultati si nota come il sistema riesca a rispondere prontamente

all'input di riferimento di posizione anche nelle condizioni di massima e minima temperatura. Il parametro più critico risulta essere chiaramente la variazione di viscosità del lubrificante, essa è infatti inversamente proporzionale alla temperatura e introduce nel processo di attrito fenomeni negativi sotto l'aspetto della protezione antiusura dei contatti: la sua riduzione determina un'assottigliamento del film di lubrificazione ed una conseguente esposizione delle superfici a rischio usura precoce, il suo aumento alle basse temperature produce invece un incremento dell'attrito viscoso fino al blocco del cinematismo in occasione del punto di congelamento del lubrificante. Tuttavia, alla minima temperatura di -54°C il sistema è in grado di rispondere rapidamente, rispettando i requisiti dinamici richiesti.

Inoltre, sia la presenza di sovraelongazione (*overshoot*), sia la presenza di errore a regime, non è vincolante per la trattazione in esame poichè l'attuatore SCAS ha autorità limitata e può essere by-passato dal pilota in ogni momento.

7.2 Risposte in frequenza

Si procede infine con le analisi di risposta in frequenza considerando sia la variazione di temperatura come fatto precedentemente sia la variazione dell'ampiezza di comando, nella fattispecie saranno eseguite delle analisi per un valore pari al 10%, 30% e 70% dell'ampiezza di comando massima. L'obbiettivo finale è quello di verificare la stabilità del sistema, assicurandosi che i margini di guadagno e di fase siano coerenti con i valori di riferimento 6 dB e 60° . Inoltre è necessario che la banda passante del sistema sia attorno agli 8-10 Hz per riscontrare una certa coerenza con le risposte al gradino precedentemente effettuate.

7.2.1 10% dell'ampiezza di comando massima

Si effettuano le risposte in frequenza considerando un input pari a $2 \cdot 10^{-4}$ m e temperatura di esercizio variabile tra i -54°C e i 40°C .

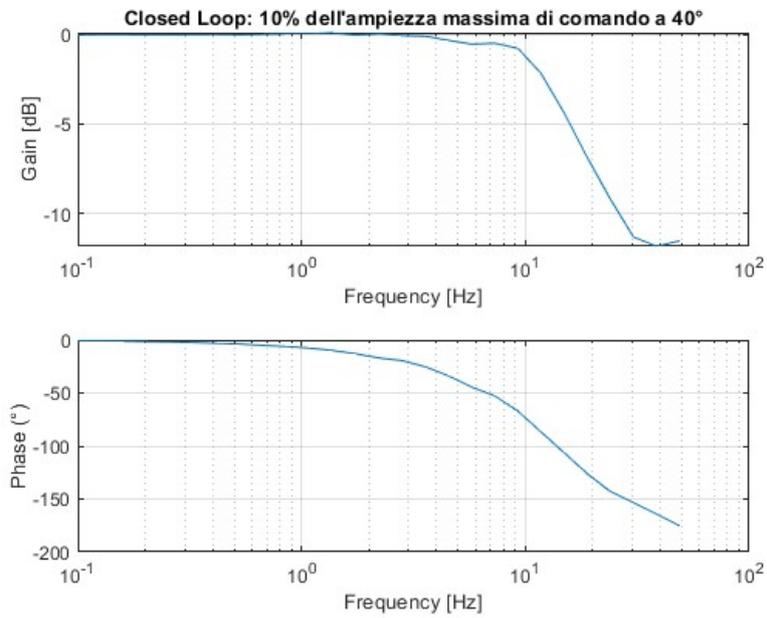


Figura 7.5: Closed loop - 40°C

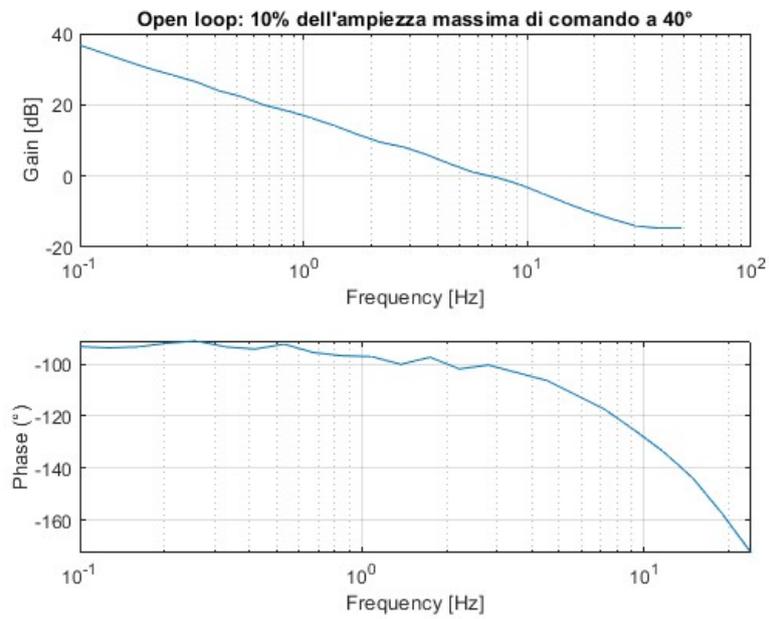


Figura 7.6: Open loop - 40°C

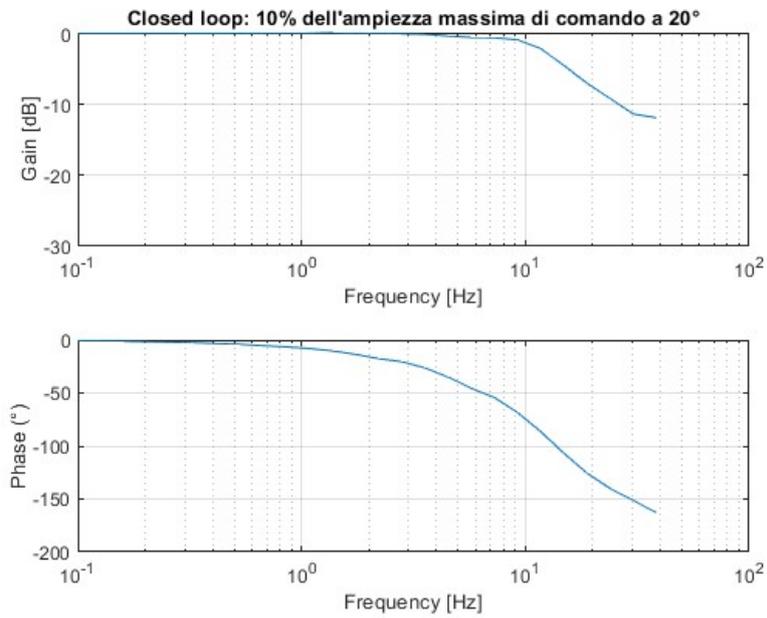


Figura 7.7: Closed loop - 20°C

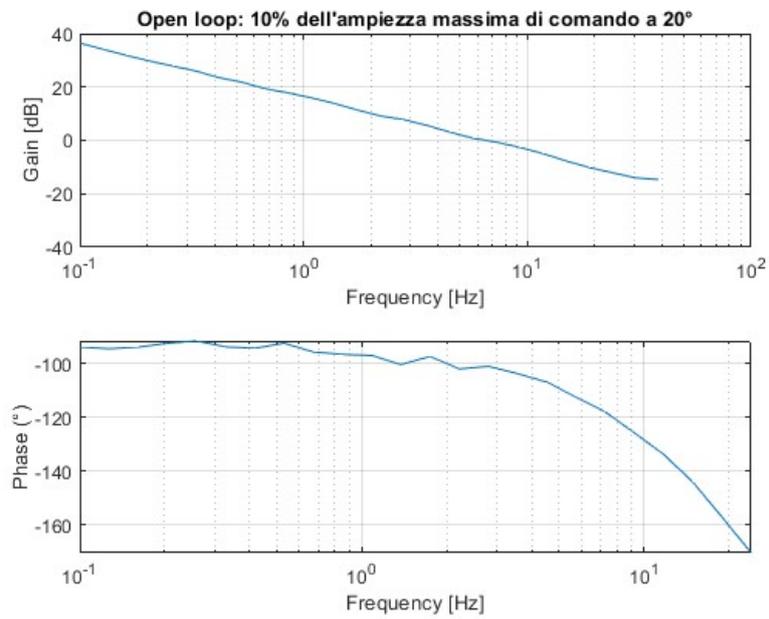


Figura 7.8: Open loop - 20°C

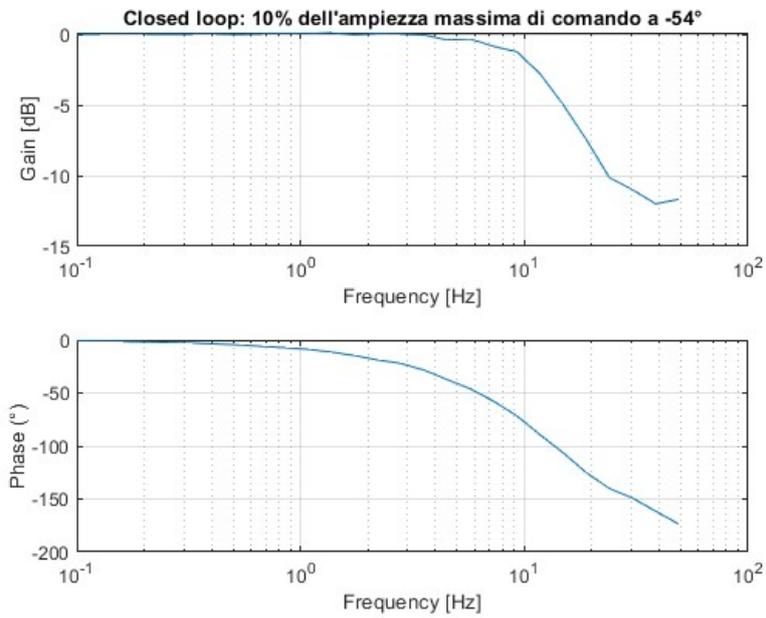


Figura 7.9: Closed loop - -54°C

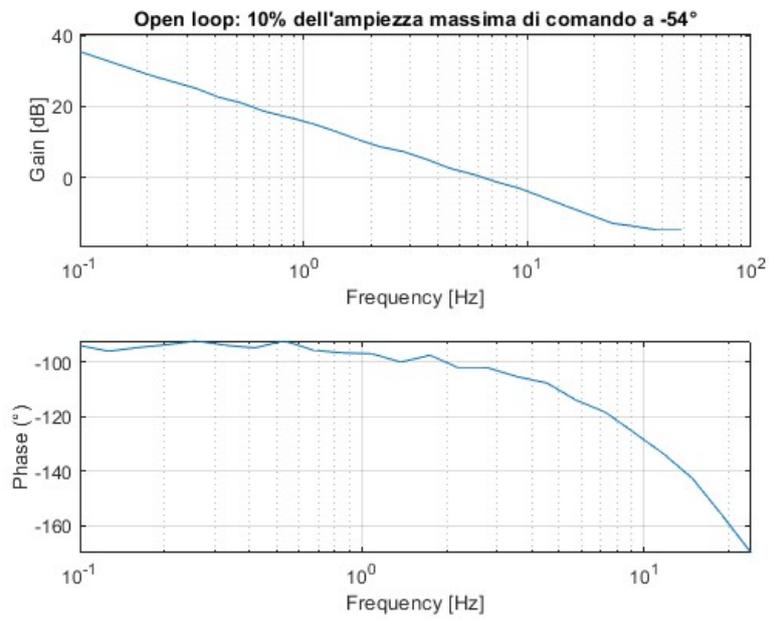


Figura 7.10: Open loop - -54°C

Nella tabella seguente sono riportati i valori di interesse.

Tabella 7.2: Banda passante, margini di guadagno e fase

Temperatura [°C]	40	20	-54
Banda passante [Hz]	12.8	12.8	12
Margine di guadagno [dB]	12	12	13
Margine di fase [°]	64	65	64

In questa condizione di funzionamento il sistema presenta valori accettabili ed è quindi stabile.

7.2.2 30% dell'ampiezza di comando massima

Si effettuano le risposte in frequenza considerando un input pari a $6 \cdot 10^{-4}$ m e temperatura di esercizio variabile tra i -54°C e i 40°C .

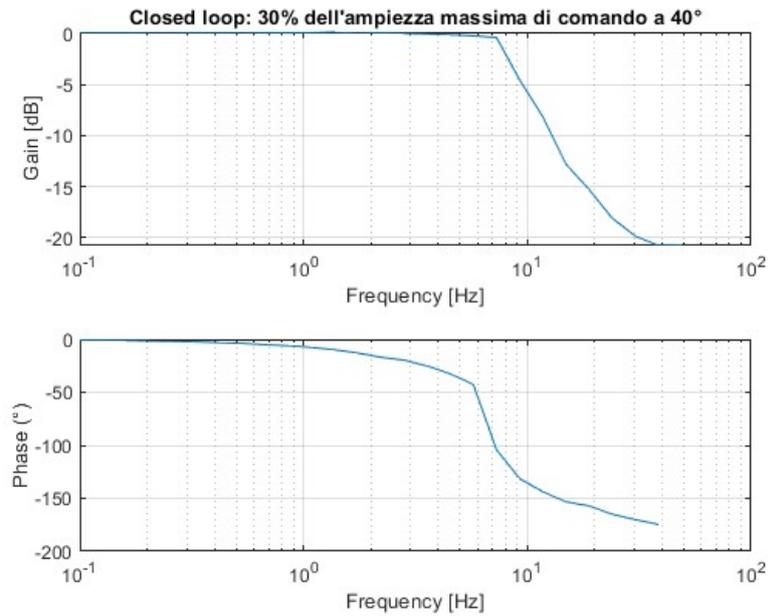


Figura 7.11: Closed loop - 40°C

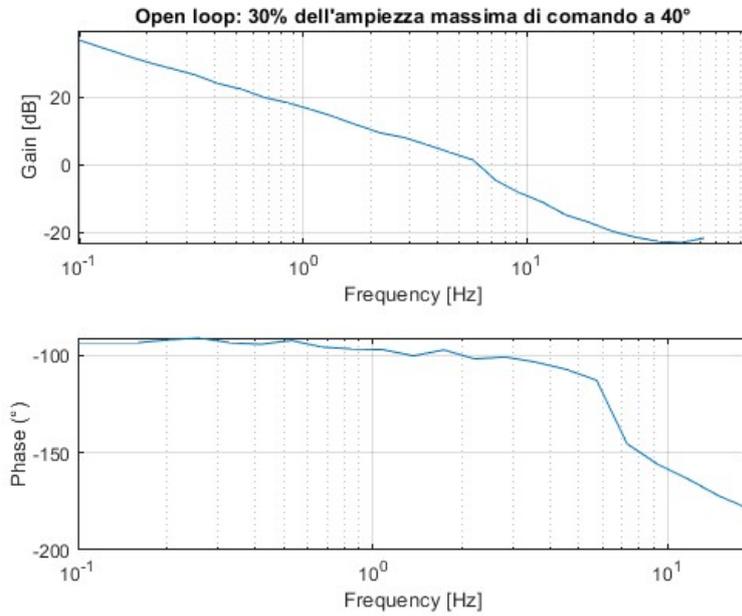


Figura 7.12: Open loop - 40°C

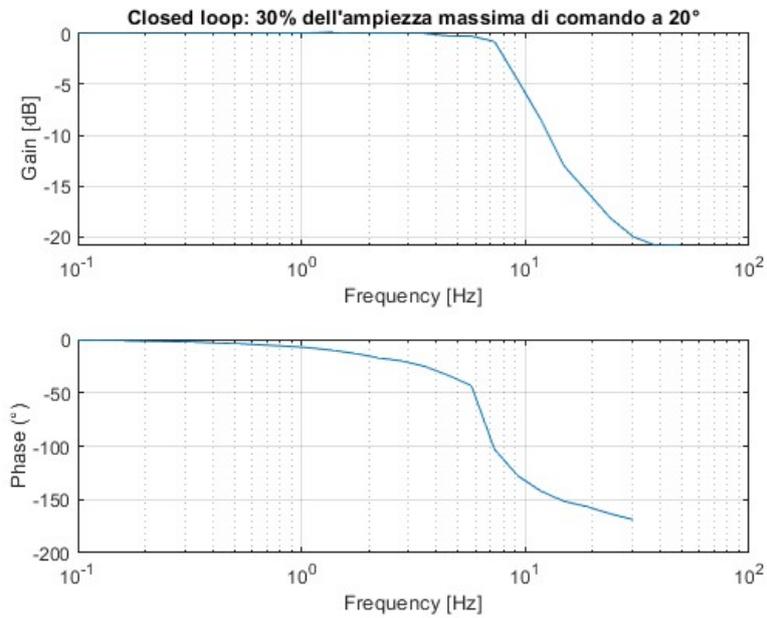


Figura 7.13: Closed loop - 20°C

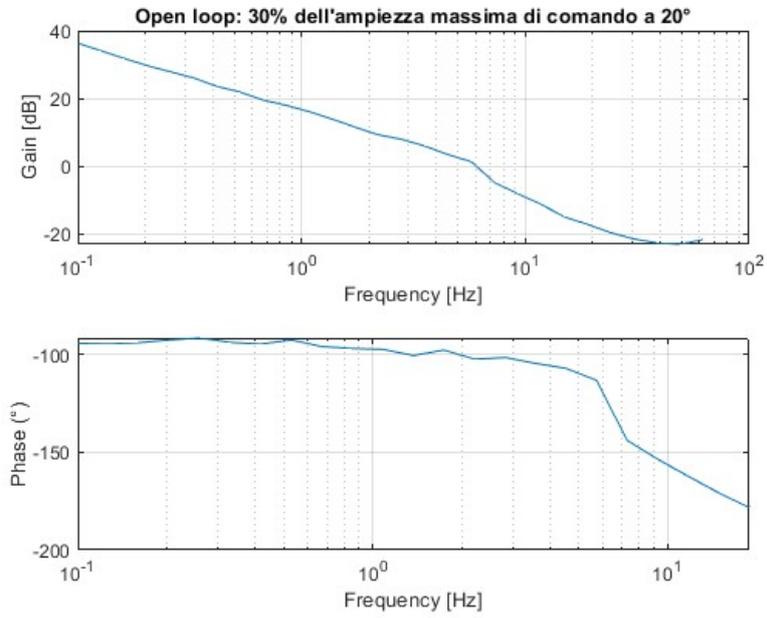


Figura 7.14: Open loop - 20°C

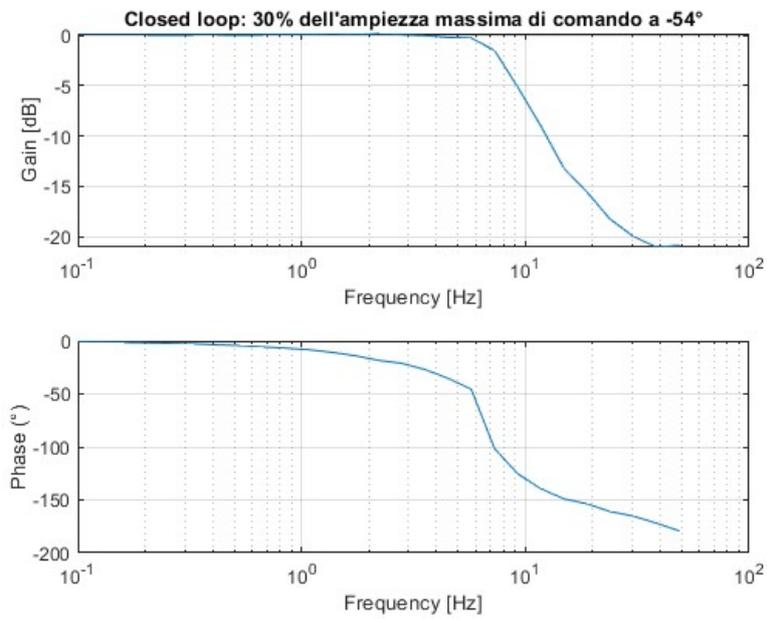


Figura 7.15: Closed loop - -54°C

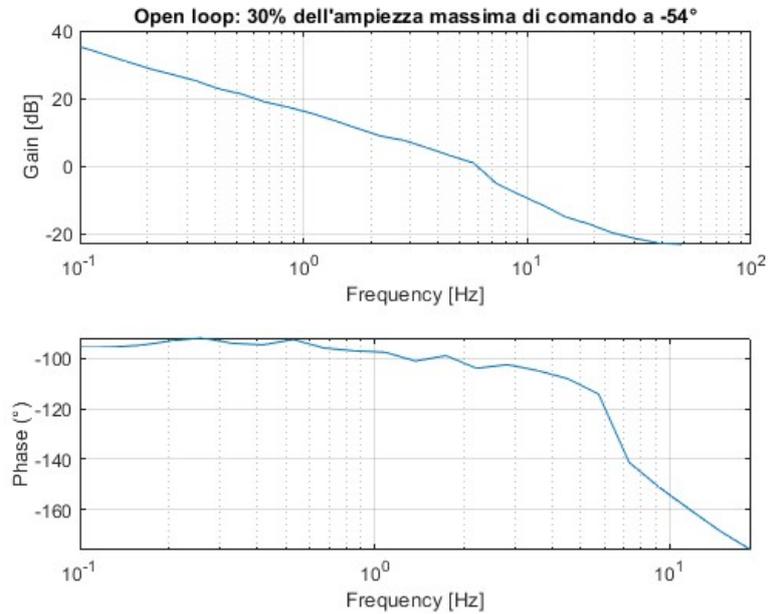


Figura 7.16: Open loop - 54°C

Nella tabella seguente sono riportati i valori di interesse.

Tabella 7.3: Banda passante, margini di guadagno e fase

Temperatura [°C]	40	20	-54
Banda passante [Hz]	8.4	8.3	8
Margine di guadagno [dB]	16.8	17	17.1
Margine di fase [°]	60	60	61

In questa condizione di funzionamento il sistema presenta valori accettabili ed è quindi stabile.

7.2.3 70% dell'ampiezza di comando massima

Si effettuano le risposte in frequenza considerando un input pari a $1.4 \cdot 10^{-3}$ m e temperatura di esercizio variabile tra i -54°C e i 40°C.

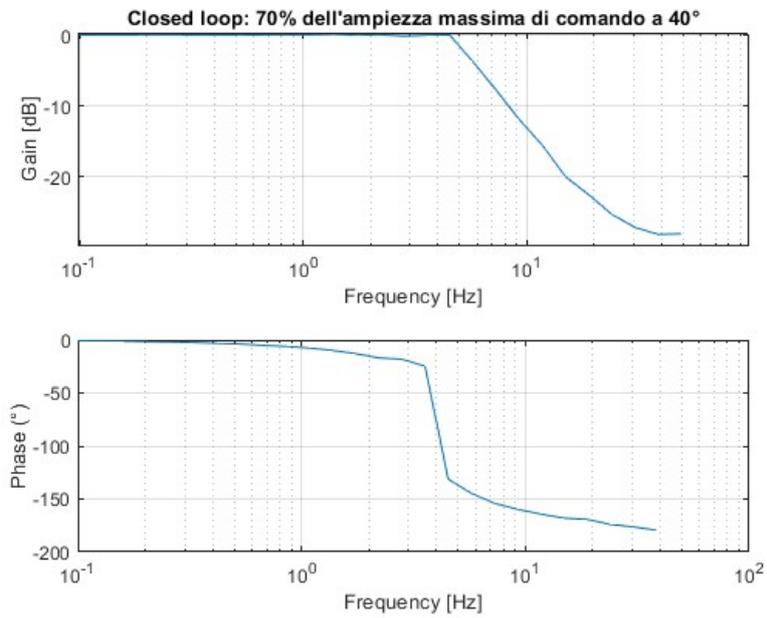


Figura 7.17: Closed loop - 40°C

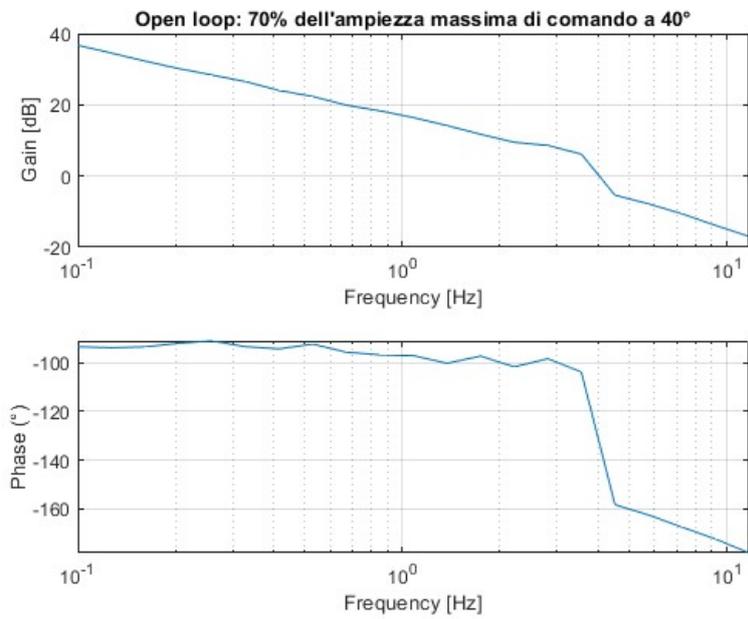


Figura 7.18: Open loop - 40°C

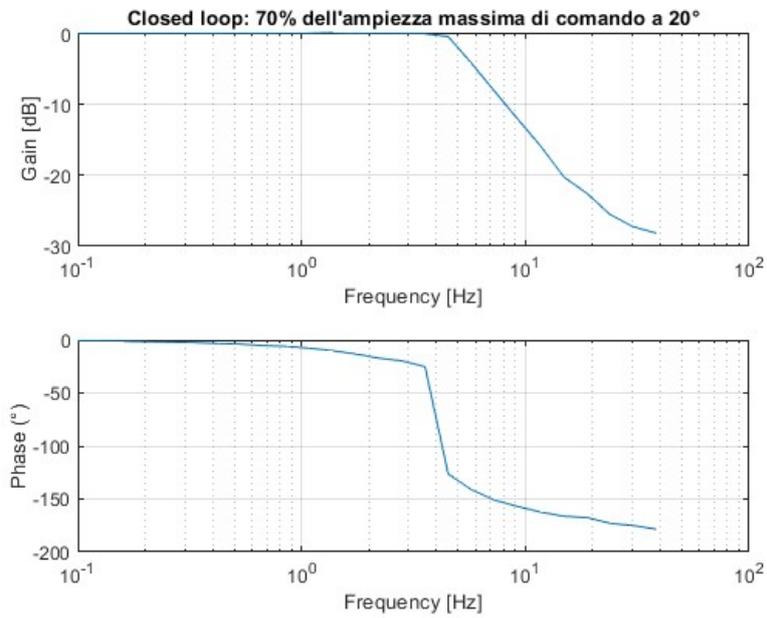


Figura 7.19: Closed loop - 20°C

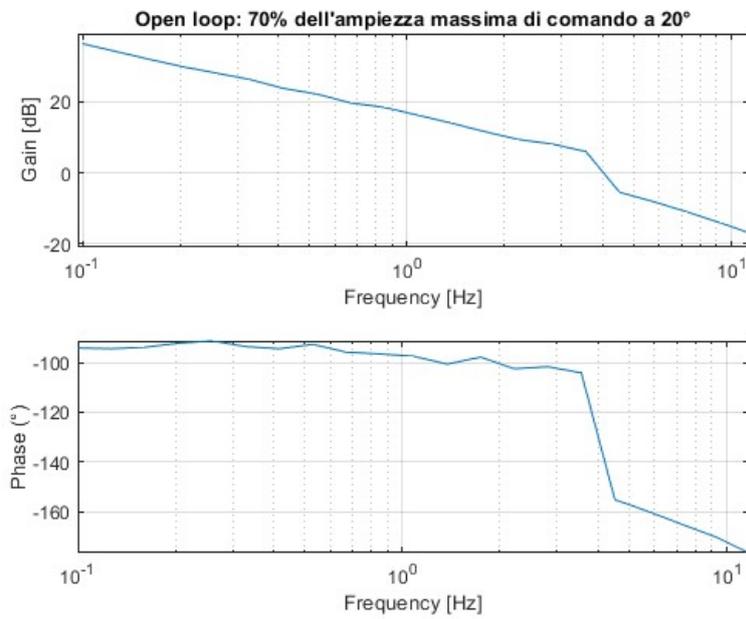


Figura 7.20: Open loop - 20°C

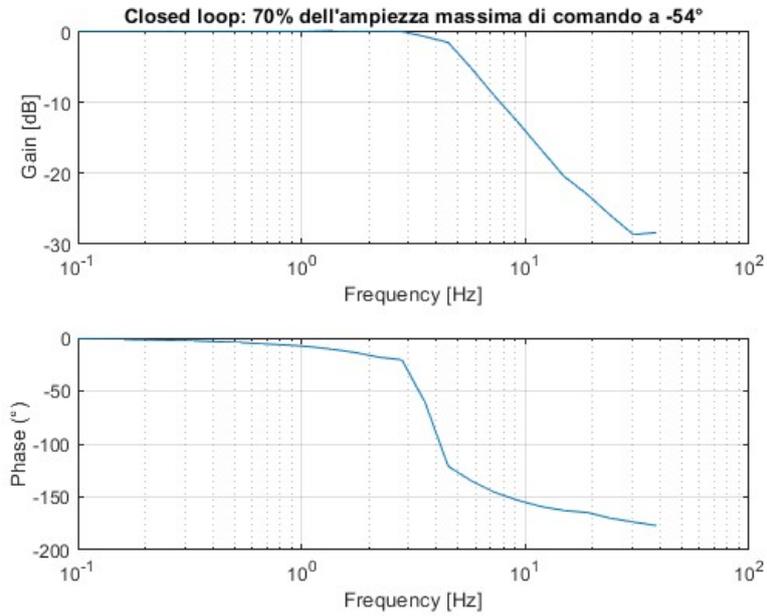


Figura 7.21: Closed loop - -54°C

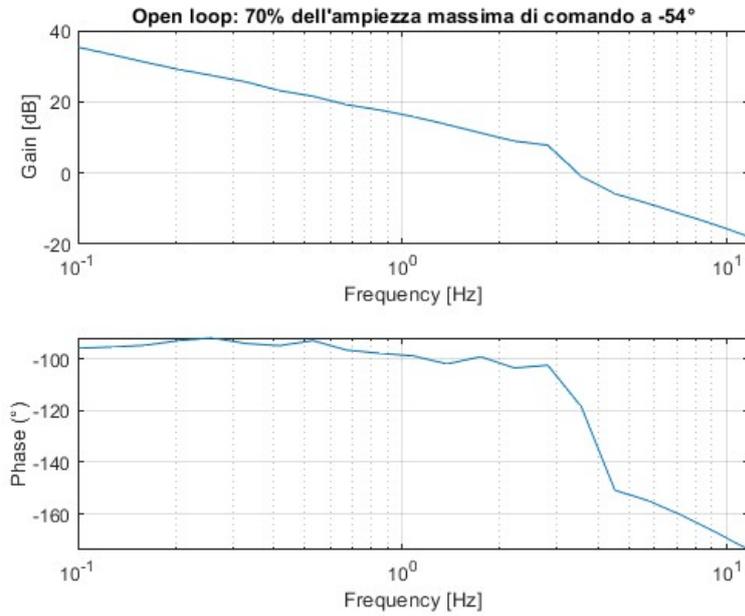


Figura 7.22: Open loop - -54°C

Nella tabella seguente sono riportati i valori di interesse.

Tabella 7.4: Banda passante, margini di guadagno e fase

Temperatura [°C]	40	20	-54
Banda passante [Hz]	5.5	5.3	5
Margine di guadagno [dB]	16.9	17.3	18
Margine di fase [°]	47.2	48	63

Anche in quest'ultima condizione di funzionamento il sistema presenta valori accettabili ed è quindi stabile.

Capitolo 8

Conclusioni e sviluppi futuri

La tradizionale architettura elettroidraulica del servoattuatore SCAS risulta essere senza ombra dubbio una soluzione robusta, precisa ed affidabile. É tuttavia innegabile alcuni degli svantaggi che essa presenta, quali possibili fughe d'olio, cavitazione, elevati costi e ingombri. É stata quindi studiata una configurazione alternativa, caratterizzata da un servoattuatore elettromeccanico, in modo da studiarne le prestazioni per essere eventualmente oggetto di sviluppi futuri.

A partire dalle specifiche di progetto è stato eseguito il dimensionamento secondo normativa di tutti i dispositivi elettromeccanici, ponendo un maggiore focus ai classici requisiti per applicazioni aerospaziali, ovvero leggerezza, compattezza e affidabilità. Una volta dimensionata la vite a ricircolo di sfere, il cuscinetto assiale e il riduttore opzionale, si è passati alla scelta del motore elettrico di tipo brushless-DC basandosi sul massimo carico da sostenere e sulla massima potenza da erogare, per poi procedere alle verifiche termiche degli avvolgimenti a diverse temperature.

Definiti gli anelli di controllo si è scelto il trasduttore lineare di posizione LVDT sulla base dei requisiti precedentemente elencati. Il sistema dimensionato presenta una massa pari a 0.597 kg.

Un primo studio del sistema è stato effettuato mediante un modello lineare notevolmente semplificato con lo scopo di avere una prima indicazione sui guadagni e sui margini di stabilità del sistema, il cui controllo è realizzato per mezzo di un regolatore PI sull'anello di velocità, mentre è puramente proporzionale sugli anelli di corrente e posizione.

Lo studio più corposo è stato realizzato mediante un secondo modello non lineare nettamente più complesso con il quale è stato possibile verificare

le prestazioni dinamiche del sistema e valutare le influenze dovute agli attriti e alla temperatura di esercizio variabile. I dispositivi si sono dimostrati in grado di rispettare i requisiti dinamici.

Il sistema è senz'altro caratterizzato dai classici svantaggi legati ad un'architettura elettromeccanica, soprattutto la possibilità di impuntamento, tuttavia attualmente sono presenti delle apparecchiature (*Built-in test equipment*) di diagnostica e gestione dei guasti, in grado di rilevare il malfunzionamento e supportare il processo di manutenzione.

Il passo successivo consisterà nello studiare le prestazioni del sistema in seguito all'applicazione di differenti tipi di carico o qualora fosse soggetto a disturbi esterni (raffiche di vento), e, in caso di esito negativo, sostituire i componenti scelti con altri che permettano il raggiungimento delle prestazioni attese.

Si potrebbe inoltre porre un maggiore focus sugli anelli di controllo più interni andando ad effettuare le medesime analisi viste per l'anello di posizione.

In conclusione, il dimensionamento e le prestazioni di tale sistema si sono dimostrate attendibili, ed è pertanto un buon punto di partenza per la sua ottimizzazione in futuro.

Bibliografia

- [1] Di Giorgio G., *Teoria del volo dell'elicottero. Aerodinamica - Meccanica del volo*. Seconda Edizione. Aracne, Roma (2009)
- [2] Rydberg, K. E. (2008). *Hydraulic servo systems. TMHP51 Fluid and Mechanical Engineering Systems*. Linköping University
- [3] Viswanath S., Nagarajan R. (2002), *Helicopter hydraulic system*, ICAS Congress, Toronto, Canada.
- [4] Magno Paul J. (Giugno 2014), *Understanding Helicopter Automatic Flight Control System*, Helicopter Maintenance Magazine, Milton, W.I., U.S.A.
- [5] Donald McLean (1990), *Automatic flight control systems*, Prentice Hall, University Press, Cambridge, U.K.
- [6] Jim Davis (2022, 18 marzo), *SpinningWing, Helicopter components*, <https://www.spinningwing.com/the-helicopter/sas-scas>.
- [7] Chiesa S. *Impianti di bordo per aeromobili: impianto idraulico*. CLUT, 1993.
- [8] Chiesa S. *Impianti di bordo per aeromobili: impianto elettrico*. CLUT, 1993.
- [9] Quaglia G. Sorli M. *Meccatronica*. Politeko, 2000.
- [10] Jacazio G. Piombo B. *Meccanica applicata alle macchine 3 - servosistemi*. Levrotto e Bella, 1998.
- [11] Gianluca Brando, Adolfo Dannier, Andrea Del Pizzo (2013). *Azionamenti con motori D.C. e A.C. brushless a magneti permanenti*. Praise Worthy Prize.

- [12] Massimo Callegari, Pietro Fanghella, Francesco Pellicano (2022). *Meccanica applicata alle macchine*. CittàStudi.
- [13] G. Cagliero. *Meccanica, macchine ed energia*, © Zanichelli.
- [14] https://it.wikipedia.org/wiki/Vite_a_ricircolo_di_sfere.
- [15] *Catalogo SKF, Rolling bearings*.
- [16] Andrea Nesci (2019). *Modello completo di sistema di comandi di volo per elicotteri e relativa analisi su fault detection*.
- [17] https://www.thomsonlinear.com/downloads/screws/Ball_Screws_Splines_cten.pdf, Catalogo *Ball_Screws_Splines*.
- [18] <https://www.nyelubricants.com/>
- [19] A. De Paulis, P. Forte, F. Frenzo, E. Manfredi, *COSTRUZIONE DI MACCHINE - Criteri di base e applicazioni principali*. Pearson.
- [20] Catalogo Kollmorgen, *Kollmorgen Automazione e Motion Control*.
- [21] Andrea De Martin. *Studio di un sistema di comando ad architettura distribuita per gli ipersostentatori di un nuovo aereo da trasporto regionale*.
- [22] Bertucci A. Jacazio G. Sorli M. *Mathematical Model of a Parallel Axes Gear Reducer*.
- [23] https://it.wikipedia.org/wiki/Built-in_test_equipment.