



**DIPARTIMENTO DI INGEGNERIA MECCANICA E
AEROSPAZIALE**

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica

TESI DI LAUREA MAGISTRALE

**MODELLIZZAZIONE LINEARE DI UN SISTEMA
VITE/MADREVITE A RICIRCOLO DI SFERE PER
EMA IN COMANDI DI VOLO.**

Relatore:

Prof. Massimo Sorli

Prof. Stefano Mauro

Ing. Antonio Carlo Bertolino

Candidato:

Riccardo De Vincenzi

*“La fabbrica non può guardare
solo all'indice dei profitti.
Deve distribuire ricchezza,
cultura, servizi, democrazia.
Io penso la fabbrica per l'uomo,
non l'uomo per la fabbrica.”*
[Adriano Olivetti]

Ringraziamenti

È difficile riportare in una sola pagina i ringraziamenti che farei a ciascuna persona che ho nel cuore, ma con gioia e non poca difficoltà cercherò di esprimere, in queste poche righe, una parte del mio affetto verso tutti voi che, in un modo o nell'altro, avete contribuito alla conclusione di questo capitolo della mia vita.

Porgo i miei primi ringraziamenti al Professore Massimo Sorli e al Dottor Antonio Carlo Bertolino che mi hanno seguito e incoraggiato in questo percorso finale molto importante aiutandomi a superare diversi ostacoli, accompagnandomi fino alla fine con molta pazienza e disponibilità non solo nel campo strettamente tecnico, ma anche privato ed emozionale.

Naturalmente dove mi trovo adesso, la persona che sono e le decisioni che ho preso nel corso della mia vita grazie alle quali sono riuscito a raggiungere questo traguardo sono anche frutto degli aiuti e degli insegnamenti dei miei genitori e della mia sorellina Giuggi ai quali non smetterò mai di voler bene. Saremo anche lontani, ma mai distanti.

Non ringrazierò mai abbastanza Vale e Gulli che mi sono stati molto vicini in questi ultimi periodi faticosi e stressanti dei quali spero saprò sfruttare l'esperienza. In voi ho trovato consolazione, sicurezza e consiglio nei momenti di bisogno. Siete il mio punto saldo qui a Torino, le mie stelle luminose, il mio sostegno. Vale, con te non ho solo riscoperto l'amore, ma anche la gioia di condividere pensieri e momenti indimenticabili. Guglielmo, non sei solo mio fratello, ma anche il mio "compagno di videogiochi".

Ringrazio tutti i miei cugini (Sara, Marco, Marcello, Fabrizio, Marta, Lorenzo, Federico, Andrea, Gerardo, Mariarosaria, Clara e il nuovo arrivato Giovanni) sparsi per l'Italia e l'Europa, per l'affetto che mi danno ogni giorno.

Rendo grazie anche a tutti i miei zii, che siano lontani, vicini o distanti, i quali mi hanno sostenuto con la loro simpatia e dei quali il ricordo non dimenticherò mai: zia Alima, zia Antonietta, zia Paola, zio Peppe, zia Sandra, zia Mariagrazia, zio Toni, zio Gianni, zia Ivana, zio Enzo e zia Loredana.

Un ringraziamento speciale va ad Antonio, Maria e Serena che amo come la mia famiglia e che mi hanno sostenuto prima ancora che cominciasse quest'esperienza a Torino.

Ringrazio di cuore Rita, Stefano e Matteo. Amici come voi sono più unici che rari, grazie per l'affetto e il sostegno che ancora oggi mi date.

Rivolgo un grazie al gruppo di a-micetti: Lorenzo, Alessandro, Laura, Gianluca, Biase, Nicola, Deborah e Rebecca. Ho passato dei bellissimi momenti con voi che conserverò sempre e ovunque sarò sperando di crearne sempre di nuovi e gioiosi.

Ringrazio anche il gruppo di amici di famiglia (Bruno, Gianna, Gianni, Michelina, Vittorio, Carla e Rossella) che mi hanno visto crescere.

Ringrazio i miei amici di giù (Jack, Prezy, Fabio, Falio, Simone, il Creker, Igino, Andrea, Pintus, Mourad, Agustin e Flavio) con i quali mi sento ancora e mi hanno accompagnato dalla distanza in questo lungo tragitto.

Ringrazio Gianluca ed Enrico con i quali non solo mi sono confrontato nello studio, ma mi sono divertito in casa e in giro per Torino.

Ringrazio “la casa del popolo” (Virginia, Folco, Luca, Giovanna, Fabiano ed Edoardo) e gli “amici di zona Nizza” (Vi, Matt, Iris, Natale, Violet, Ale, Gio, Valu, AnnaB e Daniele) che mi hanno sempre ospitato fra loro passando serate stupende a giocare e divertirsi portando un po’ di sollievo in un periodo altrimenti pieno di “studio matto e disperatissimo”.

Ringrazio il “clan Shimada” e il “gruppo Blizzard” (Lakerin, Mary143, AlessioTP, Meditation, Zerotre, Maccio e Wolf96) che al di là dello schermo mi hanno fatto sentire a casa e mi hanno supportato e difeso non solo nel gioco, ma anche nei diversi momenti di stress e solitudine.

Infine, ringrazio anche i miei nonni che, conoscendomi o no, hanno creduto in me e che, anche se non sono più qui fra noi, sarebbero felici e orgogliosi del traguardo da me raggiunto.

P.S.

Vista la pandemia coronavirus, voglio esprimere la mia solidarietà a tutti coloro che ne sono stati colpiti e ringrazio e sono grato a tutti coloro che con il loro lavoro ci permettono di curarci e di avere i generi di prima necessità. Uniti, insieme, riusciremo a sconfiggerla.

Indice

1	Introduzione.....	1
1.1	Obiettivi	2
1.2	Tipologie di prove attese.....	2
1.3	Specifiche generali.....	3
2	Componenti	6
2.1	Componenti montati sul banco prova	6
2.1.1	Motore Lenze MCS09F38.....	6
2.1.2	Riduttore g700-P44	10
2.1.3	Resolver.....	11
2.1.4	Encoder lineare.....	13
2.1.5	Torsiometro	15
2.1.6	Giunti di coppia.....	17
2.1.7	Vite a ricircolo di sfere.....	19
2.1.8	Cella di carico.....	23
2.1.9	Amplificatore	24
2.1.10	Molle a tazza	25
2.1.11	Cuscinetti reggispinta.....	28
2.1.12	Guide assiali anti-rotazione	30
2.1.13	Fine corsa	33
2.1.14	Puffer paracolpi	34
2.1.15	Cilindro pneumatico	37
2.1.16	Valvola proporzionale in flusso	38
2.1.17	Cella di carico per forza esterna.....	41
2.2	Componenti di comando	42
2.2.1	Driver	42
2.2.2	c-Rio 9074	45
3	Modello Lineare	47
3.1	Modellazione dei componenti.....	48
3.1.1	Motore elettrico	48
3.1.2	Riduttore.....	49
3.1.3	Equilibrio rotazionale riferito sull'albero motore	50
3.1.4	Sistema di trasmissione Vite/madrevite	51

3.1.5 Riporto dell'inerzia sull'albero motore	52
3.2 Modellazione dei controlli	55
3.2.1 Regolatore di posizione	55
3.2.2 Regolatore di velocità.....	56
3.2.3 Regolatore di corrente	58
3.3 Diagrammi a blocchi del modello.....	60
3.3.1 Azionamento e motore elettrico	60
3.3.2 Anello di velocità	65
3.3.3 Anello di posizione.....	68
3.4 Analisi di risposta in frequenza del modello	71
4 Software Lenze Engineer	79
4.1 Introduzione al Software LE	79
4.2 Interfaccia utente.....	80
4.2.1 Creazione di un progetto	82
4.2.2 Creazione di una applicazione.....	84
4.2.3 Le funzioni dell'applicazione.....	85
4.3 Programmazione mediante funzioni a blocchi.....	94
4.3.1 Finestra <i>Function Block Editor</i>	94
4.4 Controllo implementato nel Driver	100
4.4.1 Diagrammi a blocchi del controllo.....	100
5 Conclusione	108
Appendice.....	109
Listati MatLab®	109
Bibliografia.....	116

Indice delle figure

Figura 1: Schema generale di un sistema EMA per la movimentazione di comandi volo.	3
Figura 2: Layout del Banco Prova (presentato dai colleghi nel Capitolato Tecnico del progetto).	4
Figura 3: Complesso del Banco Prova	5
Figura 4: Motore Lenze MCS09F38	6
Figura 5: Curva caratteristica del motore Lenze MC09F38	6
Figura 6: Schema in sezione e circuito di un motore trifase.	8
Figura 7: Funzionamento di un motore sincrono trifase a 2 poli a $0^\circ(1)$, $30^\circ(2)$ e $60^\circ(3)$	8
Figura 8: Principio di funzionamento del resolver.	9
Figura 9: riduttore lenze g700-P44.	10
Figura 10: Schema semplificato di funzionamento di un Resolver.	11
Figura 11: Schema circuitale del Resolver.	11
Figura 12: Schema semplificato riga ottica: 1-Sorgente luminosa; 2-Lente; 3-Maschera; 4-Riga; 5-Fotocellule.	13
Figura 13: Riga ottica RV1846.	13
Figura 14: Nomenclatura del codice del prodotto.	14
Figura 15: Torsiometro BURSTER 8661 in sezione.	15
Figura 16: Schema elemento elastico del rotore: A- disposizione degli estensimetri sull'elemento elastico;	15
Figura 17: BURSTER model 8690-5060-V4XX1.	17
Figura 18: Tipi di disallineamento di assi.	17
Figura 19: Giunto di coppia RADEX NC 25 DK.	18
Figura 20: Disegno tecnico del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.	18
Figura 21: Component di un sistema a ricircolo di sfere.	19
Figura 22: Schema sistema a ricircolo di sfere in sezione	19
Figura 23: Disegno tecnico vite a ricircolo d sfere.	20
Figura 24: Sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere della MOOG.	21
Figura 25: Disegno tecnico della madrevite MOOG.	21
Figura 26: Cella dicarico Lorenz Messtechnik GmbH K-1882.	23
Figura 27: Amplificatore LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik GmbH.	24

Figura 28: Esempio di molle a tazza della Bauer.	25
Figura 29: Diverse configurazioni delle rondelle.	25
Figura 30: Disegno tecnico del singolo dischetto della molla a tazza della Bauer.	26
Figura 31: Curve caratteristiche delle molle a tazza Bauer.	27
Figura 32: Cuscinetto assiale obliquo a sfera SKF BEAS 012042 C-2RSL.	28
Figura 33: Disegno tecnico del cuscinetto SKF BEAS 012042 C-2RSL.	28
Figura 34: Disegno tecnico cuscinetto SKF BEAS 012042 C-2RSL: spallamenti.	29
Figura 35: Manicotto a sfere della Bosh Rexroth AG modello Super A R310IT 3100. 30	
Figura 36: Confronto dei due diagrammi di forza d'attrito.	30
Figura 37: Grafico fattore f_s - Corsa.	31
Figura 38: Guida lineare modello RGH20CA della Hiwn.	31
Figura 39: Disegno tecnico della guida lineare RGH20CA.	32
Figura 40: Interruttore di fine corsa della Schneider Electric XCMD2115L5.	33
Figura 41: Grafico a torta della ripartizione delle inerzie ad alimentazioni spente.	34
Figura 42: puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.	36
Figura 43: Disegno tecnico del puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.	36
Figura 44: Cilindro pneumatico DSBG.	37
Figura 45: Disegno tecnico cilindro FESTO.	37
Figura 46: Valvola proporzionale in flusso della FESTO, modello MPYE.	38
Figura 47: Disegno tecnico della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.	38
Figura 48: Schema funzionale della valvola FESTO MPYE 5-3/8.	38
Figura 49: Portata q a 6 o 5 bar in funzione dell'ampereaggio di riferimento I	40
Figura 50: Portata q a 6 o 5 bar in funzione della tensione di riferimento U	40
Figura 51: Cella di carico TCETM.	41
Figura 52: Disegno tecnico della cella di carico TCETM.	41
Figura 53: Servo-Drive 9400 High Line.	42
Figura 54: Diagramma delle connessioni dell'inverter 9400 High Line.	43
Figura 55: Schema elettronico dell'azionamento di un motore tramite inverter.	44
Figura 56: c-Rio 9074.	45
Figura 57: Installazione di un Modulo I/O nel Chassis.	45
Figura 58: Schema elettrico del FPGA.	46
Figura 59: Disegno del modello del motore elettrico.	48
Figura 60: Schema di riporto della coppia motrice a valle del riduttore.	49

Figura 61: Equilibrio rotazionale sull'albero motore.....	50
Figura 62: Trasmissione vite/madrevite.	51
Figura 63: Schema per il trasporto delle inerzie sull'albero motore.....	52
Figura 64: Schema Regolatore posizione sul software LE (Driver).....	55
Figura 65: Regolatore anello di posizione.....	55
Figura 66: Risposta in frequenza del regolatore di posizione.	56
Figura 67:Schema regolatore di velocità PI nel software LE.....	56
Figura 68: Regolatore anello di velocità.....	57
Figura 69: Risposta in frequenza del regolatore di velocità.	57
Figura 70: Schema regolatore di corrente.....	58
Figura 71: Regolatore anello di corrente.	58
Figura 72: Risposta in frequenza del regolatore di corrente.....	59
Figura 73: Schema meccatronico dell'azionamento e del motore elettrico.	60
Figura 74: Diagramma a blocchi del modello del Driver e del motore elettrico.....	60
Figura 75: Semplificazioni diagramma a blocchi 1.....	61
Figura 76: Semplificazioni diagramma a blocchi 2.....	61
Figura 77: Semplificazioni diagramma a blocchi 3.....	62
Figura 78: Diagramma a blocchi della funzione di trasferimento dell'anello chiuso di corrente.	62
Figura 79: Diagramma a blocchi del modello: anello di velocità.....	65
Figura 80: Diagramma a blocchi del modello di anello di posizione.....	68
Figura 81:: Diagramma a blocchi del modello EMA, secondo la struttura del driver, in forma estesa.	69
Figura 82: Schema a blocchi di un sistema retro-azionato.....	71
Figura 83: Effetto del k_p sulla funzione di trasferimento G	73
Figura 84: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di corrente.	74
Figura 85: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di corrente.	74
Figura 86: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di velocità.....	75
Figura 87:: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di velocità. ..	75
Figura 88: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di posizione. ...	76
Figura 89: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di posizione..	76
Figura 90:risposta ad un comando set a gradino (0.025 m).....	77
Figura 91: Risposta ad un comando a rampa.....	77
Figura 92: Software Lenze Engineer.	80
Figura 93: Interfaccia utente: Componenti.....	80

Figura 94: Rappresentazione dei parametri numerici.....	81
Figura 95: Monitoraggio rapido dei parametri selezionati su interfaccia utente.....	81
Figura 96: Inserimento dei componenti nel progetto.	82
Figura 97: Toolbar della schermata principale del progetto.....	83
Figura 98: Inserimento dell'applicazione durante la creazione del progetto.	84
Figura 99: Interfaccia utente: finestre dell'interfaccia utente (cerchiate in rosso) e finestra Diagnostica.	85
Figura 100: Finestra Application Parameters.	86
Figura 101: Funzioni disponibili nella finestra a tenda in Application Parameters.	86
Figura 102: Finestra Motore.	87
Figura 103: Finestra dati motore.	87
Figura 104: Finestra Resolver.....	88
Figura 105: Finestra Position Follower.	88
Figura 106: Finestra Homing.....	89
Figura 107: Schema del metodo di attuazione Limited.....	89
Figura 108: Finestra Terminal Assignments: assegnazione terminali digitali.	90
Figura 109: Finestra Terminal Assignments: assegnazione terminali analogici.	91
Figura 110: Schema della funzione Analog Input nel FB Editor (a sinistra) e setting in un input analogico (a destra).	91
Figura 111: Schema della funzione Analog output nel FB Editor (a sinistra) e setting in un input analogico (a sinistra).	92
Figura 112: Finestra Data Logger (immagine relativa al precedente progetto).	92
Figura 113: Finestra Oscilloscope (immagine relativa al precedente progetto).....	93
Figura 114: Finestra All Parameters.....	93
Figura 115: Diagramma a blocchi completo progettato per l'applicazione di progetto nel FB editor.....	95
Figura 116: Toolbar del FB editor.....	95
Figura 117: FB Editor: Ingrandimento 1.	96
Figura 118: Schema della corsa dell'attuatore per effettuare lo scaling DINT<->INC del Set di posizione.....	96
Figura 119: FB editor: Ingrandimento 2.....	97
Figura 120: Funzione Motor Interface.....	98
Figura 121: Funzioni Homing, Limiter, Manual Jog, Quick Stop, Drive Interface, Brake e Stop.	99
Figura 122: Diagramma a blocchi della funzione Position Follower: anello di posizione e anello di velocità.....	102

Figura 123: Diagramma a blocchi funzione Motor: Anello di corrente.....	103
Figura 124: Filtri anello di corrente.....	103
Figura 125: FOC: Sistemi cartesiani a differenti coordinate.....	104
Figura 126: Rappresentazione motore elettrico a coordinate diretta d e di quadratura q (a sinistra) e relativo diagramma a blocchi per il controllo FOC in corrente del motore (a destra).	105
Figura 127: Schema di funzionamento di un inverter per un motore trifase.....	106
Figura 128: Segnale modulante, portante per la tecnica PWM.	107
Figura 129: Creazione della sinusoide digitalizzata attraverso la tecnica PWM: B segnale sinusoidale digitalizzato (rosso); u(t) segnale digitale ON/OFF.	107

Indice delle Tabelle

Tabella 1: Simbologia dei segnali e delle grandezze dello schema del banco prova.	4
Tabella 2: Elenco dei componenti che caratterizzano il progetto in studio del BPSV.....	5
Tabella 3: Caratteristiche del Motore Lenze MCS09F38.....	7
Tabella 4: Caratteristiche del riduttore Lenze g700-P44.....	10
Tabella 5: Caratteristiche dell'encoder lineare.	14
Tabella 6: Caratteristica del torsionometro.	16
Tabella 7: Caratteristiche del giunto di coppia modello BURSTER 8690-5060-V4XX1.	17
Tabella 8: Caratteristiche funzionali del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.....	18
Tabella 9: Dimensioni del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.	18
Tabella 10: Dimensioni madrevite mobile su vite a ricircolo di sfere della UMBAGROUP.....	20
Tabella 11: Dimensioni madrevite mobile su vite a ricircolo di sfere MOOG.	22
Tabella 12: Specifiche della cella di carico K-1882 della Lorenz Messtechnik GmbH. ..	23
Tabella 13: Specifiche dell'amplificatore LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik GmbH.....	24
Tabella 14: Dimensioni della molla a tazza.	26
Tabella 15: Valori progettuali desiderati per il precarico.....	26
Tabella 16: Caratteristiche del sistema di molle a tazza scelto.	27
Tabella 17: Dimensioni dei cuscinetti reggispinta.	28
Tabella 18: Dimensioni dei cuscinetti reggispinta: spallamenti.....	29
Tabella 19: Specifiche funzionali dei cuscinetti reggispinta SKF BEAS 012042 C-2RSL.	29
Tabella 20: Caratteristiche della guida lineare RGH20CA (1).....	32
Tabella 21: Caratteristiche della guida lineare RGH20CA (2).....	32
Tabella 22: Caratteristiche dell'interruttore di fine corsa della Schneider Electric XCMD2115L5.....	33
Tabella 23: Valori delle masse traslanti.	34
Tabella 24: Valore delle inerzie rotanti.	34
Tabella 25: Dati di progetto per il dimensionamento e la scelta dei puffer paraurti.	35
Tabella 26: Specifiche del puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.....	36

Tabella 27: Dimensioni del cilindro pneumatico della FESTO.	37
Tabella 28: Dati tecnici generali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.	39
Tabella 29: Dati generali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.	39
Tabella 30: Condizioni di esercizio e ambientali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.	39
Tabella 31: Caratteristiche della cella di carico TCETM.	41
Tabella 32: Caratteristiche del Servo-Drive 9400 High Line.	42
Tabella 33: Specifiche funzionali del Servo-Drive 9400 High Line.	43
Tabella 34: Parametri caratteristici del sistema linearizzato.	70
Tabella 35: Guadagni dei controllori nei tre anelli annidati (corrente, velocità e posizione).	72
Tabella 36: Margini di fase e di guadagno del servosistema linearizzato.	78
Tabella 37: Esempio delle sigle dei segnali utilizzabili.	91
Tabella 38: Scaling per i segnali nel FB Editor.	96

Simbologia utilizzata

Acronimo	Descrizione
BPSV	Banco prova servo-comandi di volo
EMA	Electro-Mechanical Actuator
UI	User Interface
FBW	Fly-by-Wire
SW	Software
LE	Lenze Engineer
ECU	Unità di controllo elettrico (Electric Control Unit)
AE	Encoder Angolare Incrementale (Angular Encoder)
APV	Azionamento di posizione/velocità
BS	Vite a ricircolo di sfere (Ball Screw)
CL	Closed loop
CP	Cilindro di carico pneumatico
CRS	Cuscinetto reggi spinta
C.T.	Capitolato Tecnico
HAC	Hardware di acquisizione dati e controllo
I/O	Input/Output
LC	Cella di carico (Load Cell)
LCP	Cella di carico per precarico (Load Cell Preload)
MR	Motoriduttore
MV	Madrevite
PPRV	Valvola regolatrice di pressione proporzionale (Proportional Pressure Regulator Valve)
RO	Riga Ottica
SLT	Slitta
TB	Banco prova (Test-Bench)
TC	Giunto di coppia (Torque Coupling)
TM	Torsiometro (Torque Meter)

1 Introduzione

L'argomento di questa tesi è lo studio svolto su un banco prova progettato allo scopo di fare test sperimentali sul sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere per EMA in comandi di volo in particolar modo si incentra nella costruzione del modello lineare che ne rappresenti le caratteristiche principali.

Il sistema vite a ricircolo di sfere consente di convertire il movimento rotatorio, ad esempio di un motore elettrico rotativo, in un movimento lineare con alta precisione ed elevata efficienza grazie alla riduzione degli attriti: da semplici attriti di strisciamento si convertono in attriti volventi delle sfere a contatto con i due elementi principali (vite e madrevite). Questo tipo di meccanismo è dunque ampiamente utilizzato nell'industria manifatturiera, ma anche nei velivoli innovativi. Nel caso specifico, in questa tesi, il sistema vite/madrevite si occupa di convertire il moto in un servocomando elettromeccanico da impiegarsi a bordo dei velivoli di nuova generazione nel campo dei comandi di volo. Per comandi volo si intende l'insieme delle superfici di controllo di volo con i quali è possibile comandare le variazioni di velocità (modulo, direzione e verso).

Naturalmente, la storia dell'aviazione ha visto adottare diverse soluzioni per i sistemi di controllo: i più recenti sono quelli di tipo *Fly-by-Wire* (FBW). Questo tipo di controllo sostituisce i tradizionali comandi di volo diretti, ovvero direttamente connessi agli elementi da controllare, meccanicamente o tramite un sistema idraulico, con un sistema di comando elettronico digitale. Dunque, le connessioni tra la barra di comando e le superfici alari sono garantite da una catena di trasduttori e sensori che dalla cloche inviano, tramite segnali elettrici, la posizione della stessa a uno o più unità di governo che, dopo opportune elaborazioni (comparazioni con segnali feedback, regolatori, ecc...), trasmettono i segnali agli attuatori i quali a loro volta muovono le superfici aerodinamiche attraverso il sistema idraulico o attraverso attuatori elettromeccanici. Questo tipo di attuatori è preferibile a quello elettro-idraulico in quanto risulta più efficiente e meno inquinante.

A tal proposito è stato progettato il banco prova in studio col quale è possibile svolgere attività di simulazione off-board su questo tipo di attuatori in modo da poter effettuare un'analisi approfondita degli effetti dei possibili guasti rispetto alle prestazioni dell'attuatore in diverse condizioni operative.

In questo capitolo, oltre all'introduzione, vengono presentati gli obiettivi, le tipologie di prove attese e le specifiche generali del banco prova in questione nonché la sua struttura.

Nel capitolo successivo, capitolo 2 *Componenti*, vengono mostrati i diversi componenti, scelti in diversi studi di tesi precedenti, i quali compongono il banco prova nonché il suo sistema di controllo e monitoraggio.

Nel terzo capitolo, 3 *Modello Lineare*, si svolge la parte centrale della tesi dove si propone un modello matematico lineare poi trascritto in ambiente MatLab™ per poterne fare delle simulazioni con le quali è stato possibile dare delle indicazioni sulla scelta di diversi parametri.

Nel capitolo 4 *Software Lenze Engineer* si mostra in sintesi il software attraverso il quale è possibile gestire il Driver che comanda il motore del banco prova.

1.1 Obiettivi

Come anticipato nella parte introduttiva, in questa tesi si vuole ottenere come obiettivo finale la modellazione lineare del sistema banco prova, in particolar modo tenendo in considerazione la struttura del controllo preesistente nel SW che gestisce il Driver.

Il SW in questione è il Lenze Engineer e viene dato in dotazione assieme all'acquisto di un Driver della stessa casa produttrice (Lenze); il suo funzionamento è molto complesso e si dispone di un manuale costituito da diverse pagine dove vi è spiegato anche il montaggio e la messa in funzione. Questo materiale è stato già studiato in ambito di una tesi precedente e qui se ne riprende il lavoro personalizzandolo e adattandolo al caso in studio.

Il modello lineare ha come scopo finale quello di poter simulare in maniera approssimata, ma molto più rapida, il funzionamento del banco prova fisico in ambiente virtuale (MatLab™) in modo da poter definire diversi parametri che, in seguito, saranno inseriti nel software LE per ottimizzare le sue prestazioni nel pilotare il BPSV.

1.2 Tipologie di prove attese

Il BPSV in questione ha come scopo la verifica e l'analisi di risposta degli attuatori dei comandi di volo in modo da poter definire lo stato di salute dei suddetti comandi. Per tale motivo, essendo necessario simulare le condizioni alle quali può essere sottoposto il servocomando, è inserito un attuatore lineare idraulico posizionato sullo stesso banco prova, che viene comandato in forza. Questo fa sì che l'attuatore in prova, di tecnologia EMA, veda un disturbo in forza che perturba il suo funzionamento in controllo posizione. Dunque, come si fa uso di un set che simuli i comandi volo controllati in posizione, così come ad esempio la movimentazione di un alettone di un generico aeroplano o l'inclinazione delle pale di un elicottero, anche nell'attuatore idraulico saranno inseriti in ingresso diverse leggi di forza tramite comandi di set definiti.

Dal momento che sarà presente una forza esterna che perturba il sistema è necessario verificare non soltanto la stabilità del sistema evitando degli overshoot, ma bisogna garantire anche un certo margine (margini di fase e di guadagno, descritti più avanti nel paragrafo *3.4 Analisi di risposta in frequenza del modello*) di modo che non si vada in una situazione di instabilità a causa dei disturbi o della variabili.

Le prove simulate in ambiente MatLab™ sono effettuate con set di posizione a gradino, a rampa e in forma sinusoidale a diverse frequenze in modo da ottenere diagrammi di risposta in frequenza per definire e verificare i parametri da rispettare affinché vi sia stabilità e buoni margini di sicurezza.

1.3 Specifiche generali

Come già accennato, il sistema EMA (Electro-Mechanical Actuators) sono ampiamente utilizzati in diversi campi da quello industriale a quello aeronautico grazie alla loro elevata affidabilità, al basso costo e consumo e, dunque, minor impatto ambientale.

I tipi di EMA sono lineari o rotativi in base al tipo di movimento utilizzato in uscita dal meccanismo che può essere una vite a ricircolo di sfere o a rulli per i lineari oppure un semplice riduttore per i rotativi.

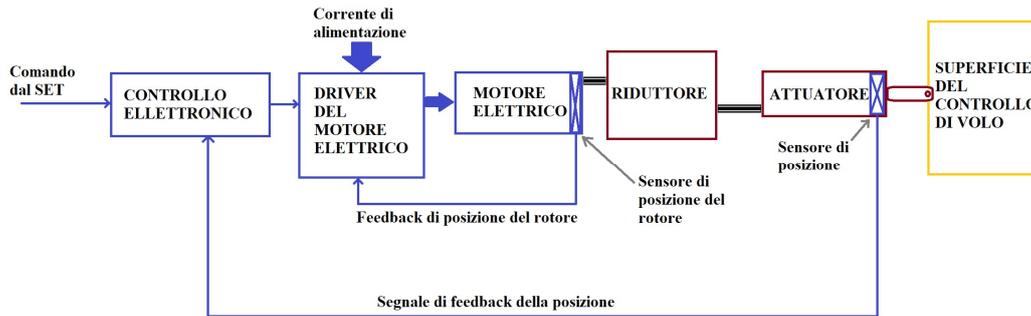


Figura 1: Schema generale di un sistema EMA per la movimentazione di comandi di volo.

La struttura base dell'EMA è rappresentata nello schema della Figura 1. Esso è composto principalmente da due insiemi: un gruppo di attuazione meccanico, attraverso il quale vi è la trasformazione dell'energia elettrica in meccanica, e un gruppo di centralina elettronica nella quale è gestita l'alimentazione e i segnali di feedback e comando.

Facendo riferimento allo schema di sopra si descrivono i principali componenti:

- Il motore elettrico genera la coppia necessaria alla movimentazione del sistema. Viene scelto un servomotore per i comandi volo essendo compatto, affidabile e preciso anche con cambi repentini della velocità. Il tipo di motore viene scelto in base all'alimentazione a bordo.
- Il driver del motore viene utilizzato per controllare velocità e direzione tramite l'interruttore elettrico degli avvolgimenti attraverso dispositivi elettronici di potenza.
- Il riduttore ha lo scopo di abbassare la velocità in uscita dal motore e alzare la coppia che contrasta le forze di attrito, esterne e inerziali per dare energia cinetica sull'attuatore. I migliori sono di tipo armonico, cicloidali o epicicloidali essendo di struttura compatta e presentando un'elevata efficienza.
- L'attuatore serve, nel caso degli EMA lineari, per trasformare il moto rotatorio del motore in moto lineare da applicare sulla superficie di controllo di volo. Nel caso in studio, come già anticipato, si fa uso di un sistema a vite a ricircolo di sfere. Giocando su i vari rapporti di trasmissione (aumentando quello del riduttore e diminuendo il passo della vite) è possibile alleggerire il carico della massa totale dell'attuatore sulla coppia generata dal motore.
- Il modulo di controllo elettronico (ECU) determina la corrente del motore attraverso la tecnica PWM (Pulse Width Modulation) usata sulla tensione di alimentazione del motore in base al segnale di comando SET che sia di coppia o posizione. Il sensore posto sulla vite invia la posizione all'ECU per il feedback di posizione.

Nella figura seguente si mostra uno schema rappresentante i principali componenti del BPSV, i loro collegati e i diversi segnali di ingresso e uscita su ciascuno di essi:

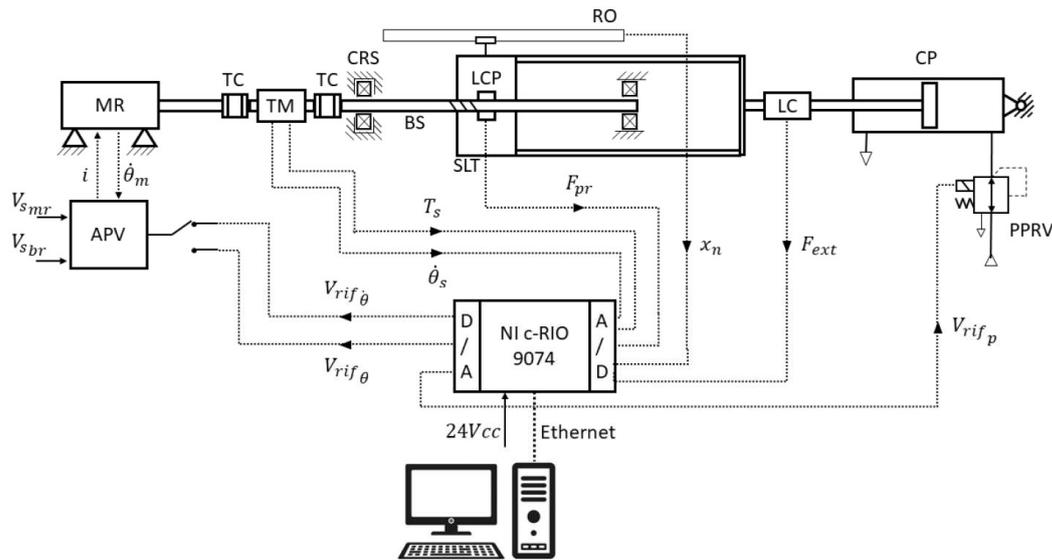


Figura 2: Layout del Banco Prova (presentato dai colleghi nel Capitolato Tecnico del progetto).

F_{ext}	Forza esterna applicata dal CP alla SLT
F_{pr}	Forza di precarico agente fra le due MV
T_s	Coppia agente sulla vite della BS
$V_{rif\theta}$	Segnale di riferimento per CL di posizione del motore
$V_{rif\dot{\theta}}$	Segnale di riferimento per CL di velocità del motore
V_{rifp}	Segnale di riferimento di pressione
V_{smr}	Tensione di alimentazione del MR (400Vac)
V_{skr}	Tensione di alimentazione del freno del MR (24Vcc)

Tabella 1: Simbologia dei segnali e delle grandezze dello schema del banco prova.

Il suo funzionamento si riassume nei seguenti punti:

1. L'utente comanda tramite PC il quale svolge il ruolo di IU mediante il software LabVIEW e l'applicazione creata mediante esso; tale applicazione quando è 'online' comunica mediante un cavo ethernet (ETH) con il c-Rio, in entrambi i versi.
2. Il c-Rio gestisce i segnali da trasmettere tra PC e Driver attraverso l'applicazione implementata al suo interno e programmata tramite il software LabVIEW su UI.
3. Il C-Rio e il Driver comunicano mediante segnali analogici e digitali in tensione:
 - i segnali digitali, esclusi quelli destinati come segnale di SET di posizione diretto verso il Driver, consentono l'acquisizione di alcune grandezze d'interesse (velocità angolare del motore, corrente assorbita).
 - tra i segnali digitali invece si citano il comando di abilitazione del Driver, il comando di abilitazione del controllo posizione.

Le comunicazioni sono rese disponibili da moduli di comunicazione analogici e digitali ospitati nel chassis del c-Rio e da terminali I/O analogici e digitali presenti sul Driver.

4. Il Driver è un servoinverter che effettua sia l'azionamento che il controllo posizione, velocità e corrente, comandando il motore mediante un'applicazione creata tramite il software LE installato sul PC e caricata attraverso un cavo di diagnostica (DIAGN) nel modulo di memoria del Driver, ottenendo un sistema integrato senza necessità di interfaccia utente.
5. Il motore è comandato tramite il cavo motore e il controllo nel Driver elabora il segnale in arrivo dal cavo resolver.

Nella seguente figura si mostra il banco prova progettato e ne vengono indicati i principali componenti.

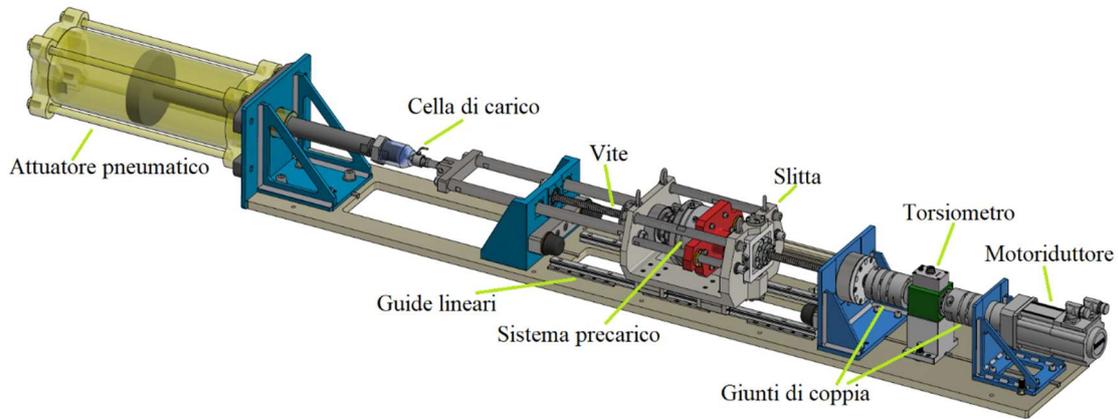


Figura 3: Complesso del Banco Prova

I componenti scelti in fase di progettazione, descritti nel successivo capitolo, sono elencati nella seguente tabella:

Componente	Modello
Motore	Lenze MCS09F38
Riduttore	Lenze g700-P44
Resolver	Integrato nel motore
Encoder lineare	ELCIS L-RV1846-320-5-BZ-N-1
Torsiometro	BURSTER 8661
Giunti di coppia	RADEX NC 25 DK
Vite a ricircolo di sfere	MOOG
Cella di carico	Lorenz Messtechnik GmbH K-1882
Amplificatore	Lorenz Messtechnik GmbH LCV/U10
Molle a tazza	Bauer DIAM. 80 x 41 x 3
Cuscinetti reggispinta	SKF BEAS 012042 C-2RSL
Guide assiali anti-rotazione	Hiwn RGH20CA
Fine corsa	Schneider Electric XCMD2115L5
Puffer paracolpi	Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003
Cilindro pneumatico	FESTO DSBG diam. 160 mm
Valvola proporzionale in flusso	FESTO MPYE - 5 - $\frac{3}{8}$
Cella di carico per forza esterna	AEP trasducers modello CTCETM25KNI05
Driver	Lenze Servo-Drive 9400 High Line
CompactRio	c-Rio 9074

Tabella 2: Elenco dei componenti che caratterizzano il progetto in studio del BPSV.

2 Componenti

Allo scopo di semplificare la spiegazione della struttura quest'ultima si può suddividere in due gruppi, ovvero i componenti montati sul banco prova, i quali simulano le condizioni di funzionamento a livello hardware dei comandi volo, e i componenti di comando che gestiscono i segnali in ingresso al banco prova stesso.

2.1 Componenti montati sul banco prova

2.1.1 Motore Lenze MCS09F38

Il motore scelto per movimentare il sistema vite/madrevite è della LENZE ed è di tipo sincro (Figura 4).



Figura 4: Motore Lenze MCS09F38

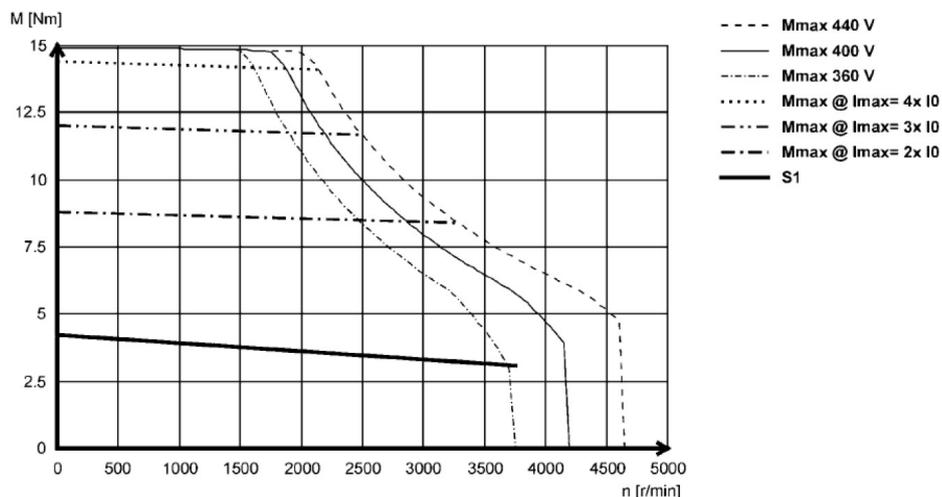


Figura 5: Curva caratteristica del motore Lenze MC09F38

Di seguito si riporta una tabella con le caratteristiche del solo motore:

Caratteristica	Valore
Velocità nominale [rpm]	3750
Coppia di stallo (standstill) [Nm]	4.2
Coppia nominale [Nm]	3.1
Coppia massima @ velocità > 75 rpm [Nm]	15
Potenza nominale [kW]	1.2
Corrente di stallo (standstill) [A]	3
Corrente nominale [A]	2.5
Corrente massima [A]	15
Voltaggio nominale [VAC]	330
Frequenza nominale [Hz]	250
Coppie polari	4
Rendimento [%]	91
Momento d'inerzia (senza freno) [kgm²]	1.5·10 ⁻⁴
Costante di velocità @ 150°C [V/rad/s]	0.762
Costante di coppia @ 150°C [Nm/A]	1.4
Resistenza avvolgimenti @ 20°C [Ω]	5.2
Resistenza avvolgimenti @ 150°C [Ω]	7
Induttanza avvolgimenti [mH]	24.6
Velocità massima permissibile meccanica [rpm]	7000
Massa [kg]	5.20
Alimentazione [V]	3 x 400
Ventilazione	Naturale
Albero di uscita [mm]	14 x 30
Tolleranza albero	k7
Monitoraggio temperatura	1 x KTY 83-110 + 2 x PTC150°C

Tabella 3: Caratteristiche del Motore Lenze MCS09F38.

In generale il funzionamento dei motori elettrici si basa sull'attrazione tra campi magnetici del rotore e dello statore. Per la legge della circuitazione, una corrente che fluisce in un solenoide genera un campo magnetico che, interagendo con un altro campo, genera una coppia secondo la relazione:

$$C_M \propto B_{rot} B_{stat} \sin(\theta)$$

L'angolo di carico θ corrisponde all'angolo compreso tra i due campi magnetici B_{rot} e B_{stat} . La coppia massima si ha quando i due campi sono disposti a 90° l'uno rispetto all'altro.

Il motore sincrono è un motore AC brushless trifase a magneti permanenti. I motori brushless hanno la caratteristica di essere privi di spazzole e dunque la commutazione, la variazione delle correnti nelle fasi del motore, è svolta elettronicamente e non meccanicamente.

Il motore sincrono può essere studiato come fosse un motore DC brushless per via delle loro similarità, infatti le principali differenze consistono nella forma della forza contro elettro-motrice e nei ripple di coppia: nei DC brushless la back EMF è di forma trapezoidale mentre negli AC è di forma sinusoidale, a causa di una diversa distribuzione degli avvolgimenti sullo statore. Pertanto, si ottiene una commutazione di corrente più fluida nei motori sincroni, che quindi risultano meno rumorosi, e, inoltre, vi sono minori ripple di coppia.

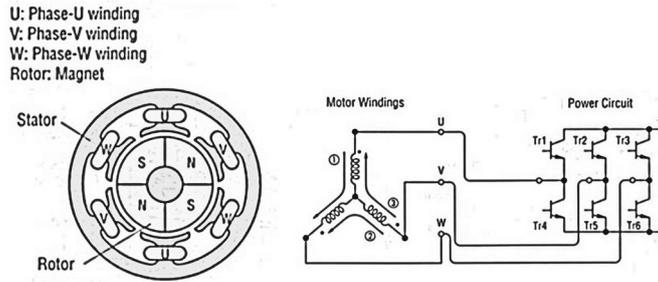


Figura 6: Schema in sezione e circuito di un motore trifase.

Come mostrato in Figura 6, il circuito elettrico del motore è collegato al circuito di potenza presente nel driver, il quale secondo la logica del controllo determina la modulante sinusoidale per ciascun transistor (Tr) creata tramite la modulazione PWM, la quale determina tre correnti sfasate di 120° per le altrettante fasi, collegate attraverso una disposizione a stella degli avvolgimenti statorici del motore. L'equazione che ne descrive il funzionamento è la seguente:

$$\begin{cases} i_U = i \sin(\alpha + 90) \\ i_V = i \sin(\alpha + 90 + 120) \\ i_W = i \sin(\alpha + 90 + 240) \end{cases}$$

α : posizione angolare rotore

Le variabili che stabiliscono le correnti sulle tre fasi sono la posizione angolare α del rotore e la corrente i ottenuta dal controllo del loop di corrente; in uscita dal driver si hanno le tre correnti sinusoidali che scorrono negli avvolgimenti statorici, le quali stabiliscono un campo magnetico rotante che permette la rotazione sincrona del rotore a magneti permanenti trascinato proprio dal campo magnetico dello statore. La Figura 7 illustra il funzionamento sopra descritto tramite un esempio inerente ad una rotazione del motore da 0° a 60° , dove a sinistra sono presentati gli andamenti delle correnti mentre a destra è indicata la direzione e intensità del campo magnetico per ciascuna componente.

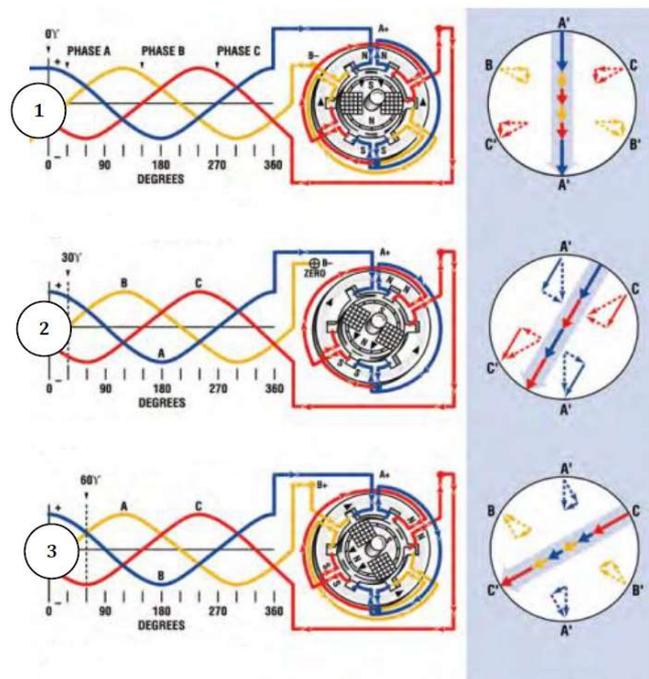


Figura 7: Funzionamento di un motore sincrono trifase a 2 poli a 0° (1), 30° (2) e 60° (3).

In realtà è la posizione del rotore che stabilisce la rotazione del campo magnetico rotante: grazie alla trasduzione del resolver, che manda in retroazione il segnale di posizione del rotore α , si modula la corrente in modo che il campo magnetico rotante ruoti ad una determinata frequenza corrispondente alla velocità desiderata per il motore.

Il resolver è formato da due avvolgimenti sullo statore, denominati avvolgimento seno (sine) ed avvolgimento coseno (cosine), ed un avvolgimento solidale al rotore denominato avvolgimento di riferimento (reference). L'ampiezza relativa del segnale sugli avvolgimenti di seno e coseno (fissi e ortogonali tra di loro) determina la posizione angolare del rotore relativa allo statore.

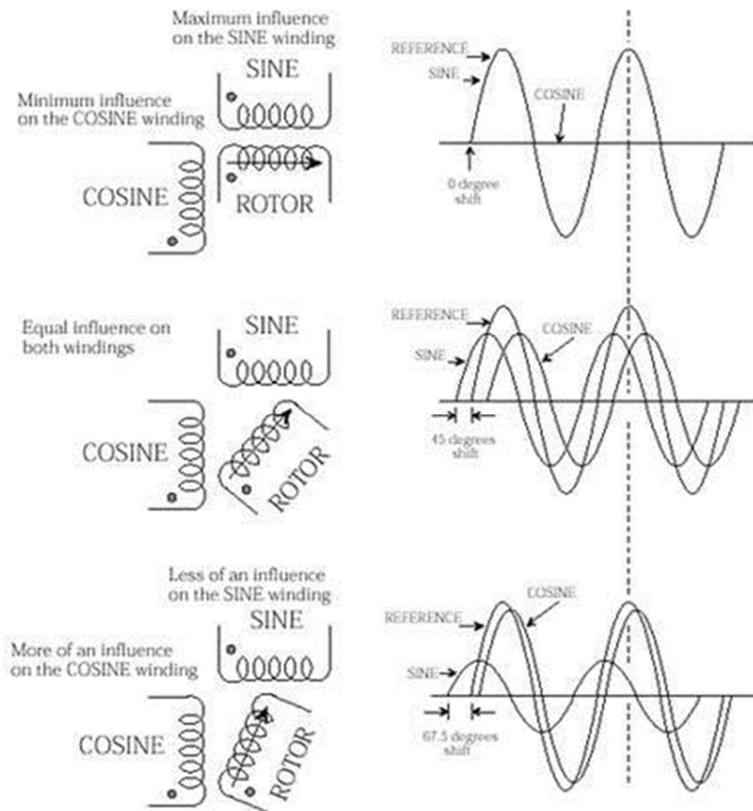


Figura 8: Principio di funzionamento del resolver.

L'avvolgimento di riferimento è eccitato con una tensione alternata, in modo da indurre anche negli avvolgimenti seno e coseno le correnti e quindi delle tensioni alternate come riportato in Figura 8; a seguito delle curve di involuppo e del convertitore digitale a valle del resolver, è possibile misurare sia la posizione che la velocità del rotore.

Nei paragrafi 4.4.1.1 *Field Oriented Control FOC* e 4.4.1.2 *PWM (Pulse-Width Modulation)* viene ripreso il concetto di controllo del motore AC trifase come fosse un normale DC attraverso le equazioni di trasformazione, dirette e inverse, di Clarke e Park.

2.1.2 Riduttore g700-P44

Per ottenere il giusto binomio coppia/numero di giri, si fa uso di un riduttore con il giusto rapporto di trasmissione. Naturalmente è stato scelto un modello della Lenze che fosse compatibile nel montaggio con il motore scelto.

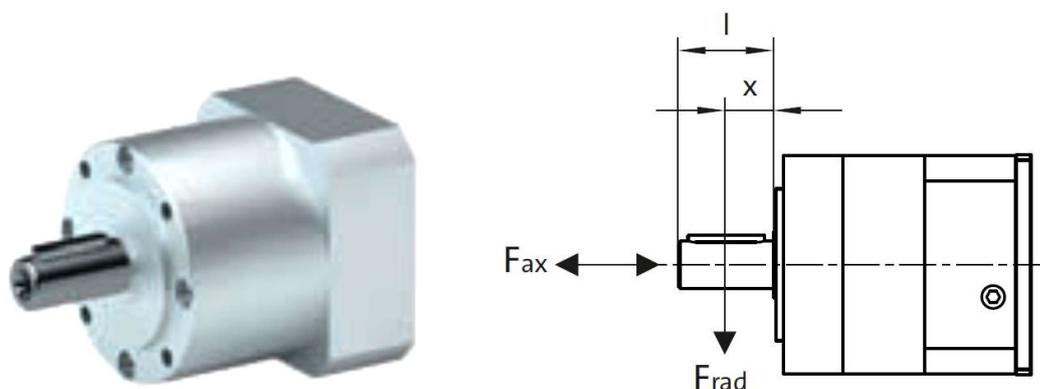


Figura 9: riduttore lenze g700-P44.

Di seguito si mostrano le principali caratteristiche del riduttore riportate in tabella:

Caratteristica	Valore
Coppia nominale [Nm]	44
Coppia nominale continuativa @ velocità nominale (S1) [Nm]	38
Coppia massima @ 100rpm (S1) [Nm]	61
Massima velocità input @ 50% coppia nominale [rpm]	4500
Massima velocità input @ 100% coppia nominale [rpm]	4500
Massima velocità permissibile [rpm]	13000
Rapporto di riduzione	4
Momento d'inerzia [kgm ²]	$6.6 \cdot 10^{-6}$
Efficienza nominale	0.96
Forza assiale permissibile [N]	400
Forza radiale permissibile [N]	500
Backlash [°]	0.1667
Rigidezza torsionale [Nm/rad]	7906.8
Diametro flangia di output [mm]	60

Tabella 4: Caratteristiche del riduttore Lenze g700-P44.

2.1.3 Resolver

Per la misurazione ed il controllo della velocità del motore da parte del driver, si utilizza un *resolver integrato* che prende in ingresso un segnale fisico di spostamento rotazionale ed emette in uscita due segnali in tensione che definiscono in modo univoco il posizionamento dell'albero solidare alla parte mobile del sensore.

Il suo funzionamento si basa dalla variazione dell'accoppiamento, di tipo trasformatorico, fra due sistemi di avvolgimenti elettrici ruotanti l'uno rispetto all'altro. Sul primo sistema, detto *generatore*, si immette una tensione sinusoidale alternata che genera un flusso magnetico il quale, accoppiato al circuito del secondo sistema, quello detto *rivelatore*, genera una tensione indotta dipendente dalla tensione impressa sul primario e dalla posizione relativa θ dei due sistemi come mostrato nella Figura 10:

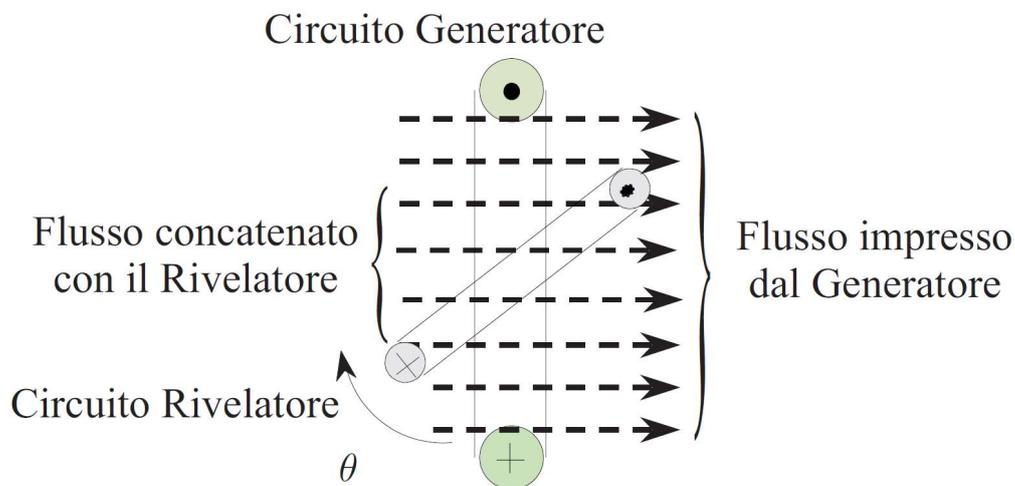


Figura 10: Schema semplificato di funzionamento di un Resolver.

Di seguito si mostra lo schema circuitale semplificato utile per la comprensione dell'univocità della posizione attraverso la generazione di due segnali di tensione ottenuti dallo scostamento dei due avvolgimenti di statore, ovvero quelli secondari, i quali sono posizionati fra loro con assi di simmetria sfasati di 90° elettrici, rispetto all'avvolgimento primario rotante:

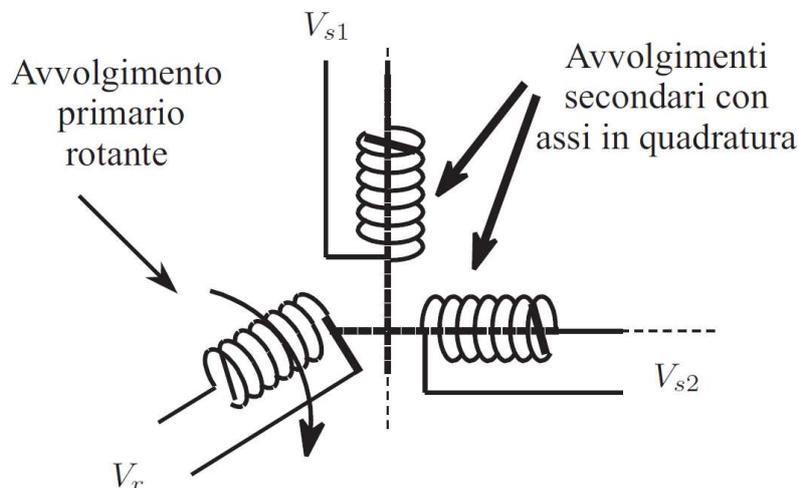


Figura 11: Schema circuitale del Resolver.

In sintesi, se la tensione pilotata sul circuito Generatore vale:

$$V_r = V_M \sin(\omega t)$$

Dunque, le due tensioni sui secondari, sfasati fra di loro di 90° , valgono:

$$V_{s1} = KV_r \cos \theta = KV_M \sin(\omega t) \cos \theta$$

$$V_{s2} = KV_r \sin \theta = KV_M \sin(\omega t) \sin \theta$$

Con θ angolo relativo tra il circuito di rotore e quello di statore e K costante di proporzionalità che dipende dai parametri costruttivi del sensore. Pertanto, le due tensioni in uscita risultano modulate sinusoidalmente con la posizione ed in quadratura tra loro.

Così, grazie proprio alla presenza di due circuiti di statore sfasati di 90° fra loro, il resolver permette la definizione della posizione assoluta dell'asse rotante all'interno di un giro.

Questo limite nel campo di misura generalmente viene ovviato attraverso l'utilizzo di più resolver collegati all'organo mobile con vari rapporti di demoltiplicazione. Usualmente sono utilizzati tre resolver: uno lento, il quale copre l'intera corsa; uno medio, che copre una parte della corsa in prossimità dell'azzeramento del resolver lento; uno veloce, il quale a sua volta copre una parte della corsa in prossimità dell'azzeramento del resolver medio.

2.1.4 Encoder lineare

Il sensore utilizzato per il rilevamento della posizione della slitta è un encoder lineare, nella fattispecie una riga ottica.

Il suo funzionamento è molto simile a quello dell'encoder ed è costituita da una parte fissa e una parte mobile. La parte fissa si compone di una riga di materiale trasparente, in questo caso vetro, che reca delle tacche serigrafate ad intervalli regolari. La parte mobile è invece formata da una sorgente luminosa, da una lente convergente, da una maschera forata di esplorazione e da un gruppo di fotocellule riceventi.

La sorgente luminosa genera un fascio luminoso che passando attraverso la lente viene reso perpendicolare rispetto alla maschera forata. Parte della luce supera la maschera e va a colpire la riga di vetro. A questo punto, se il fascio di luce colpisce la tacca serigrafata, la fotocellula non riceverà nulla, dunque segnale 0, mentre, se la fotocellula rileverà il fascio, si avrà segnale 1. L'insieme dei segnali delle fotocellule fornirà il segnale di posizione esatta della parte mobile.

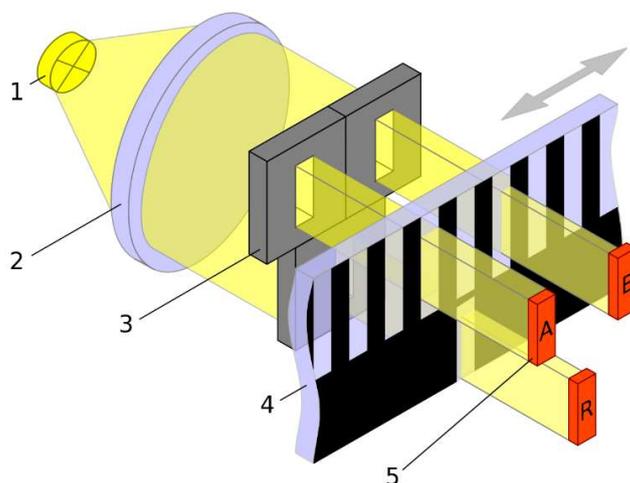


Figura 12: Schema semplificato riga ottica: 1-Sorgente luminosa; 2-Lente; 3-Maschera; 4-Riga; 5-Fotocellule.

La riga ottica scelta è della ELCIS encoder s.r.l., modello RV1846 famiglia L (Figura 13).



Figura 13: Riga ottica RV1846.

In questa riga ottica sono presenti di base due tacche di zero all'inizio e alla fine della corsa utile, ma, essendo la corsa utile leggermente maggiore della corsa effettiva della slitta, queste non vengono raggiunte. Pertanto, si richiede l'inserimento aggiuntivo di una

tacca di zero in mezzeria in modo da poter avviare la procedura di calibrazione all'inizio delle prove.

Nella seguente tabella si riportano le caratteristiche principali:

Nome Parametro	Valore Parametro
Codice articolo	L-RV1846-320-5-BZ-N-1
Tensione di alimentazione [V]	5±5%
Risoluzione [µm]	1
Precisione [µm]	±5
Forza di avviamento [N]	<3
Frequenza massima [kHz]	50
Corsa utile [mm]	320
Lunghezza totale [mm]	425
Tolleranza tra fasi [°]	±45
Simmetria tra fasi [°]	±15

Tabella 5: Caratteristiche dell'encoder lineare.

Nella figura sottostante si riporta il codice di ordinazione che identifica il prodotto e se ne spiega il significato per ciascun carattere alfanumerico:

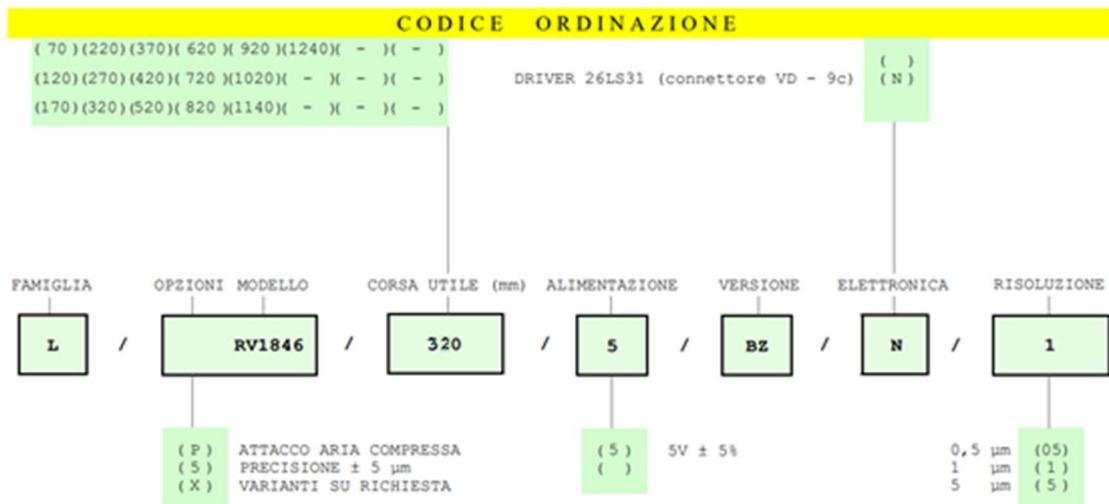


Figura 14: Nomenclatura del codice del prodotto.

2.1.5 Torsiometro

Per poter misurare la coppia in uscita al motoriduttore è stato posto a valle della vite un torsiometro.

Per questo progetto è stato scelto il modello BURSTER modello 8661 di tipo dual range (doppia scala di misura) e con la possibilità di misurare anche la velocità e la posizione angolare. Il collegamento degli alberi è permesso tramite chiavette (DIN 6885, BI.1).



Figura 15: Torsiometro BURSTER 8661 in sezione.

La struttura di questo sensore si divide essenzialmente in tre blocchi fondamentali che sono il rotore (parte mobile solidale all'asse dell'intero banco prova), il case (alloggiamento contenente lo statore) e l'elettronica di output la quale consente di comunicare alla CPU i segnali delle grandezze misurate.

Il funzionamento di questo componente si basa principalmente sulla deformazione dell'elemento elastico di misura presente all'interno del blocco del rotore a causa della coppia applicata. Entro certi limiti, questa deformazione elastica è lineare e proporzionale alla coppia applicata. La misurazione viene effettuata tramite estensimetri posizionati sull'elemento elastico collegati in un circuito a ponte di Wheatstone del quale il segnale viene opportunamente modificato da un microprocessore per trasferirlo allo statore senza alcun contatto.

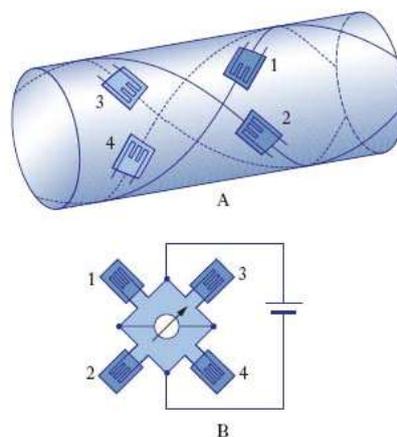


Figura 16: Schema elemento elastico del rotore: A- disposizione degli estensimetri sull'elemento elastico; B- disposizioni estensimetri sul circuito a ponte di Wheatstone.

Il collegamento meccanico fra statore e rotore avviene tramite una coppia di cuscinetti. All'interno dello statore è presente l'elettronica necessaria per alimentare il rotore con la tensione operativa richiesta attraverso mezzi induttivi e senza contatto. Nella direzione opposta, riceve il segnale di coppia trasmesso otticamente e digitalizzato e lo indirizza all'elettronica di uscita, dove viene convertito in un segnale di uscita analogico $0 \dots \pm 10$ V, che viene fornito in uscita tramite il connettore. Come specificato prima, questo sensore di coppia può essere opzionalmente anche dotato di un disco encoder incrementale per misurare la velocità e posizione angolare. In questo progetto il disco ha 2000 incrementi, ovvero possiede una risoluzione angolare fino a $0,045^\circ$ mediante la decodifica 4-edge.

Attraverso tre LED che indicano lo stato operativo del sensore si facilita l'operazione di diagnostica.

Nella tabella successiva si riassumono le caratteristiche del sensore di coppia scelto per questo progetto di banco prova:

Caratteristica	Unità di misura	Valore
Coppia nominale I range	[Nm]	50
Coppia nominale II range	[Nm]	5
Coppia massima	[Nm]	75
Coppia di rottura	[Nm]	150
Incrementi encoder	Impulsi a giro	2000
Tensione di alimentazione	[V]	$10 \div 30$
Tensione di output @ coppia nominale	[V DC]	± 10
Numero di bit convertitore D/A	[V]	16
Rigidezza	[Nm/rad]	14000
Momento d'inerzia lato motore	$[10^{-6} \text{ kgm}^2]$	85.7
Momento d'inerzia lato carico	$[10^{-6} \text{ kgm}^2]$	33.3
Max carico assiale	[N]	300
Max carico radiale	[N]	125
Refresh rate	[Hz]	1000

Tabella 6: Caratteristica del torsionmetro.

2.1.6 Giunti di coppia

Per una compensazione ottimale del disallineamento, la stessa casa produttrice del torsionometro consiglia giunti a soffietto metallico torsionalmente liberi. Questi sono caratterizzati dalla loro eccellente rigidità torsionale durante il carico di coppia e dalle loro basse forze di ripristino. Il modello è il BURSTER 8690-5060-V4XX1 (Figura 17).



Figura 17: BURSTER model 8690-5060-V4XX1.

La compensazione del disallineamento è fondamentale per poter garantire un'ottimale trasmissione della coppia ed è, dunque, funzione essenziale di un accoppiamento. In genere, i disallineamenti lo sono classificato in tre categorie i quali sono mostrati nella figura di sotto:

	<p>Disallineamento assiale: Questo disallineamento è un cambiamento della distanza lungo l'asse longitudinale degli alberi di trasmissione l'uno rispetto all'altro.</p>
	<p>Disallineamento angolare: Questo disallineamento è causato dall'offset presente in fase di assemblaggio dell'albero di trasmissione sull'albero di uscita.</p>
	<p>Disallineamento laterale: Questo disallineamento è dato dall'offset di distanza fra gli assi in parallelo di entrambi gli alberi.</p>

Figura 18: Tipi di disallineamento di assi.

Nella seguente tabella si illustrano le principali caratteristiche del prodotto:

Caratteristica	Unità di misura	Valore
Codice articolo	-	8690-5060-V4XX1
Coppia nominale	[Nm]	60
Coppia massima	[Nm]	90
Diametro lato torsionometro	[mm]	26
Diametro lato uscita	[mm]	12-35
Coppia di serraggio	[Nm]	40
Momento d'inerzia	[kgm ²]	3.2·10 ²
Rigidità torsionale	[Nm/rad]	76000

Tabella 7: Caratteristiche del giunto di coppia modello BURSTER 8690-5060-V4XX1.

Per diversi motivi è stato infine scelto un diverso giunto di coppia: il modello Radex NC 25 DK (Figura 19).



Figura 19: Giunto di coppia RADEX NC 25 DK.

Di seguito è sono riportate in tabella le caratteristiche del giunto scelto per questo progetto:

Caratteristica	Unità di misura	Valore
Codice articolo	-	RADEX NC 25 DK
Coppia nominale	[Nm]	60
Coppia massima	[Nm]	120
Velocità massima	[rpm]	10000
Disallineamento radiale	[mm]	0,30
Disallineamento assiale	[mm]	1,6
Disallineamento	[°]	1
Momento d'inerzia	[kgm ²]	5.08·10 ⁻⁴
Rigidezza torsionale	[Nm/rad]	30000

Tabella 8: Caratteristiche funzionali del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.

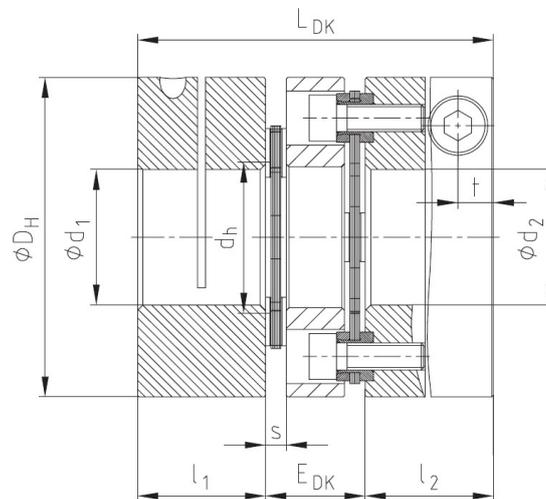


Figura 20: Disegno tecnico del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.

Misura	Valore
Max. d₁,d₂ [mm]	35
D_H [mm]	70
l₁,l₂ [mm]	32
L_{DK} [mm]	88
E_{DK} [mm]	24
d_h [mm]	30
s [mm]	5
t [mm]	9.0

Tabella 9: Dimensioni del giunto di coppia RADEX NC 25 DK.

2.1.7 Vite a ricircolo di sfere

Come già specificato, la vite a ricircolo di sfere trasforma il moto rotazionale, generato dal motoriduttore, nel moto traslatorio della slitta grazie anche ai vincoli rotazionali posti sulle madrevite che per compiere il moto relativo rispetto alla vite sono obbligate a spostarsi lungo il suo asse.

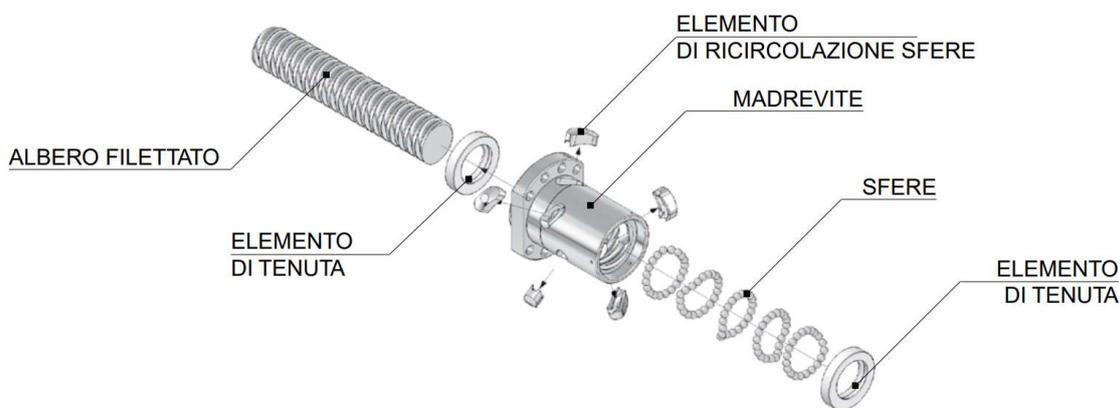


Figura 21: Componenti di un sistema a ricircolo di sfere.

Essa può essere considerata come un perfezionamento del sistema vite-madrevite semplice. Infatti, presenta diversi miglioramenti su diversi aspetti come un più alto rendimento, una resistenza all'usura elevata, un'ottima rigidità assiale ed un notevole riduzione dell'attrito fra le parti a contatto. Proprio grazie alla presenza delle sfere in acciaio poste nel vano fra la concavità delle filettature della vite e della madrevite, l'attrito radente viene trasformato in attrito volvente.

Le sfere, di mano in mano che la chiocciola della madrevite avanza, vengono scaricate dietro la chiocciola stessa, trasportate davanti alla chiocciola e automaticamente ricaricate, dando la denominazione del meccanismo.

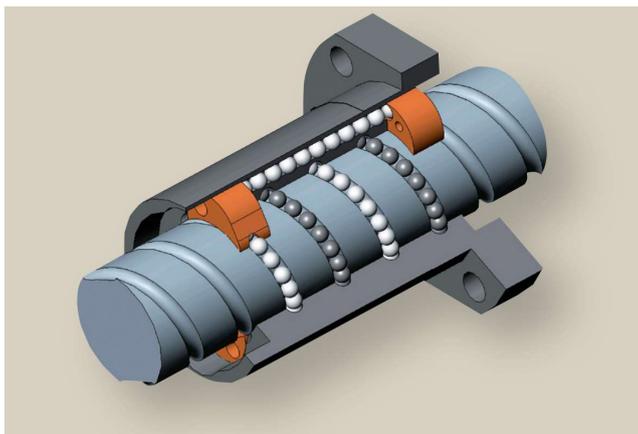


Figura 22: Schema sistema a ricircolo di sfere in sezione.

Il recupero delle sfere che durante il rotolamento effettuano un percorso all'interno della madrevite, è consentito da uno o più elementi meccanici denominati deflettori (elementi arancioni nella Figura 22). La vite a ricircolo di sfere è assimilabile ad un cuscinetto a sfere in cui però le sfere percorrono una o più eliche di un filetto.

Per il progetto in questione, in prima battuta, è stato preso in considerazione il prodotto della UMBRAGROUP: codice del modello S1N16-5M4.

Su ciascuna vite sono inserite due madreviti di modo che si possa regolare il precarico attraverso la struttura progettata allo scopo.

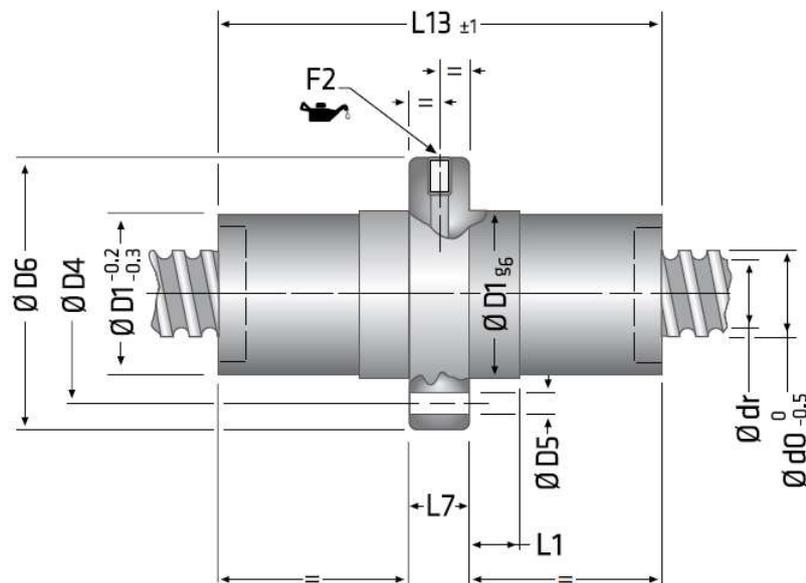


Figura 23: Disegno tecnico vite a ricircolo di sfere.

Le principali caratteristiche della vite scelta nella prima fase di progettazione e le dimensioni specificate sul disegno precedente sono riportate nella tabella seguente:

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Diametro nominale (d0) [mm]</i>	16
<i>Passo [mm]</i>	5.0
<i>Diametro sfere (Dw) [mm]</i>	3.500
<i>N° giri di sfere</i>	3
<i>Diametro fondo gola (dr) [mm]</i>	12.7
<i>Carico dinamico (Ca) [kN]</i>	14.1
<i>Carico statico (Co) [kN]</i>	22.3
<i>D1</i>	28
<i>F2</i>	M6
<i>D4</i>	38
<i>D5</i>	5.5
<i>D6</i>	48
<i>L1</i>	10
<i>L7</i>	10
<i>L13</i>	59

Tabella 10: Dimensioni madrevite mobile su vite a ricircolo di sfere della UMBRAGROUP.

In seguito, per diverse necessita, fra cui anche di motivazione semplicemente commerciale, è stato scelto un prodotto della MOOG (Figura 24) le cui caratteristiche somigliano al prodotto precedentemente scelto.



Figura 24: Sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere della MOOG.

Di seguito si riporta il disegno tecnico in dettaglio della madrevite (per entrambe si tratta dello stesso modello scelto) che ingrana sulla vite con il sistema a ricircolo di sfere:

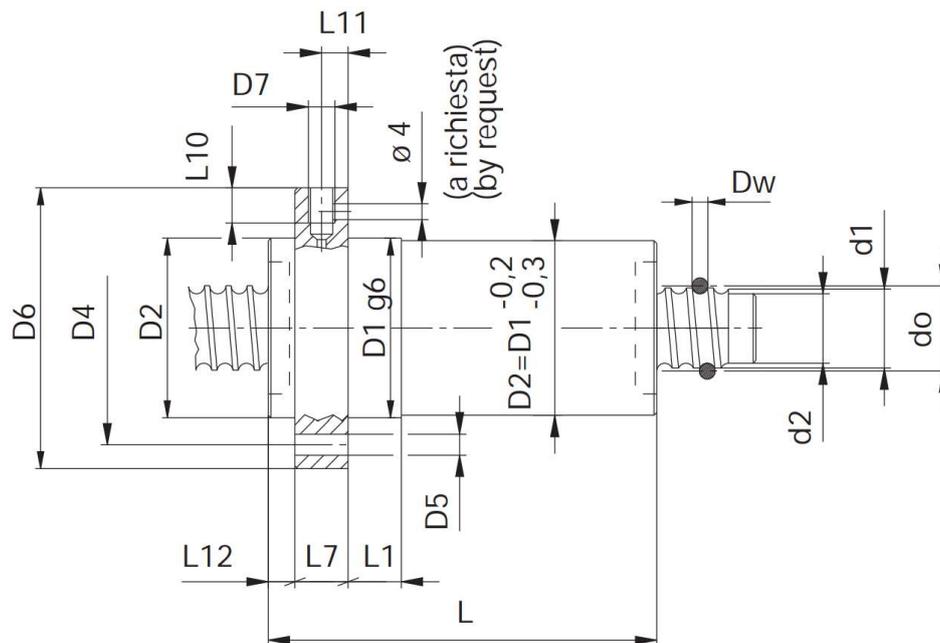


Figura 25: Disegno tecnico della madrevite MOOG.

Nella tabella successiva sono riportati i valori dei parametri visualizzati nella figura precedente:

<i>Parametro</i>	<i>Valore</i>
<i>Diametro nominale (d0) [mm]</i>	16
<i>Passo [mm]</i>	5.0
<i>Diametro sfere [mm]</i>	3.175
<i>N° giri di sfere</i>	3
<i>Diametro fondo gola (d2) [mm]</i>	12.5
<i>d1 [mm]</i>	15,20
<i>Carico dinamico (Ca) [kN]</i>	14.25
<i>Carico statico (Co) [kN]</i>	17.39
<i>L [mm]</i>	48
<i>D1 [mm]</i>	28
<i>D4 [mm]</i>	38
<i>D5 [mm]</i>	5.5
<i>D6 [mm]</i>	48
<i>D7</i>	M6
<i>L1 [mm]</i>	10
<i>L7 [mm]</i>	10
<i>L8 [mm]</i>	40
<i>L9 [mm]</i>	44
<i>L10 [mm]</i>	8
<i>L11 [mm]</i>	5
<i>L12 [mm]</i>	5,5

Tabella 11: Dimensioni madrevite mobile su vite a ricircolo di sfere MOOG.

2.1.8 Cella di carico

Per poter leggere la forza di precarico in modo da poter regolare le due madreviti, si fa uso di una cella di precarico posta all'interno del meccanismo progettato per interporre la forza fra le due madreviti.

Il suo funzionamento è basato sul rilevamento della deformazione meccanica di un oggetto in maniera indiretta, la quale viene letta in millivolt o in V per poi essere trasformata nella corretta unità di misura. Questo componente è generalmente costituito da un corpo metallico. Al corpo della cella di carico vengono applicati uno o più estensimetri che leggono la deformazione meccanica del materiale tramite la variazione di resistenza elettrica che tale deformazione causa sul loro circuito elettrico. Per amplificare l'entità del segnale la scelta più comune è quella di usare quattro estensimetri collegati tra di loro in una configurazione a ponte di Wheatstone. Il segnale elettrico ottenuto (differenziale) è normalmente dell'ordine di pochi millivolt e richiede un'ulteriore amplificazione con un amplificatore da strumentazione prima di essere utilizzato. Il segnale viene poi eventualmente elaborato mediante un algoritmo per calcolare la forza applicata al trasduttore dopo essere stato corretto delle non linearità ed essere stato compensato delle variazioni dovute alla temperatura.

Per questo progetto si è scelto il sensore K-1882 della Lorenz Messtechnik GmbH.



Figura 26: Cella di carico Lorenz Messtechnik GmbH K-1882.

Le caratteristiche del prodotto scelto sono mostrate nella tabella di sotto:

<i>Caratteristiche</i>	<i>Valore</i>
<i>Forza nominale [kN]</i>	<i>1/10</i>
<i>Range di misura 1 [kN]</i>	<i>0-1</i>
<i>Range di misura 2 [kN]</i>	<i>1-10</i>
<i>Peso [kg]</i>	<i>3.9</i>
<i>Accuratezza [% Forza nom.]</i>	<i>0.2</i>
<i>Sensibilità [mV/V]</i>	<i>1.00 ± 0.5%</i>
<i>Forza limite [kN]</i>	<i>15</i>
<i>Forza di rottura [kN]</i>	<i>>18</i>
<i>Deflessione sotto carico nominale [mm]</i>	<i>0.4</i>

Tabella 12: Specifiche della cella di carico K-1882 della Lorenz Messtechnik GmbH.

2.1.9 Amplificatore

Naturalmente, per digitalizzare i segnali analogici, si fa uso di un amplificatore posto in linea sul cavo di uscita di ciascun canale.

Per questo progetto, la casa produttrice consiglia il modello LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik GmbH.



Figura 27: Amplificatore LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik GmbH.

Con questo tipo di sensore la trasformazione dei segnali analogici è ripartita su un massimo di 16 bit di risoluzione e, inoltre, la sua velocità di misurazione, che può raggiungere le 5000 misurazioni al secondo, permette anche delle misurazioni dinamiche.

Attraverso l'interfaccia LCV-USB2 il sensore è collegato al PC nel quale sono trasferiti i valori misurati per poi essere visualizzati dal software. Se un segnale di controllo è integrato nel sensore, è possibile eseguire una regolazione automatica, verificabile in qualsiasi momento.

L'installazione del componente è abbastanza semplice dal momento che molti sensori sono compatibili con questo amplificatore: dopo una parametrizzazione unica, ciascun sensore viene direttamente riconosciuto dal software.

Di seguito sono riportati i parametri caratteristici di tale amplificatore:

Caratteristica		
Alimentazione	Voltaggio di alimentazione	12 .. 28 VDC
	Ripple	<10%
	Corrente di alimentazione	≤70%
Segnale di output	Segnale di output U-out	±10V ≤2 mA
	Ripple	<10 mV
	Linearità	<0.02%
	Resistenza di output	<1 Ω
Generale	Lunghezza del cavo di alimentazione	3 m (max.10 m)
	Livello di protezione	IP67

Tabella 13: Specifiche dell'amplificatore LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik GmbH.

2.1.10 Molle a tazza

Grazie all'inserimento delle molle a tazza si riesce ad ottenere una maggiore precisione sulla forza di precarico che si vuole stabilire fra le madreviti e la vite. Questo, però non deve influire sulla rigidità complessiva del sistema di precarico. Difatti, esse permettono una corrispondenza pressoché lineare fra l'avvitamento della ghiera di manovra e la forza di precarico grazie proprio alla sua rigidità.



Figura 28: Esempio di molle a tazza della Bauer.

Di seguito si mostra come, in prima approssimazione si possa ottenere un dimensionamento delle molle a tazza a partire dalle specifiche di progetto richieste.

Nel primo tratto della curva caratteristica della molla, la forza elastica segue in modo lineare la compressione (o trazione) del materiale:

$$F = k \cdot \Delta x$$

Dove F è la forza elastica, Δx è la deformazione dell'oggetto in una direzione e k è la costante elastica propria del prodotto lungo la direzione definita.

A seconda della disposizione delle diverse rondelle si possono ottenere diversi k : le principali configurazioni sono quella in serie e quella in parallelo.

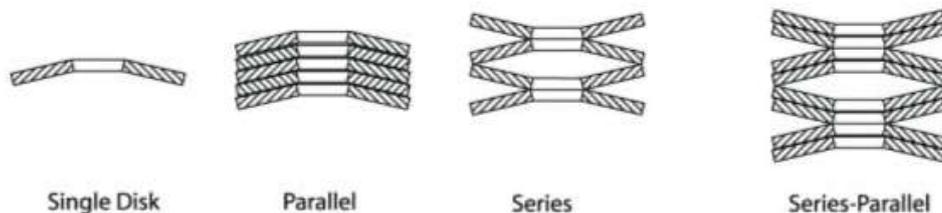


Figura 29: Diverse configurazioni delle rondelle.

Per la configurazione in parallelo, essendo i diversi dischetti sottoposti allo stesso spostamento Δx , la formula della costante elastica dell'intero sistema è la seguente:

$$k_{eq,parallelo} = n^{\circ} \text{ dischetti} \cdot k_{singolo \text{ dischetto}}$$

Mentre nella configurazione in serie i dischetti sono caricati dalla stessa forza e, dunque la formula sarà data dalla somma delle inverse della rigidità:

$$\frac{1}{k_{eq. \text{ serie}}} = \frac{n^{\circ} \text{ dischetti}}{k_{singolo \text{ dischetto}}} \rightarrow k_{eq} = \frac{k_{singolo \text{ dischetto}}}{n^{\circ} \text{ dischetti}}$$

Ipotizzando l'utilizzo di un solo tipo di dischetto, si può affermare la seguente disuguaglianza:

$$k_{eq. serie} < k_{singolo dischetto} < k_{eq.parallelo}$$

Dunque, a fronte di una stessa forza di precarico, gli spostamenti nelle varie configurazioni seguono una gerarchia inversa:

$$\Delta x_{eq.parallelo} < \Delta x_{singolo dischetto} < \Delta x_{eq. serie}$$

La relazione fra la deformazione lineare Δx e l'avvitamento della ghiera di manovra $\Delta\theta$ è data dal passo della filettatura p :

$$\Delta x = \frac{p}{2\pi} \cdot \Delta\theta$$

Sostituendo quest'ultima nella formula precedente si ottiene l'espressione di dimensionamento dove, inserendo i numeri di giri desiderati per ottenere il massimo della forza di precarico, si ricava la costante elastica necessaria e, dunque, può essere fatta la scelta del prodotto e della sua configurazione:

$$k = F \frac{2\pi}{p\Delta\theta}$$

Il tipo di molla a tazza, scelto in base alle dimensioni del sistema di precarico progettato, è mostrato in Figura 30 sotto la quale è riportata una tabella contenente le dimensioni riferite ad essa.

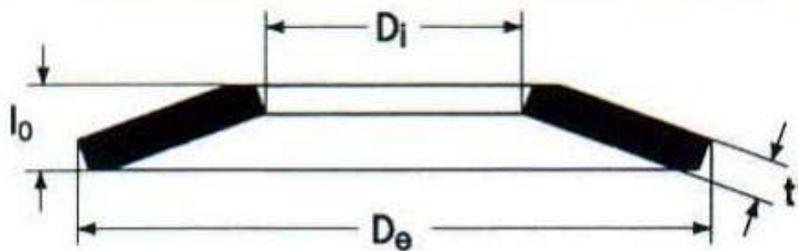


Figura 30: Disegno tecnico del singolo dischetto della molla a tazza della Bauer.

Parametro	Valore
D_e [mm]	80
D_i [mm]	41
t [mm]	3
l₀ [mm]	5,3
h₀ [mm]	2,3
Rigidezza Linearizzata da 0 a 75% di h₀ [N/m]	6110145

Tabella 14: imensioni della molla a tazza.

I dati di progetto desiderati per il sistema di precarico sono i seguenti:

Parametro	Valore
Passo filettature vite [mm]	1
Precarico [N]	10500

Tabella 15: Valori progettuali desiderati per il precarico.

La soluzione ritenuta più consona alle specifiche richieste, tenendo conto anche dell'ingombro sulla slitta e sul sistema di precarico, viene mostrato attraverso la tabella sottostante:

Caratteristica	Valore
Numero di molle	4
Configurazione dei dischetti	serie
Rigidezza Linearizzata da 0 a 75% di h_0 [N/m]	1527536

Tabella 16: Caratteristiche del sistema di molle a tazza scelto.

Con questo assemblaggio si ottiene il precarico massimo con una deflessione totale del set di molle pari a $6,8857 \text{ mm}$ corrispondente a un numero di giri di avvitamento della ghiera uguale a $6,8857$ essendo il passo della vite di 1 mm o un avvitamento di $43,26 \text{ rad}$.

Di sotto sono riportate le curve caratteristiche per la singola molla e per la configurazione di quattro molle in serie. Il punto di funzionamento scelto è in rosso e corrisponde esattamente al 75% di massima deflessione totale del set di molle.

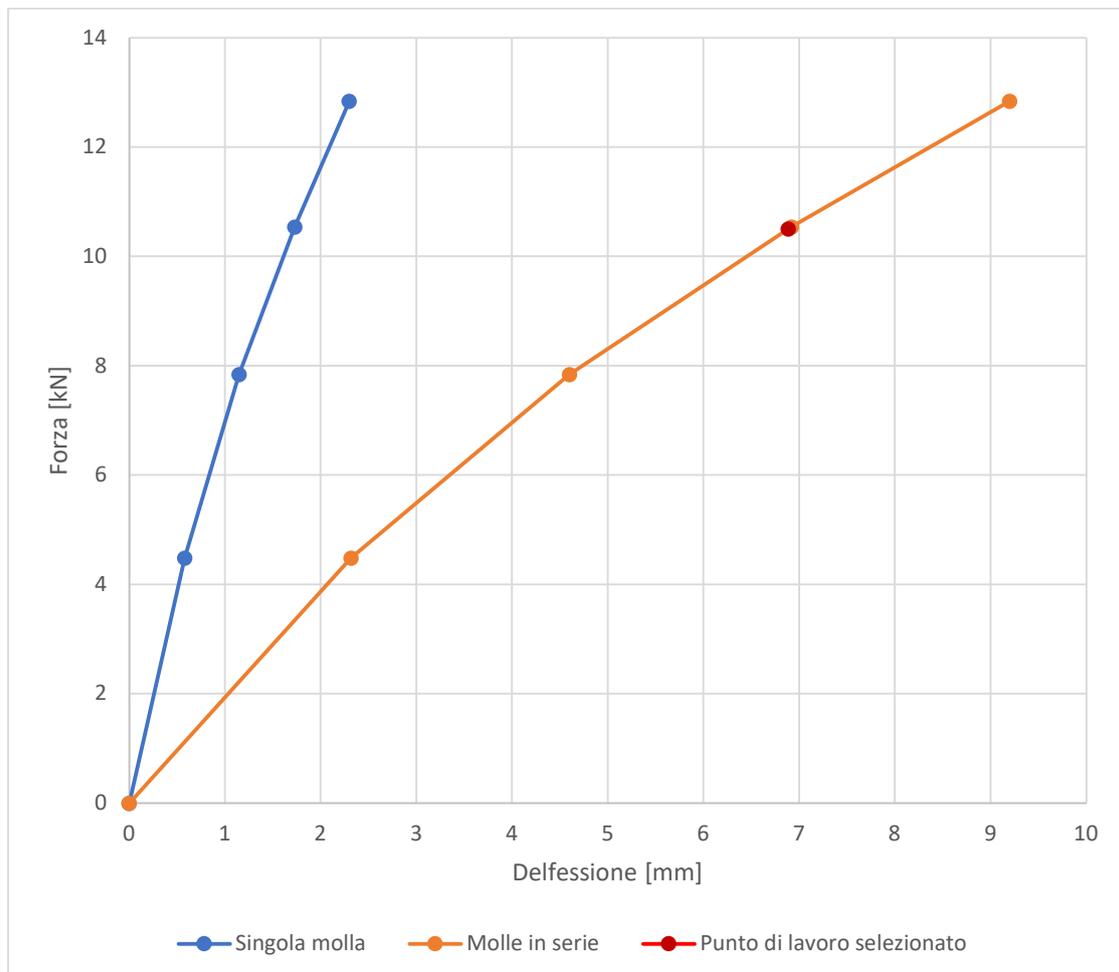


Figura 31: Curve caratteristiche delle molle a tazza Bauer.

2.1.11 Cuscinetti reggispinta

I cuscinetti sono stati scelti in base alle spinte che si generano durante l'attuazione del sistema di carico, in particolare devono sostenere gli effetti inerziali del sistema. Di seguito si illustrano le caratteristiche del cuscinetto assiale obliquo a sfere, a doppio effetto, modello SKF BEAS 012042 C-2RSL.



Figura 32: Cuscinetto assiale obliquo a sfera SKF BEAS 012042 C-2RSL.

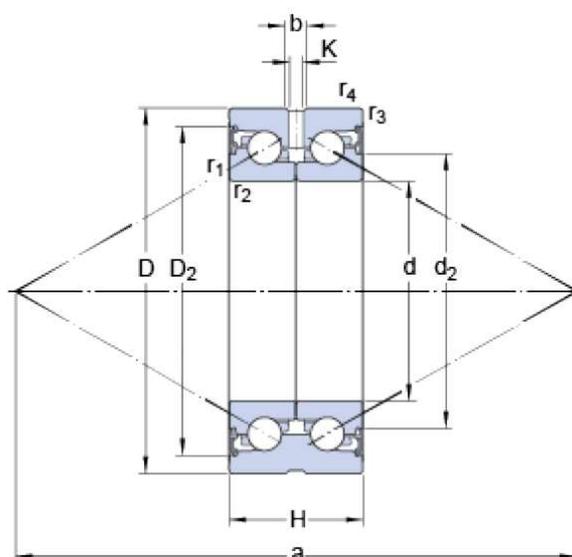


Figura 33: Disegno tecnico del cuscinetto SKF BEAS 012042 C-2RSL.

Caratteristica	Valore
d	12 mm
D	42 mm
b	4.2 mm
K	2.5 mm
r₁₋₂	min. 0.3 mm
r₃₋₄	min. 0.6 mm
H	25 mm
D₂	32.1 mm
d₂	22.7 mm
a	55 mm

Tabella 17: Dimensioni dei cuscinetti reggispinta.

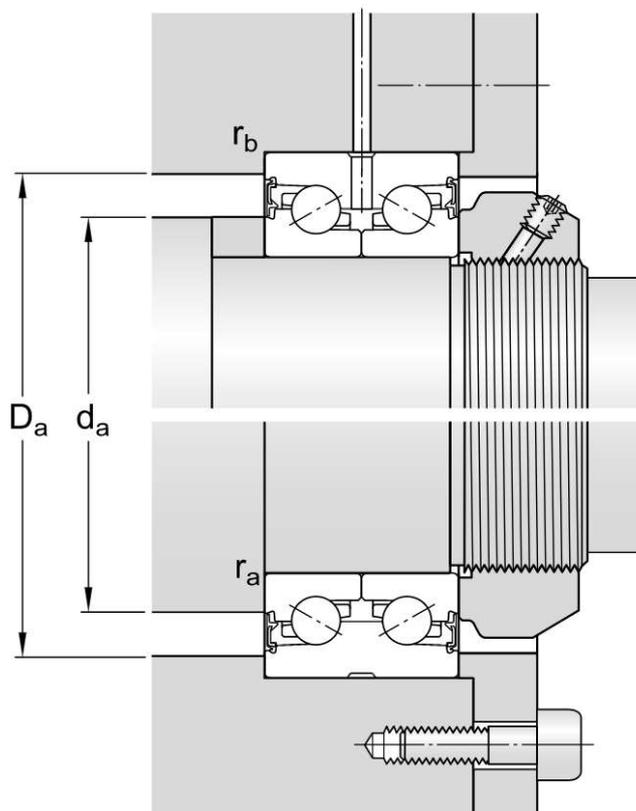


Figura 34: Disegno tecnico cuscinetto SKF BEAS 012042 C-2RSL: spallamenti.

Caratteristica	Valore
d_a	min. 16 mm
D_a	max. 33 mm
r_a	max. 0.3 mm
r_b	max 0.6 mm

Tabella 18: Dimensioni dei cuscinetti reggispinta: spallamenti.

Nella tabella seguente sono riportate le caratteristiche funzionali del prodotto della SKF:

Caratteristica	Valore
Coefficiente di carico dinamico C	19.6 kN
Coefficiente di carico statico di base Co	30 kN
Carico limite di fatica Pu	1.1 kN
Velocità di riferimento	9000 rad/min
Precarico	650 N
Momento di attrito	0.08 Nm
Rigidezza assiale statica	400 N/ μ m
Rigidezza momentanea statica	50 kNm/rad
Angolo di contatto α	60°
Massa cuscinetto	0.02 kg

Tabella 19: Specifiche funzionali dei cuscinetti reggispinta SKF BEAS 012042 C-2RSL.

2.1.12 Guide assiali anti-rotazione

Per impedire la rotazione della slitta ed ottenere, dunque, uno spostamento di essa a fronte di una rotazione della vite, si fa uso di una coppia di guide assiali. Queste dovranno essere caratterizzate da un basso attrito e, pertanto, dovranno essere realizzate con manicotti a sfere. Bisogna considerare anche gli eventuali problemi di scorrimento dovuti alla flessione degli alberi e, quindi, le piste di rotolamento sono opportunamente rettificate per uno scorrimento ottimale.

Il modello di manicotti scelto in prima battuta è il *Super A R310IT 3100* della Bosch Rexroth AG.



Figura 35: Manicotto a sfere della Bosh Rexroth AG modello Super A R310IT 3100.

Il manicotto a sfere Super A, a differenza del modello Super B, compensa la flessione dell'albero e gli errori di allineamento. La compensazione degli errori di allineamento degli inserti d'acciaio e le loro piste rettificate permettono un rotolamento delle sfere più regolare. Il diagramma della forza d'attrito a manicotto in movimento è messo a confronto con quello di un manicotto di tipo usuale. L'esempio si basa su un carico di 800 N, in presenza di un errore di allineamento di circa $8'$ (provocato dalla flessione dell'albero).

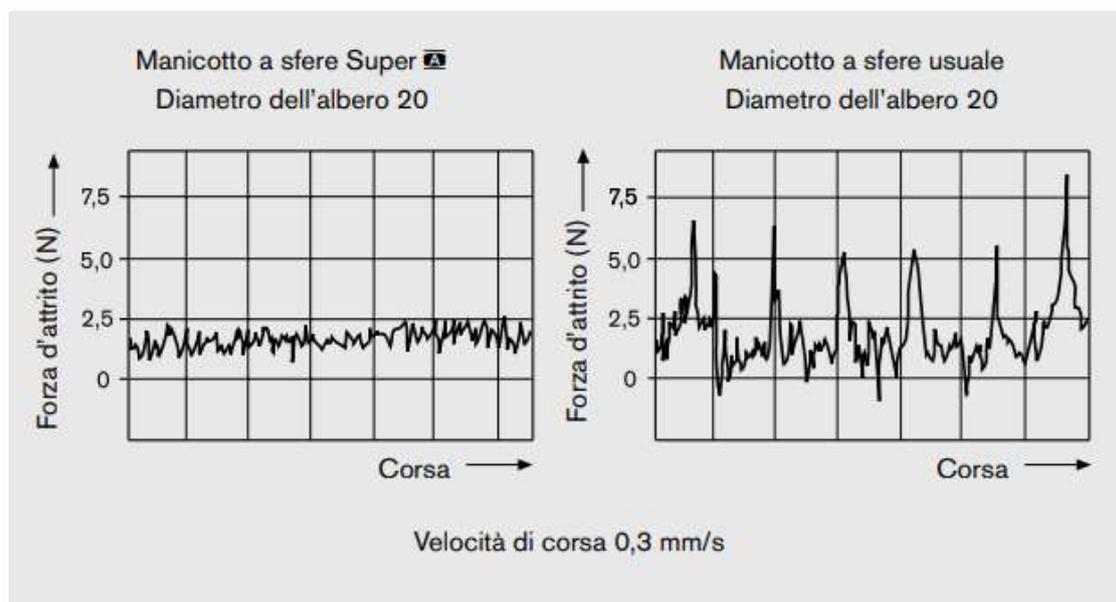


Figura 36: Confronto dei due diagrammi di forza d'attrito.

Il coefficiente di attrito μ dei manicotti a sfere Super senza guarnizione e lubrificati con olio è compreso tra 0,001 e 0,0025. Il coefficiente di attrito è minimo sotto carico. Con carichi molto piccoli esso può arrivare a valori superiori a quelli indicati. Le forze d'attrito dei manicotti a sfere Super, provvisti di schermo integrato ai due lati, senza carico radiale, sono rilevabili dalla tabella. Esse dipendono dalla velocità di traslazione e dalla lubrificazione.

Albero $\varnothing d$ (mm)	chiuso e aperto con guarnizioni integrate		aperto completamente schermato	
	Forza d'attrito allo spunto ¹⁾ (N) circa	Forza d'attrito ¹⁾ (N) circa	Forza d'attrito allo spunto (N) circa	Forza d'attrito (N) circa
10	1	0,5	–	–
12	1,5	0,8	6	3
16	2	1	9	4
20	3	1,5	10	5
25	4,5	2	14	6
30	6	2,5	18	8
40	8	3	24	10
50	10	4	30	12

1) Per le guarnizioni separate moltiplicare i valori con fattore 1,5.

Figura 37: Grafico fattore f_s - Corsa.

Il modello scelto nel progetto finale è il RGH20CA della Hiwn. Si tratta di guide lineari prismatiche e non a manicotto cilindrico.

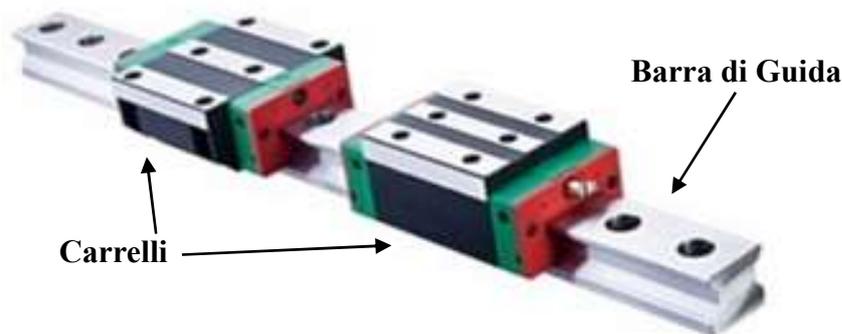


Figura 38: Guida lineare modello RGH20CA della Hiwn.

Anche in questo caso, la guida trasforma l'attrito radente in attrito volvente grazie al fatto che sono inseriti degli elementi rotolanti fra il carrello stesso e la barra di guida ottenendo un coefficiente di attrito molto inferiore rispetto al sistema tradizionale diminuendo anche la differenza fra il coefficiente di attrito dinamico e quello statico. Ne consegue che per muovere il carrello serve una minore forza di azionamento. Un altro vantaggio che si ottiene è una maggiore durata e vita del dispositivo essendo sottoposto a minor usura.

Nelle guide lineari HIWIN serie RG il corpo volvente è costituito da un rullo, anziché da una sfera. La serie RG offre rigidità e capacità di carico estremamente elevate. Queste guide presentano un angolo di contatto di 45° . La deformazione elastica della superficie di contatto lineare è notevolmente ridotta, pertanto la guida offre livelli di rigidità e capacità di carico nettamente superiori in tutte e quattro le direzioni di carico. Le guide lineari della serie RG sono quindi ideali per l'industria di altissima precisione.

La struttura di tale componente viene riportata sottoforma di disegno tecnico nella Figura 39.

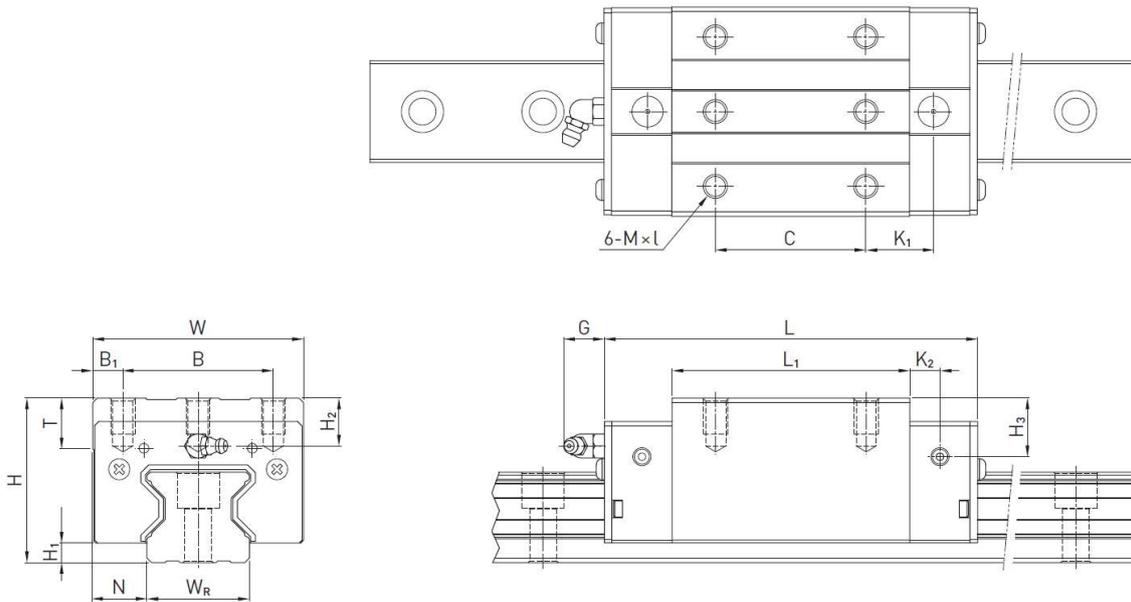


Figura 39: Disegno tecnico della guida lineare RGH20CA.

Parametro	Valore
H [mm]	34
H₁ [mm]	5.0
N [mm]	12.0
W [mm]	44
B [mm]	32
B₁ [mm]	6.0
C [mm]	36
L₁ [mm]	57.5
L [mm]	86.0
K₁ [mm]	15.80
K₂ [mm]	6.00
G [mm]	5.3
M_xl [mm]	M5 × 8
T [mm]	8.0
H₂ [mm]	8.3
H₃ [mm]	8.3
Carico dinamico C_{dyn} [N]	21,300
Carico statico C₀ [N]	46,700
Massa [kg]	0.40

Tabella 20: Caratteristiche della guida lineare RGH20CA (1).

Come già detto, questo tipo di guide sopportano elevati momenti:

Momento Dinamico [Nm]			Momento Statico [Nm]		
M_R	M_P	M_Y	M_{0R}	M_{0P}	M_{0Y}
296	210	210	647	460	460

Tabella 21: Caratteristiche della guida lineare RGH20CA (2).

2.1.13 Fine corsa

Al fine di evitare danneggiamenti al banco prova e all'utente, viene installato sul sistema dei finecorsa con interruttore ad azionamento meccanico che disattiva all'istante l'alimentazione sia energetica che pneumatica.

Sono stati scelti dei finecorsa della Schneider Electric modello XCMD2115L5.



Figura 40: Interruttore di fine corsa della Schneider Electric XCMD2115L5.

Le sue principali caratteristiche sono mostrate nella seguente tabella:

Forma del sensore	Miniatura
Tipo di corpo	Fisso
Tipo di testa	Testa orientabile
Materiale	Metallo
Materiale del corpo	Zamak*
Materiale della testa	Zamak*
Movimento testa operativa	Girevole
Tipo operatore	Leva rotella con ritorno a molla termoplastica
Tipo avvicinamento	Avvicinamento laterale, 2 direzioni
Numero di poli	2
Funzionamento contatti	A scatto

*Lega metallica a base di Zinco (presenti Alluminio, Magnesio e Rame).

Tabella 22: Caratteristiche dell'interruttore di fine corsa della Schneider Electric XCMD2115L5.

2.1.14 Puffer paracolpi

Per assorbire l'energia cinetica di tutta la massa traslante sono inseriti anche dei finecorsa meccanici, due per lato, essendo comunque presente la forza inerziale, nonostante vengano staccate tutte le alimentazioni, la quale provocherebbe danni all'intero sistema.

Per determinare il tipo di prodotto da selezionare, è stato fatto uno studio di tutte le inerzie in gioco nel momento in cui vengono staccate e alimentazioni sugli attuatori. A questo punto bisogna distinguere gli elementi in due macro-gruppi: masse traslanti ed inerzie rotanti.

Le masse traslanti sono principalmente la madre vite, il pistone del cilindro pneumatico e il resto degli elementi componenti la slitta. Invece le inerzie rotanti sono il motoriduttore, i giunti di coppia, il torsionmetro e la ball screw shaft. Nelle seguenti tabelle si riportano i valori di ciascuna massa ed inerzia rotante:

Masse Traslanti [kg]	Valore
Madreviti	0,232 x 2
Pistone del cilindro pneumatico	11,751
Resto della slitta	24,72

Tabella 23: Valori delle masse traslanti.

Inerzie rotanti [kg·m ²]	Valore
Motoriduttore	0,00016
Giunti di coppia	0,000508 x 2
Torsionmetro	0,000119
Ball screw shaft	0,00002396

Tabella 24: Valore delle inerzie rotanti.

Dal seguente grafico si nota come il contributo inerziale maggiore è dato dal motoriduttore stesso, a seguire ci sono i giunti di coppia ed i restanti componenti coprono solo il 4 %.



Figura 41: Grafico a torta della ripartizione delle inerzie ad alimentazioni spente.

Per calcolare la massima energia cinetica di impatto è necessario sommare tutti i contributi per il calcolo della massa totale lineare trasformando le inerzie rotanti in masse equivalenti tenendo conto anche del rapporto di trasmissione del riduttore:

$$M_{tot\ lin} = M_{mv} + M_p + M_{rs} + \frac{I_{bss} + I_j + I_t + (I_{mr} * \tau^2)}{p^2} = 5909,69\text{ kg}$$

Dove M_{mv} , M_{rs} e M_p sono le masse rispettivamente delle madreviti, del resto del sistema della slitta e del pistone appartenente al cilindro pneumatico mentre I_{bss} , I_j , I_t e I_{mr} sono le inerzie rispettivamente della Ball screw shaft, dei giunti di coppi, del torsionometro e del motoriduttore. Il fattore τ rappresenta il rapporto di trasmissione, mentre p identifica il passo della vite a ricircolo di sfere.

A questo punto è possibile calcolare l'energia cinetica massima, che va dissipata all'impatto con il puffer paracolpi, attraverso la seguente formula:

$$E_{cin} = \frac{1}{2} M_{tot\ lin} v_{max}^2$$

Simbolo	Parametro	Valore
$M_{tot\ lin}$	Massa totale [kg]	5909,687
v_{max}	Velocità lineare massima [m/s]	0,1
E_{cin}	Energia cinetica massima [J]	29,548

Tabella 25: Dati di progetto per il dimensionamento e la scelta dei puffer paraurti.

Un altro fattore importante ai fini della scelta del prodotto è la massima freccia necessaria ad arrestare completamente la slitta in movimento. Infatti, vi è un limite di deformazione del puffer, specificata sul catalogo prima che essi risulti irreversibile rendendo inutilizzabile il prodotto stesso.

Il calcolo della freccia massima si ottiene dall'equazione di equilibrio delle energie: l'energia cinetica, a meno dell'energia dispersa, si trasforma in energia elastica dei puffer sottoposti a deformazione. L'equazione è la seguente:

$$E_{cin} = E_{el} \rightarrow \frac{1}{2} M_{tot\ lin} v_{max}^2 = \frac{1}{2} kx^2$$

Dove x è la deformazione dei singoli paracolpi, mentre k è la somma algebrica delle rigidità dei due paracolpi essendo questi disposti in parallelo.

Dunque, va scelta una coppia di puffer paracolpi, i quali saranno disposti in parallelo, in modo che l'energia cinetica sia inferiore alla somma delle energie dissipabili dai paracolpi in base alle specifiche del catalogo e, inoltre, la freccia massima ammissibile dei singoli paracolpi deve essere superiore a quella necessaria all'arresto della slitta alla massima velocità.

I prodotti scelti sono della Angst+Pfister: forma E, modello 12.2037.1003 (Figura 42).



Figura 42: puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.

Di seguito si riporta il disegno tecnico con le misure del prodotto segnate in tabella:

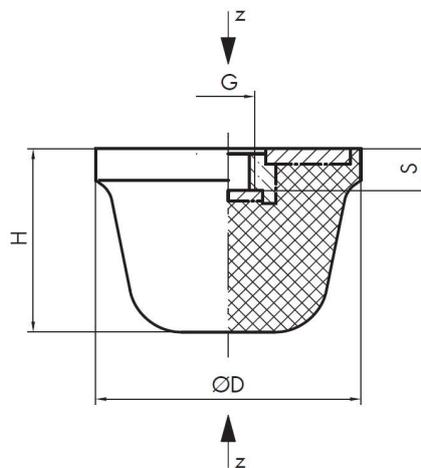


Figura 43: Disegno tecnico del puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.

Parametri	Valore
Codice articolo	12.2037.1003
Diametro D [mm]	50
Altezza H [mm]	35
Filettatura G	M10
Lunghezza del filetto L [mm]	8.8
Forza di compressione F_z [N]	4000
Rigidezza elastica [N/m]	250000
Freccia s_z [mm]	16
Energia [N·m]	20
Norma	DIN 95364
Temperatura d'esercizio	da -30 a +70 °C

Tabella 26: Specifiche del puffer paracolpi della Angst+Pfister forma E, modello 12.2037.1003.

Come si nota dalla tabella, l'energia assorbibile dal paracolpi è pari a 20 J, il che vuol dire che una coppia di puffer in parallelo raggiunge i 40 J che sono superiori ai 29,548 J corrispondenti alla massima energia cinetica della slitta.

Verificando la freccia di deformazione del singolo puffer sottoposto alla massima energia cinetica risulta minore di quella ammissibile data sul catalogo (s_z):

$$\frac{1}{2} kx^2 = \frac{1}{2} M_{tot\ lin} v_{max}^2 \rightarrow x = \sqrt{\frac{M_{tot\ lin} v_{max}^2}{k}} = 10,872 \text{ mm} < s_z = 16 \text{ mm}$$

2.1.15 Cilindro pneumatico

Nel sistema del banco prova, la forza esterna viene generata da un cilindro pneumatico della FESTO modello DSBG a doppio effetto con il diametro 160 mm (Figura 44). Siccome il sistema sottopone i componenti ad alte forze, si deve evitare che il pistone impatti contro le pareti del cilindro. Pertanto, si è scelto un cilindro con una corsa superiore a quella della slitta, ovvero pari a 400 mm. La pressione in cui opera è compresa fra i 0.6 e i 10 bar.

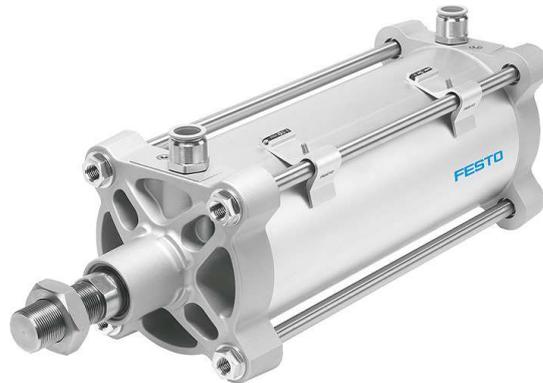


Figura 44: Cilindro pneumatico DSBG

Di seguito si mostra il disegno tecnico del cilindro scelto seguito dai valori delle misure.

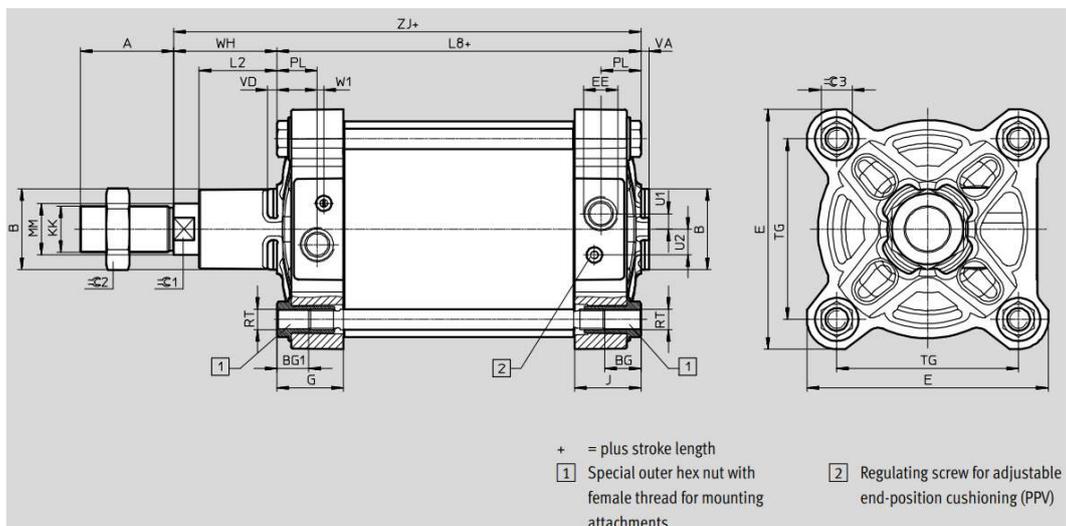


Figura 45: Disegno tecnico cilindro FESTO.

\varnothing [mm]	A	B	BG	BG1	E	EE	G	J
160	-0.5	\varnothing d11	min.	± 0.5	± 0.9	G3/4	50.7	50.7

\varnothing [mm]	L2	L8	MM	PL	RT	TG	U1	U2
160	60	180 ± 1	40	31	M16	140	12	20

\varnothing [mm]	VA	VD	W1	WH	ZJ	$\beta 1$	$\beta 2$	$\beta 3$
160	-1	7	5	80 ± 1.3	± 1	36	55	24h13

Tabella 27: Dimensioni del cilindro pneumatico della FESTO.

2.1.16 Valvola proporzionale in flusso

Anche per la valvola che regola il cilindro pneumatico in controllo portata è stato scelto un prodotto della FESTO: il modello MPYE - 5 - $\frac{3}{8}$ le cui caratteristiche sono indicate nelle tre tabelle e due grafici posti nelle pagine seguenti.



Figura 46: Valvola proporzionale in flusso della FESTO, modello MPYE.

Essendo la valvola di tipo proporzionale e non digitale, è possibile regolare il flusso all'interno di essa in maniera direttamente proporzionale al segnale di ingresso piuttosto che una regolazione di tipo on/off.

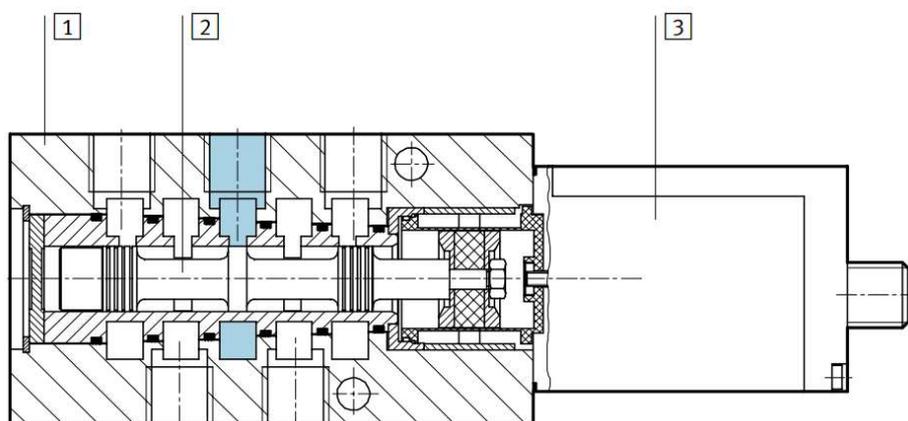


Figura 47: Disegno tecnico della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.

1	Corpo	Alluminio anodizzato
2	Cursore	Alluminio temprato
3	Corpo per elettronica	Acrilbutadienstirolo galvanizzato

Lo schema semplificato del funzionamento della valvola e riportato nella figura sottostante:

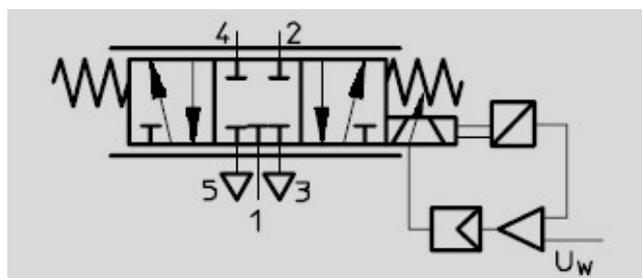


Figura 48: Schema funzionale della valvola FESTO MPYE 5-3/8.

Dati tecnici generali	Definizione
Tipo	5/3, chiusa
Struttura e composizione	Valvola a spola ad azionamento diretto, posizione spola regolata
Principio di tenuta	Metallo su metallo
Tipo di azionamento	Elettrico
Tipo di riposizionamento	A molla meccanica
Tipo di comando	Diretto
Direzione di flusso	Non reversibile
Tipo di fissaggio	Con foro passante
Fluido	Aria compressa filtrata, lubrificata o non lubrificata, capacità filtrante 5 µm
Diametro nominale [mm]	10
Portata nominale normale [l/min]	2000
Peso [kg]	0,740

Tabella 28: Dati tecnici generali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.

Di seguito si riportano le caratteristiche funzionali:

Dati elettrici	Valore
Tensione di alimentazione [V cc]	17 ... 30
Max. assorbimento di corrente	- in posizione di riposo [mA] 100 - con corsa completa [mA] 1100
Valore nominale	- Tensione [V cc] 0 ... 10 - Corrente [mA] 4 ... 20
Max. isteresi¹	[%] 0,4
Posizione di riposo valvola	- Tensione [V cc] 5 (±0,1) - Corrente [mA] 12 (±0,16)
Frequenza limite² [Hz]	65
Tempo di risposta [ms]	5,5
Grado di protezione	IP65
Collegamento elettrico	Connettore a 4 poli, circolare, M12x1

1) Rilevato sulla max. corsa della spola.

2) Corrisponde alla frequenza 3dB con max. corsa di spostamento della spola

Tabella 29: Dati generali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.

Le condizioni di funzionamento sono mostrate nella tabella successiva:

Condizioni di esercizio e ambientali	Valore
Pressione di esercizio [bar]	0 ... 10
Temperatura ambiente [°C]	0 ... 50
Resistenza alle vibrazioni	A norme DIN/IEC 68 parte 2-6, classe di precisione 2
Resistenza agli urti ripetuti	A norme DIN/IEC 68 parte 2-27, classe di precisione 2
Marchio CE	A norme 89/336/CEE (legge EMV)
Temperatura del fluido [°C]	5 ... 40, evitare assolutamente la formazione di condensa

Tabella 30: Condizioni di esercizio e ambientali della valvola proporzionale in flusso FESTO, modello MPYE.

Come descritto in tabella questa valvola può essere regolata in tensione (U_w) o in corrente (I_w). Nei grafici successivi si mostra la relazione fra i segnali di comando e le portate attraverso i canali 1→2 e 1→4 riferiti alle porte della valvola (Figura 48).

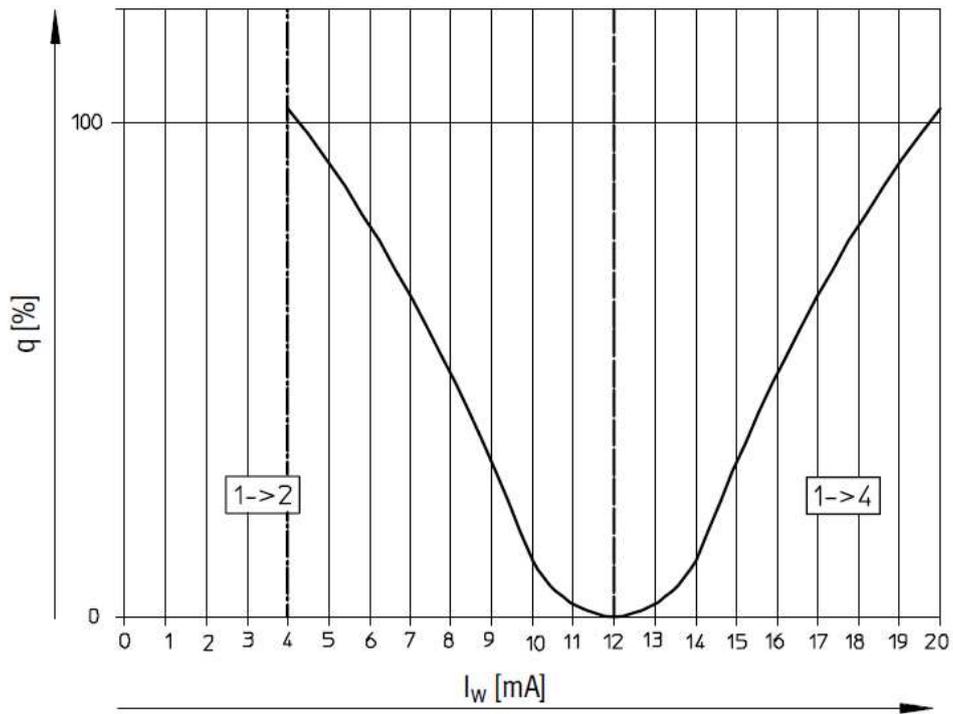


Figura 49: Portata q a 6 o 5 bar in funzione dell'ampereaggio di riferimento I .

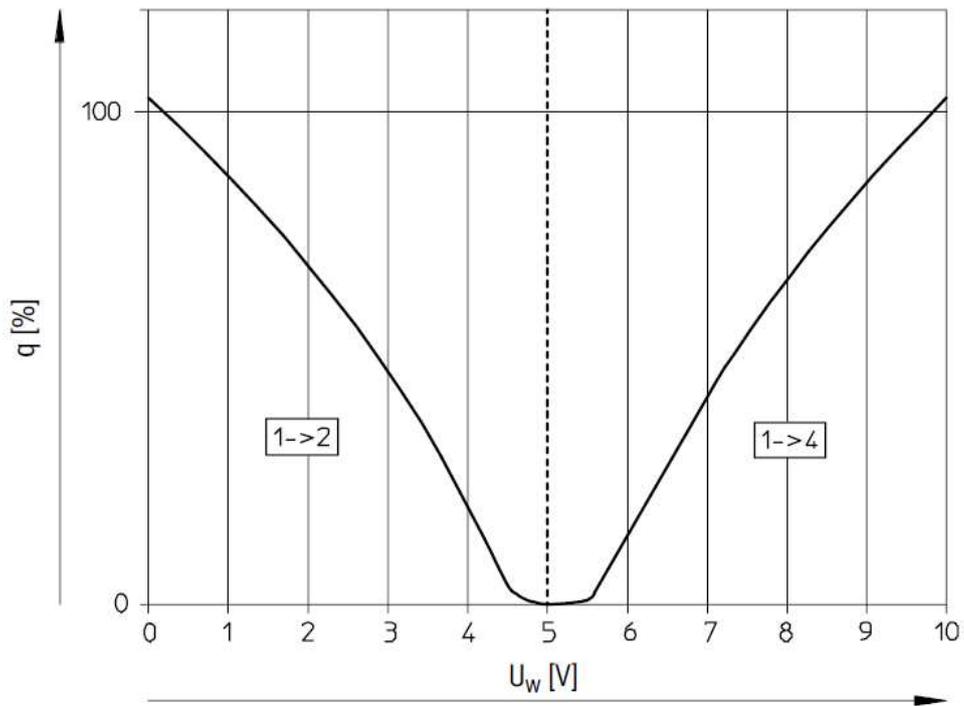


Figura 50: Portata q a 6 o 5 bar in funzione della tensione di riferimento U .

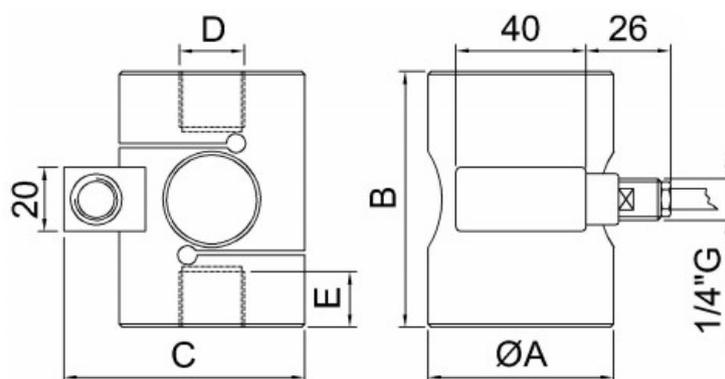
2.1.17 Cella di carico per forza esterna

La cella di carico utilizzata per misurare la forza che si instaura fra la slitta e il cilindro pneumatico è della società AEP trasducers. Il modello è il TCETM e funziona sia in trazione che in compressione dato che non è dato il moto relativo della slitta rispetto al pistone del cilindro pneumatico.

La cella ha un carico nominale di 25 kN ed è stato scelto poiché, fra quelli disponibili (5;10;25;50;75;100 kN), è quello subito superiore al carico nominale applicato dal cilindro pneumatico di 12 kN.



Figura 51: Cella di carico TCETM.



ØA	B	C	D	E
57	80	74.5	M20X1,5	17

Figura 52: Disegno tecnico della cella di carico TCETM.

Caratteristiche	Valore
Codice articolo	CTCETM25KNI05
Numero datasheet	TCETM.213.R5
Carico nominale [kN]	25
Filettatura attacchi [kN]	M20x1.5
Incertezza	0,1 - 0,25%
Sensibilità [mV/V]	2 ±0.1%F.S.
Tensione di alimentazione massima [V]	15
Tensione di alimentazione consigliata [V]	10
Forza limite [kN]	37.5
Forza di rottura [kN]	>75
Deflessione con carico nominale [mm]	0.3

Tabella 31: Caratteristiche della cella di carico TCETM.

2.2 Componenti di comando

Fra i componenti esterni al banco prova, i più significativi e caratteristici del progetto sono il driver e il c-Rio.

2.2.1 Driver

Per questo progetto si è scelto di utilizzare l'inverter Servo-Drive 9400 High Line modello E0044 il cui codice identificativo è E94ASHE0044. Questo gestisce non solo l'azionamento, ma anche il controllo del motore.

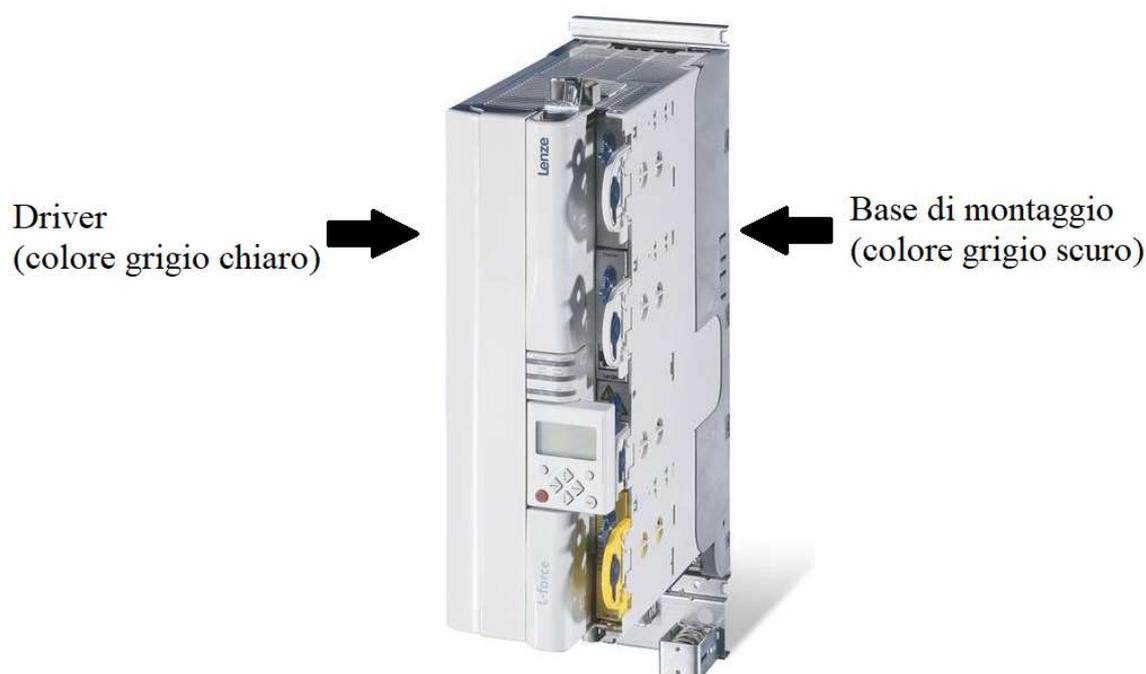


Figura 53: Servo-Drive 9400 High Line.

Esso è costituito da due elementi, il driver e la base di montaggio, che sono collegati fra loro dopo aver cablato la parte elettrica. La base di montaggio, i cui terminali sono collegati ai cablaggi della rete elettrica, svolge il ruolo di componente di potenza per il driver il quale, a sua volta, funge da controllore.

I dati caratteristici sono riportati nella tabella seguente:

Caratteristica	Valore
Tensione di input [V]	3/PE AC 340 ÷ 528
Corrente nominale output [A]	4.0
Frequenza di commutazione nominale [kHz]	8
Corrente massima [A]	16.0
Alimentazione DC [V]	460 ÷ 740
Corrente DC-bus nominale [A]	6.7
Potenza persa [kW]	0.16

Tabella 32: Caratteristiche del Servo-Drive 9400 High Line.

I dati in funzionamento in *overload* sono riportati di sotto riferiti al ciclo di massima corrente di output:

Caratteristica	Valore
Durata di overload [s]	60
Corrente massima [A]	7.5
Corrente di recovery [A]	3.8
Tempo di recovery [s]	120
Durata di overload [s]	0.5
Corrente massima [A]	16
Corrente di recovery [A]	3.8
Tempo di recovery [s]	4.5

Tabella 33: Specifiche funzionali del Servo-Drive 9400 High Line.

Dal seguente schema si vuole mostrare, per sommi capi, il funzionamento elettronico del driver.

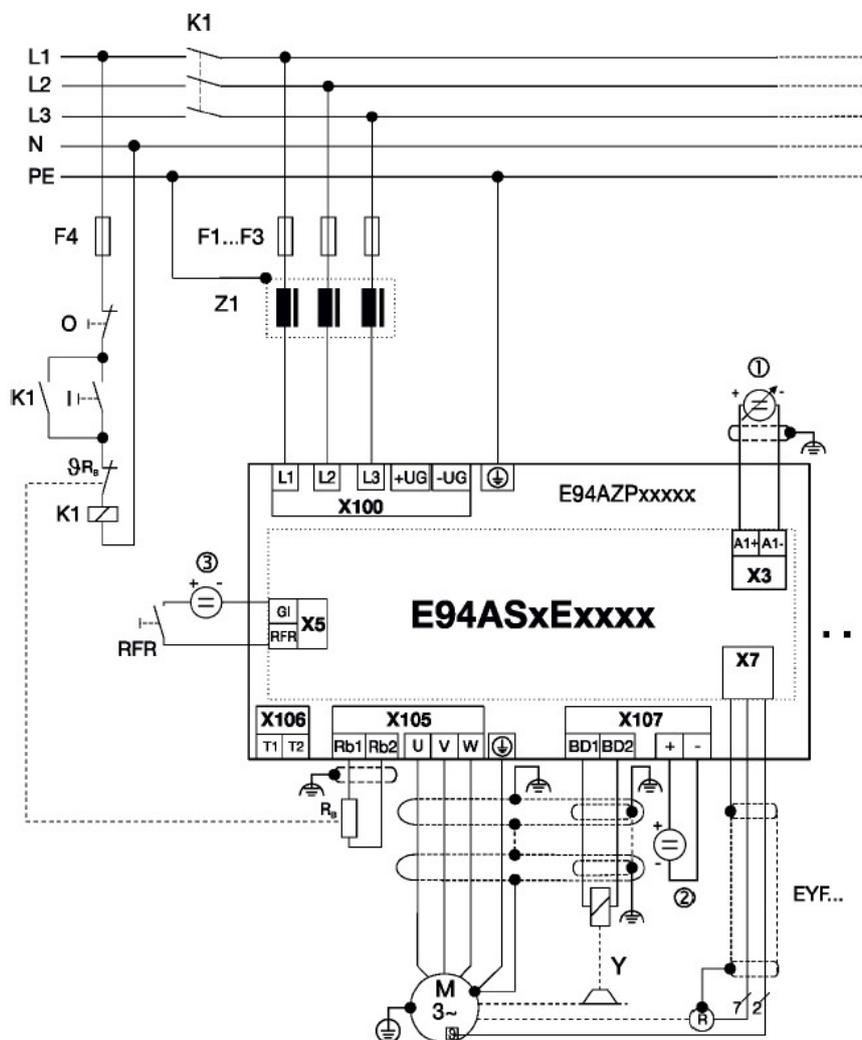


Figura 54: Diagramma delle connessioni dell'inverter 9400 High Line.

La corrente alternata trifase viene prelevata dalla rete elettrica a 50 Hz grazie ad una presa tetra-polare industriale. La corrente viene successivamente modulata tramite la logica di controllo e dai transistor presenti nel driver così permettendo il comando del motore a velocità diverse.

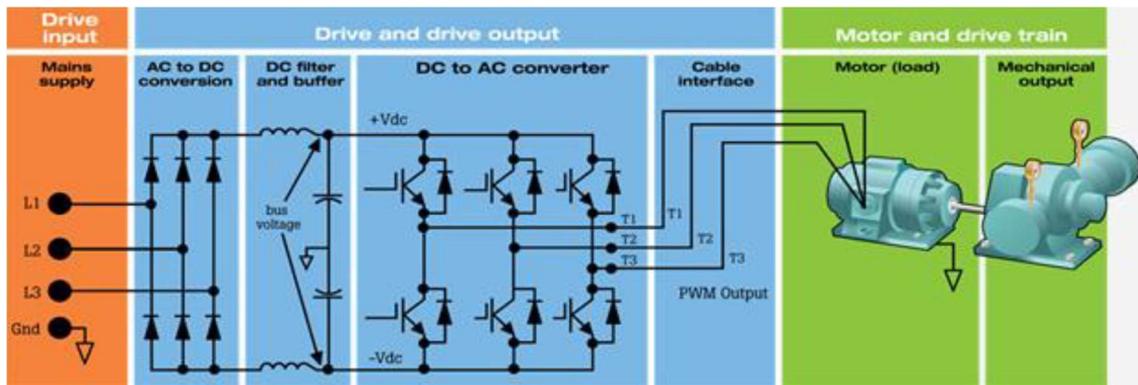


Figura 55: Schema elettronico dell'azionamento di un motore tramite inverter.

Dalla Figura 55 si vede come il driver (blocchi blu), ovvero l'inverter, svolge una doppia conversione (AC-DC/DC-AC): il driver riceve una corrente alternata trifase dall'alimentazione di rete (blocco arancione) che viene resa continua grazie ad un raddrizzatore (primo blocco blu) per poi essere filtrata grazie ad un DC bus link (secondo blocchetto blu) evitando i *ripples* che si generano nella conversione ed, infine, l'inverter vero e proprio (terzo blocchetto blu), tramite un ponte H e transistor comandati dalla logica di controllo, ritrasforma la corrente in corrente AC con frequenza e ampiezza necessarie sulle tre fasi del motore. Per poter ottenere tali ampiezze e frequenze viene utilizzata la tecnica del PWM grazie ai transistor elettronici che permettono degli *switches* dell'ordine di qualche kHz, ovvero frequenze di commutazioni irraggiungibili da quelli meccanici. Infine, le correnti così modulate sono inviate agli avvolgimenti delle tre fasi del motore (blocco verde) grazie alla presenza di una morsettiera con ingressi e uscite analogiche e digitali, attraverso le quali l'utente invia i segnali e quindi comanda il motore stesso.

All'interno del driver è possibile aggiungere diversi moduli aggiuntivi. Seguendo le linee guida del progetto preesistente nel quale è inserito lo stesso tipo di Driver, è consigliabile inserire il modulo di memoria MMI3 necessario per allocare la memoria per le applicazioni progettate sul software Lenze ed inviate nel Driver per un funzionamento *embended*. Inoltre, si consiglia inserire un modulo di sicurezza SMO il quale è necessario per un corretto funzionamento del Driver pur non eseguendo alcun tipo attività di sicurezza.

Inoltre, il driver è dotato di una morsettiera con ingressi e uscite analogiche e digitali, attraverso le quali l'utente invia i segnali e quindi comanda il motore

2.2.2 c-Rio 9074

Per poter effettuare e gestire le applicazioni di controllo si fa uso di un CompactRio (c-RIO) della serie 907x della National Instruments il quale racchiude dei sistemi integrati che combinano un controller RT e un processore FPGA (Field Programmable Gate Array) all'interno di un chassis, per applicazioni di controllo industriali e monitoraggio.



Figura 56: c-Rio 9074.

Nella fattispecie, il c-RIO 9074 è dotato di un chassis equipaggiabile con un massimo di 8 moduli.

All'interno è presente un processore RT da 400 MHz e un chip FPGA spartan-3 2M. Inoltre, grazie ad una memoria non volatile da 256 MB, il c-RIO è capace di lavorare come un sistema embedded ovvero, in fase di programmazione, l'applicazione viene caricata direttamente sulla memoria consentendone il funzionamento autonomo.

Per il collegamento con il PC host sono presenti porte ethernet sul chassis, in tal modo è possibile eseguire monitoraggio, acquisizione dati e comando. Il sistema c-RIO dispone di un'elevata configurabilità, assicurata dal circuito FPGA definibile dall'utente e dalla vasta disponibilità di moduli della serie NI I/O che consentono di equipaggiare il c-RIO. I tipi di moduli disponibili sono quelli per l'acquisizione e generazione di segnale analogico in tensione e in corrente, per l'acquisizione di segnali provenienti da termocoppie, accelerometri e celle di carico, moduli digitali del tipo 5V/TTL, contatori, temporizzatori, generatori di impulsi e relè per l'alta tensione e corrente.

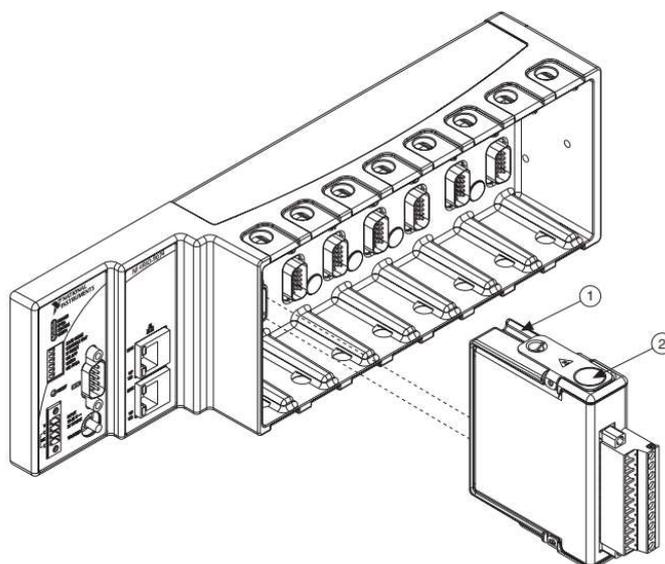


Figura 57: Installazione di un Modulo I/O nel Chassis.

Un FPGA è semplicemente un circuito elettrico programmabile la cui struttura, rappresentata in Figura 58, presenta una suddivisione reticolare che individua 46080 blocchi detti celle logiche.

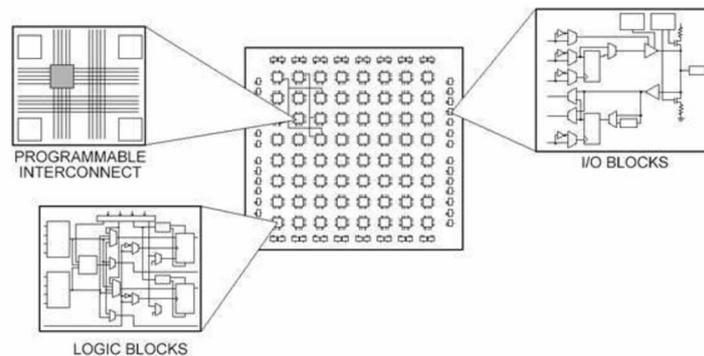


Figura 58: Schema elettrico del FPGA.

Tra un blocco e l'altro vi sono delle interconnessioni riconfigurabili in base alle necessità. Esistono, inoltre, blocchi I/O che fungono da input e output per il circuito rispettivamente per acquisizione dati da un modulo e generazione di un segnale.

Ciascun blocco logico svolge una funzione, ad esempio somma e sottrazione, che viene assegnata, in base al codice scritto dal programmatore, in maniera automatica dal software LabVIEW in fase di compilazione. Pertanto, il programmatore può sviluppare il codice con le tipiche modalità previste dall'ambiente LabVIEW, con l'aggiunta di nuove funzioni relative esclusivamente all'FPGA (modulo LabVIEW FPGA). Naturalmente occorre sempre prestare attenzione durante lo sviluppo del codice scegliendo architetture che richiedano un minor uso di celle logiche rispetto ad altre poiché vi è il limite imposto dal numero finito di celle fisiche presenti sul c-RIO.

L'FPGA, inoltre, permette di lavorare a frequenze notevoli, fino all'ordine dei MHz, infatti, il passaggio da un blocco logico all'altro viene scandito dalla frequenza di clock e, maggiore è la frequenza di clock, minore sarà il tempo richiesto per l'esecuzione del codice, poiché quest'ultimo è dato dall'insieme dei singoli blocchi logici interconnessi.

Inoltre, un FPGA, per via della sua architettura, lavora nativamente in Real-Time. Tale modalità è necessaria per il rispetto delle tempistiche, essendo il tempo un parametro fondamentale nell'acquisizione e generazione di un segnale e, dunque, si ha bisogno di elevate frequenze di scansione del codice (2.5 kHz). Oltre a ciò, è possibile assicurare il parallelismo tra due sanzioni di codici, ovvero l'inizio della scansione di entrambi i codici avviene nello stesso istante temporale. Questi prerequisiti sono molto importanti poiché più la frequenza di lavoro di un programma è alta, maggiore è il peso relativo dell'errore dovuto ad un timing non perfetto e dipendente dal carico del processore. Il parallelismo è assicurato dal fatto che i codici paralleli vengono fisicamente disposti in modo tale da risultare paralleli sul circuito individuati dai blocchi logici e dalle interconnessioni programmabili.

Dal momento che il sistema operativo presente nel c-RIO, il quale gestisce un processore Real Time da 400 MHz, nonostante sia ottimizzato per la gestione delle temporizzazioni del codice, ottenendo risultati, a basse frequenze, simili a quelle che si otterrebbero con l'FPGA, si preferisce utilizzare sia il processore RT, per ciò che riguarda il codice non deterministico, sia l'FPGA, per ciò che è necessario sia deterministico.

3 Modello Lineare

Allo scopo di definire al meglio i parametri che entrano nel software che gestisce il Driver, in particolare i diversi guadagni di ciascun controllore, è opportuno fare uno studio preliminare tramite la disposizione di un modello lineare che si avvicini al comportamento dell'intero sistema fisico seppur trascurando i fattori di non linearità che pur sempre caratterizzano il sistema dinamico. Questa approssimazione riesce a simulare il banco con una certa precisione solo in determinate condizioni, ovvero solo avendo in ingresso piccole variazioni dei parametri in tempi anche meno repentini proprio perché, a causa di quelle non linearità trascurate nel modello lineare, il sistema reale ha un calo di prestazioni che si presenta per frequenze più basse rispetto a quelle del sistema lineare simulato.

Per uno studio sistematico viene definito di volta in volta il modello per ciascun componente di cui è costituito l'intero sistema mostrato nella Figura .

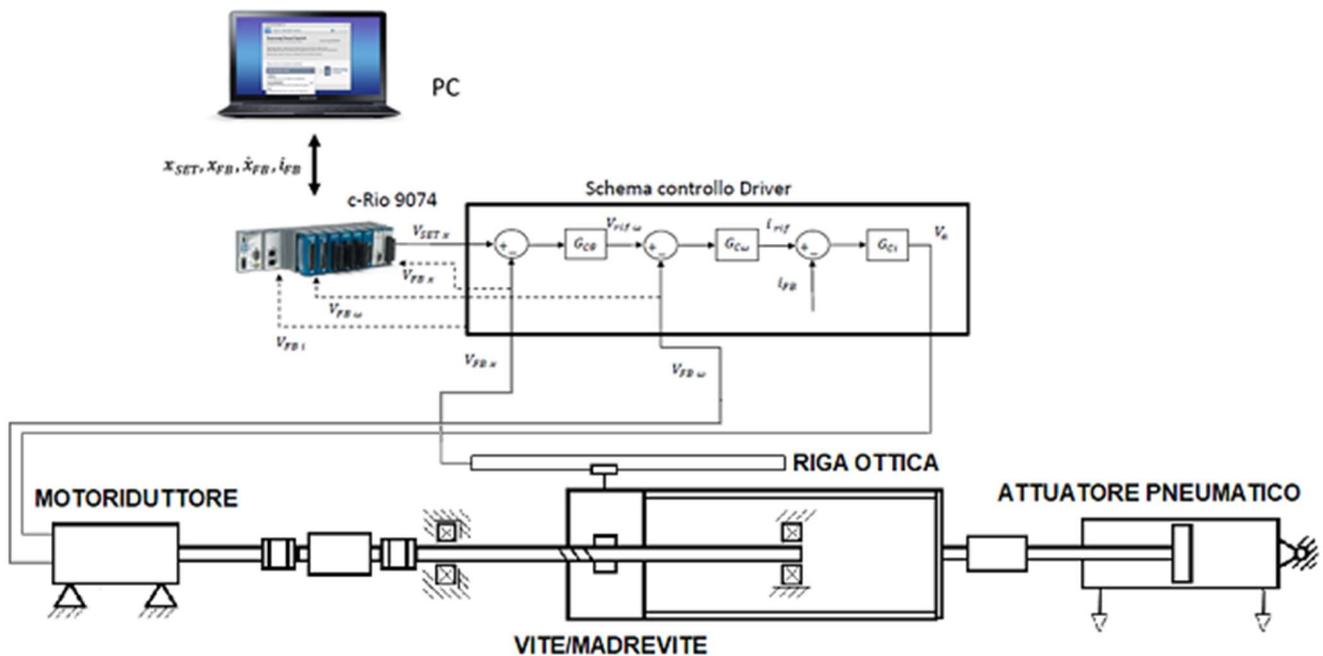


Figura 40: Schema sistema per la linearizzazione.

Come è possibile notare, l'attuatore pneumatico non è alimentato bensì è collegato alla pressione ambiente perché, nello studio del modello lineare, ai fini del calcolo delle funzioni di trasferimento, la forza esterna viene considerata nulla. Ma, al tempo stesso, sono state considerate tutte le masse collegate alla slitta come masse traslanti (dunque anche quelle del pistone all'interno dell'attuatore pneumatico così come quelle dei vari giunti e della cella di carico).

3.1 Modellazione dei componenti

Come detto in precedenza, il lavoro di modellizzazione lineare serve per definire al meglio i parametri da inserire nel Driver e, per tale motivo, lo schema si avvicina molto a quello di quest'ultimo.

Sono state, dunque, definite le equazioni che caratterizzano ciascun componente come si mostra di seguito.

3.1.1 Motore elettrico

Per facilitare l'implementazione nel modello, il motore, seppur un motore in corrente alternata (AC), è stato modellizzato come uno in corrente continua (DC) senza creare degli errori significativi.

Come si mostra nello schema in Figura 59, un motore elettrico in DC a magneti permanenti viene facile da modellizzare considerando le equazioni alla maglia del circuito elettrico e della coppia magnetica generata:

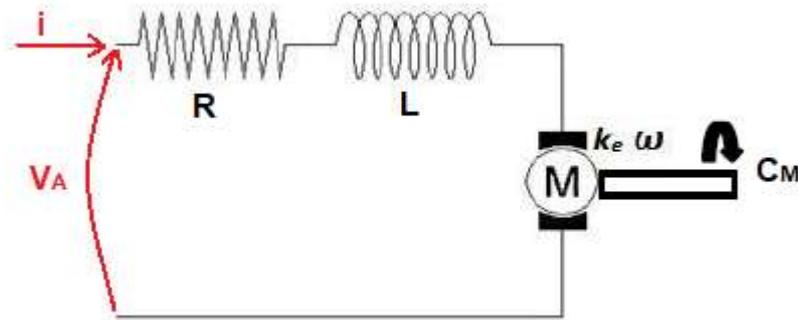


Figura 59: Disegno del modello del motore elettrico.

Dove:

- V_A = tensione in armatura [A]
- i = corrente elettrica in armatura [A]
- R = resistenza elettrica [Ω]
- L = induttanza [H]
- k_e = costante di tensione del motore elettrico [$\frac{V}{rad/s}$]
- ω = velocità angolare del rotore [rad/s]

In questo modo, l'equazione risulta essere la seguente:

$$V_A = Ri + L \frac{di}{dt} + k_e \omega \quad (3.1)$$

La forza contro elettromotrice $k_e \omega$ si genera con la rotazione del rotore che, secondo la legge di Lorentz, induce nell'avvolgimento una corrente nel verso opposto a quella di armatura, dunque una tensione elettro-motrice ai capi del circuito opposta a quella di armatura.

Usando le trasformate di Laplace, dall'equazione (3.1) si ottiene:

$$\bar{i} = \frac{1}{(Ls + R)} (V_A - k_e \bar{\omega}) \quad (3.2)$$

La coppia magnetica C_M generata dalla corrente è pari a:

$$C_M = k_c \cdot i \quad (3.3)$$

Con k_c si indica la costante di coppia del motore che lega appunto in modo proporzionale la corrente che circola in armatura con la coppia magnetica generata. Naturalmente la proporzionalità è un'approssimazione che funziona in un certo range dell'applicazione del motore, campo nel quale vede il funzionamento nominale del motore.

3.1.2 Riduttore

Attraverso il riduttore si ottiene in uscita una coppia maggiore rispetto a quella in entrata, riducendo così la velocità angolare.

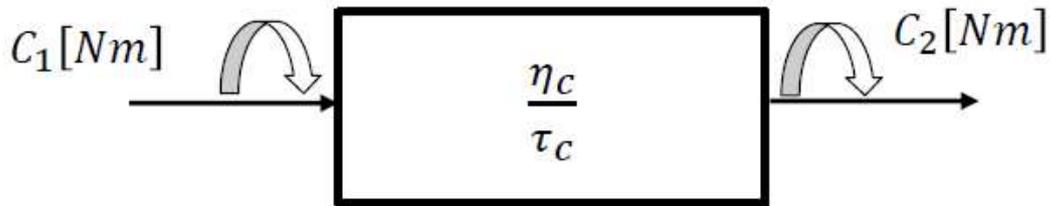


Figura 60: Schema di riporto della coppia motrice a valle del riduttore

Dall'uguaglianza della potenza in entrata con quella in uscita, si ha:

$$\eta_c = \frac{C_1 \dot{\vartheta}_1}{C_2 \dot{\vartheta}_2} \quad (3.4)$$

Dove η_c è il rendimento del riduttore.

Infine, definendo il rapporto di trasmissione come $\tau_c = \frac{\dot{\vartheta}_1}{\dot{\vartheta}_2}$ si ottiene dalla precedente formula la coppia in uscita in relazione a quella in entrata:

$$C_2 = \frac{C_1 \eta_c}{\tau_c} \quad (3.5)$$

3.1.3 Equilibrio rotazionale riferito sull'albero motore

Per poter sviluppare l'equazione che descrive l'equilibrio rotazionale, è opportuno riportare tutte le coppie, agenti sull'intero sistema, sull'albero motore di modo che si possano sommare fra loro (Figura 61).

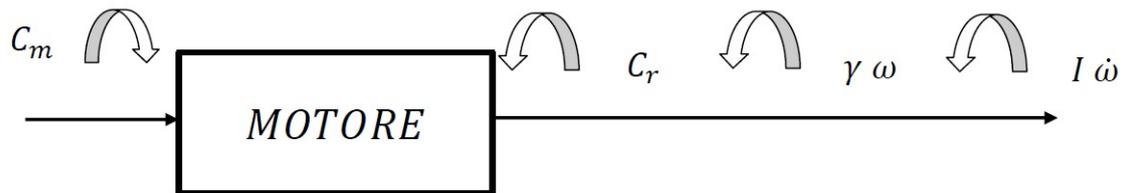


Figura 61: Equilibrio rotazionale sull'albero motore.

C_m : coppia motrice disponibile in uscita dal blocco motore e riduttore a cinghia [Nm];

C_r : coppia resistente applicata dal carico a valle [Nm];

I : inerzia totale riportata sull'asse dell'albero motore [$kg\ m^2$];

γ : coefficiente d'attrito viscoso dei componenti rotanti [$\frac{Nm}{rad/s}$];

Sommando le coppie con gli opportuni segni si ottiene:

$$C_m - C_r - \gamma\omega - I\dot{\omega} = 0 \quad (3.6)$$

Nel dominio della trasformata di Laplace, l'equazione è la seguente:

$$C_m - C_r - \gamma\bar{\omega} - I\bar{\omega}s = 0 \quad (3.7)$$

Una volta esplicitata la velocità angolare del rotore, si ottiene la seguente espressione:

$$\bar{\omega} = \frac{1}{(\gamma + Is)} (C_m - C_r) \quad (3.9)$$

3.1.4 Sistema di trasmissione Vite/madrevite

Come è possibile vedere dalla Figura 62, il moto rotatorio viene trasformato in moto lineare grazie al sistema vite/madrevite. La forza esterna F_e , che agisce lungo l'asse di rotazione della vite, entra come disturbo sul moto della slitta e si traduce in una coppia resistente sulla vite, C_r , che a sua volta si trasporta sull'albero motore.

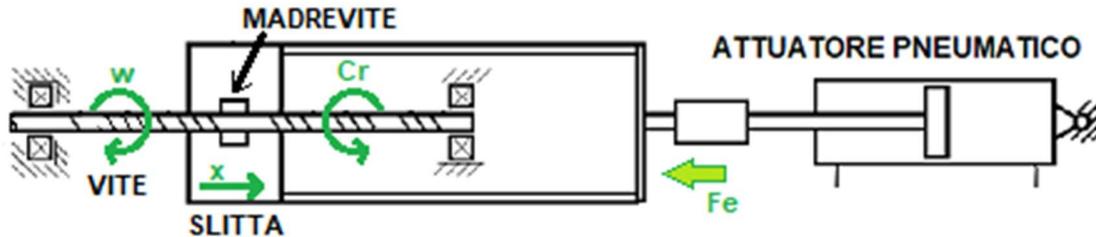


Figura 62: Trasmissione vite/madrevite.

Grazie alla definizione di rendimento della vite, è possibile calcolare la coppia resistente a partire dalla conoscenza della forza esterna. Nel nostro caso si considerano identici i rendimenti diretto e indiretto, ovvero si ha una perdita identica in percentuale sia quando il motore rotativo aziona la traslazione che quando una traslazione genera una rotazione sul motore. Il rendimento è pari al rapporto delle potenze in entrata ed in uscita:

$$\eta_v = \frac{F_e \dot{x}}{C_r \omega_v} = \frac{F_e p}{C_r 2\pi} \quad (3.10)$$

Esplicitando la coppia resistente si ottiene:

$$C_r = F_e \frac{p}{2\pi \eta_v} \quad (3.11)$$

La posizione della slitta sarà data dal legame di essa con l'angolo con il quale ruota la vite grazie al fatto che il banco prova possiede un dispositivo che non permette la rotazione della slitta, ma gli consente la sola traslazione. Il legame fra angolo della vite e posizione della slitta (ovvero delle madrevite, a meno di un certo offset per ciascuna) è dato dal rapporto di trasmissione del sistema vite/madrevite:

$$\tau_v = \frac{x}{\vartheta_v} = \frac{p}{2\pi} = \frac{0.05}{2\pi} \cong 0,00796 \quad (3.12)$$

Dove p è il passo della vite [m]

L'angolo della vite viene fuori integrando la velocità angolare, variabile in uscita dal blocco trasmissione vite/madrevite:

$$\vartheta = \frac{\bar{\omega}}{s} \quad (3.13)$$

3.1.5 Riporto dell'inerzia sull'albero motore

Come anticipato nel paragrafo 3.1.3 *Equilibrio rotazionale riferito sull'albero motore*, risulta fondamentale riportare ogni inerzia e massa traslante sull'albero del motore per poter fare l'equilibrio rotazionale sul suo asse.

Nella figura di seguito è riportato uno schema esemplificativo grazie al quale è possibile svolgere i calcoli per il trasporto delle inerzie:

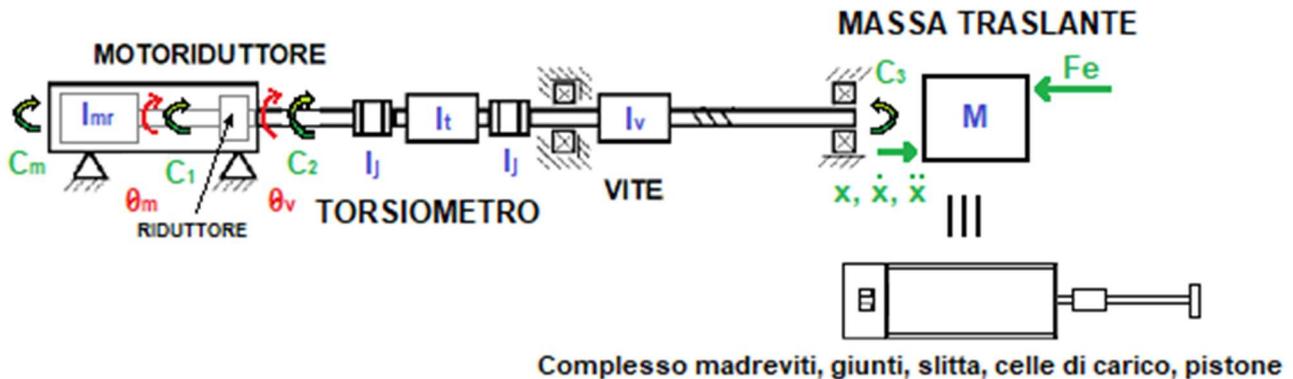


Figura 63: Schema per il trasporto delle inerzie sull'albero motore.

Dove:

- I_{mr} è l'inerzia del motoriduttore (riportata sull'albero motore) = $1.6 \cdot 10^{-4} [kg m^2]$;
- I_j è l'inerzia del giunto di rotazione = $3.2 \cdot 10^{-4} [kg m^2]$;
- I_t è l'inerzia del torsionometro = $1.1900 \cdot 10^{-4} [kg m^2]$;
- I_v è l'inerzia della vite = $3.7628 \cdot 10^{-5} [kg m^2]$
- C_m è la coppia motrice del motore $[Nm]$;
- C_1 è la coppia resistente applicata a monte del riduttore $[Nm]$;
- C_2 è la coppia resistente applicata a valle del riduttore $[Nm]$;
- C_3 è la coppia agente sulla vite $[Nm]$;
- M è la massa traslante = $35.1433 [kg]$;
- F_e è la forza resistente che rappresenta il carico applicato sull'attuatore $[N]$;
- θ_m è la posizione angolare dell'asse a monte del riduttore (asse motore) $[rad]$;
- θ_v è la posizione angolare dell'asse a valle del riduttore (asse vite) $[rad]$.

A questo punto si noti che sono presenti due soli assi che ruotano a velocità diverse: l'asse del motore (asse a monte del riduttore) e quello a valle del riduttore che comprende la maggior parte delle inerzie presenti sul banco prova. Di seguito sono raggruppate le inerzie su ciascuno di questi assi, in particolare l'inerzia sull'asse del motore comprende già da catalogo sia quella del rotore che quella del riduttore stesso:

$$I_1 = I_m + I_r = 1.6 \cdot 10^{-4} [kg m^2] \quad (3.14)$$

$$I_2 = I_j + I_t + I_j + I_v = 7.9663 \cdot 10^{-4} [kg m^2] \quad (3.15)$$

Prima di scrivere le equazioni di equilibrio alla rotazione per ciascun asse, è opportuno ricordare le definizioni di rapporti di trasmissioni e rendimenti sia per il riduttore che per il sistema vite/madrevite:

- $\tau_v = \frac{p}{2\pi} = \frac{x}{\vartheta_v} = \frac{\dot{x}}{\dot{\vartheta}_v} = \frac{\ddot{x}}{\ddot{\vartheta}_v} = 0.0079[m/rad]$
- $\tau_c = \frac{\vartheta_v}{\vartheta_m} = 0.25$
- $\eta_c = \frac{C_2 \vartheta_v}{C_1 \vartheta_m} = 0.91$ da cui $C_1 = C_2 \frac{\tau_c}{\eta_c}$
- $\eta_v = \frac{F \dot{x}}{C_3 \dot{\vartheta}_v} = 0.91$ da cui $C_3 = F \frac{\dot{x}}{\dot{\vartheta}_v} \frac{1}{\eta_v} = F \frac{\tau_v}{\eta_v}$

Le equazioni di equilibrio, che servono ai fini del calcolo dell'inerzia equivalente sull'asse del motore, sono quelle rotazionali sui due assi sopra definiti (asse motore e asse vite) e quella delle forze longitudinali all'asse della vite sulle masse traslanti:

$$C_m - C_1 = I_1 \ddot{\vartheta}_m \quad (3.16)$$

$$C_2 - C_3 = I_2 \ddot{\vartheta}_v \quad (3.17)$$

$$F - F_e = m\ddot{x} \quad \text{da cui} \quad F = F_e + M\ddot{x} \quad (3.18)$$

Prendendo l'equazione del rendimento della vite/madrevite esplicitata secondo la coppia e sostituendo la C_3 nella equazione (4.17), si ottiene:

$$C_2 = I_2 \ddot{\vartheta}_v + F \frac{\tau_v}{\eta_v}$$

Sostituendo la forza con l'equazione (4.18) si ha:

$$C_2 = I_2 \ddot{\vartheta}_v + \frac{\tau_v}{\eta_v} (F_e + M\ddot{x})$$

In seguito, si raggruppano i termini con le accelerazioni mettendo in evidenza $\ddot{\vartheta}_v$:

$$C_2 = \frac{\tau_v}{\eta_v} F_e + \ddot{\vartheta}_v \left(I_2 + \frac{\ddot{x}}{\ddot{\vartheta}_v} \frac{\tau_v}{\eta_v} M \right)$$

Infine, si ottiene la seguente espressione sostituendo al rapporto $\frac{\ddot{x}}{\ddot{\vartheta}_v}$ la τ_v :

$$C_2 = \frac{\tau_v}{\eta_v} F_e + \ddot{\vartheta}_v \left(I_2 + \frac{\tau_v^2}{\eta_v} M \right) \quad (3.19)$$

A questo punto si prende l'equazione (4.16) esplicitata secondo la coppia motrice e vi si sostituisce la coppia C_1 attraverso la relazione con la coppia C_2 derivante dalla definizione dell'efficienza di trasmissione del riduttore η_c :

$$C_m = I_1 \ddot{\vartheta}_m + C_2 \frac{\tau_c}{\eta_c}$$

Sostituendo, poi, alla C_2 l'equazione precedentemente trovata (4.19), si ottiene:

$$C_m = \frac{\tau_c \tau_v}{\eta_c \eta_v} F_e + \ddot{\vartheta}_v \left(I_2 \frac{\tau_c}{\eta_c} + \frac{\tau_c \tau_v^2}{\eta_c \eta_v} M \right) + I_1 \ddot{\vartheta}_m$$

Infine, si raggruppano i termini che possiedono in comune il $\ddot{\vartheta}_m$ considerando la relazione $\vartheta_v = \tau_c \vartheta_m$:

$$C_M = \frac{\tau_c \tau_v}{\eta_c \eta_v} F_e + \ddot{\vartheta}_m \left(I_1 + I_2 \frac{\tau_c^2}{\eta_c} + \frac{\tau_c^2 \tau_v^2}{\eta_c \eta_v} M \right)$$

Da questa formula si estrae il termine che moltiplica l'accelerazione angolare del rotore il quale rappresenta l'inerzia totale equivalente riportata sull'asse del motore:

$$I = I_1 + I_2 \frac{\tau_c^2}{\eta_c} + \frac{\tau_c^2 \tau_v^2}{\eta_c \eta_v} m = 3.8015 \cdot 10^{-4} [kg \ m^2] \quad (3.20)$$

Questo termine è esattamente il termine che viene utilizzato nell'equazione di equilibrio alla rotazione [eq. 4.9].

3.2 Modellazione dei controlli

La modellazione dei controlli è altrettanto fondamentale perché è con essa che si possono verificare i parametri da ottimizzare e poi inserire nel Driver. Risulta, dunque, molto importante strutturare il modello di modo che rappresenti il più possibile il modello già implementato nel Driver stesso per mezzo del software Lenze Engineer.

Nel nostro caso, come già accennato, l'architettura del controllo è composta da tre anelli annidati ciascuno con il proprio regolatore il cui tipo è definito nella tabella di sotto:

Anello	Posizione	Velocità	Corrente
Tipo controllo	P*	PI**	PI

*P: controllo proporzionale

**PI: controllo proporzionale integrativo

3.2.1 Regolatore di posizione

Nella seguente figura si mostra nel dettaglio la parte dello schema del driver nella quale si attua la regolazione del segnale di errore della posizione.

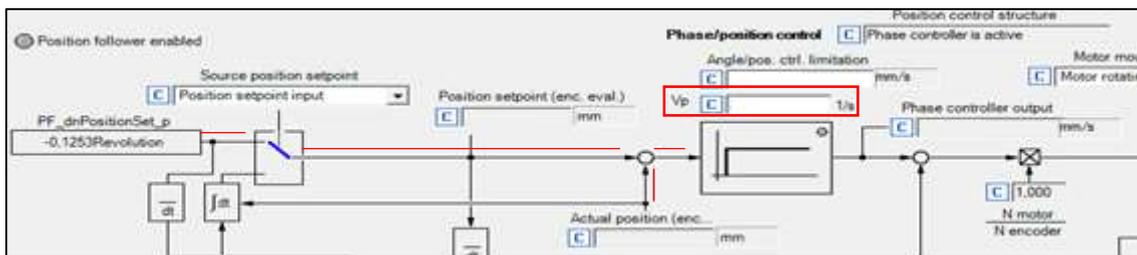


Figura 64: Schema Regolatore posizione sul software LE (Driver).

Come si può notare, in ingresso al regolatore entra un errore di posizione espresso in millimetri ed in uscita un segnale di riferimento per la velocità in mm/s . Nel riquadro rosso è evidenziato il valore del guadagno che è semplicemente di tipo proporzionale, inoltre, nel regolatore stesso vi è anche una saturazione per la velocità che viene trascurata nella trattazione della modellizzazione lineare.

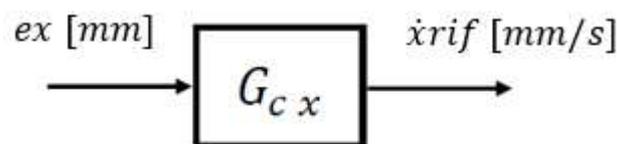


Figura 65: Regolatore anello di posizione.

La funzione di trasferimento che ne risulta è la seguente:

$$G_{c x} = k p_x , \quad k p_x : \begin{bmatrix} 1 \\ s \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Come già detto l'unico parametro di tale controllo è il guadagno proporzionale kp_x che, dunque, lega algebricamente l'uscita con l'ingresso. Scegliere grossi guadagni significa aumentare la velocità a fronte di un certo errore diminuendone il valore nel loop, ma resta comunque un certo scarto fra il segnale di set e quello di feedback definito come errore a regime. Al contrario non bisogna superare un certo valore limite di kp_x onde evitare l'instabilità del sistema. Nella Figura 66 si mostra il diagramma di bode per la risposta in frequenza del regolatore di posizione

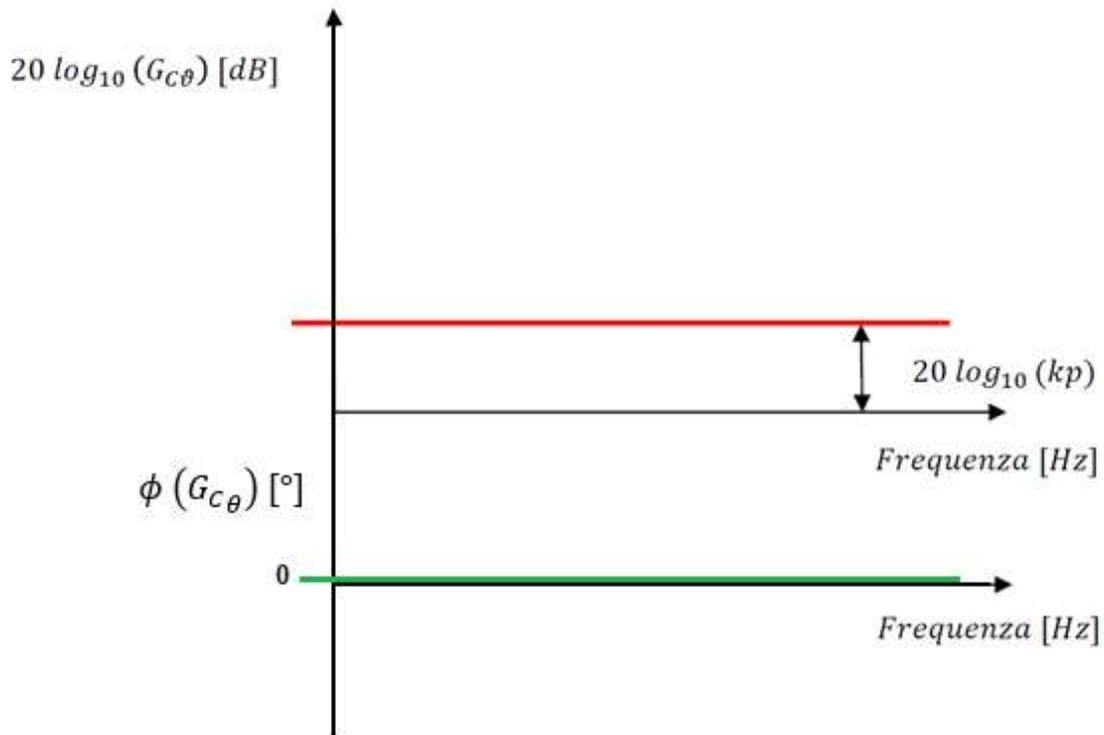


Figura 66: Risposta in frequenza del regolatore di posizione.

3.2.2 Regolatore di velocità

Naturalmente, anche per il regolatore di velocità ci si riferisce alla struttura definita nel software LE che gestisce il Driver. Come si può notare dalla Figura 67, in ingresso si ha un errore di velocità in rpm ($= \frac{2\pi}{60} = 0.104719 \frac{ra}{s}$), mentre in uscita c'è la coppia in Nm .

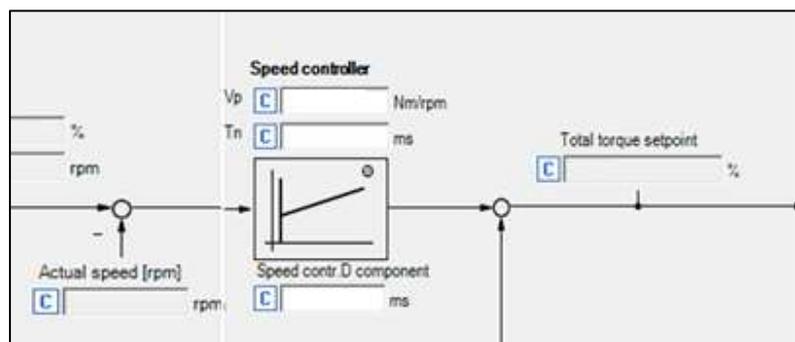


Figura 67: Schema regolatore di velocità PI nel software LE.

Il regolatore, chiamato *speed controller* nel software, permette la selezione di 3 parametri rispettivamente V_p , T_n e lo “speed contr. D component”. Quest’ultimo viene posto uguale a 0 poiché si è scelto un controllo PI. Per quanto riguarda gli altri due parametri vanno esplicitati nella forma più nota alla letteratura:

$$G_{c\dot{\theta}} = V_p \left(\frac{10^{-3}\tau_n s + 1}{10^{-3}\tau_n s} \right) = V_p + \frac{V_p}{10^{-3}\tau_n s} = kp_{\dot{\theta}} + \frac{ki_{\dot{\theta}}}{s} \quad (4.22)$$

$$V_p : \left[\frac{Nm}{\frac{rad}{s}} \right], \quad \tau_n : [10^{-3}s]$$

$$kp_{\dot{\theta}} = V_p \left[\frac{Nm}{\frac{rad}{s}} \right], \quad ki_{\dot{\theta}} = \frac{V_p}{\tau_n} 10^3 \left[\frac{Nm}{\frac{rad}{s} s} \right]$$

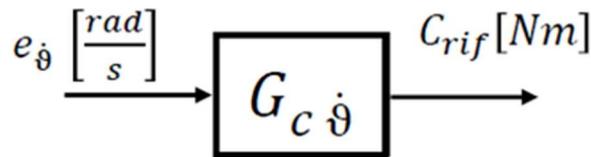


Figura 68: Regolatore anello di velocità.

L’azione integrativa, in più a quella proporzionale, permette l’annullamento dell’errore a regime e, maggiore è il ki , più velocemente si azzerava comportando però una diminuzione della banda passante nonché forti oscillazioni a fronte di repentine variazioni del segnale di set.

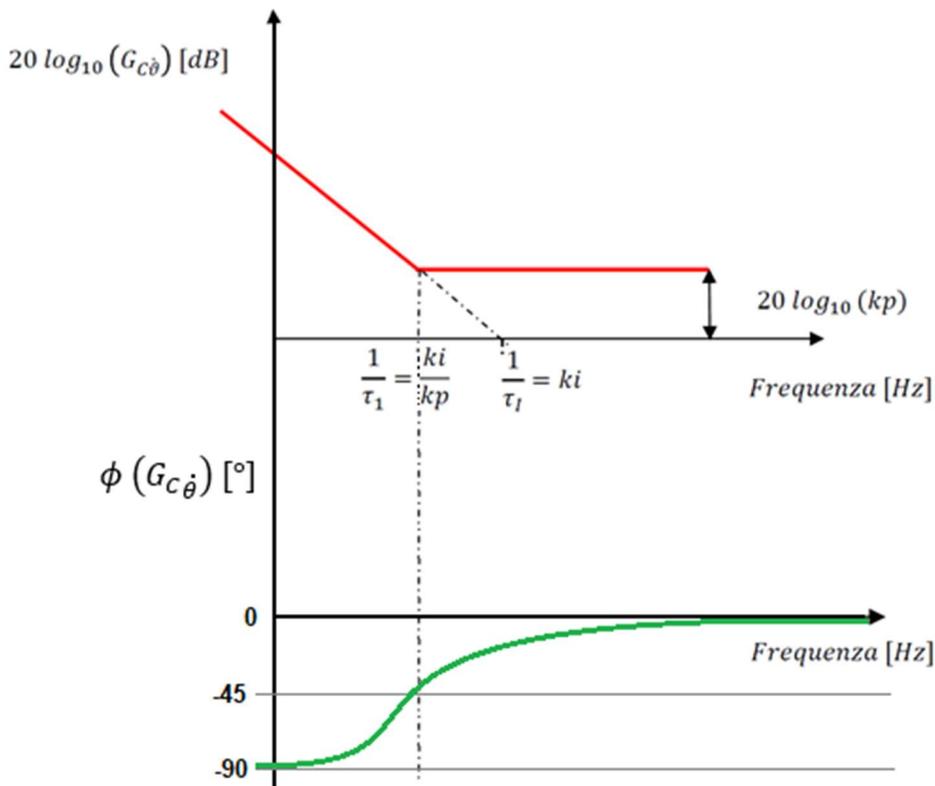


Figura 69: Risposta in frequenza del regolatore di velocità.

3.2.3 Regolatore di corrente

Come fatto per gli altri regolatori, ci si riferisce al controllore definito sul software LE (Figura 70).

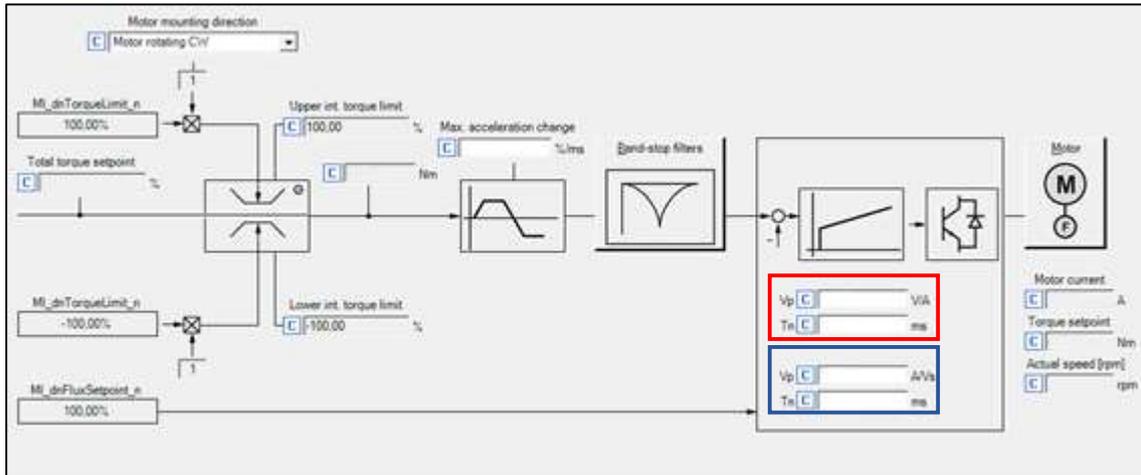


Figura 70: Schema regolatore di corrente.

Nel blocco regolatore di corrente si individua in ingresso un errore di corrente in Ampere e in uscita un segnale di tensione di armatura in Volt. Il regolatore è di tipo proporzionale-integrativo e come per la velocità si inseriscono i parametri V_p e τ_n (Riquadro rosso).

NOTA: nel Riquadro blu vanno inseriti i parametri che definiscono l'inverter dove in ingresso vi è la tensione di armatura desiderata e in uscita l'impulso di corrente che entra nel motore.

$$G'_a = V_p \left(\frac{10^{-3}\tau_n s + 1}{10^{-3}\tau_n s} \right) = V_p + \frac{V_p}{10^{-3}\tau_n s} = V_i \left(kp_i + \frac{ki_i}{s} \right) = V_i \frac{ki_i}{s} \left(\frac{kp_i}{ki_i} s + 1 \right) \quad (4.23)$$

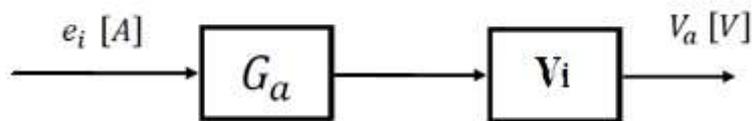


Figura 71: Regolatore anello di corrente.

Come si nota dalla Figura 71, si è voluto estrarre dalla funzione del controllo di corrente la tensione di alimentazione V_i per poter fare uno studio normalizzato rispetto a tale voltaggio. Pertanto, i coefficienti dei componenti proporzionale e integrativo del controllo di corrente sono rispettivamente definiti come:

$$V_p : \left[\frac{V}{A} \right] , \quad \tau_n : [10^{-3}s]$$

$$kp_i = \frac{V_p}{V_i} \left[\frac{1}{A} \right] , \quad ki_i = \frac{V_p}{\tau_n V_i} 10^3 \left[\frac{1}{As} \right]$$

$$V_i = 270 [V]$$

Anche qui, come nel caso del regolatore di velocità, si fanno le stesse considerazioni sulla risposta in frequenza e sugli effetti dei parametri dei componenti del regolatore di tipo Proporzionale Integrativo.

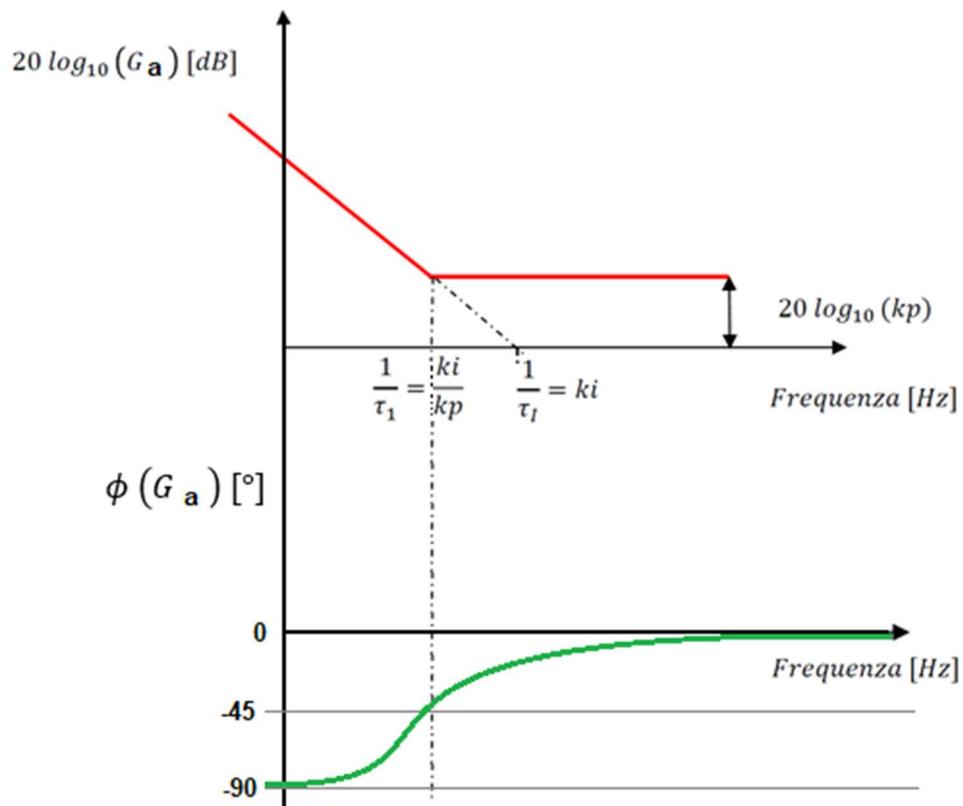


Figura 72: Risposta in frequenza del regolatore di corrente.

3.3 Diagrammi a blocchi del modello

Nel seguente paragrafo si sviluppa il modello a blocchi del sistema linearizzato facendo uso dei blocchi precedentemente definiti.

3.3.1 Azionamento e motore elettrico

Come è stato detto in precedenza, la struttura del modello si basa su tre anelli in retroazione annidati fra loro. Il più interno è quello di corrente che serve a considerare il disturbo generato dalla presenza della forza contro elettromotrice $k_e \dot{\theta}_M$. In questo modo, grazie ad un valore di guadagno adeguatamente elevato, si ottiene una corrente quasi indipendente dalla velocità angolare ottenendo un valore molto più preciso e veloce della coppia desiderata in uscita dal motore rispetto ad un motore DC regolato semplicemente in velocità.

Seguendo quanto stato detto all'inizio di questo capitolo, ci si riferisce ad un modello di azionamento in cui il motore è di tipo DC a magneti permanenti il cui schema mecatronico riassuntivo è il seguente:

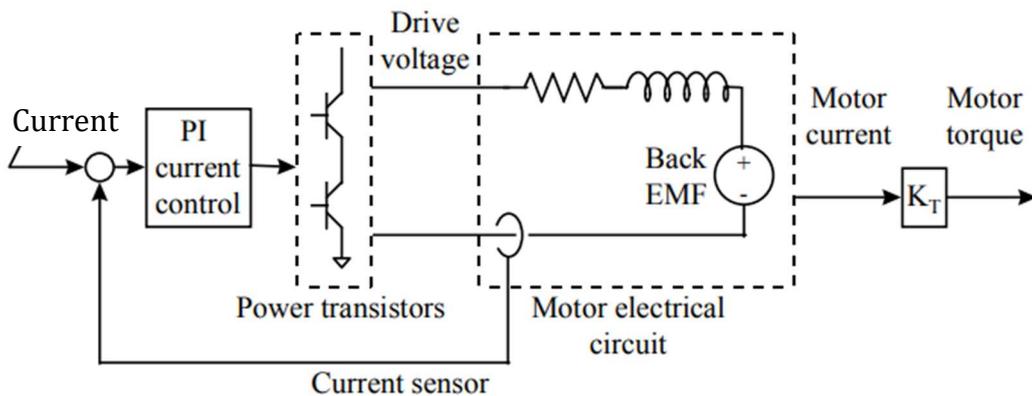


Figura 73: Schema mecatronico dell'azionamento e del motore elettrico.

Considerando i blocchi precedentemente definiti, lo schema di sopra si traduce nel diagramma a blocchi riportato di sotto:

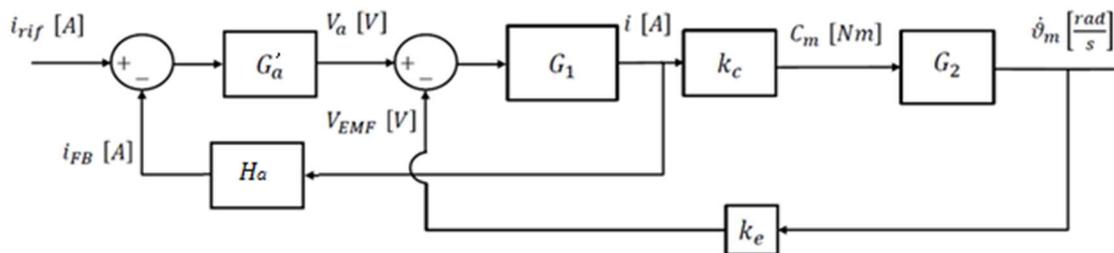


Figura 74: Diagramma a blocchi del modello del Driver e del motore elettrico.

Per proseguire la trattazione e ottenere le funzioni di trasferimento di anello aperto e chiuso, utili per definire la bontà e la stabilità del sistema, va presa come ipotesi l'assenza della forza esterna proveniente dall'attuatore ottenendo una forma semplificata del diagramma avendo, poi, raggruppato diversi parametri nelle seguenti espressioni:

$$G_1 = \frac{1}{R} \frac{L}{R} \frac{1}{s + 1} \quad (3.26)$$

$$G_2 = \frac{1}{\gamma} \frac{1}{\frac{I}{\gamma} s + 1} \quad (3.27)$$

$$G'_a = G_a \cdot V_i \quad (3.28)$$

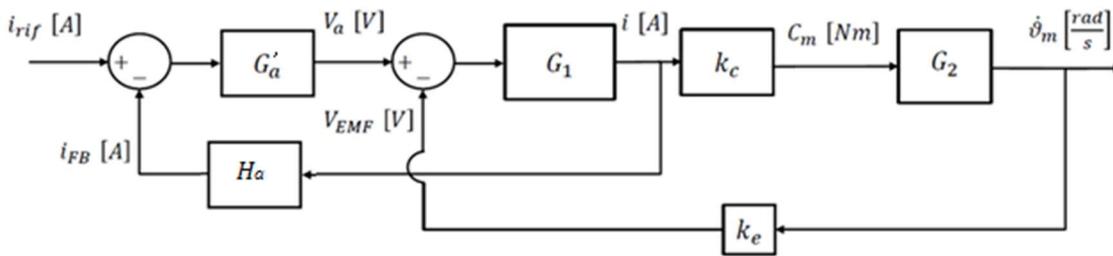


Figura 75: Semplificazioni diagramma a blocchi 1.

Sfruttando le proprietà dei diagrammi a blocchi si semplifica nel seguente modo:

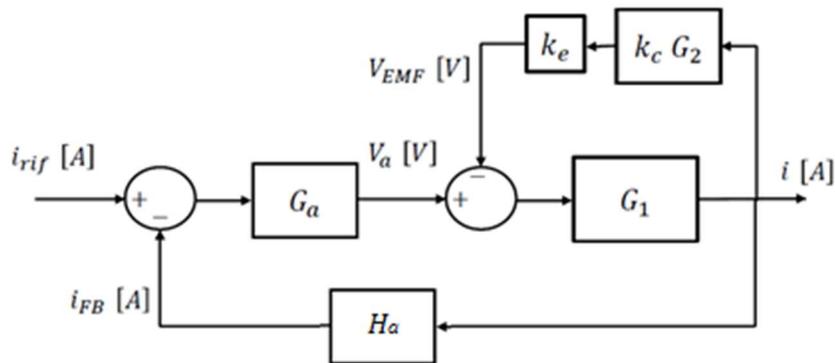


Figura 76: Semplificazioni diagramma a blocchi 2.

Definito: $G_3 = \frac{G_1}{1+K_c G_2 G_1 K_e}$ (4.29)

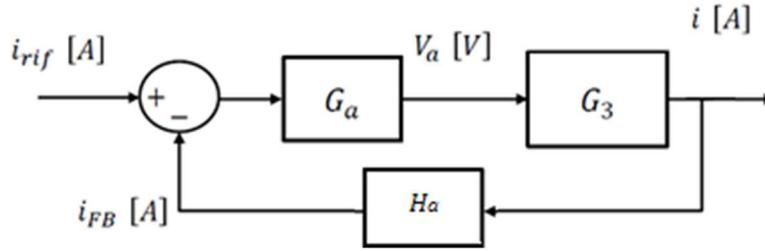


Figura 77: Semplificazioni diagramma a blocchi 3.

Nella seguente immagine si mostra la forma più semplificata del diagramma a blocchi per l'anello chiuso di corrente:

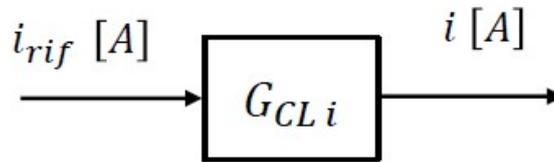


Figura 78: Diagramma a blocchi della funzione di trasferimento dell'anello chiuso di corrente.

Per ricavare la G_{CLi} va prima trovata la G_{OLi} che viene calcolata sostituendo le diverse funzioni ottenute attraverso le proprietà dei diagrammi a blocchi.

$$G_{OLi} = \frac{i_{FB}}{e} = G'_a G_3 = G'_a \frac{G_1}{1 + k_c G_2 G_1 k_e H_a} = G'_a \frac{\frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s+1}}{1 + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{I} \frac{1}{s+1} \frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s+1} k_e H_a} =$$

$$= G'_a \frac{\frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s+1} \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) \left(\frac{L}{R} s + 1\right)}{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) \left(\frac{L}{R} s + 1\right) + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e H_a} = G'_a \frac{\frac{1}{R} \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right)}{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) \left(\frac{L}{R} s + 1\right) + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e H_a} =$$

Nel caso in cui si consideri H_a un semplice gain unitario, si può semplificare il calcolo eliminandolo dalla formula:

$$G_{OLi} = V_i \left(kp_i + \frac{ki_i}{s} \right) \frac{\frac{1}{R} \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right)}{\frac{k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e}{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) \left(\frac{L}{R} s + 1\right)} + 1} =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\frac{1}{R} V_i \frac{ki_i}{s} \left(\frac{kp_i}{ki_i} s + 1 \right) \left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right)}{k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e \frac{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right) \left(\frac{L}{R} s + 1 \right)}{k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e} + 1} = \\
&= \frac{V_i \gamma \frac{ki_i}{s} \frac{kp_i I}{ki_i \gamma} s^2 + \frac{I}{\gamma} s + \frac{kp_i}{ki_i} s + 1}{k_c k_e \frac{\frac{I L}{\gamma R} s^2 + \frac{I}{\gamma} s + \frac{L}{R} s + 1}{k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e} + 1} = \\
&= \frac{V_i \gamma \frac{ki_i}{s} \frac{kp_i I}{ki_i \gamma} s^2 + \left(\frac{I}{\gamma} + \frac{kp_i}{ki_i} \right) s + 1}{k_c k_e \frac{I L}{s^2} + \left(\frac{R I}{k_c k_e} + \frac{\gamma L}{k_c k_e} \right) s + \frac{\gamma R}{k_c k_e} + 1} = \\
&= \frac{V_i \gamma \frac{ki_i}{s} \frac{kp_i I}{ki_i \gamma} s^2 + \left(\frac{I}{\gamma} + \frac{kp_i}{ki_i} \right) s + 1}{k_c k_e \frac{I L}{s^2} + \frac{R I + \gamma L}{k_c k_e} s + \frac{\gamma R + k_c k_e H_a}{k_c k_e}} = \\
G_{OLi} &= \frac{V_i \gamma ki_i}{s(\gamma R + k_c k_e)} \frac{\frac{kp_i I}{ki_i \gamma} s^2 + \left(\frac{I}{\gamma} + \frac{kp_i}{ki_i} \right) s + 1}{\frac{I L}{\gamma R + k_c k_e} s^2 + \frac{R I + \gamma L}{\gamma R + k_c k_e} s + 1}
\end{aligned}$$

Nel caso in cui si consideri un ritardo di trasduzione $H_a = \frac{H_i}{\tau s + 1}$

$$\begin{aligned}
G_{OLi} &= V_i \left(kp_i + \frac{ki_i}{s} \right) \frac{\frac{1}{R} \left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right)}{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right) \left(\frac{L}{R} s + 1 \right) + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e \frac{H_i}{\tau s + 1}} = \\
&= V_i \frac{1}{R} \frac{ki_i}{s} \frac{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right) (\tau s + 1) \left(\frac{kp_i}{ki_i} s + 1 \right)}{\left(\frac{I}{\gamma} s + 1 \right) \left(\frac{L}{R} s + 1 \right) (\tau s + 1) + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e H_i}
\end{aligned}$$

In tal caso, si aggiungono un polo e uno zero finiti.

Per poter avere una visione generale dell'andamento di questa funzione, si può riscrivere nel seguente modo a meno del H_a :

$$G_{OLi} = K \frac{\sigma_{nz}^2}{\sigma_{np}^2} \frac{1}{s} \frac{[s^2 + 2\varepsilon_z \sigma_{nz} s + \sigma_{nz}^2]}{[s^2 + 2\varepsilon_p \sigma_{np} s + \sigma_{np}^2]} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
\text{Con: } K &= \frac{V_i \gamma k_i}{(\gamma R + k_c k_e)}; \\
\sigma_{n_p}^2 &= \frac{1}{\frac{k p_i I}{k_i \gamma}}; \\
\varepsilon_z &= \frac{1}{2} \left(\frac{I}{\gamma} + \frac{k p_i}{k_i} \right) \sqrt{\frac{k p_i I}{k_i \gamma}} \\
\sigma_{n_z}^2 &= \frac{1}{\frac{I L}{\gamma R + k_c k_e}}; \\
\varepsilon_p &= \frac{1}{2} \left(\frac{R I + \gamma}{\gamma R + k_c k_e} \right) \sqrt{\frac{I L}{\gamma R + k_c k_e}}
\end{aligned}$$

Infine, la G_{CLi} si calcola considerando la retroazione:

$$\begin{aligned}
G_{CLi} &= \frac{i}{i_{rif}} = \frac{G_{OLi}}{1 + G_{OLi}} = \frac{K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} \frac{1}{s} \frac{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]}{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2]}}{1 + K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} \frac{1}{s} \frac{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]}{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2]}} = \\
&= \frac{s [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2] K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} \frac{1}{s} \frac{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]}{[s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2]}}{s [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2] + K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]} = \\
G_{CLi} &= \frac{K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]}{s [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_z} s + \sigma_{n_z}^2] + K \frac{\sigma_{n_z}^2}{\sigma_{n_p}^2} [s^2 + 2\varepsilon \sigma_{n_p} s + \sigma_{n_p}^2]} \quad (4.31)
\end{aligned}$$

Nella formula della funzione di trasferimento di *open loop* (eq. 3.30) sono presenti due zeri finiti, due poli finiti e un polo nell'origine. Come ci si aspettava, proprio a causa di questo polo nell'origine, la funzione presenta un andamento fin da subito decrescente con un'inclinazione di ± 20 dB ogni decade di frequenza. La *closed loop*, invece, possiede un guadagno statico unitario, ma mantiene comunque un numero di zeri maggiore del numero di poli, e, pertanto, possiederà un'inclinazione di ± 20 dB ogni decade di frequenza.

3.3.2 Anello di velocità

Fuori dal *loop* di corrente vi è un anello in regolazione di velocità e, seguendo la struttura definita sul driver, di seguito si riporta il suo diagramma a blocchi:

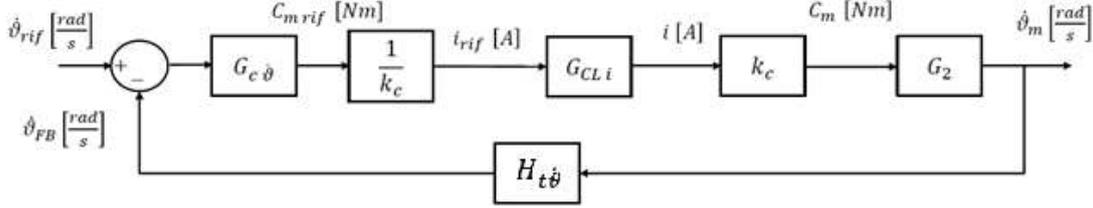


Figura 79: Diagramma a blocchi del modello: anello di velocità.

Si nota una ridondanza della costante k_c che è dovuta alla struttura del modello del driver che vede in uscita al controllore di velocità una coppia piuttosto che una corrente.

Moltiplicando ciascuna variabile e funzione di trasferimento in cascata si ottiene la funzione di trasferimento di *open loop*:

$$\begin{aligned}
 G_{OL \dot{\vartheta}} &= \frac{\dot{\vartheta}_{FB}}{e} = G_c \dot{\vartheta} \frac{1}{k_c} G_{CL} i k_c G_2 H_t \dot{\vartheta} = \\
 &= G_c \dot{\vartheta} \frac{G_{OL} i}{1 + G_{OL} i} G_2 H_t \dot{\vartheta} = \\
 &= G_c \dot{\vartheta} \frac{G'_a \frac{G_1}{1 + k_c G_2 G_1 k_e H_a}}{1 + G'_a \frac{G_1}{1 + k_c G_2 G_1 k_e H_a}} G_2 H_t \dot{\vartheta} \\
 G_{OL \dot{\vartheta}} &= \frac{G_c \dot{\vartheta} G'_a G_1 G_2 H_t \dot{\vartheta}}{1 + k_c G_2 G_1 k_e H_a + G'_a G_1} \quad (4.32)
 \end{aligned}$$

L'equazione (3.32) verrà utilizzata per calcolare la $G_{CL} \dot{\vartheta}$ in forma compatta. Esplicitando i vari termini si ottiene:

$$G_{OL \dot{\vartheta}} = \frac{H_t \dot{\vartheta} G_c \dot{\vartheta} V_i \frac{k_i}{s} \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s + 1} \frac{1}{\gamma} \frac{1}{I} \frac{1}{s + 1}}{1 + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{I} \frac{1}{s + 1} \frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s + 1} k_e + V_i \frac{k_i}{s} \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{L} \frac{1}{s + 1}} =$$

Si moltiplicano numeratore e denominatore per $\left(\frac{L}{R} s + 1\right) \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) s$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{H_t \dot{\vartheta} G_c \dot{\vartheta} V_i k_i \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{\gamma}}{\left(\frac{L}{R} s + 1\right) \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right) s + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e s + V_i k_i \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \left(\frac{I}{\gamma} s + 1\right)} = \\
 &= \frac{H_t \dot{\vartheta} G_c \dot{\vartheta} V_i k_i \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{\gamma}}{\frac{I}{\gamma} \frac{L}{R} s^3 + \frac{L}{R} s^2 + \frac{I}{\gamma} s^2 + s + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{R} k_e s + V_i k p_i \frac{1}{R} \frac{I}{\gamma} s^2 + V_i k p_i \frac{1}{R} s + V_i k_i \frac{1}{R} \frac{I}{\gamma} s + V_i k_i \frac{1}{R}}
 \end{aligned}$$

$$= \frac{H_{t\dot{\vartheta}} G_{c\dot{\vartheta}} V_i k_i \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{\gamma}}{\frac{I}{\gamma R} s^3 + \left(\frac{L}{R} + \frac{I}{\gamma} + V_i k p_i \frac{1}{R} \frac{1}{\gamma} \right) s^2 + \left(k_c \frac{1}{\gamma R} k_e + V_i k p_i \frac{1}{R} + V_i k i_i \frac{1}{R} \frac{1}{\gamma} + 1 \right) s + V_i k i_i \frac{1}{R}}$$

Si moltiplica e divide per $\frac{\gamma R}{I L}$ lasciando il termine di grado maggiore al denominatore con coefficiente pari a 1:

$$= \frac{H_{t\dot{\vartheta}} G_{c\dot{\vartheta}} V_i k_i \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right) \frac{1}{I L}}{s^3 + \left(\frac{\gamma}{I} + \frac{R}{L} + V_i k p_i \frac{1}{L} \right) s^2 + \left(k_c \frac{1}{I L} k_e + V_i k p_i \frac{\gamma}{I L} + V_i k i_i \frac{1}{L} + \frac{\gamma R}{I L} \right) s + V_i k i_i \frac{\gamma}{I L}} =$$

Sostituendo le funzioni di trasferimento $H_{t\dot{\vartheta}} G_{c\dot{\vartheta}}$, si ha:

$$= V_i k i_i \frac{1}{I L} H_{t\dot{\vartheta}} \frac{k i_{\dot{\vartheta}}}{s} \frac{\left(\frac{k p_{\dot{\vartheta}}}{k i_{\dot{\vartheta}}} s + 1 \right) \left(\frac{k p_i}{k i_i} s + 1 \right)}{s^3 + \left(\frac{\gamma}{I} + \frac{R}{L} + V_i k p_i \frac{1}{L} \right) s^2 + \left(k_c \frac{1}{I L} k_e + V_i k p_i \frac{\gamma}{I L} + V_i k i_i \frac{1}{L} + \frac{\gamma R}{I L} \right) s + V_i k i_i \frac{\gamma}{I L}}$$

Infine, per facilitare la definizione della *closed loop* in forma estesa, si raggruppano i diversi parametri:

$$G_{OL\dot{\vartheta}} = \frac{c_p}{\gamma} H_{t\dot{\vartheta}} \frac{k i_{\dot{\vartheta}}}{s} \frac{(\tau_{\dot{\vartheta}} s + 1)(\tau_i s + 1)}{s^3 + a_p s^2 + b_p s + c_p} \quad (3.32)$$

Con:

$$\tau_{\dot{\vartheta}} = \frac{k p_{\dot{\vartheta}}}{k i_{\dot{\vartheta}}}$$

$$\tau_i = \frac{k p_i}{k i_i}$$

$$a_p = \left(\frac{\gamma}{I} + \frac{R}{L} + V_i k p_i \frac{1}{L} \right)$$

$$b_p = \left(k_c \frac{1}{I L} k_e + V_i k p_i \frac{\gamma}{I L} + V_i k i_i \frac{1}{L} + \frac{\gamma R}{I L} \right)$$

$$c_p = V_i k i_i \frac{\gamma}{I L}$$

Dunque, la funzione di *closed loop* risulterà:

$$\begin{aligned}
 G_{CL\dot{\vartheta}} &= \frac{\dot{\vartheta}_m}{\dot{\vartheta}_{rif}} = \frac{\frac{G_{OL\dot{\vartheta}}}{H_{t\dot{\vartheta}}}}{1 + G_{OL\dot{\vartheta}}} = \\
 &= \frac{\frac{c_p}{\gamma} H_{t\dot{\vartheta}} \frac{ki_{\dot{\vartheta}}}{s} \frac{(\tau_{\dot{\vartheta}}s + 1)(\tau_i s + 1)}{s^3 + a_p s^2 + b_p s + c_p}}{H_{t\dot{\vartheta}}} = \\
 &= \frac{1 + \frac{c_p}{\gamma} H_{t\dot{\vartheta}} \frac{ki_{\dot{\vartheta}}}{s} \frac{(\tau_{\dot{\vartheta}}s + 1)(\tau_i s + 1)}{s^3 + a_p s^2 + b_p s + c_p}}{1 + \frac{c_p}{\gamma} H_{t\dot{\vartheta}} \frac{ki_{\dot{\vartheta}}}{s} \frac{(\tau_{\dot{\vartheta}}s + 1)(\tau_i s + 1)}{s^3 + a_p s^2 + b_p s + c_p}} = \\
 &= \frac{c_p}{\gamma} ki_{\dot{\vartheta}} \frac{(\tau_{\dot{\vartheta}}s + 1)(\tau_i s + 1)}{s(s^3 + a_p s^2 + b_p s + c_p) + \frac{c_p}{\gamma} H_{t\dot{\vartheta}} ki_{\dot{\vartheta}} (\tau_{\dot{\vartheta}}s + 1)(\tau_i s + 1)} \quad (3.33)
 \end{aligned}$$

Per completezza e per i calcoli futuri sul *loop* di posizione, si mostra anche la funzione di trasferimento $G_{CL\dot{\vartheta}}$ senza esplicitare gli zeri ed i poli ottenuta a partire dalla definizione più compatta della $G_{OL\dot{\vartheta}}$:

$$G_{CL\dot{\vartheta}} = \frac{\frac{G_{OL\dot{\vartheta}}}{H_{t\dot{\vartheta}}}}{1 + G_{OL\dot{\vartheta}}} = \frac{G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2}{1 + k_c G_2 G_1 k_e + G'_a G_1 + G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{t\dot{\vartheta}}}$$

A meno della funzione di trasferimento del trasduttore di velocità angolare (secondo lo schema sul software LE è di ordine 0), la funzione di trasferimento di *open loop* (eq. 3.32) presenta 2 zeri finiti, 3 poli finiti ed uno nell'origine che porta ad un'inclinazione di -20dB ogni decade di frequenza già dalle basse frequenze. Essendo il numero di poli totali maggiore di 2 unità del numero di zeri, la funzione decresce ad alte frequenze di -40dB ogni decade di frequenza.

La funzione di *closed loop* (eq. 3.33) possiede anch'essa gli stessi zeri finiti della *open loop*, mentre, pur avendo lo stesso numero di poli (4), non vi è alcun polo nell'origine. Infatti, a basse frequenze di pulsazioni, la funzione sarà piatta con un errore a regime pari all'inverso del guadagno statico della funzione di trasduzione della velocità angolare $\frac{1}{H_{\dot{\vartheta}}}$.

3.3.3 Anello di posizione

Il *loop* di posizione è il più esterno dei tre anelli e, come per i precedenti, si modella usando come struttura quella implementata sul software Lenze Engineer usato per il comando del Driver. Nella seguente figura si mostra lo schema già semplificato avendo inserito il blocco della funzione di trasferimento della *closed loop* di velocità $G_{CL\dot{\vartheta}}$.

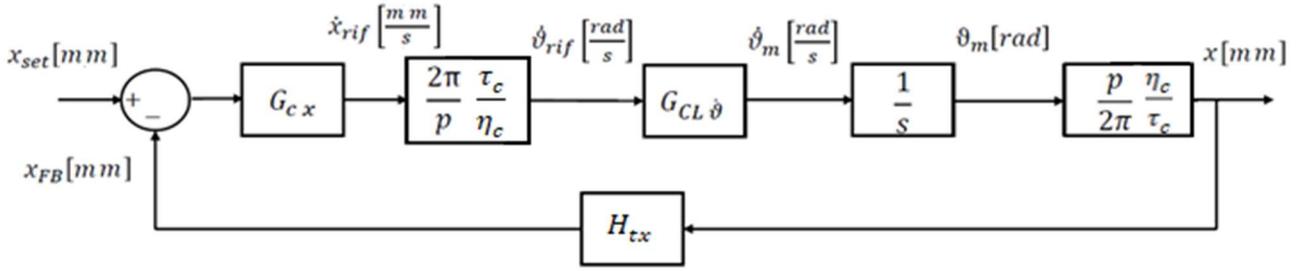


Figura 80: Diagramma a blocchi del modello di anello di posizione.

Attraverso le regole operazionali dei diagrammi a blocchi si ottengono le funzioni di trasferimento in anello aperto e chiuso in forma estesa del *loop* di posizione:

$$G_{OLx} = \frac{x_{FB}}{e} = G_{cx} \frac{G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2}{1 + k_c G_2 G_1 k_e + G'_a G_1 + G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{t\dot{\vartheta}}} \frac{1}{s} H_{tx} =$$

$$= kp_x \frac{V_i \frac{k_i}{s} \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right) \frac{1}{\gamma} \frac{1}{(Ls+1)} \frac{1}{R} \frac{1}{(Rs+1)}}{1 + k_c \frac{1}{\gamma} \frac{1}{(Ls+1)} \frac{1}{R} \frac{1}{(Rs+1)} k_e + V_i \frac{k_i}{s} \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right) \frac{1}{R} \frac{1}{(Ls+1)} + \frac{k_i \dot{\vartheta}}{s} \left(\frac{kp_{\dot{\vartheta}}}{k_i \dot{\vartheta}} s + 1 \right) V_i \frac{k_i}{s} \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right) \frac{1}{\gamma} \frac{1}{(Ls+1)} \frac{1}{R} \frac{1}{(Rs+1)} H_{t\dot{\vartheta}}} \frac{1}{s} H_{tx} =$$

Moltiplico e divido per $\frac{1}{s^2} \frac{1}{\gamma} \frac{1}{(Ls+1)} \frac{1}{R} \frac{1}{(Rs+1)}$.

$$G_{OLx} = kp_x \frac{V_i k_i \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right)}{\gamma R \left(\frac{L}{\gamma} s + 1 \right) \left(\frac{L}{R} s + 1 \right) s^2 + k_c k_e + V_i k_i \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right) \gamma \left(\frac{L}{\gamma} s + 1 \right) s + k_i \dot{\vartheta} \left(\frac{kp_{\dot{\vartheta}}}{k_i \dot{\vartheta}} s + 1 \right) V_i k_i \left(\frac{kp_i}{k_i} s + 1 \right) H_{t\dot{\vartheta}}} H_{tx}$$

La funzione di trasferimento di *closed loop* di anello di posizione sarà:

$$G_{CLx} = \frac{x_{FB}}{e} = \frac{G_{cx} \frac{G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2}{1 + k_c G_2 G_1 k_e + G'_a G_1 + G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{t\dot{\vartheta}}} \frac{1}{s}}{1 + G_{cx} \frac{G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2}{1 + k_c G_2 G_1 k_e + G'_a G_1 + G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{t\dot{\vartheta}}} \frac{1}{s}} H_{tx} =$$

$$G_{CLx} = \frac{x_{FB}}{e} = \frac{G_{cx} G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2}{(1 + k_c G_2 G_1 k_e + G'_a G_1 + G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{t\dot{\vartheta}}) s + G_{cx} G_{c\dot{\vartheta}} G'_a G_1 G_2 H_{tx}} =$$

Entrambe le funzioni di trasferimento possiedono gli stessi zeri fini, mentre, pur avendo lo stesso numero di poli, non coincidono. È importante sottolineare come, scegliendo di inserire un secondo ordine nei trasduttori, il numero di poli aumenti da 4 a 6.

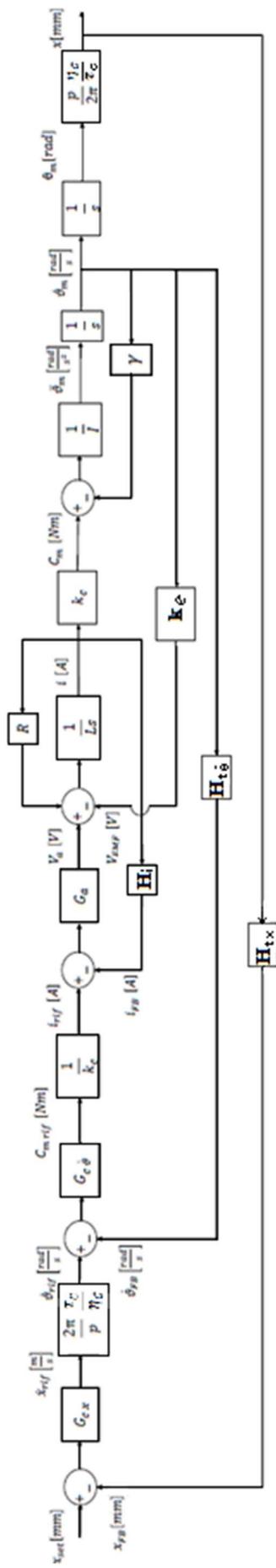


Figura 81.: Diagramma a blocchi del modello EMA, secondo la struttura del driver, in forma estesa.

Nella figura precedente (Figura 81), si mostra il diagramma a blocchi completo del sistema EMA. I parametri presenti in tale schema sono riportati nella tabella sottostante con la loro definizione ed il loro valore.

Parametro	Descrizione	Valore
p	<i>Passo della vite</i>	0.005 m
k_e	<i>Costante di tensione del motore</i>	$0.7620 \frac{V}{rad/s}$
k_c	<i>Costante di coppia del motore</i>	$1.4 \frac{Nm}{A}$
L	<i>Induttanza</i>	0.0246 H
I	<i>Inerzia totale riportata sul motore</i>	$2.164 \cdot 10^{-4} kg m^2$
R	<i>Resistenza</i>	7 Ω
γ	<i>Coefficiente di attrito viscoso</i>	$0.08 \frac{Nm}{rad/s}$
H_i	<i>Guadagno statico del ramo posizione di retroazione</i>	$\frac{A}{1}$
$H_{tx} : \tau_i$	<i>Frequenza proprio del ramo posizione di retroazione</i>	$7,96 * 10^{-3} s$
k_{tx}	<i>Guadagno statico del ramo posizione di retroazione</i>	$1 \frac{mm}{mm}$
$H_{tx} : \sigma_{tx}$	<i>Frequenza proprio del ramo posizione di retroazione</i>	1000 rad/s
ζ_{tx}	<i>Coef. di smorzamento del ramo posizione di retroazione</i>	0.7
$k_{t\dot{\theta}}$	<i>Guadagno statico del ramo velocità di retroazione</i>	$1 \frac{rad/s}{rad/s}$
$H_{tx} : \sigma_{t\dot{\theta}}$	<i>Frequenza proprio del ramo velocità di retroazione</i>	3000 rad/s
$\zeta_{t\dot{\theta}}$	<i>Coef. di smorzamento del ramo velocità di retroazione</i>	0.8

Tabella 34: Parametri caratteristici del sistema linearizzato.

3.4 Analisi di risposta in frequenza del modello

Per poter definire al meglio i parametri da inserire sul Driver, in particolare nelle sezioni dedicate ai controllori di posizione, velocità e corrente, si utilizzano le funzioni di trasferimento sopra definite. Queste funzioni sono state opportunamente implementate sul software MatLab dove sono state ottenute le diverse curve di risposta in frequenza con le quali si sono verificate le condizioni imposte a priori affinché il sistema possieda una certa stabilità e determinate prestazioni.

Le specifiche prestazionali del modello da verificare sono l'accuratezza a regime, ovvero il mantenimento di un errore statico di posizione nullo il quale è già garantito dalla presenza della componente integrativa nel regolatore di velocità, l'insensibilità ai disturbi, la quale è garantita dal controllo retro-azionato della posizione, e la stabilità.

Quest'ultima è molto importante per la sicurezza dello stesso sistema che altrimenti rischierebbe di danneggiarsi.

In un sistema di controllo ad anello chiuso è l'errore che, compensato dal regolatore, permette la convergenza della variabile di processo, ovvero il segnale di *feedback*, con quella di riferimento proveniente dal *set*.

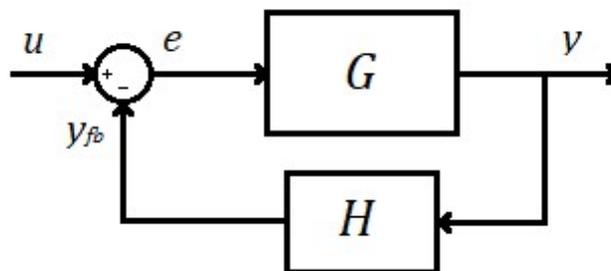


Figura 82: Schema a blocchi di un sistema retro-azionato.

Dallo schema a blocchi nella Figura 82 è possibile definire la funzione di trasferimento di closed loop.

$$G_{cl} = \frac{y}{u}$$

$$y = G \cdot e$$

$$e = u - y_{fb}$$

$$y_{fb} = H \cdot y$$

Combinando le equazioni sopra citate, si ottiene la classica formula più nota alla letteratura:

$$G_{cl} = \frac{G}{1 + GH}$$

Tale funzione di trasferimento, per evitare l'instabilità, non deve portare a zero il denominatore:

$$1 + GH \neq 0 \rightarrow G_{ol} = GH \neq -1 \rightarrow |G_{ol}|_{dB} = 0 \text{ e } \phi_{(G_{ol})} = -180^\circ$$

Pertanto, è importante che la funzione di trasferimento in anello aperto rispetti dei margini, sia in modulo che in fase, affinché il sistema sia lontano dalle condizioni di instabilità.

Il margine di guadagno $G_M = |G_{ol}|_{dB}|_{\phi=-180^\circ}$ deve essere maggiore di 8 dB, mentre il margine di fase $\phi_M = \phi_{(G_{ol})}|_{|G_{ol}|_{dB}=0} - (-180^\circ)$ deve essere maggiore di 60°.

Un'altra importante specifica da rispettare è la velocità di risposta dell'intero sistema che è conseguenza delle bande passanti di ciascun anello. Come ben noto nella letteratura, gli anelli più interni devono avere una dinamica migliore di quelli esterni, ovvero una banda passante maggiore. Dunque, il modello è realizzato rispettando tali specifiche:

- Anello di corrente: *Banda passante* [Hz] $\geq \frac{1}{10} f_s = 250 \text{ Hz}$;
- Anello di velocità: $10 \text{ Hz} \leq \textit{Banda passante}$ [Hz] $\leq \frac{1}{10} f_s = 250 \text{ Hz}$
- Anello di posizione: *Banda passante* [Hz] $\cong 10 \text{ Hz}$

Dove f_s è la frequenza di campionamento.

Di seguito sono riportati i diagrammi di Bode di ciascun anello di controllo sia in *open loop* che in *closed loop*. In questi ultimi sono segnati anche i punti attraverso i quali si definiscono le bande passanti.

Lo studio eseguito comincia dagli anelli interni per poi proseguire su quelli esterni, poiché la modifica di un anello interno si ripercuote su quelli all'esterno e non viceversa essendo ciascun anello annidato chiuso su sé stesso.

I parametri dei regolatori, opportunamente stabiliti affinché siano verificate le specifiche prestazionali, sono mostrati nella tabella seguente:

Parametro	Descrizione	Valore
kp_i	Guadagno componente proporzionale del regolatore di corrente	$100 \frac{V}{A}$
ki_i	Guadagno componente integrativa del regolatore di corrente	$30000 \frac{V}{A \cdot s}$
kp_θ	Guadagno componente proporzionale del regolatore di velocità	$0.15 \frac{Nm}{rad/s}$
ki_θ	Guadagno componente integrativa del regolatore di velocità	$0.5 \frac{Nm}{rad \cdot s}$
kp_ϕ	Guadagno componente proporzionale del regolatore di posizione	$45 s^{-1}$

Tabella 35: Guadagni dei controllori nei tre anelli annidati (corrente, velocità e posizione).

I valori sopra elencati sono stati scelti facendo attenzione alle considerazioni fatte nei capitoli precedenti dove si parla nel dettaglio dei regolatori.

Un riassunto di queste osservazioni è il seguente:

- Un valore alto del ki permette l'azzeramento rapido dell'errore a regime, ma per valori sovrastimati si diminuisce la banda passante e si possono generare delle forti oscillazioni a fronte di rapide variazioni del set rischiando l'instabilità.
- Al crescere del kp diminuisce l'errore a regime, ma per valori eccessivi si rischia l'instabilità poiché diminuisce il margine di guadagno.

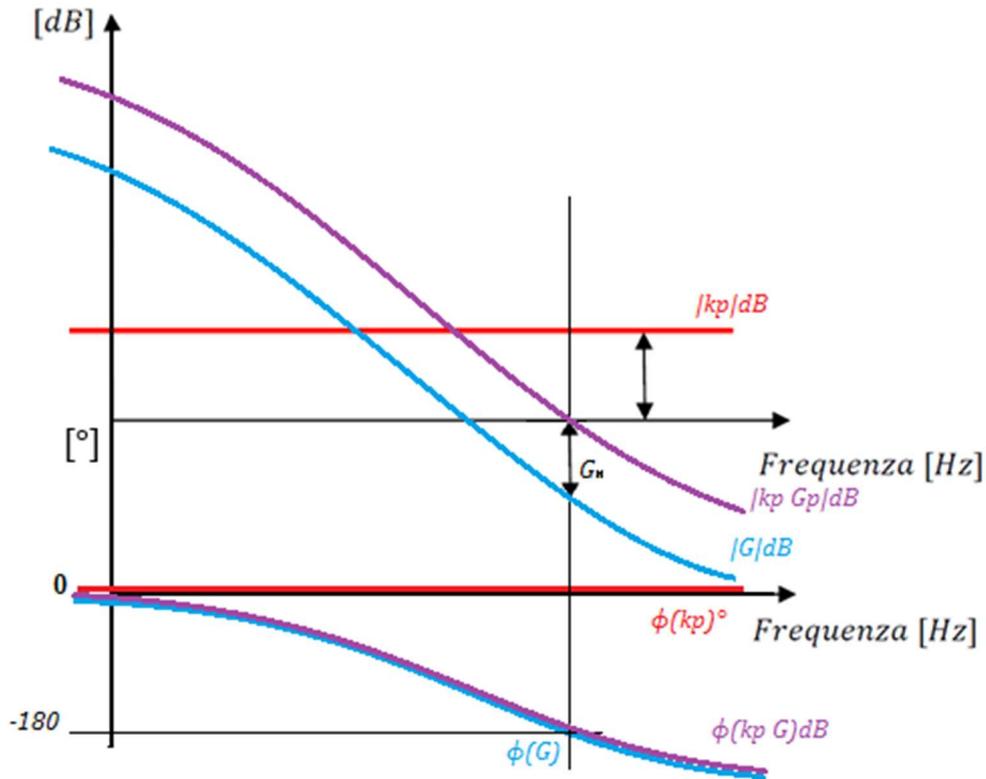


Figura 83: Effetto del kp sulla funzione di trasferimento G .

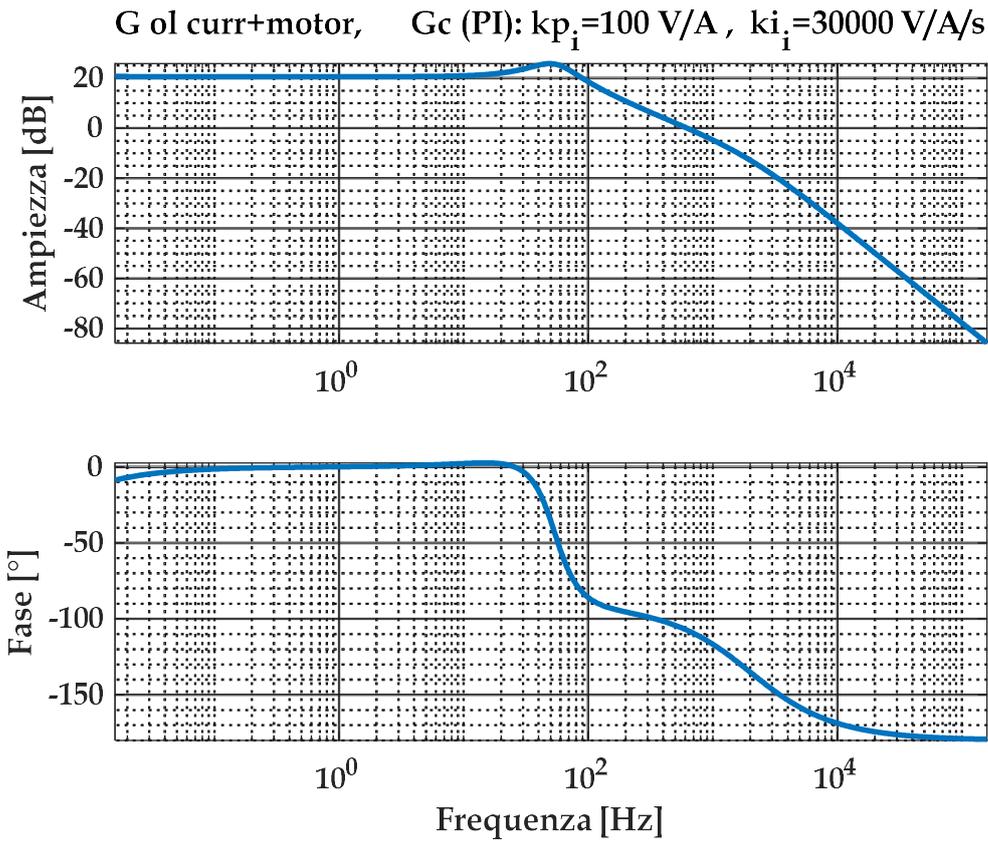


Figura 84: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di corrente.

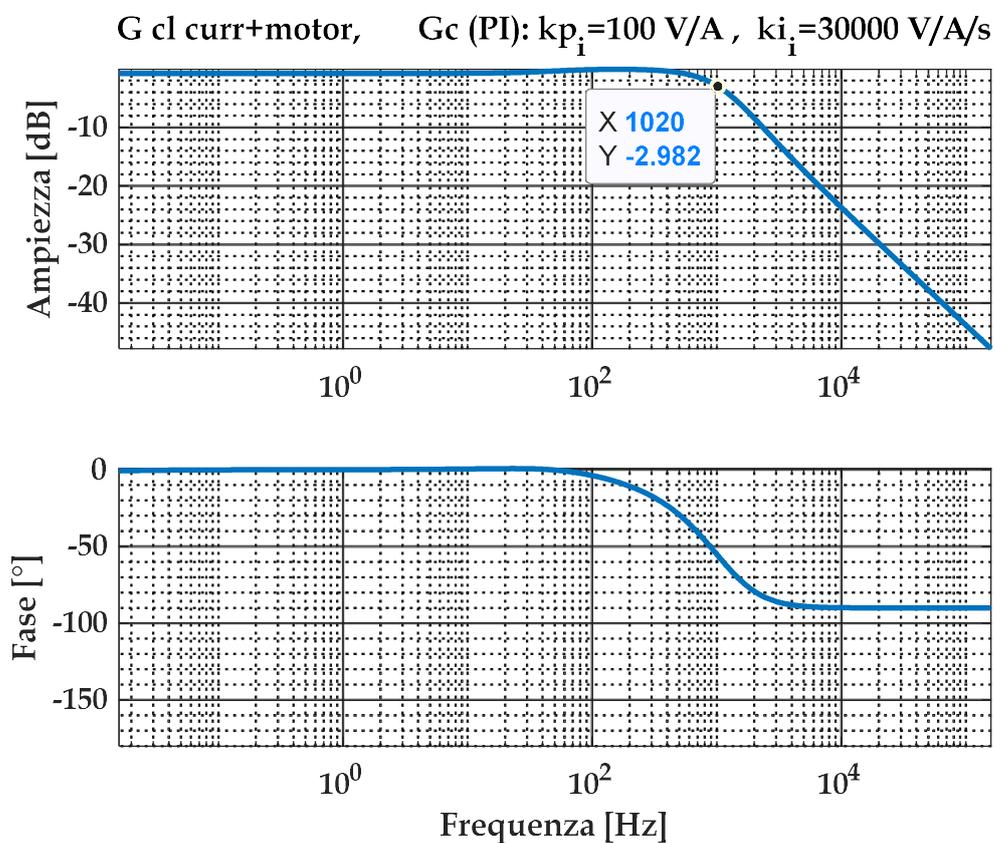


Figura 85: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di corrente.

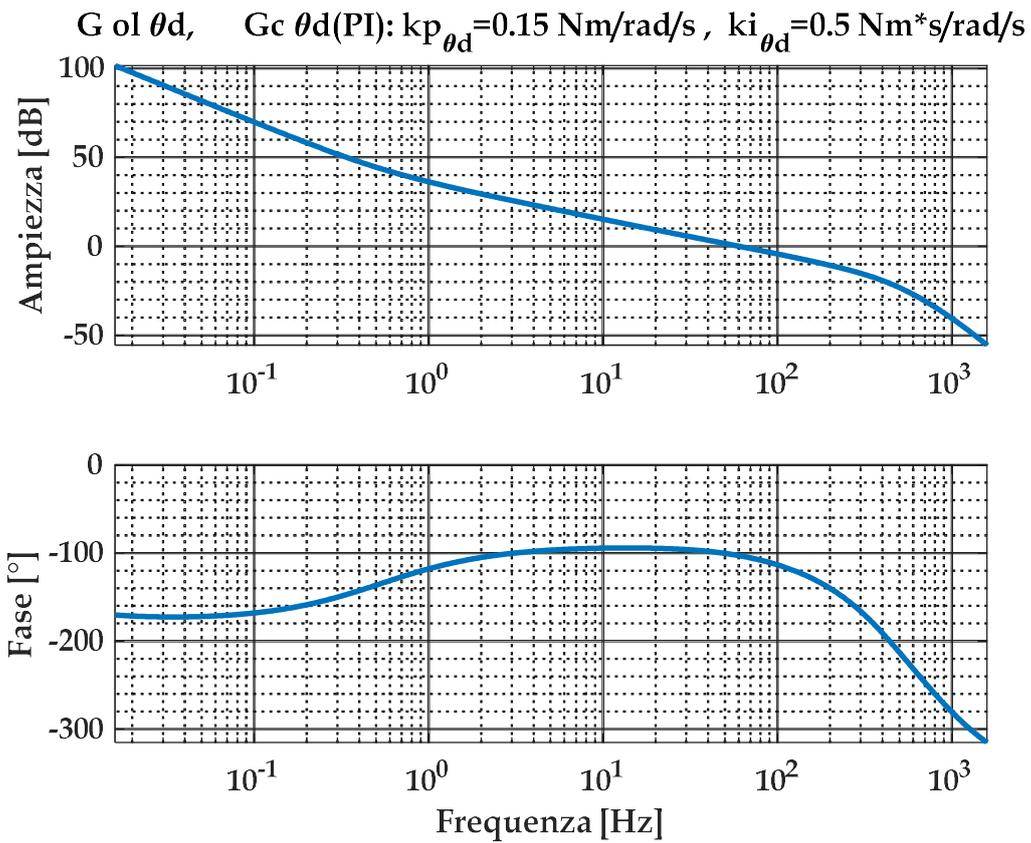


Figura 86: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di velocità.

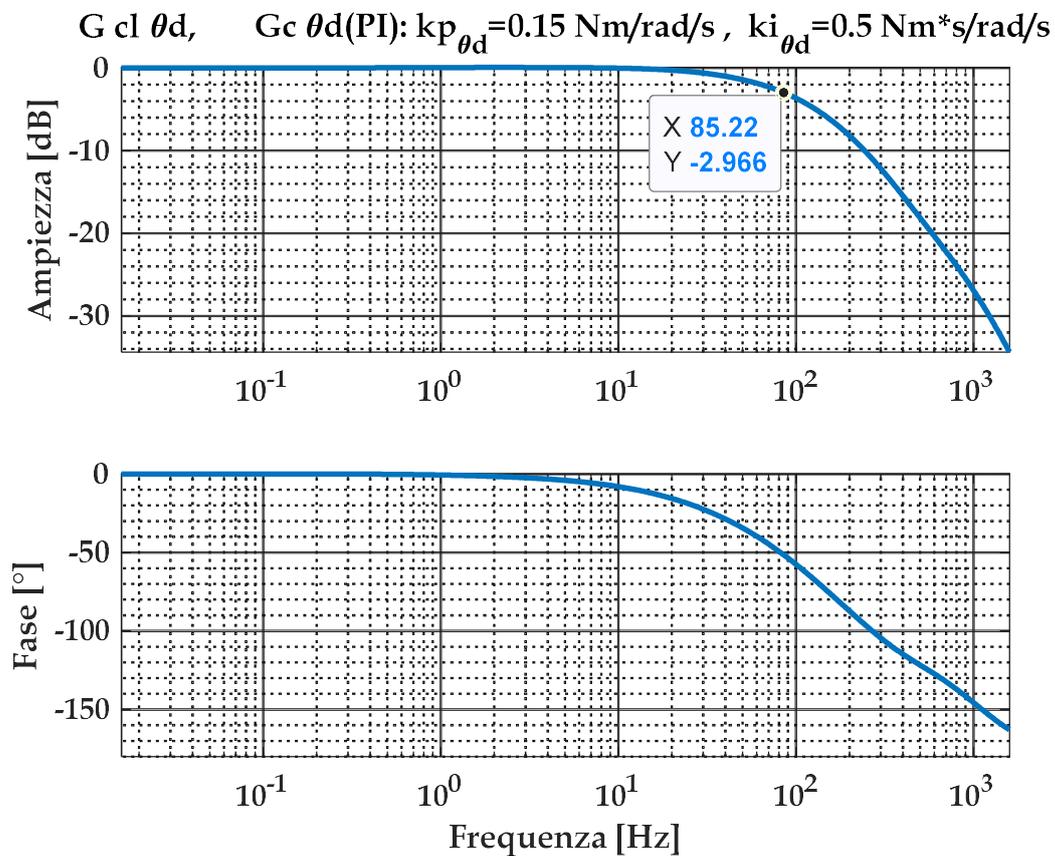


Figura 87: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di velocità.

G ol θ , Gc θ d(PD): $k_{p_{\theta d}}=0.15 \text{ Nm/rad/s}$, $k_{i_{\theta d}}=0.5 \text{ Nm*s/rad/s}$; Gc θ (PI): $k_{p_{\theta}}=45 \text{ s}^{-1}$

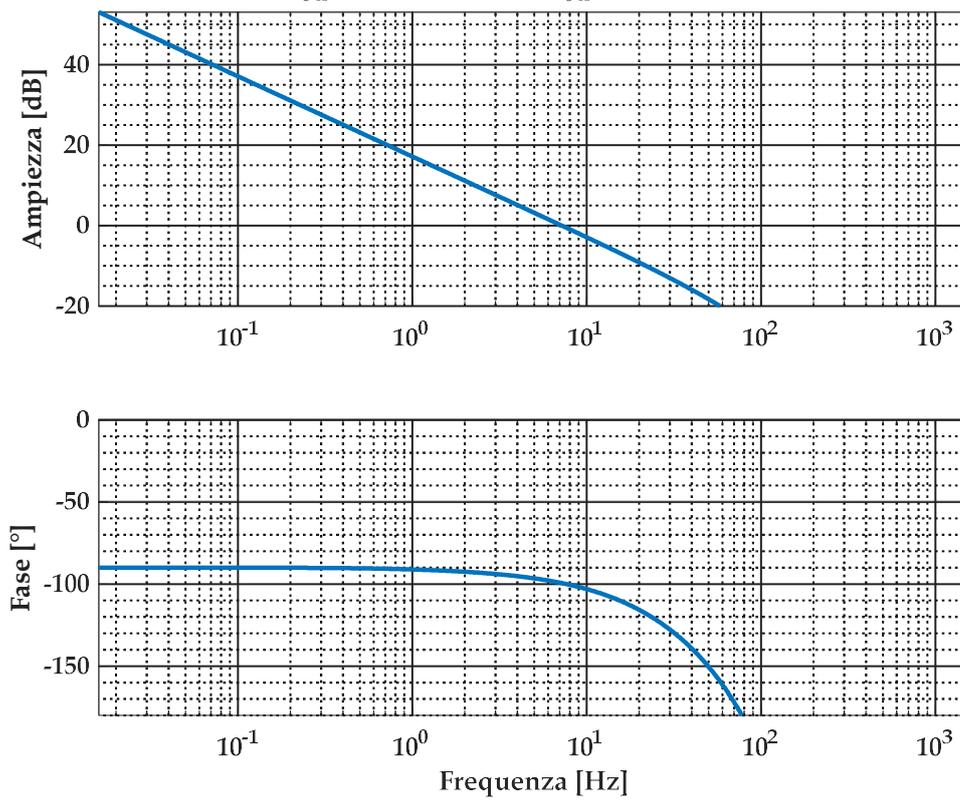


Figura 88: Diagramma di bode della funzione di open loop dell'anello di posizione.

G cl θ , Gc θ d(PD): $k_{p_{\theta d}}=0.15 \text{ Nm/rad/s}$, $k_{i_{\theta d}}=0.5 \text{ Nm*s/rad/s}$; Gc θ (PI): $k_{p_{\theta}}=45 \text{ s}^{-1}$

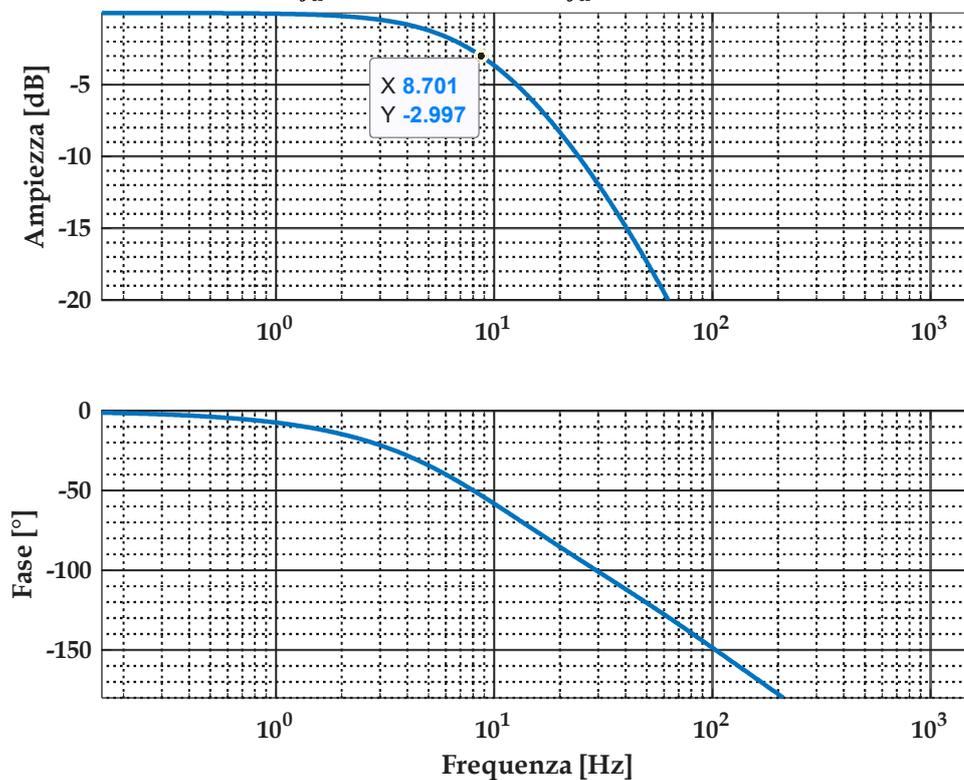


Figura 89: Diagramma di bode della funzione di closed loop dell'anello di posizione.

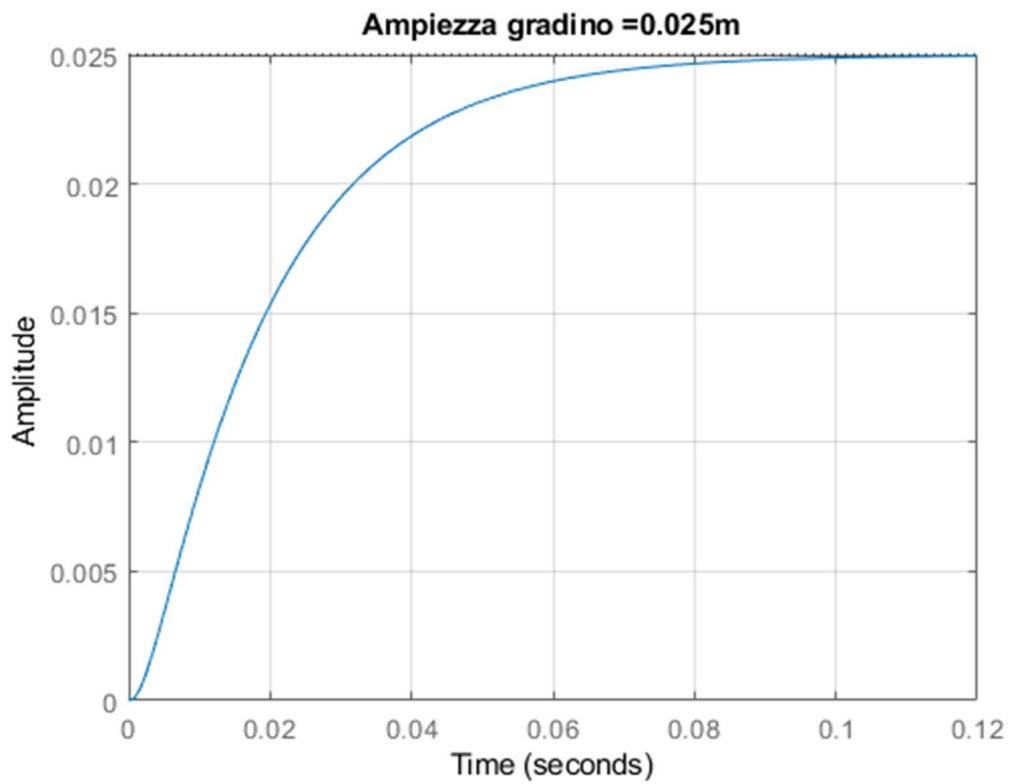


Figura 90: risposta ad un comando set a gradino (0.025 m).

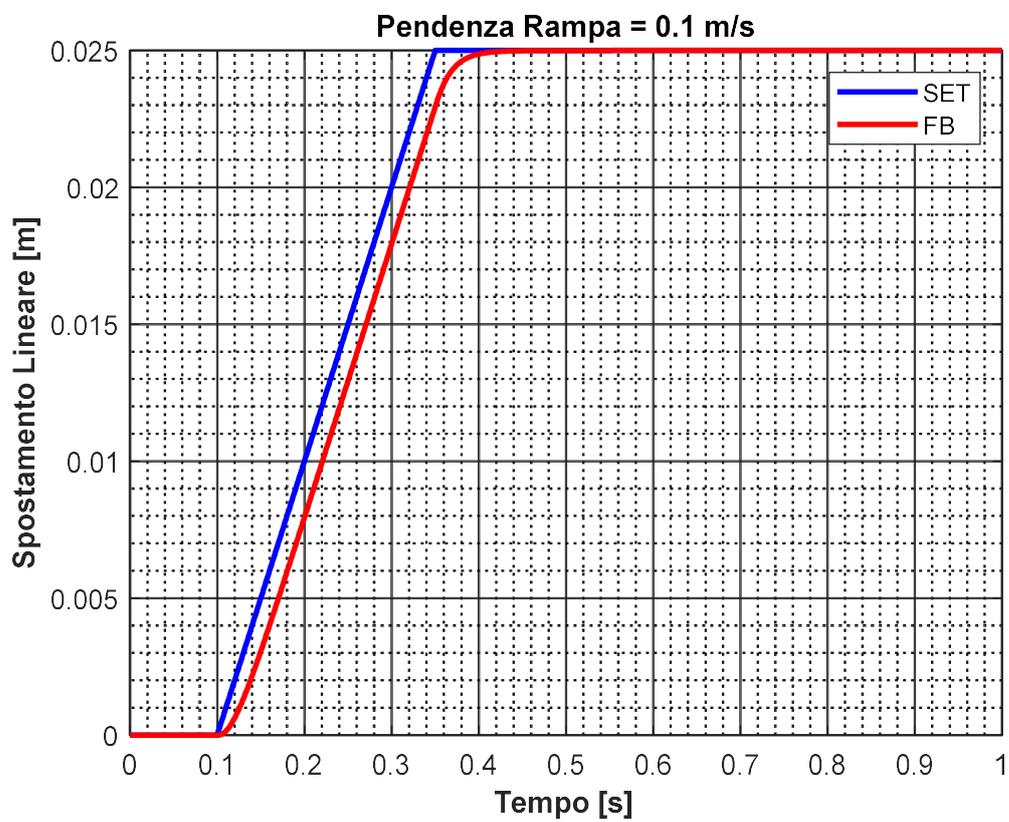


Figura 91: Risposta ad un comando a rampa.

Nella seguente tabella si riportano i vari margini di fase e guadagno per ciascun anello del modello lineare.

Dati servosistema	
Margine di guadagno – Anello di corrente [dB]	Inf.
Margine di fase – Anello di corrente [°]	72.5
Margine di guadagno – Anello di velocità [dB]	17.4
Margine di fase – Anello di velocità [°]	77
Margine di guadagno – Anello di posizione [dB]	23.5
Margine di fase – Anello di posizione [°]	80.6

Tabella 36: Margini di fase e di guadagno del servosistema linearizzato.

4 Software Lenze Engineer

In questo capitolo viene riassunto il funzionamento del software Lenze Engineer col quale è stata progettato il programma che deve effettuare il driver per gestire il motore. Tale programma è stato ideato in sede ad un altro disegno di banco prova avente un motore molto simile a quello utilizzato in questo progetto.

4.1 Introduzione al Software LE

Engineer Lenze è un software dato in dotazione con l'acquisto del Driver Lenze 9400 il quale, come è stato detto in precedenza, esegue l'azionamento elettrico movimentando e regolando l'EMA in base ai controlli e le applicazioni caricate in esso. Grazie a questo software è possibile personalizzare il controllo del driver mediante l'inserimento di parametri tecnici relativi all'EMA, effettuare una programmazione a blocchi, monitorare il sistema e altre funzioni. Risulta, pertanto, molto importante la programmazione del Driver per un corretto funzionamento dell'intero sistema.

Dalla programmazione mediante software si vuole ottenere un'applicazione che, caricata sul modulo di memoria del Driver stesso, lo faccia lavorare attraverso gli opportuni controlli definiti.

Uno dei vantaggi dell'utilizzo di tale software è il non essere necessario che il PC sia collegato attraverso il cavo di diagnostica al Driver poiché il software funziona autonomamente sul PC. Il cavo di diagnostica, infatti, è utilizzato per rilevare automaticamente i componenti del Driver nelle prime fasi di programmazione, per monitorare su interfaccia utente il funzionamento della applicazione durante i test sul motore elettrico, per caricare l'applicazione e i parametri sul Driver nel caso in cui si voglia effettuare una modifica e per rendere 'online' il progetto sul Driver.

Di seguito, grazie al lavoro svolto in ambito di un progetto simile a questo, si vuole andare a spiegare il software LE, in particolar modo nelle funzioni inerenti allo studio in questione facendo, dunque, riferimento al programma e all'applicazione già progettati in precedenza.

4.2 Interfaccia utente

Nel PC il software si presenta come in Figura 92 attraverso il programma *EASY Navigator*. Per accedere al software Lenze Engineer bisogna cliccare sull'icona qui marcata dalla cornice rossa.

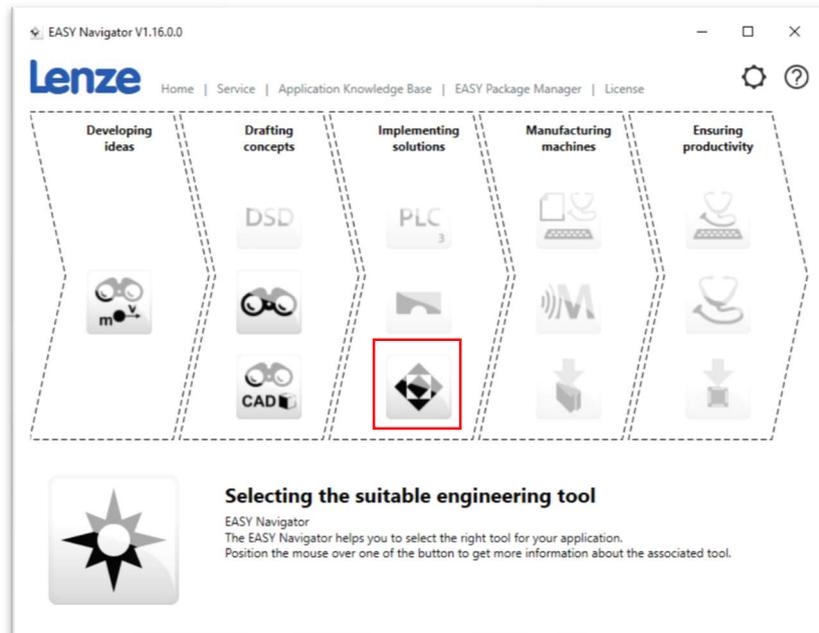


Figura 92: Software Lenze Engineer.

L'interfaccia utente nella sua pagina iniziale del progetto svolto sul Driver è presentata in Figura 93.

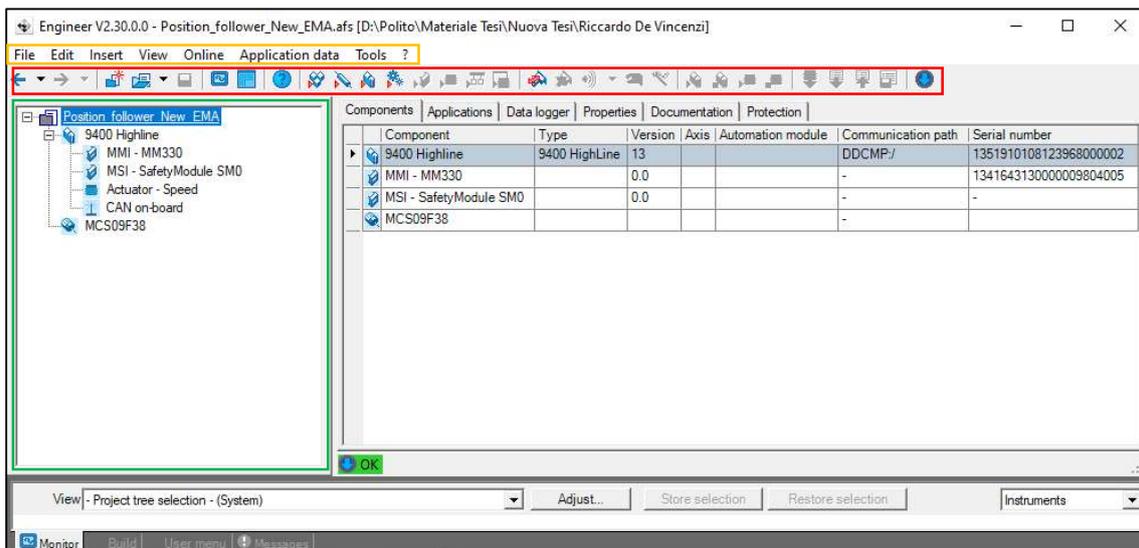


Figura 93: Interfaccia utente: Componenti.

Dalla figura soprastante si possono riconoscere nella prima riga la toolbar di menù (riquadro arancione), le cui funzioni principali sono quelle di salvare, aprire o creare un nuovo progetto, modificarlo, inserire nuovi componenti nell'albero di progetto e mandare online il progetto.

Di sotto vi è la toolbar dei comandi (riquadro rosso), le cui funzioni principali sono l'inserimento rapido di nuovi moduli, assi, componenti, applicazioni e funzioni come il caricamento del programma da PC a driver, il salvataggio del programma e la sua costruzione (Build).

Nella finestra a sinistra è posto l'albero di progetto (riquadro verde), ovvero sono elencati in sequenza gerarchica i componenti dell'architettura del sistema; cliccando sui singoli elementi si apre la relativa pagina in cui sono riportate informazioni e/o possibilità di interazione e modifica dei componenti selezionati. L'inserimento di tali componenti è la prima operazione svolta quando si crea un nuovo progetto attraverso una procedura guidata.

All'interno del software LE si inseriscono e visualizzano parametri in apposite caselle. Queste caselle sono identificate attraverso diversi colori che consentono di associarle alla funzione a cui sono adibite (Figura 94).

Colour	Example
Offline representation	
White	1.2345
Light grey	1.2345
Online representation	
Yellow	1.2345
Pale yellow	1.2345
Red	1.2345

Figura 94: Rappresentazione dei parametri numerici.

Il bianco e il grigio sono usati su parametri che risultano attualmente offline: in particolare il bianco per i parametri di scrittura e lettura, il grigio per i parametri di sola lettura. Il giallo e il rosso sono parametri attualmente online: nello specifico il giallo è usato per i parametri modificabili caricati all'interno del driver (nel caso in cui i parametri inseriti nel driver sono diversi da quelli inseriti nel programma il valore è preceduto dal simbolo ≠), mentre il giallo spento per i parametri di sola lettura e il rosso nel caso di interruzione di comunicazione tra PC e Driver.

Per monitorare i diversi parametri e possibile cercarli nell'apposita sezione, altrimenti i parametri di interesse possono essere selezionati e inseriti nella schermata principale (riquadro rosso in Figura 95).

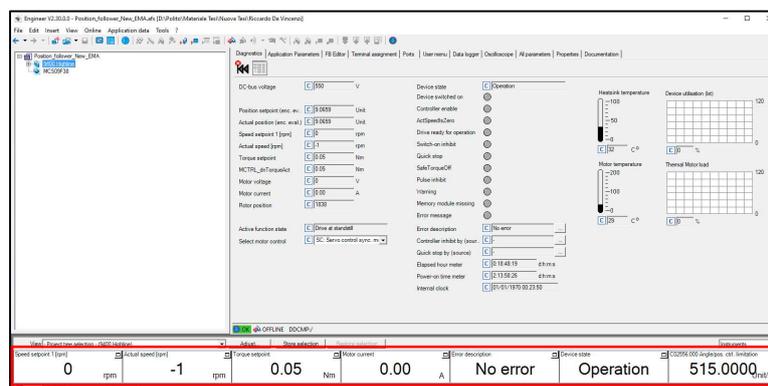


Figura 95: Monitoraggio rapido dei parametri selezionati su interfaccia utente.

4.2.1 Creazione di un progetto

Come già anticipato, per creare un nuovo progetto bisogna selezionare i componenti facenti parte del sistema da un catalogo virtuale, metodo definito offline, altrimenti possono essere inseriti con il metodo online tramite la rilevazione automatica mediante cavo di diagnostica. Nella Figura 96 si riporta la schermata iniziale di inserimento dei componenti del nuovo progetto dove in sequenza si scelgono:

- il controllore in possesso, nel caso specifico si tratta del Driver Lenze 9400;
- i rispettivi moduli di sicurezza e di memoria;
- l'applicazione da inserire nel controllore;
- il motore sincrono;
- il resolver e ulteriori componenti opzionali.

Si rende noto che tutti gli elementi sopra citati possono, in ogni caso, essere aggiunti o modificati anche in seguito. Il sistema di I/O nel caso in questione non è inserito poiché gestito dal c-Rio, il quale non è un sistema riconosciuto dal driver Lenze.

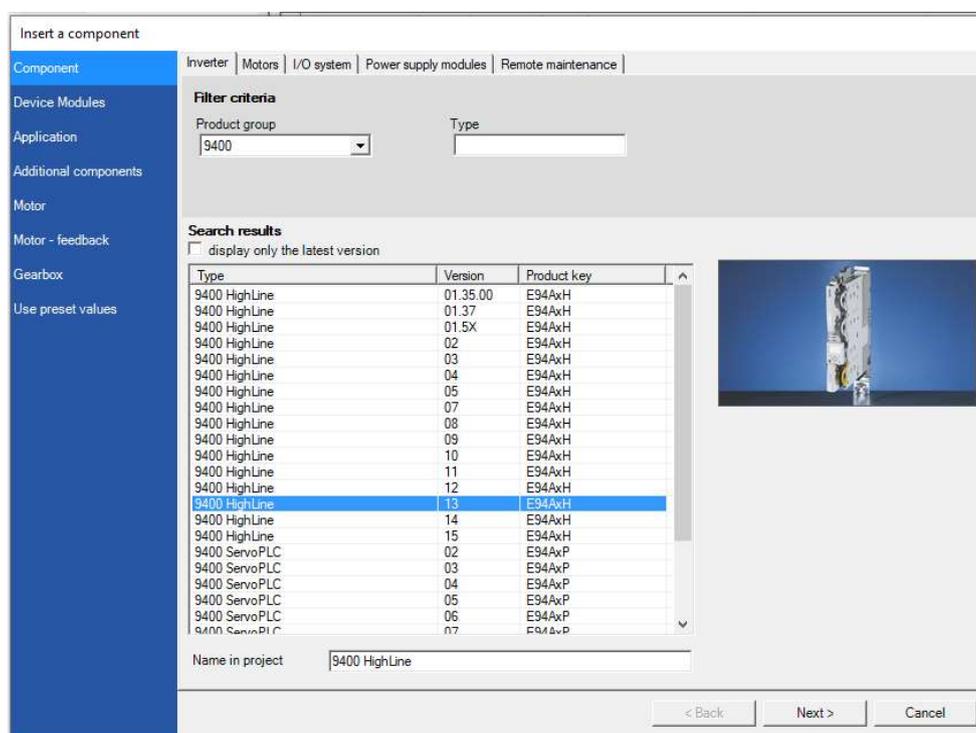


Figura 96: Inserimento dei componenti nel progetto.

Una volta inseriti tutti i componenti seguendo la procedura guidata, l'albero di progetto è creato in modo automatico e compare nella schermata principale (riquadro verde nella Figura 96).

Se necessario, si può strutturare l'albero di progetto in modo da suddividerlo in diversi assi e per ognuno di essi gestire diversi motori e applicazioni, e, se si dispone di diversi servo-inverter Lenze, è possibile gestire più di un Driver attraverso la creazione di un unico progetto. Nel caso in studio il progetto è semplice, pertanto non è necessario suddividerlo in ulteriori moduli e assi: è presente un solo controllore Lenze adibito al controllo di un unico il motore elettrico MCS09F38.

Per stabilire una connessione tra PC e driver e poter svolgere le funzioni di monitoraggio, progettazione e inserimento parametri è necessario un sistema di comunicazione: nel caso in questione si consiglia tramite cavo di diagnostica o Profibus: si preferisce scegliere il primo metodo di comunicazione e tale scelta viene impostata durante la creazione del progetto.



Figura 97: Toolbar della schermata principale del progetto.

Una volta creato il progetto, mediante la toolbar (Figura 97) si utilizza la funzione Build (riquadro rosso) per consolidare il progetto, e attraverso il comando Go Online (riquadro verde), si attiva la comunicazione. Al termine della programmazione, mediante toolbar, si può effettuare il download del programma dal PC al driver, il download soltanto dei parametri inseriti offline da PC a driver e l'upload dei parametri nella direzione opposta; è infine presente un pulsante di salvataggio di tali parametri.

4.2.2 Creazione di una applicazione

La scelta dell'applicazione da far eseguire al Driver avviene già durante la fase guidata iniziale di creazione del progetto, dopo essere stato caricato il Driver stesso nell'albero di progetto. Nel caso progettato si utilizza un unico Driver e, dunque, l'applicazione sarà una sola. Le applicazioni disponibili sono quelle presentate in Figura 98.

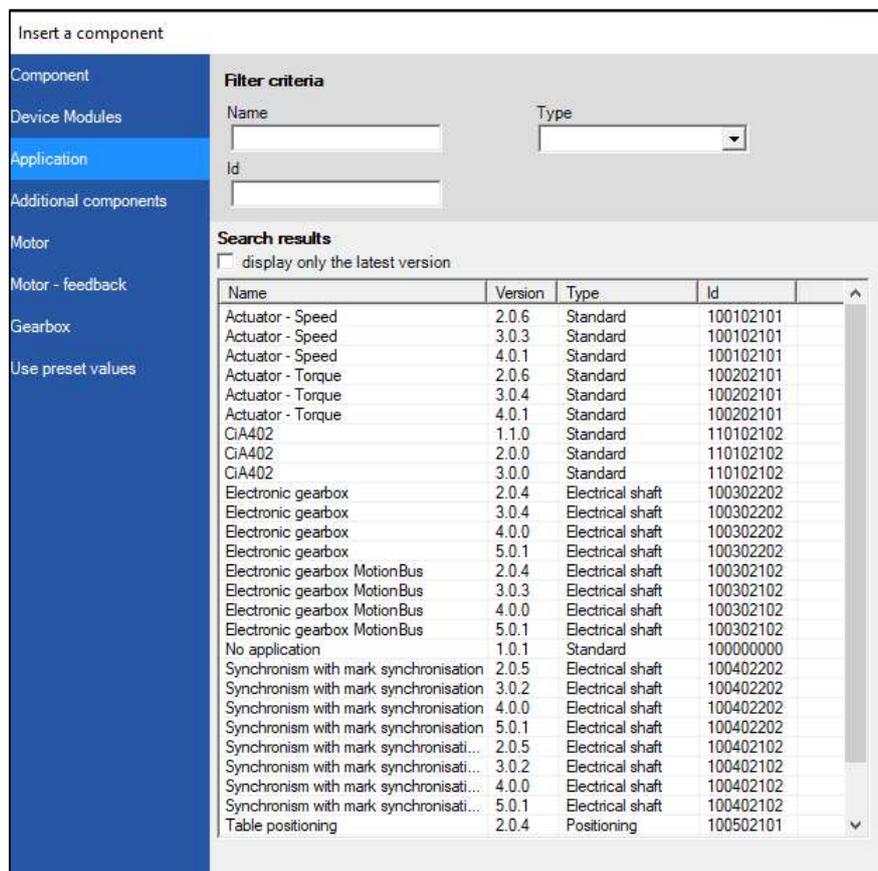


Figura 98: Inserimento dell'applicazione durante la creazione del progetto.

Si suggerisce la scelta dell'applicazione già caricata per il progetto simile già realizzato, ovvero un'applicazione di attuatore-velocità (Actuator-Speed), poiché è il controllo più vicino alle necessità di tali progetti il quale svolge un controllo velocità sul motore. Così facendo nella finestra del FB Editor appare un diagramma a blocchi predefinito apparentemente pronto per l'uso. Per ottenere l'applicazione progettata per il progetto precedente si è modificato in buona parte il diagramma a blocchi predefinito poiché il controllo adatto al servosistema non è un controllo velocità ma un controllo posizione. Inoltre, a seconda delle caratteristiche dell'EMA è necessario effettuare lo scaling per tutti i dati presenti nel signal flow.

In generale. Un'applicazione può essere schematizzata come una scatola al cui interno vi è l'applicazione stessa e ai lati vi sono le porte di ingresso ed uscita collegate a tale applicazione, il tutto configurabile mediante il FB editor. Tramite le porte di input a sinistra l'applicazione riceve il setpoint e altri comandi analogici e digitali in arrivo dai terminali di input del Driver, mentre a destra, tramite le porte di output, fornisce i segnali di feedback all'uscita dei terminali di output e messaggi di stato (indicatori booleani, limitazioni raggiunte, messaggi di errore etc..).

4.2.3 Le funzioni dell'applicazione

Cliccando sull'icona del driver nell'albero di progetto presente sulla sezione di sinistra della schermata principale appare un elenco a finestra come mostrato nella Figura 99 (riquadro rosso).

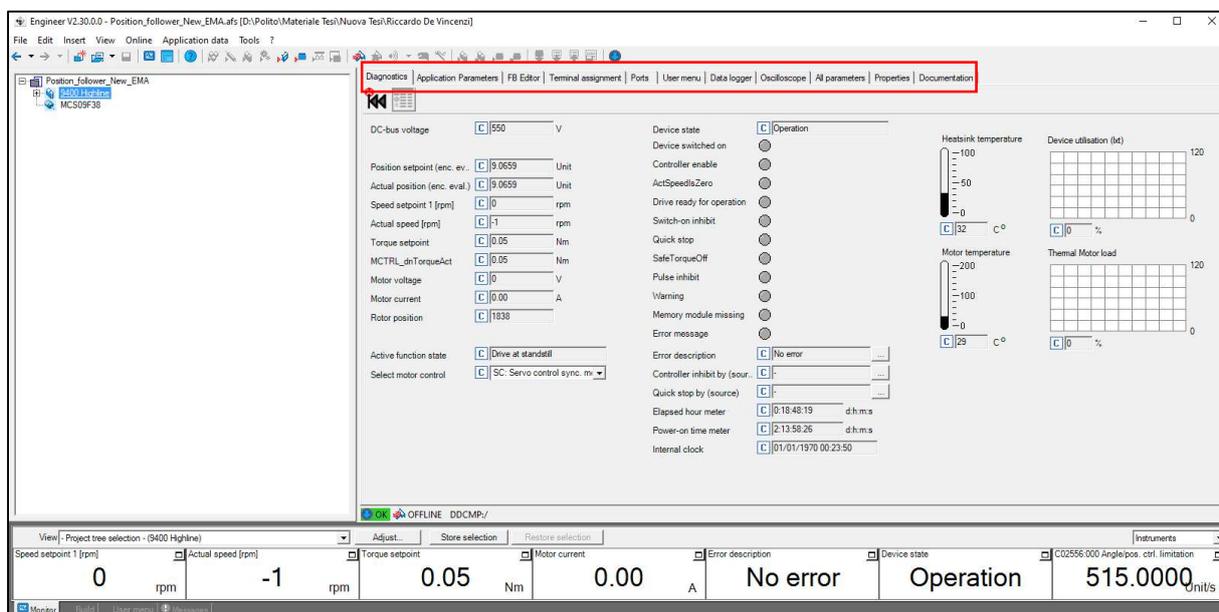


Figura 99: Interfaccia utente: finestre dell'interfaccia utente (cerchiate in rosso) e finestra Diagnostica.

In queste finestre l'utente ha la possibilità di lavorare in fase di progettazione inserendo i parametri e controllando lo stato del sistema.

4.2.3.1 Finestra *Diagnostic*

La prima finestra, quella denominata *Diagnostic* mostrata proprio in Figura 99, è quella di diagnostica: in essa si visiona lo stato del driver attraverso i principali parametri mostrati in tempo reale, gli status del driver tramite una stringa o tramite un booleano, la segnalazione di errori, la temperatura e l'utilizzo della resistenza esterna e la temperatura del motore.

4.2.3.2 Finestra *Application Parameters*

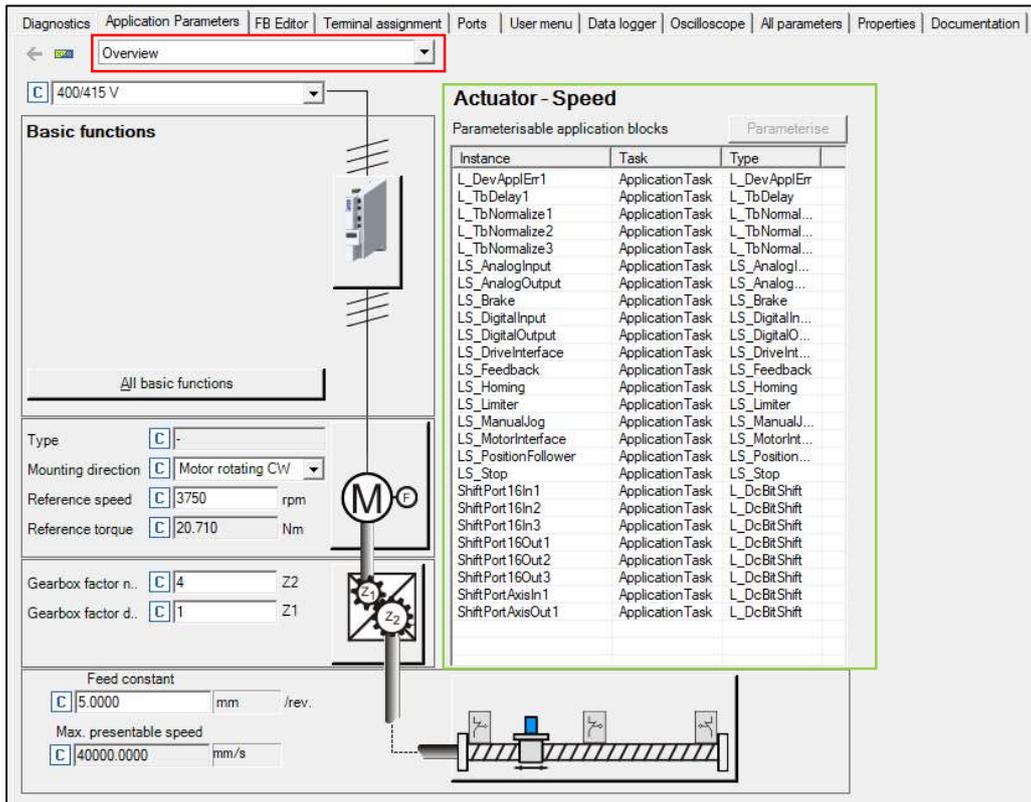


Figura 100: Finestra *Application Parameters*.

Nella seconda finestra, *Application Parameters* mostrata in Figura 100, sono riportate tutte le funzioni inserite nella programmazione a blocchi del FB editor, le quali appartengono all'applicazione (riquadro verde), e una finestra a tenda (riquadro rosso); nella Figura 100 è selezionata la finestra *Overview*, la quale mostra le caratteristiche generali dell'EMA cliccando sulle icone di interesse. Dalla suddetta finestra a tenda può accedere in modo dettagliato a ciascuna sottoclasse del sistema (Figura 101).

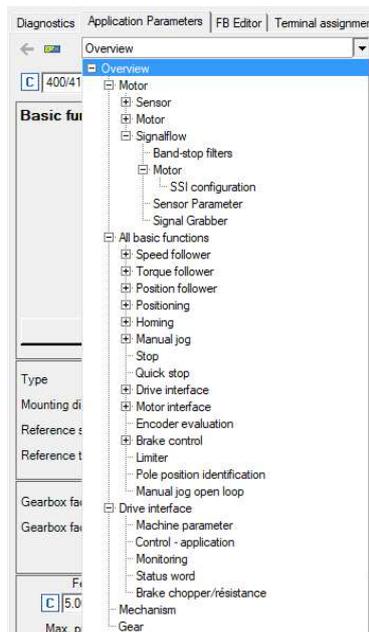


Figura 101: Funzioni disponibili nella finestra a tenda in *Application Parameters*.

In questa finestra le funzioni principali del programma sono visualizzate in modo gerarchico. Ognuna di queste si tradurrà in funzioni a blocchi che sono il linguaggio di programmazione con cui lavora il Driver. Selezionando le finestre/funzioni è possibile parametrizzare tali funzioni, in modo che nella programmazione a blocchi un dato che entra nella funzione venga manipolato in modo diverso a seconda dei parametri inseriti all'interno di essa, in modo da ottenere in uscita un dato elaborato in un certo modo.

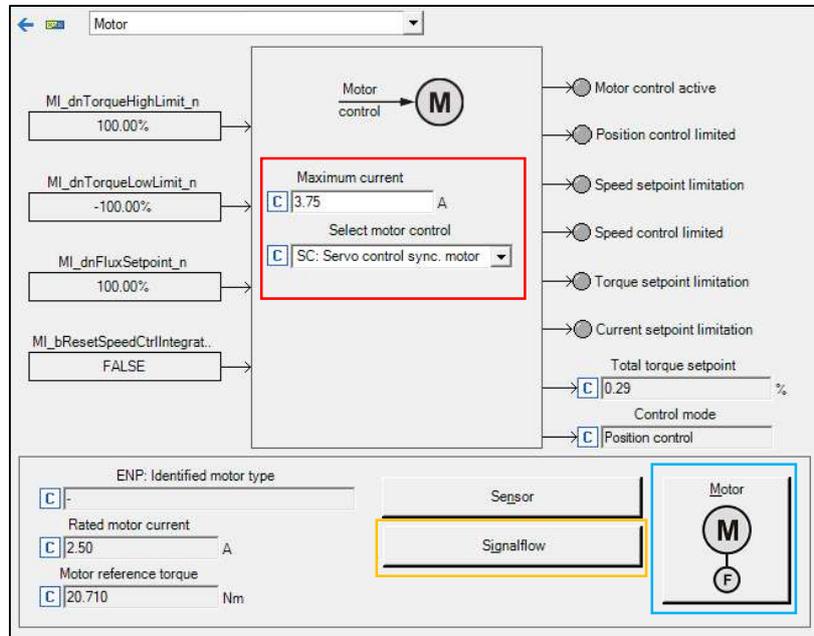


Figura 102: Finestra Motore.

Selezionando la funzione *Motor*, come mostrato in Figura 102, si ha la possibilità di leggere a sinistra gli input alla funzione, immettere in centro la corrente massima e selezionare il tipo di controllo del motore (riquadro rosso), e di visualizzare il suo stato sulla destra.

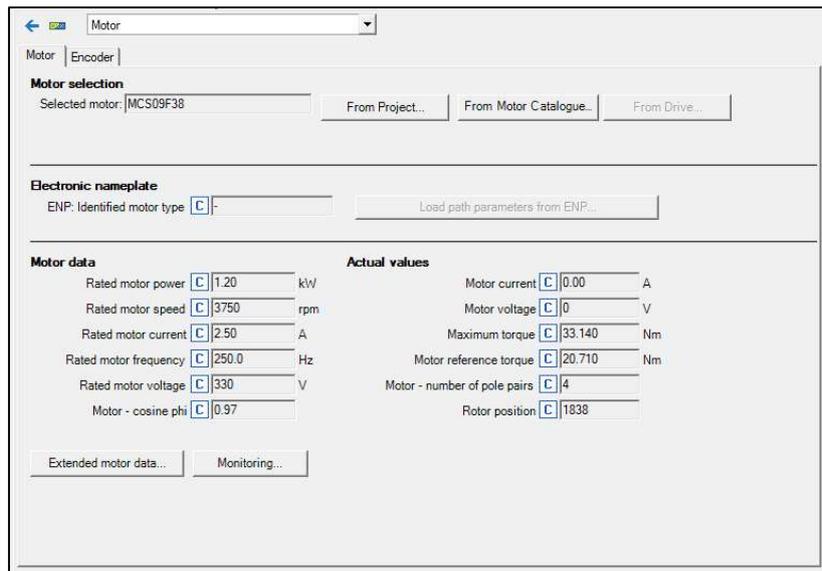


Figura 103: Finestra dati motore.

Cliccando sul blocchetto *Motor* (riquadro azzurro in Figura 102) si apre la finestra dati relativa al motore (Figura 103).

Mentre cliccando su *Sensor* si apre la finestra inerente al sistema di trasduzione (Figura 104) dove si seleziona come sistema di trasduzione il resolver.

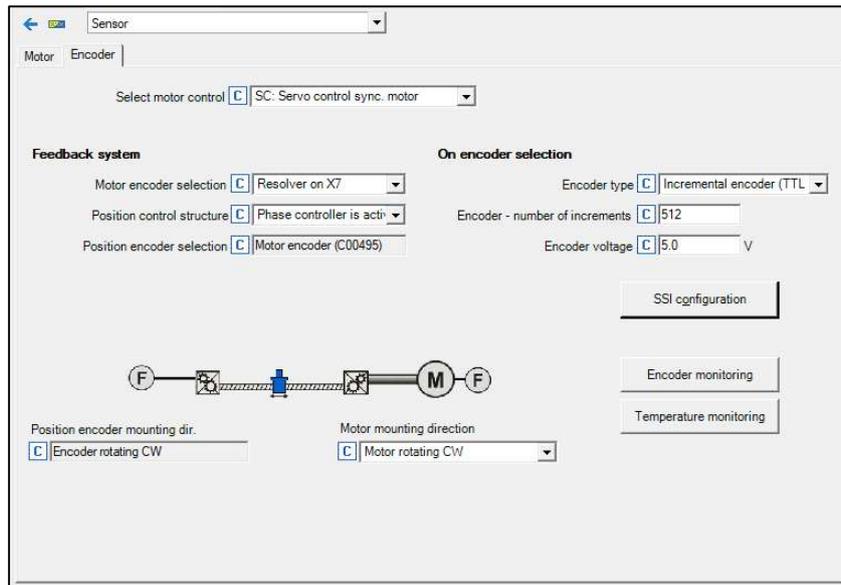


Figura 104: Finestra Resolver.

Il pulsante *Signal flow* (riquadro giallo in Figura 102) apre il diagramma a blocchi del motore.

Proseguendo lungo la finestra a tenda mostrata in Figura 101, ad un livello gerarchico inferiore del motore, sono collocate le funzioni strutturate, di cui quelle che interessano sono *Position Follower*, applicazione da abilitare attraverso il segnale digitale, e *Homing* che consente di fissare il sistema di riferimento dell'EMA.

La funzione *Position Follower* apre una schermata (Figura 48) strutturata come quella del motore, in cui si leggono gli input della funzione a sinistra, al centro si inserisce il valore del guadagno proporzionale e, a destra, si visualizza lo stato e i principali parametri del controllo posizione. Anche in questo caso il pulsante *Signal Flow* apre il diagramma a blocchi (riquadro rosso).

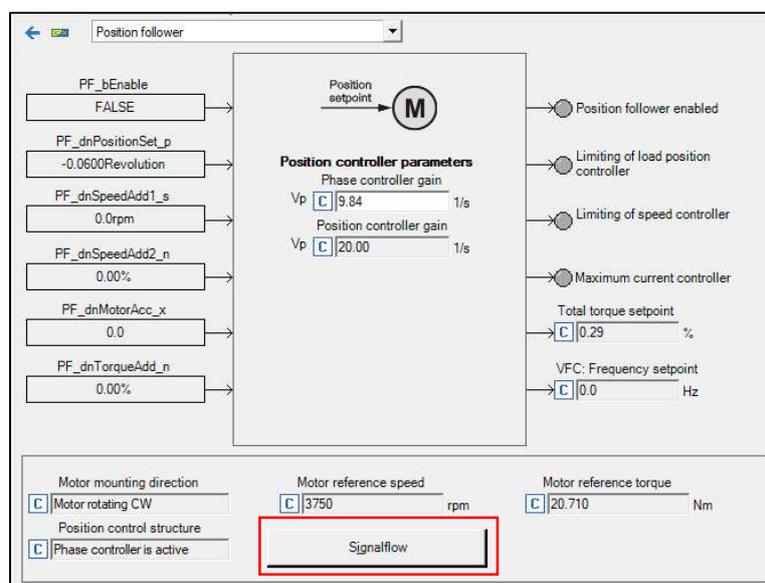


Figura 105: Finestra Position Follower.

La funzione *Homing*, la cui finestra è mostrata in Figura 106, consente di fissare lo zero del sistema con quello del controllore, cosa che risulta impossibile da fare non avendo sensori di fine corsa sull'attuatore. Essendo il Resolver assoluto solamente in un giro del motore, dopo aver portato l'attuatore nella posizione di 'zero macchina' desiderata, si attiva la funzione *Homing* in modo da salvare nel modulo di memoria del Driver la posizione di zero di quello che sarà il sistema di riferimento per il controllore, facendo sì che per le successive rotazioni orarie e antiorarie del Resolver stesso rimanga sempre in memoria la posizione di partenza per la quale si è fissata lo zero, anche dopo lo spegnimento del driver. In tal modo è necessario impostare solamente la prima volta la posizione di zero del controllore, a meno di volerla modificare in seguito al cambiamento dello zero del sistema. Grazie al salvataggio della posizione di zero, il Driver ricava, in modo relativo, da tale posizione l'attuale angolo di rotazione del motore e ne deriva la traslazione dell'attuatore considerando il passo selezionato.

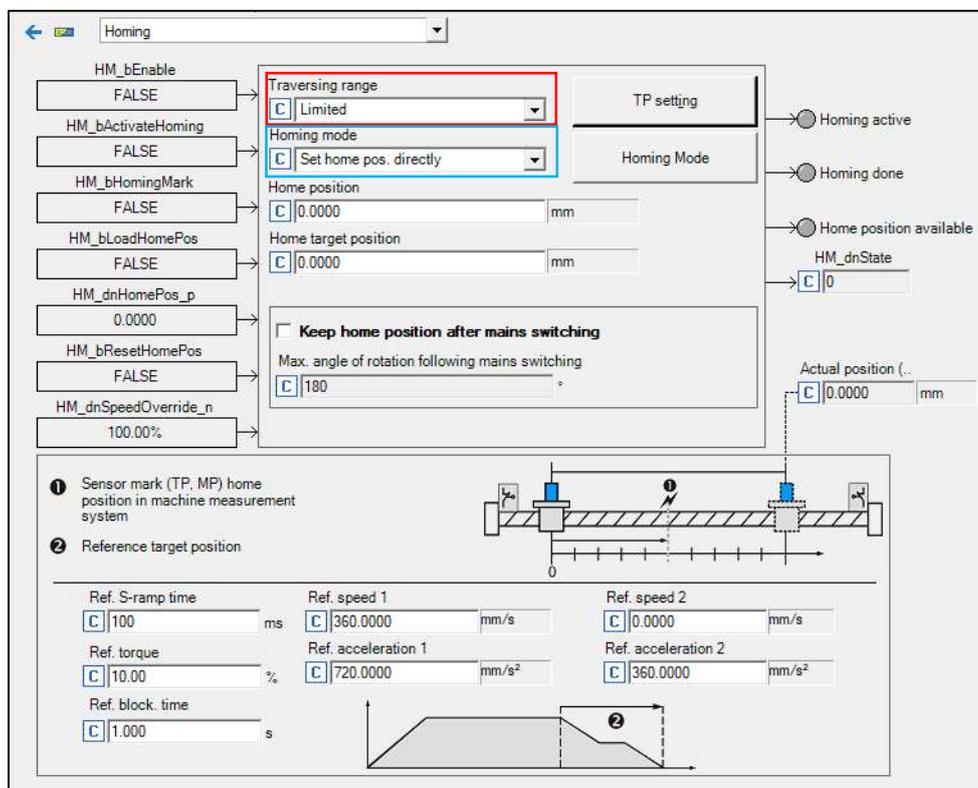


Figura 106: Finestra Homing.

Come per le altre funzioni sopra descritte, anche in questa finestra la struttura della funzione mostra a sinistra gli input alla funzione, in centro il settaggio di tale funzione e a destra il suo status. Il parametro *Traversing Range* (riquadro rosso) è riferito al tipo di attuazione adottata per il carico e, nel caso in studio si sceglie il metodo Limited (schema in Figura 107).

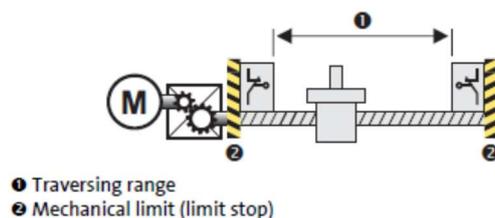


Figura 107: Schema del metodo di attuazione Limited.

La scelta di tale metodo si basa semplicemente sul tipo di movimento che esegue l'attuatore, che nel caso in studio è lineare e limitato: la madre vite trasla grazie alla vite che ruota.

Il parametro *Homing Mode* (riquadro azzurro in Figura 106) stabilisce il settaggio manuale dello zero di riferimento, in modo che il valore inserito nella casella Home Position sia quello di zero.

4.2.3.3 Finestra *FB editor*

La finestra *FB editor* consiste nell'ambiente di programmazione a blocchi, necessario per poter gestire i segnali del Driver. Essendo una funzione di elevata importanza verrà trattata in seguito nel capitolo FB Editor.

4.2.3.4 Finestra *Terminal Assignments*

Nella finestra mostrata di sotto, *Terminal Assignments*, sono visualizzati gli I/O analogici (Figura 109) e digitali (Figura 108). Per i terminali digitali è possibile monitorare in tempo reale lo status segnalato da un led che indica i segnali attivati, potendo anche invertire sulla polarità del segnale digitale (a fronte positivo o a fronte negativo, riquadro rosso); per i terminali analogici si visualizza il valore in volt ed è inoltre possibile modificare le impostazioni del segnale (riquadro verde). L'assegnazione, in entrambi i tipi di segnale, è riferita secondo il nome conferito nel FB Editor. Al centro è rappresentata la disposizione dei pin nella morsettiere e la sigla del segnale.

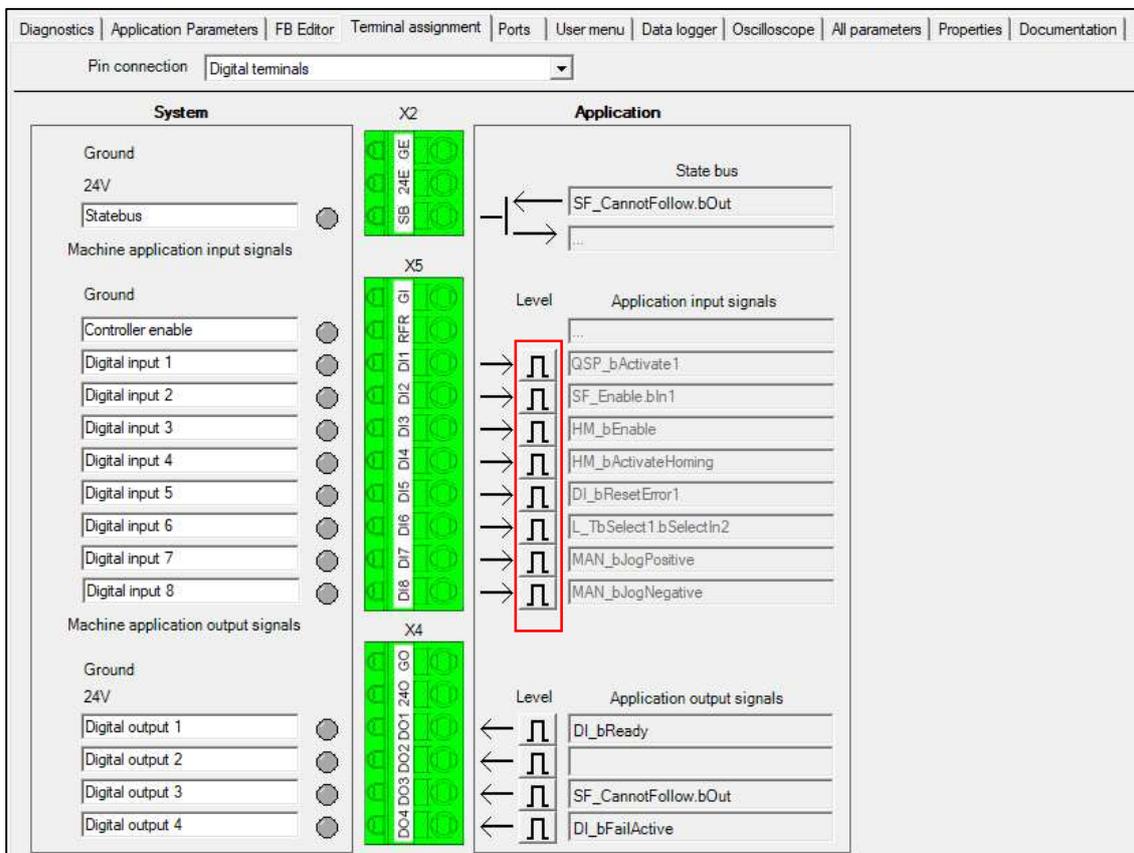


Figura 108: Finestra Terminal Assignments: assegnazione terminali digitali.

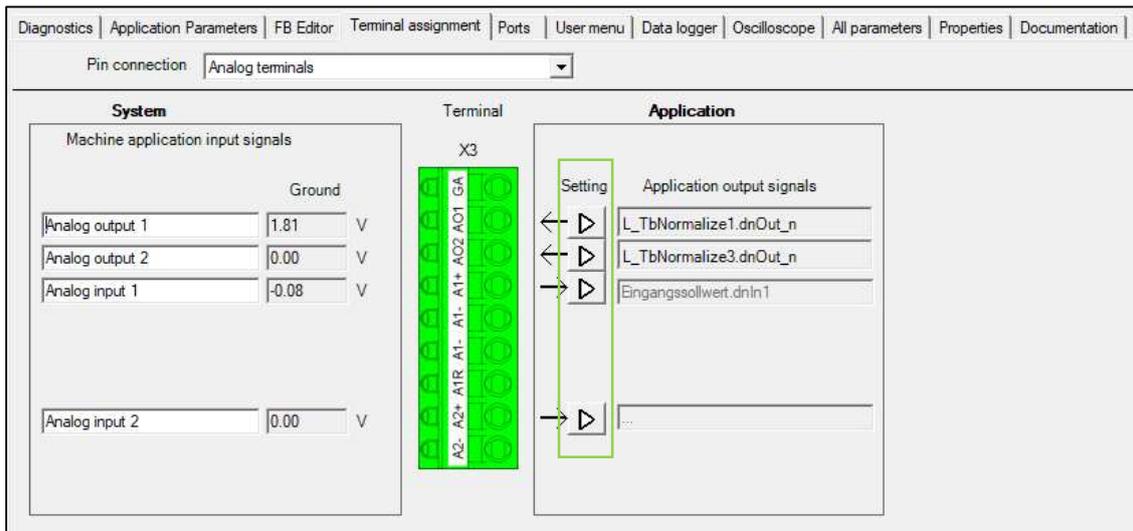


Figura 109: Finestra Terminal Assignments: assegnazione terminali analogici.

In linea con l'applicazione programmata per il precedente progetto simile a questo mostrato nella seguente tesi, si mostra una tabella con i segnali utilizzati.

Sigla	Segnale
RFR	Abilitazione Driver
DI2	Abilitazione Position Follower
DI3	Abilitazione Homing
DI4	Attivazione Homing
DI6	Selezione Feedback Corrente/Velocità
AI1	Setpoint Position
AO1	Feedback Position
AO2	Feedback Corrente/Velocità

Tabella 37: Esempio delle sigle dei segnali utilizzabili.

Selezionando il pulsante *Setting* (riquadro verde in Figura 109) nella finestra terminali analogici si accede alla finestra nella quale si può decidere l'inserimento di un certo offset, banda morta, guadagno e range del segnale prima che questo venga effettivamente trasmesso al controllo (Figura 110).

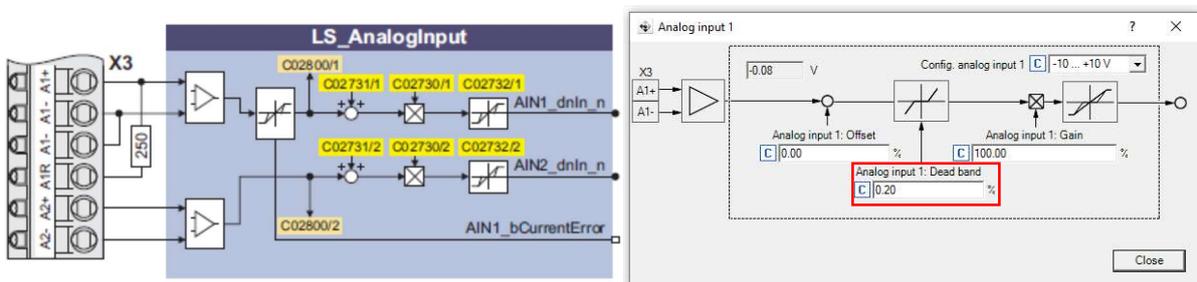


Figura 110: Schema della funzione Analog Input nel FB Editor (a sinistra) e setting in un input analogico (a destra).

Si noti che, avendo inserito un determinato valore di banda morta per l'input di posizione, il segnale in ingresso è inibito risultando pari a zero nell'intorno della percentuale inserita nell'apposita casella (riquadro rosso in Figura 110).

Anche per il segnale analogico in uscita si può accedere ad una finestra, strutturata in maniera molto simile a quella sopra descritta, dove è possibile impostare un offset e il guadagno prima che il segnale sia mandato in uscita alla morsetteria (Figura 111).

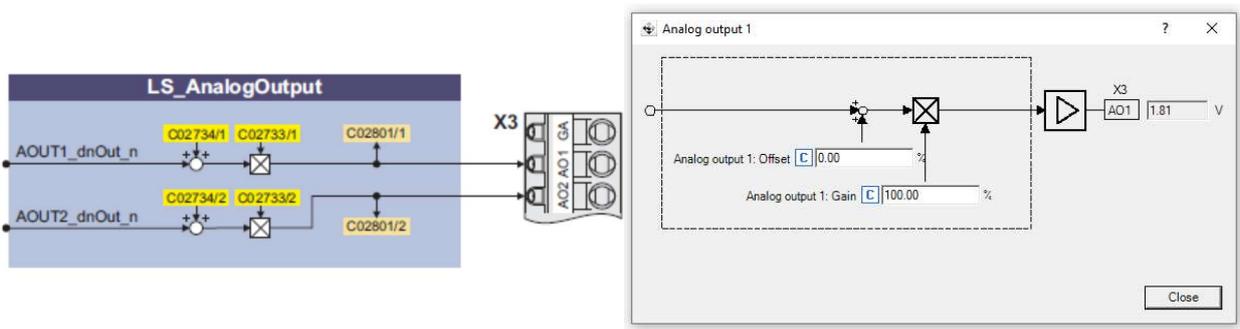


Figura 111: Schema della funzione Analog output nel FB Editor (a sinistra) e setting in un input analogico (a sinistra).

4.2.3.5 Finestra Data Logger

Nella finestra *Data Logger* (Figura 112) selezionando le variabili di interesse, avviato l'EMA, è possibile visualizzarle su un grafico non in Real Time, poiché registra il valore dei parametri solo con l'ausilio del PC e non con un sistema embedded in grado di acquisire in modo deterministico.

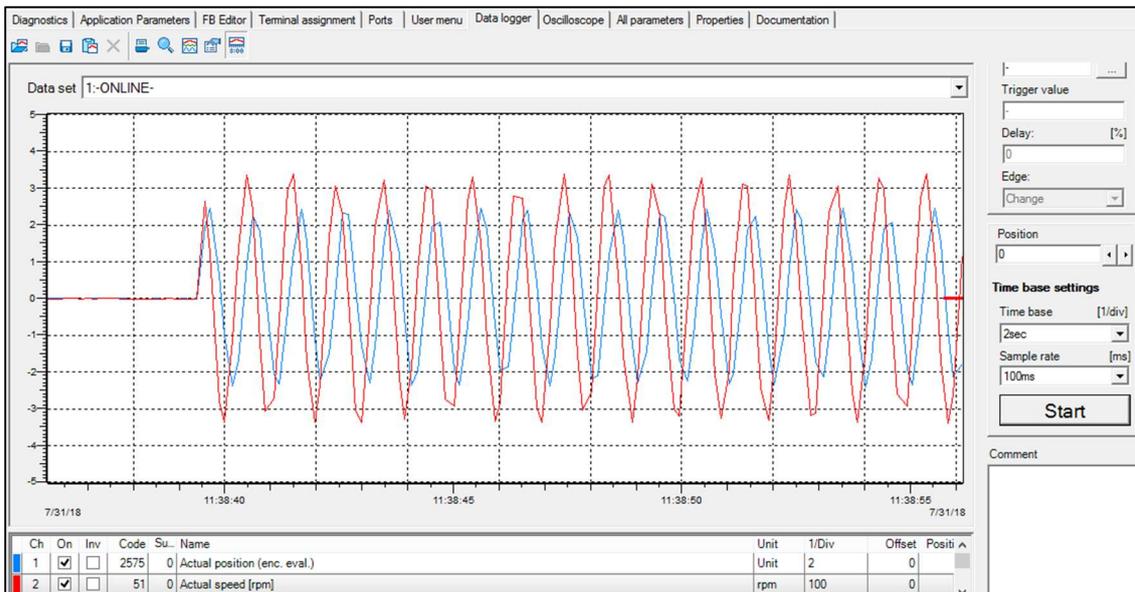


Figura 112: Finestra Data Logger (immagine relativa al precedente progetto).

4.2.3.6 Finestra Oscilloscope

Se invece si volesse effettuare una acquisizione in RT, è possibile farlo utilizzando l'oscilloscopio integrato nel controllore mostrato nella finestra *Oscilloscope* (Figura 113).

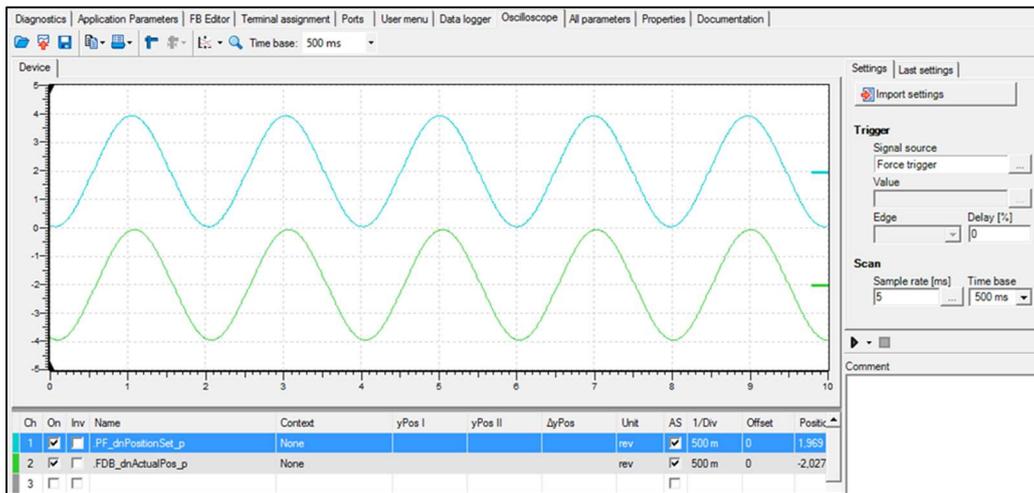


Figura 113: Finestra Oscilloscope (immagine relativa al precedente progetto).

4.2.3.7 Finestra All Parameters

L'ultima finestra di interesse è denominata *All Parameters* (Figura 114). In questa finestra è possibile ricercare i parametri sia inserendone il nome che il codice, oppure ricercandoli all'interno delle categorie.

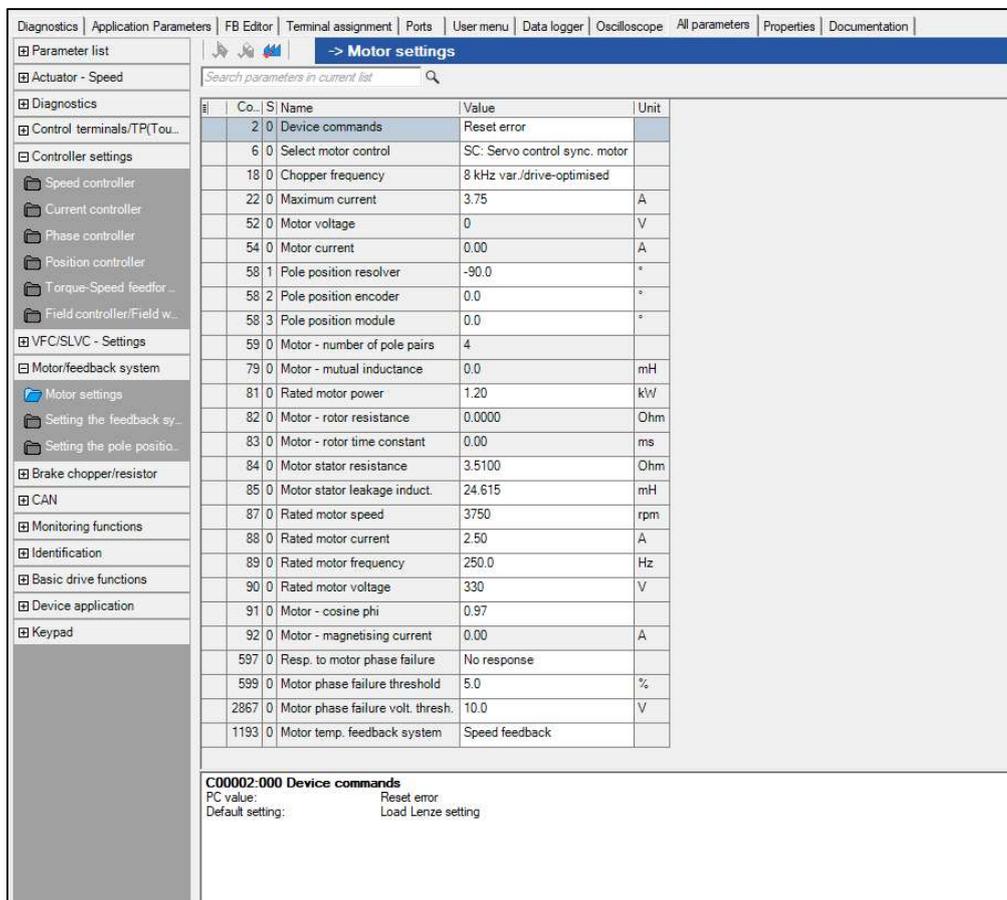


Figura 114: Finestra All Parameters.

4.3 Programmazione mediante funzioni a blocchi

Attraverso la programmazione a blocchi sul software della Lenze è possibile personalizzare l'applicazione scelta, nel caso in studio si adotta il programma già modificato sull'attuatore di velocità, attraverso un flusso di dati costituito da blocchi: la finestra utente *FB Editor* (Function Block Editor) mostra il l'applicazione scelta in forma di flusso di funzioni a blocchi. Tale ambiente di programmazione consiste in blocchi inseribili: funzioni, variabili o costanti, e frecce che indicano la direzione di tale flusso. Inoltre, è possibile manipolare le porte di ingresso ed uscita analogiche e digitali, in modo da scegliere quali segnali utilizzare come input nella programmazione e quali segnali rendere disponibili in uscita al Driver e in quale pin. Infine, consente di utilizzare le funzioni, che consistono in quelle parametrizzabili e analizzate nel capitolo precedente, il cui utilizzo personalizza l'applicazione manipolando il flusso di dati a seconda della funzione utilizzata e di come questa è stata parametrizzata nella finestra *Application Parameters*, rendendo l'applicazione idonea all'utilizzo ricercato.

In sintesi, nelle diverse finestre utente, presentate in precedenza, si parametrizzano le funzioni da inserire nel *FB editor*, mentre in esso si inseriscono tali funzioni e si programma il flusso di dati in modo da ottenere un signal flow, elaborato mediante funzioni, variabili e costanti, che parte dalle porte di ingresso e giunge alle porte di uscita.

4.3.1 Finestra *Function Block Editor*

Nella finestra *FB editor* l'utente può personalizzare le funzioni utilizzate nell'applicazione le quali elaborano i dati che saranno disponibili in uscita al Driver. La logica di programmazione del FB Editor consiste in un flusso di dati di svariata natura (incrementi, percentuali, rpm...) avente inizio dai blocchi di input sulla sinistra, per poi essere manipolato dalle funzioni inserite nell'applicazione e reso disponibile ai blocchi di output sulla destra. In questo modo l'applicazione da caricare nel controllore, parametrizzata tramite le funzioni disponibili nelle finestre dell'interfaccia utente studiate in precedenza, è programmata mediante un flusso di blocchi che possono essere del tipo funzioni, logiche aritmetiche, variabili, costanti, input e output.

Il diagramma a blocchi progettato nello studio del precedente banco prova si presenta in forma completa nella Figura 57 posta nella pagina successiva.

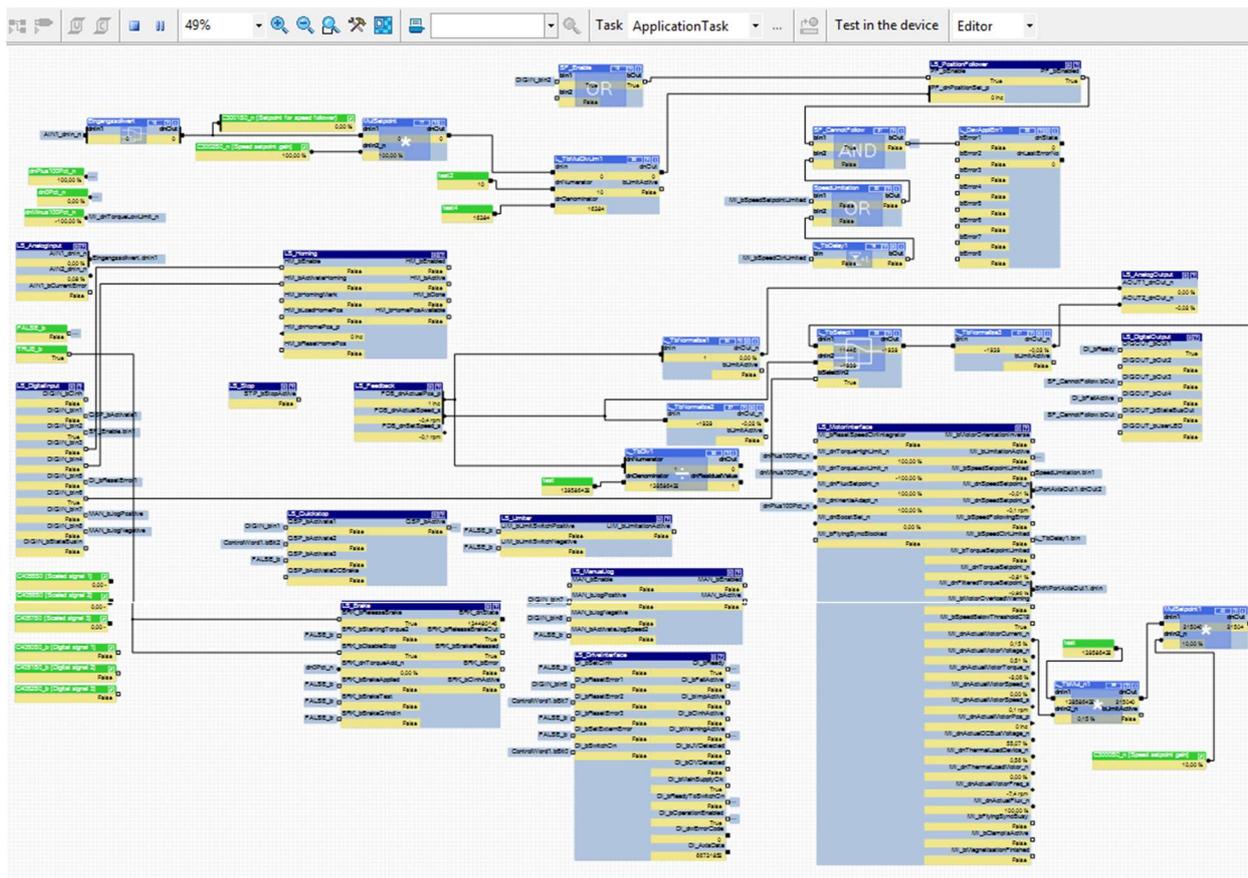


Figura 115: Diagramma a blocchi completo progettato per l'applicazione di progetto nel FB editor.

Nella finestra FB editor è presente una toolbar grazie alla quale è possibile svolgere diverse operazioni (Figura 116).



Figura 116: Toolbar del FB editor.

- 1) Inserimento di funzioni base (convertitori da una tipologia di dato ad un'altra) e funzioni strutturate (Position Follower, Homing, Motor...);
- 2) Inserimento delle costanti a blocchi fondamentali per la programmazione;
- 3) Monitoraggio del programma creato e debugging;
- 4) Zoom del *FB editor*;
- 5) Ricerca di un determinato blocco nell'ambiente di programmazione.

Di seguito si riportano immagini contenenti l'ingrandendo di alcune zone dell'ambiente di programmazione, mostrato in Figura 115, per farne un'analisi in dettaglio.

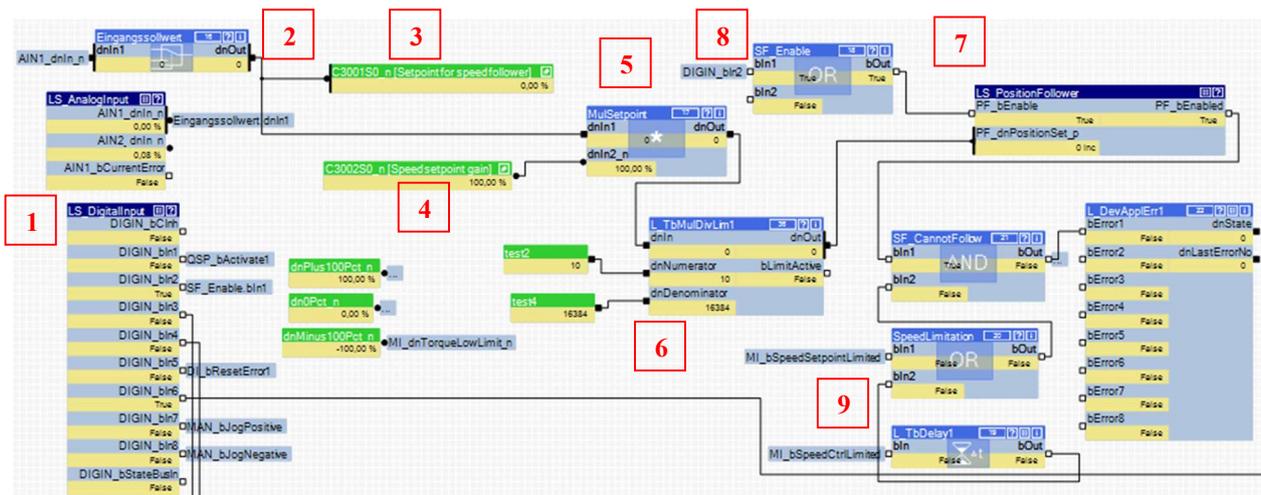


Figura 117: FB Editor: Ingrandimento 1.

Per quando riguarda la sezione in Figura 117, a sinistra vi sono le porte A/D di ingresso (1) mentre il setpoint (2) viene trasmesso ad un blocco switch e ne viene visualizzata la percentuale rispetto al range (3), in seguito è moltiplicato da una funzione base (5) per un guadagno pari a 1, ovvero il 100% (4). In uscita il valore di riferimento posizione è un numero del tipo DINT ($\pm 2^{30} = \pm 1073741824$) e deve essere tradotto in incrementi (INC) mediante una funzione base (6) per poter entrare con il dato corretto nella funzione a blocco Position Follower (7).

Si mostrano nella tabella seguente lo scaling per ciascun tipo di segnali e dati trattati.

Signal type	Connection symbol in the FB editor	Resolution	Scaling	
			External value	≡ internal value
Scaled (INT)	○	16 bits	100 %	≡ $2^{14} = 16384$
Scaled (DINT)	●	32 bits	100 %	≡ $2^{30} = 1073741824$
Speed (INT)	◁/▷	16 bits	15000 rpm	≡ $2^{14} = 16384$
Speed (DINT)	◆	32 bits	15000 rpm	≡ $2^{26} = 67108864$
Position/angle (DINT)	◁/▷	32 bits	1 encoder revolution	≡ 2^{16} increments
Acceleration (DINT)	■	32 bits	15000000 rpm/s	≡ $2^{22} = 4194304$

Tabella 38: Scaling per i segnali nel FB Editor.

Dunque, attraverso una funzione base e due costanti (6) si converte il setpoint il quale si inserisce nella funzione Position Follower secondo il seguente ragionamento: una rivoluzione dell'encoder corrisponde a $2^{16} = 64536$ incrementi, al quale corrisponde un passo dello stelo di 5 millimetri.

Di seguito si mostra una figura che riassume lo scaling da effettuare sulla corsa dell'attuatore:

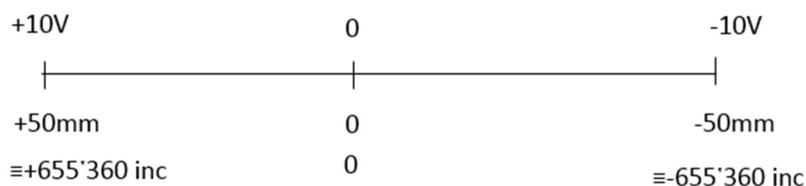


Figura 118: Schema della corsa dell'attuatore per effettuare lo scaling DINT<->INC del Set di posizione.

Dato che non si dispone di un gran numero di funzioni e siccome i blocchi ‘costante numerica’ possono contenere solamente numeri interi, si inserisce una funzione a blocco a due variabili, 10 a numeratore e 16384 a denominatore, in modo che lo scaling funzioni secondo le seguenti equazioni:

$$\frac{1073741824}{655360} = 1638,4 \rightarrow \text{fattore di scala} \quad \frac{10}{16384} = \frac{1}{1638,4} \quad (4.1)$$

In seguito, il valore corretto di Setpoint entra nel blocco Position Follower (7), blocco che deve essere attivato tramite il consenso digitale DI2 (8) (*Enable Position Follower* il quale abilita l’applicazione scelta); in basso (9) sono inseriti alcuni blocchi logici in modo che, se il motore superi il limite di velocità imposto nella funzione, allora appaia nella schermata di diagnostica un messaggio di errore.

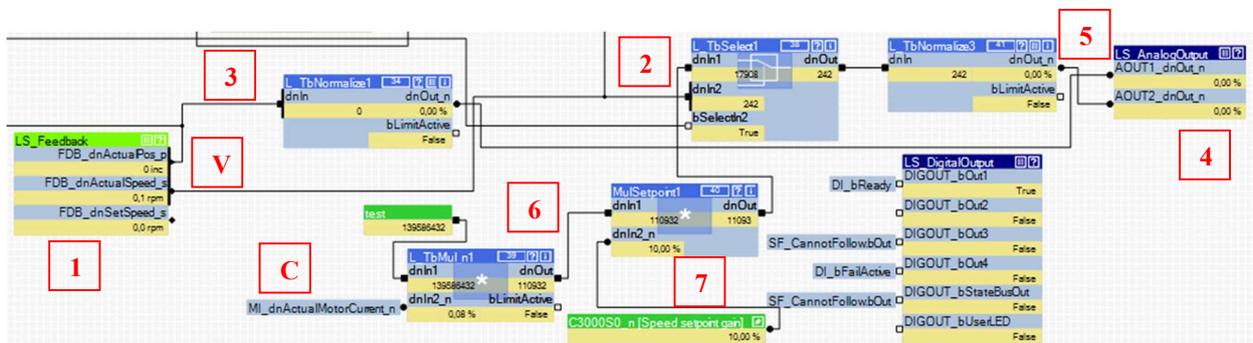


Figura 119: FB editor: Ingrandimento 2.

Nella Figura 119 si fa un ingrandimento sul ramo di retroazione: dalla funzione Feedback (1) giungono i segnali di feedback come dato di posizione in incrementi, e come dato di velocità in rpm e, dunque, si rende necessario, in modo analogo al ramo di setpoint, convertire i segnali in modo che questi possano essere accettati dalla porta di uscita analogica, la quale accetta solo dati in percentuale.

Essendo disponibili solo due uscite analogiche, oltre al feedback di posizione, si incrementa il numero di opzioni di segnali trasdotti mediante una funzione base a blocco select (2) comandata dal DI6 (Selezione Feedback corrente/velocità \equiv 2nd Feedback), che permette di retroazionare alternativamente la corrente (C) o la velocità (V), oltre alla posizione che è indipendente da tale blocco. Il dato di posizione è convertito da incrementi a percentuale mediante una funzione base a blocco *Normalize* (3) nel quale, cliccando su di esso in alto a destra, si inserisce una costante da immettere a denominatore e di moltiplicare per 100, in modo da convertire il dato in percentuale e mandarlo alla porta analogica di uscita (4).

Come già calcolato per il setpoint, si ottiene allo stesso modo che tale costante è di 655360:

$$FB_{x\%} = \frac{FB_{x\text{ INC}}}{655360} \cdot 100 \quad (4.2)$$

Per quanto riguarda il secondo segnale retroazionato da acquisire, si ha che nel blocco select (2) entrano il dato di corrente e il dato di velocità. La corrente viene in uscita dal blocco funzione *Motor Interface* ((C) in Figura 120) ed è espressa in percentuale.

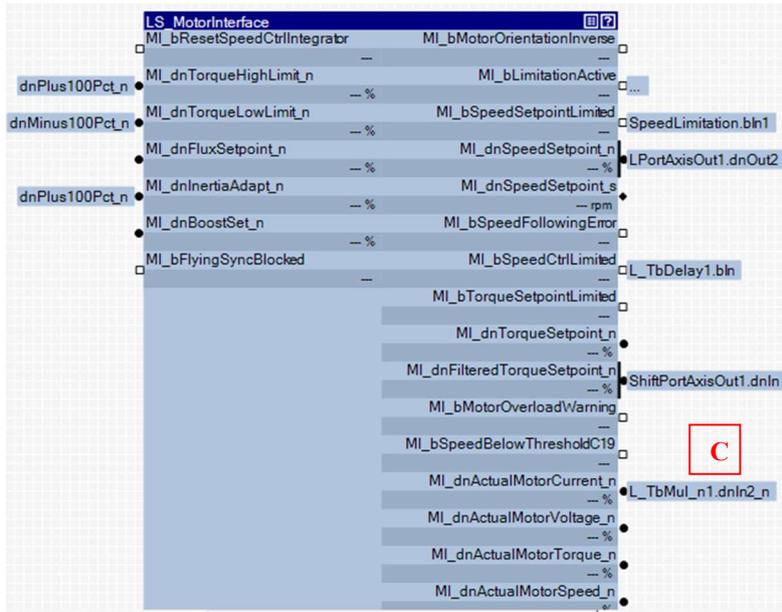


Figura 120: Funzione Motor Interface.

Il blocco select (2), però, non riceve in ingresso dati in percentuale, pertanto si effettua una conversione: essendo che la corrente massima del dispositivo è di 16 A e sapendo che l'uscita analogica presenta un range ± 10 V, ne consegue che il fattore di correzione per la corrente è di 1.6 A/V (vengono moltiplicate le eq. 4.1-4.2 per $\frac{16}{10}$, poiché i blocchi accettano solo costanti intere). Inoltre, nel blocco *Normalize* (5) è necessario dividere per la costante 8724152 (eq.4.4: scaling di velocità) per convertire la velocità in percentuale. Di conseguenza, nel caso venisse scelta la corrente, questa costante si deve elidere (eq. 4.3-4.5). Dunque, secondo quanto detto sopra, nel primo blocco moltiplicativo (6) del ramo feedback di corrente si effettua l'operazione (eq. 4.3):

$$FB_{i'} = FB_{i\%} \cdot 16 \cdot 8724152 \quad (4.3)$$

Mentre nel secondo blocco moltiplicativo (7) si effettua:

$$FB_{iINC} = FB_{i'} \cdot 10 \quad (4.4)$$

In seguito nel blocco *Normalize* (5) si divide per 8724152 (eq. 4.5), tale valore si elide e si ottiene il valore in percentuale sulla porta analogica in uscita.

Per il segnale di velocità, il dato in uscita dal blocco Feedback (1) è in giri al minuto, per cui si entra direttamente nel blocco select (2) e si normalizza (3) solamente in uscita da esso:

$$FB_{v\%} = FB_{v\text{rpm}} \cdot 8724152 \cdot 100 \quad (4.5)$$

Il valore 8724152 si ottiene dallo scaling di velocità (Tabella 38), secondo cui 15000 giri al minuto corrispondono a $2^{26}=67108864$ e quindi:

$$\frac{15000}{67108864} = \frac{1950}{x} \rightarrow x = 8724152 \quad (4.6)$$

La velocità di targa del motore è di 1950 giri al minuto. Dividendo per tale costante (eq. 4.6) ottengo il valore in percentuale della velocità da utilizzare per la porta analogica di uscita.

Per ciò che riguarda le funzioni strutturate, si rappresentano anche nella Figura 120 oltre che nella precedente Figura 121.

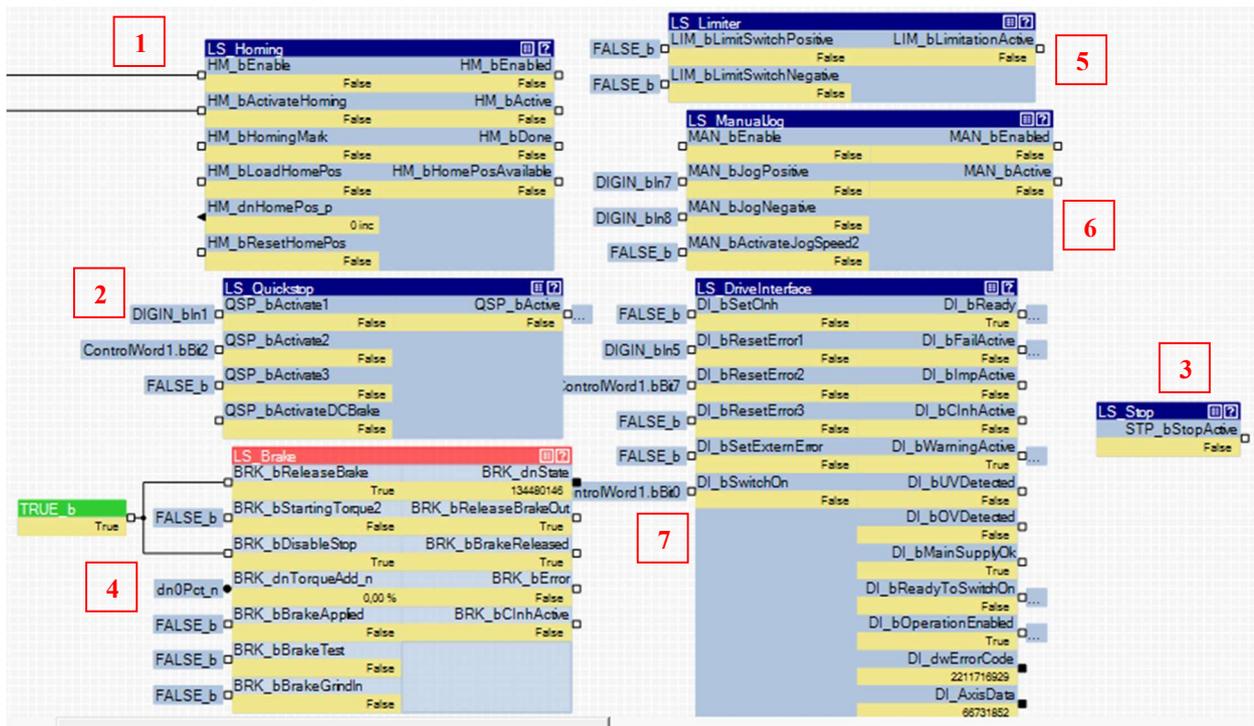


Figura 121: Funzioni Homing, Limiter, Manual Jog, Quick Stop, Drive Interface, Brake e Stop.

Come si può notare dalla figura soprastante, la funzione *Homing* necessita della contemporanea presenza dei due input digitali per poter fissare lo zero nella memoria del Driver (1) (attivazione e abilitazione); la funzione *Quickstop* (2) non è utilizzata nel progetto del banco precedente e così anche la *Stop* (3); la funzione *Brake* (4) viene impostata su vero in modo da by-passarla; la funzione *Limiter* (5) e *Manual Jog* (6) non sono utilizzate per il momento; la funzione *Driver Interface* (7) permette di ottenere lo stato in cui si trova il driver e di valutare eventuali errori mediante stringhe sull'interfaccia utente.

Come accennato in precedenza è possibile connettere più Drive tramite porte inter-applicazione, ma, essendo utilizzata una sola applicazione, non sono necessarie in questo progetto.

Il FB Editor, oltre ad essere fondamentale per la progettazione del controllo, risulta anche importante in fase di debugging dell'applicazione poiché permette di visualizzare in tempo "reale" nei blocchi gli stati delle funzioni e il valore dei dati durante il funzionamento.

La programmazione a blocchi mediante il FB editor intrecciata al controllo interno del driver, di cui si discuterà in seguito, permette di comandare e monitorare il servosistema in maniera comoda ed efficace, sia in fase di progettazione che durante le verifiche sperimentali.

4.4 Controllo implementato nel Driver

La scelta del tipo di controllo all'interno del driver viene effettuata dall'utente, il quale può scegliere di controllare il motore in posizione inserendo la funzione a blocco Position Follower nella programmazione, oppure controllo velocità o coppia inserendo le rispettive funzioni Speed Follower e Torque Follower. Si ricorda che il software non può gestire diversi tipi di controllo nella stessa applicazione è pertanto, inserendo nuovi blocchi di controllo, automaticamente viene richiesta la creazione di una nuova applicazione o la sovrascrittura di quella attuale.

Inoltre, si può scegliere tra diversi metodi di controllo motore (riquadro rosso in Figura 102) tra i quali servocontrollo, controllo vettoriale e controllo V/f. All'interno di ciascun controllo sono disponibili altre sotto-metodologie di controllo tra cui ad esempio il controllo di fase o di posizione. Tale scelta è legata anche al tipo di motore utilizzato e caricato all'interno dell'applicazione.

Nell'applicazione per il driver programmata nello studio sul banco prova precedentemente progettato è previsto un controllo posizione (Position follower), con il metodo servocontrollo di fase. A questo punto l'applicazione carica automaticamente in una sezione denominata *Signal Flow* dei diagrammi a blocchi opportuni per il controllo e non modificabili, ad esclusione di alcuni parametri e alcune scelte discusse in precedenza nel capitolo 3.2 *Modellazione dei controlli*. Queste sezioni sono raggiungibili tramite la finestra *Application Parameters*, selezionando la funzione *Position Follower e Motor*, premendo sul tasto *Signal Flow* (riquadro rosso in Figura 105).

Unendo i diagrammi a blocchi contenuti nelle sezioni *Signal Flow* delle funzioni *Position Follower e Motor* si ottiene l'intero diagramma a blocchi di controllo driver: trattandosi di un servocontrollo di un attuatore elettromeccanico, presenta la tipica struttura a tre anelli di posizione, di velocità e di corrente come anticipatamente descritto nel capitolo 3 *Modello Lineare*.

4.4.1 Diagrammi a blocchi del controllo

Il controllo posizione implementato nel Driver è strutturato con tre anelli annidati chiusi in retroazione: anello posizione, anello velocità e anello corrente. Lo studio del controllo è riassunto in due diagrammi a blocchi: il primo ingloba il controllo dell'anello di posizione e di velocità (funzione *Position Follower*), mentre il secondo contiene l'anello di corrente (funzione *Motor*).

Nei diagrammi a blocchi alcune unità di misura sono fisse mentre altre sono scelte dall'utente navigando nelle finestre delle relative sezioni utente di impostazione parametri. Il controllo all'interno del driver è altamente personalizzabile mediante aggiunte di *Feedforward*, disturbi, pulsanti di switch e altro, i quali possono rendere il controllo ancora più accurato in base alla necessità dell'utente. Inoltre, i parametri con il riquadro a sfondo bianco o giallo (a seconda se il driver è offline o online, Figura 94) sono impostabili direttamente dall'utente: ad esempio i guadagni, le saturazioni e altri parametri. I guadagni scelti sono quelli inseriti in Tabella 35 a pag. 72 i quali sono stati definiti, in prima battuta, seguendo le considerazioni fatte in generale sui controllori, per poi essere perfezionati attraverso ripetute prove simulate fino ad ottenere le prestazioni desiderate.

Facendo riferimento alla Figura 122 nella pagina seguente, il diagramma a blocchi della funzione *Position Follower* comprende l'anello di posizione e l'anello di velocità.

La variabile di riferimento in ingresso al controllo (1) è la stessa in ingresso alla funzione a blocco *Position Follower* presente nel FB Editor, tradotta da incrementi a giri.

In seguito, è presente uno switch (2) che permette di modificare il controllo: è possibile dare una posizione di riferimento derivata dall'integrazione di un set di velocità.

A questo punto, si confronta il Set di posizione con il Feedback di posizione in retroazione dal resolver e l'errore ottenuto viene gestito da un controllore proporzionale (3), il quale possiede inoltre una limitazione legata alla velocità in [mm/s]. Tale limite è pari a 458 mm/s e viene fuori dal limite di velocità massima meccanica (7000 rpm), dato di targa nel motore scelto, convertito secondo il rapporto di trasmissione e trasformato in mm/s considerando il passo della vite (5 mm):

$$\text{Limite velocità} = \frac{7000}{4} \frac{5 \cdot 2\pi}{60} = 458 \text{ mm/s}$$

La scelta della direzione di montaggio del motore influisce sul controllo: essendo il filetto montato in senso opposto alla normale rotazione del motore, compare un coefficiente moltiplicativo -1 (4).

In seguito, è presente una saturazione di velocità (5): le saturazioni nella logica di controllo del Driver sono impostate come percentuale del valore di targa del motore. l'anello di velocità si chiude con il segnale di Feedback di velocità retroazionata dal resolver (6) e l'errore in uscita è compensato attraverso un controllore di velocità PID (7) dove i parametri V_p e τ_n sono stati opportunamente convertiti seguendo quanto detto nel paragrafo 3.2.2 *Regolatore di velocità*:

$$V_p = kp_{\dot{\vartheta}} \frac{60}{2\pi} = 0.15 \frac{60}{2\pi} = 1,43239 \left[\frac{Nm}{rpm} \right] \quad (4.7)$$

$$\tau_n = \frac{kp_{\dot{\vartheta}}}{ki_{\dot{\vartheta}}} 10^3 = \frac{0.15}{0.5} 10^3 = 300 [10^{-3}s] \quad (4.8)$$

L'errore di velocità viene così convertito in un segnale di coppia, il quale viene sommato da un contributo di coppia ottenuto moltiplicando l'accelerazione attuale per l'inerzia riportata sull'albero motore calcolata nel paragrafo 3.1.5 *Ripporto dell'inerzia sull'albero motore* (8). Si ottiene così la coppia di riferimento che si trasforma nell'input alla funzione Motor.

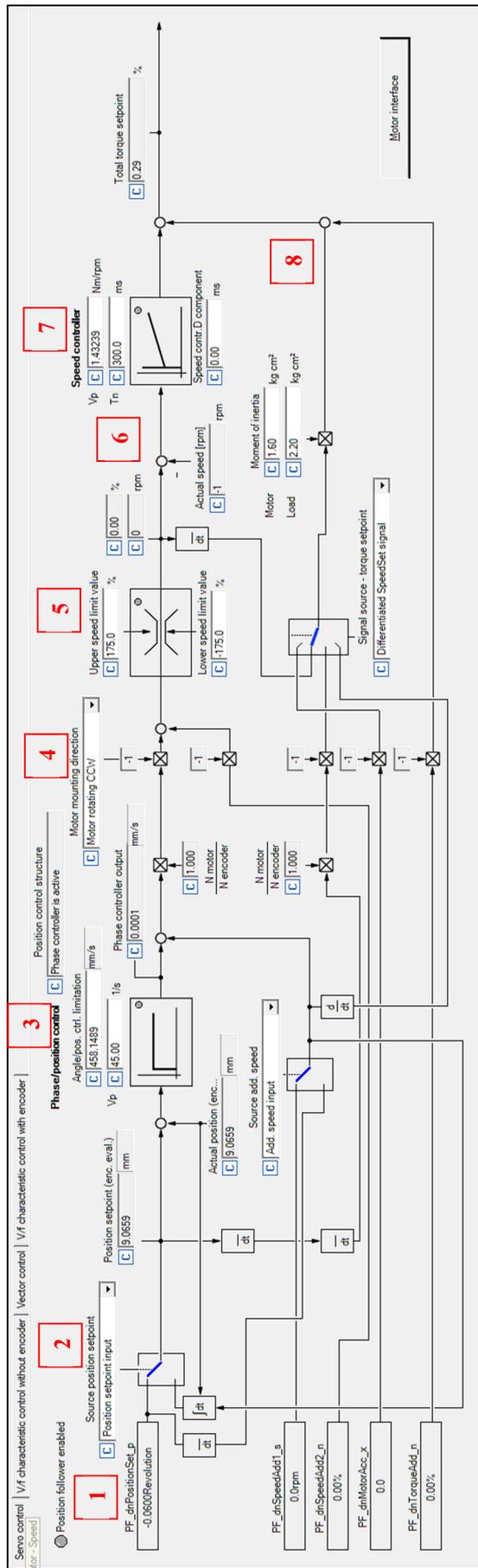


Figura 122: Diagramma a blocchi della funzione Position Follower: anello di posizione e anello di velocità.

Il diagramma a blocchi del motore rappresenta l'anello di corrente del controllo, ed è presentato in Figura 123.

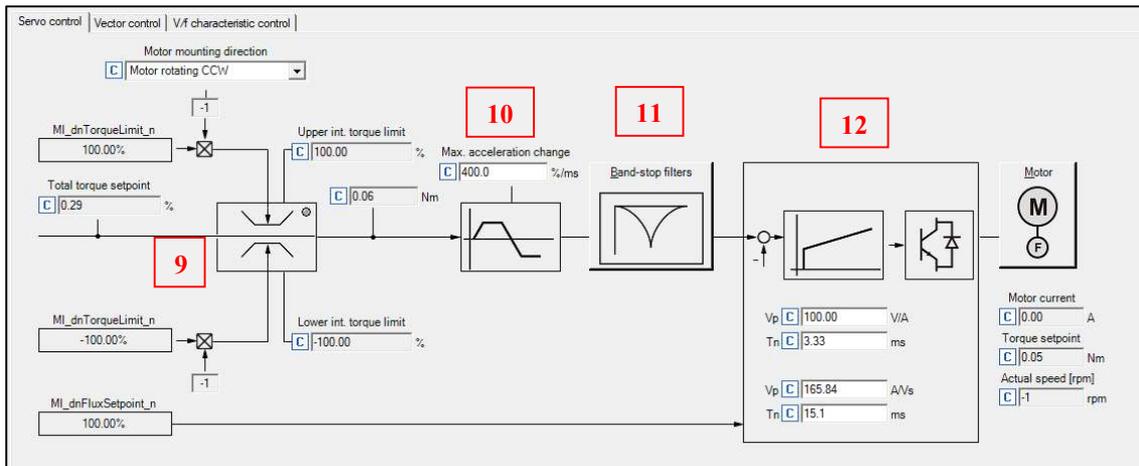


Figura 123: Diagramma a blocchi funzione Motor: Anello di corrente.

La coppia risulta la variabile di riferimento in ingresso: viene saturata in coppia da un primo blocco inserendo come limiti le percentuali rispetto al valore di targa (9) e saturata da un secondo blocco in base alla velocità con cui può variare la coppia (10). In seguito, è posto un filtro di banda (11), all'interno del quale è possibile impostare i valori.

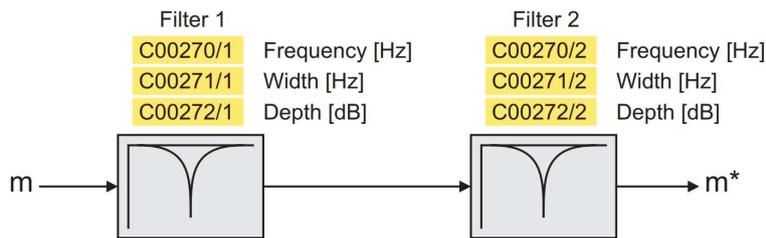


Figura 124: Filtri anello di corrente.

Per impostare tali valori, la guida del Driver Lenze 9400 mostra la seguente procedura:

- 1- Regolare l'anello di controllo della corrente.
- 2- Nella sezione relativa a τ_n (7) in Figura 122 bisogna adeguare il tempo di reset del controllo di velocità alla costante di tempo del filtro di velocità (C00497) e alla costante di tempo equivalente dell'anello di controllo della corrente: $C00071 = 16 * (C00497 + 200 \mu s)$.
- 3- Nella sezione relativa al V_p (C00070), aumentare lentamente il guadagno proporzionale finché l'anello di controllo della velocità non inizia a diventare instabile (lo si capisce dal rumore o misurando la corrente del motore).
- 4- Misurare la frequenza di oscillazione con l'oscilloscopio (osservare la corrente o la velocità).
- 5- In C00270/1 impostare come frequenza del filtro la frequenza di oscillazione determinata.
- 6- In C00271/1 impostare come larghezza del filtro il "50 %" della relativa frequenza. • Esempio: frequenza del filtro = 200 Hz larghezza del filtro = 100 Hz.
- 7- In C00272/1 impostare come intensità del filtro "40 dB".
 - Se l'intensità del filtro è "0 dB" (impostazione predefinita) il filtro non è attivo.

- 8- Aumentare ulteriormente il guadagno proporzionale in C00070, finché l'anello di controllo della velocità non diventa nuovamente instabile.
 - Se la frequenza di oscillazione è cambiata, regolare la frequenza del filtro. In questo caso, l'impiego di un secondo filtro non avrebbe alcuna efficacia.
 - Se la frequenza di oscillazione è rimasta invariata, regolare l'intensità e/o la larghezza del filtro (la prima diminuisce l'ampiezza, la seconda fa ruotare più rapidamente la fase).
 - Ripetere l'operazione 8 fino ad ottenere il comportamento desiderato o a raggiungere il limite di un guadagno adeguato del controllo di velocità.
- 9- Salvare il set di parametri (C00002 = "11"; modulo di memoria dell'unità di controllo).

A questo punto si chiude l'anello di corrente e si compensa l'errore di corrente con un controllore PI (12) nel quale è possibile scegliere, secondo le esigenze dell'utente, i parametri V_p e τ_n i quali sono stati anch'essi definiti nel capitolo della Modellazione Lineare (3.2.3 *Regolatore di corrente*). I valori scelti sono stati ottenuti a partire da quelli scelti per i coefficienti dei componenti del controllore:

$$V_p = V_i k p_i = 100 \left[\frac{V}{A} \right] \quad (4.9)$$

$$\tau_n = \frac{k p_i}{k i_i} 10^3 = \frac{100}{30000} 10^3 = 3.33 [10^{-3} s] \quad (4.10)$$

Attraverso questi guadagni il segnale di corrente viene trasformato in un segnale di tensione, il quale è inviato all'inverter che attraverso la sua elettronica manda le correnti alle tre fasi del motore.

4.4.1.1 Field Oriented Control FOC

In questo paragrafo viene illustrato in sintesi il controllo motore del tipo FOC (Field Oriented Control), il quale si basa sul comando sinusoidale in corrente delle tre fasi con un ritardo rispettivamente di 120° elettrici ognuna. Il metodo prevede un algoritmo che controlla la corrente nelle tre fasi del motore e quindi le componenti vettoriali del campo magnetico statorico che ne conseguono. In Figura 125 mostra la sezione di un motore e tre diversi sistemi cartesiani.

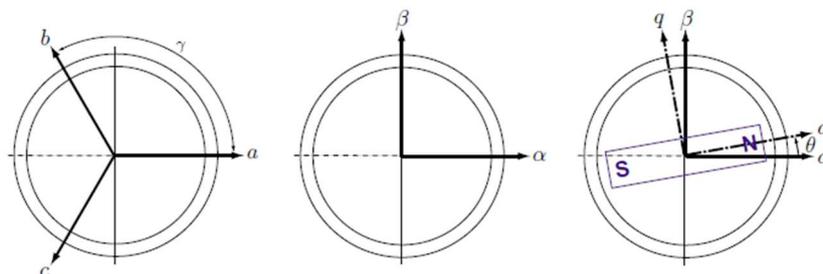


Figura 125: FOC: Sistemi cartesiani a differenti coordinate.

A sinistra si mostra un sistema a tre assi (a , b , c) sfasato di 120 gradi: rappresenta il sistema trifase fisso AC sullo statore. Al centro è raffigurato l'equivalente α e β statorico fisso per un sistema a due fasi AC. A destra, invece, si rappresenta un sistema equivalente DC a due fasi d e q i quali ruotano insieme al flusso del rotore. È possibile passare da un sistema cartesiano all'altro effettuando una trasformazione da coordinate $a b c$ alle

coordinate d q e viceversa, in modo da poter esprimere la forza magneto-motrice e i campi magnetici nel motore attraverso le due sole componenti d e q ortogonali che ruotano insieme agli assi di flusso del rotore (avente in figura i poli S ed N). L'asse d è chiamato asse diretto, mentre quello allineato con il flusso del rotore è detto di quadratura q . In tal modo le correnti transitanti nelle tre fasi dello statore sono convertite in un sistema a due coordinate d e q . In particolar modo, la componente diretta d porta con sé informazioni sull'angolo di carico ϑ . La massima efficienza si ha per un valore nullo di ϑ . La componente di quadratura q , invece, esprime la coppia di riferimento per il motore.

Il controllo si basa sul concetto di trasformate, ed è evidenziato in Figura 126.

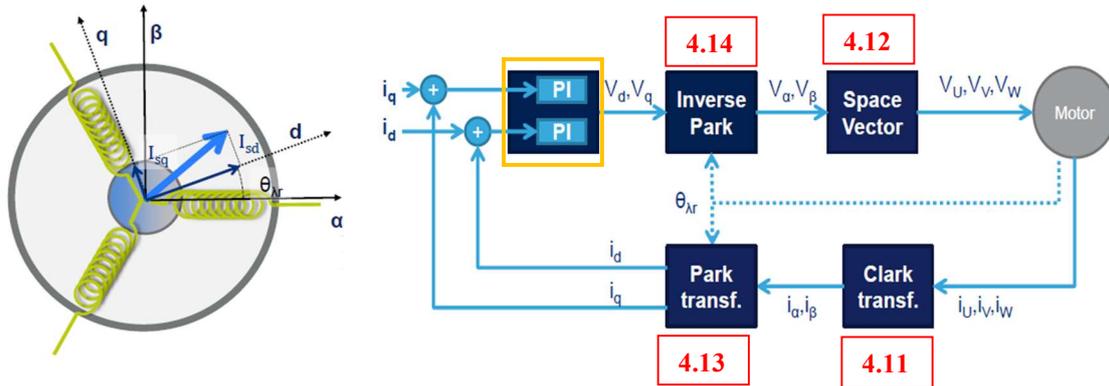


Figura 126: Rappresentazione motore elettrico a coordinate diretta d e di quadratura q (a sinistra) e relativo diagramma a blocchi per il controllo FOC in corrente del motore (a destra).

Dalla figura soprastante si nota come il regolatore di corrente (riquadro giallo) dia in output le tensioni di quadratura e diretta (V_d e V_q). Attraverso le equazioni di Park inverse (4.14) le tensioni sono riportate dal sistema cartesiano del motore DC equivalente a quello del motore AC a due fasi equivalente (V_α e V_β). Queste tensioni sono poi riportate sul sistema a tre componenti sfasate di 120° elettrici grazie alle equazioni dello spazio vettoriale, ovvero quelle di Clark inverse (4.12). Queste tre tensioni (V_U , V_V , V_W) sono quelle che generano le correnti vere e proprie negli avvolgimenti trifase dello statore. In feedback dal motore, escono queste correnti (i_U , i_V , i_W) le quali vengono trasformate tramite le equazioni di Clark (4.11) nelle due correnti (i_α e i_β), riferite al sistema cartesiano del motore AC a due fasi equivalente, a loro volta trasformate con le equazioni di Park (4.13) nelle due componenti di corrente di quadratura e diretta (i_d e i_q) per poterne fare un confronto generando l'errore che, infine, viene compensato nel regolatore chiudendo l'anello di controllo corrente.

$$\begin{cases} i_\alpha = i_U \\ i_\beta = \frac{1}{3}i_U + \frac{1}{\sqrt{3}}i_V \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\begin{cases} i_U = \frac{2}{3}i_\alpha \\ i_V = -\frac{1}{3}i_\alpha + \frac{1}{\sqrt{3}}i_\beta \\ i_W = -\frac{1}{3}i_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}}i_\beta \end{cases} \quad (4.12)$$

$$\begin{cases} i_d = i_\alpha \cos \theta_{\lambda r} - i_\beta \sin \theta_{\lambda r} \\ i_q = -i_\alpha \sin \theta_{\lambda r} + i_\beta \cos \theta_{\lambda r} \end{cases} \quad (4.13)$$

$$\begin{cases} i_\alpha = i_d \cos \theta_{\lambda r} - i_q \sin \theta_{\lambda r} \\ i_\beta = i_d \sin \theta_{\lambda r} + i_q \cos \theta_{\lambda r} \end{cases} \quad (4.14)$$

In tal modo è possibile usare un controllore in corrente analogo a quello di un motore DC, dove il flusso della componente diretta i_d rappresenta il flusso principale e i_q la corrente di armatura in un motore DC, dunque proporzionale alla coppia di riferimento. In un motore AC a magneti permanenti, il flusso del rotore è fisso e non si può variare, per cui si può assumere $i_d = 0$.

Questa semplificazione del controller è proprio quello che viene fatta dal Driver in questione.

Come già accennato, ottenute le tensioni sinusoidali per le tre fasi UVW ai capi del motore, si hanno le tre correnti su tre fasi sinusoidali in uscita sfasate fra loro di 120° (4.15), tali da generare un campo magnetico sfasato di 90° elettrici rispetto al rotore e di intensità proporzionale alla coppia da generare.

$$\begin{cases} i_U = i \sin(\alpha + 90) \\ i_V = i \sin(\alpha + 90 + 120) \\ i_W = i \sin(\alpha + 90 + 240) \end{cases} \quad (4.15)$$

Nel capitolo 3 *Modello Lineare*, le trasformate dirette ed inverse sono state tralasciate poiché si annullano tra di loro in modo da ottenere un modello di controllo per un motore AC analogo a quello tipico per un motore DC.

4.4.1.2 PWM (Pulse-Width Modulation)

In questo paragrafo si illustra, in modo sintetico, come vengono gestite le tre correnti sinusoidali (4.15), uscenti dalla logica di controllo del Driver, all'interno dell'elettronica del Driver in modo da comandare il motore. Per gestire la velocità del motore in modo indipendente dalla frequenza fissa di rete (50Hz), sono inseriti dei transistor (interruttori elettronici) all'interno del circuito dell'inverter. Questo si ottiene attraverso una tecnica denominata PWM (Pulse-Width Modulation).

Nella Figura 127 si mostra lo schema dell'inverter il quale è costituito principalmente da due ponti-H e da sei transistor accoppiati.

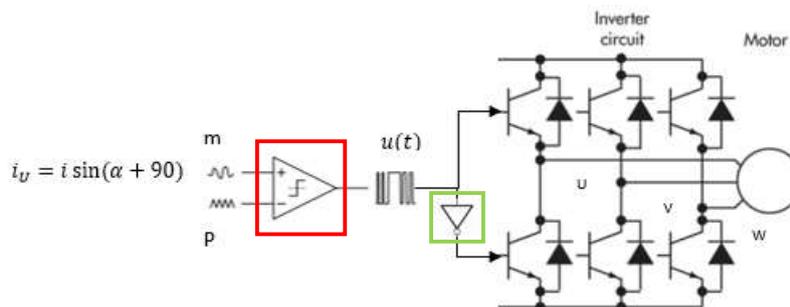


Figura 127: Schema di funzionamento di un inverter per un motore trifase.

Ciascuna coppia è comandata da un comparatore (riquadro rosso) che comanda l'apertura dei due transistor tramite una logica ON/OFF, di cui uno dei due è preceduto da un blocco NOT (riquadro verde) in modo tale da ricevere un segnale complementare ON e OFF evitando il corto circuito.

Il comparatore riceve due segnali: modulante (m) e portante (p). Il primo consiste in una sinusoide, che sono proprio le tre correnti UVW in uscita dalla logica di controllo e che costituiscono la modulante per ognuna delle tre diverse coppie di transistor. La seconda è un'onda triangolare con una frequenza che è quella denominata switching frequency nel catalogo del Driver. Le due onde vengono comparate e, laddove la modulante risulti maggiore della portante, il comparatore invia un segnale 1 (impulso positivo), viceversa invia un segnale 0 (impulso negativo) (Figura 128).

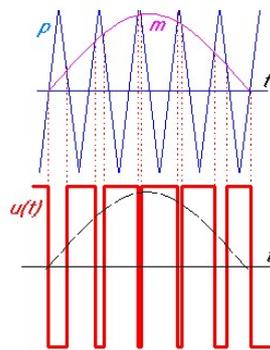


Figura 128: Segnale modulante, portante per la tecnica PWM.

In tal modo si ottiene un segnale digitale ON/OFF provocato dall'apertura e chiusura dei transistor, la cui ampiezza è definita dal Duty Cycle. Questo segnale rappresenta un impulso di corrente che sommato di volta in volta crea una sinusoide digitalizzata (curva rossa in Figura 129). Si può notare come la frequenza di switch dei transistor, dunque quella del Duty Cycle, coincida con la frequenza della portante e quindi con la switching frequency, mentre la frequenza del segnale sinusoidale in uscita digitalizzato coincida con quella della modulante elaborata dal controllo. L'ampiezza d'onda dipende dalla sommatoria dell'ampiezza dei Duty Cycle, definito come il rapporto tra il segnale ON e il periodo della portante. Questo discorso viene ripetuto per ciascuna delle tre fasi, in modo da ottenere tre sinusoidi digitalizzate e sfasate di 120° .

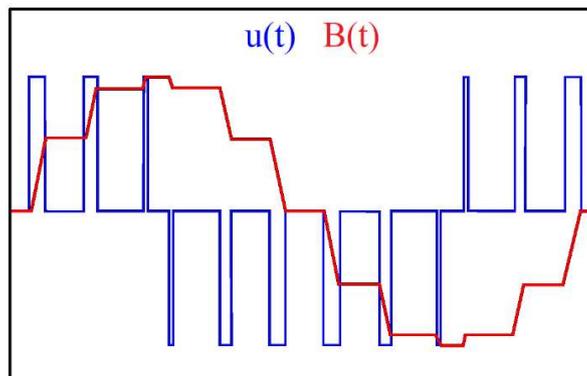


Figura 129: Creazione della sinusoide digitalizzata attraverso la tecnica PWM: B segnale sinusoidale digitalizzato (rosso); u(t) segnale digitale ON/OFF.

Questa tecnica è una delle più utilizzate in elettronica poiché permette di ottenere un comando variabile in corrente alternata AC mediante una logica di controllo gestita in corrente continua DC.

5 Conclusione

Lo scopo dell'intero progetto è quello di studiare attraverso un apposito banco prova le prestazioni del sistema vite/madrevite al fine di individuare dei parametri che indichino lo stato di salute dei componenti e la loro vita residua. Questo banco prova descritto appartiene ad un servocomando elettromeccanico utilizzabile per il controllo degli alettoni di velivoli specifici.

Proprio per evitare malfunzionamenti e grippaggi del sistema a bordo, viene eseguito lo studio dei sistemi di prognostica per individuare e segnalare le failure dei componenti.

In particolare, in questa tesi, attraverso la modellizzazione lineare fatta su tale progetto, si è voluta dare un'analisi semplificata dello schema altrimenti più complesso in modo da poter ottenere dei valori significativi dei parametri da inserire successivamente, in prima battuta, nel programma che gestisce il driver il quale comanda il motore.

Naturalmente il modello è stato opportunamente definito in base alla struttura del programma del driver stesso.

A questo punto sono stati definiti i parametri di guadagno da inserire nei tre regolatori in modo che si verificassero i diversi requisiti normalmente richiesti nei sistemi dinamici come le risposte in frequenza poco attenuate e poco amplificate sulle basse frequenze, le larghezze di banda e i margini di guadagno e di fase. I valori sono stati scelti tenendo conto anche che con il ki alto si ottiene un azzeramento rapido dell'errore a regime, ma per valori sovrastimati diminuisce la banda passante rischiando, inoltre, di generare delle forti oscillazioni a fronte di rapide variazioni del set rischiando l'instabilità. Anche al crescere di kp diminuisce l'errore a regime, ma per valori eccessivi si rischia l'instabilità poiché diminuisce il margine di guadagno.

I valori trovati dei diversi coefficienti dei regolatori, soddisfano le specifiche richieste, infatti le larghezze di banda dell'anello di corrente, di velocità e di posizione rispettivamente sono 1020 Hz, 85.22 Hz e 8.701 Hz. Anche i margini di guadagno sono adeguati alla stabilità del sistema con valori superiori ai 70° per quelli di fase e maggiori di 17 dB per i margini di guadagno per ciascun anello di retroazione.

Dunque, per gli sviluppi futuri di questo progetto si propone l'inserimento, in prima battuta, di questi parametri così testati all'interno delle debite sezioni del programma che gestisce il Driver in modo da poterli affinare ottimizzando le funzionalità di tutto il sistema.

Appendice

Listati MatLab®

```
%% Parametri

%geometrici

p=0.005; % [m]
gamma=5.8e-06; % Friction Torque, dynamic
[Nm/(rad/s)];5.8e-06
L_c=0.05; % [m] limite inferiore e superiore
della corsa dell'attuatore

%rendimenti e rapporti di trasmissione

eta_v=0.9; %rendimento diretto vite a rulli
eta_red=0.91; %rendimento riduttore riduttore
eta_m=1; %rendimento motore
tau_red=0.25; %rapp. trasmissione riduttore
tau_v=p/2*pi; %rapp. trasmissione vite

% inerzie

I_mr = (1.6) *1e-4; % Motor+reducer moment of inertia at
motor shaft [kgm^2]
I_tds = 85.7e-6; % Drive side torsiometro moment of
inertia [kgm^2]
I_tts = 33.3e-6; % Test side torsiometro moment of
inertia [kgm^2]
I_t= I_tds + I_tts; % Totale moment of inertia of
torquemeter [kgm^2]
I_tc= 3.2e-4; % Momento d'inerzia giunto di coppia
[kgm^2]
I_v = 3.7628e-05; % Momento d'inerzia della vite
approssimativo [kgm^2]
Mn1 = 13.6273; % Nut 1 assembly mass [kg]
Mn2 = 7.624; % Nut 2 assembly mass [kg]
m_cr= 4.292; % Cylinder rod mass [kg]
m_re= 1.5; % Rod end mass [kg]
m_cyl = m_cr+m_re;
M_ef = 4.2; % Massa del sensore della forza esterna
[kg]
M_Pr = 3.9; % Massa cella di carico precarico [kg]

% inerzie riportate sull'albero motore
J1 = I_mr; %Inerzia totale a
valle del riduttore [kgm^2]
J2 = 2*I_tc + I_t + I_v; %Inerzia totale a
monte del riduttore [kgm^2]
M = (Mn1 + Mn2 + M_Pr + M_ef + m_cyl); %Massa traslante
[kg]
I = J1 + ((tau_red^2)/eta_red)*(J2+((tau_v^2)/eta_v)*M); %Inerzia
globale riportata all'albero motore [kgm^2]

%dati motore elettrico

L=0.0246; % [Ohm*s] induttanza
```

```

R=7; % [Ohm] resistenza
tau_e=0.0058; %ATTENZIONE CONTROLLARE % [s] costante elettrica del
motore
ke=0.7620; % [V/rad/s] costante di
tensione motore
kc=1.4; % [Nm/A] costante di coppia
motore
kw=1/ke; % [rad/s/V] costante di
velocità motore
tau_m=(I*R)/(ke*kc); % [s] costante meccanica del
motore
sigma_e=sqrt(1/(tau_e*tau_m)); % [rad/s] pulsazione naturale
motore elettrico
eps_e=0.5*sqrt(tau_m/tau_e); % fattore di smorzamento
elettrico

imax=15; % [A] corrente massima
Cmax=15; % [Nm] coppia massima
Vn=330; % [V] rated voltage
In=2.5; % [A] rated current
Cn=3.1; % [Nm] rated torque
tetarif=3750; % [rpm] rated speed
fn=250; % [Hz] rated frequency
Vmax_d=10; % [V] limite superiore e inferiore dei
segnali in arrivo dal driver
wn=3750; % [rpm] rated speed

%% Controllori

% Anello di corrente

% kp_i=270*11.3244;
kp_i=100; % [V/A] guadagno proporzionale anello di corrente
% ki_i=270*2804;
ki_i=30000; % [V/A/s] guadagno integrale anello di corrente

% Anello di velocità

% kp_tetad=2.82875*0.006;
kp_tetad=0.15; % [Nm/rad/s] guadagno rete proporzionale del controllo
velocità angolare
% ki_tetad=45.2078*0.006;
ki_tetad=0.5; % [Nm/s*rad/s] guadagno rete integrativa del controllo
velocità angolare

% Anello di posizione

% kp_x = -1.958111950845*tau_red/p*2*pi*10/0.035;
kp_x = 45; % [1/s] guadagno rete proporzionale del controllo posizione
angolare

%% trasduttori

s=tf('s');

% Demodulation filter, Position

sigma_p=1000; % Filter
natural frequency [rad/s]
zita_p=0.7; % Filter
damping

```

```

% H_p= 10/0.035; %Guadagno
da [m] a [V] del segnale di set (10V max / 35mm max di spostamento
della vite)

%Il
segnale in volt varia da -10V -10V
kt_x= 1;

Ht_x=kt_x*sigma_p^2/(s^2+2*zita_p*sigma_p*s+sigma_p^2); % [mm/mm]
guadagno del trasduttore di posizione angolare

% Demodulation filter, Velocity

sigma_v=3000; %Filter
natural frequency [rad/s]
zita_v=0.8; %Filter
damping

kt_tetad=1; %Static
gain

Ht_tetad=kt_tetad*sigma_v^2/(s^2+2*zita_v*sigma_v*s+sigma_v^2); %
[(rad/s)/(rad/s)] guadagno del trasduttore di velocità angolare

% Current sensor

tau_i = 1/(2000*2*pi); % Current sensor time constant [s]
Hi = 1; % Static gain of the current sensor

Ha=Hi/(1+tau_i*s); % [-] guadagno feedback anello di
corrente

%% Ritardo dell'elettronica
fs=2500; % [Hz] frequenza di campionamento
t_mp=1e-6; % [s] tempo di calcolo
tau=t_mp+1/(2*fs); % [s] ritardo elettronica
D=1; % devo mettere D=1 affinché MATLAB
riesca ad ottenere la rampa, altrimenti inserisco
D=tf(1,'inputdelay',tau); % funzione trasferimento ritardo %D =
exp(-tau*s);

%% Funzioni di trasferimento anello corrente+motore e controlli
velocità, posizione

Gc_x=kp_x; % controllo globale di
posizione (P)
Gc_tetad=kp_tetad+(ki_tetad/s); % controllo locale di velocità
(Pi)
Ga=(ki_i/s)*(kp_i/ki_i*s+1); % controllo locale
di corrente (Pi)
G_1=feedback((1/(L*s)), (R)); % ((1/R)*(1/((L/R)*s+1)));
G_2=feedback((1/(I*s)), (gamma)); %
(1/gamma)*(1/((I/gamma)*s+1));
G_3=feedback((G_1), (ke*kc*G_2)); %
(kc*eta_c*eta_m*G_1*G_2)/(1+(kc*eta_c*eta_m*G_2*G_1*ke));
G_4=feedback((Ga*G_3*D), (Ha)); %
(Ga*G_3)/(1+(Ga*G_3*Ha/(kc*eta_c*eta_m*G_2)));
%(Ga*G_1*G_3*kc*eta_c*eta_m*G_2)/((kc*eta_c*eta_m*G_2)+(Ga*G_1*G_3*Ha)
)

%% TF

```

```

% anello corrente+motore elettrico
G_ol_curr=(Ga*G_3*D*Ha);
G_cl_curr=G_4;

% anello velocità
G_ol_tetad=G_cl_curr*Gc_tetad*G_2*Ht_tetad;
%(G_4*Gc_w*kt_tetad)/(eta_c*eta_m*kc);
G_cl_tetad=feedback((G_cl_curr*Gc_tetad*G_2),(Ht_tetad));
%((G_4*Gc_w)/(eta_c*eta_m*kc))/(1+((G_4*Gc_w*kt_tetad)/(eta_c*eta_m*kc)));

% anello posizione
G_ol_teta=Gc_x*G_cl_tetad*(1/s)*Ht_x;
%(G_4*Gc_w*Gc_teta*kt_teta)/(s*(eta_c*eta_m*kc+G_4*Gc_w*kt_tetad));
G_cl_teta=feedback((Gc_x*G_cl_tetad*(1/s)),(Ht_x));
%(G_4*Gc_w*Gc_teta)/(s*(eta_c*eta_m*kc+(G_4*Gc_w*kt_tetad)))+(G_4*Gc_w*Gc_teta*kt_tetad*kt_teta));

% funzione rigidezza
G_R=- (1-((Gc_tetad*kw*sigma_e^2*eta_red*eta_m*(-Ht_tetad*s/Gc_x)-
Ht_x)*(2*pi/p))/(s^2+2*eps_e*sigma_e*s+sigma_e^2*eta_red*eta_m))/((p/2
*pi)*(1/eta_v)*(s^2+2*eps_e*sigma_e*s+sigma_e^2*eta_red*eta_m)*(1/s)*(
p/2*pi)))/((1+tau_e*s)*(1/I*tau_e));

%% Plot

figure('name','Prova OPEN LOOP CURRENT+MOTOR')
w=logspace(log10(0.1),log10(1000000),1e3);
[mag_ol_curr,Phase_ol_curr]=bode(G_ol_curr,w);
mag_ol_curr=20*log10(squeeze(mag_ol_curr));
Phase_ol_curr=(squeeze(Phase_ol_curr));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi),mag_ol_curr,'linewidth',2),grid, grid minor
title(['G ol curr+motor, ', 'Gc (PI): kp_i=', num2str(kp_i), ' V/A ,
ki_i=', num2str(ki_i), ' V/A/s' ])
ylabel('Ampiezza [dB]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')

xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-80 inf])
subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi),Phase_ol_curr,'linewidth',2),grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz]', 'fontweight', 'bold')
ylabel('Fase [°]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-180 0])
[Gmcurr,Pmcurr,Wcgcurr,Wcpcurr] = margin(G_ol_curr);
Gmcurr_dB = 20*log10(Gmcurr);

figure('name','Prova CLOSED LOOP CURRENT+MOTOR')
w=logspace(log10(0.1),log10(1000000),1e3);
[mag_cl_curr,Phase_cl_curr]=bode(G_cl_curr,w);
mag_cl_curr=20*log10(squeeze(mag_cl_curr));
Phase_cl_curr=(squeeze(Phase_cl_curr));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi),mag_cl_curr,'linewidth',2),grid, grid minor

```

```

title(['G cl curr+motor,          ', 'Gc (PI): kp_i=', num2str(kp_i), ' V/A
, ki_i=', num2str(ki_i), ' V/A/s' ])
ylabel('Ampiezza [dB]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-20 inf])
subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi), Phase_cl_curr, 'linewidth', 2), grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz]', 'fontweight', 'bold')
ylabel('Fase [°]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-180 0])

```

```

figure('name', 'Prova OPEN LOOP SPEED')
w=logspace(log10(0.1), log10(10000), 1e3);
[mag_ol_d, Phase_ol_d]=bode(G_ol_tetad, w);
mag_ol_d=20*log10(squeeze(mag_ol_d));
Phase_ol_d=(squeeze(Phase_ol_d));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi), mag_ol_d, 'linewidth', 2), grid, grid minor
title(['G ol \thetad,          ', 'Gc \thetad(PI):
kp \theta_d=', num2str(kp_tetad), ' Nm/rad/s ,
ki \theta_d=', num2str(ki_tetad), ' Nm*s/rad/s'])
ylabel('Ampiezza [dB]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-20 inf])
subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi), Phase_ol_d, 'linewidth', 2), grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz]', 'fontweight', 'bold')
ylabel('Fase [°]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-180 0])
[Gmd, Pmd, Wcgd, Wcpd] = margin(G_ol_tetad);
Gmd_dB = 20*log10(Gmd);

```

```

figure('name', 'Prova CLOSED LOOP SPEED')
w=logspace(log10(0.1), log10(10000), 1e3);
[mag_cl_d, Phase_cl_d]=bode(G_cl_tetad, w);
mag_cl_d=20*log10(squeeze(mag_cl_d));
Phase_cl_d=(squeeze(Phase_cl_d));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi), mag_cl_d, 'linewidth', 2), grid, grid minor
title(['G cl \thetad,          ', 'Gc \thetad(PI):
kp \theta_d=', num2str(kp_tetad), ' Nm/rad/s ,
ki \theta_d=', num2str(ki_tetad), ' Nm*s/rad/s'])
ylabel('Ampiezza [dB]', 'fontweight', 'bold')
set(gca, 'FontName', 'Book Antiqua')
set(gca, 'FontSize', 11)
set(gca, 'FontWeight', 'bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-20 inf])

```

```

subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi),Phase_cl_d,'linewidth',2),grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz'],'fontweight','bold')
ylabel('Fase [°'],'fontweight','bold')
set(gca,'FontName','Book Antiqua')
set(gca,'FontSize',11)
set(gca,'FontWeight','bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-180 0])

figure('name','OPEN LOOP POSITION')
w=logspace(log10(0.1),log10(10000),1e3); %vettore (10^-1->10^3 di 1000
campioni)
[mag_ol,Phase_ol]=bode(G_ol_teta,w);
mag_ol=20*log10(squeeze(mag_ol)); Phase_ol=(squeeze(Phase_ol));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi),mag_ol,'linewidth',2),grid, grid minor
title(['G_ol \theta, ', 'Gc \theta d(Pi):
kp_\theta_d=',num2str(kp_tetad),' Nm/rad/s ,
ki_\theta_d=',num2str(ki_tetad),' Nm*s/rad/s;', ' Gc \theta (PD):
kp_\theta=',num2str(kp_x),' s^-^1'])
ylabel('Ampiezza [dB'],'fontweight','bold')
set(gca,'FontName','Book Antiqua')
set(gca,'FontSize',11)
set(gca,'FontWeight','bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-20 inf])
subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi),Phase_ol,'linewidth',2),grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz'],'fontweight','bold')
ylabel('Fase [°'],'fontweight','bold')
set(gca,'FontName','Book Antiqua')
set(gca,'FontSize',11)
set(gca,'FontWeight','bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-180 0])
[Gm,Pm,Wcg,Wcp] = margin(G_ol_teta);
Gm_dB = 20*log10(Gm);

figure('name','CLOSED LOOP POSITION')
w=logspace(log10(1),log10(10000),1e3);
[mag_cl,Phase_cl]=bode(G_cl_teta,w);
mag_cl_CL=20*log10(squeeze(mag_cl)); Phase_cl_CL=(squeeze(Phase_cl));
subplot(2,1,1)
semilogx(w/(2*pi),mag_cl_CL,'linewidth',2),grid, grid minor
title(['G_cl \theta, ', 'Gc \theta d(Pi):
kp_\theta_d=',num2str(kp_tetad),' Nm/rad/s ,
ki_\theta_d=',num2str(ki_tetad),' Nm*s/rad/s;', ' Gc \theta (PD):
kp_\theta=',num2str(kp_x),' s^-^1'])
ylabel('Ampiezza [dB'],'fontweight','bold')
set(gca,'FontName','Book Antiqua')
set(gca,'FontSize',11)
set(gca,'FontWeight','bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])
ylim([-20 inf])
subplot(2,1,2)
semilogx(w/(2*pi),Phase_cl_CL,'linewidth',2),grid, grid minor
xlabel('Frequenza [Hz'],'fontweight','bold')
ylabel('Fase [°'],'fontweight','bold')
set(gca,'FontName','Book Antiqua')
set(gca,'FontSize',11)
set(gca,'FontWeight','bold')
xlim([w(1)/(2*pi) w(end)/(2*pi)])

```

```

ylim([-180 0])

% Visualizzazione dei dati nella Command Window
fprintf('\n      Dati servosistema \n\n')
fprintf('  Gain Margin - Current+motor      [dB]          Gm_curr =
%7.3g\n',Gmcurr_dB)
fprintf('  Phase Margin - Current+motor      [°]          Pm_curr =
%7.3g\n',Pmcurr)
fprintf('  Gain Margin - Speed                  [dB]          Gm_w =
%7.3g\n',Gmd_dB)
fprintf('  Phase Margin - Speed                  [°]          Pm_w =
%7.3g\n',Pmd)
fprintf('  Gain Margin - Position                [dB]          Gm_teta =
%7.3g\n',Gm_dB)
fprintf('  Phase Margin - Position                [°]          Pm_teta =
%7.3g\n',Pm)

% step
u=0.025;
figure('name','Step response')
step(G_cl_teta*u), grid, grid minor
title(['Ampiezza gradino = ', num2str(u), 'm'])

% ramp
figure('name','Ramp response')
rs.t=0:1e-3:1;
% [s] vettore tempi
rs.xd_ramp=0.1;
% [m/s] pendenza della rampa di posizione lineare (velocità lineare)
rs.xtarget=0.025;
% [m] posizione lineare raggiunta al termine della rampa
rs.tetad_ramp=rs.xd_ramp*2*pi/p;
% [rad/s] pendenza della rampa di posizione angolare del motore
(velocità angolare)
rs.tetatarget=rs.xtarget*2*pi/p;
% [rad] posizione angolare raggiunta dall'asse motore al termine della
rampa
rs.time2tetatarget=rs.tetatarget/rs.tetad_ramp;
% [s] tempo necessario per raggiungere la posizione (angolare/lineare)
desiderata
rs.u_fun=@(x)0*(x<0.1)+(x-0.1).*rs.tetad_ramp.*(x>=0.1 &
x<=rs.time2tetatarget+0.1)+rs.tetatarget*(x>rs.time2tetatarget+0.1);
rs.u=rs.u_fun(rs.t);
[rs.y,rs.tsim,rs.x]=lsim(G_cl_teta,rs.u,rs.t);      %Sys=U*t
plot(rs.t,rs.u*p/2/pi,'b',rs.tsim,rs.y*p/2/pi,'r','linewidth',2),
grid, grid minor
xlabel('Tempo [s]','fontweight','bold')
ylabel('Spostamento Lineare [m]','fontweight','bold')
legend('SET','FB')
title(['Pendenza Rampa = ', num2str(rs.xd_ramp), ' m/s'])

```

Bibliografia

- Appunti delle lezioni del corso di “Meccatronica: EMA Electro Mechanical Servo Actuator” del *Prof. Massimo Sorli*
- Banco prova servocomandi – Capitolato tecnico (*Dott. A. C. Bertolino*)
- Appunti delle lezioni di “Sistemi integrati di produzione” del *Prof. Luca Iuliano*
- Ingegneria e Tecnologia dei Sistemi di Controllo *Ing. Marcello Bonfè*
- “Il motore sincrono a magneti permanenti (Motore Brushless)” – *Ing. F. L. Mapelli*
- “Riduzione dei diagrammi a blocchi” – *Ing. Mariagrazia Dotoli*
- “Clarke & Park Transforms on the TMS320C2xx” – Texas Instruments
- “Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors” – Texas Instruments Europe
- Tesi “Progettazione e modellazione di sistema di carico pneumatico per banco prova per viti a ricircolo di sfere” di *Ing. Silvia Molinini*
- Tesi “Implementazione di un servoattuatore elettromeccanico lineare a rulli planetari: progettazione dei software, modellazione e verifiche sperimentali” di *Ing. Nicola Ambrosino*
- Catalogo “Guide lineari Hiwin” – Modial®
- Catalogo “Viti a ricircolazione di sfere per applicazioni industriali” – UMBRAGROUP
- Catalogo “Precision Torque Sensor” – Burster
- Catalogo “Guide lineari con manicotti a sfere” – Bosch Rexroth AG
- Catalogo “Strain Gauge Sensor-Interface” – LORENZ MESSTECHNIK GmbH
- Catalogo “Cella di carico forza esterna tcetm.213.r5”
- Catalogo “Standard cylinders DSBG, to ISO 15552” – FESTO
- Catalogo “L-force Servo Drives 9400” – LENZE
- Catalogo “Valvola proporzionale di controllo portata MPYE” – FESTO
- Catalogo “Finecorsa XCMD2115L5” – Schneider electric