POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Meccanica

Tesi di Laurea Magistrale

Progettazione e modellazione di sistema di carico pneumatico per banco prova per viti a ricircolo di sfere

Relatori
Prof. Massimo Sorli
Prof. Stefano Mauro
Ing. Antonio Carlo Bertolino

Candidato
Silvia Molinini

A.A. 2018/2019

Prendi il cielo con le mani,
vola in alto più degli aeroplani.
Non fermarti.
("Balla balla ballerino", Lucio Dalla)

Sommario

La vite a ricircolo di sfere è un importante dispositivo meccanico ampiamente utilizzato per convertire il movimento rotatorio in movimento lineare con alta precisione. Il sistema vite/madrevite è caratterizzato da sfere metalliche che scorrono sui filetti interni tramite un percorso di ricircolo. Grazie a movimento delle sfere gran parte dell'attrito dovuto allo strisciamento si converte in attrito volvente fornendo elevati rendimenti a confronto con i sistemi più classici. Applicazioni di viti a ricircolo di sfere si possono trovare in molti sistemi di ingegneria che richiedono un controllo di posizione molto preciso, come il sistema di avanzamento per una macchina utensile e il sistema di livellamento ad alta precisione per aerei e missili.
Nel caso in oggetto di 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 primari di volo. In particolare, l'attività di ricerca in cui è inserita riguarda lo sviluppo di algoritmi prognostici inerenti a tali applicazioni.
Il fulcro della tesi è la progettazione, la modellazione e la verifica di un banco prova per il servocomando, il cui scopo è l'identificazione di difetti iniettati sul sistema vite/madrevite tramite la definizione di indicatori dello stato di salute del meccanismo, confrontando i risultati sperimentali in controllo forza. Nella fattispecie, la parte di modellazione si concentra sul sottosistema pneumatico del banco, presentando due varianti di modello in ambiente Matlab/Simulink®. Scelta una delle due opzioni, sono state valutate caratteristiche e performance del sistema.

Ringraziamenti

Con profonda stima, rivolgo il mio primo ringraziamento al Prof. Massimo Sorli, che mi ha seguita nella scelta dell'attività di tesi, mettendosi a disposizione, infondendomi serenità in un momento di forte tensione ed ascoltandomi come un padre. Sono onorata di aver messo il mio mattoncino nella sua attività di ricerca.
Desidero ringraziare l'Ing. Antonio Bertolino per avermi supportata e guidata nel lavoro degli ultimi mesi, dedicandomi tempo ed attenzione con professionalità e simpatia.
Ringrazio anche il prof. Stefano Mauro e l'Ing. Andrea De Martin per il loro contributo all'attività.
Questa tesi non rappresenta, però, solo il termine di un corso di Laurea Magistrale, ma è un punto fermo ad una parte della mia vita.
Per essere arrivata al traguardo, facendo un bel respiro ogni tanto e non mollando mai la presa, dico grazie a me stessa ed alla mia testardaggine, che non mi avrebbe mai permesso di lasciare un lavoro incompiuto. Ma se sono arrivata fin qui è perché alle mie spalle ho avuto delle mani preziose a sorreggermi.
Il mio grazie va innanzitutto alla mia famiglia, che mi ha permesso di spiccare il volo e fare questa nuova esperienza di vita, lasciandomi partire con un biglietto di sola andata e sostenendomi in tutte le forme durante questi anni.
A mamma, che non ha mai fatto passare un giorno senza darmi almeno la buonanotte, che è diventata un'esperta di boccacci, che ha reso speciale ogni mio ritorno a Corato ed ha sempre risposto al telefono, facendomi tornare il sorriso nei momenti tristi o di preoccupazione. Ti voglio bene.
A papà, che ha imparato ad imballare i pacchi per far arrivare tutto intatto, a fare le videochiamate su Facetime, a riconoscere le sigle dei treni. Sempre presente con le frasi motivazionali e le canzoni di Fiorella Mannoia, disposto a guidare fino a Torino, non mi hai mai fatto mancare nulla. Grazie per tutto l'amore che mi dai.
A mia sorella Emanuela, che forse in questi anni lo è diventata un po' di più, anche se "quando ci vediamo litighiamo sempre" (cit.). Mia maestra di inglese ed esempio di come prendere la vita senza ansia, love you.
A mia cugina Giorgia, molto più simile a me di quanto pensassi. Grazie per le chiacchierate e le serate film e pizza, appuntamento fisso ad ogni mio ritorno, anche se finiscono spesso con qualcuna che si addormenta.
A zia Francesca, un'amica più che una zia, alle nonne, che non mi lasciano mai partire a mani vuote, ed a tutta la mia famiglia che mi ha sempre riempita di affetto.
Questa parte della mia vita non sarebbe stata la stessa senza di te, Davide. Con te ho scoperto l'amore quotidiano, quello fatto di piccoli gesti semplici, ed ho imparato a gestire gli imprevisti della vita vera, quella di una persona adulta. Grazie perché hai sopportato i miei pianti infiniti, i miei sbalzi d'umore, le mie debolezze e grazie per aiutarmi ogni giorno a superarle. Se il caso non esiste, tutte le coincidenze che si sono create attorno a noi possono solo confermarci che, nonostante le diversità, stiamo percorrendo la strada giusta. Ti amo 3000.
A Patrizia, che con una craniosacrale ha conosciuto di me più di quanto io stessa credevo di sapere. Mi ha aiutata a superare la paura dei cani, ad affrontare problemi fisici ed a fare sempre quello che mi diverte. Per sentirmi amata come una figlia, grazie.
A Maria Chiara, il mio punto fisso, la mia roccia, il mio faro. La tua anima è preziosa e ringrazio di averla nella mia vita, sempre.

Ad Alessia, che mi aveva fatto un augurio premonitore per questi anni, in una sorta di anello che si chiude. La distanza non ci ha mai allontanate ed ovunque andremo a finire, “noi non ci perderemo”.
Ai finti torinesi, i coinquilini acquisiti, gli Avengers e il Pavone, con cui ho condiviso momenti di studio o di distrazione, ma soprattutto pranzi e cene in puro stile meridionale.
Al Cubesat Team, un’opportunità ma anche una sfida, che mi ha permesso di guardare oltre l’atmosfera terrestre.
Al PoliEtnico, il coro in cui mi sono inserita appena arrivata a Torino. Al mio primo concerto qualcuno mi ha detto “Qui non giudichiamo nessuno, siamo una famiglia” ed io ringrazio tutti per avermi accolta con gioia.
E a tutti coloro che in questo tempo mi hanno dato, poco o tanto, gioie e dolori, perché tutto coopera al bene e mi ha reso più forte.

Indice

Sommario
Ringraziamenti 1
Indice 3
Elenco delle figure 7
Elenco delle tabelle 15
Abbreviazioni 17
Introduzione 19
Capitolo 1 Il sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere 21
1.1 Caratteristiche delle viti a ricircolo 22
1.2 Gli EMA linerari 25
1.2.1 Il *jamming* dell'attuatore 26
1.2.2 Gli EMA jam-tolerant 27
1.3 I comandi di volo 29
Capitolo 2 Stato dell'arte dei banchi prova per sistemi vite/madrevite a ricircolo di sfere 33
2.1 Sistemi di prognostica dei guasti 33
2.2 Sistemi per l'ottimizzazione dei parametri 37
2.3 Sistemi di tracciamento e controllo 46
Capitolo 3 Descrizione del banco prova 57
3.1 Layout del banco 57
3.2 Componenti del banco 59
3.2.1 Hardware di controllo e acquisizione 59
3.2.2 Resolver integrato 63
3.2.3 Encoder lineare 64
3.2.4 Motore elettrico 64
3.2.5 Riduttore 66
3.2.6 Azionamento 66
3.2.7 Freno integrato 68
3.2.8 Torsiometro 69
3.2.9 Giunti di coppia 70
3.2.10 Vite a ricircolo di sfere 71
3.2.11 Cella di carico per precarico 72
3.2.12 Amplificatore 73
3.2.13 Molle a tazza 74

3.2.14 Cuscinetti reggispinta 75
3.2.15 Guide assiali anti-rotazione 75
3.2.16 Fine corsa 77
3.2.17 Cilindro pneumatico di carico 78
3.2.18 Valvola proporzionale in flusso 79
3.2.19 Valvola proporzionale in pressione 79
3.2.20 Cella di carico per forza esterna 80
Capitolo 4 Il modello del banco 83
4.1 Input 85
4.2 Logica di controllo 86
4.3 Sensori 88
4.3.1 Resolver integrato 88
4.3.2 Encoder lineare 90
4.4. Motoriduttore 96
4.4.1 Motore elettrico 96
4.4.2 Riduttore 103
4.4.3 Attrito 106
4.5. Accoppiamento 110
4.5.1 Elastobacklash 111
4.5.2 Torsiometro 115
4.6 Sistema vite/doppia madrevite a ricircolo di sfere precaricata 116
4.6.1 Vite a ricircolo di sfere 118
4.6.2 Madrevite 125
4.6.3 Sistema di precarico 134
4.6.4 Fine corsa 141
4.7 Cella di carico 143
4.8 Servoattuatore pneumatico 144
Capitolo 5 Modelli pneumatici di controllo 157
5.1 Valvola proporzionale in portata 157
5.1.1 Confronto tra le valvole proporzionali in portata 167
5.2 Taratura del controllore PI 170
5.3 Simulazioni con controllo feed-back 176
5.3.1 Risposta al gradino 176
5.3.2 Risposta al gradino con disturbo a gradino 180
5.3.3 Risposta al gradino con disturbo sinusoidale 187
5.4 Feed-forward di velocità 192
5.5 Simulazioni con controllo feed-back e feed-forward 193

5.5.1 Risposta al gradino con disturbo a gradino 195
5.5.2 Risposta al gradino con disturbo sinusoidale 200
5.5.3 Risposta al variare della forza di pressione 205
5.5.4 Aggiunta del ritardo di fase 207
5.6 Ottimizzazione della risposta 209
5.6.1 Ottimizzazione delle costanti del PI 210
5.6.2 Ottimizzazione delle costanti del feed-forward 214
5.7 Valvola proporzionale in pressione 218
Capitolo 6 Scelta della valvola proporzionale 225
6.1 Portata minima 225
6.2 Rapidità di assestamento 225
6.3 Frequenza di taglio 226
6.4 Precisione a regime 229
6.5 Scelta della valvola proporzionale in portata 232
6.6 Ottimizzazione complessiva delle costanti 235
Capitolo 7 Prestazioni dei modelli di controllo 239
7.1 Risposta in frequenza 239
7.1.1 Diagrammi di Bode 241
7.1.2 Funzioni di trasferimento 244
7.1.3 Margini di stabilità 245
7.2 Frequency Response Function (FRF) 247
7.2.1 Risposta dinamica al riferimento 247
7.1.1 Rigidezza dinamica 256
7.3 Time history 265
7.3.1 Risposta nel tempo in assenza di forza di pressione 266
7.3.2 Risposta nel tempo con introduzione di forza di pressione 267
Conclusioni 271
Bibliografia 273

Elenco delle figure

Figura 1.1: Vite a ricircolo di sfere (da catalogo ABSSAC) 22
Figura 1.2: Spaccato della vite a ricircolo di sfere (da catalogo Automotion Components) 22
Figura 1.3: Andamento del rendimento in funzione di inclinazione ed attrito [17] 23
Figura 1.4: Vite a rulli satelliti (da catalogo SPS) 24
Figura 1.5: Composizione di un EMA [29] 25
Figura 1.6: Classificazione di diverse tipologie di EMA [29] 25
Figura 1.7: Direct-drive EMA [31] 27
Figura 1.8: UAV Barracuda (©turbosquid.com) 28
Figura 1.9: Dassault nEUROn (©Dassault Aviation) 29
Figura 1.10: Assi di un velivolo (©machinedesign.com) 30
Figura 1.11: Comandi di volo 31
Figura 1.12: Struttura di un servocomando elettromeccanico [1] 31
Figura 2.1: Banco prova per vite a ricircolo di sfere [2] 34
Figura 2.2: Apparato sperimentale per sistema vite/madrevite [4] 35
Figura 2.3: Schema del sistema di azionamento smorzato a singolo asse [5] 35
Figura 2.4: Banco prova per la vite punzonata [6] 36
Figura 2.5: Componenti meccanici dell'azionamento della vite a ricircolo di sfere [3] 37
Figura 2.6: Rappresentazione schematica del banco prova per vite a ricircolo di sfere [3] 37
Figura 2.7: Schema del banco prova [8] 38
Figura 2.8: Meccanismo di carico [8] 38
Figura 2.9: Sensori di misura [8] 39
Figura 2.10: Meccanismo a precarico variabile [11] 39
Figura 2.11: Sistema di acquisizione della coppia e del precarico [11] 40
Figura 2.12: Schema del banco prova sperimentale [14] 41
Figura 2.13: Schema dell'unità di precisione [15] 42
Figura 2.14: Apparato sperimentale per vite/madrevite a ricircolo [18] 43
Figura 2.15: Sezione blocco centrale del banco prova [19] 45
Figura 2.16: Installazione delle ali modificate con ponte estensimetrico [19] 45
Figura 2.17: Banco prova per la vite a ricircolo di sfere [7] 46
Figura 2.18: Configurazione del sistema sperimentale con modulo di precarico variabile [9] 47
Figura 2.19: Modulo di precarico modificabile con molla a disco (a) e modello del sistema a parametri concentrati (b) [9] 48
Figura 2.20: Unità di rilevamento delle vibrazioni (a) e posizione sul banco prova (b) [9] 48
Figura 2.21: Piattaforma di test per la vite a ricircolo di sfere [10] 49
Figura 2.22: Piattaforma sperimentale [12] 50
Figura 2.23: Banco prova PLOT [13] 51
Figura 2.24: Parte principale del banco prova [16] 52
Figura 2.25: Elemento a effetto Hall (a), schema del circuito magnetico nella vite a ricircolo di sfere (b) e aspetto del circuito magnetico (c) [16] 52
Figura 2.26: Schema del banco prova [17] 53
Figura 2.27: Componenti meccanici del banco prova [27] 54
Figura 2.28: Schema del sistema vite/doppia madrevite a ricircolo di sfere [27] 54
Figura 2.29: Banco prova (a), doppia madrevite (b) e meccanismo per variare il precarico (c) [27] 55

Figura 3.1: Simulacro del banco prova 57
Figura 3.2: Layout evoluto del TB 58
Figura 3.3: c-RIO 9074 59
Figura 3.4: Resolver incapsulato R58 63
Figura 3.5: Riga ottica RV1846 64
Figura 3. 6: Servomotore sincrono MCS 64
Figura 3.7: Variazione della resistenza del sensore di temperatura con la temperatura 66
Figura 3.8: Servo Drives 9400 HighLine 67
Figura 3.9: Ciclo di massima corrente di output del driver 68
Figura 3.10: Diagramma delle connessioni dell'inverter 9400 High Line 68
Figura 3.11: Sezione del torsiometro BURSTER 8661 70
Figura 3.12: Giunto di coppia 8690 71
Figura 3.13: Vite a ricircolo di sfere UMBRAGROUP 71
Figura 3.14: Schema della vite a ricircolo di sfere S1N16-5M4 72
Figura 3.15: Cella di carico K-1882 72
Figura 3.16: Amplificatore 73
Figura 3.17: Molle a tazza Growermetal 74
Figura 3.18: Cuscinetto reggispinta 51100 75
Figura 3.19: Manicotto a sfere anti-rotazione 76
Figura 3.20: Fattore di carico in funzione della corsa 76
Figura 3.21: Forza d'attrito in funzione della corsa 76
Figura 3.22: Finecorsa XCMD2115L5 77
Figura 3.23: Cilindro pneumatico DSGB 78
Figura 3.24: Valvola proporzionale MPYE 79
Figura 3.25: Valvola proporzionale VPPM 80
Figura 3.26: Cella di carico TCETM 81
Figura 4.1: Modello del banco prova per viti a ricircolo di sfere 84
Figura 4.2: Input del modello 85
Figura 4.3: Segnale di input Cmd 85
Figura 4.4: Blocco A/D input converter 86
Figura 4.5: Blocco Control logic 87
Figura 4.6: Blocco Controllo digitale posizione/velocità 87
Figura 4.7: Blocco Controllo corrente 87
Figura 4.8: Schema di un resolver con due statori 88
Figura 4.9: Tensioni secondarie del resolver 88
Figura 4.10: Blocco Integrated resolver 89
Figura 4.11: Blocco A/D feedback velocity 90
Figura 4.12: Schema di un encoder rotativo 90
Figura 4.13: Segnali di uscita generati da un encoder incrementale 91
Figura 4.14: Segnali di uscita dell'encoder antiorario (a) e orario (b) 91
Figura 4.15: Schema di un encoder lineare 91
Figura 4.16: Blocco Incremental encoder 92
Figura 4.17: Blocchi BW2FW (a) e FW2BW (b) 93
Figura 4.18: Blocco Speed meansurement 94
Figura 4.19: Identificazione della velocità basata sulla frequenza 94
Figura 4.20: Identificazione della velocità basata sul periodo 95
Figura 4.21: Blocco Linear encoder 95
Figura 4.22: Blocco Linear encoder (globale) 95

Figura 4.23: Motore brushless DC con inverter trifase 96
Figura 4.24: Confronto fra portante e modulante e segnale PWM generato 97
Figura 4.25: Blocco MDE+BLDC 98
Figura 4.26: Blocco modulatore PWM 99
Figura 4.27: Blocco inverter semplificato 99
Figura 4.28: Blocco Monophase-BLDC 100
Figura 4.29: Schema circuitale del BLDC 100
Figura 4.30: Blocco Fase A del BLDC 101
Figura 4.31: Modello termico del motore 101
Figura 4.32: Blocco Simplified thermal scheme 102
Figura 4.33: Blocco Hall effect sensor 102
Figura 4.34: Blocco Motoreducer 104
Figura 4.35: Blocco Reducer 105
Figura 4.36: Blocco power sign calculation 105
Figura 4.37: Modello con effetto Stribeck 106
Figura 4.38: Caratteristica meccanica del motore MCS-09F38 107
Figura 4.39: Blocco Friction motoreducer 109
Figura 4.40: Blocco Integratore continuo 110
Figura 4.41: Couplings 110
Figura 4.42: Sistema rotante a due masse con gioco 111
Figura 4.43:Simbolo dell'Elastobacklash in Modelica® 111
Figura 4.44: Motoriduttore + Torsiometro + Giunti 112
Figura 4.45: Serie di rigidezze 112
Figura 4.46: Blocco No backlash 112
Figura 4.47: Blocco No contact 113
Figura 4.48: Blocco phi diff>max backlash 113
Figura 4.49: Blocco phi diff<min backlash 114
Figura 4.50: Blocco Elastobacklash 114
Figura 4.51: Blocco Elastobacklash of reducer + Torquemeter + Couplings 115
Figura 4.52: Blocco Torquemeter 116
Figura 4.53: Blocco Double nut preloaded ball screw 118
Figura 4.54: Ricircolo interno con (A) punto di raccolta, (B) punto di immissione e (D) deviatore 119
Figura 4.55: Ricircolo esterno con (A) punto di raccolta, (B) punto di immissione e (T) tubetto deviatore 119
Figura 4.56: Definizione dell'angolo di contatto 120
Figura 4.57: Definizione geometrica della sfera e delle piste 120
Figura 4.58: Angolo di contatto nominale 121
Figura 4.59: DCL dell'albero della vite 121
Figura 4.60: Contatto sfera-pista sull'albero della vite 122
Figura 4.61: Contatto equivalente assiale 123
Figura 4.62: Blocco Screw shaft - Rotational equilibrium 124
Figura 4.63: Blocco Screw shaft - Translational axial equilibrium 125
Figura 4.64: DCL della madrevite 125
Figura 4.65: Contatto sfera-pista sulla madrevite 126
Figura 4.66: Contatto equivalente assiale, zoom 126
Figura 4.67: Blocco Variable contact angle 127
Figura 4.68: Contatto madrevite-sfera-vite in serie 128
Figura 4.69: Corpi I e II a contatto 128
Figura 4.70: Blocco Hertzian contact with backlash 130

Figura 4.71: Blocco No backlash (Nut) 131
Figura 4.72: Blocco No contact (Nut) 131
Figura 4.73: Blocco Delta x>max backlash 131
Figura 4.74: Blocco Delta x<min backlash 132
Figura 4.75: Blocco Contact 132
Figura 4.76: Blocco Translational equilibrium nut 133
Figura 4.77: Blocco Rotational equilibrium nut 134
Figura 4.78: Blocco Nut 1 (master nut) 134
Figura 4.79: Precarico in compressione (a) e in trazione (b) 135
Figura 4.80:: Schema del sistema di precarico costituente la slitta 136
Figura 4.81: Schema di una molla a tazza 136
Figura 4.82: Rigidezza delle molle a tazza singola (a), in parallelo (b) e in serie (c) 137
Figura 4.83: Schema del sistema di precarico con sistema di riferimento 137
Figura 4.84: Molla in trazione 138
Figura 4.85: Molla in compressione 138
Figura 4.86: Modellazione del sistema di precarico 139
Figura 4.87: Blocco Preload system 140
Figura 4.88: Blocco Contatto anteriore 142
Figura 4.89: Blocco Contatto posteriore 142
Figura 4.90: Blocco No contact 143
Figura 4.91: Blocco End strokes 143
Figura 4.92: Blocco Load cell 144
Figura 4.93: Schema di un attuatore pneumatico 144
Figura 4.94: Sistema di attuazione pneumatico con due valvole proporzionali a 2 vie 145
Figura 4.95: Schema di funzionamento di una valvola a 2 vie 145
Figura 4.96: Portata attraverso la valvola 146
Figura 4.97: Equilibrio dinamico del pistone 147
Figura 4.98: Blocco Pneumatic cylinder (Simscape) 149
Figura 4.99: Blocco Load cylinder 150
Figura 4.100: Blocco UpStream/DownStream 151
Figura 4.101: Blocco Sonic 151
Figura 4.102: Blocco Subsonic 152
Figura 4.103:Blocco Valve_ch1 153
Figura 4.104: Blocco Pneumatic Actuator 154
Figura 4.105: Blocco Adiabatic transformation 154
Figura 4.106: Blocco Ch1 155
Figura 4.107: Blocco ROD 155
Figura 5.1: Simbolo della valvola proporzionale a 5 vie 157
Figura 5.2: Schema di funzionamento di una valvola a 5 vie 158
Figura 5.3: Sistema di attuazione pneumatico con una valvola proporzionale a 5 vie 158
Figura 5.4: Portata attraverso la valvola proporzionale 159
Figura 5.5: Portate G1 e G2 attraverso la valvola proporzionale 159
Figura 5.6: Conduttanza della valvola proporzionale in flusso 160
Figura 5.7: Sistema di attuazione pneumatico con una valvola proporzionale in portata in controllo forza con disturbo 160
Figura 5.8: Cilindro con stelo passante 161
Figura 5.9: Cilindro asimmetrico 161
Figura 5.10: Modello in controllo forza con valvola proporzionale in portata 162
Figura 5.11: Blocco Proportional Valve 163

Figura 5.12: Blocco Mass flow rate 163
Figura 5.13: Blocco Vrif>5V 164
Figura 5.14: Blocco G sonic + 165
Figura 5.15: Blocco G subsonic + 165
Figura 5.16: Blocco Pneumatic actuator 165
Figura 5.17: Blocco End strokes 166
Figura 5.18: Portata massica su pressione di monte in funzione della taglia 167
Figura 5.19: Portata attraverso la valvola in funzione della taglia 168
Figura 5.20: Frequenza critica in funzione della taglia 168
Figura 5.21: Portata (conduttanza) della valvola in funzione della taglia 169
Figura 5.22: Mappa tridimensionale della portata nella valvola in funzione della taglia 170
Figura 5.23: Risposta al variare della costante proporzionale 170
Figura 5. 24: Risposta al variare della costante integrativa 171
Figura 5.25: Modello semplificato per taratura in controllo forza con valvola proporzionale in portata 172
Figura 5.26: Risposta al gradino al variare di kI, valvola E 173
Figura 5.27: Risposta al gradino al variare di kP, valvola E 173
Figura 5.28: Risposta al gradino al variare della valvola 174
Figura 5.29: Risposta al gradino con disturbo al variare di kI, valvola E 174
Figura 5.30: Risposta al gradino con disturbo al variare di kP, valvola E 175
Figura 5.31: Risposta al gradino con disturbo al variare della valvola 175
Figura 5.32: Forze in ingresso (I) 177
Figura 5.33: Tensione di pilotaggio della valvola (I) 177
Figura 5.34: Portate nelle due camere del cilindro (I) 178
Figura 5.35: Pressioni nelle due camere del cilindro (I) 178
Figura 5.36: Spostamenti del pistone e della madrevite (I) 179
Figura 5.37: Forze in uscita (I) 179
Figura 5.38: Forza trasmessa dal sensore (I) 180
Figura 5.39: Gradino smooth 181
Figura 5.40: Blocco Smooth 182
Figura 5.41: Forze in ingresso (II) 182
Figura 5.42: Tensione di pilotaggio della valvola (II) 183
Figura 5.43: Portate nelle due camere del cilindro (II) 183
Figura 5.44: Pressioni nelle due camere del cilindro (II) 184
Figura 5.45: Velocità del pistone e della madrevite (II) 184
Figura 5.46: Spostamenti del pistone e della madrevite (II) 185
Figura 5.47: Spostamento relativo in uscita (II) 185
Figura 5.48: Forze in uscita (II) 186
Figura 5.49: Forza trasmessa dal sensore (II) 186
Figura 5.50: Dimensioni caratteristiche del disturbo armonico 187
Figura 5.51: Forze in ingresso (III) 188
Figura 5.52: Tensione di pilotaggio della valvola (III) 188
Figura 5.53: Portate nelle due camere del cilindro (III) 189
Figura 5.54: Pressioni nelle due camere del cilindro (III) 189
Figura 5.55: Velocità del pistone e della madrevite (III) 190
Figura 5.56: Spostamenti del pistone e della madrevite (III) 190
Figura 5.57: Spostamento relativo in uscita (III) 191
Figura 5.58: Forze in uscita (III) 191
Figura 5.59: Forza trasmessa dal sensore (III) 192

Figura 5.60: Struttura del controllo feedback/feedforward 193
Figura 5.61: Modello in controllo forza con feed-forward 194
Figura 5.62: Forze in ingresso (IV) 195
Figura 5.63: Tensione di pilotaggio della valvola (IV) 196
Figura 5.64: Portate nelle due camere del cilindro (IV) 196
Figura 5.65: Pressioni nelle due camere del cilindro (IV) 197
Figura 5.66: Velocità del pistone e della madrevite (IV) 197
Figura 5.67: Spostamenti del pistone e della madrevite (IV) 198
Figura 5.68: Spostamento relativo in uscita (IV) 198
Figura 5.69: Forze in uscita (IV) 199
Figura 5.70: Forza trasmessa dal sensore (IV) 199
Figura 5.71: Forze in ingresso (V) 200
Figura 5.72: Tensione di pilotaggio della valvola (V) 201
Figura 5.73: Portate nelle due camere del cilindro (V) 201
Figura 5.74: Pressioni nelle due camere del cilindro (V) 202
Figura 5.75: Velocità del pistone e della madrevite (V) 202
Figura 5.76: Spostamenti del pistone e della madrevite (V) 203
Figura 5.77: Spostamento relativo in uscita (V) 203
Figura 5.78: Forze in uscita (V) 204
Figura 5.79: Forza trasmessa dal sensore (V) 204
Figura 5.80: Risposta al variare della pressione iniziale con disturbo a gradino 205
Figura 5.81: Risposta al variare della pressione iniziale con disturbo sinusoidale 206
Figura 5.82: Modello in controllo forza con feed-forward e ritardo di fase 208
Figura 5.83: Risposta con disturbo a gradino e delay 209
Figura 5.84: Risposta con disturbo sinusoidale e delay 209
Figura 5.85: Tempi di risposta al gradino 211
Figura 5.86: Limiti per l'ottimizzazione della risposta al gradino 212
Figura 5.87: Risposta al gradino ottimizzata, valvola E 212
Figura 5.88: Confronto risposta prima e dopo l'ottimizzazione, valvola E 213
Figura 5.89: Confronto risposta prima e dopo l'ottimizzazione, valvola E, zoom 213
Figura 5.90: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola 214
Figura 5.91: Limiti per l'ottimizzazione della reazione al disturbo 215
Figura 5.92: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata, valvola D 215
Figura 5.93: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata, valvola D 216
Figura 5.94: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata al variare della valvola 216
Figura 5.95: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata al variare della valvola 217
Figura 5.96: Simbolo della valvola proporzionale in pressione 218
Figura 5.97: Schema di una valvola proporzionale in pressione a doppio otturatore 219
Figura 5.98: Schema di funzionamento di una valvola proporzionale in pressione 220
Figura 5.99: Sistema di attuazione pneumatico con valvola proporzionale in pressione 220
Figura 5.100: Circuito RL 221
Figura 5.101: DCL dei due otturatori della valvola in pressione 221
Figura 5.102: DCL dei due otturatori in moto sincrono 222
Figura 5.103: Blocco Poppet equilibrium 222
Figura 5.104: Modello con valvola proporzionale in pressione 224
Figura 6.1: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom 226
Figura 6.2: Modello in controllo forza per la frequenza di taglio 227
Figura 6.3: Risposta in frequenza del modello pneumatico al variare della valvola 228
Figura 6.4: Frequenza di taglio al variare della valvola 229

Figura 6.5: Esempio di una risposta a gradino con errore a regime 230
Figura 6.6: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime 230
Figura 6.7: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime 231
Figura 6.8: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime 232
Figura 6.9: Confronto tempi e frequenze critiche per le valvole MPYE 233
Figura 6.10: Confronto tra le prestazioni delle valvole MPYE 234
Figura 6.11: Confronto tra le prestazioni adimensionalizzate delle valvole MPYE 234
Figura 6.12: Limiti per l'ottimizzazione complessiva 235
Figura 6.13: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata complessivamente, valvola E 236
Figura 6.14: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata complessivamente, valvola E 236
Figura 6.15: Confronto risposte al gradino ottimizzate complessivamente, valvola E 237
Figura 6.16: Risposta in frequenza del modello pneumatico con la valvola MPYE-E 237
Figura 6.17: Nuovo modello del banco prova per viti a ricircolo di sfere 238
Figura 7.1: Rappresentazione di un sistema a scatola chiusa 240
Figura 7.2: Diagrammi di Bode 241
Figura 7.3: Diagrammi di Bode della costante di guadagno 242
Figura 7.4: Diagrammi di Bode del polo nell'origine 242
Figura 7.5: Diagrammi di Bode del polo reale a fase minima 243
Figura 7.6: Diagrammi di Bode di poli complessi e coniugati a fase minima 243
Figura 7.7: Diagrammi di Bode in funzione dello smorzamento 244
Figura 7.8: Sistema di controllo in anello chiuso 245
Figura 7.9: Sistema di controllo in anello chiuso con disturbo 245
Figura 7.10: Margini di ampiezza e fase 246
Figura 7. 11: Nuovo modello di controllo completo per FRF 248
Figura 7.12: Confronto FRF adimensionale 249
Figura 7.13: Confronto FRF Bode 249
Figura 7.14: Confronto FRF Bode per punti 250
Figura 7.15: Forze di set e di F/B del modello completo, *f*=1Hz 251
Figura 7.16: Spostamento del pistone nel modello completo, *f*=1Hz 251
Figura 7.17: Coppia motore del modello completo, *f*=1Hz 252
Figura 7.18: Forze di set e di F/B del modello completo, *f*=10Hz 252
Figura 7.19: Spostamento del pistone nel modello completo, *f*=10Hz 253
Figura 7.20: Coppia motore del modello completo, *f*=10Hz 253
Figura 7. 21: Forze di set e di F/B del modello completo, *f*=50Hz 254
Figura 7.22: Spostamento del pistone nel modello completo, *f*=50Hz 254
Figura 7.23: Coppia motore del modello completo, *f*=50Hz 255
Figura 7.24: Margini della risposta dinamica al riferimento su modello completo 255
Figura 7.25: Margini della risposta dinamica al riferimento su modello pneumatico 256
Figura 7.26: Modello di controllo pneumatico per FRF di rigidezza dinamica 257
Figura 7.27: FRF rigidezza dinamica dimensionale (p) 258
Figura 7.28: FRF rigidezza dinamica Bode (p) 258
Figura 7.29: FRF rigidezza dinamica Bode per punti (p) 259
Figura 7.30: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, *f*=1Hz 259
Figura 7.31: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, *f*=10Hz 260
Figura 7.32: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, *f*=20Hz 260
Figura 7.33: FRF rigidezza dinamica Bode per punti del modello pneumatico (p) 261
Figura 7.34: Blocco Controllo digitale posizione/velocità per FRF di rigidezza dinamica 261

Figura 7.35: FRF rigidezza dinamica adimensionale (c) 262
Figura 7.36: FRF rigidezza dinamica Bode (c) 262
Figura 7.37: FRF rigidezza dinamica Bode per punti (c) 263
Figura 7.38: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, *f*=1Hz 263
Figura 7.39: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, *f*=10Hz 264
Figura 7.40: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, *f*=20Hz 264
Figura 7.41: FRF rigidezza dinamica Bode per punti del modello completo (c) 265
Figura 7.42: Spostamenti nel tempo 266
Figura 7.43: Forza di feedback nel tempo 266
Figura 7.44: Coppia motore nel tempo 267
Figura 7.45: Spostamenti nel tempo con forza di pressione 268
Figura 7.46: Forza di feedback nel tempo con forza di pressione 268
Figura 7.47: Coppia motore nel tempo con forza di pressione 269

Elenco delle tabelle

Tabella 3.1: Caratteristiche del banco prova 59
Tabella 3.2: Dati tecnici modulo NI 9263 60
Tabella 3.3: Dati tecnici modulo NI9401 60
Tabella 3.4: Dati tecnici modulo NI9201 61
Tabella 3.5: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B39-07 61
Tabella 3.6: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B40-07D 62
Tabella 3.7: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B38-05D 62
Tabella 3.8: Caratteristiche del resolver incapsulato R58 63
Tabella 3.9: Caratteristiche della riga ottica 64
Tabella 3.10: Caratteristiche del motoriduttore 65
Tabella 3.11: Caratteristiche del motore eletttrico MCS 65
Tabella 3.12: Caratteristiche del riduttore g700 66
Tabella 3.13: Caratteristiche dell'azionamento 67
Tabella 3.14: Caratteristiche dell'azionamento per l'overload 67
Tabella 3.15: Caratteristiche del freno integrato nel motoriduttore 69
Tabella 3.16: Caratteristiche del torsiometro 70
Tabella 3.17: Caratteristiche del giunto di coppia 71
Tabella 3.18: Caratteristiche della vite a ricircolo di sfere 72
Tabella 3.19: Caratteristiche della cella di carico K-1882 72
Tabella 3.20: Caratteristiche del LCV-U10 74
Tabella 3.21: Caratteristiche del cuscinetto reggispinta 75
Tabella 3.22: Caratteristiche del finecorsa 77
Tabella 3.23: Caratteristiche del cilindro pneumatico DSGB 78
Tabella 3.24: Caratteristiche della valvola MPYE 79
Tabella 3.25: Caratteristiche della valvola VPPM 80
Tabella 3.26: Caratteristiche della cella di carico TCETM 81
Tabella 4.1: Combinazione dei segnali che indicano il verso di traslazione 93
Tabella 4.2: Parametri dell'MDE e del BLDC 103
Tabella 4.3: Parametri del modello di attrito del motoriduttore 106
Tabella 4.4: Parametri del modello di attrito della vite 124
Tabella 4.5: Parametri del modello di attrito delle madreviti 133
Tabella 4.6: Parametri del modello dei fine corsa 141
Tabella 4.7: Parametri del modello di attrito del cilindro pneumatico 148
Tabella 5.1: Caratteristiche del cilindro asimmetrico 161
Tabella 5.2: Parametri dei fine corsa nel controllo forza 166
Tabella 5.3: Nomi delle valvole MPYE 167
Tabella 5.4: Costanti del PI delle valvole MPYE 176
Tabella 5.5: Parametri di setup per simulazione I 176
Tabella 5.6: Parametri di setup per simulazione II 181
Tabella 5.7: Parametri di setup per simulazione III 187
Tabella 5.8: Parametri di setup per simulazione IV 195
Tabella 5.9: Parametri di setup per simulazione V 200
Tabella 5.10: Errore relativo per disturbo a gradino 206

Tabella 5.11: Errore relativo per disturbo a gradino 207
Tabella 5.12: Costanti di tempo della risposta indiciale 211
Tabella 5.13: Costanti ottimizzate dei PI delle valvole MPYE 214
Tabella 5.14: Costanti ottimizzate del FF delle valvole MPYE per disturbo a gradino 217
Tabella 5.15: Costanti ottimizzate del FF delle valvole MPYE per disturbo armonico 217
Tabella 5.17: Parametri della valvola proporzionale in pressione 223
Tabella 6.1: Portata minima 225
Tabella 6.2: Tempi di assestamento delle valvole MPYE 226
Tabella 6.3: Frequenze e pulsazioni di taglio per le valvole MPYE 229
Tabella 6.4: Errore relativo a regime delle valvole MPYE 231
Tabella 6.5: Errore relativo a regime delle valvole MPYE con disturbo a gradino 231
Tabella 6.6: Errore relativo a regime delle valvole MPYE con disturbo armonico 232
Tabella 6.7: Parametri caratteristici delle valvole MPYE 233
Tabella 6.8: Costanti ottimizzate dei PI della valvola MPYE-E 236
Tabella 6.9: Parametri caratteristici ottimizzati della valvola MPYE-E 237
Tabella 7.1: Margini e pulsazioni della risposta dinamica al riferimento 256
Tabella 7.2: Frequenze critiche del modello pneumatico 261
Tabella 7.3: Frequenze critiche del modello completo 265

Abbreviazioni

A/D	Analogic/Digital
ANR	Atmosfera Normale di Riferimento
APV	Azionamento di Posizione e Velocità
BLDC	Brushless Direct Current
BS	Ball Screw
BW2FW	Backward to Forward
CBM	Condition Based Maintenance
CC	Corrente Continua
CCW	Counter-Clockwise
CL	Closed Loop
CP	Cilindro Pneumatico
CRS	Cuscinetti Reggi Spinta
CW	Clockwise
DC	Direct Current
DCG	Differential Capacitance Gages
DCL	Diagramma di Corpo Libero
ECU	Electric Control Unit
EHSA	Electro-Hydraulic Servo Actuators
EMA	Electro-Mechanical Actuators
FBW	Fly-By-Wire
FCC	Flight Control Computer
FDT	Funzione Di Trasferimento
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FRF	Frequency Response Function
FW2BW	Forward to Backward
HAC	Hardware di Acquisizione dati e Controllo
HSM	High Speed Machining
LC	Load Cell
LCP	Preload Load Cell
LED	Light Emitting Diode
MDE	Motor Drive Electronics
MEMS	Micro Electro-Mechanical Systems
MOSFET	Metal Oxide Smiconductor Field Effect Transistor
MR	Motor-reducer
MV	Madrevite
OL	Open Loop
PC	Personal Computer
PHM	Prognostic and Health Management system
PLOT	Precision Linear Optimization Testbed
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PPRV	Proportional Pressurr Regulator Valve

PWM	Pulse Width Modulation
PZT	Piezoelectric Zirconate Titanate
RO	Riga Ottica
SLT	Slitta
SR	Switched Reluctance
SVM	Support Vector Machine
TC	Torque Coupling
TM	Toquemeter
UAV	Unmanned Aerial Vehicle

Introduzione

La vite a ricircolo di sfere è un importante dispositivo meccanico ampiamente utilizzato per convertire il movimento rotatorio in movimento lineare con alta precisione. Applicazioni di viti a ricircolo di sfere si possono trovare in svariati sistemi di ingegneria che richiedono un controllo di posizione molto preciso, come il sistema di avanzamento per una macchina utensile e il sistema di livellamento ad alta precisione per aerei e missili. Nel caso in oggetto di 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.
Negli ultimi decenni, è in corso una tendenza generale nella progettazione di velivoli *more electric*, al fine di aumentare l'efficienza e ridurre l'inquinamento. A tale scopo, un importante passo è la sostituzione dei servoattuatori elettro-idraulici (Electro-Hydraulic Servo Actuators, EHSA) con servoattuatori elettromeccanici (Electro-Mechanical Actuators, EMA). Questa tecnologia sta ancora lottando per diffondersi nel settore aerospaziale a causa del suo tasso di guasto troppo elevato che lo rende, nella sua configurazione standard, non adatto per l'attuazione dei controlli di volo primari. Sono stati proposti diversi layout meccanici per ridurre il rapporto di insuccesso degli EMA, ma tutti portano ad un aumento di peso o ad ulteriori requisiti di manutenzione.
Un approccio diverso è quello di monitorare continuamente la salute dell'EMA attraverso un sistema di gestione della prognosi e della salute (Prognostic and Health Management system, PHM) per rilevare rapidamente l'effetto di un guasto, ma prima bisogna effettuare un'analisi approfondita degli effetti dei possibili guasti rispetto alle prestazioni dell'attuatore in diverse condizioni operative. Per far ciò, è necessario sviluppare un modello dinamico a parametri concentrati del meccanismo a vite a ricircolo di sfere utilizzato nella maggior parte degli EMA, essendo il componente più soggetto a problemi di disturbo. A causa della complessità di questo meccanismo, i modelli matematici fanno comunque riferimento a scenari molto semplificati, in condizioni statiche o quasi statiche.
È stato, quindi, sviluppato un modello in ambiente Matlab/Simulink® al fine di essere utilizzato come banco di prova virtuale, con l'obiettivo di consentire in futuro iniezioni facili di diversi tipi di difetti e degradazioni per valutare i loro effetti su segnali misurabili della vite stessa o, in uno sviluppo futuro, di un EMA completo. Questo approccio, su questo componente, consente di eseguire rapidamente diverse simulazioni che possono fornire mappe di funzionalità misurabili che descrivono il comportamento del sistema in presenza di difetti e degradazioni. I risultati, se convalidati da test sperimentali, saranno utili per definire algoritmi prognostici per questo componente.
Il modello in esame prevede un sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere precaricato grazie a un distanziatore all'interno della doppia madrevite. Inoltre, inizialmente è stato imposto un moto puramente rotatorio alla vite ed uno semplicemente traslatorio alla madrevite. Tenendo conto di condizioni di scorrimento, deformazioni elastiche e gioco, è possibile identificare gli effetti dei guasti sull'intero sistema di attuazione, in condizioni di volo simili a quelle reali.
Il fulcro della tesi è, quindi, il dimensionamento, la modellazione e la verifica del banco prova, in particolare la parte di modellazione si concentra sul sottosistema pneumatico del banco, presentando due varianti di modello.
Nel capitolo 1 vengono presentate le caratteristiche delle viti a ricircolo di sfere, inquadrando il loro impiego nel campo degli attuatori elettromeccanici per i comandi di volo.
Nel capitolo 2 è riportato uno stato dell'arte dei banchi prova costruiti e testati, finalizzati alla prognostica dei guasti o al controllo e all'ottimizzazione di alcuni parametri di funzionamento; in particolare si presta attenzione all'architettura del banco.

Nel capitolo 3 viene descritto il banco prova progettato, ponendo attenzione ai componenti fisici che lo compongono e alle loro caratteristiche tecniche.
Il capitolo 4 riporta un'analisi dettagliata del modello del banco prova, facendo riferimento alle equazioni che regolano i fenomeni fisici interni a ciascun componente e riportandole in ambiente Simulink®.
Nel capitolo 5 sono proposte due sistemi pneumatici alternativi da poter impiegare nel banco, che si distinguono tra loro per l'impiego di due diverse tipologie valvole di controllo. In particolare, per la valvola in flusso, viene presentato il modello in anello chiuso e con controllo in anticipo di velocità, insieme all'ottimizzazione dei parametri del controllo feed-back e feed-forward.
Nel capitolo 6 viene definita la valvola proporzionale da impiegarsi nell'applicazione e, successivamente, vengono presentate le prove sperimentali inerenti al sistema pneumatico.
Il capitolo 7 riporta delle simulazioni fatte sul sistema pneumatico per poterlo caratterizzare dal punto di vista della rigidezza e della dinamica ed investigare, in particolare, come reagisce a vari disturbi.
Infine, vengono riportate delle simulazioni globali fatte sul banco prova ed i relativi risultati in termini di prestazioni del sistema in controllo forza.

Capitolo 1

Il sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere

Questo capitolo presenta il sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere, partendo dalla descrizione di una vite, per poi entrare nel dettaglio delle caratteristiche delle viti e ricircolo, dei parametri tipici e delle prestazioni raggiunte.
Successivamente vengono presentate le applicazioni di tali componenti negli attuatori elettromeccanici a bordo dei velivoli di nuova generazione. In particolare, si presta particolare attenzione all'impiego di questi nuovi attuatori nel campo dei comandi primari di volo. Per tale motivo saranno riportati cenni ai domandi primari e secondari di volo.
Una vite è una barra cilindrica con un filetto elicoidale inciso sulla superficie in grado di trasformare il moto circolare in moto rettilineo, perciò si può dire che è a tutti gli effetti una trasmissione meccanica che trasmette potenza all'interno di un sistema meccanico. Essendo un componente di ridotte dimensioni e dalle elevate prestazioni in termini di precisione, velocità e affidabilità, viene sempre più utilizzato nell'ambito della meccanica di precisione, ai fini di migliorare il rendimento globale di un sistema e garantire durata a fatica maggiore.
La vite a ricircolo di sfere è un tipo particolare di vite, così chiamata in quanto tra l'albero filettato e la madrevite, a filettatura concava entrambe, vengono inserite sfere di acciaio nel vano a spirale che si viene a formare, le quali hanno il compito di trasformare l'attrito radente in attrito volvente, offrendo un ottimo legame tra capacità di carico e precisione nel posizionamento. Tra i sistemi di movimentazione meccanici le viti a ricircolo di sfere trovano ampio impiego in diversi campi industriali dall'automatica alla meccanica applicata, agli assi di macchine utensili e a componenti aeronautici.
Se da una parte le viti a ricircolo di sfere presentano elevata rigidità e bassa sensibilità alle inerzie, dall'altra sono enormemente influenzate dalle vibrazioni trasmesse dai componenti, andando a ridurne la precisione di posizionamento e la durata a fatica. Cause della degradazione nel tempo di tali elementi sono: la perdita del precarico, che riduce la rigidità e, quindi, la precisione della posizione, l'aumento della temperatura, che può provocare la deformazione della struttura meccanica, il funzionamento inappropriato o la presenza di un ambiente di lavoro pericoloso, che potrebbe verificarsi in una fase molto precoce e quindi danneggiare il meccanismo a vite a ricircolo di sfere.
Per tali motivi, sin dagli anni '60 si è cercato di investigare e comprendere la natura del comportamento del contatto interno tra vite, sfere e sede della chiocciola traslante, nell'ottica di avere un quadro completo circa la prognostica della vite a sfere.
Il banco prova in oggetto di questa tesi ha come finalità quella di identificare i difetti iniettati sul sistema vite/madrevite tramite la definizione di indicatori dello stato di salute del meccanismo.
Utilizzando, poi, le recenti tecniche digitali di prototipazione virtuale, si può riprodurre il modello virtuale del banco in ambiente Simulink®, in modo da effettuarvi delle simulazioni. Le acquisizioni ricavate dal test rig saranno da confrontare con i test sperimentali effettuati sul banco prova, in modo da convalidare il modello virtuale come analisi preliminare per l'analisi delle prestazioni del banco.

Figura 1.1: Vite a ricircolo di sfere (da catalogo ABSSAC)

1.1 Caratteristiche delle viti a ricircolo

Le viti a ricircolo di sfere sono un particolare tipo di trasmissione, caratterizzato da un sistema a rotolamento, capace di trasformare il moto di tipo rotatorio (es. il moto fornito da un motore elettrico) ad uno traslatorio (es. la corsa lineare di un carrello) o viceversa, a fronte di attrito limitato e grande precisione nel posizionamento. Il movimento, a seconda dell'applicazione, viene imposto alla vite, ottenendo la traslazione della chiocciola, oppure alla chiocciola, ottenendo la traslazione della vite.
Il sistema è composto da quattro componenti principali:

- un albero filettato con un determinato profilo (a uno o più principi);
- una madrevite filettata internamente chiamata chiocciola, spesso dotata di una flangia d'estremità;
- una serie di sferette interposte tra i due componenti che percorrono i profili della vite;
- un deviatore di sfere che tramite un sistema di ricircolo consente il flusso continuo di sfere una volta terminato il percorso all'interno dei profili.

Il sistema è paragonabile a un cuscinetto a sfere con una differenza sostanziale: nel cuscinetto le sfere percorrono una traiettoria circolare, nelle viti a ricircolo le sfere percorrono una o più eliche di un filetto. Lo spaccato di una vite a ricircolo di sfere, come mostrato in Figura 1.2, consente una chiara comprensione del sistema descritto.

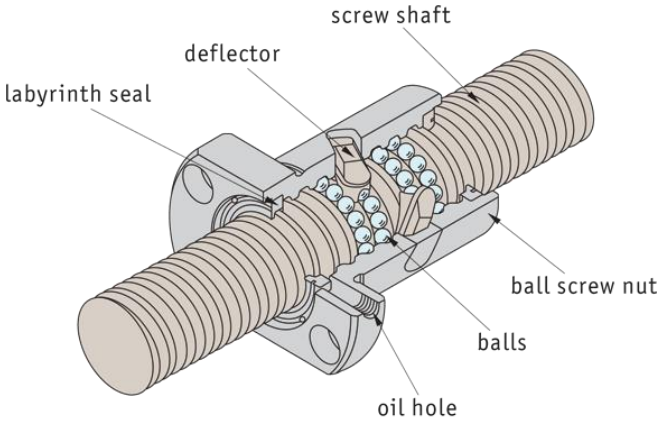

Figura 1.2: Spaccato della vite a ricircolo di sfere (da catalogo Automotion Components)

Il cuore del sistema è rappresentato dalle sferette, solitamente in acciaio, che si interpongono tra vite e madrevite. Queste infatti sono caratterizzate da un moto di traslazione, rotazione e slittamento, la cui cinematica risulta molto complessa da determinare. Vite e chiocciola costituiscono un sistema a 2 gradi di libertà: uno di rotazione e uno di traslazione. Bloccando in modo congruo questi gradi è possibile

trasformare il moto, ad esempio per convertire la rotazione imposta da un motore ad una traslazione richiesta da un end-effector, si blocca la rotazione della chiocciola e si impedisce la traslazione dell'albero. Le principali caratteristiche di questo sistema di attuazione lineare sono qui riportate:

- generazione di grandi forze in uscita a fronte di piccole forze in ingresso;
- capacità di convertire grandi spostamenti in piccoli (precisione);
- conversione del moto rotatorio in lineare e viceversa;
- elevato rendimento rispetto al sistema vite madrevite (maggiore o uguale a 0,90);
- minori attriti presenti e minor sviluppo di calore;
- minore usura e aumento della durata operativa;
- riduzione della potenza motrice necessaria;
- elevate velocità di esercizio;
- elevata precisione nei posizionamenti.

Il vantaggio dell'uso di viti a ricircolo è ampiamente giustificato a fronte dei bassi valori di attrito nel confronto diretto con i sistemi vite/madrevite a profilo trapezoidale, in cui l'attrito è radente. In Figura 1.3 è riportato un confronto tra il rendimento dei due sistemi al variare dell'inclinazione dell'elica.

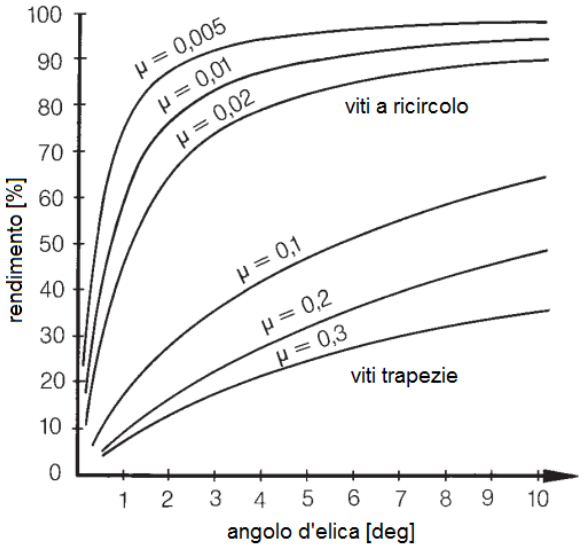

Figura 1.3: Andamento del rendimento in funzione di inclinazione ed attrito [17]

Ogni casa produttrice propone le proprie metodologie per la scelta e il corretto dimensionamento delle viti a ricircolo in un determinato impiego.
Un parametro comune a tutti i costruttori è però la capacità di carico della vite, che dipende dal diametro nominale della vite, dal passo, dall'angolo dell'elica e dal numero di circuiti contenenti le sfere nella chiocciola. Infatti, oltre ai modelli più semplici che presentano un unico principio, per carichi maggiori e precisione accurata possono aumentare i principi utilizzati e i profili di elica presenti sull'albero: più sono i circuiti e le sfere presenti nel sistema a ricircolo, maggiore è il carico sopportato, in quanto aumentano le componenti resistenti. In generale si fa riferimento ai valori di carico statico e carico dinamico per una prima scelta della vite. Il carico statico si riferisce alle fasi di funzionamento in cui la vite lavora in condizioni di stazionarietà, a bassissima velocità di rotazione, intermittenti o di shock. Il massimo carico ammissibile è limitato dalla deformazione permanente causata dal carico che agisce sui punti di contatto che produce, in base a un calcolo teorico, una deformazione totale nella pista e nelle sfere pari a 0,0001 volte il diametro dei corpi volventi. Il carico dinamico, invece, viene utilizzato per il calcolo della durata della vite utile ed è quel carico assiale, costante e perfettamente centrato, che permette di raggiungere o superare la durata di 1 milione di giri al 90% delle viti. Essendo sempre inferiore a quello statico, non va mai considerato come valore di progetto per la scelta della vite.

Solitamente i produttori consigliano di utilizzare il componente in applicazioni che presentano un carico che raramente supera i due terzi del valore dinamico presente in catalogo. Queste considerazioni sui carichi influiscono notevolmente sulla durata dei test a fatica e usura delle viti, dato che al diminuire dell'intensità della forza aumentano i tempi di prova.
Altri parametri che determinano i limiti di funzionamento sono ad esempio il carico di punta, da considerare specialmente quando la distanza tra i supporti dell'albero in rapporto al diametro della vite risulta considerevole e sono applicati carichi prevalentemente di compressione. Inoltre, anche parametri riguardanti la velocità del sistema rientrano in gioco nella scelta del sistema di attuazione corretto. Uno di questi è la velocità limite del sistema: infatti una vite, per operare in condizioni di affidabilità, non può superare un parametro costruttivo derivante dal prodotto tra il diametro della vite ed il numero di giri massimo prescelto nell'applicazione.
Tuttavia, bisogna tener conto anche della velocità critica della vite, ossia della velocità oltre la quale si generano forze che squilibrano il regolare moto di rotazione del sistema dovuto alla flessione ciclica della vite stessa. Non è consigliato operare in vicinanza di tale valore per non avere problemi di affidabilità e rotture inaspettate del sistema.
Per quanto riguarda i materiali utilizzati tutti i componenti sono prevalentemente realizzati in acciaio (vite, sfere, chiocciola). Per la costruzione delle viti si utilizzano acciai bonificati ad alto tenore di carbonio, temprati. Per le madreviti si usano invece acciai da cementazione e tempra superficiale. Si possono così raggiungere durezze fino a 60 HRC. Le sfere di altissima precisione, costruite con acciaio 100 Cr6, raggiungono durezze superiori, fino a 66 HRC. Tali valori di durezza sono garantiti entro tolleranze ristrette nell'ordine di 2 HRC per consentire al sistema di raggiungere una durata di vita prestabilita.
Un'altra famiglia di prodotti simile alle viti a ricircolo di sfere è costituita dalle viti a rulli satelliti. Questo sistema di rotolamento è composto da un albero con filetto a profilo di vite e da una madrevite filettata internamente secondo un analogo profilo. Tra questi due corpi sono interposti dei rulli filettati, con ingranaggi sulle due estremità che guidano i rulli nel percorso di rivoluzione mentre poggiano tra i filetti della vite e madrevite.

Figura 1.4: Vite a rulli satelliti (da catalogo SPS)

Il profilo del rullo aggiunge alle caratteristiche tipiche delle viti a ricircolo di sfere una maggiore capacità di carico, grazie ai numerosi contatti tra rulli e vite/madrevite, e permette di raggiungere anche accelerazioni e velocità superiori. L'impiego principale di questi sistemi avviene là dove si richiedono applicazioni di posizionamento fine e passi piccoli. Infatti, per le viti a sfere, il passo vincola il diametro massimo delle sfere e quindi la capacità di carico e la rigidezza. Nelle viti a rulli satelliti invece, aumentando il numero dei rulli e la loro lunghezza, si può sopperire a questa limitazione.

1.2 Gli EMA linerari

Gli Attuatori Elettromeccanici (Electro-Mechanical Actuators, EMA) sono gli attuatori che integrano perfettamente componenti meccanici come le viti a ricircolo di sfere con motori, elettronica e software. Sono rivolti principalmente al mercato aeronautico o industriale in quanto presentano caratteristiche come:

- compattezza e silenziosità,
- bassi consumi e costi,
- alte prestazioni,
- elevate affidabilità,
- minore impatto ambientale.

Un EMA è, dunque, costituito da una sorgente di potenza elettrica (motore elettrico) e da un meccanismo di ingranaggi necessario per l'estrazione dello stelo.

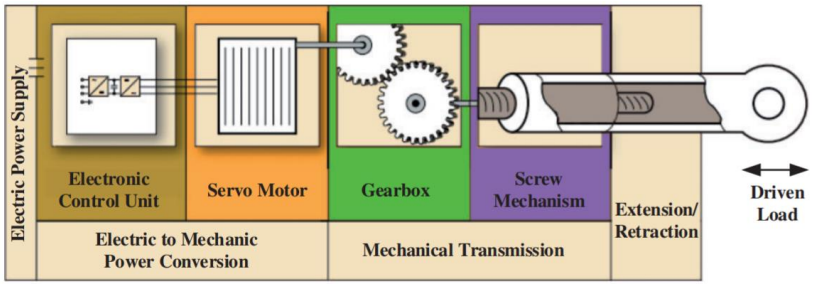

Figura 1.5: Composizione di un EMA [29]

L'EMA può essere di tipo lineare o rotativo. Per attuatori lineari, il movimento rotatorio del motore è trasformato nel movimento lineare da un meccanismo, ad esempio a vite a sfere o a rulli. In quelli rotanti, la velocità del motore viene ridotta da un riduttore, che è collegato alla superficie direttamente alla linea di cerniera o da un gruppo biella.
La Figura 1.6 mostra i componenti principali e le differenze tra EMA lineari e rotanti.

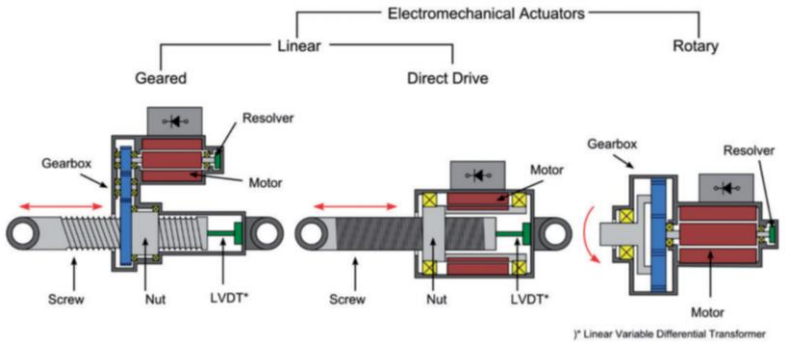

Figura 1.6: Classificazione di diverse tipologie di EMA [29]

L'EMA è generalmente costituito da un gruppo di attuazione meccanico (chiamato modulo attuatore, che include componenti meccanici e un servo motore) per convertire l'energia elettrica in meccanica e una centralina elettronica (ECU) per alimentazione e segnali. Le loro funzioni e caratteristiche sono descritte di seguito.

- Servomotore: nel caso di comandi di volo è necessario che il servomotore sia compatto a velocità variabile con alto grado di affidabilità, alta densità di potenza e accettabile dissipazione di calore.

Si possono utilizzare parecchi tipi di motore, ma le tre soluzioni comuni sono il motore sincrono a magneti permanenti (Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM), il motore brushless a corrente continua (BLDC) e il motore a riluttanza commutata (Switched Reluctance, SR). La scelta di uno o dell'altro normalmente dipende dall'alimentazione a bordo. Il controller del motore viene utilizzato per controllare velocità e direzione tramite l'interruttore elettrico degli avvolgimenti attraverso dispositivi elettronici di potenza.

- Cambio: lo scopo principale del cambio è la trasformazione di alta velocità e bassa coppia del servomotore a minima velocità e coppia elevata di un meccanismo a vite. Un'opzione efficace sono i riduttori armonici, riduttori cicloidali o i riduttori epicicloidali, che presentano strutture compatte, facilità di raggiungimento del gioco zero e alta efficienza.
- Meccanismo a vite: per convertire il moto da rotatorio a lineare è necessario utilizzare un meccanismo a vite a sfere o a rulli. Collegando il servomotore e il carico esterno, coppia e velocità sono accoppiate al meccanismo di transizione. La massa totale dell'attuatore tende a diminuire quando il rapporto di trasmissione aumenta, aumentando il rapporto di trasmissione del riduttore e diminuendo il passo del meccanismo a vite. Per massimizzare la rigidità riducendo al minimo il peso, viene selezionato un albero a vite cavo, che ospita un trasformatore differenziale lineare per misurare la posizione lineare dell'albero della vite per la chiusura del circuito di controllo.
- Unità di controllo: il modulo di controllo della potenza permette di determinare la corrente del motore in base alla modulazione della larghezza d'impulso (Pulse Width Modulation, PWM) della tensione del motore in risposta ad un segnale di comando di posizione o coppia. Il sensore di carico invia la posizione/velocità della vite all'ECU per il feedback di posizione. Se in alcune condizioni di volo il carico esterno è alto, dei sensori di temperatura aggiuntivi registrano l'aumento della temperatura esterna e segnalano valori di temperatura elevata.

1.2.1 Il *jamming* dell'attuatore

L'utilizzo di organi meccanici rotanti con contatto metallo/metallo per la trasmissione del moto genera problemi di danneggiamento superficiale che possono portare ad effetti molto pericolosi. Il jamming (bloccaggio) dell'attuatore è uno dei principali problemi. Il grippaggio degli organi meccanici può avvenire per un utilizzo al di là del limite di tempo consentito, per contaminazione dei contatti tra gli organi rotanti od una lubrificazione insufficiente. Data l'elevata pericolosità di tale evento, si dovrà provvedere al suo monitoraggio mediante indicatori quali i carichi applicati oppure l'attività termica, in quanto lo strisciamento della sfera nella pista genera un aumento di temperatura rispetto a quella che avrebbe in condizioni di rotolamento e questo potrà avvisare del pericolo al quale si andrà incontro. La probabilità di grippaggio è compresa tra 2 e 5 grippaggi ogni 108 ore di funzionamento.
Il problema del jamming è uno dei motivi principali per cui l'attuazione elettromeccanica non è ancora stata applicata alle superfici primarie di volo. Tuttavia, sistemi di attuazione secondari e altre funzioni di attuazione, che presentano un rischio inferiore rispetto alle superfici di controllo primarie, potrebbero accogliere tale tecnologia.
L'architettura direct-drive è una soluzione per il montaggio dell'EMA che eliminerebbe, o almeno ridurrebbe, il problema del jamming e permetterebbe di utilizzare gli EMA anche nei comandi primari di volo. Tale montaggio non prevede stadi intermedi di rotismi fra motore elettrico e vite ed è sostanzialmente ottenuto con l'utilizzo di bassi passi di filettatura che garantiscono elevate capacità di carico e un elevato rapporto di trasmissione. L'eliminazione degli stadi intermedi genera un'elevata integrazione del sistema, che può includere la madrevite all'interno del motore elettrico nel suo rotore.
Gli EMA direct-drive hanno i seguenti vantaggi:

- bassa sensibilità meccanica al jamming,

- meno probabilità della perdita di smorzamento dell'attuatore,
- maggiore efficienza e affidabilità dell'attuatore,
- riduzione dell'inerzia del sistema dovuta all'eliminazione del cambio intermedio.

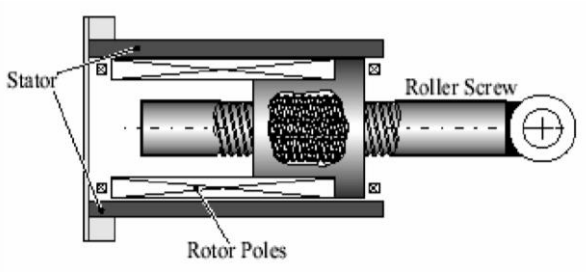

Figura 1.7: Direct-drive EMA [31]

Inoltre, insieme ai sottocomponenti di cui sopra, si possono combinare altre funzioni di gestione di potenza, come frizione, freno e limitatore di coppia. Ad esempio, per evitare danni ad altri componenti, un limitatore di coppia blocca il sistema in caso di guasto del carico elettrico. Accoppiato e disaccoppiato tramite un segnale che proviene direttamente dalla centralina, si può anche incorporare un innesto a frizione nel treno di guida. Inoltre, un EMA dotato di freno migliora la densità di potenza, e quindi, l'energia di frenatura può essere riciclata.

1.2.2 Gli EMA jam-tolerant

Un sistema può essere definito jam-tolerant qualora continui a svolgere la sua funzione, come ad esempio controllare la deflessione di una superficie, anche quando uno dei suoi componenti incorre nella condizione di grippaggio; in tal caso è accettabile che le prestazioni del sistema subiscano un peggioramento.
Per ovviare a questi inconvenienti sono state sviluppate diverse soluzioni jam-tolerant, raggruppabili in due grandi famiglie. La prima è caratterizzata dall'uso di uno o più sistemi meccanici che intervengono in modo selettivo in base al componente soggetto a grippaggio, qualsiasi esso sia. Così facendo il servocomando è in grado di continuare a svolgere il proprio compito anche in condizioni di grippaggio, ottenendo però una diminuzione delle prestazioni. La seconda famiglia è, dal punto di vista meccanico, solo parzialmente jam-tolerant: i servocomandi che ne fanno parte, in caso di grippaggio, non sono in grado di continuare a svolgere la loro funzione in modo indiscriminato, ma solo se il grippaggio interessa un certo sottoinsieme di componenti del servosistema. Se invece il grippaggio si manifesta in uno dei componenti restanti, il meccanismo rimane bloccato nella posizione alla quale è avvenuto il grippaggio, impedendo qualsiasi movimento della superfice mobile. Questa famiglia di servocomandi si affida alla prognostica per monitorare il corretto funzionamento dei componenti il cui grippaggio non può essere aggirato per via meccanica. Attraverso alcuni test prognostici si ricava la vita utile restante del componente e si procede alla sua sostituzione prima che il suo grado di deterioramento renda non trascurabile la probabilità di grippaggio. Per un'analisi più approfondita delle soluzioni tecnologiche jam-tolerant si rimanda a [1].
Attualmente la seconda famiglia di servomeccanismi, pur essendo potenzialmente jam-tolerant, è impiegata in velivoli militari o aeromobili a pilotaggio remoto (Unmanned Aerial Vehicle, UAV), capaci di eseguire la propria missione in completa autonomia. Poiché tali velivoli richiedono un livello di ridondanza dei vari componenti equivalente a quello richiesto da quelli commerciali, si possono usare per ricavare informazioni da sfruttare in futuro su velivoli con equipaggio.

Un esempio di prototipo di UAV è il veicolo aereo senza pilota dimostrativo Barracuda, sviluppato da EADS Military Air Systems in Germania e Spagna allo scopo di dimostrare e testare tecnologie per sistemi UAV agili, autonomi e capaci di rete.
Il veicolo è interamente costruito in fibra di carbonio ed è caratterizzato da: lunghezza di 8,25 m, apertura alare di 7,22 m, peso massimo al decollo di 3,250 kg. Il sistema fly-by-wire primario ed i sistemi di controllo di volo secondari forniscono un'attuazione completamente elettrica per il Barracuda in volo. L'aereo utilizza un convenzionale carrello di atterraggio e decollo a ruote ed è equipaggiato con freni in carbonio ad azionamento elettrico E-brake, un sistema di frenata ridotto e ad alta affidabilità per aeromobili con equipaggio umano e senza equipaggio. Una stazione di controllo di missione a terra fornisce pianificazione della missione, monitoraggio e valutazione dei dati. Durante il volo, è possibile inserire comandi di alto livello per cambiare le missioni pre-programmate. L'intero sistema della stazione di controllo e dei veicoli aerei ha un piccolo ingombro logistico, quindi il sistema è facile da usare e da installare.

Figura 1.8: UAV Barracuda (©turbosquid.com)

Il principale concorrente di Barracuda in termini strategici è il nEUROn della compagnia francese Dassault, caratterizzato da un'accentuata tecnologia stealth. Un velivolo si dice stealth (dall'inglese, furtivo) se è realizzato con tecnologie che lo rendono impercettibile, o meglio, scarsamente percettibile ai radar o altri dispositivi di localizzazione. La tecnologia stealth viene raggiunta utilizzando una complessa filosofia del disegno, tramite l'utilizzo di particolari geometrie, di tecnologia, con l'impiego di motori silenziati, e della finitura, ad esempio utilizzando particolari vernici in grado di assorbire le onde elettromagnetiche, che serve a ridurre la capacità dei sensori del nemico per rilevare, inseguire, o attaccare l'aereo stealth. Questa filosofia prende in considerazione anche il calore, rumore, e altre emissioni (radar, radio) dell'aeromobile, dal momento che possono servire per localizzarlo.
L'obiettivo del programma nEUROn è dimostrare la maturità e l'efficacia delle soluzioni tecniche, ma non svolgere propriamente missioni militari. Gli scenari da convalidare attraverso i voli dimostrativi sono: l'inserimento nello spazio aereo del campo di prova, effettuare una missione subsonica aria-terra con rilevamento, localizzazione e ricognizione autonoma di bersagli terrestri senza essere rilevati e il rilascio di armi aria-superficie da un vano interno.
Le principali innovazioni tecnologiche che apporta sono:

- la forma del velivolo, in termini di buona aerodinamica e struttura composita innovativa,
- le tecnologie legate a problemi di bassa osservabilità,
- l'inserimento di questo tipo di velivolo nell'area di prova,
- gli algoritmi di alto livello necessari allo sviluppo dei processi automatizzati,
- l'intervento umano all'interno del ciclo di missione,
- la capacità di trasportare e consegnare armi da una baia interna.

Figura 1.9: Dassault nEUROn (©Dassault Aviation)

1.3 I comandi di volo

I comandi di volo costituiscono una parte degli impianti di bordo essenziale per la controllabilità e manovrabilità del velivolo. A seconda della categoria del velivolo, delle sue dimensioni e velocità sono possibili diverse tecniche per asservire il movimento delle superfici aerodinamiche di controllo ai comandi del pilota. Le soluzioni più comuni per i velivoli dell'aviazione generale sono basate solo su collegamenti meccanici ottenuti con cavi e aste: il pilota, agendo sulla barra di comando o sulla pedaliera, trasmette un movimento ad un cinematismo che arriva fino alla superficie di governo. La forza da applicare è funzione delle dimensioni del velivolo, della velocità di volo e dell'angolo di deflessione della superficie aerodinamica. Quando non è possibile, attraverso queste soluzioni meccaniche, avere degli sforzi di barra sostenibili dal pilota, si deve ricorrere ad un potenziamento finale del comando, tipicamente utilizzando energia idraulica o elettrica.
Una conseguenza dell'introduzione dei servomeccanismi nei comandi di volo è stata la possibilità di usare tecnologie di controllo attivo per la riduzione dei carichi di volo, la guida automatica, la stabilizzazione e la protezione da manovre fuori dall'inviluppo di volo, ossia le condizioni operative sopportabili in sicurezza dal velivolo. Tecnologie più recenti si basano sulla trasmissione dalla cabina di segnali elettrici, che opportunamente elaborati da un sistema di calcolatori, viene tradotto in comando delle superficie di governo (fly-by-wire, o FBW).
I movimenti di un aereo durante il volo vengono riferiti ad un sistema di assi, ortogonali tra loro e passanti per il suo baricentro, detti assi body:

- asse Y, trasversale o di beccheggio (pitch): attraversa l'ala nel senso della lunghezza e l'oscillazione intorno ad esso si definisce beccheggio, ruotando intorno a quest'asse il velivolo cabra se inclina la prua verso l'alto (nose up), picchia se inclina la prua verso il basso (nose down);
- asse X, longitudinale o di rollio (roll): attraversa la fusoliera da prua a poppa e l'oscillazione corrispondente si definisce rollio, ruotando intorno a quest'asse il velivolo rolla, cioè si inclina lateralmente, abbassando una semiala e innalzando quella opposta;
- asse Z, verticale o di imbardata (yaw): attraversa il velivolo verticalmente e l'oscillazione intorno ad esso si definisce imbardata, ruotando intorno a quest'asse il velivolo imbarda, cioè avanza una semiala e arretra l'altra.

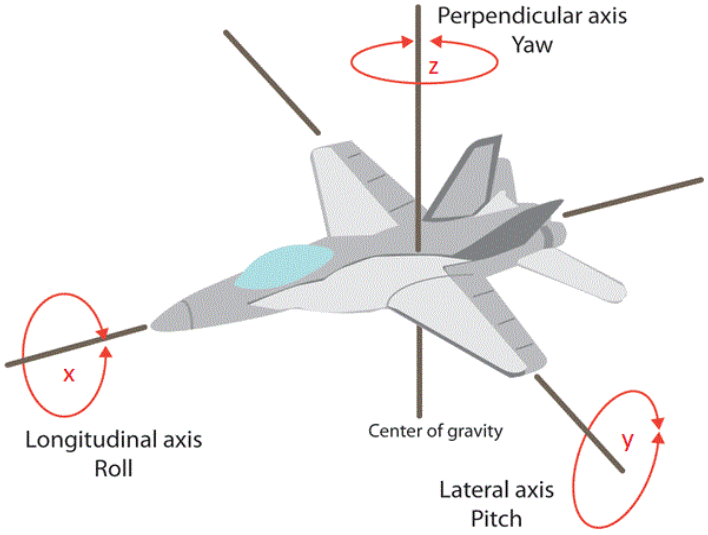

Figura 1.10: Assi di un velivolo (©machinedesign.com)

Gli aeromobili sono dotati di superfici mobili che provvedono alla manovrabilità ed al controllo d'assetto durante il volo. Tali superfici vengono classificate in comandi di volo primari, secondari e ausiliari.
I comandi primari servono per le manovre del velivolo rispetto ai tre assi di riferimento e permettono di variare la traiettoria del velivolo andando ad intervenire sui momenti aerodinamici intorno agli assi coordinati. Per garantire l'accuratezza dell'assetto i comandi primari sono controllati in modo continuo e per assicurare un'elevata affidabilità sono presenti più ridondanze e sono:

- alettoni, montati sul bordo di uscita dell'ala in prossimità dell'estremità, provocano differenza di portanza nelle due ali causando la rotazione del velivolo intorno al suo asse longitudinale (rollio).
- equilibratore, è il piano mobile di comando posto sul bordo di uscita dello stabilizzatore, provoca un aumento della portanza dello stabilizzatore ed una rotazione del velivolo intorno all'asse orizzontale (beccheggio).
- timone di direzione, realizza il movimento del velivolo intorno all'asse verticale (imbardata).

Si definiscono comandi secondari di volo tutte quelle superfici il cui effetto è quello di variare le prestazioni delle varie manovre realizzate tramite i comandi primari, ottimizzando l'aerodinamica del velivolo in funzione delle condizioni di volo. Essi servono per compensare durante il volo le variazioni di peso e gli effetti della velocità e sono composti da:

- stabilizzatore, compensa longitudinalmente l'aereo lasciando l'equilibratore in posizione neutra, spostando il baricentro grazie alla variazione dell'angolo di calettamento.
- alette (o tabs) di diverso tipo: correttrice (o trim tab), compensatrice (o balance tab), scompensatrice; tutte hanno il compito di variare il momento di cerniera.

Il sistema che comprende stabilizzatore, equilibratore e tab si dice complessivamente impennaggio orizzontale (o tail).
I comandi ausiliari comprendono dispositivi mediante i quali si ottengono forti aumenti della portanza (in decollo ed atterraggio) e/o forti aumenti della resistenza all'avanzamento quando è richiesta una rapida riduzione di velocità. Nello specifico sono:

- ipersostentatori, modificano il profilo dell'ala allo scopo di aumentare la portanza, in particolare nelle fasi di decollo ed atterraggio, e si dividono in: flaps sul bordo di uscita e slats o slots sul bordo di entrata dell'ala.
- aerofreni (o speed brakes), posizionati sul bordo di uscita superiore dell'ala, aumentano notevolmente la resistenza all'avanzamento, quindi riducono la velocità.
- diruttori (o spoilers) diminuiscono la portanza ed aumentano la resistenza.

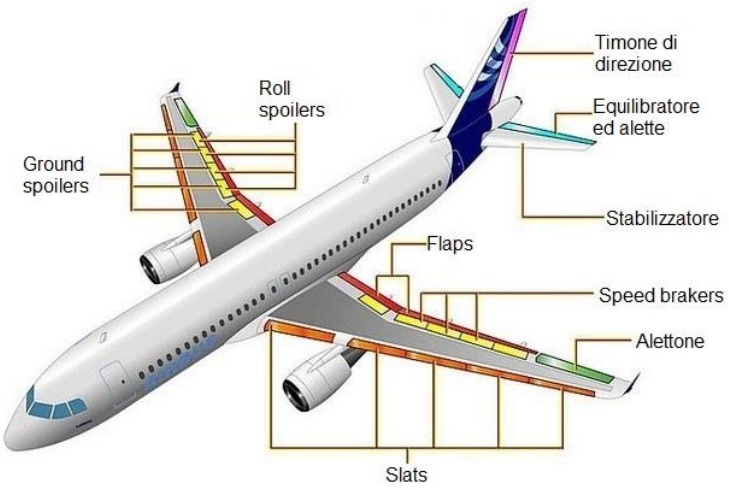

Figura 1.11: Comandi di volo

Inizialmente il sistema di comando delle superfici primarie era installato su tutti gli apparecchi come comando diretto di tipo meccanico tra l'organo di comando (la pedaliera) e la superficie di governo aerodinamico, tramite aste o funi, in modo che esercitando una certa forza sull'equilibratore si ottiene uno spostamento della barra di controllo. Tali sistemi di controllo sono stati considerati adeguati finché gli aerei non hanno raggiunto dimensioni e velocità di volo tali per cui il controllo non è stato più gestibile, malgrado si utilizzassero sistemi di compensazione aerodinamici, ad esempio perché gli sforzi da applicare sulla barra risultavano eccessivi. La soluzione consiste nel ricorrere ad un potenziamento finale del comando attraverso servosistemi a controllo meccanico o elettrico, in grado di generare le forze necessarie all'attuazione della superficie di controllo. I sistemi di attuazione sono composti da attuatori e relative interfacce (drive), che ricevono il segnale di input proveniente dalla centralina di volo (Flight Control Computer, FCC) e fanno sì che la superficie mobile di governo si muova in modo proporzionale e correlato al segnale in ingresso. Ogni attuatore generalmente ha una estremità collegata alla parte fissa del velivolo e l'altra incernierata alla superficie da movimentare. Quest'ultima è soggetta alle azioni aerodinamiche che vengono contrastate o equilibrate dalle forze degli attuatori, mediante un controllo in anello chiuso.
In tale contesto, gli EMA risultano essere una soluzione adeguata a sostituire il comando meccanico tradizionale, garantendo maggior rigidezza, ovvero limitata deflessione della superficie mobile, quando questa è soggetta a carichi esterni e maggiore potenza, mantenendo dei pesi e degli ingombri contenuti.

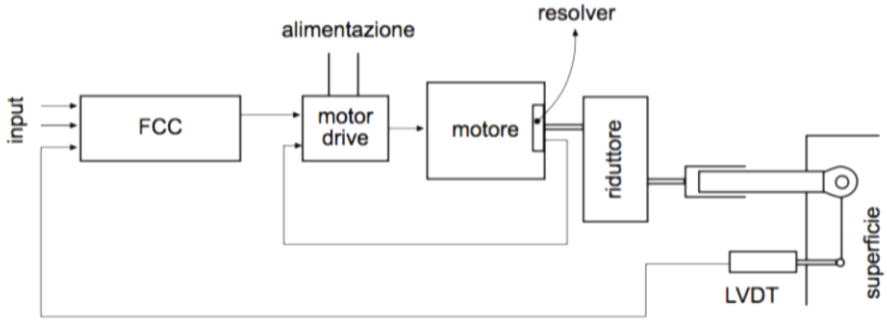

Figura 1.12: Struttura di un servocomando elettromeccanico [1]

La tecnologia elettromeccanica presenta migliore affidabilità e minore necessità di manutenzione, per cui in generale è caratterizzata da un minor costo. Inoltre, il risparmio di carburante conseguente alla riduzione di peso e l'eliminazione delle perdite di olio del circuito idraulico e della sostituzione dei filtri esausti, rispetto a una eventuale soluzione idraulica, comportano un minor impatto ambientale.

Capitolo 2

Stato dell'arte dei banchi prova per sistemi vite/madrevite a ricircolo di sfere

Al fine di definire nel dettaglio tutti gli elementi di cui il banco prova oggetto di questa tesi è composto, è necessario analizzare delle piattaforme sperimentali e banchi già esistenti e testati in ambito universitario e industriale, in modo da avere una panoramica completa di quelli che sono le tipologie presenti, le condizioni operative, i tipi di analisi condotte e i risultati ottenuti in termini di performance del sistema. Riassumendo i lavori correlati nell'attuale letteratura, si è riscontrato che la maggior parte dei lavori precedenti si è concentrata principalmente su diagnosi dei guasti delle viti a ricircolo di sfere e l'esplorazione del meccanismo di guasto. Altri spunti di ricerca e studio sono incentrati sull'incremento delle prestazioni delle trasmissioni, oppure l'accuratezza del posizionamento, la valutazione dell'usura o della fatica. Tuttavia, non è stata ancora completamente discussa la prognosi della degradazione della vite a ricircolo di sfere.
Da un'analisi dei brevetti riguardanti i dispositivi atti a testare le viti a ricircolo di sfere, si nota come sia possibile classificarli essenzialmente in tre sottogruppi in base all'obiettivo di ricerca:

- Sistemi di prognostica dei guasti, che investigano la fonte del danneggiamento e sviluppano tecniche di prognostica dei difetti;
- Sistemi per l'ottimizzazione dei parametri, che mirano a migliorare la precisione e il rendimento della trasmissione;
- Sistemi di tracciamento e controllo, che investigano i principali parametri che influiscono sulle prestazioni del sistema e ne tengono conto in fase operativa.

In questo capitolo viene presentato, dunque, uno stato dell'arte di tutti i banchi prova investigati, facendo particolare attenzione alla loro architettura, nello specifico al sistema di precarico, alla forza esterna, alle condizioni di attrito e all'inserimento di un gioco.

2.1 Sistemi di prognostica dei guasti

- La piattaforma in [2] è stata realizzata per studiare la degradazione di una vite a ricircolo di sfere e proporre una metodologia sistematica per la prognostica dei guasti, verificando se i dati provenienti da diversi livelli di degradazione possono essere classificati mediante gli strumenti di apprendimento automatico immediatamente disponibili.

Il modulo a ricircolo di sfere è fissato su una base di cemento e corre lungo la guida orizzontale durante il test. Il segnale integrato di velocità e coppia viene raccolto dal controller. Inoltre, sono installati tre accelerometri sulla madrevite, in testa e in coda alla base del cuscinetto per misurare la vibrazione di

questi componenti chiave. I dati vengono raccolti da una scheda di acquisizione. In questa ricerca sono stati utilizzati tre livelli di diverse condizioni di precarico di tipo nominale, medio e alto, sia per la vite a ricircolo di sfere che per la guida lineare.

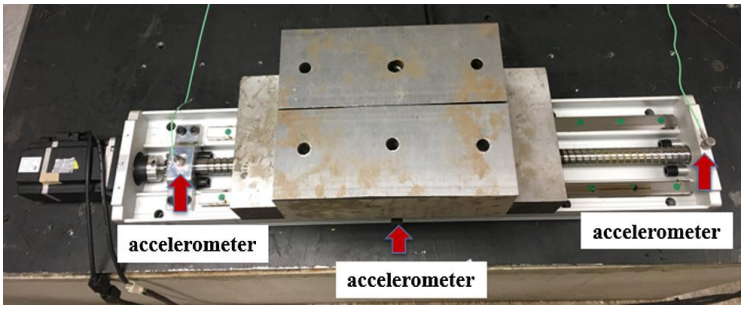

Figura 2.1: Banco prova per vite a ricircolo di sfere [2]

Sono stati pensati nove esperimenti comparativi, utilizzando diverse combinazioni della vite a sfere e della guida, mentre la vite mantiene sempre lo stesso livello di velocità. Successivamente, è stato progettato un secondo esperimento per investigare il processo di degradazione del sistema complessivo vite/madrevite, in cui il movimento della vite è stato limitato alla seconda metà della corsa completa per simulare l'effettivo utilizzo delle viti nelle macchine utensili a controllo numerico. È stato aggiunto un carico sul tavolo di lavoro che si trova al di sopra della madrevite.
Si è trovato che la vite si degrada più velocemente rispetto alla guida, coerentemente con quanto accade nell'ambito industriale. I risultati dell'analisi dimostrano che il segnale di coppia integrato è prezioso per la diagnosi dei guasti e l'identificazione dei guasti incipienti. Tuttavia, la presenza di detriti metallici può introdurre complessità all'analisi del segnale e anche compromettere la praticità dell'uso del segnale di coppia. Il segnale di vibrazione mostra una chiara tendenza esponenziale del degrado, ma è un po' meno sensibile del segnale di coppia per diagnosticare un guasto incipiente. L'analisi basata sulle vibrazioni è risultata più robusta di quella basata sulla coppia per quanto riguarda la presenza di detriti metallici.

- L'apparato sperimentale proposto in [4] è stato realizzato per concentrarsi sulla diagnosi di varie modalità di guasto: carenza di lubrificazione, perdita di precarico, usura della ghiera a sfera e guasto del sistema di ricircolazione.

Sono stati raccolti i segnali di vibrazione e temperatura per stabilire un modello di base di più guasti che facilita un'ulteriore classificazione dei guasti e il recupero delle cause alla radice. La direzione delle filettature sull'albero della vite provoca diversi schemi di vibrazione quando la madrevite si muove in avanti e all'indietro, perciò sono state investigate entrambe le direzioni di funzionamento.
Il sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere è fissato nel mezzo del meccanismo regolabile rotondo. Un'estremità della vite è collegata all'uscita del motore e l'altra estremità è fissata sul meccanismo di supporto in acciaio. Al fine di replicare quattro diversi guasti indotti sono selezionate per condurre i test una vite a sfere nuova con diversi livelli di precarico, due viti a sfera totalmente fallite dai clienti e una nuova vite a sfera sostituita con parti di ricircolazione difettate create dall'uomo.

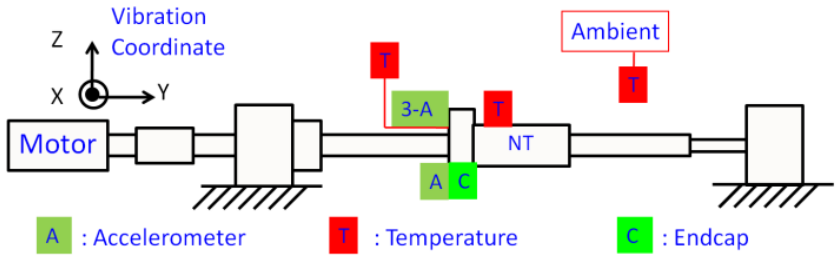

Figura 2.2: Apparato sperimentale per sistema vite/madrevite [4]

Come si vede in figura, sulla flangia della madrevite sono stati montati due accelerometri, mentre tre sensori di temperatura sono posizionati sulla flangia, sulla madrevite e sulla tavola del banco prova per misurare la temperatura ambiente.
Sono stati investigati due scenari di malfunzionamento: carenza di lubrificazione e perdita di precarico. Il primo caso può verificarsi se durante i processi di produzione si verificano problemi tipo il blocco di un ugello, la disconnessione della pompa di lubrificazione, etc. Il lubrificante sulla vite a ricircolo di sfere può ridurre l'attrito, prevenire la corrosione, raffreddare la vite a ricircolo di sfere e quindi prolungarne la durata in modo corrispondente, quindi la sua presenza deve essere monitorata.
La perdita di precarico, invece, è il problema più preoccupante in quanto per migliorare la precisione, il precarico viene utilizzato come metodo per aumentare la rigidità della vite a ricircolo di sfere. Tuttavia, dopo che la vite a sfera lavora continuamente, la superficie di contatto della scanalatura e delle sfere si deforma e quindi il precarico si deteriora gradualmente. Al fine di monitorare il degrado del precarico, si identificano i livelli di precarico attraverso l'analisi dei segnali di vibrazione.

- Il banco prova proposto in [5] è stato realizzato per determinare lo stato di prognostica del precarico delle sfere in un sistema vite/madrevite mediante il supporto di processi come le macchine a vettori di supporto (Support Vector Machine, SVM).

Il metodo è stato testato considerando l'uso di una vite pretensionata e differenti livelli di precarico della sfera. Lo stato del precarico è stato discriminato attraverso segnali di vibrazione e di corrente del servomotore. Sono state, inoltre, considerate madreviti con differenti rigidezze.
La piattaforma per testare il sistema di azionamento a singolo asse è stata modellata come un sistema a parametri concentrati smorzato con tre elementi passivi lineari, quali la molla e la massa, che sono elementi che conservano energia, e lo smorzamento viscoso che dissipa energia. Il servomotore a comando coppia aziona i sistemi meccanici rotativi o traslazionali. La rigidezza complessiva del servosistema può essere determinata dalla rigidezza della vite/madrevite stessa, che comprende l'albero della vite, la sfera, la madrevite, i cuscinetti di supporto e il piano di lavoro.

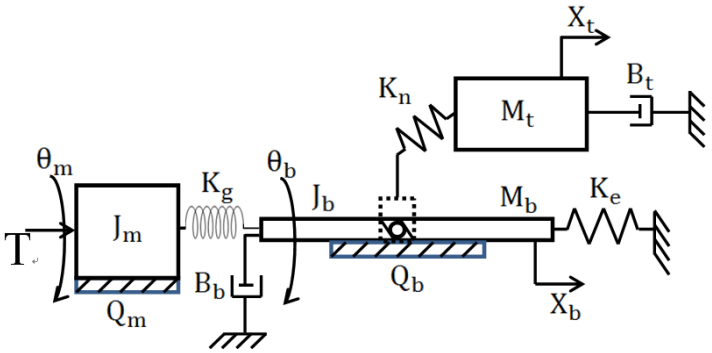

Figura 2.3: Schema del sistema di azionamento smorzato a singolo asse [5]

I risultati sperimentali hanno mostrato che i segnali di vibrazione rilevati dalle caratteristiche del precarico sono stati estratti con un precarico standard e il posizionamento non è stato significativamente

modificato nel tempo di funzionamento. Queste condizioni permangono anche aumentando o diminuendo il precarico.

- Il banco prova ideato in [6] è finalizzato ad individuare i guasti degli elementi e il deterioramento delle performance, mediante l'applicazione di indicatori di segnali e monitoraggio delle condizioni di lavoro.

È stato utilizzato il metodo basato sulle vibrazioni per ottenere i segnali e stimare la gravità del guasto e rilevare la posizione del difetto. È stato utilizzato il metodo di manutenzione basato sulle condizioni (Condition Based Maintenance, CBM) che rileva qualsiasi difetto del sistema e identifica la causa del fallimento in modo efficiente attraverso l'utilizzo di segnali indicatori che riflettono le condizioni operative effettive dei sistemi; di conseguenza non sono necessari costi e sforzi di manutenzione. Per questo processo sono necessari un'analisi accurata delle attrezzature e dei loro guasti, un monitoraggio appropriato dei segnali degli indicatori, una diagnosi corretta dei segnali di errore e un allarme della condizione.
Il banco è composto da un motore a corrente alternata, una vite a ricircolo di sfere e una guida lineare. Le sue dimensioni corrispondono a un decimo di un attuale sistema a vite a ricircolo di sfere normalmente utilizzato nelle macchine utensili CNC e nei sistemi di automazione. Con un accelerometro montato sulle madreviti vengono misurati i segnali di vibrazione della vite a ricircolo di sfere. Il banco ha una corsa di 267mm e si muove con una velocità di 133mm/s e un'accelerazione di 5.0mm/s^2. Al fine di simulare il difetto proveniente dall'albero scanalato della vite, sono stati punzonati sulla scanalatura dei fori di diametro 3mm con un trapano in metallo duro per simulare i difetti. Oltre all'accelerometro, sono presenti una scheda di acquisizione dati e un analizzatore di segnali.

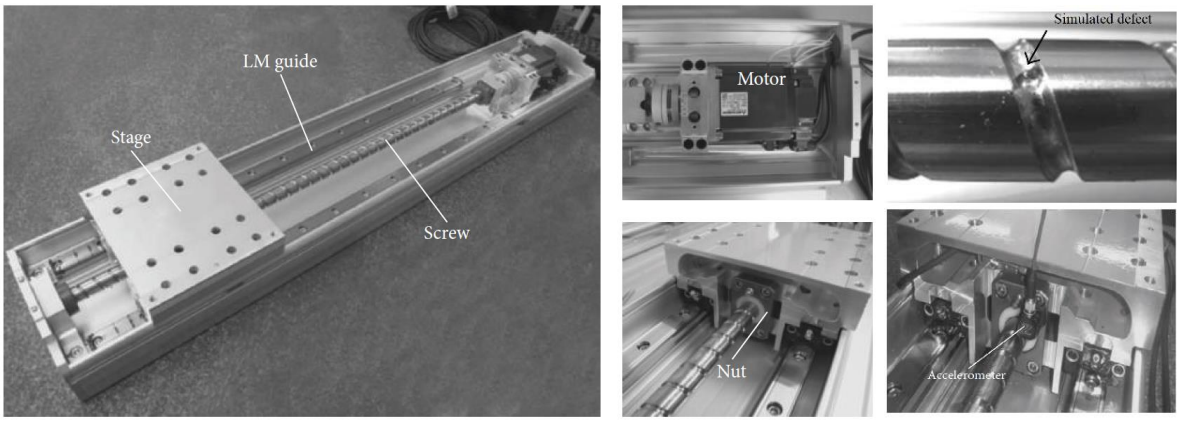

Figura 2.4: Banco prova per la vite punzonata [6]

I difetti indotti nella vite a sfere generano eccessivi segnali anomali tipo segnali di shock quando le madreviti passano attraverso una parte avente un difetto locale. Questo brusco cambiamento può essere rilevato dall'analisi dei segnali nel dominio del tempo.
La diagnosi del danneggiamento a fatica è stata fatta sotto l'ipotesi che la forza diminuisse all'aumentare delle condizioni di fatica, infatti ha prodotto grandi vibrazioni. Tenendo conto del progresso logaritmico del fallimento, l'ampiezza di un normale segnale viene settata al minimo, mentre quella dello sfaldamento tollerabile al massimo. Interpolando l'ampiezza tra i due segnali e ricavandone il valore percentuale, i risultati hanno mostrato che l'avanzamento della rottura è stato del 65% circa.

2.2 Sistemi per l'ottimizzazione dei parametri

- Il banco sviluppato in [3] è basato sull'accoppiamento della dinamica torsionale e assiale con quella laterale della vite, in quanto questo fenomeno influenza l'accuratezza di posizionamento e la vita a fatica del componente.

Il modello si propone di offrire una piattaforma più realistica per ottimizzare i parametri per applicazioni con macchine utensili ad alta velocità e alta accelerazione, dove le vibrazioni delle viti a ricircolo di sfere limitano la durata a fatica del meccanismo, la larghezza di banda del servosistema e la precisione di posizionamento della macchina.

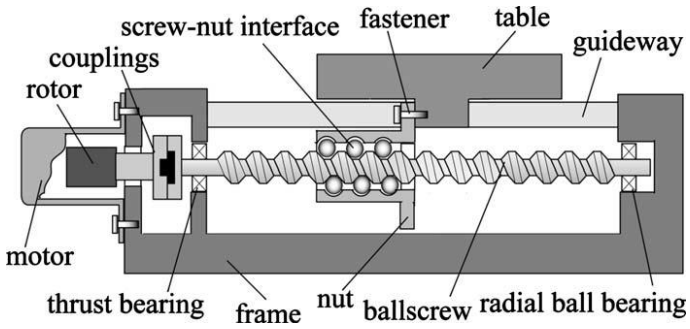

Figura 2.5: Componenti meccanici dell'azionamento della vite a ricircolo di sfere [3]

La vite a ricircolo di sfere è modellata come una trave di Timoshenko, con componenti relativamente più rigidi di come masse e inerzie collegate da molle multidirezionali a interfacce di giunti flessibili. È stato sviluppato un modello di madrevite per catturare l'interazione dinamica tra la dinamica assiale, torsionale e laterale della vite. Il modello è verificato sperimentalmente su una vite e ricircolo di sfere a singolo asse. Essa è attaccata all'albero del motore mediante un accoppiamento e bloccata assialmente e radialmente da un cuscinetto reggispinta dal lato motore. La vite non è supportata, se è corta, oppure è supportata da un cuscinetto radiale per fornire libertà assiale per consentire la sua espansione termica. Esistono anche viti a sfere pretensionate la cui estremità è supportata assialmente per tenerla in tensione. In questo modo, le sollecitazioni termiche vengono ridotte. Il movimento rotatorio della vite viene convertito in uno traslatorio della madrevite, che è collegata al tavolo supportato dalle guide su due lati paralleli.

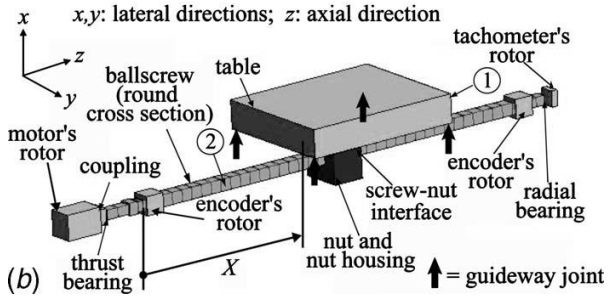

Figura 2.6: Rappresentazione schematica del banco prova per vite a ricircolo di sfere [3]

Sono state effettuate delle prove dinamiche eccitando il motore con un comando di coppia e misurando le vibrazioni assiali mediante un accelerometro. Successivamente, oltre alla coppia al motore è stato aggiunto uno spostamento laterale della vite, che induce vibrazioni laterali, il che conferma l'esistenza di un accoppiamento tra vibrazioni assiali/torsionali e laterali. Quindi la dinamica laterale della sfera nella vite deve essere considerata in quanto influisce sulla precisione di posizionamento del tavolo durante

il moto. Il modello proposto fornisce, inoltre, una previsione migliorata degli errori di posizionamento che si verificano durante i movimenti ad alta accelerazione.

- La piattaforma ideata in [8] stima e ottimizza l'influenza della velocità sulla deformazione elastica generata dal moto ad alta velocità o ad accelerazioni variabili.

Al fine di analizzare l'influenza della velocità in movimento sulla deformazione elastica, sono stati condotte simulazioni con due traiettorie contenenti salti di velocità. Il modello dinamico utilizzato presenta una coppia generata da una spinta assiale dovuta alla trasmissione del moto alla madrevite. Applicando un carico continuo sul tavolo di lavoro è possibile identificare la rigidezza e la deformazione elastica delle due traiettorie scelte.
Come i più comuni banchi prova per vite a ricircolo di sfere, questo è composto da un motore, un giunto di accoppiamento, la vite a sfere supportata da cuscinetti rotanti, la madrevite e un tavolo di lavoro, vincolati in modo che la madrevite sia costretta a muoversi assialmente sulle guide lineari. L'estremità anteriore della vite a ricircolo di sfere è fissata da due cuscinetti a contatto obliquo e l'estremità posteriore è supportata da un cuscinetto.

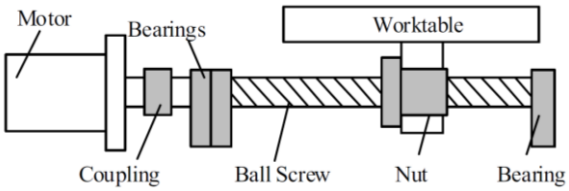

Figura 2.7: Schema del banco prova [8]

Per identificare la rigidezza dei componenti, i meccanismi di carico è guidato da una madrevite al fine di applicare il carico assiale sul piano di lavoro e misurarlo in tempo reale. La piastra di carico è collegata con la madrevite azionata da una trasmissione a vite a ricircolo di sfere. Il carico può essere controllato regolando la differenza di posizione tra il motore master e il motore slave. Per applicare tensione e compressione sui due lati della piastra di carico sono installate due molle a compressione. Una cella di carico per tensione e compressione è installata all'estremità del meccanismo per testare il carico. Per garantire che non ci sia alcuna coppia aggiuntiva applicata sul piano di lavoro, vengono adottati due meccanismi di carico distribuiti simmetricamente attorno all'azionamento delle viti a ricircolo di sfere.

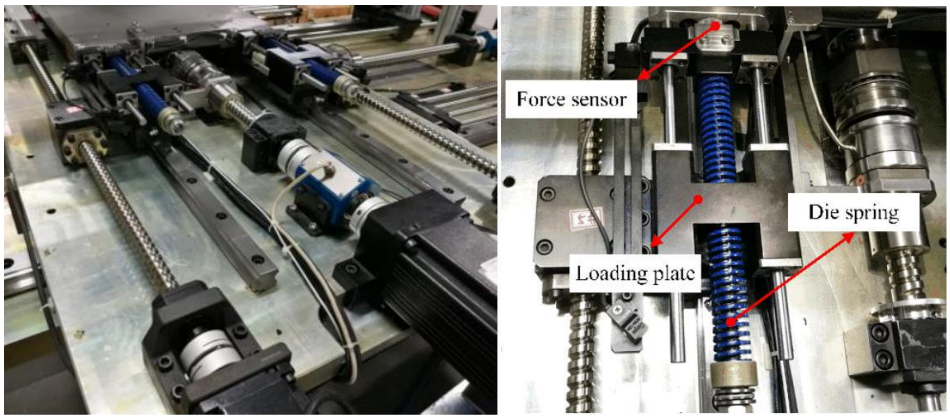

Figura 2.8: Meccanismo di carico [8]

Per testare la rigidezza assiale dei cuscinetti di supporto, della vite a ricircolo di sfere e della madrevite, sono stati adottati tre sensori laser. Il primo sensore di spostamento laser è posizionato dietro il cuscinetto di supporto anteriore per testare lo spostamento assiale della parte circolare che è fissata sull'estremità anteriore della vite a sfere, come mostrato in Figura 2.9. Poiché la parte anteriore della sfera è fissata

sui cuscinetti di supporto anteriori, lo spostamento assiale dell'estremità anteriore della vite a ricircolo di sfere è considerato essere uguale allo spostamento assiale dei cuscinetti di supporto anteriori. Il secondo sensore di spostamento laser è posizionato dietro la parte posteriore della vite a sfere per testare lo spostamento assiale della vite e il terzo sensore di spostamento laser è posizionato dietro al tavolo di lavoro per testare lo spostamento assiale del tavolo stesso. Il primo sensore fornisce lo spostamento assiale dei cuscinetti di supporto anteriori. La differenza tra il sensore 1 e il sensore 2 è la deformazione assiale della vite, mentre la differenza tra sensore 2 e sensore 3 è la deformazione assiale della madrevite. Il carico assiale applicale è di 0-1568 N e la velocità di 46,7 N/s.

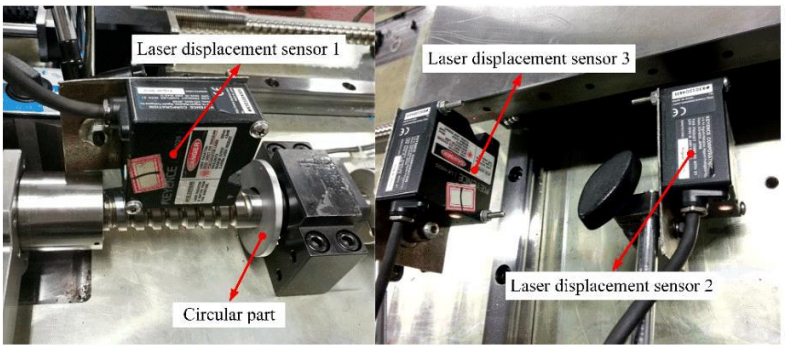

Figura 2.9: Sensori di misura [8]

I risultati simulati si adattano a quelli sperimentali con alta precisione. Il rapporto tra la deformazione elastica delle viti a ricircolo di sfere e la velocità è lineare in base ai risultati sperimentali. Poi i risultati della simulazione sono stati usati per compensare la deformazione elastica basata sul metodo di compensazione feedforward e tali risultati confermano che il modello dinamico proposto e il metodo di compensazione riescono a migliorare la precisione di posizione delle viti a ricircolo di sfere.

- In [11] è stato costruito un banco per esaminare la relazione tra il precarico e la coppia di disturbo sull'albero della vite, basata su un nuovo metodo per calcolare la forza di contatto normale tra le sfere e la vite in assenza di forza esterna.

È stato messo a punto un meccanismo di precarico variabile e un sistema di misura per la coppia di disturbo, mediante tre celle di carico e un sensore di forza. Il meccanismo proposto è costituito dai seguenti componenti: due dadi scanalati (1), un distanziatore (2), una madrevite master (8) e una madrevite slave (6), due molle a disco (5), tre celle di carico a tensione e compressione (3), una chiavetta (7) e una bussola (4).

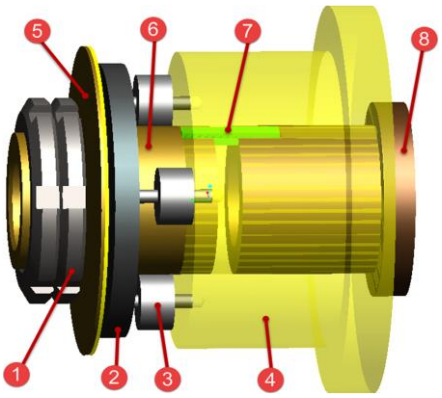

Figura 2.10: Meccanismo a precarico variabile [11]

Il meccanismo è stato costruito con la possibilità di regolare la forza tra la madrevite principale e quella slave, ruotando due dadi scanalati sulla madrevite slave appositamente progettata con filettature esterne.

Due molle a disco sono installate tra i dadi scanalati e un distanziale. Una volta che i dadi vengono ruotati per comprimere le molle a disco, la forza esercitante agisce sul distanziatore, sulle celle di carico, sul manicotto e sulla flangia della madrevite principale in sequenza, quindi allarga lo spazio tra le madreviti principale e slave, schiacciando le sfere all'interno. Pertanto, viene applicato un precarico alla vite a ricircolo di sfere, regolabile comprimendo le molle a disco. Va sottolineato che quando si costruisce il meccanismo di regolazione del precarico, il diametro delle sfere all'interno delle madreviti viene leggermente sottodimensionato per assicurare che il precarico applicato iniziale sia zero. Inoltre, la chiavetta assicura che le due madreviti si muovano nella direzione dell'asse della vite senza ruotare. In base al segnale di uscita delle celle di carico di tensione e compressione, il precarico applicato può essere ottenuto in tempo reale attraverso il sistema di acquisizione del precarico (Figura 2.11), dove sono presenti le celle di carico (1), la vite (2), il sensore di forza (3) e l'unità di supporto (4). Il carico dinamico della vite a ricircolo di sfere utilizzato in questo studio è 35kN, perciò il precarico normale è di 3.5kN essendo in genere non superiore al 10% della sua capacità di carico dinamico.
Un'estremità della vite a sfera è collegata al servomotore e l'altra estremità è fissata al centro della contropunta. Il movimento circonferenziale della madrevite è vincolato dal dispositivo di misurazione e dalla biella. Una unità di supporto regolabile verticale appositamente progettata sul piano di lavoro è in contatto con la pista dell'albero della vite durante la misurazione, quindi il piano di lavoro si alimenterebbe in entrambe le direzioni dell'asse di avanzamento dell'albero della vite così come fa la madrevite quando l'albero ruota. In questo modo l'attrito del movimento circonferenziale misurato dal sensore di pressione moltiplicato per il braccio di forza è la coppia di trascinamento della vite a ricircolo di sfere. Allo stesso tempo, il precarico viene registrato dal sistema di acquisizione del precarico. La coppia di trascinamento è stata misurata a 100 giri/min senza carico assiale, in cui sono stati impostati quattro livelli di precarico. Quando non viene applicato alcun precarico sui dadi, la coppia di trascinamento misurata risulta essere circa pari a zero, il che significa che il precarico applicato iniziale è zero.

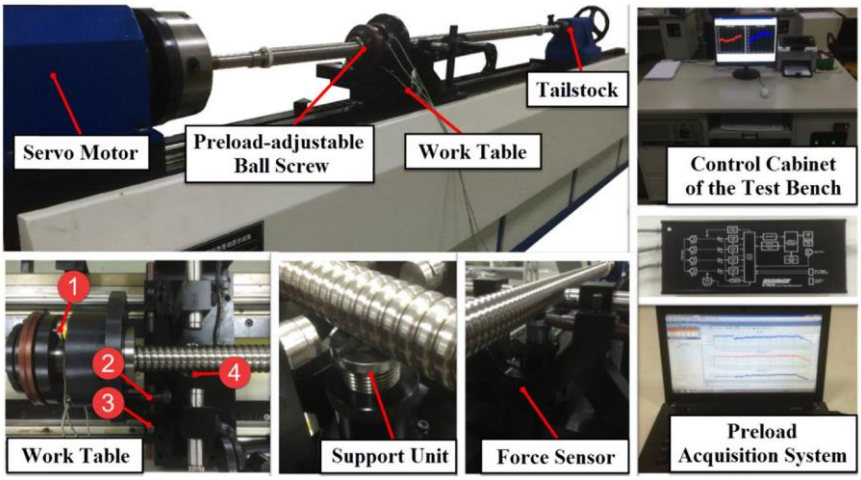

Figura 2.11: Sistema di acquisizione della coppia e del precarico [11]

I risultati sperimentali hanno mostrato che esiste una correlazione di tipo lineare tra il precarico e la coppia che agisce come disturbo sul meccanismo di precarico, poiché un alto precarico porta ad un'alta rigidezza di contatto così che si riesca a sostenere la dinamica del meccanismo desiderata. Il fatto che la coppia diminuisca all'aumentare del precarico può migliorare la stabilità del sistema vite a ricircolo di sfere durante il funzionamento e permettere una migliore performance del sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere.

- Il banco prova proposto in [14] è stato realizzato con l'obiettivo di fornire una risposta al gradino della precisione del nanometro mediante un sistema di controllo retroazionato applicato ad un sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere.

Esso è composto da un servomotore DC che ruota la vite, che sposta il tavolo da 16.7 kg avente corsa completa pari a 200 mm. Lo spostamento del tavolo, misurato da un sistema di misurazione laser, viene inviato al servomotore tramite un microcomputer. La differenza di spostamento tra quello desiderato e la posizione attuale viene moltiplicata per il guadagno proporzionale, creando il comando in tensione di input per il servoamplificatore. Una tensione di 1V sposta la tabella ad una velocità di 17.4 mm/s. Tra la madrevite e la tavola, è installata un'unità galleggiante per assorbire la scentratura radiale del dado dovuta alla flessione della vite di comando. Questo sistema meccanico può sostituire facilmente una qualsiasi delle tre viti guida. Poiché il servoamplificatore contiene un elemento integrativo per compensare l'errore di velocità assiale del motore, questo sistema di controllo non causa un errore di deriva dovuto all'attrito alla vite guida e alla guida del tavolo. Per confrontare le caratteristiche di queste viti, vengono scelte viti della stessa dimensione e della stessa coppia di attrito a bassa velocità. La vite ha un diametro esterno di 20 mm, una lunghezza di 5 mm e una lunghezza totale di 455 mm. La coppia di attrito a bassa velocità fa ruotare l'albero della vite con un carico esterno dell'attrito della guida della tavola di 1N alla velocità assiale di 20 giri/min. Ciascuna vite di comando ha una coppia generata dall'attrito della guida della tavola e dal precarico della madrevite, pari al 10% del carico dinamico nominale base, come raccomandato.

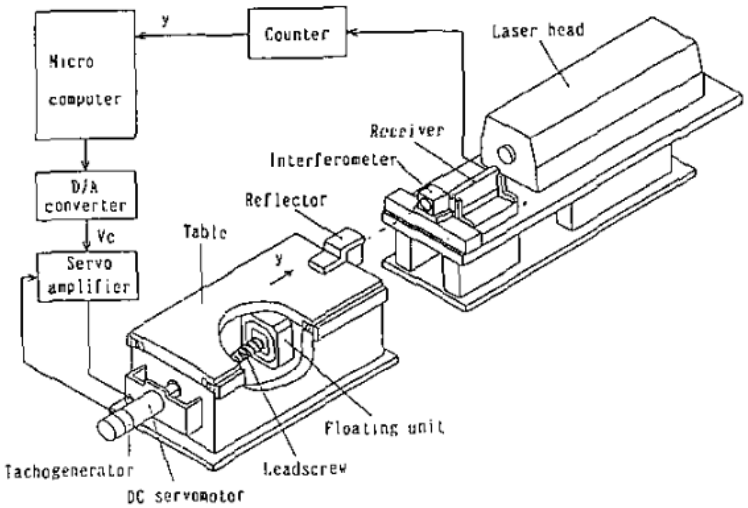

Figura 2.12: Schema del banco prova sperimentale [14]

Poiché un semplice controllo proporzionale porta a un evidente errore di deviazione causato dalla quantizzazione di un guadagno proporzionale e da un convertitore D/A, si può ridurre questo errore e la sua dispersione con un controllo detto "bit". La sfera con l'accuratezza più bassa mostra una precisione del nanometro, anche se un grande scarto della madrevite dovuto alla sua flessione comporta un leggero movimento di inclinazione e una deviazione verso il tavolo. Poiché la vite ha uno smorzamento viscoso minore della vite, è più sensibile di quest'ultima, perciò per un piccolo spostamento del tavolo, la sfera ha una caratteristica elastica mentre l'albero della vite ha una caratteristica non lineare. Questo porta al verificarsi del fenomeno dello stick-slip tra la vite e la madrevite, ossia un fenomeno nel quale la massa viene tirata lentamente da una forza elastica. Quando la forza è tale da superare l'attrito statico, il corpo, in questo caso la sfera, si muove ma viene frenato dalla forza di attrito e ritorna in stato di quiete, in quanto la forza esterna è talmente piccola da non riuscire a mantenere la sfera in moto di strisciamento. Tra i due componenti, la vite è quella che si comporta in modo elastico e mostra un

posizionamento a livello nanometrico nonostante la sua ampia variazione nella coppia di attrito e con la precisione più bassa.

- Altre analisi sulla precisione di posizionamento sono state condotte in [15], questa volta sotto variazioni di precarico in un sistema a doppia madrevite. Modificando un classico metodo che utilizza una vite con un precarico costante e una doppia madrevite, il nuovo metodo sfrutta la deformazione elastica che avviene nelle viti accompagnata dalla variazione del precarico.

Sulla vite di comando è fissato un piezoelettrico zirconato titanato (Piezoelectric Zirconate Titanate, PZT) in modo che si possa deformare, mentre un sensore per rilevare il precarico viene inserito nella doppia madrevite. Se la lunghezza del PZT viene cambiata, il precarico cambia e porta alla deformazione elastica delle filettature e dell'albero della vite. Di conseguenza, la tavola collegata ad una madrevite viene spostata leggermente, quindi si realizza un posizionamento ultrapreciso su un percorso trasversale lungo in combinazione con il posizionamento grossolano mediante un movimento regolare della vite e un posizionamento fine mediante la variazione del precarico. Entrambe le viti a ricircolo di sfere e scorrevoli sono utilizzate in questa unità. Il lato sinistro dell'albero della vite è vincolato a muoversi nella direzione assiale, mentre il lato destro può muoversi liberamente. La tavola può essere collegata alla madrevite 1 dal lato fisso o alla madrevite 2 dal lato libero. Quando la tavola è collegata alla madrevite 1 si verifica uno spostamento meno rilevante. La massa della tavola è di 10.7 kg ed è guidata da un cuscinetto a rulli incrociati. Il PZT si deformato attraverso un amplificatore controllato da un PC. La modifica del precarico che si verifica dopo che la deformazione PZT è stata rilevata dal sensore ad anello in acciaio con gli estensimetri attaccati sul suo bordo. Lo spostamento del tavolo viene misurato con una scala laser di risoluzione 8nm o un sensore di posizione di tipo capacitivo senza contatto con risoluzione 1nm. I valori misurati vengono inviati al PC. L'unità di alimentazione è montata su un tavolo di isolamento dalle vibrazioni con molle pneumatiche.

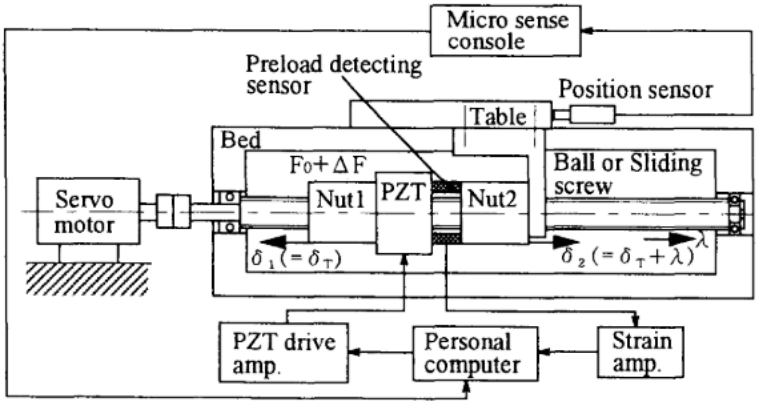

Figura 2.13: Schema dell'unità di precisione [15]

Si è visto che lo spostamento della tavola ottenuto con l'aumento del precarico coincide con quello risultante da una riduzione del precarico. Questo perché il controllo con precarico variabile, basato su una corrispondenza uno ad uno delle variazioni di precarico e spostamento, è necessario per superare il problema di isteresi dell'attuatore piezoelettrico adottato come una parte deformabile nella madrevite. Inoltre, il precarico può essere usato come un metodo di misura per individuare lo spostamento della tavola al posto di utilizzare un sensore di posizione che a volte mostra un comportamento non reale dovuto al comportamento instabile nella regione del nanometro.

- Un altro banco prova per posizionamento ultrapreciso e analisi dei comportamenti microscopici non lineari di una sfera in un sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere è fornito in [18].

Sperimentalmente viene chiarito che il comportamento non lineare a livello microscopico del meccanismo di posizione guidato da una vite a ricircolo di sfere è affetto non solo dal ricircolo stesso delle sfere, ma anche considerevolmente dai cuscinetti a sfera che supportano l'albero della vite. Inoltre, la vite a ricircolo di sfere e i cuscinetti a sfere hanno delle loro proprietà in base alla regione elastica a cui fanno riferimento e danno un proprio contributo alle proprietà totali del meccanismo che cambiano in una maniera complicata. Per dimostrare le proprietà elastiche, viene proposto un modello visco-elasto-plastico.
L'apparato sperimentale è stato progettato e costruito per determinare con precisione il comportamento microscopico non solo della vite a ricircolo di sfere, ma anche dei cuscinetti a sfera che supportano l'albero della vite. La Figura 2.14 mostra l'attrezzatura: un servomotore CC di 220W fa ruotare l'albero della vite mentre la madrevite trasla in direzione assiale. Quest'ultima è supportata da un sensore di coppia (A) per bloccare la rotazione. Il sensore di coppia A è fissato a un meccanismo a cerniera flessibile con due gradi di libertà, in direzione verticale e direzione laterale perpendicolare all'asse dell'albero della vite. La flessione è supportata da due seguicamma, ossia cuscinetti che rotolano lungo i bordi diritti posti su piani identici che comprendono il centro di gravità della flessione. Usando il meccanismo a cerniera flessibile e i seguicamma, il dado si muove senza intoppi in direzione assiale senza vincoli eccessivi. Entrambe le estremità dell'albero della vite sono supportate da cuscinetti a sfera.La madrevite, i cuscinetti e il motore sono supportati ciascuno dai sensori di coppia A, B, C e D in modo che la coppia che agisce su ciascun elemento possa essere misurata indipendentemente. Il sensore di coppia è realizzato appositamente utilizzando la lavorazione con elettro-filo per formare i restanti tre fasci sottili su cui sono fissati i calibri per rilevare la coppia che agisce sulla parte interna del sensore. I sensori di coppia sono calibrati con precisione su uno speciale banco prova con cella di carico standard. I sensori capacitivi misurano lo spostamento assiale della madrevite. Un encoder rotativo ottico misura l'angolo di rotazione dell'albero della vite. Il disco ottico dell'encoder rotativo è fissato all'albero della vite direttamente, mentre il rilevatore è fissato alla piastra di base. Il controllo del motore e l'acquisizione dei dati misurati vengono eseguiti da un PC.

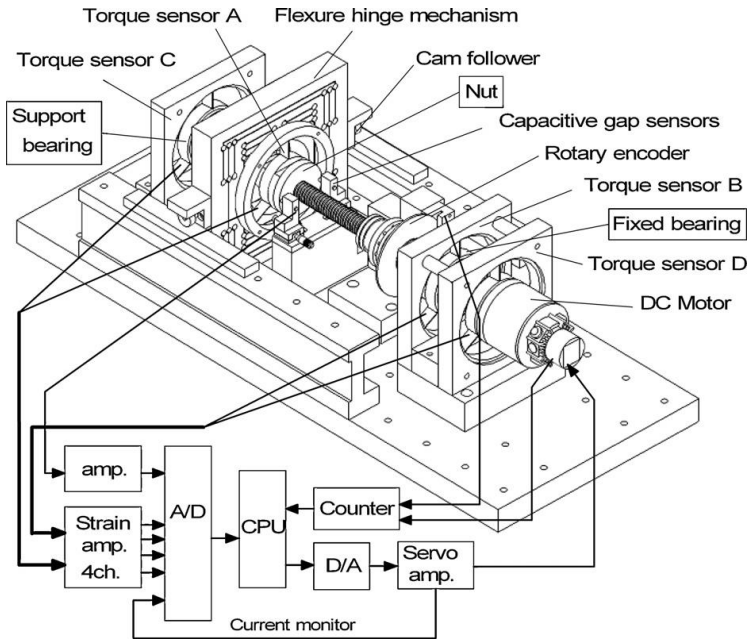

Figura 2.14: Apparato sperimentale per vite/madrevite a ricircolo [18]

I risultati mostrano che i dati sperimentali sono perfettamente coerenti con il modello e confermano che il comportamento non lineare microscopico della vite a ricircolo di sfere è influenzato non solo dalle sfere nella vite, ma anche notevolmente dai cuscinetti a sfera di supporto per l'albero della vite. Il sistema di

simulazione che utilizza il modello visco-elasto-plastico può essere utilizzato per ottimizzare un meccanismo di posizionamento mediante viti a ricircolo di sfere e anche per progettare un sistema di controllo di meccanismi di posizionamento ultraprecisi con risoluzione nanometrica. Il movimento delle sfere della vite a ricircolo, in base alla rotazione dell'albero della vite, è maggiore del cuscinetto a sfera e la sua ellisse di contatto è più piccola del cuscinetto a sfera, quindi il campo elastico della vite a ricircolo di sfere appare più piccolo del cuscinetto a sfere.

- Il banco costruito in [19] mira all'ottimizzazione energetica dell'applicazione della vite a ricircolo di sfere quale sistema per il ricircolo di potenza.

Il nucleo centrale del banco prova prevede l'utilizzo di due chiocciole flangiate montate sulla medesima vite contrapposte tra loro, in modo da permettere più soluzioni per l'applicazione dei carichi. Sono state inserite delle molle a tazza all'esterno delle due chiocciole in modo da poter installare il sistema di precarico e regolarlo in maniera più precisa e semplice. Esse garantiscono elevata rigidezza, bassi precarichi per generare elevate forze e geometria favorevole nel caso di inserimento su un albero. Per generare il precarico è presente una piastra forata centralmente e in contatto con gli elementi da comprimere, ma esterna alle chiocciole; inoltre sono impiegate altre due piastre forate al centro, installate sulle flange delle chiocciole. Per chiudere il ricircolo di potenza sono presenti delle colonnine di metallo, denominate torrette, che collegano le piastre esterne. Esse vengono anche utilizzate per il monitoraggio del carico utilizzando alcuni estensimetri su ogni torretta.
Per rendere indipendenti le rotazioni delle chiocciole è presente un cuscinetto tra la molla e la piastra. Le torrette quindi rendono il sistema chiuso, trasferiscono le forze delle molle alle estremità delle piastre e permettono il ricircolo di potenza. Per impedire la rotazione di tutto il sistema descritto attorno all'asse della vite, bloccando quindi questo grado di libertà, sono presenti due alette metalliche collegate a ciascuna piastra su cui sono montate le chiocciole, vincolate a delle guide rettilinee per permettere la traslazione del sistema creato. Queste ali sono fissate a dei carrelli a ricircolo di sfere su due guide rettilinee simmetriche, poste parallelamente all'asse della vite. L'oggetto così composto costituisce un dispositivo chiuso al suo interno per far ricircolare la potenza: la forza delle molle infatti si scarica direttamente sulla via principale, passando sull'asse della vite, mentre ritorna al punto di origine utilizzando una via, per così dire, esterna, grazie alle torrette di collegamento delle piastre.
Tutto il sistema composto da molle a tazza, appoggio cuscinetto e cuscinetto assiale, è posizionato su un supporto denominato campana, che presenta un forma cilindrica cava e si posiziona sulla flangia della chiocciola, garantendo il centraggio rispetto alla vite e consentendo il trasferimento del carico dalle molle alla piastra, evitando in tal modo il contatto tra le molle e la flangia della chiocciola che presenta una superficie bullonata, e proteggendo la vite da un ipotetico urto con le molle stesse.Per realizzare il precarico della molla è stata utilizzata una ghiera di chiusura opportunamente progettata che si avvita sulla piastra non collegata alle chiocciole, forata centralmente, il cui foro sarà filettato.

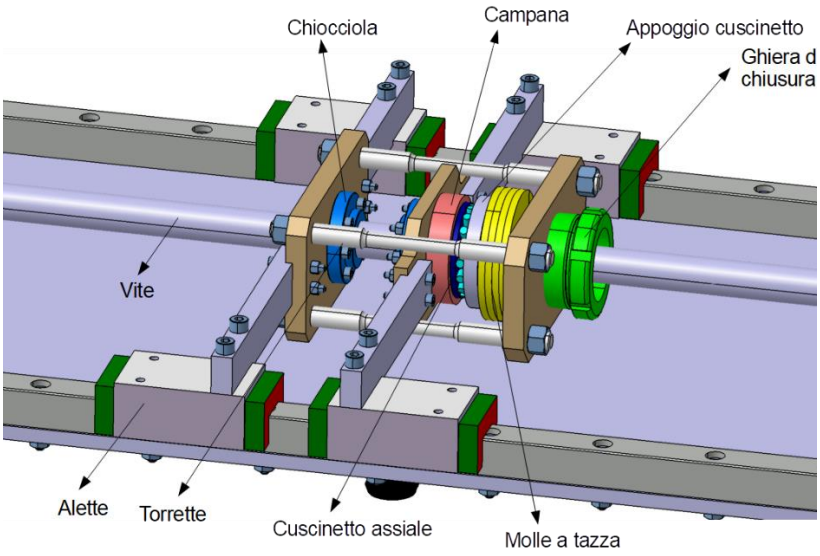

Figura 2.15: Sezione blocco centrale del banco prova [19]

Nel sistema descritto quindi la potenza resistente è confinata all'interno del blocco centrale. Il motore deve quindi vincere le sole forze inerziali degli oggetti che traslano con moto alterno e le dissipazioni dei carrelli e della trasmissione vite-madrevite; infatti, tale sistema, come tutte le trasmissioni meccaniche, presenta rendimenti non unitari, i cui valori tipici si attestano a circa 0.9.
Il monitoraggio dell'usura viene fatto grazie agli estensimetri posti sulle torrette. Il progressivo usurarsi delle sfere o dei filetti produce giochi nel meccanismo che fanno progressivamente scaricare la molla. Sulle ali si possono misurare le reazioni vincolari che si scaricano sui carrelli e risalire al rendimento delle chiocciole conoscendo i valori della forzante e della coppia motrice. Per la misura della coppia che il motore genera ed applica al banco sarebbe necessario installare un torsiometro, ma per evitare di dover modificare il banco e ovviare a tale problema si ricorre alla misura delle correnti applicate al motore dall'azionamento. Tale segnale è quindi collegato agli ingressi analogici della scheda per essere acquisito. Per determinare la forza scaricata sui pattini dal sistema e quindi la componente di attrito dovuta ai pattini si modifica una coppia di ali appartenenti ad una piastra, inserendo un ponte estensimetrico sull'ala per misurare la deformazione dovuta al momento flettente e da questo risalire alle reazioni vincolari sul pattino. Per misurare tale deformazione il profilo dell'ala è stato modificato rendendo la sezione resistente molto più sottile per apprezzare le deformazioni.

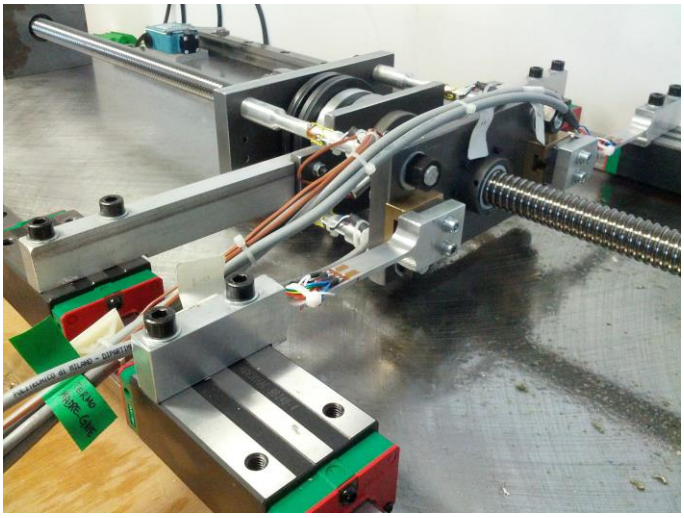

Figura 2.16: Installazione delle ali modificate con ponte estensimetrico [19]

Un ulteriore parametro sperimentale che si può analizzare è la temperatura in esercizio della trasmissione, ottenuta mediante l'introduzione di termocoppie nelle madreviti. Questa grandezza infatti entra in gioco quando le viti lavorano con carichi gravosi e può modificare le condizioni di esercizio, peggiorando le proprietà tribologiche del sistema diminuendo la resistenza all'usura.
Osservando i risultati delle prove sperimentali effettuati a diversi carichi e velocità di lavoro si deduce che il rendimento dipende dall'angolo di contatto, dal carico e dalla temperatura delle madreviti sul quale non sono state effettuate particolari verifiche.

2.3 Sistemi di tracciamento e controllo

- La struttura del banco prova costruito in [7] è finalizzata ad un uso in parallelo del controllore per un sistema di azionamento a vite a ricircolo di sfere soggetto a significative variazioni dinamiche durante le lavorazioni ad alta velocità (High Speed Machining, HSM).

Il controller è composto da due controller con due obiettivi diversi: tracciamento della posizione per pezzi che devono percorrere traiettorie ad alta velocità e alta precisione e controllo di vibrazioni strutturali causate dalla forza di taglio di disturbo attorno alle frequenze di risonanza del sistema. Il primo è di tipo tempo-invariante per migliorare l'accuratezza di posizione e velocità della tavola, riducendo il guadagno a bassa frequenza della funzione di sensitività e aumentando la larghezza di banda del sistema in anello chiuso. Il secondo è programmato per la soppressione delle vibrazioni, smorzando i modi eccitati mediante la variazione della frequenza di risonanza. È dimostrato sperimentalmente che il controller a struttura parallela è efficace nel raggiungere alte prestazioni sia nel tracciamento della traiettoria che nel rifiuto della forza di taglio.
Un motore rotante a corrente continua aziona un tavolo da lavoro tramite una vite a ricircolo di sfere, un riduttore ad ingranaggi e un sistema di madreviti. Applicando una tensione al motore, si genera una coppia sull'albero della vite lungo 820mm che è collegata all'albero del motore, misurata da un encoder rotativo. Il movimento rotatorio della vite è tradotto in movimento lineare mediante il rotolamento delle sfere e misurato da un encoder lineare. Inoltre, viene applicata al tavolo una forza esterna, che rappresenta la risultante delle forze di taglio e dell'attrito lungo l'asse della vite.

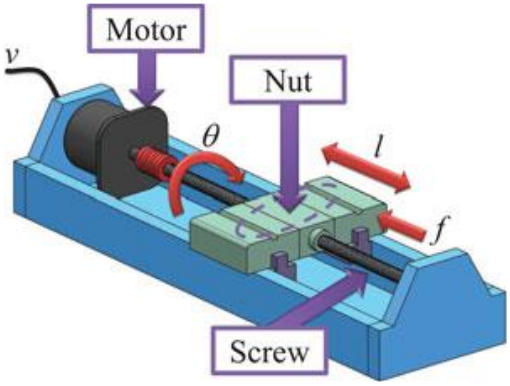

Figura 2.17: Banco prova per la vite a ricircolo di sfere [7]

Il rilevamento e il controllo della soppressione delle vibrazioni nei sistemi di azionamento a vite a ricircolazione di sfere non sono semplici per vari motivi. Primo, la larghezza di banda del sistema impone dei vincoli sulla velocità di tracciamento. Inoltre, le forze di taglio applicate vicino alle frequenze di risonanza possono eccitare i modi propri del sistema e indurre forti vibrazioni della struttura della macchina e, quindi, peggiorare la traiettoria e il monitoraggio delle prestazioni. In terzo luogo, la dinamica della vite a ricircolo di sfere varia continuamente durante la lavorazione in funzione della

variazione della rigidezza e della riduzione della massa del pezzo a causa della rimozione del materiale e questo limita ulteriormente le prestazioni ottenibili delle viti a ricircolo di sfere.
I risultati sperimentali hanno convalidato l'efficacia del controller progettato in entrambe le prestazioni di monitoraggio e soppressione delle vibrazioni.

- Per esaminare la relazione tra la variazione del precarico della sfera e i segnali di vibrazioni rilevati è stata costruita una struttura in [9] contenente un sistema di taratura automatica del precarico basato su una struttura della madrevite modificabile.

Monitorare lo stato di salute delle sfere utilizzate è anche un significativo indicatore di performance dell'intero sistema. È stato utilizzato un sistema di sensori basato su accelerometri elettromeccanici (Micro Electro-Mechanical Systems, MEMS) per ottenere risultati sperimentali dal sistema costruito.
Il sistema di azionamento controllato da computer è composto da: motore, controller, vite a ricircolo di sfere supportata da due cuscinetti radiali e madrevite.

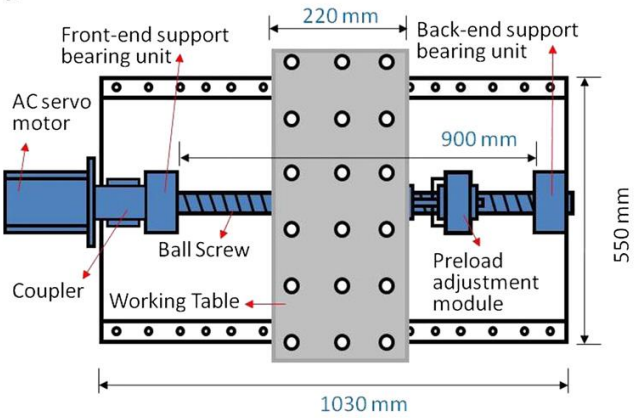

Figura 2.18: Configurazione del sistema sperimentale con modulo di precarico variabile [9]

Il concetto di design del meccanismo di precarico regolabile sul sistema di avanzamento è basato su una struttura a doppia madrevite modificabile, in particolare regolando la forza tra la madrevite principale e la madrevite slave. Una molla a disco viene installata tra la madrevite e la flangia a cui è fissata la madrevite slave. Quando la madrevite ruota per comprimere la molla a disco, la forza esercitata rende più ampio lo spazio tra le due madreviti, il quale va a comprimere le sfere all'interno delle viti, pertanto viene applicato un precarico alla vite a ricircolo di sfere. Quando si costruisce il meccanismo di precarico regolabile, viene selezionata la dimensione delle sfere all'interno delle madreviti master e slave, quindi il precarico applicato viene mantenuto a circa zero. Si può, quindi, regolare il precarico comprimendo la molla del disco e, di conseguenza, in base alla quantità di compressione della molla del disco e alla scheda tecnica della molla, è possibile valutare il precarico applicato. Poiché normalmente il precarico non supera il 10% della forza dinamica nominale della sfera, è stato usato un precarico di 59,2kg a fronte di un carico di 592kg. Ruotando di 10° la precisione di posizionamento della madrevite, la molla a disco produrrà 18kg di carico. Per implementare la struttura regolabile del precarico sul sistema di avanzamento, il piano di lavoro è ancorato alla madrevite principale da un piedistallo a ghiera. La madrevite slave è accoppiata a quella principale attraverso un meccanismo di precarico regolabile, che include anche una struttura a colonna supportata (una vite a bullone) proprio sopra l'albero della vite a ricircolo di sfere, in quanto, a causa del peso del piano di lavoro, potrebbe essere prodotta una leggera deflessione dell'albero a ricircolo di sfere oltre a quella generata dal divario relativamente grande tra le due madreviti rispetto al caso normale. Pertanto, la struttura di supporto della colonna viene utilizzata per ridurre al minimo questo possibile effetto di piegatura. Una volta terminata la regolazione del precarico, si passa alla vite del bullone per fissare la testa al piano di lavoro. Questo significa che la

madrevite principale, il piedistallo, la madrevite slave, la piattaforma mobile e il meccanismo di accoppiamento associato formano un corpo rigido durante l'operazione della vite a ricircolo di sfere.

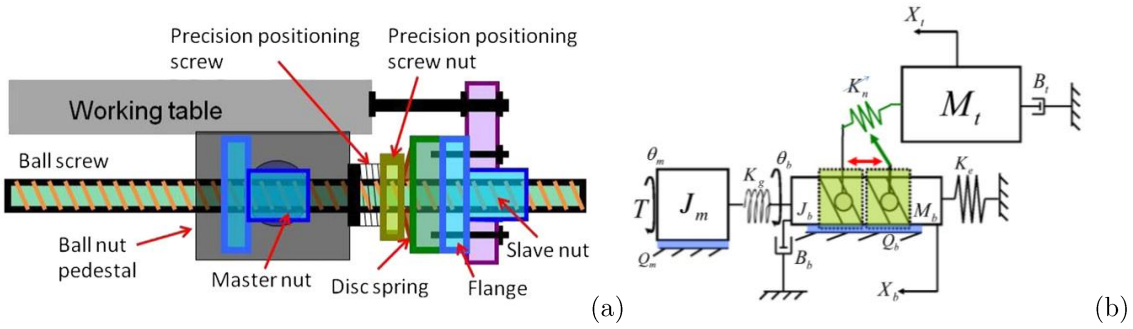

Figura 2.19: Modulo di precarico modificabile con molla a disco (a) e modello del sistema a parametri concentrati (b) [9]

Il sistema di rilevamento comprende principalmente il modulo di rilevamento basato sul sensore MEMS e il modulo del circuito di elaborazione del segnale. Il sistema ha un'unità di rilevamento di piccole dimensioni, quindi può essere ancorato all'oggetto di interesse. Dalla suddetta analisi del modello, la variazione del precarico può riflettersi nella risposta dinamica della sfera nella madrevite. Poiché le sfere toccano direttamente la superficie interna della madrevite, che è un corpo rigido, essa è un buon candidato in termini di punto in cui rilevare l'informazione del moto. L'accelerometro viene implementato su un circuito stampato da 1 cm a 1 cm di chip a circuito stampato per rilevare le vibrazioni. La caratteristica principale dell'accelerometro è una struttura a pettine microlavorata azionata dalla forza elettrostatica. Il cambio di capacità all'interno della struttura a pettine dell'accelerometro varierà la tensione di uscita, che è associata al cambio di accelerazione. Questo sensore può monitorare simultaneamente le accelerazioni biassiali, con una larghezza di banda di 2,5 kHz e un'accelerazione massima rilevabile di 718 g. I segnali di vibrazione rilevati passano quindi attraverso l'unità del circuito di elaborazione del segnale sviluppata e vengono registrati in un computer tramite un sistema di acquisizione per ulteriori analisi.

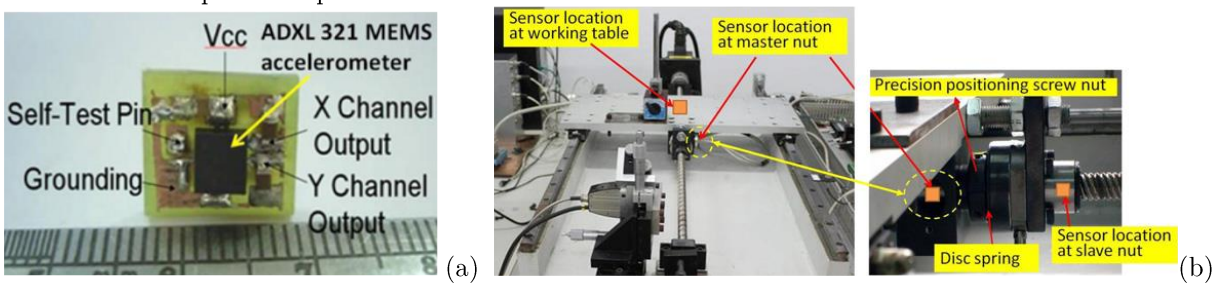

Figura 2.20: Unità di rilevamento delle vibrazioni (a) e posizione sul banco prova (b) [9]

I risultati sperimentali, in accordo con gli andamenti provenienti da modelli matematici, hanno mostrato che la variazione del precarico di un sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere può essere diagnosticato da un segnale in vibrazioni sulla madrevite. L'analisi dei risultati acquisiti dalle variazioni del precarico possono essere spiegate dalla dinamica del sistema: le frequenze proprie sono crescenti man mano che il precarico aumenta e i picchi di potenza aumentano al crescere del livello di precarico regolato della vite a ricircolo di sfere.

- Un altro banco prova è stato costruito in [10] per monitorare l'usura di slittamento in un sistema di trasmissione a vite/madrevite a ricircolo di sfere con precarico applicato per ridurre vibrazioni

e gioco durante il periodo di trasmissione del moto lineare, in quanto il precarico può diminuire o annullarsi in funzione della variazione dell'usura assiale.

Su un banco prova sono stati effettuati dei test per determinare la coppia motrice. La macchina di prova consta di diversi componenti: un servomotore (B), un torsiometro (C), una vite a ricircolo di sfere (E), una riga ottica (D), un supporto fissato sulla madrevite (F) e un cuscinetto di supporto (G). È presente, inoltre, un pannello di controllo (A) per l'acquisizione dei dati. Il servomotore è la fonte di alimentazione principale. La coppia massima fornita è di 15.8 Nm, l'accelerazione di 4.9 m/s^2 e la velocità massima di rotazione di 314.2 rad/s. Il supporto (F) è inclinato di 451° dalla direzione orizzontale, pertanto il carico normale applicato si divide in due componenti una nella direzione verticale e l'altra parallela alla superficie del supporto. La vite a ricircolo di sfere è stata progettata per supportare un carico normale assiale e un'elevata velocità di rotazione. Il carico assiale è misurato da una coppia di celle di carico, situate sotto il supporto e contro la madrevite. Le elevate velocità di rotazione hanno determinato elevate velocità di accelerazione e forze di inerzia.

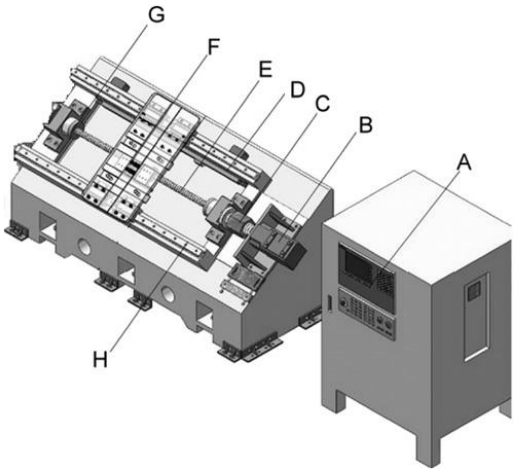

Figura 2.21: Piattaforma di test per la vite a ricircolo di sfere [10]

Le varie analisi sperimentali condotte hanno mostrato che la profondità dell'usura è collegata a diversi fattori, tra cui il rapporto plastico di contatto causato dalle forze a contatto, la durezza del materiale, la frequenza di usura e la forma della superficie di asperità. Le forze di contatto tra la sfera e la pista sono diverse dai due lati poiché dipendono dalla presenza del precarico. Il carico assiale aumenta la forza di contatto. Il rapporto plastico di contatto tra sfera e madrevite è sempre più alto di quello tra sfera e vite poiché la madrevite ha una durezza minore della vite.

Si è visto che l'usura assiale aumenta con la corsa, la velocità di rotazione e la riduzione del rapporto ellittico tra le orme di contatto tra le sfere. L'analisi dei risultati indica che un alto rapporto ellittico può ridurre l'usura crescente quando si opera ad alte velocità di rotazione.

- In [12] è stato realizzato un banco per controllare l'a precisione della vite a ricircolo di sfere, considerando in maniera dettagliata la dinamica del corpo rigido, l'attrito non lineare, le ondulazioni (ripple) di coppia, le vibrazioni assiali e torsionali, gli errori di comando e le deformazioni elastiche.

Il modello prevede una nuova tecnica di controllo molto accurata ad alte velocità applicata ad una piattaforma supportata da guide d'aria e vari sensori di posizione che permettono di acquisire segnali precisi. La vite a ricircolo di sfere, che ha un diametro di 20 mm e un'altezza di 20 mm, viene utilizzata per guidare un tavolo supportato da un sistema di guide d'aria. L'azionamento è fornito da un servomotore a corrente alternata da 3 kW, collegato alla vite a ricircolo di sfere mediante un giunto a diaframma senza gioco. Il motore opera in controllo corrente. La vite a ricircolo di sfere è dotata di due encoder rotativi ad alta risoluzione su entrambe le estremità, i cui segnali possono essere intercettati in

modo affidabile dal controller di movimento. Per effettuare misurazioni accurate delle vibrazioni, questi encoder sono stati montati rigidamente sulla vite a ricircolo di sfere e alla base della macchina. L'Encoder 1 si trova all'estremità libera della vite a sfere e l'Encoder 2 è a destra dopo il supporto fisso del cuscinetto (Figura 2.22). Un terzo Encoder è disponibile nella parte posteriore del motore. Per misurare le vibrazioni assiali e la precisione di posizionamento lineare finale della tavola, è stato aggiunto un encoder lineare. L'alta risoluzione degli encoder consente il rilevamento accurato della risposta in frequenza in punti diversi lungo la vite a sfere, producendo chiari segnali di accelerazione.

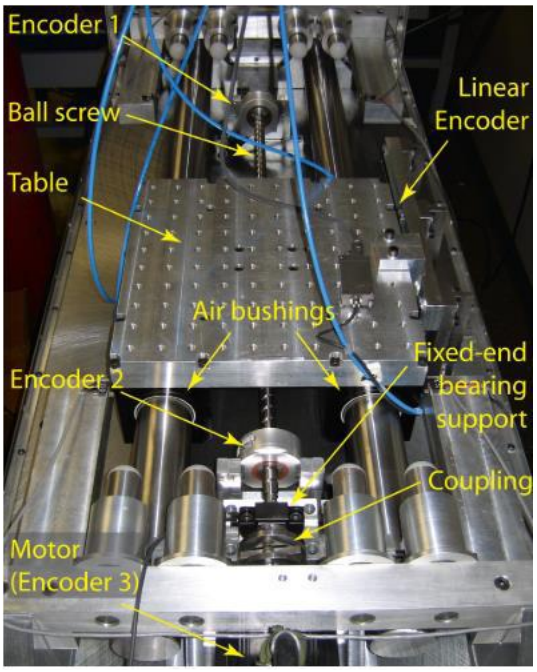

Figura 2.22: Piattaforma sperimentale [12]

Il controller è stato progettato per attenuare l'effetto delle risonanze strutturali ed è stata banche aggiunta la compensazione di attrito feedforward per migliorare l'accuratezza del tracciamento alle inversioni di velocità. Inserendo anche il motore e le coppie meccaniche nella legge di controllo, è stato possibile compensarli e migliorarne la fluidità e l'accuratezza del movimento, specialmente a basse velocità e basse larghezze di banda. Il miglioramento delle prestazioni è evidente anche con velocità e larghezze di banda del controllo maggiori. Aggiungendo la compensazione dell'ondulazione di coppia, si è potuto migliorare anche la precisione della posizione rotazionale durante l'esecuzione di movimenti di alimentazione con velocità di 1 m/s e accelerazione di 1g.
Inoltre, le deformazioni elastiche sono state compensate utilizzando una strategia robusta, mediante il segnale di feedback che in tempo reale monitora l'effetto di eventuali perturbazioni sul lato carico, come variazioni di massa o forze di taglio.

- Un altro banco prova per l'identificazione delle non linearità in un sistema vite/madrevite a ricircolo di sfere è stato progettato in [13]. La sorgente della non linearità è stata identificata nella sfera, perciò è stata mappata la coppia che fornisce la risposta non lineare dovuta al fenomeno del windup sull'albero.

Questo fenomeno consiste in una sovraelongazione non lineare nel segnale del controllore e si verifica quando il segnale raggiunge i valori massimi e minimi, detti di saturazione. L'effetto può essere eliminato scalando il segnale di controllo in modo da garantire che il massimo valore in uscita al controllore corrisponda al massimo valore dell'attuatore.

I risultati sono stati tratti da un banco prova di ottimizzazione lineare di precisione (Precision Linear Optimization Testbed, PLOT) che è stato sviluppato per studiare l'abilità dei vari sistemi di attuatori a fornire un moto di ampio range con un'accuratezza del nanometro. Il sistema serve per isolare le dinamiche del sistema di attuazione da forze esterne utilizzando un cuscinetto scorrevole ad aria avente piccola massa e attrito trascurabile a cui diversi attuatori possono essere facilmente accoppiati. Per misurare lo spostamento della madrevite sono stati usati dei sensori capacitivi differenziali (Differential Capacitance Gages, DCG), montati sul lato della guida di scorrimento più vicino alla vite a ricircolo di sfere. All'albero di ingresso della vite a ricircolo di sfere sono stati applicati spostamenti angolari di input utilizzando una flessione angolare. Per spostamenti superiori a 150 nm, viene utilizzato il micrometro motorizzato, mentre per spostamenti inferiori, è l'attuatore piezoelettrico che fornisce il valore di spostamento angolare. La coppia applicata all'apparecchio viene misurata utilizzando una cella di carico. Lo spostamento angolare viene misurato usando un sensore capacitivo posto sul braccio opposto al micrometro.

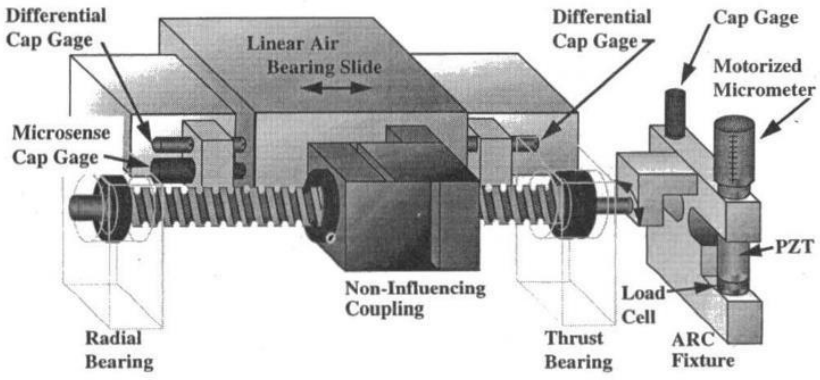

Figura 2.23: Banco prova PLOT [13]

L'analisi è stata condotta in assenza di carico assiale. I risultati hanno mostrato che le non linearità nella vite a ricircolo di sfere si originano nell'attrito volvente tra le sfere e le piste che inducono la coppia nella madrevite e, di conseguenza, il windup nell'albero. Inoltre, questa coppia può essere dedotta da un equilibrio rotazionale della sfera sulla pista.

- Usando una sfera magnetizzata ed elementi a effetto Hall posizionati sulla madrevite, in [16] si è provato a misurare il moto della sfera in un sistema di vite a ricircolo di sfere variando le condizioni di rotazione dell'albero.

È stata usata una convenzionale vite a ricircolo di sfere e una sua versione migliorata che incorpora pezzi impegnati dalla resina tra le sfere usate, in quanto, mediante l'uso di un metodo basato su resistenze elettriche, è stata misurata la formazione di uno strato di olio tra le sfere e le guide in condizioni lubrificate dalla resina.
La parte principale della macchina di prova utilizzata per gli esperimenti è in Figura 2.24. L'albero della vite (2) è collegato a un motore di azionamento (7) mediante un giunto (6). Entrambe le estremità dell'albero della vite sono supportate da un cuscinetto a sfere (1) e da un'unità che incorpora una coppia di cuscinetti a sfere a contatto obliquo (5). La madrevite (3) inserita nell'alloggiamento viaggia lungo due guide lineari parallele (4). Gli esperimenti sono stati eseguiti utilizzando una vite a ricircolo di sfere convenzionale (diametro dell'albero: 40mm, diametro della madrevite: 60mm, diametro della sfera: 6.35mm, diametro del centro della sfera: 41mm, capacità di carico dinamico: 2.6kN, capacità di carico statico: 68.6kN, precarico: 2kN) e una vite a ricircolo di sfere migliorata che incorpora i pezzi impegnati dalla resina tra le sfere.

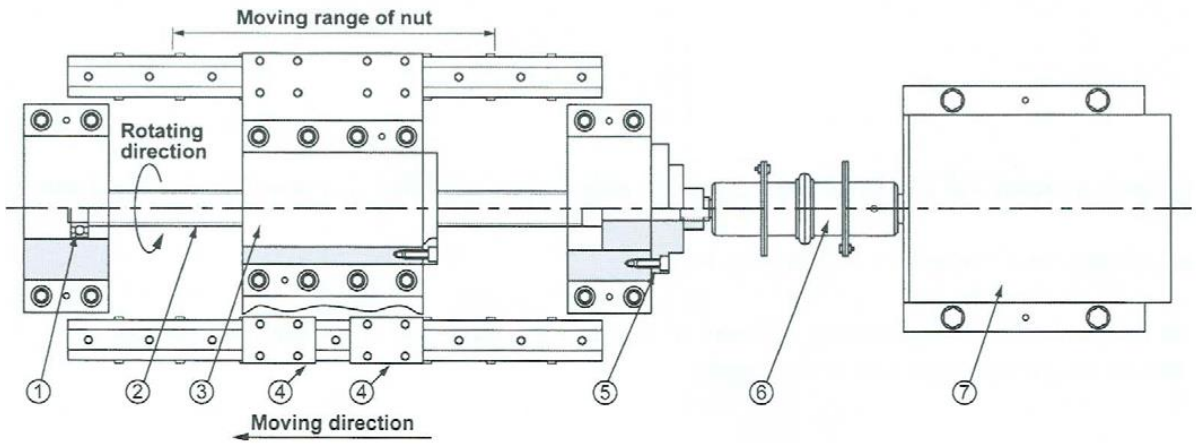

Figura 2.24: Parte principale del banco prova [16]

Poiché il cambiamento nella direzione del campo magnetico corrisponde al cambiamento nella posizione dei poli magnetici, è possibile afferrare il movimento di una palla magnetizzata misurando la tensione di uscita degli elementi del padiglione. La tensione in ingresso per alimentare questi elementi è 1.5 V. Una sfera magnetizzata che ha un flusso magnetico di 5mT è stata inserita nella vite a ricircolo di sfere. Quando un elemento a effetto Hall è lontano dalla sfera magnetizzata, il flusso magnetico della sfera viene rilevato a stento. Pertanto, al fine di rilevare sensibilmente il movimento della sfera magnetizzata, è stato disposto un circuito magnetico attraverso la madrevite e l'albero della vite nella vite a ricircolo di sfere (Figura 2.25).

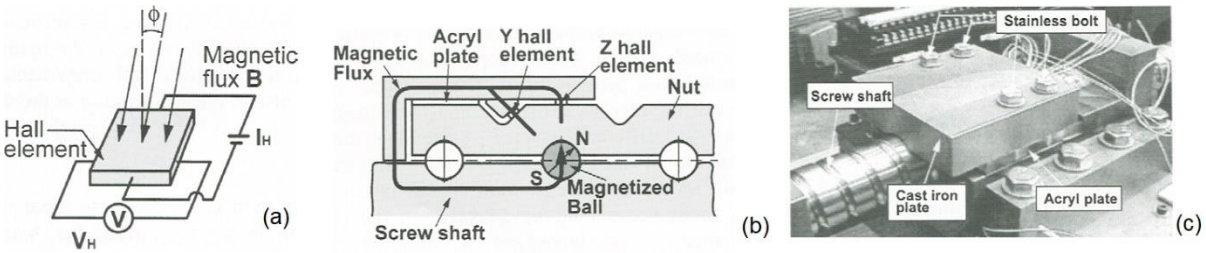

Figura 2.25: Elemento a effetto Hall (a), schema del circuito magnetico nella vite a ricircolo di sfere (b) e aspetto del circuito magnetico (c) [16]

Come risultato delle prove condotte, è stato trovato che usando una sfera magnetizzata e degli elementi a effetto Hall in un circuito magnetico disposto tra la madrevite e la vite, è possibile identificare il moto della sfera con sufficiente sensitività. Inoltre, i pezzi impegnati dalla resina hanno un effetto significativo sul moto delle sfere e sulla formazione del film di olio, cioè, dato che la resina previene il contatto diretto, il moto delle sfere diventa più morbido e il film di olio si crea rapidamente non solo in moto uniforme, ma anche in fase di accelerazione o decelerazione. Questo conferma che i pezzi investiti dalla resina sono utili per ridurre le vibrazioni durante le operazioni.

- In [17] è stato ideato un banco prova per condurre un'analisi della cinematica di una vite a doppio ricircolo di sfere con singola madrevite, in particolare gli effetti sul precarico dati dalla presenza di un offset tra le due scanalature per le sfere.

Il carico critico, sensibilmente più grande del precarico, divide due sottoregioni in base al carico assiale: Si analizza, quindi, la cinematica di contatto in entrambe le regioni di carico, da cui derivano numerosi parametri riferiti alle forze d'attrito nell'area di contatto tra sfera e madrevite e all'efficienza meccanica della trasmissione. In particolare, sono messe a confronto le forze di attrito teoriche e le efficienze ottenute considerando il caso senza lubrificazione con quello in cui viene impiegato olio lubrificante.

Il test di efficienza meccanica è stato eseguito su un banco prova per vite a ricircolo di sfere (Figura 2.26). Questa macchina di prova è composta da: servomotore, misuratore di coppia, vite a ricircolazione di sfere, cella di carico e tubo di pressione dell'olio. Il servomotore è la fonte di alimentazione principale. A causa della richiesta di ottenere una grande coppia erogata, la velocità di rotazione della vite a sfere nel presente studio era limitata a non più di 200 giri/min. La vite a ricircolo di sfere è stata progettata per supportare un carico pesante ma ruota a una bassa velocità di rotazione. Quando la vite a ricircolo di sfere è azionata dal motore, il cilindro della pressione dell'olio produce una forza di pressione per bilanciare la forza di spinta generata dalla vite a ricircolo di sfere. La pressione dell'olio nel cilindro potrebbe essere controllata regolando i flussi all'ingresso e all'uscita dell'olio. La cella di carico misura la forza di spinta della vite a sfere. Il torsiometro è stato utilizzato per misurare la coppia di ingresso dal servomotore.

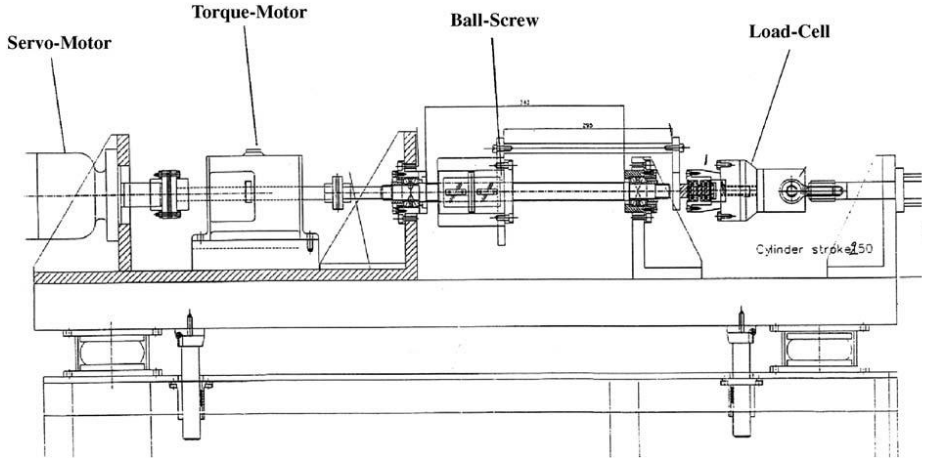

Figura 2.26: Schema del banco prova [17]

I risultati sperimentali hanno mostrato che la forza d'attrito che si forma in qualsiasi area di contatto della sfera con la madrevite aumenta insieme alla velocità di rotazione della sfera in assenza di lubrificazione e il comportamento dell'efficienza meccanica varia con un carico assiale in maniera simile al caso teorico, mentre la differenza si assottiglia ancora considerando di aggiungere dell'olio lubrificante. L'efficienza della sfera aumenta se diminuisce la velocità di rotazione o se diminuisce il precarico se il carico assiale è applicato lontano dal precarico ed è abbastanza elevato.

- Per monitorare il precarico di una vite a ricircolo di sfere in [27] è stato progettato un banco prova che intercetta le frequenze naturali del sistema nella direzione assiale e le relaziona con il precarico stesso. È stato, perciò, costruito un sistema dinamico vite/doppia madrevite a ricircolo di sfere con precarico variabile.

È stato utilizzato un accelerometro posizionato sulla madrevite per acquisire le vibrazioni del sistema. In questo sistema, il motore e i cuscinetti sono fissati alla base del sistema e la coppia dal motore è trasmessa attraverso un giunto flessibile sull'albero della vite a ricircolo di sfere. La madrevite è fissata al piano di lavoro a cui è vincolata e può muoversi solo linearmente sulle guide.

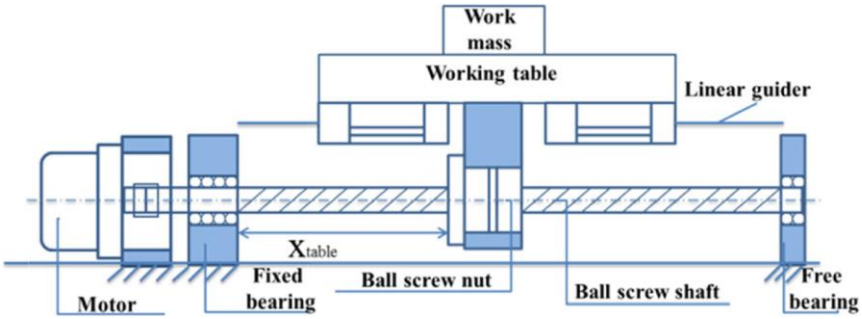

Figura 2.27: Componenti meccanici del banco prova [27]

L'intero sistema di azionamento a vite a ricircolo di sfere comprende: un motore a corrente alternata e un driver, un sensore di coppia, due giunti di coppia per accoppiare il motore, il sensore di coppia e la vite, un cuscinetto fisso tra il sensore di coppia e la vite e un cuscinetto libero all'altra estremità dell'albero della vite per sostenerla. Le specifiche della vite sono: lunghezza 950mm, passo 6mm e diametro 20mm. Il sistema di guida è formato da una doppia madrevite dotata di un meccanismo di regolazione del precarico grazie ad un meccanismo di regolazione della forza agente su entrambe le madreviti. Le flange su madrevite master e slave sono posizionate una di fronte all'altra. Sulla flangia principale sono stati fatti due fori per le due viti di posizionamento, che creano una forza sulle madreviti quando vengono ruotate. Esse sono state poste su due lati simmetrici delle flange in modo che si creino forze uguali su due lati e si eviti il montaggio eccentrico. Questa configurazione assicura anche un precarico simmetrico sulle madreviti riducendo le vibrazioni durante il funzionamento. Una volta che i bulloni di posizionamento sono ruotati, esercitano una forza assiale sulla madrevite slave, aumentando la distanza tra le due madreviti. Questo movimento sposta le sfere all'interno assialmente creando il precarico sulla vite a ricircolo di sfere. Una chiave dinamometrica viene utilizzata per impostare il valore di precarico sulla vite a ricircolo ruotando il bullone di posizionamento.

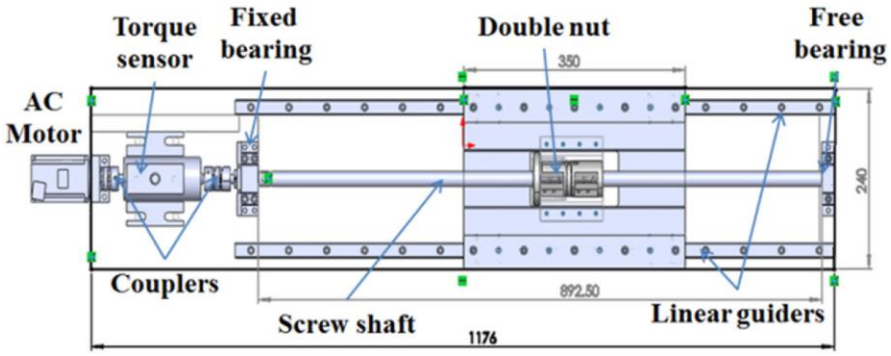

Figura 2.28: Schema del sistema vite/doppia madrevite a ricircolo di sfere [27]

Per implementare il sistema di avvitamento a ricircolo di sfere, sia il piano di lavoro che la madrevite slave sono collegati alla madrevite principale. Una staffa imbullonata alla flangia della madrevite principale viene utilizzata per collegare il piano di lavoro alla stessa, mentre la madrevite slave è fissata da quattro colonne di supporto simmetriche. Questa struttura a colonne aiuta anche ad evitare che le madreviti ruotino attorno alla vite o si inflettano, rendendo il sistema più rigido e diminuendo la vibrazione quando è in funzione. Pertanto, è opportuno considerare le due madreviti, la staffa, le colonne di supporto e il piano di lavoro come un corpo rigido. Poiché solo la frequenza naturale assiale viene sfruttata per monitorare la variazione del livello di precarico, un accelerometro uniassiale risulta essere il più adatto per questo studio. A causa della distanza più ravvicinata delle sfere all'interno delle madreviti, la vibrazione su di esse è molto più forte rispetto al tavolo di lavoro, quindi l'accelerometro è

collegato alla madrevite principale. La staffa è appositamente progettata per creare spazio vicino ad essa per il fissaggio dell'accelerometro. Il segnale di vibrazione acquisito viene quindi trasferito a un segnale circuito di elaborazione e memorizzato nel computer per ulteriori analisi.

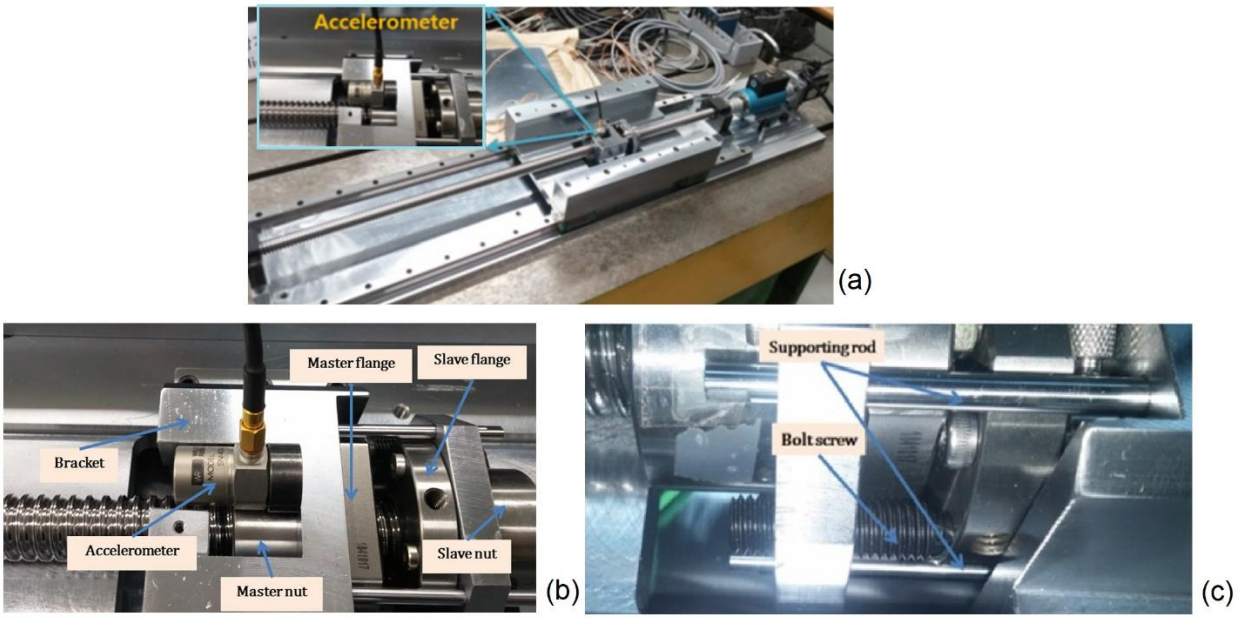

Figura 2.29: Banco prova (a), doppia madrevite (b) e meccanismo per variare il precarico (c) [27]

L'analisi dei segnali ha portato a dire che il livello di precarico può essere diagnosticato dalle caratteristiche proposte, in particolare esso aumenta con le frequenze naturali.

Capitolo 3

Descrizione del banco prova

In questo capitolo viene descritto il banco prova per viti a ricircolo di sfere, oggetto di indagine e analisi nel corso di questa tesi. Il suo utilizzo è necessario per investigare il comportamento del sistema vite/madrevite in quanto strumento di supporto da cui estrarre dati in condizioni nominali per validare i risultati dei modelli matematici e testare diverse viti opportunamente degradate artificialmente.
Esso verrà impiegato con lo scopo di identificare delle feature significative dai dati acquisiti e di applicare e verificare algoritmi di prognostica, atti a identificare il difetto e, in ultima analisi, anche la vita residua del componente in prova.
Il banco prova si basa su alcuni elementi presenti in [1] e ne aggiunge altri necessari per la realizzazione del sistema di test completo. In particolare, dispone di un motoriduttore elettrico che agisce sulla vite, mentre il carico viene applicato da un cilindro di carico pneumatico collegato alla rete del laboratorio.

3.1 Layout del banco

Il banco prova deve prevedere la possibilità di poter testare varie viti a ricircolo, perciò è necessario permettere lo smontaggio delle stesse, complete delle madreviti, senza disassemblare la slitta. Un simulacro del banco è riportato nella Figura 3.1.

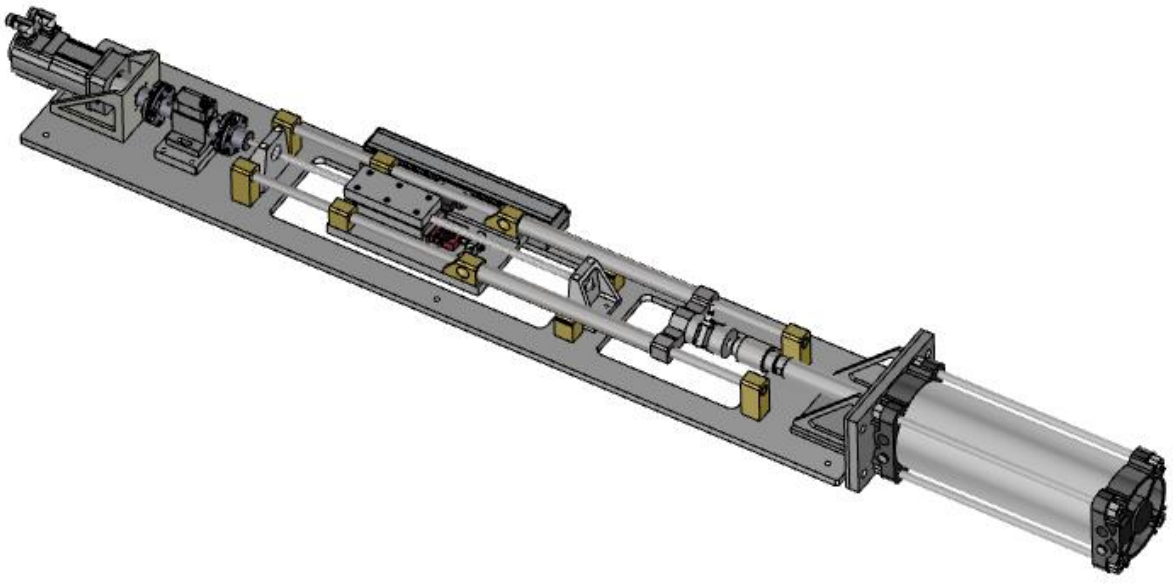

Figura 3.1: Simulacro del banco prova

Il banco prova prevede un motoriduttore elettrico (Moto-reducer, MR) che movimenta la vite a ricircolo di sfere del componente (Ball-Screw, BS). Un sistema di cuscinetti reggi spinta (CRS) vincola la vite assialmente sul lato verso il motore. Un altro insieme di cuscinetti supporta l'altra estremità della vite solo radialmente, senza vincolarne lo spostamento assiale. Sulla vite sono montate due madreviti (MV) singole, che possono essere precaricate con configurazione ad X o ad O; queste assieme al sistema di precarico formano la slitta (SLT). Due guide lineari a basso attrito impediscono la rotazione della slitta, che può così solamente traslare. Su una della due madreviti (la MV1, o Master Nut) è applicato il carico esterno tramite un cilindro di carico pneumatico (CP), la cui pressione è controllata da una valvola regolatrice di pressione proporzionale (Proportional Pressure Regulator Valve, PPRV). In tale caso la pressione può essere controllata solo in una delle due camere, mantenendo l'altra a scarico: la camera controllata viene collegata all'uscita della PPRV prima dell'esecuzione della prova. L'alternativa a questa valvola potrebbe essere una proporzionale regolatrice di portata (Proportional Flow Valve, PFV), che permette di controllare il sistema pneumatico in forza in anello chiuso. Questa valvola riceve un set di comando di pressione dall'hardware di acquisizione dati e controllo (HAC), il quale invia anche il set di posizione o velocità all'azionamento di posizione/velocità (APV) del motoriduttore. Il sistema di acquisizione e controllo comunica con il computer di bordo (PC). Fra il motoriduttore e la vite è posizionato un torsiometro (Torque Meter, TM), interposto fra due giunti di coppia (Torque Coupling, TC), per fornire i segnali di coppia, posizione e velocità angolari della vite. Una cella di carico è posizionata sulla slitta per leggere il livello di precarico (LCP). Una riga ottica (RO) chiude l'anello closed loop (CL) di posizione e misura la posizione e velocità lineare della SLT. Una cella di carico (Load Cell, LC) misura la forza assiale applicata sulla MV1 dal cilindro pneumatico.
Si riporta in Figura 3.2 lo schema della versione evoluta del banco, in cui l'HAC è un c-RIO che supporta l'eventuale controllo real-time dei set in uscita e l'eventuale implementazione del controllo CL di forza del CP utilizzando la LC. In assenza del c-Rio l'HAC sarebbe una scheda con la sola funzione di acquisizione dati e invio non real-time del set all'APV e alla PPRV, perciò il controllo di forza risulterebbe in open loop (OL).

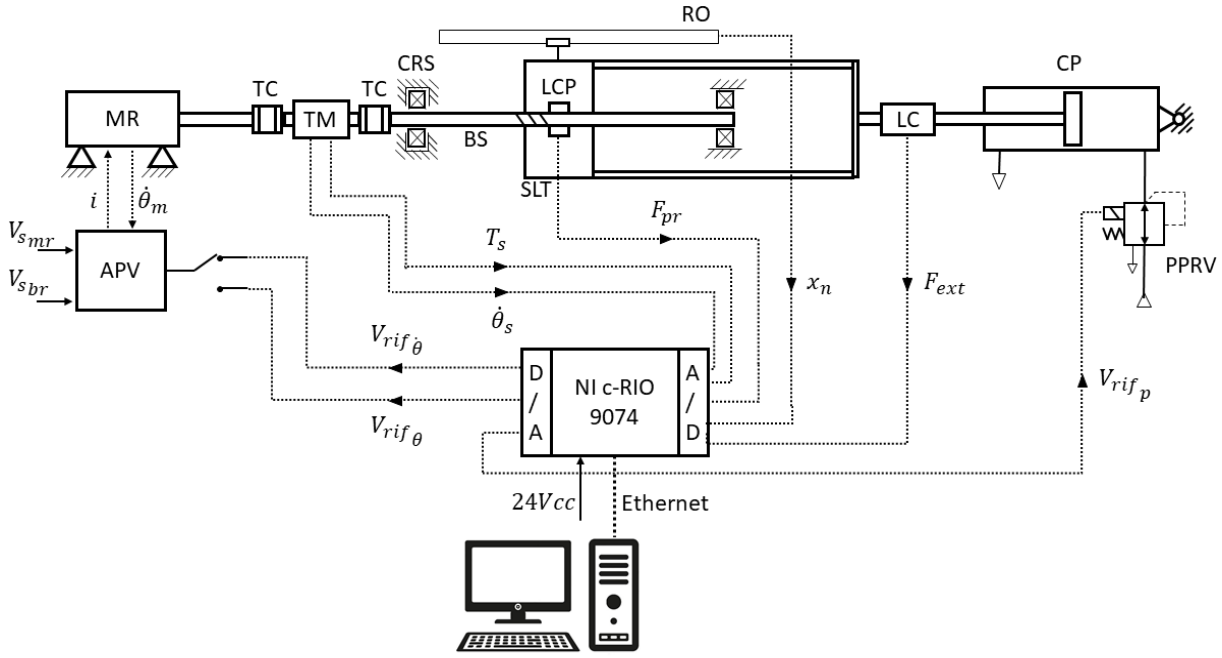

Figura 3.2: Layout evoluto del TB

I dati di progetto ipotizzati per il funzionamento del banco sono riportati in Tabella 3.1.

Tabella 3.1: Caratteristiche del banco prova

Caratteristica	Valore
Velocità massima SLT	70 [mm/s]
Corsa utile SLT	300 [mm]
Carico esterno massimo	12 [kN]
Pressione massima CP	6 [bar]
Minimo gioco assiale da rilevare	1 [μm]
Minimo gioco angolare da rilevare	0.072 [°]

3.2 Componenti del banco

Vengono di seguito descritti i componenti fisici del banco, con indicazioni tecniche riguardo i range di funzionamento e le caratteristiche principali.

3.2.1 Hardware di controllo e acquisizione

Il c-RIO 907x della National Instruments racchiude dei sistemi integrati che combinano un controller e un processore FPGA (Field-Programmable Gate Array) per applicazioni di controllo industriale e monitoraggio. Il c-RIO utilizzato è il 9074, mostrato in Figura 3.3: questo modello, è dotato di uno chassis equipaggiabile con un massimo di 8 moduli NI e racchiude al suo interno un processore RT da 400 MHz e un chip FPGA modello Spartan-3 2M. Una memoria non volatile di 256 MB consente al c-RIO di lavorare come un sistema embedded: il codice, infatti, può essere caricato direttamente sulla sua memoria consentendone il funzionamento autonomo. Le due porte Ethernet (10/100BASE-TX) permettono la connessione ad un PC di host, che svolge il ruolo di monitoraggio, acquisizione dati oppure di comando. Di seguito verranno descritti i moduli presenti.

Figura 3.3: c-RIO 9074

- L'NI 9263 è un modulo di uscita in tensione analogico con aggiornamento simultaneo a quattro canali da 100 kS/s. Il range di uscita nominale è di ±10 V. Il segnale generato ha una risoluzione di 16 bit. Su ciascun canale è ammessa una corrente massima di 1 mA. Inoltre, il modulo NI 9263 è dotato di una protezione da sovratensioni di ±30 V e una barriera a doppio isolamento del canale di terra per aumentare la sicurezza e l'isolamento dal rumore. Di seguito sono riportati i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.2: Dati tecnici modulo NI 9263

Dati tecnici		
Tipo di modulo		Output in tensione
Range del segnale di output	Nominale	± 10 V
	Minimo	±10.3 V
	Tipico	± 10.7 V
	Massimo	± 11 V
Corrente massima		± 1 mA/canale
Numero di canali		4
Frequenza di campionamento		100 kS/s/canale
Aggiornamento simultaneo		Si
Risoluzione		16 bit
Isolamento		250 Vrms sul canale di terra
Connettore		Morsetti

- L'NI 9401 è un modulo di input digitale bidirezionale a 8 canali con un tempo d'aggiornamento minimo di 100 ns dato dalla frequenza di clock di 10 MHz. Ciascun canale può essere programmato in ambiente LabVIEW per funzionare come ingresso o come uscita, in base alle necessità. A prescindere dalla funzione, tutti i canali lavorano con un segnale in tensione a 0 o 5 V; lo switch tra uno stato e l'altro segue la logica TTL (Transistor-transistor logic). Di seguito vengono riportati i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.3: Dati tecnici modulo NI9401

Dati tecnici	
Tipo di modulo	I/O Digitale
Intervallo di input	0 o 5 V
Intervallo di output	0 o 5 V
Livello di logica	TTL
Numero di canali	8
Massima frequenza di clock	10 MHz (100 ns di aggiornamento)
Isolamento	250 Vrms sul canale di terra
Connettore	25-pin D-Sub

- L'NI 9201 è un modulo di ingresso in tensione analogico a 8 canali single-ended ed una frequenza di campionamento aggregata di 500 kS/s, accettando come input un segnale in tensione nel range ±10 V. L'acquisizione non è simultanea e ciascun canale può essere acquisito ad un massimo di 62.5 kS/s. Il canale di terra è isolato fino a 250 Vrms o 60 Vcc, dunque nessuna tensione dannosa all'interno delle specifiche di isolamento può danneggiare gli altri moduli del sistema, lo chassis oppure gli altri dispositivi connessi al PC. Il modulo è dotato inoltre di una protezione verso eventuali picchi di tensione fino a 2300 Vrms. Vengono di seguito riportati i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.4: Dati tecnici modulo NI9201

Dati tecnici	
Tipo di modulo	Input in tensione
Range del segnale di input	± 10 V
Numero di canali	8
Frequenza di campionamento	500 kS/s (62.5 kS/s/canale)
Aggiornamento simultaneo	No
Risoluzione	12 bit
Isolamento	250 Vrms sul canale di terra
Connettore	Morsettiera

Il backpanel SCMPB05, prodotto dalla Dataforth, consente l'installazione di moduli di condizionamento. Ha a disposizione 8 canali ed i moduli possono essere negli appositi alloggiamenti in qualsiasi ordine. Per ciascun modulo si ha a disposizione una terminaliera I/O con 4 morsetti che consente la connessione modulo/campo (sensori e SV). Sono presenti 2 porte ridondate, P1 e P2, per l'inserimento di un connettore a 26 pin: questa interfaccia consente la connessione moduli/c-RIO. Attualmente sono presenti i seguenti moduli:

- Il modulo di condizionamento SCM5B39-07 garantisce le medesime caratteristiche di protezione galvanica degli altri moduli, permettendo inoltre il buffering, filtraggio e conversione in corrente del segnale di ingresso. Il campo nominale di lavoro del modulo è un ingresso bipolare di tensione ±10 V a cui corrisponde un'uscita bipolare di corrente pari a ±20 mA. La banda passante del modulo è 275 Hz con una riduzione di -80 dB per le decadi successive. Di seguito si riportano i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.5: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B39-07

Dati tecnici		
Caratteristiche d'ingresso	Resistenza d'ingresso	2 MΩ
	Range operativo nominale	± 10 V
	Massima tensione d'ingresso	± 36 V
	Massima corrente d'ingresso	75 mA
Precisione	Accuratezza	± 0.05% Span
	Linearità	± 0.03% Span
Caratteristiche dinamiche	Banda passante a -3 dB	275 Hz
	Tempo di salita da 10 a 90% dello span	1.2 ms
Caratteristiche elettriche in uscita	Range di uscita	± 20 mA
	Massima tensione a terminali aperti	± 15 V
	Range della resistenza di carico	0 ÷ 500 Ω
Alimentazione	Tensione d'alimentazione	5 Vcc ±5%
	Massima corrente assorbita	130 mA

- Il modulo di condizionamento SCM5B40-07D provvede a filtrare, isolare, amplificare e trasformare in un segnale di alto livello la lettura proveniente dal sensore. Il modulo permette un isolamento bidirezionale fino a ±50 V sui pin di connessione al trasduttore e al controllore. Il modulo è adatto a gestire segnali di ingresso di valore assoluto massimo pari ad 1 V. La banda passante del trasduttore è 10 kHz, frequenza oltre la quale il modulo taglia di -120 dB a decade. Il modulo presenta un'elevatissima impedenza d'ingresso, 200 MΩ, per leggere con accuratezza la tensione di uscita dal trasduttore. Il segnale in uscita del sensore viene preamplificato e filtrato prima di essere passato ad un disaccoppiatore galvanico a trasformatore in cui vengono controllati e soppressi i picchi, sovratensioni e trasmissioni di modo comune. Di seguito si riportano i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.6: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B40-07D

Dati tecnici		
Resistenza d'ingresso	Nominale	200 MΩ
	A dispositivo disalimentato	40 kΩ
	Resistenza a sovraccarichi	40 kΩ
Precisione	Accuratezza	± 0.03% Span
	Linearità	± 0.01% Span
Caratteristiche dinamiche	Costante di tempo	15.91 µs
	Banda passante a -3 dB	10 kHz
	Tempo di salita da 10 a 90% dello span	35 µs
	Tempo di assestamento	250 µs
Caratteristiche elettriche in uscita	Range di uscita	± 10 V
	Impedenza di uscita	50 Ω
	Massima corrente di uscita	± 8 mA
Alimentazione	Tensione d'alimentazione	5 Vcc ±5%
	Massima corrente assorbita	170 mA

- Il modulo di condizionamento SCM5B38-05D provvede a filtrare, isolare, amplificare e trasformare in un segnale di alto livello la lettura proveniente dal sensore. Il modulo permette un isolamento bidirezionale fino a ±50 V sui pin di connessione col sensore e sui pin di segnale verso il controllore. Il componente è adatto a gestire celle a ponte intero e mezzo ponte con resistenza nominale del ramo da 100 a 10 kΩ. Il modulo ha un'elettronica dimensionata per leggere variazioni di carico fino a 10 kHz senza attenuazioni, oltre, il sistema attenua di -120 dB a decade. Il modulo eroga 10 V di tensione stabilizzata come eccitazione al sensore. Il segnale in uscita dal sensore viene preamplificato e filtrato prima di essere passato ad un disaccoppiatore galvanico a trasformatore in cui vengono controllati e soppressi i picchi, sovratensioni e trasmissioni di modo comune. Di seguito si riportano i principali dati tecnici reperiti dal catalogo.

Tabella 3.7: Dati tecnici modulo di condizionamento SCM5B38-05D

Dati tecnici		
Resistenza d'ingresso	Nominale	50 MΩ
	A dispositivo disalimentato	40 kΩ
	Resistenza a sovraccarichi	40 kΩ
Caratteristiche di eccitazione del ponte	Tensione di eccitazione	10 V
	Massima corrente assorbita	± 3 mA
	Valori ammissibili di resistenza per braccio di ponte	300Ω ÷ 10kΩ
Precisione	Accuratezza	± 0.03% Span
	Lineareità	± 0.01% Span
Caratteristiche dinamiche	Costante di tempo	15.91 µs
	Banda passante a -3 dB	10 kHz
	Tempo di salita da 10 a 90% dello span	35 µs
	Tempo di assestamento	250 µs
Caratteristiche elettriche in uscita	Range di uscita	± 10 V
	Impedenza di uscita	50 Ω
	Massima corrente di uscita	± 8 mA
Alimentazione	Tensione d'alimentazione	5 Vcc ±5%
	Massima corrente assorbita	170 mA

Quando non si ha a disposizione un dispositivo di compensazione, in grado di compensare la caduta di tensione legata alla lunghezza dei cavi, il segnale di SENSING viene cablato sui pin dell'alimentazione.

3.2.2 Resolver integrato

I resolver convertono induttivamente la posizione angolare di un rotore in due tensioni, che consentono di identificare in modo univoco ed assoluto la posizione.
I resolver oggi in genere sono brushless, l'informazione del rotore viene trasmessa tramite induzione. Contrariamente agli encoder rotativi incrementali, i resolver forniscono un segnale angolare assoluto dopo un solo giro, e quindi non devono essere referenziati dopo l'accensione.
Vengono usati come dispositivi di controllo e regolazione, ad esempio all'interno di servo drive elettrici, azionamenti e macchine con motori indipendenti tra loro. La caratteristica determinante di questi sistemi è la loro robustezza e disponibilità. Dovendo assicurare una gestione precisa del motore non devono essere soggetti a usura né a guasti, nemmeno in condizioni ambientali estreme.
Un esempio di resolver integrato può essere il R58 incapsulato della LTN Servotechnik GmbH le cui caratteristiche principali sono riportate di seguito.

Figura 3.4: Resolver incapsulato R58

Tabella 3.8: Caratteristiche del resolver incapsulato R58

Caratteristica	**Valore**
Frequenza di ingresso	5 khz10 khz
Coppie di pin	1
Rapporto di trasformazione	0,5 ±10%
Corrente in ingresso	58 ma a 7 v e 5 khz
Sfasamento	8° ±3° a 7 v e 5 khz
Precisione (assoluta)	± 6'
Tensione zero	≤ 30mv
Temperatura di esercizio	-55 °c ... +155 °c
Velocità di rotazione consentita	≤ 5000 min^{-1}
Resistenza all'urto	≤ 1000 m/s^2 per 11 ms
Resistenza alla vibrazione	≤ 300 m/s^2 a 10 ... 500 hz
Resistenza alla tensione involucro/avvolgimento	≤ 500 V_{CA} a 50 Hz e 1 s
Resistenza alla tensione avvolgimento/avvolgimento	≤ 250 V_{CA} a 50 Hz e 1 s
Rotore / statore	Completamente stampati

3.2.3 Encoder lineare

La riga ottica è della ELCIS encoder s.r.l., modello RV1846 famiglia L. La corsa utile è 320 mm. Di default sono presenti due tacche di zero all'inizio e alla fine della corsa utile, però essendo la corsa utile leggermente maggiore della corsa effettiva della SLT, queste non vengono raggiunte. È quindi opportuno chiedere l'inserimento aggiuntivo di una tacca di zero in mezzeria in modo da poter avviare la procedura di calibrazione all'inizio delle prove. La risoluzione è stata scelta in modo da poter rilevare il minimo gioco assiale definito in 2.3. Il driver ha codice 26LS31 (connettore VD – 9c). Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.5: Riga ottica RV1846

Tabella 3.9: Caratteristiche della riga ottica

Caratteristica	**Valore**
Numero articolo	L-RV1846-320-5-BZ-N-1
Tensione di alimentazione [V]	5 ±5%
Risoluzione $[\mu m]$	1
Precisione $[\mu m]$	± 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

3.2.4 Motore elettrico

Il motoriduttore è della LENZE di tipo asincrono. Di seguito sono riportate le caratteristiche dell'accoppiamento motoriduttore.

Figura 3.6: Servomotore sincrono MCS

Tabella 3.10: Caratteristiche del motoriduttore

Caratteristica	Valore
Modello motore	MCS 09F38
Modello riduttore	G700-P44
Coppia massima [Nm]	38
Coppia nominale [Nm]	12
Velocità nominale [rpm]	938
Momento d'inerzia [kgm^2]	$1.6 \cdot 10^{-4}$
Rapporto di riduzione	4

Tabella 3.11: Caratteristiche del motore elettrico MCS

Caratteristica	Valore
Modello	MCS-09F38
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) [kgm^2]	$1.5 \cdot 10^{-4}$
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

Il monitoraggio di temperatura è effettuato con tre sensori di temperatura (1 x KTY 83-110 + 2 x PTC150°C) connessi in serie. Questo significa che la temperatura del motore è determinata con grande accuratezza nel campo di temperature operative permissibili e, allo stesso tempo, il controllo della sovra-temperatura configurato nel controllore è effettuato in uno degli avvolgimenti.

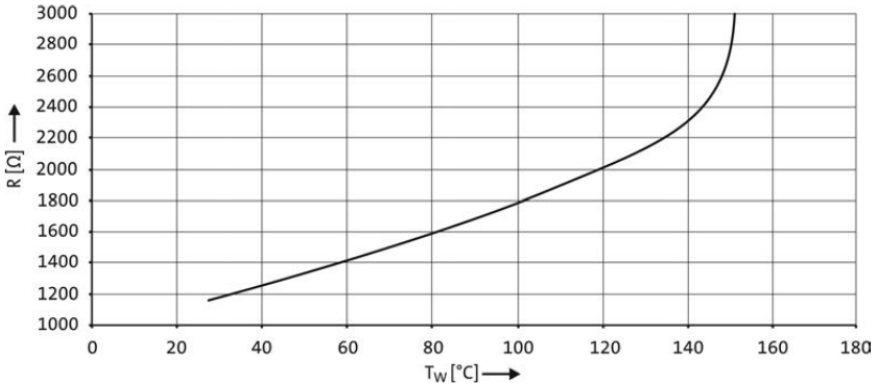

Figura 3.7: Variazione della resistenza del sensore di temperatura con la temperatura

3.2.5 Riduttore

Il riduttore è di tipo planetario ad 1 stadio. Il valore di backlash è stato misurato con l'1% della coppia nominale (almeno 1 Nm). Di seguito le caratteristiche.

Tabella 3.12: Caratteristiche del riduttore g700

Caratteristica	**Valore**
Modello	g700-P44
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
Albero di uscita del riduttore con chiavetta [mm]	14 x 30
Tipologia chiavetta albero	DIN 6885
Tolleranza albero	h7
Lubrificante	Klüberplex BEM34-132

3.2.6 Azionamento

L'accoppiamento consigliato con questo tipo di motore è l'inverter Servo Drives 9400 High Line modello E0044. Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.8: Servo Drives 9400 HighLine

Tabella 3.13: Caratteristiche dell'azionamento

Caratteristica	Valore
Codice	E94ASHE0044
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

L'inverter può trovarsi a lavorare anche in condizioni di overload, pertanto in tale caso si fa riferimento a diversi valori.

Tabella 3.14: Caratteristiche dell'azionamento per l'overload

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

I dati sono riferiti al ciclo di massima corrente di output riportato di seguito.

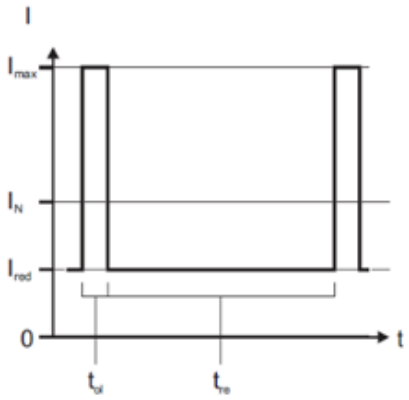

Figura 3.9: Ciclo di massima corrente di output del driver

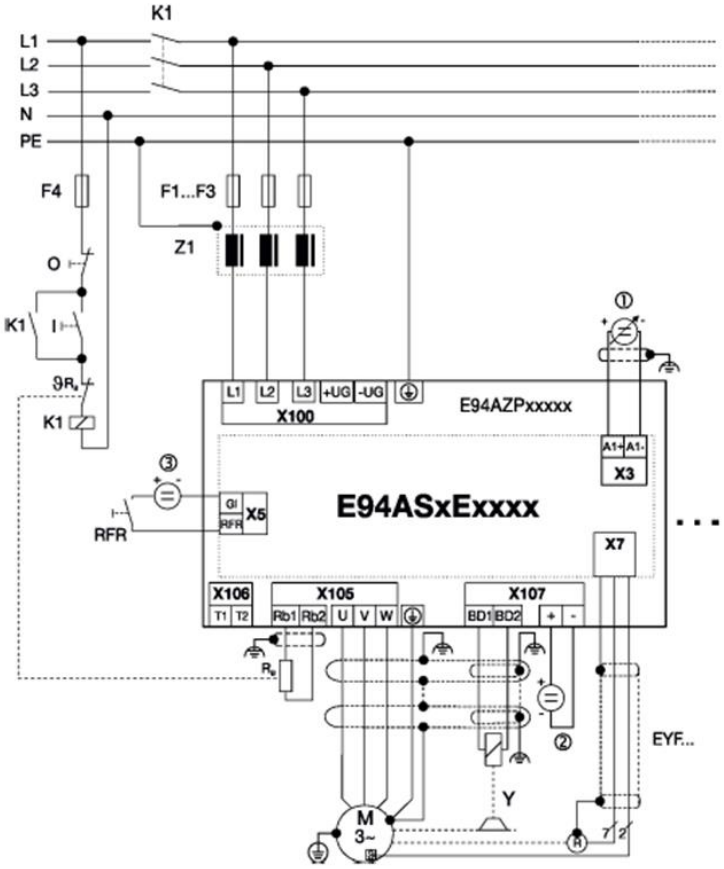

Figura 3.10: Diagramma delle connessioni dell'inverter 9400 High Line

3.2.7 Freno integrato

Il freno è a magneti permanenti ed il suo scopo principale è di mantenimento di una posizione statica, ma, in casi di emergenza, può essere utilizzato anche in condizioni dinamiche, ma la coppia di frenatura è sensibilmente inferiore a quella nominale. Di conseguenza, non dovrebbe essere utilizzato come elemento di emergenza senza misure aggiuntive di sicurezza. Il freno è attivato quando l'alimentazione viene disconnessa. La velocità massima di commutazione è raggiunta con uno switching DC del voltaggio di alimentazione. I valori di coppia di frenatura di destra corrispondono alla versione del freno con coppia di frenatura incrementata.

Tabella 3.15: Caratteristiche del freno integrato nel motoriduttore

Caratteristica	Valore
Tensione di alimentazione [V DC]	24
Coppia di frenatura @ 20°C [Nm]	8 / 12
Coppia di frenatura @ 120°C [Nm]	6 / 10
Corrente nominale [A]	0.65
Momento d'inerzia [kgm^2]	$1.07 \cdot 10^{-4}$
Tempo di ingaggio [ms]	20
Tempo di disingaggio [ms]	40
Massa [kg]	0.8

3.2.8 Torsiometro

Il torsiometro contactless selezionato è della BURSTER, modello 8661, di tipo dual range, con opzione della misura della velocità e posizione angolare. Il TM ha l'estremità degli alberi con chiavetta (DIN 6885, BI. 1), come indicato dall'ultima cifra del codice articolo (2). Il numero di incrementi è stato scelto in modo da poter rilevare il minimo gioco angolare definito in 2.3: usando un single-edge detection si ha una risoluzione di 0.18°, mentre usando un four-edge detection si arriva a 0.045°. Il sensore di coppia 8661 consiste essenzialmente di tre blocchi: il rotore, l'alloggiamento (contenente lo statore) e l'elettronica di output. Il rotore è composto da diverse parti e contiene il dispositivo di misurazione reale - un elemento elastico. Questo elemento elastico è progettato per deformarsi elasticamente sotto una coppia applicata. Ciò si traduce in torsione, che a sua volta produce una deformazione molto piccola nel materiale dell'elemento di misura. Entro certi limiti, questa deformazione è lineare e proporzionale alla coppia applicata. Può essere misurato usando degli estensimetri, che sono collegati in un circuito a ponte di Wheatstone. Un microprocessore condiziona il segnale proveniente dal ponte di Wheatstone e lo trasferisce allo statore. Il rotore è collegato allo statore tramite due cuscinetti a sfera e il trasferimento del segnale è senza contatto. Lo statore contiene 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 ... ± 10 V, che viene fornito in uscita tramite il connettore. In alternativa, l'uscita del sensore è disponibile con una porta USB. Il sensore di coppia 8661 può essere opzionalmente dotato di un disco encoder incrementale per misurare la velocità e posizione angolare. Questo disco ha 2000 incrementi, permettendo risoluzioni angolari fino a 0,045° mediante la decodifica 4-edge. Tre LED indicano lo stato operativo del sensore per una diagnostica più semplice e rapida. Possono essere misurate velocità fino a 25.000 rpm, in base all'intervallo di misurazione selezionato e al disco encoder incrementale opzionale. Di seguito le caratteristiche.

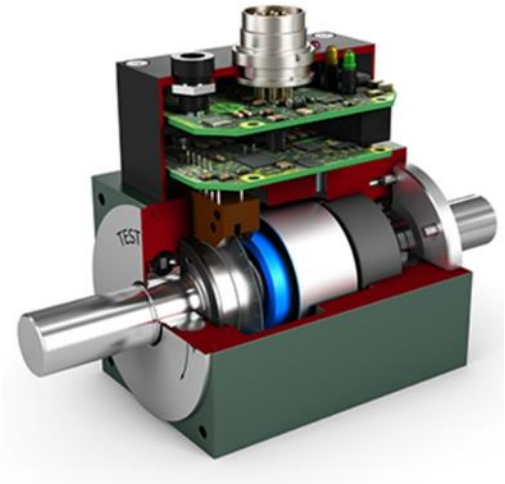

Figura 3.11: Sezione del torsiometro BURSTER 8661

Tabella 3.16: Caratteristiche del torsiometro

Caratteristica	**Valore**
Codice articolo	8661-5050-V1402
Coppia nominale range 1 [Nm]	50
Coppia nominale range 2 [Nm]	5
Coppia massima [Nm]	75
Coppia di rottura [Nm]	150
Incrementi encoder impulsi a giro	2000
Tensione di alimentazione [V DC]	10 ÷ 30
Tensione di output @ coppia nominale [V]	±10
Numero di bit convertitore D/A interno	16
Rigidezza [Nm/rad]	14000
Momento d'inerzia lato motore $[10^{-6} kgm^2]$	85.7
Momento d'inerzia lato carico $[10^{-6} kgm^2]$	33.3
Max carico assiale [N]	300
Max carico radiale [N]	125
Refresh rate [Hz]	1000

3.2.9 Giunti di coppia

I giunti consigliati dalla casa produttrice del TM sono i BURSTER model 8690-5060-V4XX1, che accettano alberi con chiavetta secondo la DIN 6885. Le due XX corrispondono al diametro del foro, che può variare. Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.12: Giunto di coppia 8690

Tabella 3.17: Caratteristiche del giunto di coppia

Caratteristica	**Valore**
Codice articolo	8690-5060-V4XX1
Coppia nominale [Nm]	60
Diametro lato torsiometro [mm]	26
Diametro altro lato [mm]	12 – 35
Coppia di serraggio [Nm]	40
Momento d'inerzia [kgm^2]	$3.2 \cdot 10^{-4}$
Rigidezza torsionale [Nm/rad]	76000
Maximum torque [Nm]	90

3.2.10 Vite a ricircolo di sfere

Le viti a ricircolo di sfere che si andranno a studiare sono le S1N16-5M4 della UMBRAGROUP, con le seguenti caratteristiche. Su ogni vite devono essere installate due madreviti singole non precaricate che verranno assemblate nella slitta per poter essere precaricate.

Figura 3.13: Vite a ricircolo di sfere UMBRAGROUP

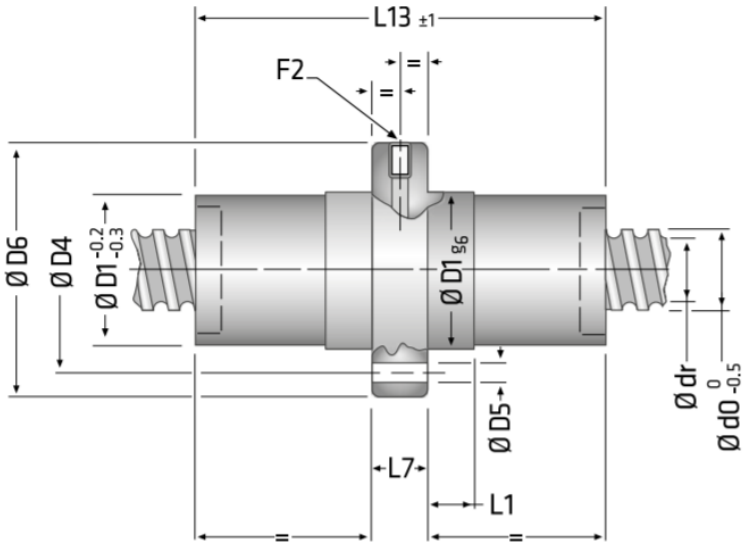

Figura 3.14: Schema della vite a ricircolo di sfere S1N16-5M4

Tabella 3.18: Caratteristiche della vite a ricircolo di sfere

Caratteristica	Valore
Diametro nominale [mm]	16
Passo [mm]	5
Diametro sfere [mm]	3.175
Numero di circuiti	4
Diametro minimo [mm]	12.7
Dynamic Load Ca [kN]	14.1
Static Load Co [kN]	22.3

3.2.11 Cella di carico per precarico

Il sensore scelto è la cella di carico K-1882 della Lorenz Messtechnik Gmbh. È una LC dual range per trazione e compressione. Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.15: Cella di carico K-1882

Tabella 3.19: Caratteristiche della cella di carico K-1882

Caratteristica	Valore
Numero articolo	104877
Forza nominale [kN]	1/10

Range di misura 1 [kN]	0 – 1
Range di misura 2 [kN]	1 – 10
Peso [kg]	3.9
Accuratezza [$\%F_{nom}$]	0.2
Sensibilità [mV/V]	1.00 $\pm$0.5%
Forza limite [kN]	15
Forza di rottura [kN]	>18
Deflessione con carico nominale [mm]	0.4

3.2.12 Amplificatore

L'amplificatore consigliato dalla casa produttrice per questo tipo di prodotti è il modello LCV/U10 (Articolo 108321) della Lorenz Messtechnik Gmbh, in linea sul cavo di uscita di ciascun canale. L'interfaccia del sensore LCV-USB2 è collegata tra sensore e PC. Con questo amplificatore, i segnali dei sensori analogici vengono digitalizzati con un massimo di 16 bit di risoluzione. Con la velocità di misurazione fino a 5000 misurazioni al secondo, è possibile realizzare elevati compiti di misurazione dinamica. I valori misurati vengono trasferiti al PC tramite l'interfaccia USB e visualizzati dal software. Se un segnale di controllo è integrato nel sensore, è possibile eseguire una regolazione automatica, verificabile in qualsiasi momento (monitoraggio della catena di misura).
I seguenti segnali di uscita possono essere convertiti digitalmente e visualizzati e valutati comodamente dal corrispondente software di valutazione:
Eccitazione: USB2 / U5 / U10 12V 80 mA
Intervallo di input: ± 5 V / ± 10 V
Molti sensori disponibili in commercio, ad es. i sensori di forza, coppia, spostamento o pressione sono compatibili con LCV-USB2 ed i parametri del sensore possono essere memorizzati in LCV-USB2. Dopo una parametrizzazione unica, ciascun sensore viene riconosciuto automaticamente da Software. Pertanto, la misurazione può essere avviata immediatamente dopo il collegamento del sensore tramite il connettore USB. La robusta custodia in metallo con alto livello di protezione consente un rapido fissaggio mediante morsetti a vite o fascette. Il modulo di bordo può anche essere integrato nel sensore più grande. La connessione a LabVIEW e / o ai programmi di integrazione interni è possibile con il pacchetto driver disponibile gratuitamente. Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.16: Amplificatore

Tabella 3.20: Caratteristiche del LCV-U10

Supply	from USB	4 ... 6VDC ≤350 mA
Excitation sensor	Strain gauge U5/U10/I20	4V ≤20 mA 12V ≤80 mA
Measured values	Strain gauge U5/U10 I20	±3 mV/V = ±30000 Digits ±5V/±10V = ±25000 Digits 0/4 ... 20 mA = 0 ... 20000 Digits
Resolution	Strain gauge U5 U10 I20	1 mV/V = 10000 Digits 1V = 5000 Digits 1V = 2500 Digits 1 mA = 1000 Digits
Zero point	Strain gauge/U5/U10/I20	0 Digits
Output format		16 Bit signed Int.
Input resistance	Strain gauge/U5/U10 I20 burden	>1 MΩ 62 Ω
Measuring rate		Max. 5000 Meas./s
Temperature drift		4 Bit/10 K
Linearity error		±32 Digits
Accuracy		±32 Digits

Miscellaneous

Cable length LCV-USB2-evaluation	2 m
Cable length LCV-USB2-sensor	1 m (max. 3 m)
Nominal temperature range	10 ... 40°C
Service temperature range	0 ... 50°C
Storage temperature range	-10 ... 70°C
Dimensions (Ø x L)	25 x 115 mm (incl. screw joint)
Weight	250 g
Level of protection	IP67

Options/ Accessories

Article-No.	Type	Designation
115134	mV/V/±10V/0/4 ... 20mA	Adjustment amplifier with simulator
110120	LCV-USB2/TR-EXT	Digital input at channel B
113591	LCV-USB2/SI-USB/-RS485/-ETH/4.5 mV/V	Sensitivity ±4.5 mV/V per channel

Option Calibration mV/V[1]

Article-No.	Designation	Steps	Norm
401010	Proprietary Calibration	10	ISO 10012
401011	Proprietary Calibration	20	

3.2.13 Molle a tazza

Le molle a tazza devono essere tali da garantire una maggior precisione nell'impostazione del precarico iniziale (ottenuto tramite l'avvitamento/svitamento di ghiera e contro-ghiera di precarico) e contemporaneamente non influire negativamente sulla rigidezza complessiva del sistema di precarico. Si richiede che le molle a tazza abbiano una rigidezza tale da richiedere almeno due giri della relativa ghiera di manovra per garantire il raggiungimento del massimo del precarico sulla madrevite. Tale specifica è ovviamente in relazione al passo della filettatura del manicotto e delle ghiere stesse.
Si riporta un esempio della Growermetal.

Figura 3.17: Molle a tazza Growermetal

3.2.14 Cuscinetti reggispinta

Devono essere scelti in accordo alle spinte sviluppate dal sistema di carico e dagli effetti inerziali del sistema. È stato riportato un cuscinetto assiale a sfera reggispinta SKF 51100.

Figura 3.18: Cuscinetto reggispinta 51100

Tabella 3.21: Caratteristiche del cuscinetto reggispinta

Caratteristica	**Valore**
d	10 mm
D	24 mm
H	9 mm
D1	24 mm
D1	11 mm
R1,2	0.3 mm
Coefficiente di carico dinamico C	8.71 kN
Coefficiente di carico statico di base C0	12.2 kN
Carico limite di fatica Pu	0.45 kN
Velocità di riferimento	9500 r/min
Velocità limite	13000 r/min
Fattore di carico minimo A	0.0012
Massa cuscinetto	0.02 kg

3.2.15 Guide assiali anti-rotazione

Le guide devono essere a basso attrito, realizzate con manicotti a sfera, atte a impedire la rotazione della slitta in entrambe le direzioni. Si consiglia una guida lineare con manicotti a sfere conveniente per elevate prestazioni. Essa presenta segmenti in acciaio con piste di rotolamento rettificate e inclinazione delle sfere, è ottimizzata per uno scorrimento estremamente agevole e una lunga durata e compensa la flessione dell'albero e gli errori di allineamento. Il manicotto a sfere aperto è particolarmente utile se applicato su alberi completamente supportati per applicazioni in cui altre guide lineari si piegherebbero in seguito a disallineamenti dovuti a basamenti non lavorati o imprecisi. Presenta una guarnizione longitudinale opzionale e un supporto in alluminio o ghisa.
Si propone un modello Super A R310IT 3100 della Bosch Rexroth AG.

Il coefficiente di attrito μ dei manicotti a sfere Super senza guarnizione e lubrificati con olio è compreso tra 0,001e 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 dipendono dalla velocità di traslazione e dalla lubrificazione.

Figura 3.19: Manicotto a sfere anti-rotazione

Nelle applicazioni con corse brevi la durata dell'albero è inferiore a quella dei manicotti a sfere Super. Per questo motivo i fattori di carico C riportati nelle tabelle devono essere moltiplicati per il fattore fs.

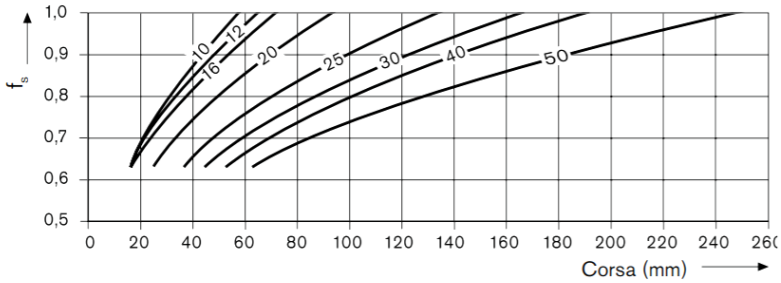

Figura 3.20: Fattore di carico in funzione della corsa

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). Questa caratteristica impone l'utilizzazione di almeno due manicotti a sfere Super per ogni albero utilizzato nel sistema di traslazione.

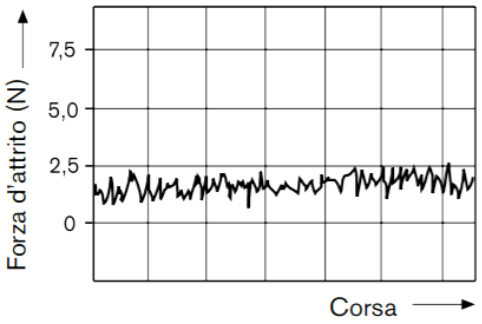

Figura 3.21: Forza d'attrito in funzione della corsa

3.2.16 Fine corsa

Per sicurezza il banco deve prevedere finecorsa con interruttore ad azionamento meccanico che disattivino l'alimentazione elettrica e pneumatica, seguiti da finecorsa meccanici (puffer) che siano in grado di assorbire l'energia cinetica di tutta la massa in movimento alla massima velocità e dissiparla senza causare danni ad altre parti del banco.
Viene proposto un finecorsa XCMD2115L5 della Schneider Electric di cui si riportano le caratteristiche.

Figura 3.22: Finecorsa XCMD2115L5

Tabella 3.22: Caratteristiche del finecorsa

Gamma prodotto	OsiSense XC
Nome gamma	Standard format
Tipo di prodotto o componente	Interruttore di fine corsa
Nome abbreviato	XCMD
Forma del sensore	Miniatura
Tipo di corpo	Fisso
Tipo di testa	Testa orientabile
Materiale	Metallo
Materiale del corpo	Zamak
Materiale della testa	Zamak
Tipo di fissaggio	Con il corpo
Movimento testa operativa	Girevole
Tipo di operatore	Leva rotella con ritorno a molla termoplastica
Tipo di avvicinamento	Avvicinamento laterale 2 direzioni
Numero di poli	2
Tipo e composizione contatti	1 NC + 1 NO
Funzionamento dei contatti	A scatto
Guide	24/31 mm
Azionamento interruttore	Con camma 30°
Collegamento elettrico	Connettore cavo rimovibile
Lunghezza cavo	5 m
Composizione cavi	5 x 0,75 mm²
Materiale isolamento fili	PvR
Isolamento contatti	Zb
Apertura positiva	Con
Forza min. apertura positiva	0,5 N
Forza di scatto minima	0,1 N
Velocità di azionamento massima	1,5 m/s
Durata meccanica	10000000 cicli
Larghezza	30 mm
Altezza	50 mm
Profondità	16 mm
Peso prodotto	0,18 kg

3.2.17 Cilindro pneumatico di carico

Il cilindro pneumatico utilizzato per l'applicazione della forza esterna è della FESTO, modello DSBG a doppio effetto con diametro di 160 mm. La corsa del cilindro pneumatico deve essere maggiore di quella massima della slitta, dettata dai fine corsa meccanici, per evitare che il cilindro pneumatico arrivi accidentalmente a fine corsa col pericolo di danneggiarsi sotto l'azione del resto del banco prova, infatti è pari a 400 mm. Le porte di connessione hanno filettatura Whitworth G ¾ (che corrisponde ad un diametro esterno di 26.44 mm, un diametro del dado di 24.66 mm, ad un diametro del foro di 24.5 mm e ad una densità di filetti di 14 filetti/inch).

Figura 3.23: Cilindro pneumatico DSGB

Tabella 3.23: Caratteristiche del cilindro pneumatico DSGB

General technical data			
Piston ∅		160	200
Design		Piston/piston rod/cylinder barrel	
Mode of operation		Double-acting	
Pneumatic connection		G3/4	G3/4
Stroke[1)]			
DSBG-...	[mm]	1 ... 2700	
DSBG-...-...E	[mm]	1 ... 2000	
DSBG-...-...L	[mm]	1 ... 2000	
Cushioning			
DSBG-...-P		Elastic cushioning rings/pads at both ends	
DSBG-...-PPV		Pneumatic cushioning, adjustable at both ends	
Cushioning length	[mm]	48	
Position sensing		Via proximity sensor	
Type of mounting		Via internal thread/accessories	
Mounting position		Any	
Operating and environmental conditions			
Operating medium		Compressed air to ISO 8573-1:2010 [7:4:4]	
Note on operating/pilot medium		Lubricated operation possible	
Operating pressure	[bar]	0.6 ... 10	
Ambient temperature[1)]			
DSBG-...	[°C]	−20 ... +80	
DSBG-...-T1	[°C]	0 ... +120	
DSBG-...-T4	[°C]	0 ... +150	
DSBG-...-EX4	[°C]	−20 ... +60	

3.2.18 Valvola proporzionale in flusso

La valvola scelta per regolare il cilindro pneumatico è di tipo proporzionale in controllo portata, modello MPYE della FESTO. La valvola proporzionale permette di regolare il flusso al suo interno in maniera direttamente proporzionale al segnale di ingresso, a differenza di una valvola digitale che effettua solo una regolazione di tipo on/off, permettendo o negando il passaggio di aria, senza regolarne la portata. Essa è pilotata in tensione (0-10V) e permette di avere una portata nominale in condizioni ambiente standard da 100 fino a 2000 l/min a seconda della taglia.

Figura 3.24: Valvola proporzionale MPYE

Tabella 3.24: Caratteristiche della valvola MPYE

Electrical data							
Pneumatic connection			M5	G1/8		G1/4	G3/8
				Low flow rate	High flow rate		
Power supply		[V DC]	17 ... 30				
Response times		[ms]	4.1	4.8		5.0	5.5
Setpoint value	Voltage type	[V DC]	0 ... 10				
	Current type	[mA]	4 ... 20				
Max. hysteresis[1)]		[%]	0.4				
Valve mid-position	Voltage type	[V DC]	5 (±0.1)				
	Current type	[mA]	12 (±0.16)				
Duty cycle[2)]		[%]	100				
Residual ripple		[%]	5				
Critical frequency[3)]		[Hz]	115	95	95	80	70
Protection against polarity reversal	Voltage type		For all electrical connections				
	Current type		For setpoint value				
Protection class			IP65				
Electrical connection			4-pin plug socket, round design, M12x1				
Operating and environmental conditions							
Operating pressure		[bar]	0 ... 10				
Operating medium			Compressed air in accordance with ISO 8573-1:2010 [6:4:4]				
Note on operating/pilot medium			Operation with lubricated medium not possible				
Ambient temperature		[°C]	0 ... 50				
Temperature of medium		[°C]	5 ... 40, condensation not permitted				
Certification			RCM trademark				
Vibration resistance[1)]			To DIN/IEC 68 Parts 2 – 27, severity level 2 to FN 942017 Parts 4 and 5				
CE mark			To EU EMC Directive[2)] (see declaration of conformity)				
Corrosion resistance class CRC[3)]			2				
Note on materials			RoHS-compliant				

3.2.19 Valvola proporzionale in pressione

Un'alternativa alla valvola in flusso può essere la valvola regolatrice di pressione. Essa presenta un azionamento elettrico prepilotato in tensione continua a 0-10V e permette di avere una portata nominale in condizioni ambiente standard da 380 fino a 1400 l/min a seconda della taglia, con intervalli di regolazione della pressione da 0,02 a 10 bar.

Figura 3.25: Valvola proporzionale VPPM

Tabella 3.25: Caratteristiche della valvola VPPM

Electrical data					
Type			VPPM-6	VPPM-8	VPPM-12
Electrical connection			Plug, round design, 8-pin, M12		
Operating voltage range		[V DC]	24 ± 10% = 21.6 ... 26.4		
Residual ripple		[%]	10		
Duty cycle		[%]	100		
Max. electrical power consumption		[W]	7	7	12
Signal setpoint input	Voltage	[V DC]	0 ... 10		
	Current	[mA]	4 ... 20		
Protection against short circuit			For all electrical connections		
Protection against polarity reversal			For all electrical connections		
Protection class			IP65		

Operating and environmental conditions				
Pressure regulation range	[bar]	0.02 ... 2	0.06 ... 6	0.1 ... 10
Operating medium		Compressed air in accordance with ISO 8573-1:2010 [7:4:4]		
		Inert gases		
Note on operating/pilot medium		Operation with lubricated medium not possible		
Supply pressure 1[1)]	[bar]	0 ... 4	0 ... 8	0 ... 11
Max. hysteresis	[mbar]	10	30	50
FS (full scale) linearity error	[%]	2		
FS (full scale) repetition accuracy	[%]	±0.5		
Temperature coefficient	[%/K]	0.04		
Ambient temperature, operator unit LED (standard)	[°C]	0 ... 60		
Ambient temperature, operator unit with LCD	[°C]	0 ... 50		
Temperature of medium	[°C]	10 ... 50		
Note on materials		RoHS-compliant		
Corrosion resistance	[CRC]	2[2)]		
CE mark		To EU EMC Directive (see declaration of conformity)[3)]		
Certification		RCM trademark		
		c UL us - Listed (OL)		

3.2.20 Cella di carico per forza esterna

La cella di carico per misurare la forza scambiata fra la slitta e il cilindro pneumatico è una cella di carico trazione-compressione della AEP transducers, modello TCETM. È stato scelto di utilizzare un sensore di classe 0.5 (secondo la normativa ISO 376). È stata scelta una cella con carico nominale di 25 kN in quanto è il primo valore subito superiore al carico nominale applicato dal cilindro (12 kN). Per collegarla agli altri componenti, la AEP transducers consiglia le teste a snodo sferico modello ACCEM,

la cui filettatura combacia con la cella di carico selezionata ha codice CACCEM20. Di seguito le caratteristiche.

Figura 3.26: Cella di carico TCETM

Tabella 3.26: Caratteristiche 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 $\pm$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

Capitolo 4

Il modello del banco

Oggetto di questa tesi è la modellazione del banco prova in ambiente Matlab/Simulink®. A tale scopo è necessario descrivere uno alla volta tutti gli elementi che compongono il banco riportando le equazioni che ne governano il funzionamento. Queste leggi sono fondamentali per la modellazione analitica del banco stesso. Alcuni componenti sono gli stessi descritti in [1], al quale si rimanda per un'analisi più di dettaglio.
In generale, il banco prova è un modello di tipo dinamico, ossia tiene in conto la presenza di azioni d'inerzia, carichi e comandi variabili nel tempo, ma al contempo sono state effettuate delle ipotesi semplificative:

- la superficie mobile è stata considerata come un corpo rigido traslante solidale con l'estremità della vite;
- tutti i componenti sono considerati come corpi rigidi, perciò non sono ammesse deformazioni elastiche né plastiche.

Da un primo sguardo si può notare subito la presenza di alcuni sotto-blocchi, ognuno dei quali rappresenta uno o più componenti: la logica di controllo, la centralina elettronica e il motoriduttore, la vite a ricircolo di sfere assieme alle due madreviti, il cilindro pneumatico con la valvola e i trasduttori.
Nella parte alta del modello sono posizionati i sensori di posizione e velocità, che servono per chiudere gli anelli di retroazione delle medesime grandezze. Un torsiometro misura i valori di coppia, posizione e velocità della vite mentre una riga ottica chiude l'anello di controllo posizione fornendo i valori di posizione e velocità della slitta. Nella parte sinistra vengono scelti gli input per il sistema, che vengono inviati alla logica di controllo: questa presenta un controllo di tipo digitale per quanto riguarda la posizione e velocità: per questo a valle dei trasduttori sono presenti due moduli di conversione analogico/digitale. L'anello di corrente invece ha un controllo di tipo analogico.
Il modello Simulink® del banco completo così come si presenta è riportato in Figura 4.1.

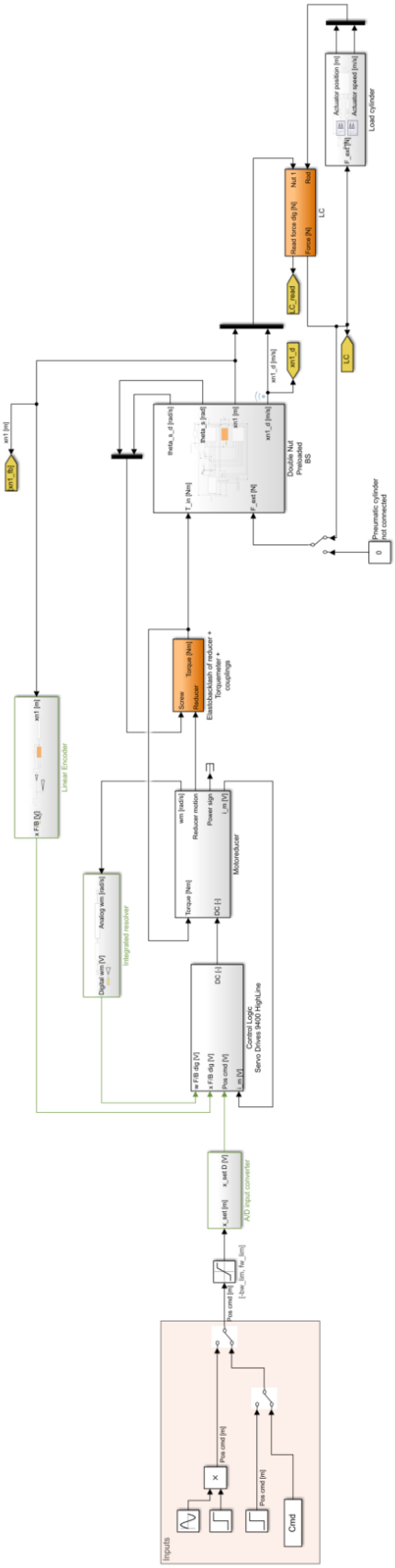

Figura 4.1: Modello del banco prova per viti a ricircolo di sfere

4.1 Input

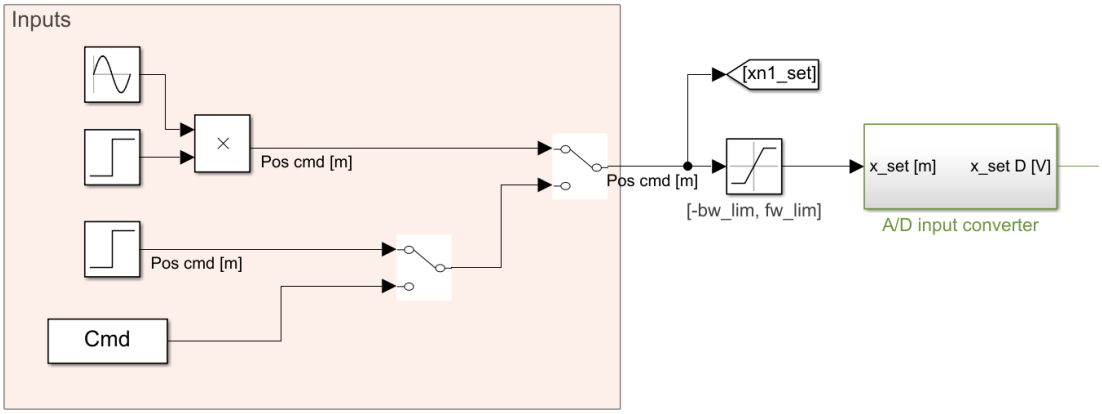

Figura 4.2: Input del modello

La tensione di input del modello (Figura 4.2) è definita mediante una procedura di taratura di ciascun anello di retroazione, infatti mediante uno switch è possibile impostare un segnale sinusoidale di ampiezza $7.5 * 10^{-3}m$ e frequenza π associato a un gradino unitario oppure uno step semplice pari alla semicorsa totale $45 * 10^{-3}m$. Un altro possibile valore di comando, invece, è un segnale complesso che presenta in ordine nel tempo: una sinusoide di ampiezza $7.5 * 10^{-3}m$ e frequenza 2Hz, uno step dopo 0.5s di $45 * 10^{-3}m$ e durata 1.5s e infine una rampa di pendenza $21 * \frac{10^{-3}m}{s}$. Esso è rappresentato in Figura 4.3.

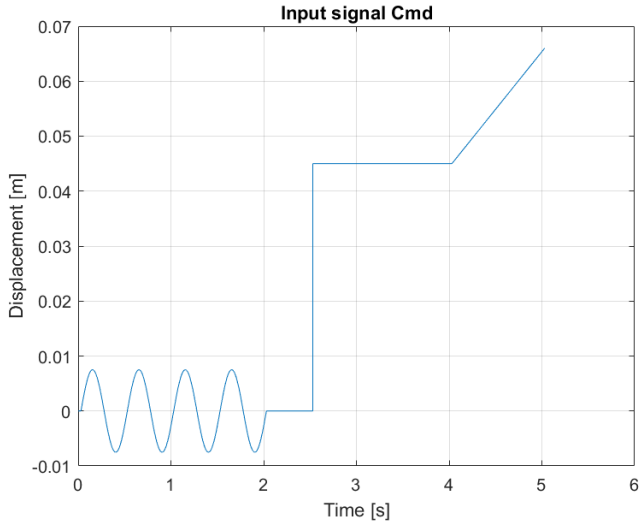

Figura 4.3: Segnale di input Cmd

Qualsiasi input si scelga, il valore di posizione di comando uscente in [m] viene saturato tra i valori limite forward e backward, entrambi corrispondenti in modulo alla semicorsa totale, e poi convertito in digitale [V]. Nel blocco di conversione A/D (Figura 4.4) ci sono in ordine:

- un quantizzatore con un intervallo di quantizzazione pari all'intero range (ossia il doppio della tensione di output ±10V) diviso una potenza di 2 corrispondente al numero di bit del convertitore analogico/digitale (in questo caso 11) moltiplicata per 2: $\frac{2*10}{2\,2^{22}}V$. Il 2 al denominatore è necessario perchè nel catalogo dell'inverter è riportato l'utilizzo di 11 bit per descrivere solo il semirange positivo più 1 bit che indica il segno del semirange stesso.

- un campionatore la cui frequenza di campionamento è di 4000Hz e, quindi, l'intervallo è di $3*10^{-4}s$.
- un guadagno pari alla sensitività statica del sensore di posizione pari a ±10V sulla corsa massima: $\frac{2*10\,V}{300*10^{-3}\,m} = \frac{200}{3}\frac{V}{m}$.

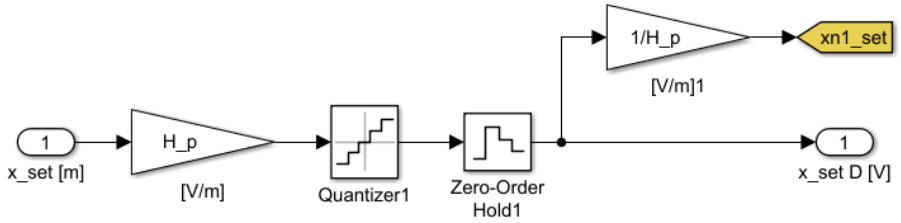

Figura 4.4: Blocco A/D input converter

La frequenza di campionamento dei due segnali da parte del sistema di acquisizione dati è definita a partire dal teorema di Nyquist, il quale afferma che, per campionare correttamente (senza perdita di informazioni) un segnale a banda limitata, è sufficiente campionarlo con una frequenza di campionamento pari almeno al doppio della massima frequenza del segnale (tale frequenza viene anche detta frequenza di Nyquist).
È stata scelta per l'anello di velocità una frequenza di 4000 Hz, pari al quintuplo di entrambe le frequenze di taglio dei trasduttori, per evitare il fenomeno dell'aliasing e contemporaneamente riuscire a riprodurre adeguatamente il segnale. Questo fenomeno comporta la comparsa nel segnale riprodotto di componenti in frequenza che non sono presenti nel segnale continuo originario, dette alias frequenze.

4.2 Logica di controllo

La logica di controllo o Electronic Control Unit (ECU) si occupa di regolare il sevoattuatore; inoltre su di essa si richiudono gli anelli di posizione, velocità e corrente.
Il sistema di controllo, in realtà, è composto non solo dall'ECU ma anche dall'elettronica del motore o Motor Drive Electronics (MDE). Questi due moduli, nel complesso, realizzano tre loop annidati di controllo della posizione, della velocità e della corrente. I primi due anelli sono dei controlli di tipo digitale: per questo è necessario che ci siano anche adeguati moduli di conversione analogico – digitale e viceversa per trasformare i segnali analogici provenienti dai trasduttori in segnali elaborabili dall'elettronica. L'anello di corrente invece è realizzato direttamente in analogico.
Il blocco relativo all'ECU riceve in ingresso i segnali di feedback di posizione, velocità e corrente, i primi due in forma digitale mentre l'ultimo in forma analogica, e calcola in uscita il comando da inviare all'MDE del motore brushless. Tutti i segnali elaborati in questa sede sono espressi in Volt. Osservando la Figura 4.5 si notano due sotto-blocchi, che sono stati separati a posta in base al tipo di controllo: il primo contiene all'interno il controllo digitale della posizione e della velocità, mentre l'altro contiene il controllo analogico della corrente. Fra i due è presente il blocco *Rate Transition* che funziona come un ritardo e serve a evitare delle non corrispondenze fra i tempi dei segnali nei due blocchi, in quanto nel primo essi sono discretizzati nel tempo e vanno a confrontarsi con dei segnali continui, quali quelli in corrente. È possibile anche commutare uno switch manuale per interrompere l'anello di posizione e velocità e mandare dei segnali di input noti al controllo di corrente, come un gradino di ampiezza pari alla massima corrente ammissibile, da catalogo, i = 15A oppure una sinusoide di ampiezza pari all'1% della corrente massima, frequenza 4π rad/s e discretizzata con frequenza di campionamento 4000Hz.

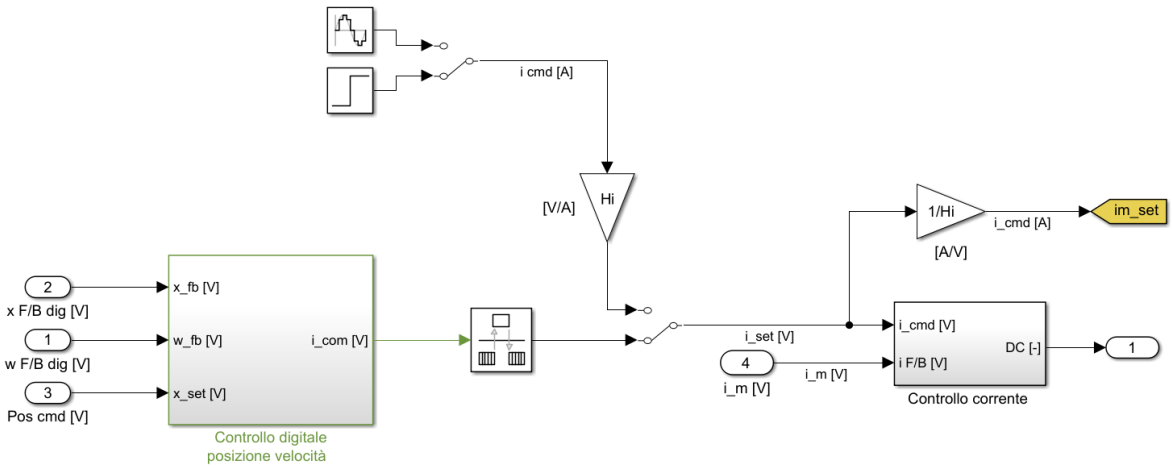

Figura 4.5: Blocco Control logic

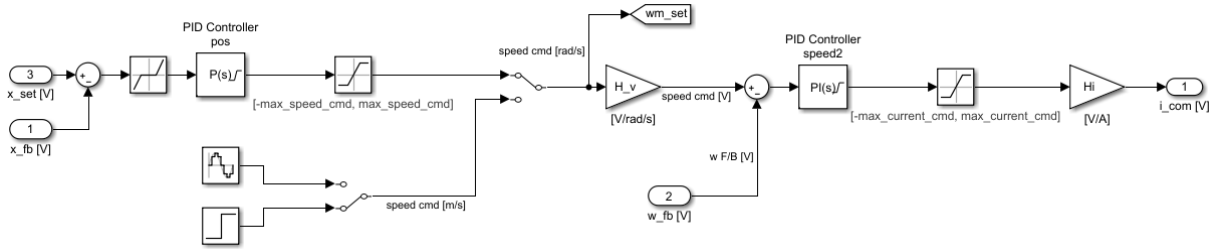

Figura 4.6: Blocco Controllo digitale posizione/velocità

Come si vede dalla Figura 4.6, il set di posizione viene confrontato con il feedback e l'errore entra in un controllore di tipo proporzionale, venendo moltiplicato per il guadagno kp_pos [rad/s/m]. È presente una banda morta di ampiezza pari all'intervallo di quantizzazione per tenere in conto della capacità del controllore di eseguire calcoli discreti e per conferire al sistema una stabilità maggiore. Il comando così ottenuto viene saturato al valore massimo del comando di velocità che è possibile inviare al controllo successivo pari a ±515rad/s.
Dal confronto fra questo segnale, amplificato di una quantità pari alla sensitività statica del sensore di velocità ossia la tensione di output divisa per la massima velocità per il sensore, presa da catalogo: $\frac{10\,V}{8000\frac{m}{s}} = \frac{10\,V}{8000\,\frac{2\pi rad}{60\ s}} = 0.0119\,\frac{V}{\frac{rad}{s}}$, e quello di feedback di velocità si ottiene l'errore di velocità, che entra in un controllo di tipo PI discreto, dove i guadagni proporzionale e integrativo sono rispettivamente kp_vel [Nm/rad/s] e ki_vel [-]. L'uscita del controllore viene anch'essa saturata ai valori massimi ammissibili per il comando di corrente e moltiplicata per il guadagno statico del sensore di corrente pari a 1 V/A.

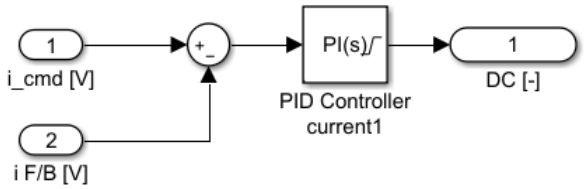

Figura 4.7: Blocco Controllo corrente

Il segnale analogico espresso in Volt ottenuto entra nel blocco di controllo della corrente (Figura 4.7), dove viene calcolato l'errore attraverso il confronto col segnale di feedback. Questo entra in un altro

controllore di tipo PI analogico con costanti kp_i [V/A] e ki_i [-] e restituisce il duty-cycle, che rappresenta la porzione dell'intero periodo che corrisponde a valori positivi del segnale.

4.3 Sensori

4.3.1 Resolver integrato

Il resolver è un tipo di trasduttore elettromeccanico per la misura di spostamenti angolari che consente di rilevare la variazione di flusso di induzione magnetica, concatenato con un solenoide, in funzione della posizione del solenoide stesso. Alimentato in corrente alternata, è un dispositivo analogico, cioè la tensione misurabile in uscita è una corrente alternata. Il trasduttore più semplice è composto di due avvolgimenti differenti:

- il rotore, che costituisce la parte mobile,
- lo statore (o gli statori), che costituisce la parte fissa;

L'avvolgimento primario viene utilizzato come input per il segnale di azionamento in corrente e ciascun avvolgimento secondario viene utilizzato come avvolgimento di pick-up o di ricezione. Gli avvolgimenti sono disposti intorno ad un nucleo ferroso fatto di lamierini isolati. In base alla posizione reciproca degli avvolgimenti il flusso magnetico su di un solenoide risulta essere totalmente o parzialmente concatenato con l'altro solenoide. Ai capi del solenoide secondario si misura quindi una differenza di potenziale variabile con il differente allineamento dei due componenti elettrici.

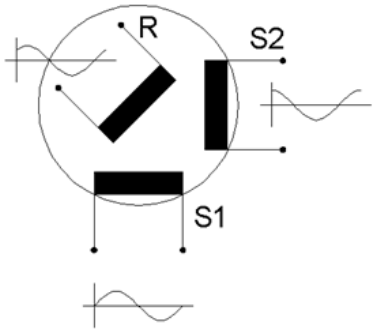

Figura 4.8: Schema di un resolver con due statori

La presenza di due solenoidi mobili permette di allargare il campo di misura fino a 360° e, inoltre, i due segnali sequenziali in tensione indicano il verso di rotazione del sensore. Ad esempio, in Figura 4.9 si vede come il segnale del solenoide 1 segue quello del solenoide 2, quindi significa che l'angolo aumenta andando da 2 verso 1.
Questo concetto si ritroverà nell'encoder, che non è altro che un resolver discretizzato.

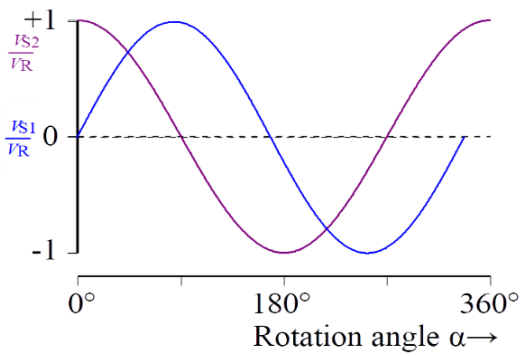

Figura 4.9: Tensioni secondarie del resolver

Esso è stato modellizzato attraverso una funzione di trasferimento del secondo ordine, che espressa nel dominio di Laplace assume la forma:

$$H(s) = \frac{\sigma^2}{s^2 + 2\zeta\sigma s + \sigma^2} \tag{4.1}$$

Dove s è la variabile di Laplace, ossia la variabile indipendente del sistema che si identifica come una pulsazione di tipo complesso jω, σ è la pulsazione propria del sistema non smorzato, ossia nel quale ζ=0, $\zeta \geq 0$ il fattore di smorzamento, un parametro adimensionato molto importante per l'identificazione del sistema reale attraverso una funzione di trasferimento (Fdt) in quanto al variare del suo valore il sistema rappresentato può o meno presentare fenomeni oscillatori, picchi di sovraelongazione e di risonanza.
Dal punto di vista pratico σ è un parametro fondamentale per lo studio della risposta del sistema, in quanto definisce l'ordine di grandezza della pulsazione al di sotto della quale il sistema funziona correttamente, ottenendo in uscita un segnale di ampiezza pari a quella dell'ingresso moltiplicata per il guadagno statico. Al di sopra della pulsazione σ si verifica un'attenuazione dell'ampiezza e uno sfasamento dell'ingresso. Tale fenomeno è tanto più accentuato quanto più la pulsazione dell'ingresso è elevata.
Questo permette di semplificare la trattazione analitica utilizzando degli strumenti dell'analisi dei segnali: la funzione di trasferimento è stata tarata variandone i parametri caratteristici, al fine da ottenere un segnale in uscita dal trasduttore coerente con quello che si otterrebbe nella realtà. Il fattore di smorzamento è stato impostato pari a 0.8, superiore al valore di 0.7, che è il limite oltre il quale un sistema non manifesta più un comportamento sottosmorzato: infatti questo trasduttore non presenta sovraelongazioni e risonanze. La frequenza naturale del sensore, invece, è stata scelta pari a 2π per la frequenza di campionamento del convertitore, ossia 2π*4000 = 25133rad/s.

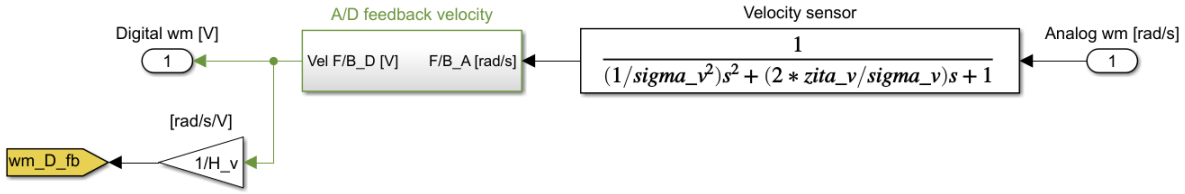

Figura 4.10: Blocco Integrated resolver

Il segnale di velocità entra, poi, nel sistema di acquisizione dati nel quale avviene la conversione da analogico a digitale, mostrata in Figura 4.11. Qui viene innanzitutto discretizzato con passo pari alla risoluzione del resolver, poi gli viene sommato un errore gaussiano e successivamente incontra il fattore di sensitività statica del trasduttore di velocità. In seguito, viene sommato ad un offset. È, inoltre, possibile scegliere mediante il *Del_on* se sommare al segnale letto del rumore, ottenuto tramite un blocco che genera un segnale attraverso una distribuzione uniforme di probabilità, come se fosse stato letto dal trasduttore.
L'output ottenuto entra, quindi, nel Sample&Holder, modellizzato tramite i blocchi *Sampler* e *Quantizer*: il primo quantizza il segnale nel tempo alla frequenza di campionamento, mentre il secondo quantizza il segnale in ampiezza in un numero di intervalli proporzionali al numero di bit del convertitore (anche in questo caso 11+1, che corrispondono ad una risoluzione massima di 0.0049 V).
Si genera, allora, in uscita il segnale che va a costituire il feedback di velocità in ingresso al blocco ECU.

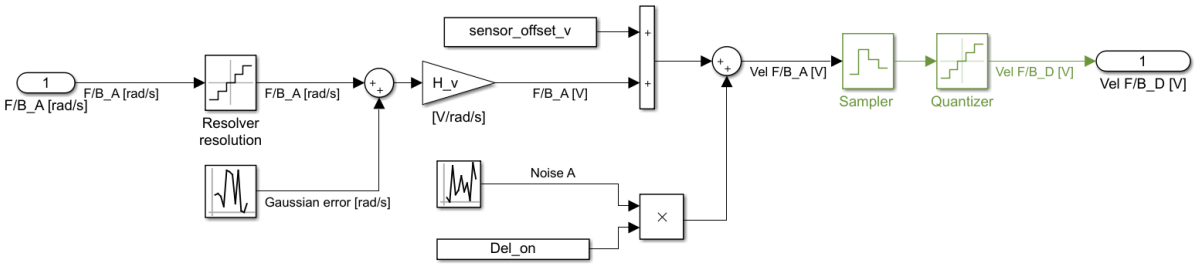

Figura 4.11: Blocco A/D feedback velocity

4.3.2 Encoder lineare

L'encoder è un trasduttore di posizione angolare di tipo elettromeccanico in grado di convertire la posizione o il moto angolare del suo asse rotante in brevi impulsi elettrici che necessitano di essere elaborati da un circuito di analisi del segnale sotto forma di segnali numerici digitali.
Il principio di funzionamento di un encoder incrementale è riportato in Figura 4.12. Insieme all'albero ruota un disco trasparente, solitamente in vetro, con una traccia graduata circolare realizzata come una sequenza periodica di zone radiali trasparenti e non trasparenti che modula i fasci luminosi emessi da una sorgente luminosa posta su un lato del disco sulla parte fissa (statore) dell'encoder. Dal lato opposto il fascio di luce modulato è rilevato da due gruppi di sensori ottici ed elaborati da circuiti elettronici. Ognuna delle due uscite dell'encoder (indicate con A e B) genera un impulso quando l'albero ruota di un angolo pari al passo angolare, cioè l'angolo tra due zone successive trasparente e non. Il numero di impulsi, registrati solitamente da contatori elettronici esterni, è proporzionale alla posizione angolare dell'albero. A causa del fatto che i fasci di luce sono posti sfasati l'uno con l'altro di un angolo uguale al quarto del passo angolare di graduazione, i segnali delle due uscite saranno a loro volta sfasati, rendendo possibile la determinazione del senso di rotazione. Un terzo il raggio di luce è modulato da un'altra traccia con un singolo LED. L'output associato a questo terzo raggio, segnale Z, fornisce un singolo impulso al compiersi di una rotazione completa (360°). La posizione dell'albero corrispondente a questo l'impulso può essere considerata come posizione di riferimento.

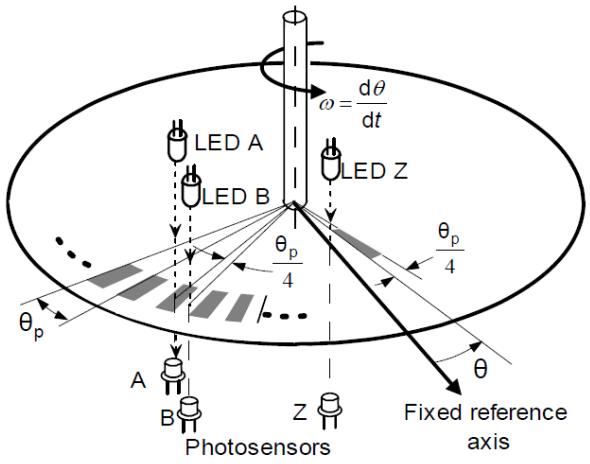

Figura 4.12: Schema di un encoder rotativo

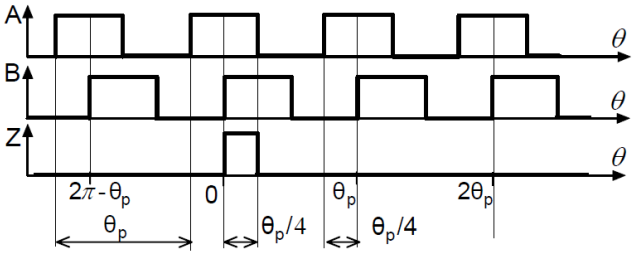

Figura 4.13: Segnali di uscita generati da un encoder incrementale

Solitamente si definisce senso antiorario (counter-clockwise, CCW) quello con rotazione positiva e orario (clockwise, CW) il senso la cui rotazione è negativa.

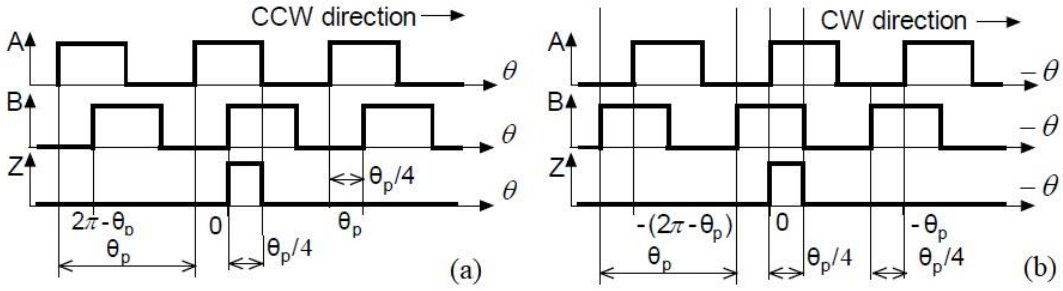

Figura 4.14: Segnali di uscita dell'encoder antiorario (a) e orario (b)

L'encoder utilizzato nel modello, però, è di tipo lineare, anche chiamato Riga ottica. Esso presenta lo stesso principio di funzionamento di un tipico encoder incrementale, ma effettua misure lineari, ossia riferite ad un elemento in traslazione. Nella fattispecie, la riga ottica misura lo spostamento lineare della madrevite 1 e riporta la misura alla logica di controllo chiudendo, così, l'anello di posizione.

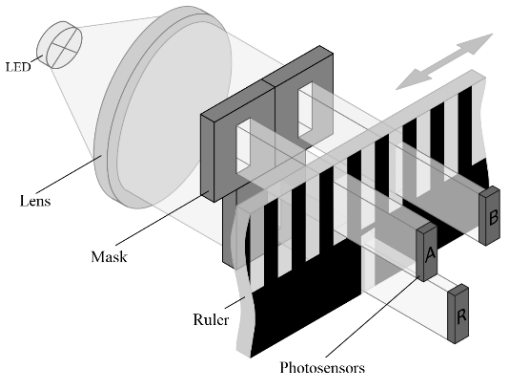

Figura 4.15: Schema di un encoder lineare

La modellazione in Simulink® dell'encoder utilizzato fa riferimento a [20] e [21].
Il segnale di ingresso dell'encoder incrementale è la posizione assiale della madrevite rispetto all'offset ad arco gotico L del profilo della vite a ricircolo di sfere. I segnali di uscita sono i due impulsi spostati di un quarto di passo A(x) e B(x) e il segnale marcatore Z (x). Se x_p è il passo lineare dell'encoder, le uscite possono essere descritte dalle (4.2).

$$A(x) = \begin{cases} 1, & se\ 0 \le \left(x + \frac{L}{2}\right) mod x_p \le \frac{x_p}{2} \\ 0, & se\ \frac{x_p}{2} \le \left(x + \frac{L}{2}\right) mod x_p \le x_p \end{cases}$$

$$B(x) = \begin{cases} 1, & se\ 0 \le \left(x + \frac{L}{2} - \frac{x_p}{4}\right) mod x_p \le \frac{x_p}{2} \\ 0, & se\ \frac{x_p}{2} \le \left(x + \frac{L}{2} - \frac{x_p}{4}\right) mod x_p \le x_p \end{cases} \tag{4.2}$$

$$Z(x) = \begin{cases} 1, & se\ \left(x + \frac{L}{2}\right) = L\ o\ \left(x + \frac{L}{2}\right) = 0 \\ 0, & altrimenti \end{cases}$$

Durante uno spostamento della madrevite, ossia un passo x_p, ci sono quattro eventi di commutazione negli impulsi di uscita, due fronti di salita e due fronti di discesa; quindi il minimo incremento dello spostamento rilevabile dall'encoder è $\frac{x_p}{4}$. Il numero di gli impulsi generati dall'encoder nel corso di una traslazione da un fine corsa all'altro (0÷L) è uguale al numero di gradini della riga ottica: $N = \frac{L}{x_p}$.

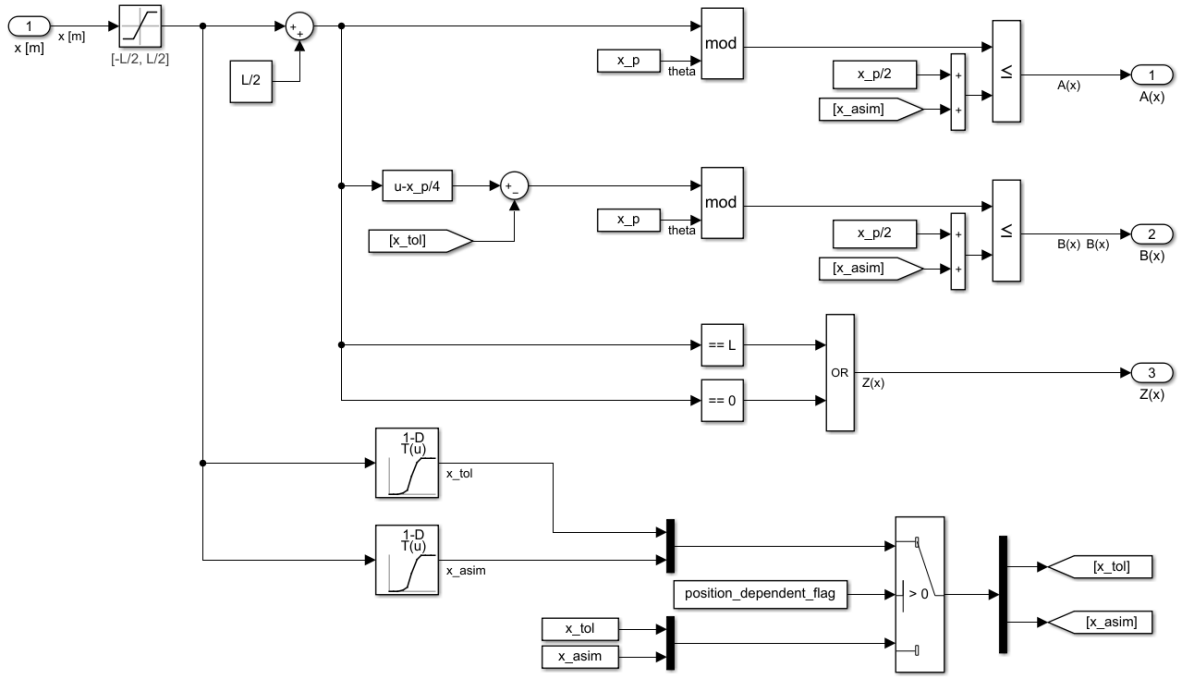

Figura 4.16: Blocco Incremental encoder

In un sistema basato su encoder incrementale viene misurata la posizione x rispetto ad un asse di riferimento fisso e per via algebrica si ottiene il conteggio del numero degli impulsi dell'encoder generato in base al numero di impulsi in direzione positiva (backward to forward, BW2FW) e negativa (forward to backward, FW2BW) e moltiplicandoli per il passo lineare dell'encoder.

$$x = x_p \left(\sum_{i}^{BW2FW} N_i - \sum_{j}^{FW2BW} N_j \right) = x_p N \tag{4.3}$$

Per calcolare il numero algebrico degli impulsi è necessario conoscere la direzione della traslazione. I due segnali di uscita A e B contengono implicitamente anche l'informazione della direzione, ma si deve tener conto di tutte e quattro le possibili combinazioni di segnali A e B in quanto ci possono essere inversioni. Una soluzione del problema potrebbe essere, quindi, quella di campionare gli impulsi logici dell'output A ad ogni fronte di salita (0→1) e discesa (1→0) dell'output B e viceversa. Il valore logico risultante sarà 1 per senso di traslazione positivo (BW2FW) e 0 per senso negativo (FW2BW). Tutti i casi sono riassunti nella Tabella 4.1.

Tabella 4.1: Combinazione dei segnali che indicano il verso di traslazione

BW2FW (R)		**FW2BW (S)**	
A	B	A	B
0→1	0	0	0→1
1	0→1	0→1	1
1→0	1	1	1→0
0	1→0	1→0	0

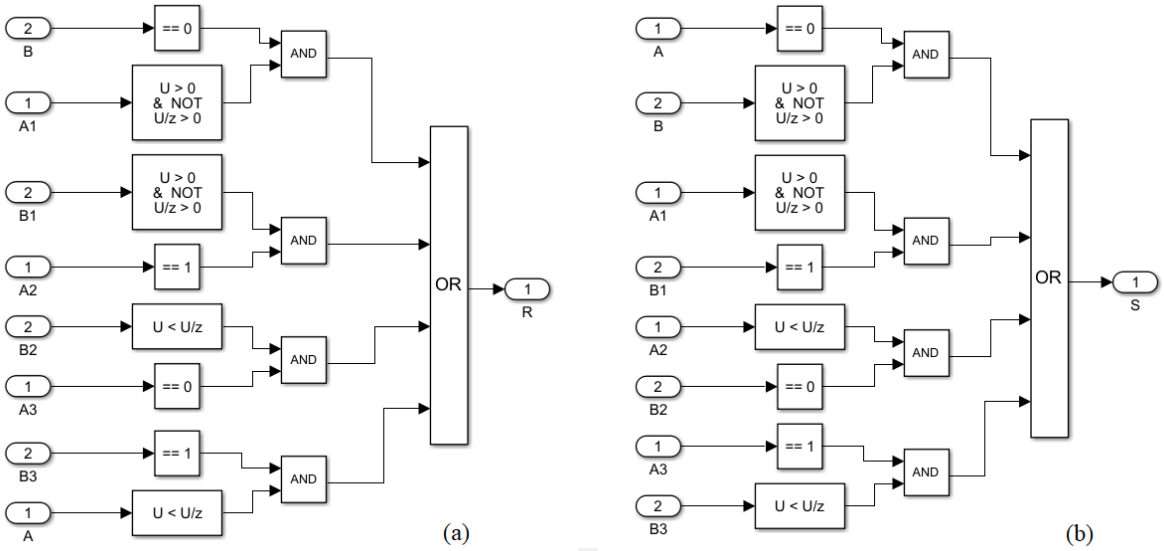

Figura 4.17: Blocchi BW2FW (a) e FW2BW (b)

Una volta identificato il senso di traslazione, viene attivato il contatore rispettivo.
I segnali generati dall'encoder incrementale forniscono anche informazioni per quanto riguarda la velocità di traslazione. Nel modello è stato utilizzato un approccio combinato basato sulla misura del periodo e della frequenza al fine di ridurre al minimo l'errore di identificazione della velocità, in particolare si usa il metodo basato sul periodo per le regioni a basse velocità, mentre quando la velocità sale si passa alla misurazione basata sulla frequenza. Il momento di il passaggio è dato dall'uguaglianza degli errori ($\varepsilon p = \varepsilon f$).

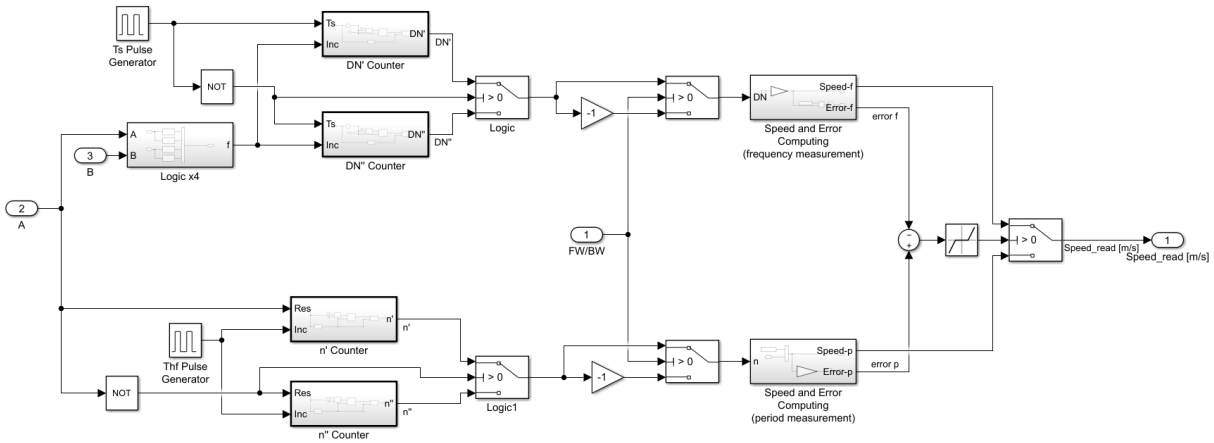

Figura 4.18: Blocco Speed meansurement

La frequenza degli impulsi dell'encoder è proporzionale alla velocità angolare. Il numero di impulsi ΔN viene conteggiato durante un noto periodo di campionamento fisso Ts e la velocità è determinata dall'espressione:

$$v_f = \frac{\Delta N x_p}{T_s 4} \tag{4.4}$$

A causa della mancanza di sincronizzazione tra il periodo di campionamento e gli impulsi dell'encoder si verifica un errore di quantizzazione e dipende dal reciproco della velocità, dall'intervallo di misurazione e dalla risoluzione dell'encoder.

$$\varepsilon_f = \frac{x_p}{v_f 4 T_s} \tag{4.5}$$

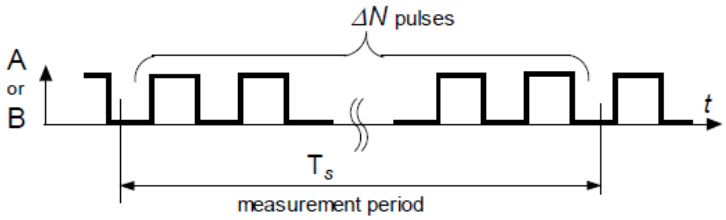

Figura 4.19: Identificazione della velocità basata sulla frequenza

La struttura di calcolo della velocità basata sulla misurazione della frequenza è presentata in alto in Figura 4.18. Due contatori, abilitati e resettati alternativamente, contano il numero di impulsi. Il contenuto dell'ultimo contatore disabilitato viene utilizzato per il calcolo della velocità. L'identificazione della velocità basata sulla misurazione della frequenza produce errori relativamente piccoli ad alta velocità perché il numero di impulsi dell'encoder nell'intervallo di misurazione è alto.
A basse velocità si passa all'identificazione della velocità in base al periodo. Il metodo consiste nel contare gli impulsi di un segnale di clock ad alta frequenza (con periodo Thf) durante un periodo dell'encoder. In questo caso la velocità è:

$$v_p = \frac{x_p}{n T_{hf} 2} \tag{4.6}$$

dove n rappresenta il numero degli impulsi ad alta frequenza. L'errore relativo aumenta con la frequenza ed è dato da:

$$\varepsilon_p = \frac{v_p 2T_{hf}}{x_p} \tag{4.7}$$

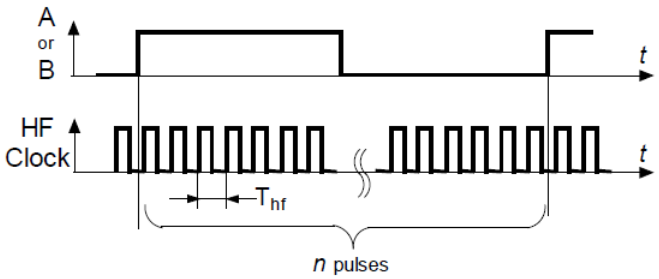

Figura 4.20: Identificazione della velocità basata sul periodo

Il modello di calcolo della velocità basato sul periodo è nella parte bassa della Figura 4.18. Esso è molto simile a quello basato sulla frequenza.
Tutta la logica della riga ottica è riassunta in Figura 4.21.

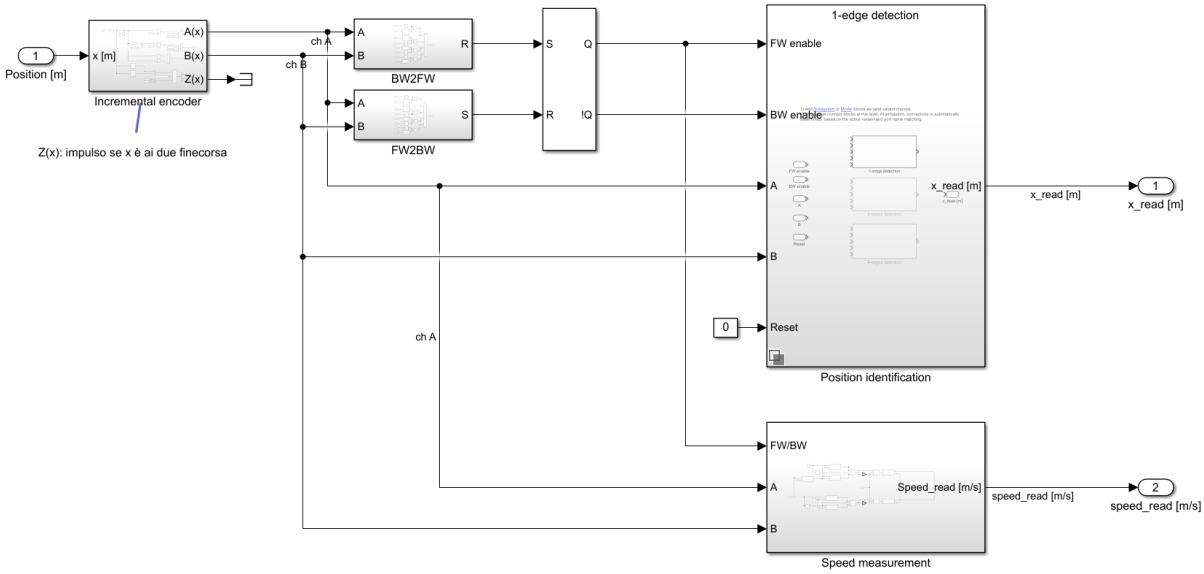

Figura 4.21: Blocco Linear encoder

Il segnale rilevato, quindi, viene moltiplicato per la sensitività statica del sensore di posizione e gli viene aggiunto un errore gaussiano. Successivamente, essendo un segnale già digitale, viene solo campionato alla frequenza del driver e, infine, moltiplicato ancora per il reciproco della sensitività statica. Questo avviene in quanto non è nota la sensitività reale del sensore, ma per riportare il valore in [m] coerente con quello di ingresso si utilizza la sensitività nota, a meno di errori e offsets. L'intero blocco è riportato in Figura 4.22.

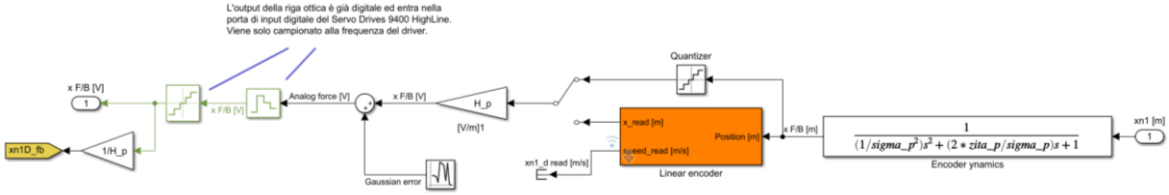

Figura 4.22: Blocco Linear encoder (globale)

4.4. Motoriduttore

4.4.1 Motore elettrico

Il motore elettrico utilizzato è lo stesso in [1], a cui si rimanda per un'analisi più dettagliata. È importante riportare che si tratta di un motore tipo brushless DC, noto anche come BLDC, ossia al contrario dei classici modelli a contatti striscianti non presenta spazzole (brushless) ed è alimentato a corrente continua (DC).
Il motore elettrico è praticamente invertito rispetto ad un motore a corrente continua (CC) convenzionale, in quanto presenta i magneti permanenti sul rotore, che perciò si dice essere l'induttore, e gli avvolgimenti percorsi da corrente sullo statore, per tale motivo detto indotto, la cui alimentazione è data da un convertitore elettronico di potenza. Il commutatore meccanico utilizzato nei motori tradizionali è sostituito con un dispositivo elettronico che migliora l'affidabilità e la durata dell'apparecchi, ma che diventa necessario per garantirne il funzionamento. Ad esempio, per eccitare le bobine dello statore al momento giusto è necessario disporre di un microcontrollore che utilizzi il segnale di posizione del rotore fornito dai sensori a effetto Hall integrati nel motore stesso.
La struttura tipica di un motore brushless DC prevede la presenza di avvolgimenti distribuiti trifase sullo statore con collegamento a stella, infatti questa soluzione minimizza il numero di dispositivi elettronici di potenza necessari al controllo delle correnti e allo stesso tempo consente di generare coppia per qualsiasi posizione angolare del rotore. Quale delle fasi deve essere collegata dipende dalla posizione angolare del rotore, la quale viene letta tramite tre sensori ad effetto Hall. Per poter alimentare le fasi del motore è necessario un inverter trifase, formato da un insieme di sei transistor o MOSFET. Questo dispositivo riceve in ingresso una tensione costante e continua (270 V nel caso di applicazioni aeronautiche) e fornisce in uscita al carico una tensione variabile nel tempo in modulo e verso.

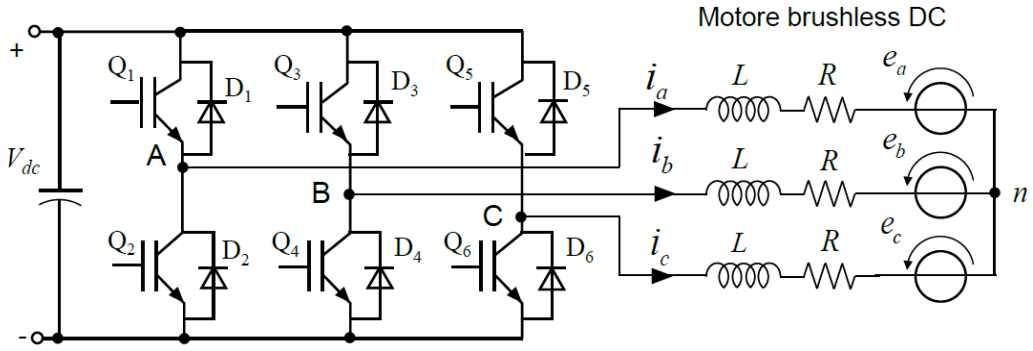

Figura 4.23: Motore brushless DC con inverter trifase

L'attivazione dei MOSFET è governata da un modulo a monte di generazione PWM (Pulse Width Modulation) integrato nell'elettronica; esso utilizza un tipo di modulazione digitale che permette di ottenere una tensione media variabile, dipendente dal rapporto tra la durata dell'impulso positivo e di quello negativo (duty-cycle), in relazione al valore del segnale continuo che riceve in ingresso: l'uscita è un'onda quadra.
Questo dispositivo funziona confrontando il valore del segnale in ingresso, detto modulante, con un segnale standard, detto portante, che può essere di vario tipo, ad esempio lineare, a dente di sega, triangolare: nel modello è stata impiegata una portante triangolare bipolare unitaria. La frequenza della portante è il fattore che determina la precisione di riproduzione dell'ingresso, ed è pari al reciproco del periodo dell'onda quadra. Per i motori brushless DC la frequenza portante dell'unità PWM varia tra 8

e 16 kHz: maggiore è quest'ultima e più costante risulterà la corrente circolante negli avvolgimenti. Nel modello è stata impiegata una frequenza di 10000 Hz.

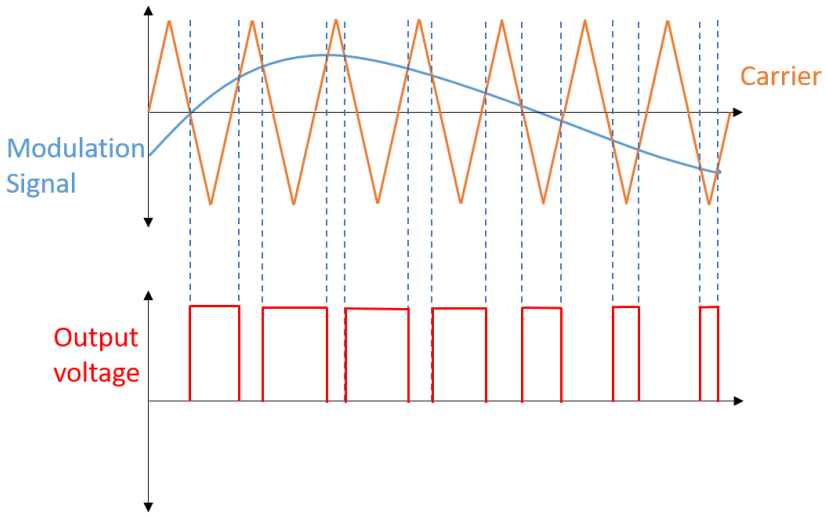

Figura 4.24: Confronto fra portante e modulante e segnale PWM generato

Si riportano quindi i modelli Simulink® del blocco complessivo MDE+BLDC e di quelli interni, che sono appunto:

- PWM Modulator
- Simplified inverter
- Monophase-BLDC

ed i sensori a effetto Hall in coda.

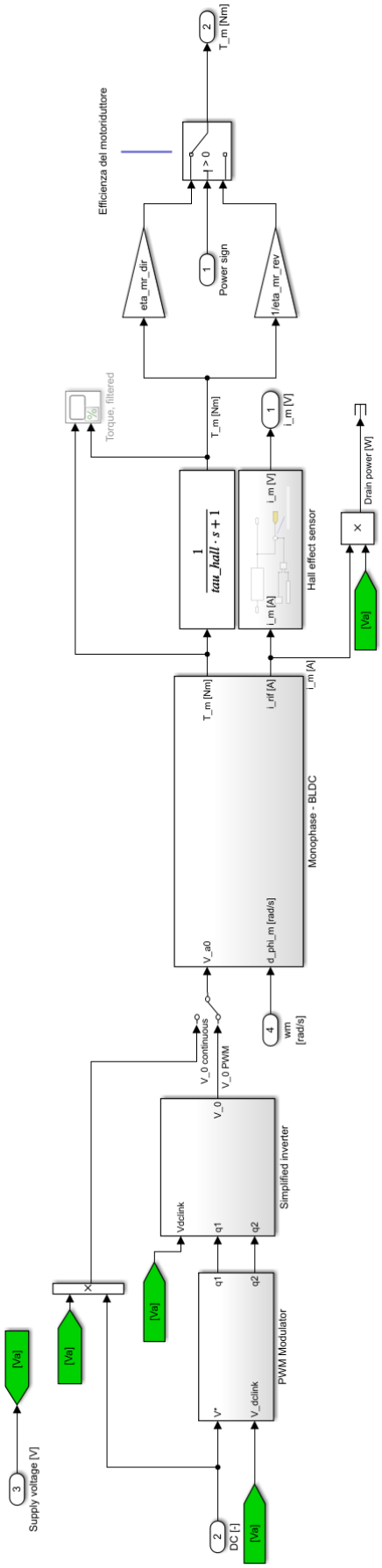

Figura 4.25: Blocco MDE+BLDC

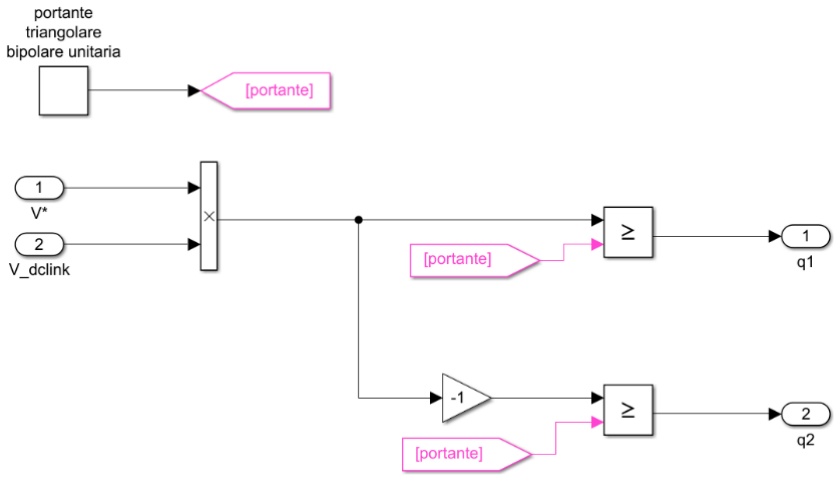

Figura 4.26: Blocco modulatore PWM

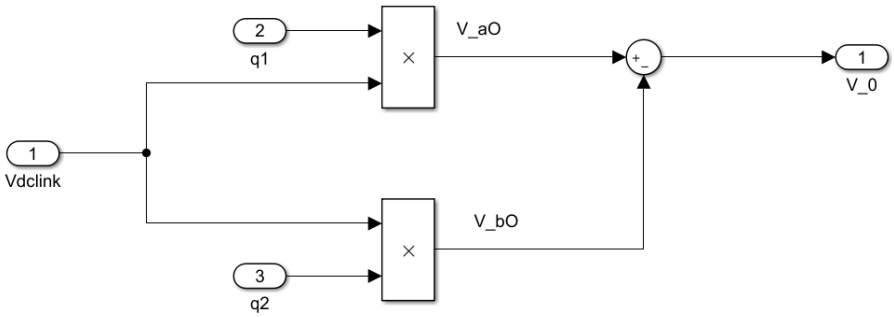

Figura 4.27: Blocco inverter semplificato

Il segnale modulato è dato dall'unione del blocco modulatore PWM con quello dell'inverter semplificato: i due blocchi, mostrati in Figura 4.26 e Figura 4.27, si scambiano due parametri q1 e q2 che assumono valore unitario o nullo a seconda della posizione della modulante rispetto alla portante, seguendo la legge:

$$modulante_N = \frac{modulante}{\max(modulante)}$$

$$q_1 = \begin{cases} 1 & se\ modulante_N \geq portante \\ 0 & altrimenti \end{cases} \qquad (4.8)$$

$$q_2 = \begin{cases} 1 & se - modulante_N \geq portante \\ 0 & altrimenti \end{cases}$$

dove $modulanteN$ è il segnale modulante normalizzato a 1. I parametri $q1$ e $q2$ entrano nel blocco dell'inverter semplificato e attivano o meno i due addendi di una somma, generando in uscita o un valore nullo o pari al voltaggio di alimentazione (Va o Vdclink) del motore in modo concorde con l'andamento della modulante V^*= DC [-]), ottenendo il treno di impulsi PWM, che è l'input del seguente blocco del motore.
Qualora la modulazione del segnale in PWM fornisse un segnale non ben rappresentato, si può scegliere di far arrivare direttamente il segnale di tensione di alimentazione moltiplicato semplicemente per il duty cycle mediante uno switch (Figura 4.25).

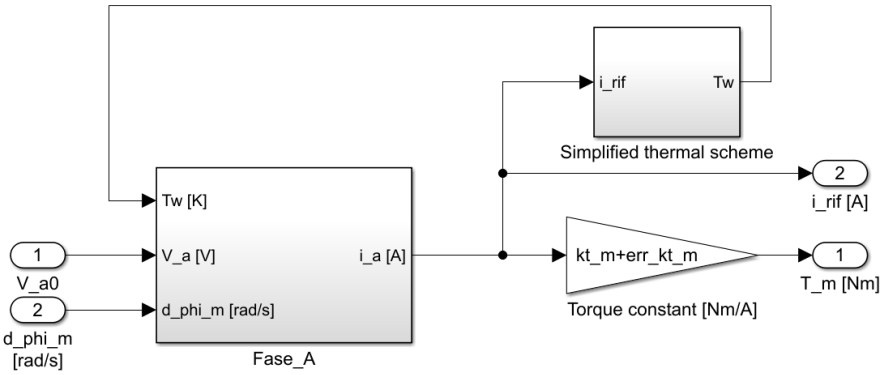

Figura 4.28: Blocco Monophase-BLDC

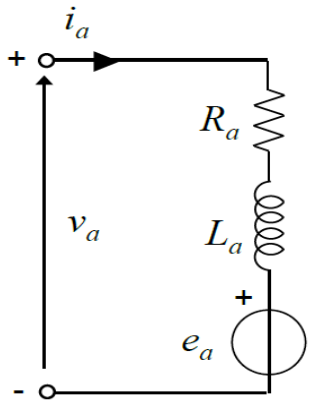

Figura 4.29: Schema circuitale del BLDC

Il segnale in tensione viene applicato ai capi degli avvolgimenti del motore che, pur essendo trifase, è stato modellizzato attraverso una sola fase per semplicità. Lo schema circuitale a parametri concentrati di una fase del motore è quello mostrato in Figura 4.29, per il quale si possono scrivere le seguenti equazioni, che legano la tensione applicata alla corrente circolante e alla coppia generata:

$$V_a = R_a i + L_a \frac{di}{dt} + K_e \omega_m$$
$$C_m = K_m i \tag{4.9}$$

dove Va è la tensione di alimentazione, proveniente dall'inverter e modulata in PWM; R_a è la resistenza degli avvolgimenti; i è la corrente che circola; L_a è la loro induttanza; Ke è la costante elettrica, che tiene in conto la forza controelettromotrice che si crea sugli avvolgimenti a causa della rotazione del rotore; ωm è la velocità angolare del motore (d_phi_m nel modello); Cm è la coppia meccanica in uscita dal motore, che dipende dalla corrente tramite una costante di coppia Km. La seconda delle (4.9) è visibile in Figura 4.28.
Il modello Simulink della fase A del motore è riportato in Figura 4.30 dove $R_m = R_a$ e $H_m = L_a$.

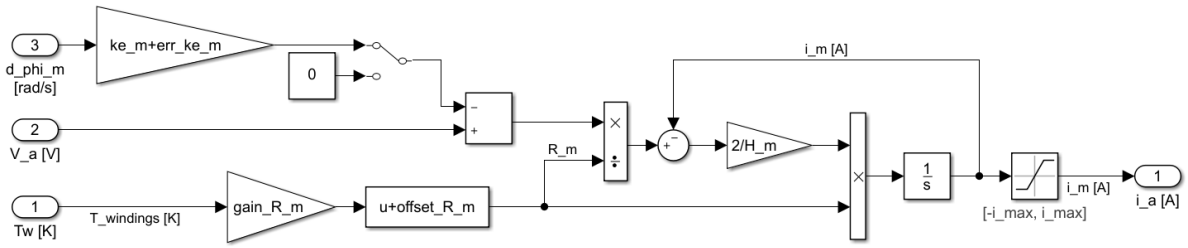

Figura 4.30: Blocco Fase A del BLDC

Si nota come la resistenza viene calcolata in funzione della temperatura degli avvolgimenti. La corrente calcolata negli avvolgimenti viene poi saturata ad un valore massimo di corrente in modo da tenere in conto del valore massimo che nella realtà essa può assumere per non causare eccessivi surriscaldamenti degli avvolgimenti per effetto Joule.
La temperatura degli avvolgimenti viene calcolata secondo il modello di [22]. La principale sorgente di calore è prodotta dalla corrente negli avvolgimenti. Questa generazione di calore può causare avversità nel funzionamento prolungato del sistema o sotto severe condizioni di carico, in quanto la temperatura del motore sale rapidamente a causa della grande estrazione di corrente. Far funzionare un motore a queste condizioni può causare serie conseguenze, tra cui il rischio di incendio fuori dagli avvolgimenti o la demagnetizzazione dei magneti permanenti del rotore. Il modello termico propone un metodo per stimare la temperatura del motore a diverse condizioni di funzionamento. Esso tratta gli avvolgimenti del motore come un sistema a parametri concentrati e determina la loro temperatura ad ogni istante di tempo basato sul calore iniziale e la perdita di calore sulla superficie del motore verso l'ambiente per convezione e radiazione.
L'equazione che governa gli scambi termici è:

$$\tau_w \frac{\partial T_w}{\partial t} = R_{th}\left(R_m i^2 - hA\left(T_w - T_{rif}\right) - \varepsilon\sigma A\left({T_w}^4 - {T_{rif}}^4\right)\right) \tag{4.10}$$

Dove $\tau_w[s]$ è la costante termica di tempo, che rappresenta la dinamica con la quale la potenza dissipata causa un incremento della temperatura, $R_{th}[K/W]$ è la resistenza termica, $h\left[\frac{W}{m^2K}\right]$ è il coefficiente di trasferimento del calore per convezione in condizioni di convezione naturale non forzata in aria ferma, A[m^2] è la superficie esterna del motore, $T_{rif}[K]$ è la temperatura di riferimento, ossia la temperatura dell'aria esterna alla quale si trovavano gli avvolgimenti prima dell'accensione del motore, ε [-] è l'emissività della superficie e $\sigma\left[\frac{W}{m^2K^4}\right]$ è la costante di Stefan-Boltzman.

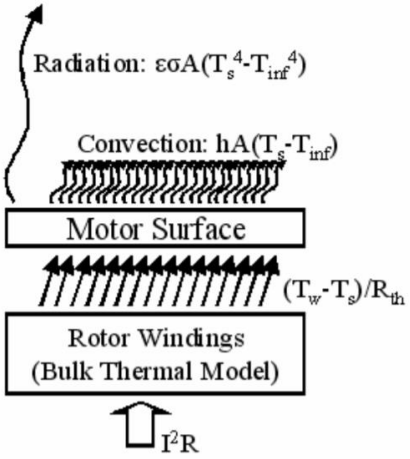

Figura 4.31: Modello termico del motore [32]

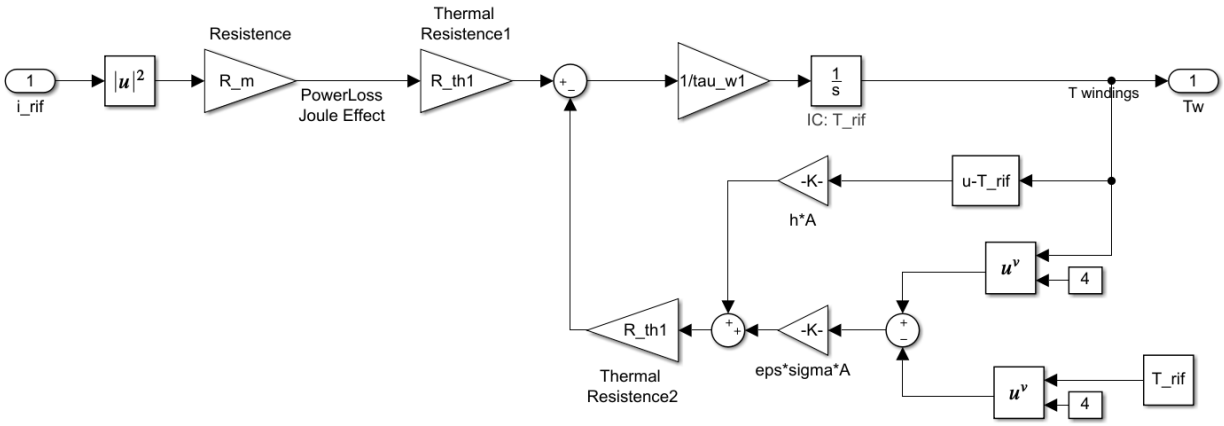

Figura 4.32: Blocco Simplified thermal scheme

Il monitoraggio di temperatura è effettuato con tre sensori di temperatura connessi in serie. Questo significa che la temperatura del motore è determinata con grande accuratezza nel campo di temperature operative permissibili e, allo stesso tempo, il controllo della sovra-temperatura configurato nel controllore è effettuato in uno degli avvolgimenti. In uscita dal blocco relativo al BLDC si hanno i valori di corrente e di coppia sull'albero motore. La coppia viene filtrata attraverso una funzione di trasferimento del primo ordine, che rappresenta la prestazione dinamica del sensore a effetto Hall, in quanto è un segnale disturbato a causa della bassa induttanza degli avvolgimenti. Anche la corrente viene filtrata da un sensore a effetto Hall, a cui viene aggiunto del rumore, che manda un segnale proporzionale in tensione al blocco di controllo per chiudere l'anello di corrente.

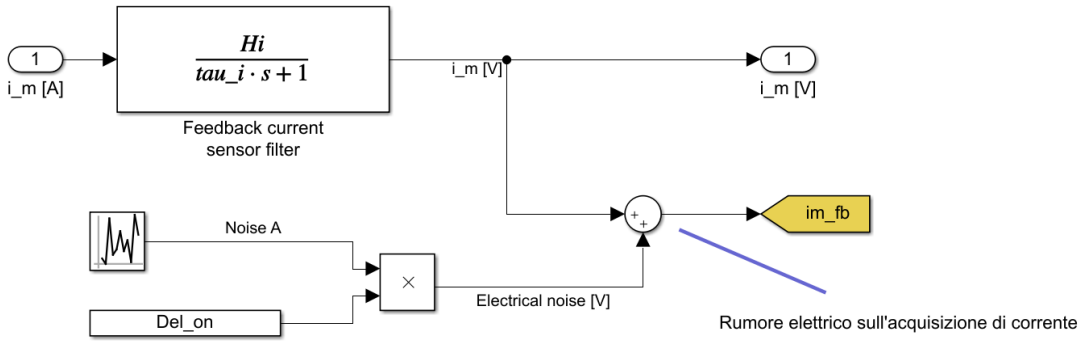

Figura 4.33: Blocco Hall effect sensor

Sul ramo della coppia si tiene in conto del parametro *Power sign,* ossia il segno della potenza erogata dal motore, che permette di discriminare la condizione operativa in cui ci si trova. Questo parametro si ottiene a valle del riduttore.
Nel caso il motore funzioni in modo diretto, il valore di coppia viene moltiplicato per l'efficienza del motoriduttore e quindi la coppia a valle viene ottenuta tramite la relazione:

$$C_m{}' = C_m\,\eta_{mr\,dir} \tag{4.11}$$

In caso il motore sia trascinato dal carico, la coppia viene divisa per il reciproco dell'efficienza. Ciò che si ottiene è la coppia in ingresso al riduttore secondo la relazione:

$$C_m{}' = \frac{C_m}{\eta_{mr\,rev}} \tag{4.12}$$

Si riportano in Tabella 4.2 i parametri principali del motore BLDC e della sua centralina elettronica MDE.

Tabella 4.2: Parametri dell'MDE e del BLDC

Parametro	Valore
K_e	0.7620 [V/rad/s]
R	7 [Ω]
K_m	1.4 [Nm/A]
L	24.6*10^{-3} [H]
i_{max}	15 [A]
V	±10 [V]
R_{th}	0.92 [K/W]
T_{rif}	298 [K]
τ_w	1200 [s]
h	8 [W/m^2/K]
A	0.0952[m^2]
ε	0.3
σ	5.67*10^{-8} [W/m^2/K^4]
H_i	1 [V/A]
τ_i	7.9577*10^{-5} [s]
τ_{hall}	1.9894*10^{-4} [s]
$\eta_{mr\ dir}$	0.8736
$\eta_{mr\ rev}$	0.8736

4.4.2 Riduttore

Il riduttore è un componente utilizzato per ridurre la velocità di rotazione a vantaggio della coppia trasmessa. In generale per il tipo di applicazioni prese in esame la potenza generata è costante e può essere espressa come il prodotto tra la coppia e la velocità angolare.

$$P_{richiesta} = C\omega \tag{4.13}$$

dove $C = T_m = T_{m\,(MDE+BLDC)} b_m \omega_m$.
Questa potenza può essere erogata direttamente dal motore (in tal caso di parla di soluzione direct drive) oppure da un gruppo motore più riduttore. Nel primo caso tutta la coppia deve essere erogata dal motore, quindi se ne avrebbe uno di grandi dimensioni e peso, a vantaggio di affidabilità e rendimento complessivo poichè fisicamente ci sarebbe un elemento in meno.
Nel secondo caso, invece, grazie alla presenza del riduttore la coppia richiesta al motore è minore, perciò lo è anche il suo peso e le sue dimensioni, nonostante l'incremento dovuto all'aggiunta dei rotismi. Lo svantaggio di questa soluzione è, però, che l'affidabilità e il rendimento diminuiscono all'aumentare degli stadi di riduzione.

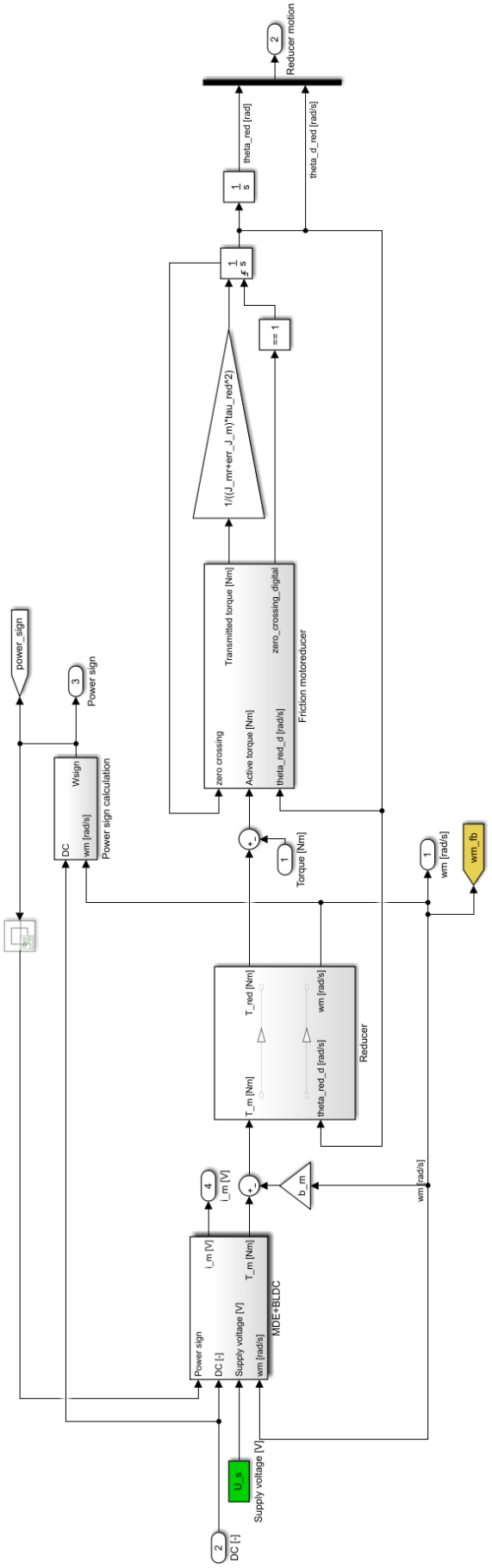

Figura 4.34: Blocco Motoreducer

Si consideri, dunque, un riduttore ad ingranaggi, il quale presenta una o più coppie di ruote dentate che trasmettono il moto tra l'albero di ingresso e quello di uscita applicando un rapporto di trasmissione costante. Le relazioni che correlano coppie e velocità nel caso di un generico riduttore sono:

$$\tau = \frac{\omega_m}{\omega_{red}}$$
$$C_{red} = C_m \tau \tag{4.14}$$

dove ω_{red} è la velocità angolare in uscita dal riduttore e C_{red} la corrispondente coppia, ω_m è la velocità angolare dell'albero motore e Cm la coppia su di esso, τ è il rapporto di trasmissione. Essendo stato scelto un riduttore a ingranaggi ad un solo stadio, il modello è semplicemente basato sulle (4.14).

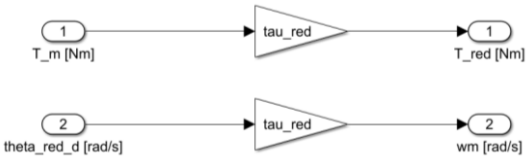

Figura 4.35: Blocco Reducer

Il rapporto di trasmissione del riduttore è pari a 4.
Si nota subito come siano presenti due rami indipendenti: quello in alto è riguardante la trasmissione della coppia, mentre quello in basso esprime le relazioni delle velocità angolari. Essendo la potenza erogata sempre la stessa, mentre la velocità angolare diminuisce la coppia aumenta in modo proporzionale.
A valle del riduttore viene, inoltre, determinato il segno della potenza, da cui si può riconoscere se il motore sta funzionando in modalità freno o propulsore. Il parametro Wsign in uscita dal blocco assume valore pari ad 1 nel caso in cui il motore stia causando il moto e -1 nel caso in cui il motore si stia opponendo al moto, lavorando come un freno. Nel primo caso il motore movimenta il carico, nell'altro è il carico a imprimere il moto del motore. Se la velocità angolare del rotore è nulla, allora ci si trova nella situazione di moto diretto (mode1); se invece non è nulla si deve andare ad analizzare il segno della coppia: se quest'ultima è di segno concorde rispetto alla velocità ci si trova nuovamente in condizione di moto diretto, altrimenti di moto inverso. Per mezzo di uno swich è stato selezionato di default il modo diretto quindi Wsign è pari a 1.

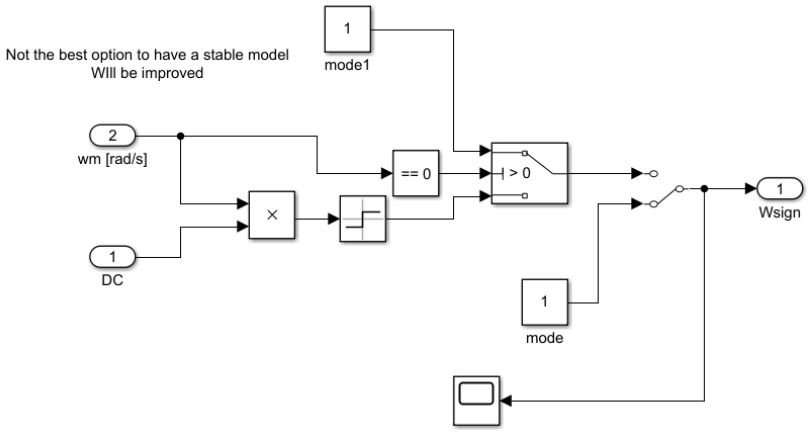

Figura 4.36: Blocco power sign calculation

4.4.3 Attrito

Il modello di attrito inserito nel sistema si basa sul nuovo modello di attrito implementato in [1] con delle piccole differenze. Per ciascun componente deve essere garantito che alla forza (o coppia) attiva sia sottratta la componente dovuta all'attrito, la quale presenta un valore statico e uno dinamico, in base alla velocità relativa di strisciamento. Il passaggio dalla condizione statica a quella dinamica avviene controllando le entità delle forze (o coppie) in gioco mentre il passaggio inverso avviene tramite relazioni cinematiche, ossia quando la velocità relativa si annulla.
Affinché avvenga la transizione statico–dinamico è necessario che la forza (o coppia) superi il limite statico di aderenza, ma per realizzare, invece, il passaggio inverso bisogna che la velocità sia diventata prima nulla, ossia quando si è in condizioni dinamiche, anche se la forza (o coppia) esterna motrice svanisce, il sistema non deve ritornare alle condizioni statiche ma deve persistere nel suo moto, rallentato dagli attriti, finché non si raggiunge nuovamente la condizione stazionaria.
L'effetto di sottrazione della forza di attrito (Drag torque) da quella attiva (Active torque) per ottenere in uscita la coppia trasmessa si vede nel modello in Figura 4.39.
Il modello di attrito statico-dinamico si basa sulla formulazione di Stribeck, discussa in maniera più approfondita in [1], nella quale vengono tenuti in conto gli attriti dinamici dipendenti dalla velocità di rotazione, secondo la formula:

$$C_{att} = C_{as}\left(1 + m_f e^{-|\omega_{red}|}\right) \tag{4.15}$$

dove $C_{as}\ [Nm]$ è la coppia di attrito statico Coulombiano, m_f[-] è un coefficiente che mette in relazione la coppia di attrito Coulombiano con quella di spunto (C_{ba}), ω_{red} [rad/s] è la velocità angolare in uscita dal motoriduttore.
I parametri utilizzati sono riportati in Tabella 4.3.

Tabella 4.3: Parametri del modello di attrito del motoriduttore

Parametro	Valore
C_{as}	0.16 [Nm]
m_f	0.3103 [-]
C_{ba}	0.232 [Nm]

L'andamento del modello è visibile in Figura 4.37.

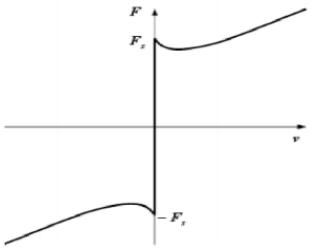

Figura 4.37: Modello con effetto Stribeck

Inserendo questa funzione nel modello, si vede come essa in ingresso riceve la velocità angolare del riduttore e il valore costante degli attriti statici di Coulomb.
Una seconda equazione che modella l'attrito viscoso deriva dalla caratteristica del motore (Figura 4.38).

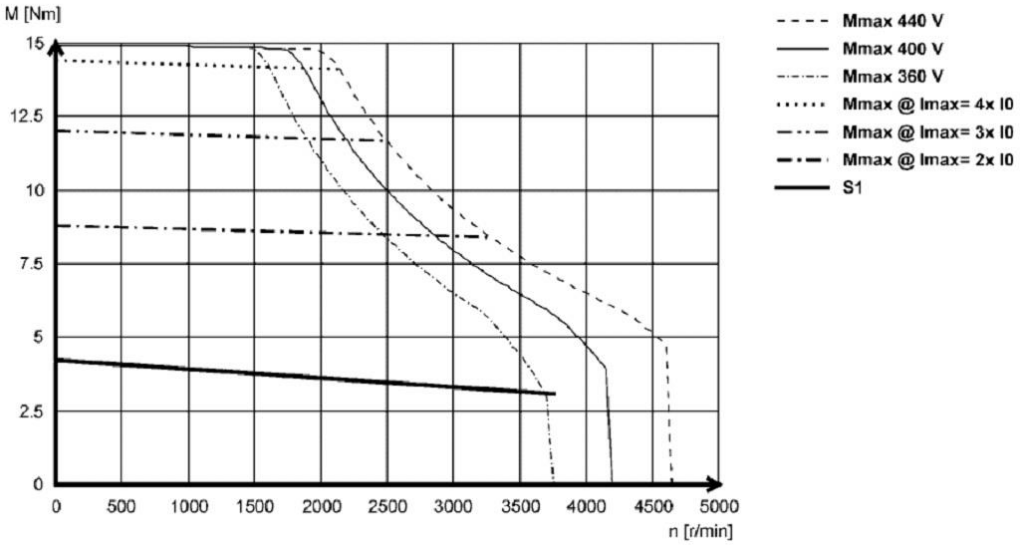

Figura 4.38: Caratteristica meccanica del motore MCS-09F38

L'andamento inclinato anziché costante della coppia del motore in funzione del numero di giri rappresenta delle perdite meccaniche viscose sull'albero del motore ed è stato modellato mediante le 3.16.

$$b_m = \frac{M_0 - M_n}{\omega_{nom}} \left[\frac{Nm}{\frac{rad}{s}}\right] \tag{4.16}$$

$$C_{viscosa} = b_m \omega_m$$

Dove $M_0[Nm]$ è la coppia di stallo ad una velocità quasi nulla, $M_n[Nm]$ è la velocità nominale e ω_{nom} $\left[\frac{rad}{s}\right]$ la velocità nominale pari a 3750rpm = 392.7 rad/s.

Il resto dei blocchi effettua il riconoscimento delle condizioni dinamiche del sistema. In particolare, sia la coppia attiva che la velocità angolare passano attraverso un blocco *Sign* che restituisce 1 in caso in cui la coppia (o velocità angolare) sia positiva, -1 in caso la coppia (o velocità angolare) sia negativa. Inoltre, l'ingresso zero crossing è lo stesso segnale di velocità relativa proveniente dall'integratore dell'accelerazione ottenuta tramite l'equazione di equilibrio dinamico a valle del blocco di attrito (Figura 4.39). Questo segnale entra in un blocco detto *Hit crossing* che rileva quando esso raggiunge lo zero e, in tal caso, fornisce come risultato 1, altrimenti va a 0. Questo valore viene passato come criterio all'interno dei due successivi *Switch*.

Parallelamente, nel blocco *min*, che ha il compito di restituire il minore dei due ingressi, entrano il valore assoluto della forza (o coppia) applicata e il valore della forza (o coppia) di attrito ottenuta dalla funzione di attrito.

Per comprendere in modo più facile il funzionamento dei due blocchi *Switch* si possono immaginare le due situazioni in cui il sistema si può trovare.

Si immagini che il sistema inizialmente è fermo, in condizioni di aderenza, quando ad un certo istante si incomincia ad applicare una forza (o coppia), il cui valore cresce lentamente nel tempo. Essendo ancora in stato di quiete la velocità è nulla all'inizio, perciò l'uscita dello zero crossing è unitaria: questo implica che gli switch siano commutati entrambi sull'ingresso in alto.

All'inizio dal blocco *min* viene fuori esattamente il valore di attrito statico poiché la velocità è ancora nulla, quindi la forza (o coppia) di attrito, che si sottrae a quella attiva, sarà uguale alla forza (o coppia) attiva stessa, in valore assoluto e moltiplicata per il suo segno, nel caso in cui essa sia minore del limite di aderenza: la forza (o coppia) di attrito in condizioni di aderenza si oppone in verso alla forza (o coppia)

esterna. Ciò significa che, finché la forza (o coppia) applicata non supera questo valore limite, le viene sottratta se stessa causando l'annullamento del risultato; mentre se supera il limite il sistema si mette in moto ed il blocco *min* fornisce in uscita il valore della forza (o coppia) di attrito di Stribeck e gli switch vengono commutati perché, essendo la velocità diversa da zero, l'uscita dal blocco zero crossing diventa 0. Si pensi ora al caso inverso, cioè quando il sistema è già in moto grazie all'applicazione di una forza (o coppia) diversa da zero: in tale caso la forza (o coppia) di attrito si oppone in verso non più al segno della forza (o coppia) esterna, che può essere positiva o negativa a seconda che sia motrice o frenante, ma alla velocità angolare. Infatti, il valore ottenuto dalla funzione di attrito (sempre positivo), poiché ora gli switch sono commutati sull'ingresso in basso, viene moltiplicato per il segno della velocità angolare e sottratto alla forza (o coppia) attiva. In questo modo anche se quest'ultima dovesse scomparire si otterrebbe una forza (o coppia) in uscita negativa pari a quella di attrito, che agirebbe col fine di rallentare il sistema opponendosi alla velocità, finchè quest'ultima non sarà tornata a zero, facendo commutare nuovamente gli switch e riportando il sistema nel primo caso analizzato.
La forza (o coppia) di attrito sottratta a quella attiva può essere espressa, in modo analitico, come:

$$C_{trasmessa} = C_{attiva} - C_{attrito}$$
$$C_{attrito} = \begin{cases} C_{attiva}, & \dot{\phi} = 0 \quad C_{attiva} < C_{statica} \\ f(u), & \dot{\phi} \neq 0 \end{cases} \tag{4.17}$$

dove $\dot{\phi}$ [rad/s] è la velocità di strisciamento e C$statica$ è la forza (o coppia) limite di aderenza.

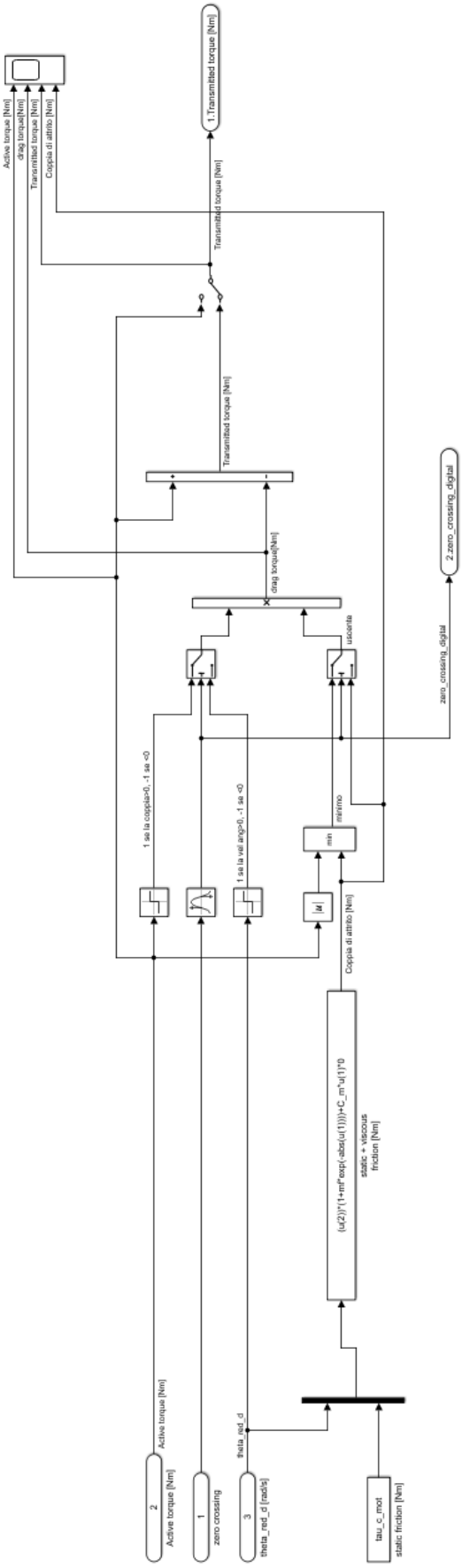

Figura 4.39: Blocco Friction motoreducer

La coppia in uscita dal blocco di attrito viene divisa per il prodotto tra l'inerzia complessiva del motoriduttore, pari a $1.6*10^{-4}$ [kgm^2] e il quadrato del rapporto di trasmissione del riduttore, che vale anche per il motore.
È bene commentare la funzione del blocco *Integratore continuo* presente in Figura 4.40 a valle del blocco di attrito.
In esso è possibile usufruire della *state port*, che ha il compito fondamentale di evitare loop algebrici. In particolare, l'output dell'integratore è uguale a quello standard, ma viene utilizzato se è attiva contemporaneamente anche la porta reset dell'integratore, proveniente dall'uscita dell'integratore stesso nell'arco di uno stesso passo temporale. In tal caso l'uscita della state port assumerebbe il valore dell'output normale dell'integratore se non è soggetto a reset. La state port viene usata quando si verifica la condizione di zero crossing, in questo caso ω=0, e riporta quindi l'integratore alle condizioni iniziali statiche.

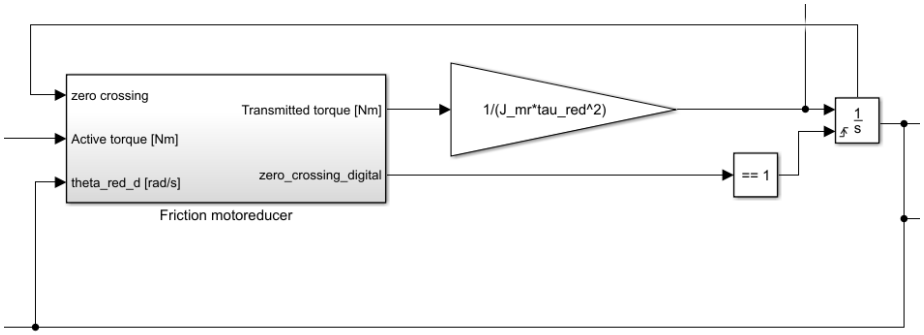

Figura 4.40: Blocco Integratore continuo

4.5. Accoppiamento

Per passare dal motoriduttore al modello del gioco e successivamente al sistema vite-madrevite, è stato necessario modellare l'accoppiamento tra posizione (θ_s) e velocità angolare ($\dot{\theta}_s$) proveniente dalla vite con quelle in uscita dal riduttore (θ_{red}, ω_{red}). In questo modo si sono ottenute due grandezze relative di posizione e velocità che non sono altro che lo spostamento angolare relativo e la velocità angolare relativa tra l'albero della vite e il secondo albero del riduttore, ossia quello dove è posto il torsiometro, utili per calcolare le condizioni di gioco nel sistema.

$$\theta_d = \theta_{red} - \theta_s \qquad (4.18)$$

$$\dot{\theta}_d = \omega_{red} - \dot{\theta}_s$$

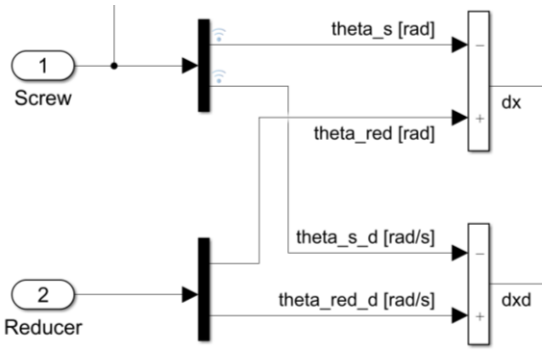

Figura 4.41: Couplings

4.5.1 Elastobacklash

Con il termine backlash, o più comunemente gioco, si indica la perdita di moto che si verifica in un meccanismo a causa del vuoto presente negli accoppiamenti tramite meccanismi a causa delle tolleranze utilizzate nelle lavorazioni meccaniche. Per analizzare come il gioco influisca sul comportamento e le prestazioni di un sistema è necessario utilizzare un modello matematico accurato per riprodurne fedelmente il comportamento, nel quale sia introdotta una non–linearità. Tale modello è generalmente di tipo dinamico e prende in esame un meccanismo rotativo a due masse concentrate poste alle estremità di un albero privo di inerzia al quale è associata una certa rigidezza e/o smorzamento interno. Le masse non sono connesse direttamente, ma fra di loro è posto il backlash. Tale modellazione è anche nota col nome di elastobacklash, grazie alla rigidezza conferita al contatto.

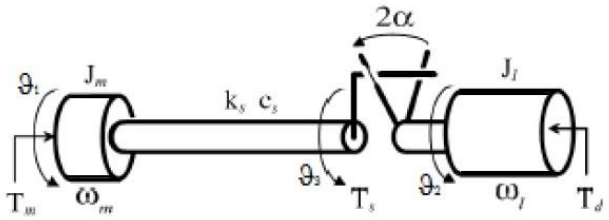

Figura 4.42: Sistema rotante a due masse con gioco

Dove quello a sinistra è l'albero di trasmissione avente inerzia nulla, rigidezza torsionale k [Nm/rad] e smorzamento interno c [Nms/rad], con un gioco angolare di 2α [rad]. Essendo questo privo di inerzia, la coppia T sul lato motore risulta uguale a quella sul lato carico. Inoltre, ϑ1(t) [rad] è l'angolo di rotazione del motore, ϑ3(t) [rad] l'angolo di rotazione dell'albero subito prima del backlash e ϑ2(t) [rad] l'angolo di rotazione del carico.
Si definiscono inoltre le seguenti grandezze derivate:

- lo spostamento ϑd(t) = ϑ1(t) – ϑ2(t) e la sua derivata $\dot{\vartheta}d$(t)=$\dot{\vartheta}$1(t)–$\dot{\vartheta}$2(t)
- la rotazione dell'albero ϑs(t) = ϑ1(t) – ϑ3(t)
- l'angolo di backlash come ϑb(t) = ϑ3(t) – ϑ2(t), definito simmetrico all'interno della luce del gioco in modo che $|\vartheta b(t)| \leq \alpha$.

Per un'analisi più dettagliata dei diversi modelli di gioco si rimanda a [1]. Si riporta di seguito esclusivamente la descrizione del modello implementato nel banco prova in analisi, basato su quello del software di modellazione multifisica Modelica® [23].

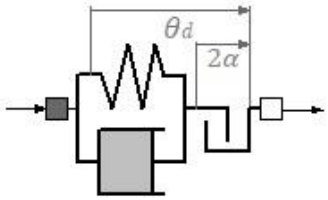

Figura 4.43:Simbolo dell'Elastobacklash in Modelica®

Il gioco attribuito per comodità al blocco del torsiometro rappresenta, in realtà, anche il gioco e la rigidezza torsionale del riduttore e dei giunti di coppia. Schematizzando, infatti, tutto l'elastobacklash in un unico blocco, si ha che la rigidezza di contatto è la serie della rigidezza dei due giunti, del riduttore e del torsiometro.

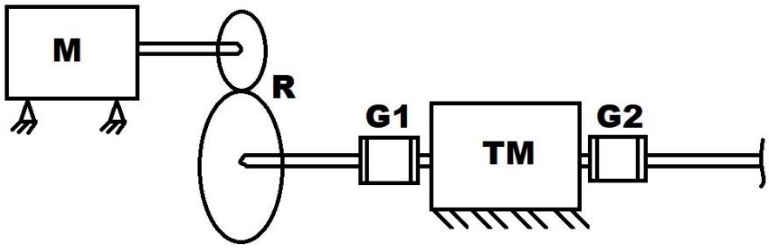

Figura 4.44: Motoriduttore + Torsiometro + Giunti

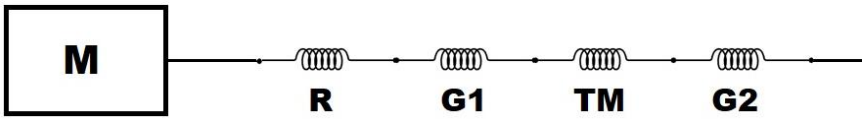

Figura 4.45: Serie di rigidezze

La rigidezza equivalente della serie si può scrivere, dunque, come:

$$k_{ebr} = k_{TE} = \frac{1}{\frac{1}{k_R} + \frac{2}{k_G} + \frac{1}{k_{TM}}} = 4.46 \cdot 10^3 \frac{Nm}{rad} \tag{4.19}$$

Dove k_R= 7906.8 Nm/rad è la rigidezza torsionale del riduttore, k_G= 76000 Nm/rad è la rigidezza dei giunti di coppia, uguali tra loro, e k_{TM}= 14000 Nm/rad è la rigidezza del torsiometro.
Essendo il gioco presente nel riduttore, l'elastobacklash è stato posizionato a valle dello stesso. Esso viene, quindi, definito come il massimo backlash angolare sull'albero del riduttore: 2α = b_ebr = 0.1667° = 2.9*10^{-3} rad.
Tale modello prevede quattro possibili casi:

a. nel caso in cui il gioco 2α abbia un valore molto piccolo, inferiore a 1*10^{-10} rad, il sistema si comporta semplicemente come un sistema con molla e smorzatore torsionali in parallelo senza gioco, simulando solo l'elasticità del contatto mediante la relazione:

$$T = k(\theta_d - \theta_{d0}) + c\dot{\theta}_d \tag{4.20}$$

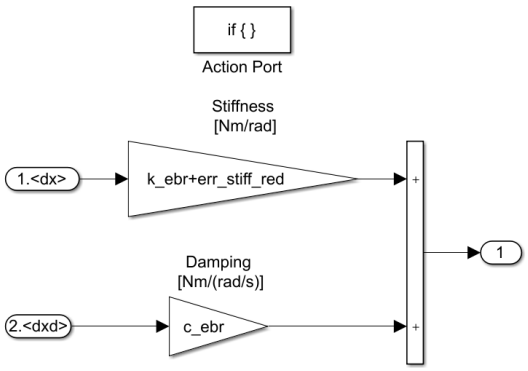

Figura 4.46: Blocco No backlash

b. Nel caso in cui il gioco, invece, superi tale valore limite, si va a misurare l'angolo di backlash θd.

Se tale angolo è compreso tra $-\alpha$ e $+\alpha$ allora nessuna coppia viene trasmessa.

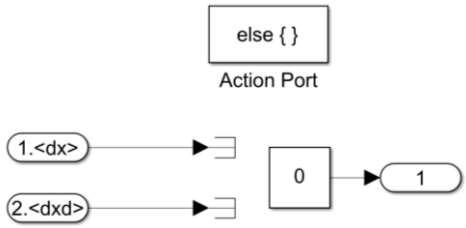

Figura 4.47: Blocco No contact

c. Se θd invece supera il valore $\alpha = \frac{b_{ebr}}{2}$ è come se uno dei due componenti del backlash entrasse in contatto con un sistema molla–smorzatore generando quindi una coppia sul secondo componente. La coppia di contatto è calcolata considerando la compenetrazione fra le due parti, ottenuta misurando di quanto la differenza di posizione fra queste ultime supera il valore massimo del gioco angolare. La componente relativa alla differenza delle velocità non è legata alla posizione e quindi all'entità del gioco, per cui viene moltiplicata semplicemente per il valore dello smorzamento. Poiché si è in presenza di contatto destro, le coppie sviluppate possono essere solo di segno positivo: se questo accade la coppia in uscita equivale proprio a quella calcolata sommando i due contributi di spostamento e velocità, se invece la risultante presenta il segno negativo vuol dire che si sta creando il fenomeno del pulling/sticking, comportamento non fisico del sistema per il quale si manifestano alternativamente valori di coppia positivi e negativi, e perciò il contributo legato allo smorzamento viene limitato al valore di quello legato allo spostamento, attraverso la funzione minimo. Nel caso in cui la coppia generata avesse segno positivo, essa viene posta a zero tramite lo switch a valle.

$$\begin{cases} T = 0 & se\ \ k(\theta_d - \alpha) + c\dot{\theta}_d \leq 0 \\ T = \min\{k(\theta_d - \alpha), c\dot{\theta}_d\} + k(\theta_d - \alpha) & se\ k(\theta_d - \alpha) + c\dot{\theta}_d > 0 \end{cases} \tag{4.21}$$

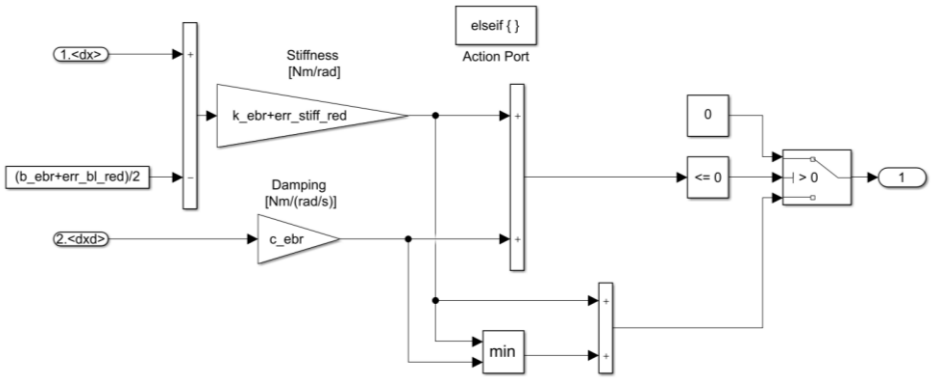

Figura 4.48: Blocco phi diff>max backlash

d. Nel caso in cui θd sia inferiore a – α ossia si verifichi il contatto sinistro, la coppia in uscita dal blocco è ottenuta come nel caso precedente, eccetto per il fatto che viene moltiplicata per la rigidezza torsionale la differenza fra il delta di posizione angolare dei due componenti e il valore negativo della semiampiezza del gioco. Inoltre, essendo il contatto sinistro, le coppie generate possono essere solo di segno negativo (ossia sempre di pressione, ma nel verso opposto) perciò la componente della coppia ottenuta dal contributo legato alla differenza di velocità angolare è saturata al valore della componente legata alla differenza di posizione tramite l'utilizzo della funzione max. La coppia viene esplicitamente posta a zero tramite lo switch a valle se assume dei valori positivi.

$$\begin{cases} T = 0 & se\ \ k(\theta_d + \alpha) + c\dot{\theta}_d \geq 0 \\ T = \max\{k(\theta_d + \alpha), c\dot{\theta}_d\} + k(\theta_d + \alpha) & se\ k(\theta_d + \alpha) + c\dot{\theta}_d < 0 \end{cases} \tag{4.22}$$

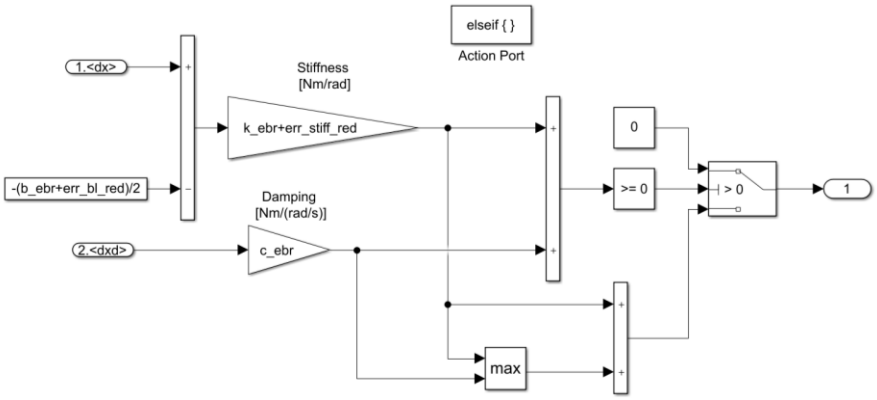

Figura 4.49: Blocco phi diff<min backlash

In Figura 4.50 si riporta il blocco Elastobacklash con le quattro condizioni appena descritte. All'interno è presente un blocco if-then-else che serve a discernere la condizione di presenza o meno del gioco e, nel caso ci sia, le condizioni di contatto.

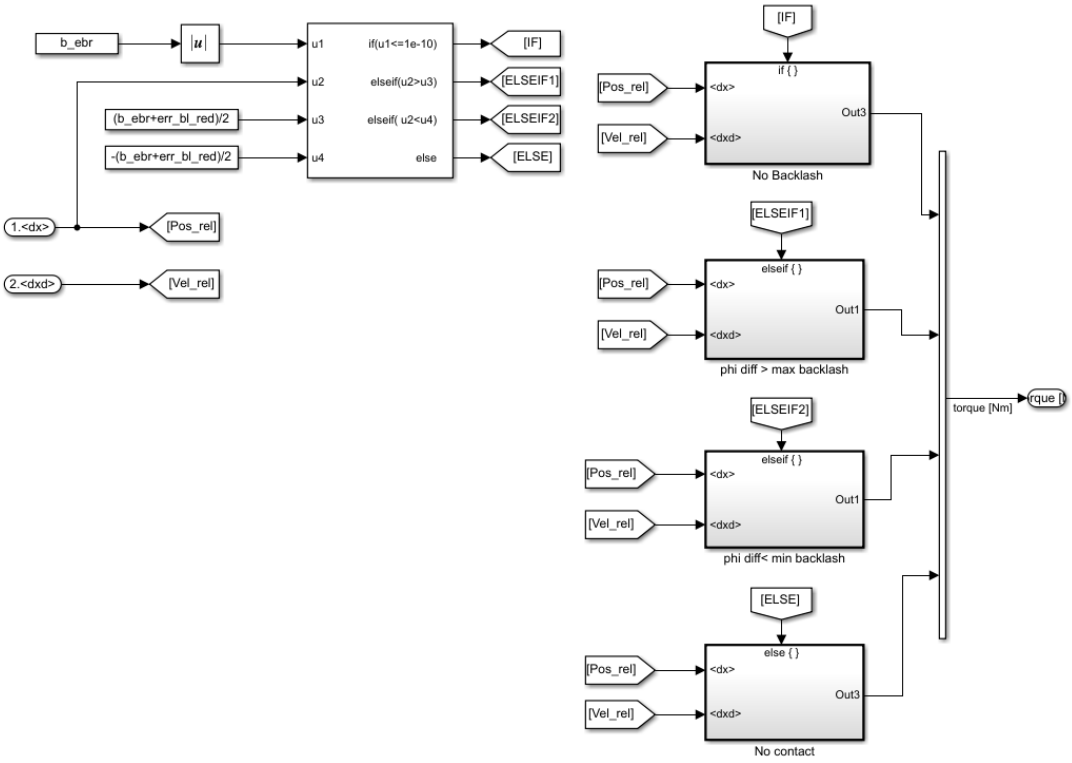

Figura 4.50: Blocco Elastobacklash

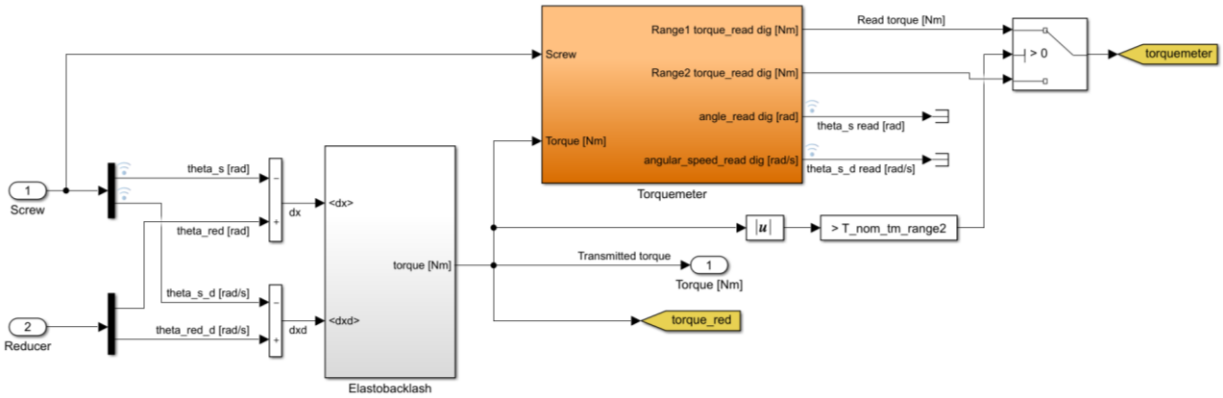

Figura 4.51: Blocco Elastobacklash of reducer + Torquemeter + Couplings

4.5.2 Torsiometro

Per chiudere il blocco di transizione tra il motoriduttore e il sistema vite-madrevite, mostrato in Figura 4.51, è necessario descrivere il funzionamento del misuratore di coppia.
Il torsiometro è uno strumento di misura utilizzato per rilevare la coppia, grandezza meccanica di rilievo in questo banco prova. Misurare la coppia con alta precisione, specialmente su organi rotanti, è fondamentale per migliorare ulteriormente l'efficienza e il rendimento dei motori e per il controllo del processo. Esso permette di effettuare misure statiche e dinamiche in senso orario e antiorario. Il torsiometro consiste essenzialmente di tre blocchi: il rotore, l'alloggiamento (contenente lo statore) e l'uscita elettronica. Il rotore è composto da diverse parti e contiene il dispositivo di misurazione reale, ossia un elemento a molla progettato per deformarsi elasticamente sotto una coppia applicata. Ciò si traduce in torsione, che a sua volta produce una tensione molto piccola nel materiale dell'elemento di misura, la quale viene misurata mediante estensimetri collegati in un ponte di Wheatstone. Un microprocessore condiziona il segnale dal ponte di Wheatstone e lo trasferisce allo statore. Il rotore è collegato allo statore tramite due cuscinetti a sfera e il trasferimento del segnale è senza contatto. Lo statore contiene l'elettronica necessaria per alimentare il rotore con la tensione operativa richiesta da mezzi induttivi e senza contatto. Nella direzione opposta, riceve il segnale di coppia digitalizzato otticamente trasmesso e indirizza questo segnale all'elettronica di uscita, dove viene convertito in un segnale di uscita analogico 0 ... ± 10 V. Quindi, in conclusione, il torsiometro legge un segnale analogico, lo trasforma al suo interno in digitale, ma lo restituisce nuovamente in analogico.
Questo torsiometro è di tipo dual range, ossia ha due range di misura calibrati, in quanto protegge la misura da sovraccarico (overload) nei piccoli campi, non ha ritardi nella riconversione e può misurare un più ampio campo di coppie. Inoltre, è anche dotato di un disco encoder incrementale per misurare velocità e angolo. Il disco ha 2000 incrementi, permettendo risoluzioni angolari fino a 0,045 ° mediante una decodifica su quattro lati. Possono essere misurate velocità fino a 25.000 rpm, in base all'intervallo di misurazione selezionato e al disco encoder incrementale opzionale.
Sostanzialmente la prima trasformazione A/D del torsiometro, quella necessaria per capire come esso rileva il segnale in digitale, è modellata come in Figura 4.52.

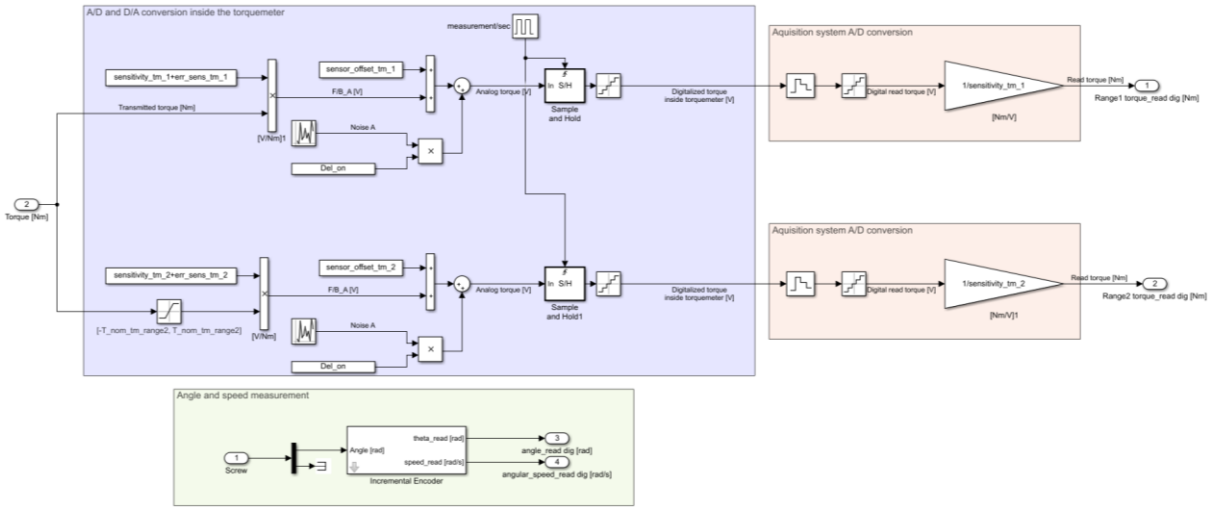

Figura 4.52: Blocco Torquemeter

In entrambi i range di funzionamento la coppia trasmessa è moltiplicata per la sensitività del torsiometro, a cui è aggiunto un errore statico, e successivamente sommata ad un offset del sensore e ad un rumore. Un Sample&Holder prende in ingresso la coppia trasmessa e la campiona, mantenendo un andamento costante nel tempo, seppur a gradini. Inoltre, esso prende dal *Pulse generator* un segnale a onde quadre di ampiezza unitaria e frequenza 1000Hz con un Width pari al 50% del periodo. La coppia viene, poi, convertita in un segnale digitale mediante il quantizzatore, avente un intervallo pari al rapporto tra il range completo di tensione (2*10V) e 2^numero di bit del convertitore A/D del torsiometro (pari a 16). Si ha quindi un intervallo di quantizzazione di $3.05*10^{-4}$ V. Il segnale digitale viene, poi, acquisito dal sistema di acquisizione dati ed elaborazione e, quindi, campionato e quantizzato al tempo si sampling del convertitore A/D e con un gradino proporzionale al numero dei suoi bit (14). Dividendo per la sensitività del torsiometro di ciascun range si ottiene il segnale alla fine della prima digitalizzazione. Esso sarà nuovamente convertito in analogico, ma come è stato detto questa seconda parte non è stata modellata.
Viene trasmessa la coppia misurata nel primo range finchè la coppia trasmessa è maggiore di quella nominale del secondo range di misura. Altrimenti, come si vede in Figura 4.51, tramite lo switch si passa al secondo range.
L'encoder incrementale associato al torsiometro permette di misurare la posizione e la velocità angolare a partire dall'angolo della vite ed è stato modellato come in (4.3.2).
I giunti di accoppiamento sono importanti accessori dei torsiometri. Vengono utilizzati come componenti di compensazione dei carichi parassiti dovuti ad errori di allineamento. L'impiego di tali componenti di compensazione, oltre ad aumentare la precisione del trasduttore, protegge dall'usura i componenti ad esso collegato. In Simulink® sono modellati come dei sistemi molla – smorzatore che prendono in ingresso le variazioni di angolo e velocità angolare tra vite e riduttore e sono caratterizzati da costanti di rigidezza k e smorzamento c equivalenti dell'elastobacklash del riduttore.

4.6 Sistema vite/doppia madrevite a ricircolo di sfere precaricata

Il blocco unico riportato in Figura 3.54 racchiude la modellazione dell'intera slitta, che comprende la vite a ricircolo di sfere, le due madreviti e il collegamento con il sistema di precarico. Come detto in precedenza, è stato studiato questo sistema di precarico della vite mediante l'impiego di due madreviti; in particolare, la prima è collegata rigidamente mediante una traversa al sistema di precarico proveniente dal cilindro pneumatico, mentre la seconda è associata ad una cella di carico, atta a registrare il movimento.

Il componente complessivo è stato modellizzato dividendolo in quattro blocchi, uno che rappresenta il movimento della vite (Screw shaft), collegata alla superficie di comando da movimentare e il cui unico grado di libertà è la rotazione, due relativi alle madreviti (Nut 1 e 2), il cui unico grado di libertà è la traslazione, e uno relativo al sistema di precarico. Ci sono, inoltre, i fine corsa.
La necessità di dividere il componente in più blocchi deriva dal fatto che all'interno di entrambe le madreviti è presente il blocco di Backlash che permette di considerare il gioco delle sfere a ricircolo. Questo elemento calcola la forza di contatto tra sfera e madrevite, che rappresenta l'azione motrice della madrevite, mentre non viene considerata sulla vite in quanto il moto traslazionale su di essa è stato bloccato.
Nel caso in cui successivamente si volessero sbloccare i moti mascherati, nel modello sono presenti tutte le variabili che si interscambiano tra vite e madreviti, ossia rotazioni e traslazioni e le rispettive derivate. Questi sono esattamente gli output del modello della vite, che entrano nelle due madreviti, assieme alla forza di precarico. Alla madrevite 1 viene anche aggiunta la forza esterna impressa dal moto del cilindro pneumatico.
Si può notare, inoltre, come la forza assiale e la coppia, derivante dalla forza tangenziale, in ingresso al modello della vite non sono altro che le somme delle rispettive forze assiali e coppie in uscita dalle due madreviti.
Infine, la posizione della Nut 1 chiude l'anello sull'equilibrio traslazionale della vite, al momento oscurato.

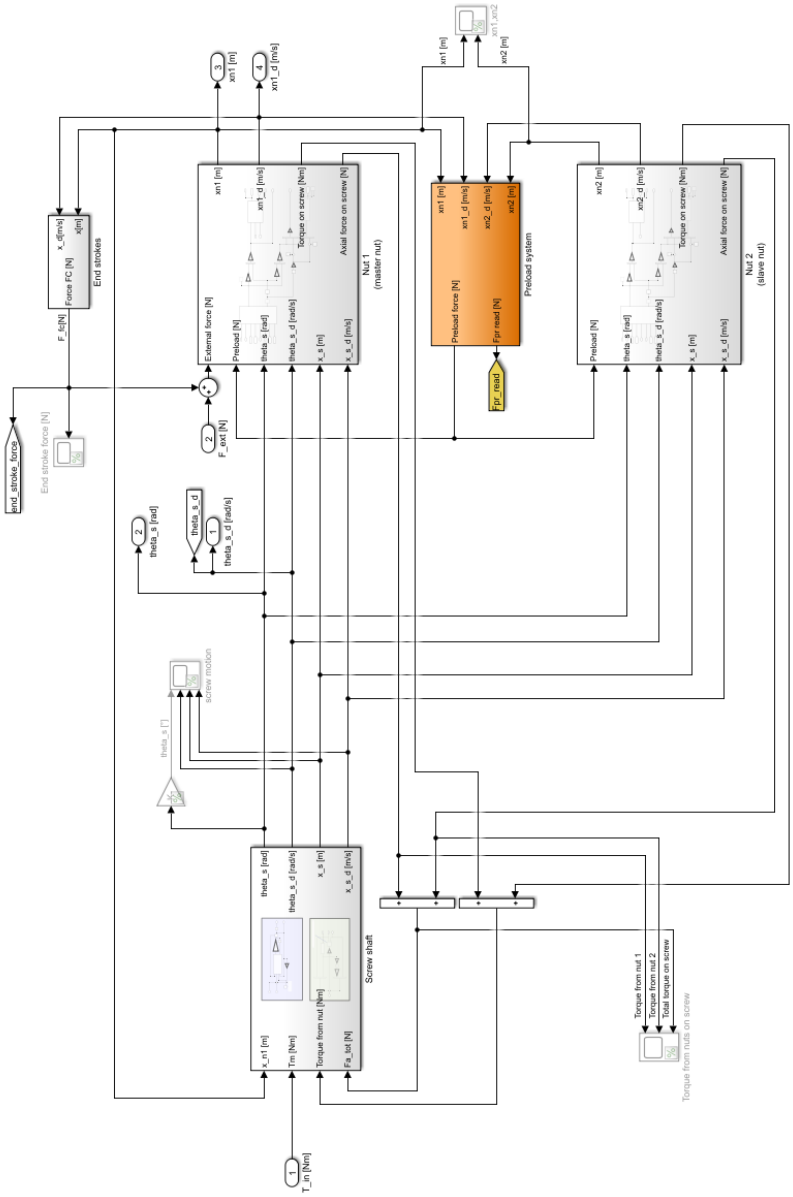

Figura 4.53: Blocco Double nut preloaded ball screw

4.6.1 Vite a ricircolo di sfere

Le viti a ricircolo di sfere sono un particolare tipo di trasmissione, caratterizzato da un sistema a rotolamento, capace di trasformare il moto di tipo rotatorio (ad esempio il moto fornito da un motore elettrico) in uno traslatorio (ad esempio la corsa lineare di un carrello) o viceversa, a fronte di attrito limitato e grande precisione nel posizionamento. Il sistema è composto da quattro componenti principali, osservabili meglio in Figura 4.55:

- un albero filettato con un determinato profilo (a uno o più principi);
- una madrevite filettata internamente chiamata chiocciola, spesso dotata di una flangia d'estremità;
- una serie di sferette interposte tra i due componenti che percorrono i profili della vite;
- un deviatore di sfere che tramite un sistema di ricircolo (interno od esterno) consente il flusso continuo di sfere una volta terminato il percorso all'interno dei profili.

Nelle viti a circolazione di sfere le filettature elicoidali della vite e della madrevite sono in effetti delle scanalature elicoidali, che per un certo tratto ospitano delle sfere che assolvono il compito di sopportare

i carichi trasmessi dalla vite alla madrevite e viceversa. Essendo le gole della vite e della madrevite di forma elicoidale, la rotazione di uno dei due membri provoca l'avanzamento delle sfere, ed è pertanto necessario ricavare nell'interna della madrevite un condotto di ritorno in modo da creare un ricircolo continuo delle sfere stesse. Esistono fondamentalmente due tipi di dispositivi impiegati per il ricircolo delle sfere:

- ricircolo interno alla madrevite mediante deviatore o liner (Figura 4.54);
- ricircolo esterno mediante tubetto deviatore (Figura 4.55);

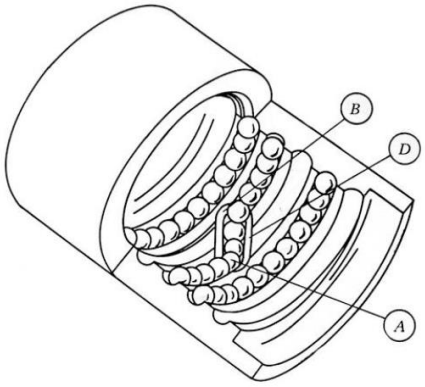

Figura 4.54: Ricircolo interno con (A) punto di raccolta, (B) punto di immissione e (D) deviatore

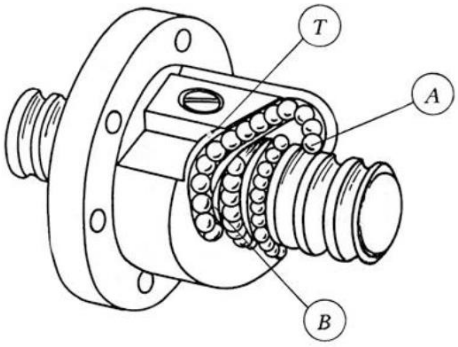

Figura 4.55: Ricircolo esterno con (A) punto di raccolta, (B) punto di immissione e (T) tubetto deviatore

Il cuore del sistema è rappresentato dalle sferette, solitamente in acciaio, che si interpongono tra vite e madrevite. Queste infatti sono caratterizzate da un moto di traslazione, rotazione e slittamento, la cui cinematica risulta molto complessa da determinare. Vite e chiocciola costituiscono un sistema a 2 gradi di libertà: uno di rotazione e uno di traslazione. Bloccando in modo congruo questi gradi è possibile trasformare il moto. Per un'analisi più dettagliata dei modelli di viti a ricircolo si rimanda a [1].
In una vite a circolazione di sfere ogni corpo volvente ha un contatto puntiforme con le scanalature elicoidali della vite e della madrevite. La congiungente dei punti di contatto della sfera con le due piste è detta retta di pressione, e costituisce la retta secondo la quale viene trasmesso il carico dalla vite alla madrevite (o viceversa). Si definisce angolo di contatto β l'angolo formato dalla retta di pressione con un piano radiale (perpendicolare all'asse della vite).

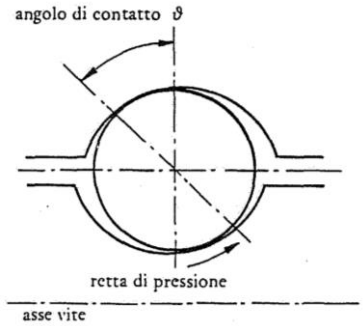

Figura 4.56: Definizione dell'angolo di contatto

Nelle viti a sfere si manifestano complesse condizioni di pressione hertziana tra le sfere e le piste di rotolamento: il loro studio ha permesso l'individuazione di un particolare profilo della pista di rotolamento, detto ad arco gotico, tale da ottimizzare le pressioni di contatto sfere-piste e la portanza al carico assiale. Questo profilo è composto da due archi simmetrici, con raggio di curvatura maggiore di quello delle sfere, che si incontrano sull'asse di simmetria formando una cuspide. In questo modo l'angolo di contatto fra sfere e profilo è di circa 45°. Si evita così la possibilità di strisciamento delle sfere ed il rischio di un loro incuneamento. Esso, però, non è esattamente costante ma durante il funzionamento varia a causa di deformazioni locali di contatto tra sfere e piste. Si può riassumere questo fenomeno nella relazione da [24]:

$$\beta = \arctan\left(\tan(\beta_0) + \frac{\delta}{r_0 \cos(\beta_0)}\right) \tag{4.23}$$

Dove β è l'effettivo angolo di contatto in condizioni di lavoro, β_0 è l'angolo di contatto nominale in assenza di carico, δ lo schiacciamento tra vite e madrevite in presenza di carico, ossia la componente di deformazione assiale nel piano normale al filetto, e r_0 la distanza tra i centri di curvatura dei profili delle piste dall'asse della vite.
L'angolo di contatto nominale si ottiene, con riferimento alla Figura 4.57, indicando con $r_A$ed r_B le distanze dei centri A e B di curvatura dei profili delle piste di rotolamento dall'asse della vite, da:

$$\begin{gathered} cos\beta_0 = \frac{r_B - r_A}{r_0} \\ r_0 = 2R - d \end{gathered} \tag{4.24}$$

Dove R è il raggio di curvatura del profilo della scanalatura e d è il diametro della sfera.

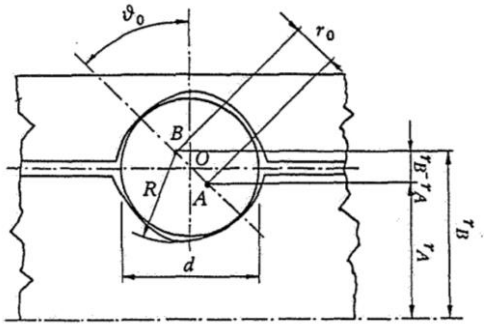

Figura 4.57: Definizione geometrica della sfera e delle piste

In presenza di gioco l'angolo nominale di 45° aumenta di 5°-8° in condizioni di massimo carico applicato alla vite e diventa, perciò, uno β_0'.

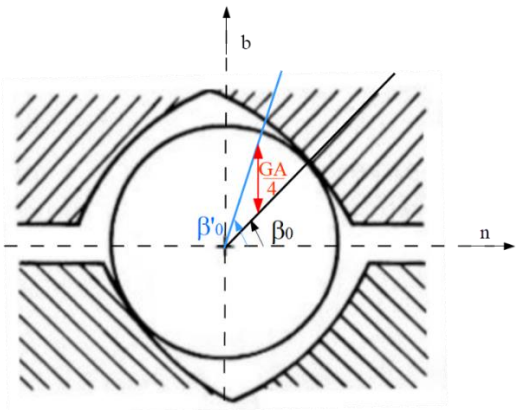

Figura 4.58: Angolo di contatto nominale

Come detto, la vite ha 2 gradi di libertà: assiale e rotazionale. Essi sono accoppiati dalla forza di contatto. La vite è collegata all'albero lento del riduttore attraverso il quale viene trasmessa una coppia Tm. La componente di questa coppia che mette in moto il sistema è quella ottenuta dalla differenza fra la coppia totale entrante, derivante dalla forza tangenziale (Ft), e la somma di quella di attrito (T_{FS}) e quella di inerzia di reazione delle sferette sulla pista della vite ($I_s\ddot{\theta}_s$). Queste forze sono visibili nel diagramma di corpo libero (DCL) della vite in Figura 4.59.

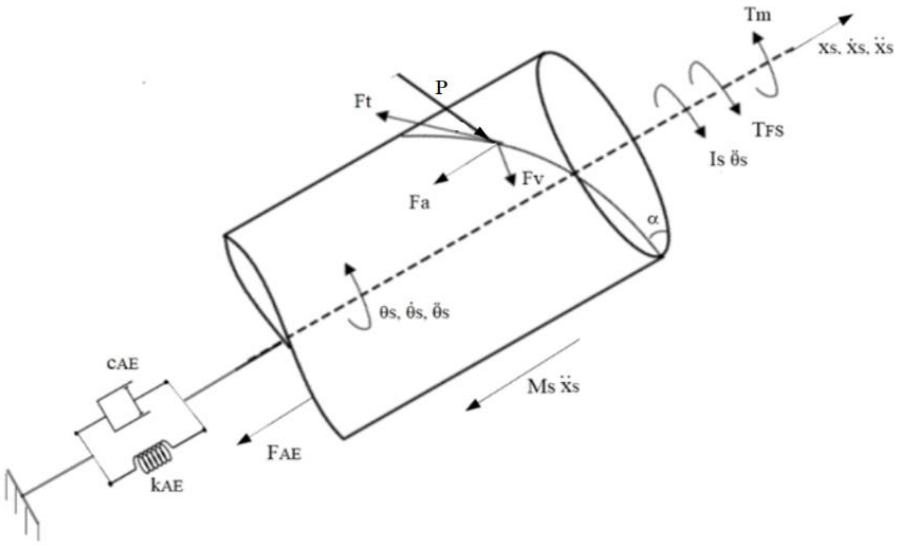

Figura 4.59: DCL dell'albero della vite

Con riferimento alla Figura 4.59, è possibile scrivere l'equazione di equilibrio dinamico:

$$T_m - I_s\ddot{\theta}_s - T_{FS} + Ft_{TOT}b = 0 \tag{4.25}$$

dove $Ft_{TOT}b$ corrisponde alla coppia resistente generata dalla proiezione nella direzione tangenziale della forza scambiata tra vite e ciascuna sfera moltiplicata per il suo braccio, che non è altro che la distanza a cui avviene il contatto. Bisogna inoltre considerare che non solo una sfera è coinvolta nel contatto, perciò la forza si dice totale in quanto deve essere moltiplicata per il numero di sfere attive z_{eff} , che si è visto essere circa il 60% di tutte le sfere. Il numero totale di sfere contenute nell'elica, escluse quelle nella zona del ricircolo (ipotizzato esterno) è pari alla lunghezza della pista elicoidale diviso il diametro delle sfere. Si è considerato di arrotondare per difetto il numero ottenuto in modo da considerare anche che le sfere non sono tutte attaccate ma ci può essere un minimo di gioco fra di esse.

$$Z_{tot} = \left\lfloor \frac{2\pi r_m n_t}{\cos(\alpha)\, 2r_b} \right\rfloor \tag{4.26}$$

Dove r_m è il raggio dell'albero della vite, α è l'angolo di inclinazione dell'elica, nt è un parametro che si trova a catalogo e indica il numero di avvolgimenti dell'elica che contengono sfere in grado di reggere il carico e r_b è il raggio di ogni sfera.
Il contatto avviene, quindi, a una distanza pari a:

$$b = r_m - r_b\, \cos(\beta) \tag{4.27}$$

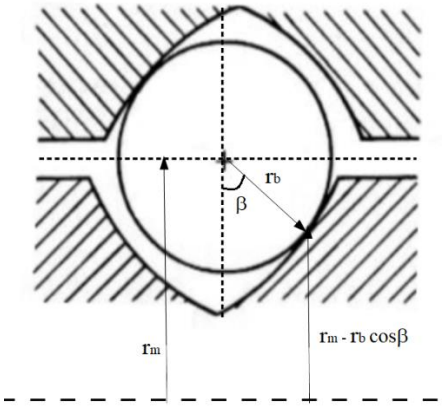

Figura 4.60: Contatto sfera-pista sull'albero della vite

Noti tutti gli angoli, si può ora scomporre la forza esterna P di contatto su ciascuna sfera nelle tre direzioni:

$$\begin{aligned} F_a &= P\ sen\beta\ cos\alpha \\ F_t &= P\ \ sen\beta\ sen\alpha \\ F_r &= P\ cos\alpha \end{aligned} \tag{4.28}$$

Il modello della vite a ricircolo di sfere è stato sviluppato imponendo alcune ipotesi semplificative iniziali:

- il componente collegato al motore, e quindi rotante, è la vite, mentre la madrevite è traslante;
- vengono scomposte indipendentemente le azioni sulla sfera in radiali, assiali e tangenziali al punto di contatto: le prime si compensano tra loro, quindi la loro sommatoria è nulla e non influenzano niente, le seconde causano la trasmissione di forza da vite a madrevite, le terze provocano il moto di rotolamento della sfera;
- poiché la vite non ha moti traslazionali lungo gli assi y e z, se ci fossero azioni radiali non influenzerebbero comunque nulla;
- l'angolo di contatto β=45° è uguale per vite e madrevite, poiché non sono considerate forze di attrito nei punti di contatto;
- viene analizzato il moto di una sola sfera e ipotizzando che tutte le sfere si comportino nello stesso modo;
- non c'è interazione fra le sfere.

Si introduce adesso il concetto di contatto equivalente con l'aiuto dello schema in Figura 4.61.

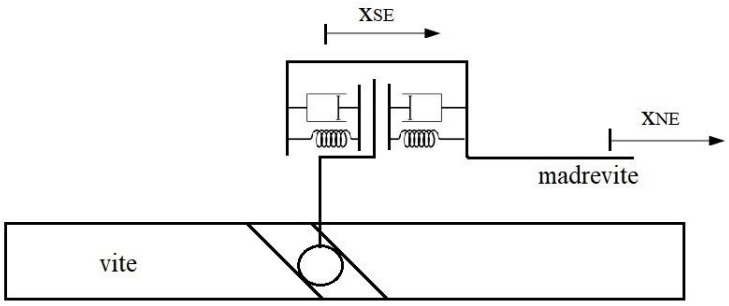

Figura 4.61: Contatto equivalente assiale

Per trasferire lo spostamento assiale della vite in un sistema di riferimento confrontabile con la madrevite, si è ipotizzata la presenza di un elemento ad S che riporti il moto lineare della sfera x_{SE}. Quest'ultimo è idealmente collegato alla madrevite con due sistemi molla-smorzatore in quanto il contatto non è immediato. Infatti, essendoci un minimo di spazio vuoto tra l'elemento a S e la madrevite, quando il primo si spostasse a destra, la madrevite inizierebbe il suo moto qualche istante dopo e analogamente nell'altra direzione. La forza che si trasmette in questo punto è esattamente la forza assiale totale, che si ottiene moltiplicando la forza assiale unitaria per il numero di sfere attive.
Di conseguenza si ottiene la forza di contatto come:

$$P = \frac{F_{a\,TOT} z_{eff}}{sen\beta\ cos\alpha} \tag{4.29}$$

Successivamente dalla seconda e terza equazione delle (4.28) si ricavano le altre due componenti.
Scrivendo complessivamente gli equilibri alla rotazione e allo spostamento assiale della vite si ottiene:

$$\begin{aligned} T_m\ -\ I_s\ddot{\theta}_s\ -\ T_{FS} + \ Ft_{TOT}(r_m - r_b\ \cos(\beta)) = 0 \\ F_{a\,TOT}\ + M_s\ddot{x}_s\ +\ c_{AE}\dot{x}_s\ +\ k_{AE}x_s\ =\ 0 \end{aligned} \tag{4.30}$$

dove M_s è la massa della vite, mentre k_{AE} e c_{AE} sono rispettivamente la costante di rigidezza e di smorzamento del sistema assiale equivalente che trasforma il moto rotatorio della sfera in traslatorio; esse accoppiate con la posizione e la velocità lineare del sistema, vanno a comporre la F_{AE} in Figura 3.60.
Nella fattispecie, la rigidezza assiale k_{AE} è la serie delle rigidezze del cuscinetto reggispinta tra la vite e il torsiometro e quella dell'albero della vite:

$$\frac{1}{k_{AE}} = \frac{1}{k_{bearing}} + \frac{1}{k_{shaft}} \tag{4.31}$$

In teoria in parallelo alla rigidezza dei cuscinetti ci sarebbe la rigidezza assiale del giunto di coppia posto a valle, ma in questa trattazione è stata trascurata; qualora si voglia considerarla, è un valore posto a catalogo in funzione delle dimensioni interne del cuscinetto. Poiché al momento non sono note queste informazioni, si considera solo la rigidezza $k_{bearing} \cong 432\,\frac{N}{\mu m} = 4{,}3\ 10^8\,\frac{N}{m}$ da [25].
Per quanto riguarda la rigidezza dell'albero della vite, per una soluzione fixed-free si può scrivere come:

$$k_{shaft} = \frac{AE_s}{l_x} = \frac{\pi d_r^4 E_s}{4\ l_x} = \frac{k_{sc}}{l_x} \tag{4.32}$$

Dove d_r è la radice del diametro della vite, l_x è la distanza tra il supporto e la madrevite ed E_s è il modulo di elasticità dell'albero della vite.

Si può, infine, esprimere la rigidezza assiale come:

$$k_{AE} = \frac{k_{bearing} k_{sc}}{l_x k_{bearing} + k_{sc}} \tag{4.33}$$

Lo smorzamento assiale, si può esprimere, invece, come:

$$c_{AE} = 2\xi\sqrt{k_{AE}\, M_s} \tag{4.34}$$

Con $\xi = 2$ coefficiente di smorzamento assiale e M_s la massa della vite.

Il modello Simulink® della vite si compone di due parti: quella che modella la rotazione (Figura 4.62) e quella che fa riferimento alla traslazione, per il momento bloccata (Figura 4.63).

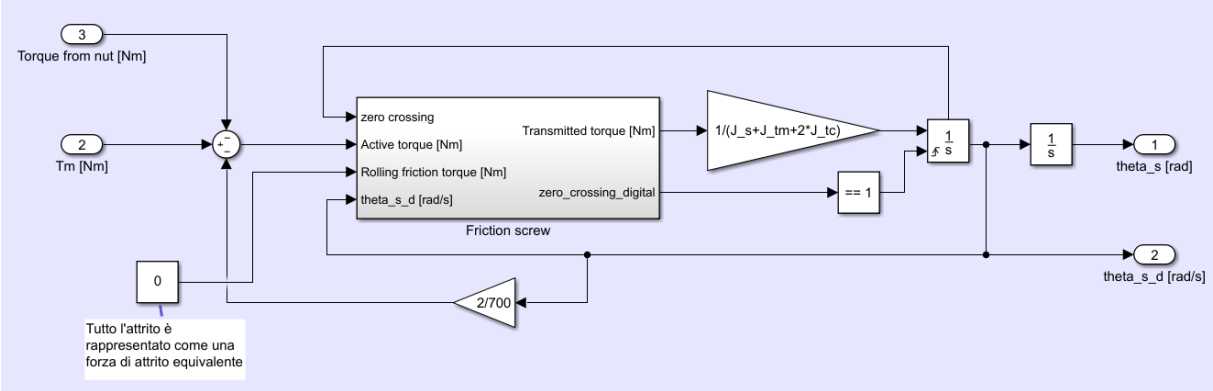

Figura 4.62: Blocco Screw shaft - Rotational equilibrium

Questo blocco contiene esattamente lo stesso modello di attrito del riduttore, con la differenza che l'inerzia è adesso la somma dei momenti d'inerzia dell'albero della vite, dei giunti di coppia e del torsiometro. Inoltre, alla coppia resistente derivante dall'equilibrio alla rotazione della vite, si aggiunge una coppia derivante dalla velocità angolare della vite stessa. Come si può vedere in figura, l'attrito è rappresentato come una forza di attrito equivalente posta a zero.
All'interno del blocco di attrito si ripete lo stesso schema già presentato in (4.4.3), ma con una funzione d'attrito completa di due termini aggiuntivi:

$$C_{att} = \left(C_{c\,screw}\left(1 + s_f e^{-|\omega_s|}\right)\right) + c_s \omega_s \tag{4.35}$$

dove $C_{c\,screw}$ $[Nm]$ è la coppia di attrito statico Coulombiano, s_f[-] è un coefficiente che mette in relazione la coppia di attrito Coulombiano con quella di spunto ($C_{ba\,screw}$), ω_s [rad/s] è la velocità angolare della vite e c_s[-] è un coefficiente detto di perdita di velocità.
I parametri utilizzati sono riportati in Tabella 4.4.

Tabella 4.4: Parametri del modello di attrito della vite

Parametro	Valore
$C_{c\,screw}$	0.07 [Nm]
s_f	0.3 [-]
$C_{ba\,screw}$	0.1 [Nm]
c_s	$0.1596*10^{-4}$ [Nms/rad]

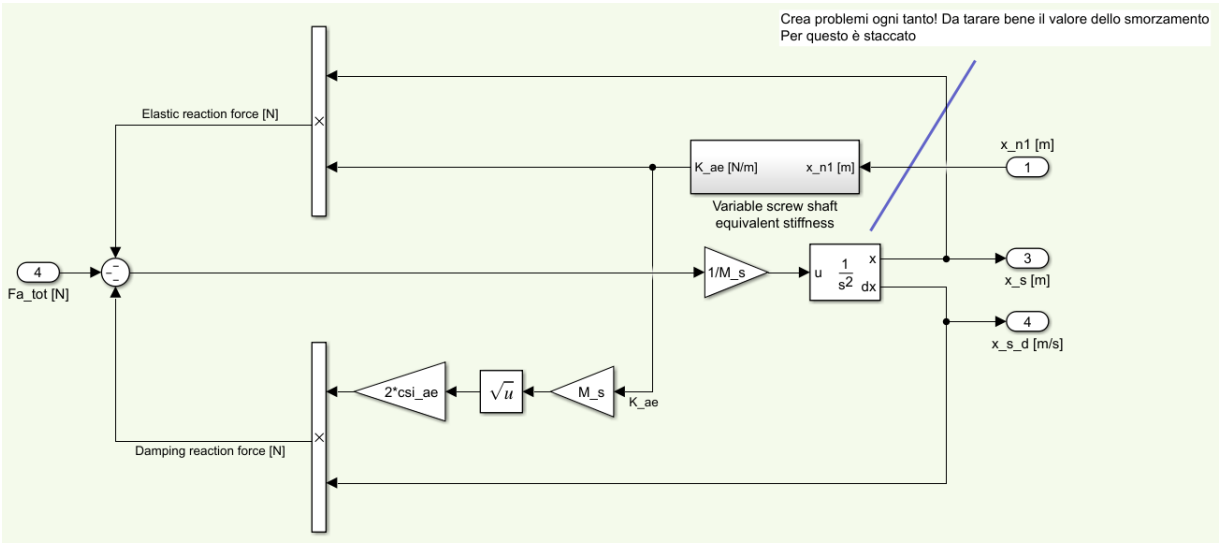

Figura 4.63: Blocco Screw shaft - Translational axial equilibrium

4.6.2 Madrevite

Analogamente a quanto fatto per la vite, si può schematizzare la madrevite come un cilindro cavo, con una scanalatura elicoidale interna, per analizzare le forze agenti su di essa. Va innanzitutto detto che a rotazioni positive della vite corrispondono spostamenti negativi della madrevite. Si può, quindi, effettuare un primo equilibrio delle coppie, sottraendo alla coppia di vincolo torsionale della madrevite (T_{NC}) il prodotto della componente tangenziale del carico applicato per il suo braccio e la coppia di inerzia ($I_N\ddot{\theta}_N$).

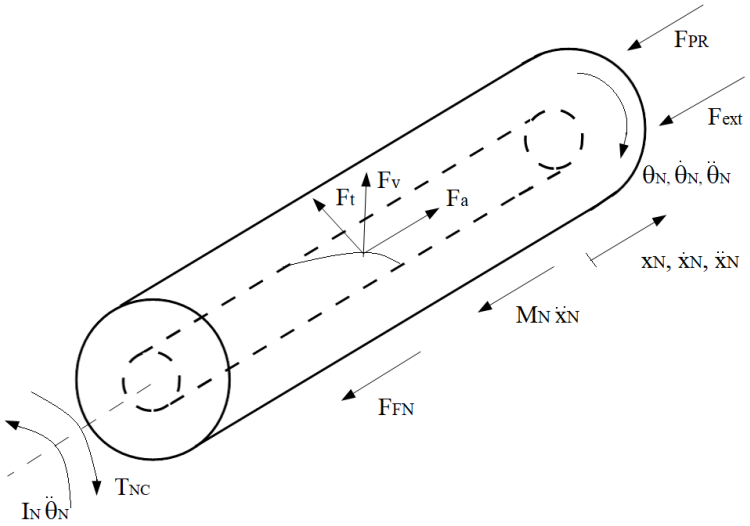

Figura 4.64: DCL della madrevite

Anche in questo caso, analogamente alla vite, è necessario definire la distanza a cui avviene il contatto sulla madrevite considerando la presenza della sfera e dell'angolo di contatto effettivo.

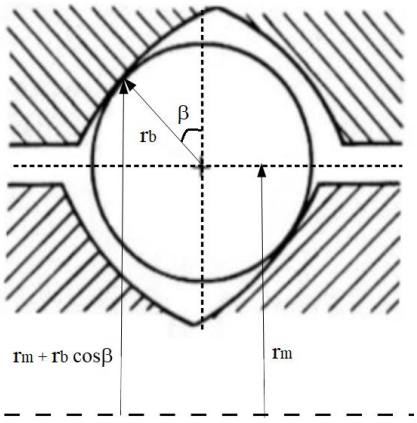

Figura 4.65: Contatto sfera-pista sulla madrevite

Il braccio complessivo si può, allora, definire come:

$$b = r_m + r_b \cos(\beta) \tag{4.36}$$

Di conseguenza le due equazioni di equilibrio torsionale e assiale sono:

$$\begin{aligned} T_{NC} - I_N\ddot{\theta_N} - Ft_{TOT}(r_m + r_b \cos(\beta)) = 0 \\ F_{a\,TOT} \pm F_{PR} - F_{FN} - M_s\ddot{x_s} - F_{ext} = 0 \end{aligned} \tag{4.37}$$

Dove $F_{a\,TOT}$ come per la vite è la componente assiale del carico applicato, F_{PR} è la forza di precarico ed ha segno positivo se si sta trattando la madrevite 2, negativo per la madrevite 1, F_{FN} è la forza di attrito della madrevite e F_{ext} la forza esterna generata dal cilindro pneumatico, agente solo sulla madrevite 1. Per calcolare la forza assiale che agisce sulla madrevite bisogna considerare nuovamente l'elemento a S presentato in Figura 4.61. In Figura 4.66 sono riportati tutti gli spostamenti e le rotazioni in direzione assiale, con l'inserimento del gioco e del contatto elastico. In particolare, bmax rappresenta il massimo backlash assiale.

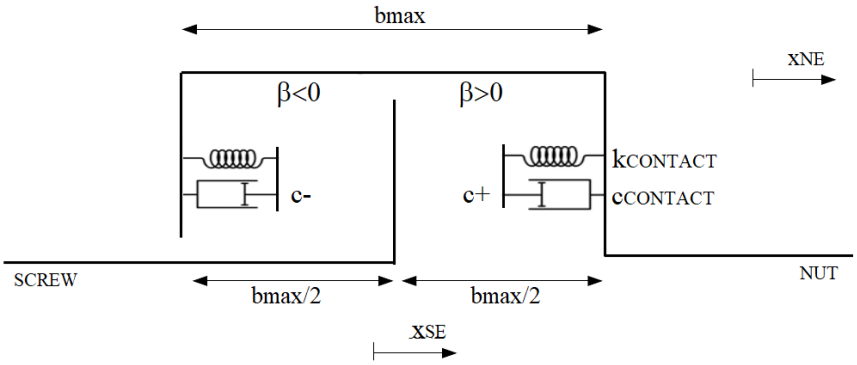

Figura 4.66: Contatto equivalente assiale, zoom

Per come è orientata la forza Fa nei diagrammi di corpo libero di vite e madrevite, essa assume segno positivo se:

$$x_{SE} = x_{NE} + \frac{b_{max}}{2} \tag{4.38}$$

Inoltre, per quanto riguarda il contatto si distinguono due casi:

$$c = \begin{cases} -, & contatto\ posteriore \quad se\ \beta < 0 \\ +, & contatto\ anteriore \quad se\ \beta > 0 \end{cases} \tag{4.39}$$

Concorde al segno dello schiacciamento δ, β di fatto può essere ≥ 45° oppure < - 45°. Si ha il passaggio repentino da positivo a negativo quando viene invertito il contatto.
Questo β è esattamente lo stesso angolo di contatto descritto nelle (4.23) e viene modellato in Simulink® come in Figura 4.67.

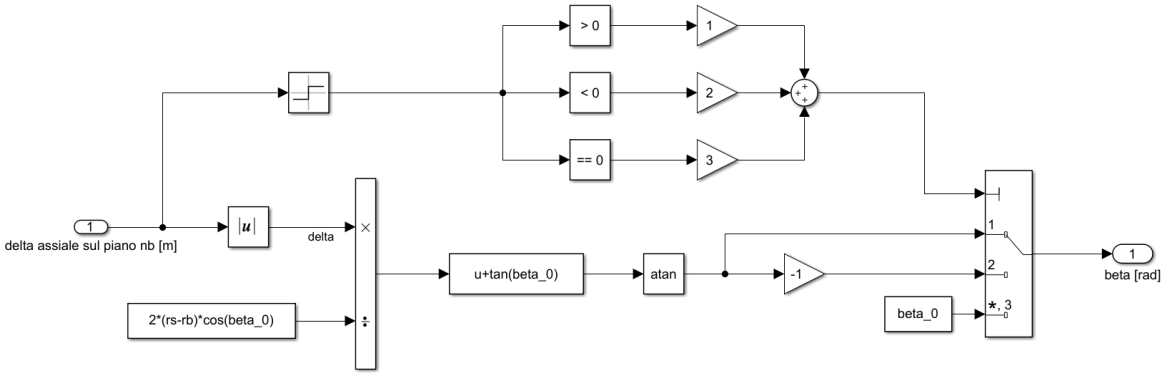

Figura 4.67: Blocco Variable contact angle

Si possono, dunque, definire gli spostamenti assiali complessivi di vite e madrevite, tenendo in conto entrambi i gradi di liberà, traslazione e rotazione, trasportando quest'ultima in un moto lineare mediante il prodotto tra l'angolo, trasformato in radianti, e il passo:

$$\begin{aligned} x_{SE} &= x_S - \theta_S \frac{p}{2\pi} \\ x_{NE} &= x_N - \theta_N \frac{p}{2\pi} \end{aligned} \tag{4.40}$$

Il segno meno serve in quanto, come detto in precedenza, a rotazioni positive della vite corrispondono traslazioni negative della madrevite. Si ricava, quindi, la differenza di spostamento tra vite e madrevite come:

$$\delta = x_{SE} - x_{NE} \tag{4.41}$$

Considerato che tutte queste relazioni valgono uguali per le velocità, derivate dagli spostamenti, si può, allora, calcolare la forza assiale tenendo in conto sia della componente elastica, ossia la rigidezza di contatto $k_{CONTACT}$, sia della componente di smorzamento, ossia il coefficiente $c_{CONTACT}$.
Si deve, però, prima riportare la compenetrazione e, a questo punto, la sua derivata da assiale a normale:

$$\begin{aligned} \Delta x &= \delta \cos(\alpha) \\ \dot{\Delta} x &= \dot{\delta} \cos(\alpha) \end{aligned} \tag{4.42}$$

Inoltre, poiché si sta trattando il contatto di tipo Hertziano, si possono ricavare i coefficienti di rigidezza e smorzamento del contatto tra sfera e pista, usando una funzione ellittica approssimata riportata in [26].

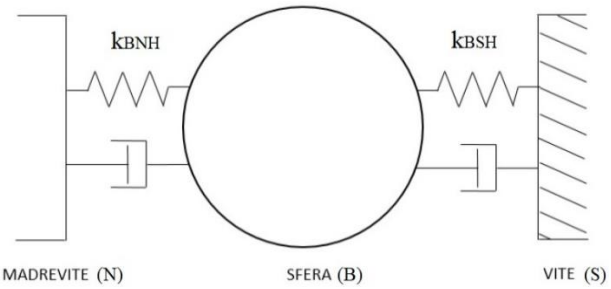

Figura 4.68: Contatto madrevite-sfera-vite in serie

La Figura 4.69 presenta le superfici di contatto di due corpi e ω è l'angolo tra i piani (O, x_I, z) e (O, x_{II}, z). La superficie di contatto dei due corpi ellissoidi è definita dalla loro curvatura principale ρ = 1/r lungo due direzioni perpendicolari x e y: $\rho_{Ix} e\, \rho_{Iy}$ per il corpo I e $\rho_{IIx} e\, \rho_{IIy}$ per il corpo II. La curvatura è negativa se il centro di curvatura è esterno al corpo, cioè la superficie è concava nella direzione considerata. La geometria del contatto viene spesso definita con la somma delle curvature $\sum \rho$ e la differenza delle curvature F_p:

$$\sum \rho = \rho_{Ix} + \rho_{Iy} + \rho_{IIx} + \rho_{IIy}$$
$$F_p = -\frac{\sqrt{R_I^2 + R_{II}^2 + 2R_I R_{II} cos2\omega}}{\sum \rho} \tag{4.43}$$

Con $R_I = \rho_{Ix} - \rho_{Iy}$ e $R_{II} = \rho_{IIx} - \rho_{IIy}$. Le relative curvature dei contatti si ottengono da:

$$A = \frac{\sum \rho}{4}(1 + F_p) \qquad B = \frac{\sum \rho}{4}(1 - F_p) \tag{4.44}$$

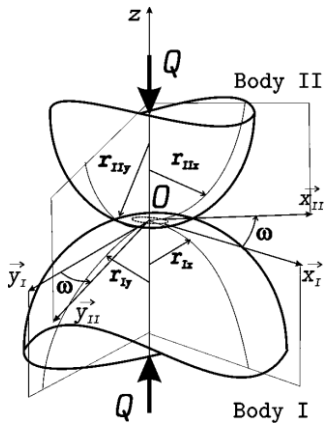

Figura 4.69: Corpi I e II a contatto

La superficie di contatto proiettata dovrebbe essere di forma ellittica e a e b denotano i suoi semiassi. Nel caso generale, non è possibile sapere quale dei due assi è il semiasse maggiore, perciò si definisce un parametro di ellitticità dell'ellisse κ = a/b. I corpi a contatto sono fatti di materiali definiti dal loro modulo di elasticità e dal coefficiente di Poisson. Si definisce un modulo di elasticità equivalente in termini di proprietà di entrambi i materiali a contatto con la seguente relazione:

$$\frac{1}{E^*} = \frac{1 - \nu_I^2}{E_I} + \frac{1 - \nu_{II}^2}{E_{II}} \tag{4.45}$$

Risolvendo gli integrali ellittici funzione di κ e F_p, si ottengono le dimensioni dell'area di contatto e, in particolare, il reciproco approccio ai centri di entrambi i corpi:

$$\delta = \delta^* \left(\frac{3k_h}{2E^*}\right)^{2/3} \frac{(A+B)^{1/3}}{2} \tag{4.46}$$

con δ^* funzione del parametro κ e k_h la rigidezza del contatto. La massima tensione locale nel punto geometrico di contatto è data da:

$$\sigma = \frac{3}{2}\frac{k_h}{\pi ab} \tag{4.47}$$

Infine, la relazione tra forze e spostamenti, ossia il coefficiente di rigidezza tra sfera è pista, è:

$$k_{CONTACT} = k_h = \left[\frac{2^{5/2}E^*}{3(\delta^*)^{3/2}(A+B)^{1/2}}\right]\delta^{3/2} \tag{4.48}$$

Il calcolo di questa rigidezza è stato effettuato con una funzione di Matlab esterna al modello, in modo da non complicare i calcoli all'interno. Essa viene calcolata nelle condizioni attuali e vale per il contatto della sfera con la vite e con la madrevite. Di conseguenza, si può ricavare il coefficiente di smorzamento al contatto:

$$c_{CONTACT} = (M_{n2}k_{CONTACT})^{1/2}\,\dot{\Delta}x \tag{4.49}$$

Dove come fattore moltiplicativo è stata usata massa della madrevite 2 (M_{n2}), in quanto più grande della massa della sfera e quindi in grado di restituire uno smorzamento accettabile; si potrebbe usare M_{n1} per la madrevite 1 e M_{n2} per la madrevite 2, ma è stato scelto di usare un unico valore per avere la stessa proporzionalità dello smorzamento in entrambe le madreviti.
Si passa, quindi, al calcolo della forza normale, che viene fuori da un modello *if-then-else* in cui si tiene in conto delle quattro casistiche di gioco, in una maniera molto simile a quanto fatto per il motoriduttore.

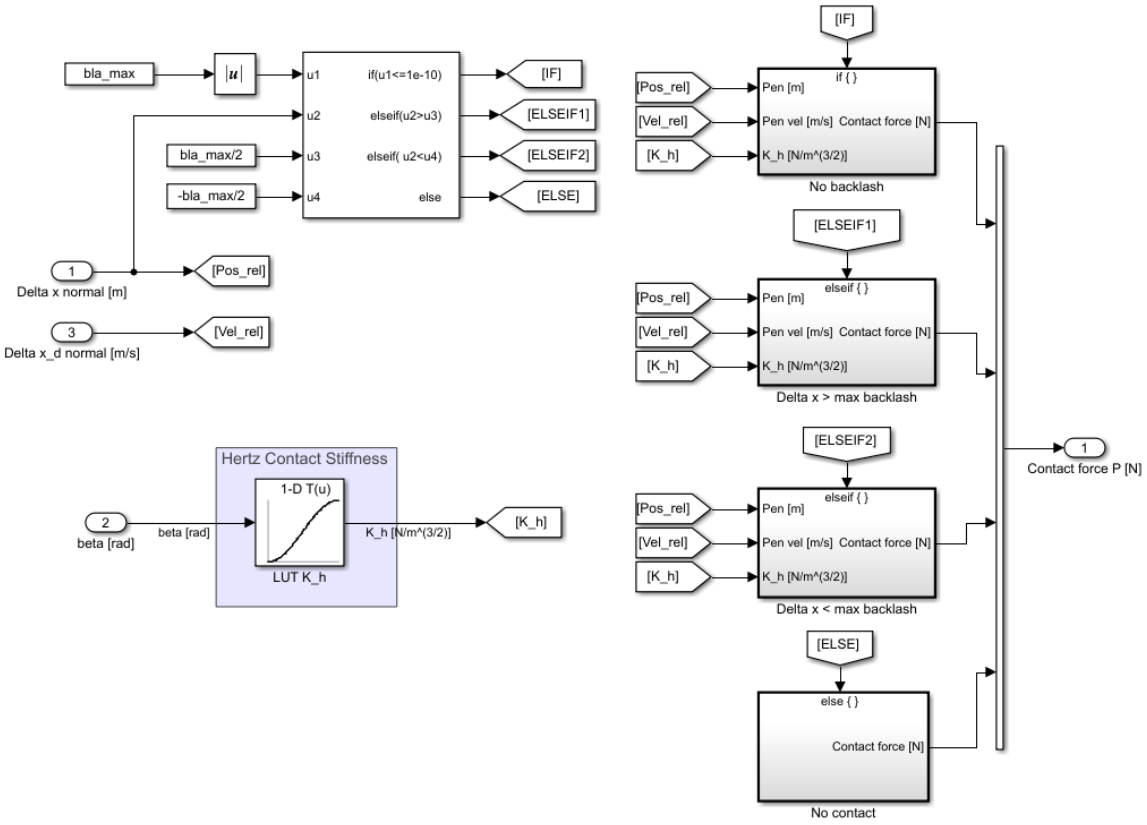

Figura 4.70: Blocco Hertzian contact with backlash

Il massimo valore del gioco in direzione normale viene, allora, definito come:

$$bla_{max} = GA\cos(\alpha)\sin(\beta_0) \tag{4.50}$$

Dove GA è il massimo gioco in direzione assiale per madrevite e β_0 è l'angolo di contatto iniziale per compensare il backlash.

In questo modo si possono valutare i quattro casi possibili:

a. Nel caso in cui il gioco bla_{max} abbia un valore molto piccolo, inferiore a $1*10^{-10}$ rad, il sistema si comporta semplicemente come un sistema con molla e smorzatore torsionali in parallelo senza gioco, simulando solo l'elasticità del contatto mediante la relazione:

$$P = k_h\Delta x^{3/2} + \sqrt{k_h M_{n2}}\dot{\Delta x} = k_{CONTACT}\,\Delta x^{3/2} + c_{CONTACT}\,\dot{\Delta x} \tag{4.51}$$

Dove k_h è la rigidezza Hertziana assiale equivalente ricavata dalla funzione esterna e Mn_2 è la massa totale della madrevite 2.

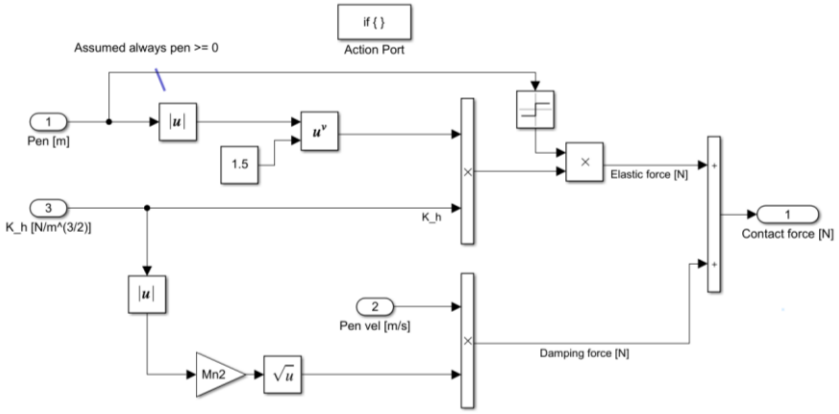

Figura 4.71: Blocco No backlash (Nut)

b. Nel caso in cui il gioco, invece, superi tale valore limite, si va a misurare lo spostamento assiale di backlash Δx.

Se tale delta è compreso tra $-bla_{max}$ e $+bla_{max}$ allora nessuna forza viene trasmessa.

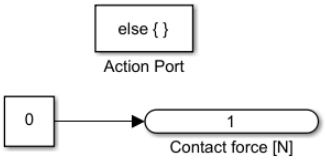

Figura 4.72: Blocco No contact (Nut)

c. Se Δx invece supera il valore $\frac{bla_{max}}{2}$ è come se uno dei due componenti del backlash entrasse in contatto con un sistema molla–smorzatore generando quindi una forza sul secondo componente. La forza di contatto è calcolata considerando la compenetrazione fra le due parti, ottenuta misurando di quanto la differenza di posizione fra queste ultime supera il valore massimo del gioco. Si assume che la compenetrazione sia sempre positiva, perciò $\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}$ viene saturato tra – infinito e 0. Inoltre, trattandosi di contatto anteriore, la forza di smorzamento viene anche saturata tra ± la forza elastica.

$$P = k_h \left(\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}\right)^{3/2} + \sqrt{k_h M_{n2}}\dot{\Delta x} \;=\; k_{CONTACT} \left(\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}\right)^{3/2} + c_{CONTACT}\,\dot{\Delta x} \qquad (4.52)$$

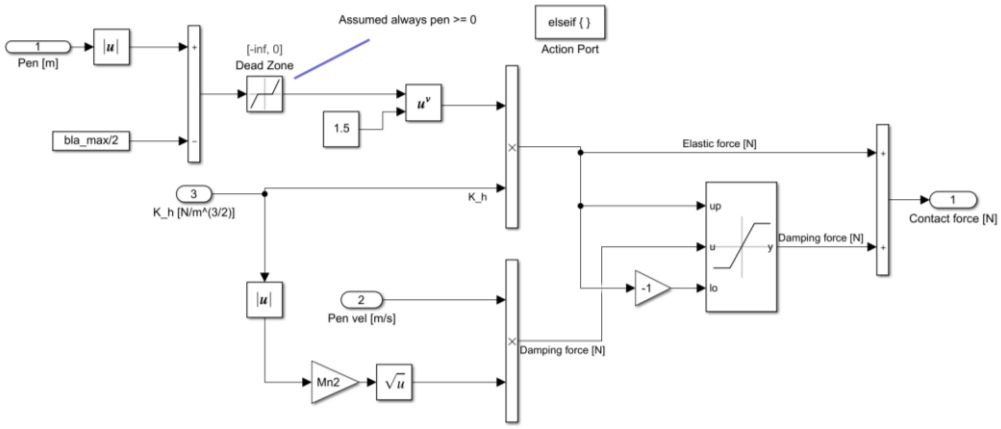

Figura 4.73: Blocco Delta x>max backlash

d. Nel caso in cui Δx sia inferiore a $-\frac{bla_{max}}{2}$ ossia si verifichi il contatto posteriore, la forza in uscita dal blocco è ottenuta come nel caso precedente, eccetto per il fatto che viene moltiplicata per la rigidezza torsionale la differenza fra il delta di posizione dei due componenti e il valore negativo della semiampiezza del gioco. Si assume che la compenetrazione sia sempre positiva, perciò $\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}$ viene saturato tra – infinito e 0. Inoltre, essendo il contatto posteriore, la forza di smorzamento viene anche saturata tra ± la forza elastica, ma la forza trasmessa è:

$$P = -k_h\left(\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}\right)^{3/2} + \sqrt{k_h M_{n2}}\dot{\Delta x} = -k_{CONTACT}\left(\Delta x - \frac{bla_{max}}{2}\right)^{3/2} + c_{CONTACT}\dot{\Delta x} \tag{4.53}$$

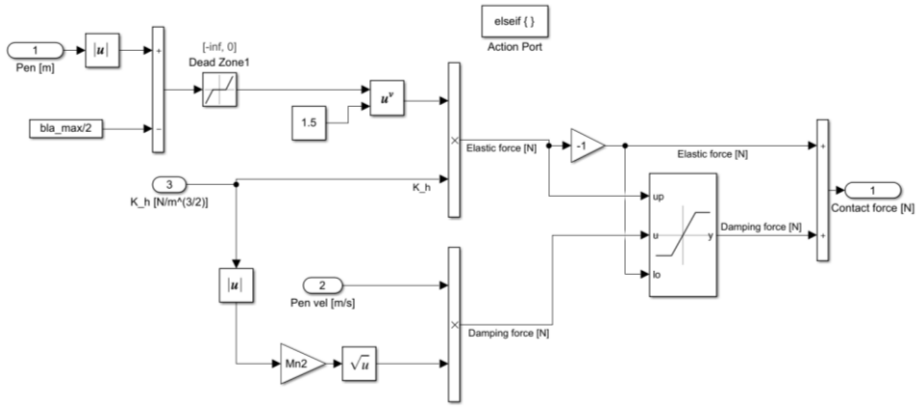

Figura 4.74: Blocco Delta x<min backlash

Complessivamente il contatto per entrambe le madreviti è modellato in Simulink come in Figura 4.76.

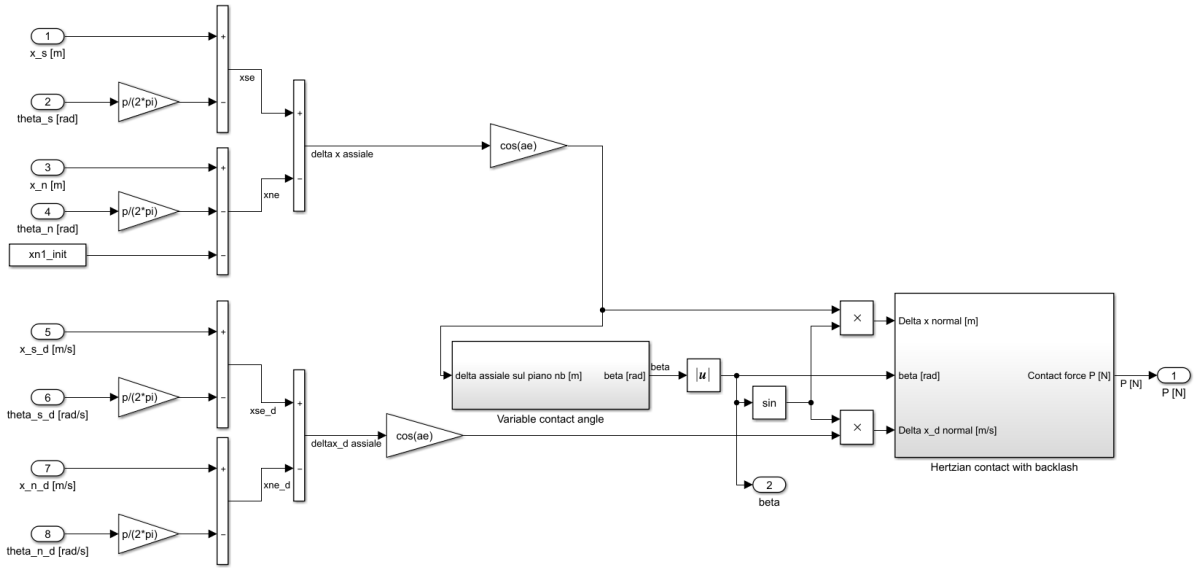

Figura 4.75: Blocco Contact

Come si evince dalle (4.37), la forza che effettivamente movimenta la madrevite non è tutta quella che arriva dalle sferette ma bisogna detrarre la componente necessaria a vincere l'attrito lungo le guide e quello volvente, la componente di precarico e quella necessaria per vincere la forza esterna. Quest'ultima è definita positiva se tende a far muovere la madrevite nel verso negativo dell'asse. Si ricorda, inoltre, che essa è presente solo nella madrevite 1, in quanto essa è collegata direttamente con il sistema di

movimentazione pneumatico esterno, mentre è assente nella madrevite 2, che serve a chiudere la slitta per permettere al sistema di essere precaricato ed è collegata alla cella di carico che ne misura l'entità.

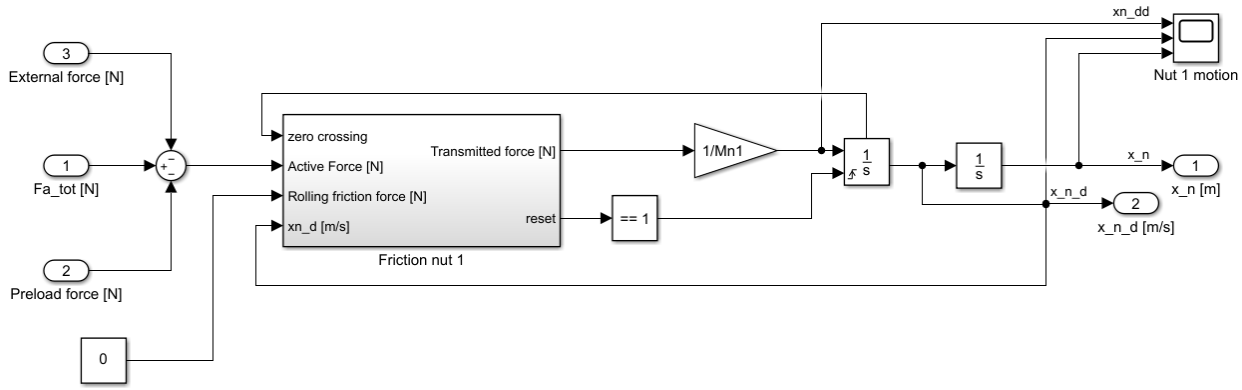

Figura 4.76: Blocco Translational equilibrium nut

La forza di attrito viene sottratta utilizzando il solito blocco di attrito, come in Figura 4.40, con una funzione d'attrito della stessa forma.

$$F_{att} = \left(F_{ba\,nut1}\left(1 + n_{1f}e^{-|\dot{x}_n|}\right)\right) + c_s\omega_s \tag{4.54}$$

dove $F_{ba\,nut1}[N]$ è la forza di spunto sulla madrevite 1, n_{1f} [-] è un coefficiente che mette in relazione la forza di attrito Coulombiano ($F_{c\,nut1}$) con quella di spunto, $\dot{x}_n$ [m/s] è la velocità lineare della madrevite e c_n[-] è un coefficiente detto di perdita di velocità. L'espressione si ripete identica, con i pedici 2 al posto di 1, per la trattazione della madrevite 2.
Tutti i parametri utilizzati sono riportati in Tabella 4.5.

Tabella 4.5: Parametri del modello di attrito delle madreviti

Parametro	Valore
$F_{ba\,nut1}$	150 [N]
n_{1f}	0.333 [-]
$F_{c\,nut1}$	100 [N]
c_n	1 [Ns/m]
$F_{ba\,nut2}$	150 [N]
$F_{c\,nut2}$	100 [N]
n_{2f}	0.3333 [-]

Ottenuta infine l'accelerazione della madrevite, tramite due integrazioni successive è possibile ricavare prima la sua velocità e quindi lo spostamento. Queste due grandezze entrano nei fine corsa, nella cella di carico collegata al cilindro pneumatico e anche nel sistema di precarico, per quest'ultimo assieme ai rispettivi valori di velocità e spostamento della madrevite 2. Inoltre, lo spostamento n1 va a richiudere un anello interno al sistema doppia madrevite-vite a ricircolo di sfere.
Il blocco della rotazione in Figura 4.77, invece, è bloccato in quanto è stato fermato il grado di libertà rotativo della madrevite.

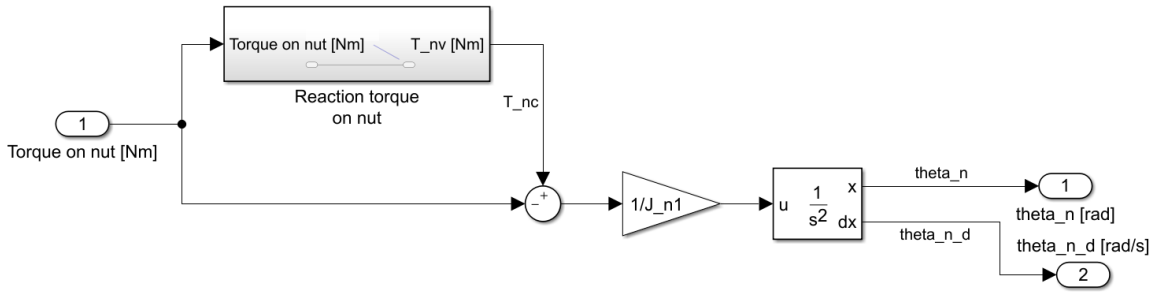

Figura 4.77: Blocco Rotational equilibrium nut

Si può, quindi, riportare il modello globale della madrevite 1.

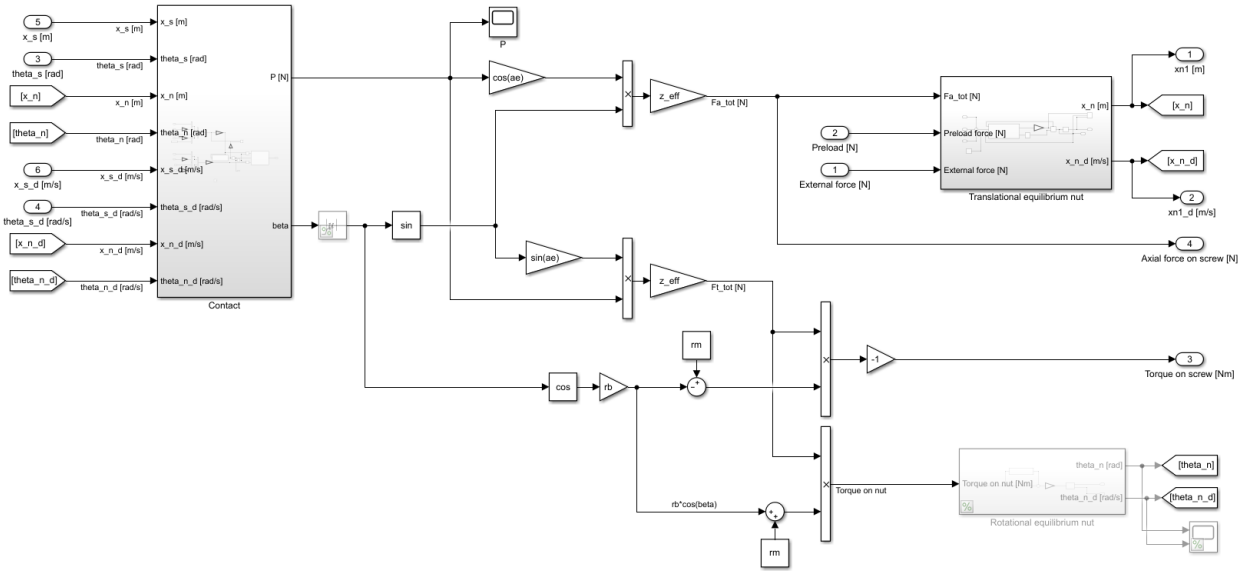

Figura 4.78: Blocco Nut 1 (master nut)

Per evitare ridondanze si è omessa la trattazione della madrevite 2, in quanto risulterebbe identica alla 1, tranne che per l'assenza della Forza esterna.

4.6.3 Sistema di precarico

Dare un precarico in generale serve a porre gli elementi in compressione affinchè non abbiano movimenti relativi di allontanamento indotti da forze agenti in direzione normale, creare forze di attrito limitando lo slittamento relativo causato da forze di taglio, cioè parallele all'asse, e diminuire l'ampiezza di sollecitazione a fatica.
Applicando alle madreviti un carico assiale concentrico generato all'interno del sistema vite-madrevite si ha il duplice effetto di eliminare il gioco e aumentare la rigidità dell'assieme. Tale forza deve essere definita con estrema precisione per evitare il decadimento della durata o, al contrario, errori di posizionamento dovuti all'insorgenza del gioco assiale. Esso è, infatti, legato al carico assiale di lavoro.
Per doppia madrevite esistono due modalità di precarico:

- in compressione
- in trazione.

Entrambe prevedono il contatto in due punti per ogni sfera, uno tra sfera e madrevite ed uno tra sfera e vite, quindi senza strisciamento delle parti in contatto.

Nel primo caso la forza di precarico avvicina le due semichiocciole, comprimendo il tratto di vite tra le due. Esso viene definito precarico ad X, in quando specchiando rispetto all'asse orizzontale, ossia l'asse della madrevite, le linee di contatto formano una X.
Nel secondo caso la forza di precarico allontana le due semichiocciole, mettendo in trazione il tratto di vite tra le due. Esso viene definito precarico ad O, poiché le linee di contatto formano una O.

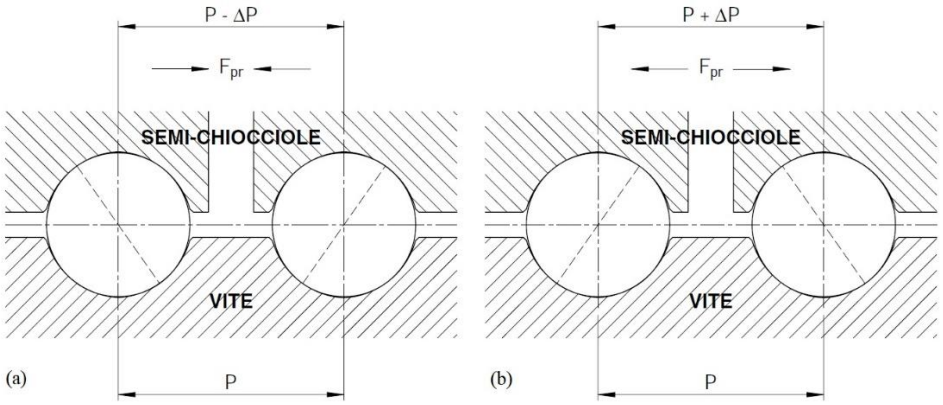

Figura 4.79: Precarico in compressione (a) e in trazione (b)

Il sistema preposto al precarico delle madreviti è compreso in una slitta, in modo che si possa realizzare una configurazione ad X, in cui le due madreviti sono spinte una contro l'altra, oppure una configurazione ad O, in cui le due madreviti sono allontanate. Per poter garantire entrambe le tipologie di precarico sono state utilizzate tre traverse: la prima e la terza sono solidali alla madrevite 1, mentre la seconda è solidale con la madrevite 2. È possibile inoltre lasciare il tutto senza precarico. Tutte le diverse situazioni di precarico si ottengono agendo sulla ghiera di precarico e quella di anti-svitamento di sinistra o destra, a seconda che si voglia la configurazione rispettivamente ad X o ad O. Lungo il percorso di precarico, solidale con la madrevite 2, è installata la cella di carico (LCP) atta alla misura di quest'ultimo. Al fine di applicare un precarico assiale sulle madreviti senza creare dei momenti non voluti, si è scelto di utilizzare una LCP toroidale. La presenza delle molle a tazza serve per poter garantire una maggiore sensibilità sull'applicazione del precarico attraverso le ghiere. Sulla traversa 3, e di conseguenza sulla traversa 1 e sulla madrevite 1 viene applicato il carico esterno dal cilindro pneumatico.
Il tutto è schematizzato in Figura 4.80.

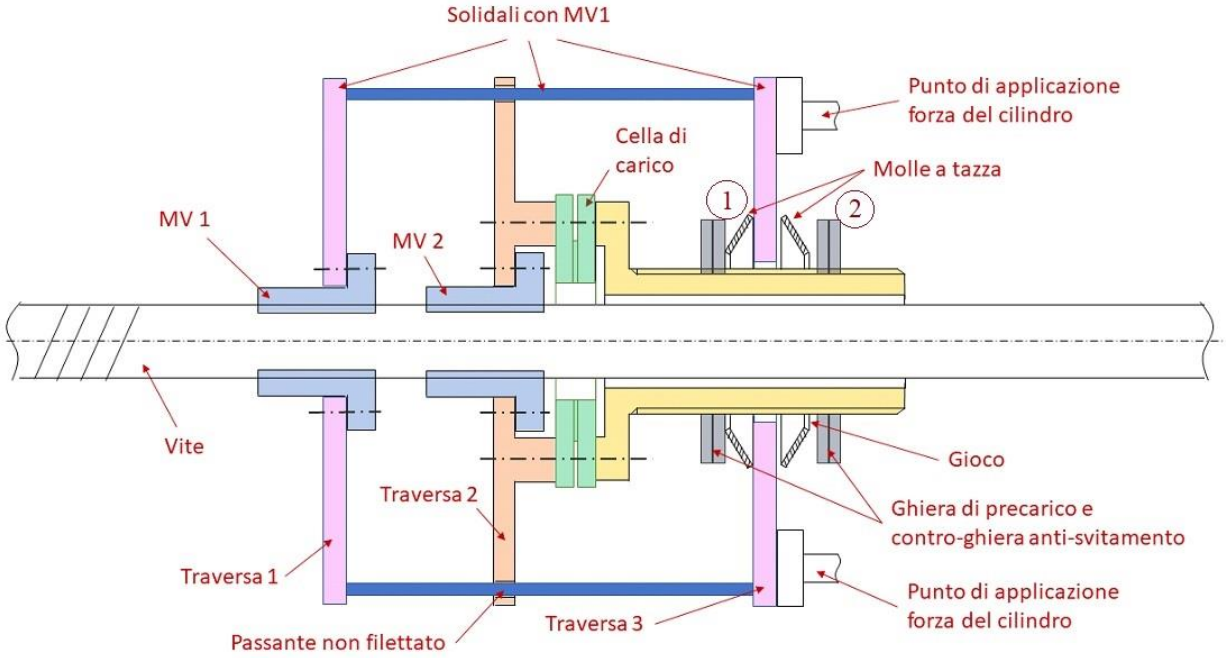

Figura 4.80:: Schema del sistema di precarico costituente la slitta

Prima di analizzare nel dettaglio i due casi, è bene definire l'uso delle molle a tazza. Esse sono componenti a forma di piattello concavo rotondo che può essere caricato nel senso assiale e può essere sollecitato sia staticamente che dinamicamente. Si utilizzano in fase di applicazione del precarico in quanto presentano diverse peculiarità:

- capacità di assorbimento di elevati carichi in un piccolo spazio di alloggiamento,
- alta resistenza alla fatica sotto carico dinamico,
- bassa tendenza alla deformazione,
- possibilità di ottenere elevate isteresi (smorzamento), grazie al fatto di poter essere impilate una sull'altra nella stessa direzione, ossia disposte in parallelo,
- trasmissione del carico concentrica nella rotazione grazie alla forma simmetrica.

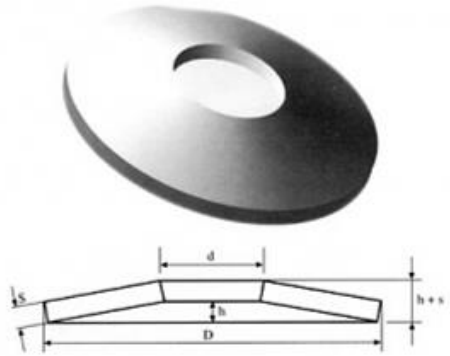

Figura 4.81: Schema di una molla a tazza

Le molle a tazza possono essere impilate al fine di modificare la costante di elasticità. Se sono impilate nella stessa direzione è come se fossero disposte in parallelo e ciò porta alla creazione di una molla più rigida a parità di corsa, in quanto la costante di elasticità della molla risultante è pari alla somma delle costanti di elasticità di tutte le molle a tazza impilate. Un impilaggio di molle a tazza in direzione alternate porta allo stesso effetto della disposizione in serie di molle elicoidali, si ottiene infatti una molla di più bassa costante elastica e, a parità di carico, con una corsa maggiore. Quest'ultimo caso viene definito come montaggio in serie ed è quello che fa al caso di questo banco prova.

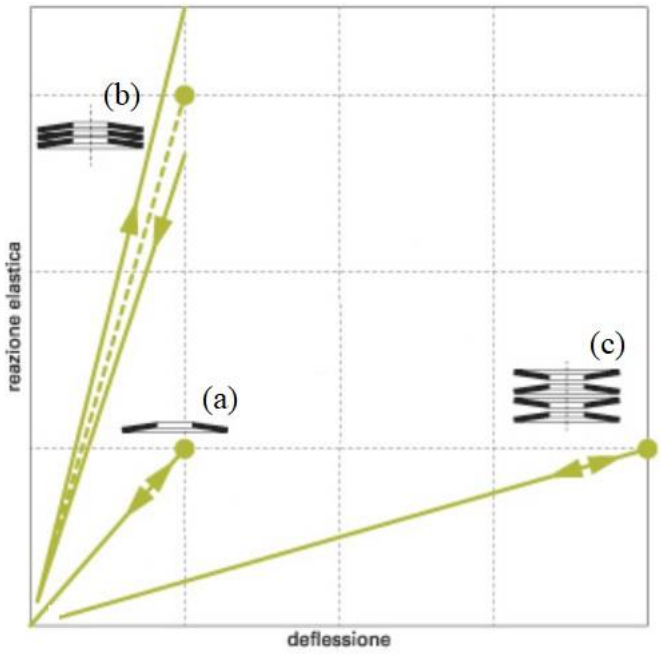

Figura 4.82: Rigidezza delle molle a tazza singola (a), in parallelo (b) e in serie (c)

Per le molle in serie, detta k_i la costante di rigidezza di ciascuna molla e considerando n molle in direzioni alternate, si può dire che la rigidezza complessiva delle molle è definita come:

$$\frac{1}{k_{SPR}} = \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{k_i} \tag{4.55}$$

A questo punto si introduce sullo schema un sistema di riferimento in modo tale da valutare le configurazioni di precarico.

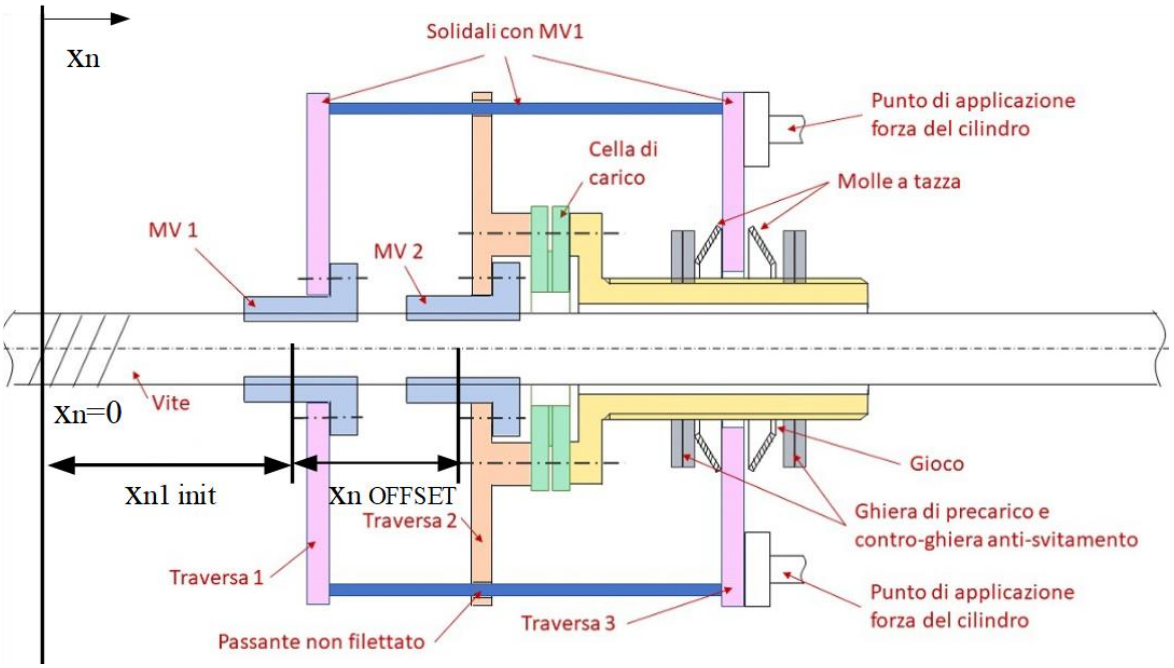

Figura 4.83: Schema del sistema di precarico con sistema di riferimento

Fissata l'origine dell'asse che misura la posizione della madrevite x_n, si definisce un offset iniziale della madrevite 1 ($x_{n1\ init}$) e un offset tra le due madreviti ($x_{n\ OFFSET}$).
A questo punto si possono analizzare nel dettaglio i due casi.

a. Precarico in compressione

Se il precarico deve mettere in compressione le madreviti, esse devono essere tirate una verso l'altra, quindi per l'equilibrio delle forze la molla deve essere in trazione. In questo caso Fp < 0 poiché è funzione della posizione relativa e si ha, dunque, una configurazione ad X.

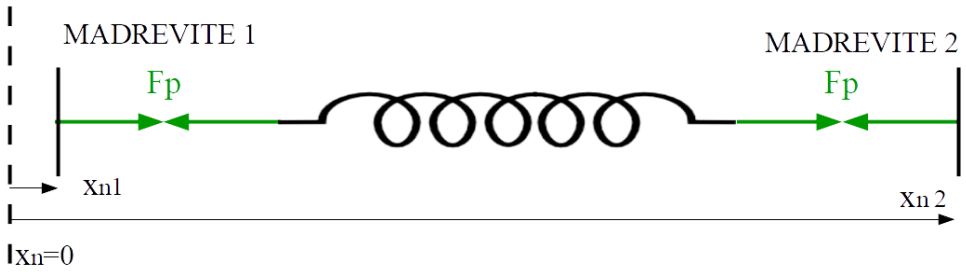

Figura 4.84: Molla in trazione

Facendo riferimento alla Figura 4.84, se in questa configurazione $x_{n2} - x_{n\ OFFSET} > x_{n1}$ allora Fp cresce in modulo, cioè diventa un valore negativo sempre più grande.

b. Precarico in trazione

Nel caso contrario, il precarico deve mettere in trazione le madreviti, cioè le deve allontanare. Di conseguenza, la molla sarà in compressione. In questo caso Fp > 0 e si ha, dunque, una configurazione ad O.

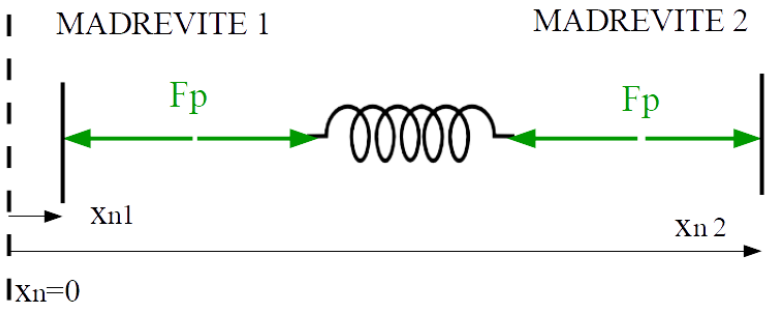

Figura 4.85: Molla in compressione

Se in questa configurazione $x_{n2} - x_{n\ OFFSET} > x_{n1}$ allora Fp diminuisce.

Di conseguenza, aggiungendo anche la componente di smorzamento che si comporta alla stessa maniera della rigidità ma varia con le derivate delle posizioni, si può scrivere una relazione che va bene in qualsiasi caso:

$$F_p = F_{p0} - k_{PR\ eq}\,(x_{n2} - x_{n\ OFFSET} - x_{n1}) - c_{PR\ eq}\,(\dot{x}_{n2} - \dot{x}_{n1})$$

$$k_{PR\ eq} = \frac{k_{PR}\,k_{SPR}}{k_{PR} + k_{SPR}} \tag{4.56}$$

Dove $F_{p0} = k_{PR\,eq} GA$ è il bias della forza di precarico, costituito dal precarico iniziale più un incremento dovuto al backlash iniziale, k_{PR} è la resistenza del sensore di precarico e k_{SPR} la resistenza delle molle a tazza.
Riportando in Simulink® le (4.56) si ha lo schema in Figura 4.86. Si nota che all'offset di posizione della madrevite iniziale è stato inserito ancora il gioco assiale GA in modo da eliminare quel transitorio iniziale che si sviluppa quando le madreviti non sono ancora in contatto. Ci si sta mettendo, quindi, già nella condizione di contatto esistente.
La parte destra della Figura rappresenta il comportamento delle molle a tazza. Se la forza di precarico iniziale è positiva, significa che sta agendo la molla numero 1 (Figura 4.80) e di conseguenza si potrà avere solo un valore positivo della forza di precarico, quindi il suo valore viene saturato tra 0 e +infinito. Al contrario, se la forza di precarico iniziale è negativa, agisce la molla numero 2, quindi la forza di precarico deve essere negativa e perciò il suo valore viene limitato tra -infinito e 0.

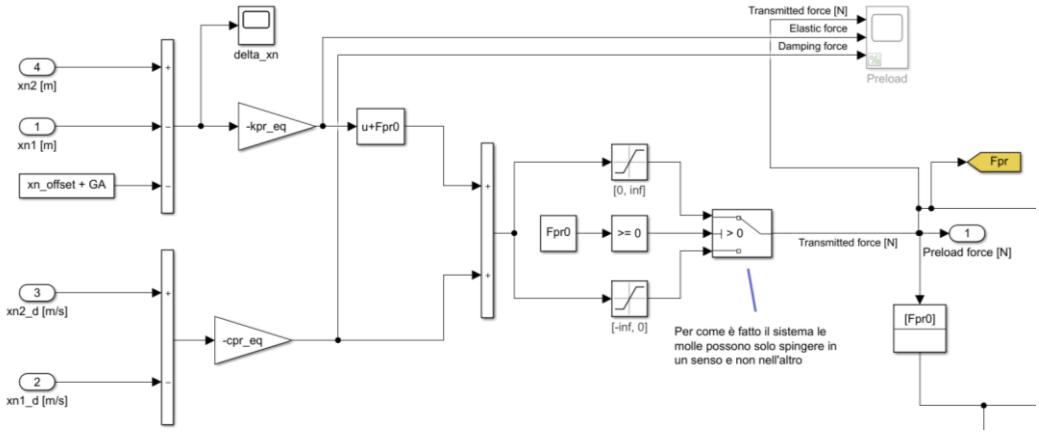

Figura 4.86: Modellazione del sistema di precarico

A valle del sistema di precarico è stato aggiunto il comportamento del sensore di forza di precarico e il sistema di acquisizione dati e conversione analogico/digitale. Si tratta di una cella di carico di tipo dual range per trazione e compressione, in grado di calcolare la rigidezza partendo dalla deflessione statica sotto l'azione del carico nominale, pari a $2.5\frac{10^7 N}{m}$. La forza di precarico viene acquisita parallelamente dal sensore con sensitività pari alla massima tensione di output (±10V) diviso la massima forza del range rispettivo (Fn_{lor}), a cui viene sommato un errore del sensore. Successivamente, può essere presente un offset, un rumore gaussiano e del rumore elettrico. Il sistema di acquisizione e conversione A/D è definito con una funzione di trasferimento del primo ordine del tipo:

$$H(s) = \frac{1}{\frac{1}{\sigma_f}s + 1} \tag{4.57}$$

Dove σ_f = 2π*1000 [rad/s] è la frequenza naturale del filtro.
Il segnale viene, poi, campionato e quantizzato e diviso nuovamente per la sensitività ideale del sensore, poiché anche in questo caso non si può conoscere il comportamento reale del sensore. A valle dei rami paralleli c'è uno swich che sceglie la forza letta nel range 1 finché essa stessa è maggiore della forza massima leggibile dal range 2 ($Fn_{lor} = 1000N$), altrimenti passa al secondo ramo di lettura.

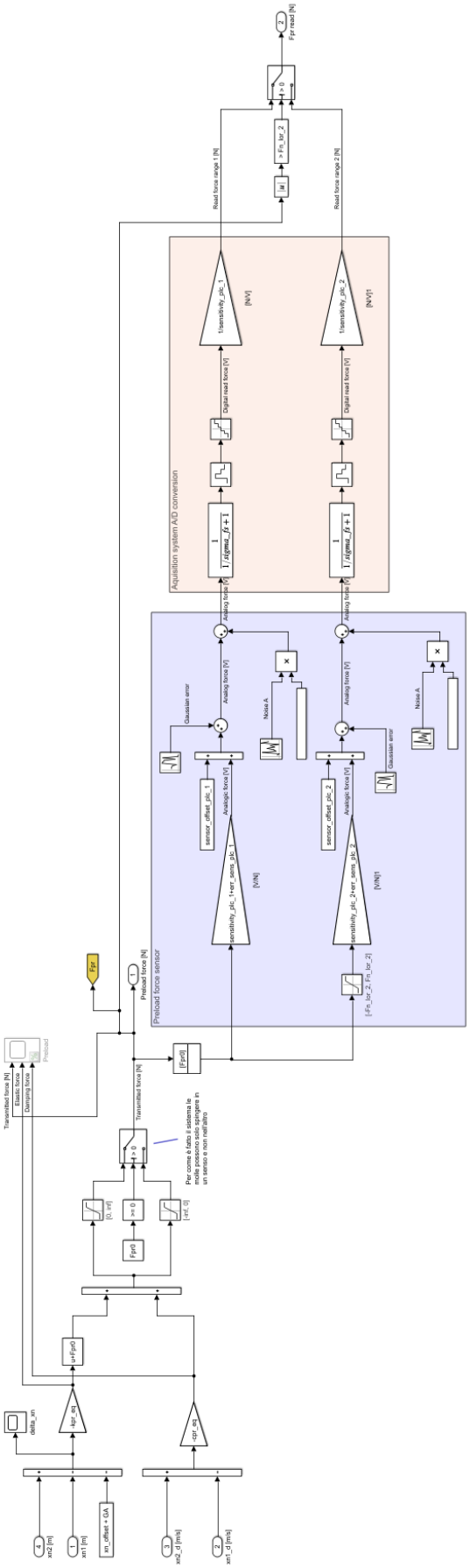

Figura 4.87: Blocco Preload system

4.6.4 Fine corsa

L'ultimo blocco del gruppo vite-madreviti è quello dei fine corsa. Per sicurezza il banco deve prevedere dei finecorsa software, seguiti da dei finecorsa con interruttore ad azionamento meccanico che disattivino l'alimentazione elettrica e pneumatica, seguiti infine da dei finecorsa meccanici, ad esempio di piombo, che siano in grado di assorbire l'energia cinetica di tutta la massa in movimento alla massima velocità e dissiparla senza causare danni ad altre parti del banco.
Essi sono pensati come un sistema molla-smorzatore che rimane in attesa e interviene in condizioni di contatto. In tale caso, i fine corsa generano una forza di contatto opposta, che quindi blocca il precedente. Le costanti di rigidezza e smorzamento sono definite in funzione della coppia massima sull'albero di uscita del riduttore (T_{max}):

$$k_{FC} = \frac{\frac{T_{max}}{\left(\frac{p}{2\pi}\right)} + P_s A_{cyl}}{dx_{max}}$$
$$c_{FC} = 2csi_{FC}\sqrt{k_{FC} M_{n1}} \tag{4.58}$$

Dove p è il passo tra le sfere della vite, P_s è la pressione di alimentazione peumatica, A_{cyl} è l'area della sezione effettiva del cilindro pneumatico e corrisponde all'area di una corona circolare di diametro interno d_{cyl}, corrispondente al diametro del pistone, e diametro esterno D_{cyl}, dx_{max} è la massima deflessione statica, calcolata come lo 0.5% della corsa totale, csi_{FC} è il coefficiente di smorzamento del fine corsa e M_{n1} la massa totale della madrevite 1.
Tutti i parametri utilizzati sono riportati in Tabella 4.6.

Tabella 4.6: Parametri del modello dei fine corsa

Parametro	Valore
T_{max}	38 [Nm]
p	$5*10^{-3}$ [m]
P_s	$6*10^{5}$ [Pa]
A_{cyl}	0.0188 [m^2]
d_{cyl}	$40*10^{-3}$ [m]
D_{cyl}	$160*10^{-3}$ [m]
dx_{max}	$1.5*10^{-3}$ [m]
k_{FC}	$3.94*10^{7}$ [N/m]
csi_{FC}	2.1 [-]
M_{n1}	13.6273 [kg]
c_{FC}	$9.73*10^{4}$ [Ns/m]

Le condizioni vengono valutate sulla base della posizione della madrevite 1, confrontandola con i limiti superiore e inferiore della corsa. Entrambi corrispondono in modulo alla semicorsa lineare, ma il limite superiore fw_{lim} è definito positivo, mentre quello inferiore bw_{lim} negativo.
Anche per modellare i fine corsa è stato scelto un modello if-then-else per valutare i tre casi possibili:

a. Nel caso in cui la posizione x_{n1} superi il limite superiore, si verifica contatto anteriore, per cui la madrevite entra in contatto con un sistema molla–smorzatore generando quindi una forza del fine corsa. La forza di sviluppata è funzione della posizione della madrevite 1 e della sua velocità mediante i coefficienti di rigidezza e smorzamento dei fine corsa. Se sommando i due contributi di spostamento e velocità si ha un valore positivo, allora il contributo legato allo smorzamento

viene limitato al valore di quello legato allo spostamento, attraverso la funzione minimo. Nel caso in cui la forza generata avesse segno negativo, essa viene posta a zero tramite lo switch a valle.

$$\begin{cases} Fc = 0 & se\ k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) + c_{FC}\dot{x}_{n1} \leq 0 \\ Fc = \min\{k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}), c_{FC}\dot{x}_{n1}\} + k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) & se\ k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) + c_{FC}\dot{x}_{n1} > 0 \end{cases} \quad (4.59)$$

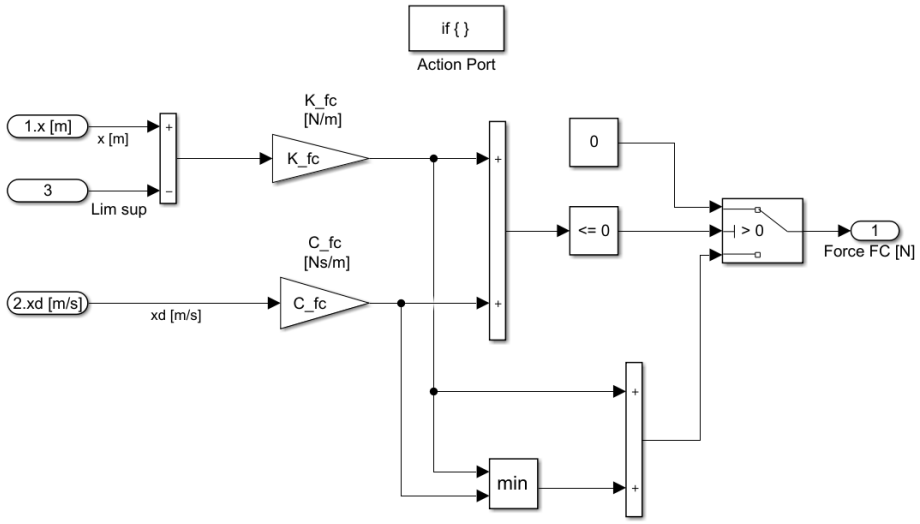

Figura 4.88: Blocco Contatto anteriore

b. Se x_{n1} invece è inferiore a bw_{lim}, si verifica contatto posteriore per cui la madrevite entra in contatto con un sistema molla–smorzatore generando quindi una forza del fine corsa. La forza di sviluppata è funzione della posizione della madrevite 1 e della sua velocità mediante i coefficienti di rigidezza e smorzamento dei fine corsa. Se sommando i due contributi di spostamento e velocità si ha un valore positivo, allora il contributo legato allo smorzamento viene limitato al valore di quello legato allo spostamento, attraverso la funzione minimo ma questa volta la forza assume segno negativo. Nel caso in cui la forza generata avesse segno negativo, essa viene posta a zero tramite lo switch a valle.

$$\begin{cases} Fc = 0 & se\ k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) + c_{FC}\dot{x}_{n1} \leq 0 \\ Fc = -\min\{k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}), c_{FC}\dot{x}_{n1}\} + k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) & se\ k_{FC}(x_{n1} - fw_{lim}) + c_{FC}\dot{x}_{n1} > 0 \end{cases} \quad (4.60)$$

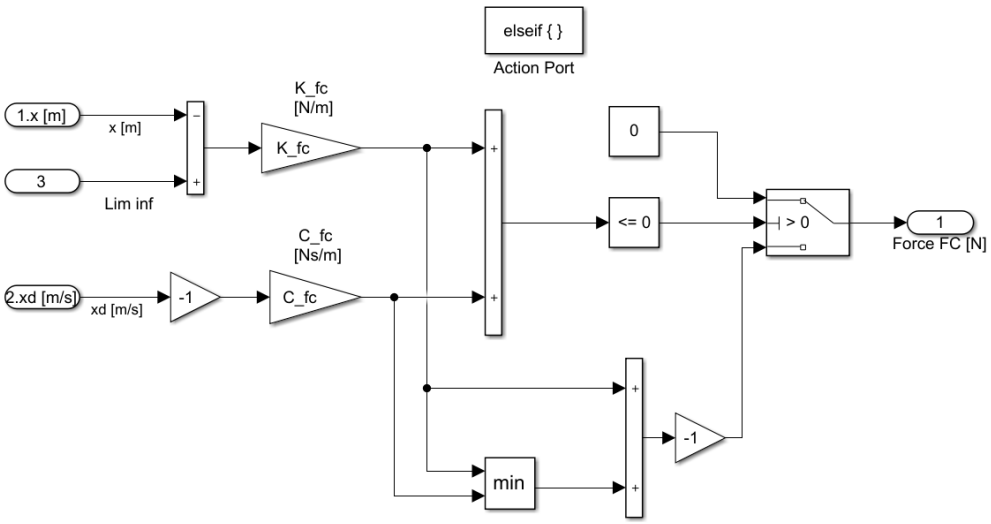

Figura 4.89: Blocco Contatto posteriore

c. Se, infine, x_{n1} è compreso tra bw_{lim} e fw_{lim}, significa che non si verifica contatto con il fine corsa quindi la forza che esso genera è nulla.

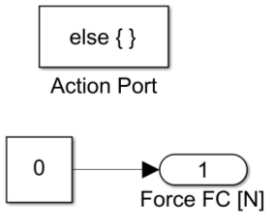

Figura 4.90: Blocco No contact

In Figura 4.91 si riporta il blocco End strokes con le tre condizioni appena descritte. All'interno è presente un blocco if-then-else che serve a discernere le condizioni di contatto con i fine corsa.

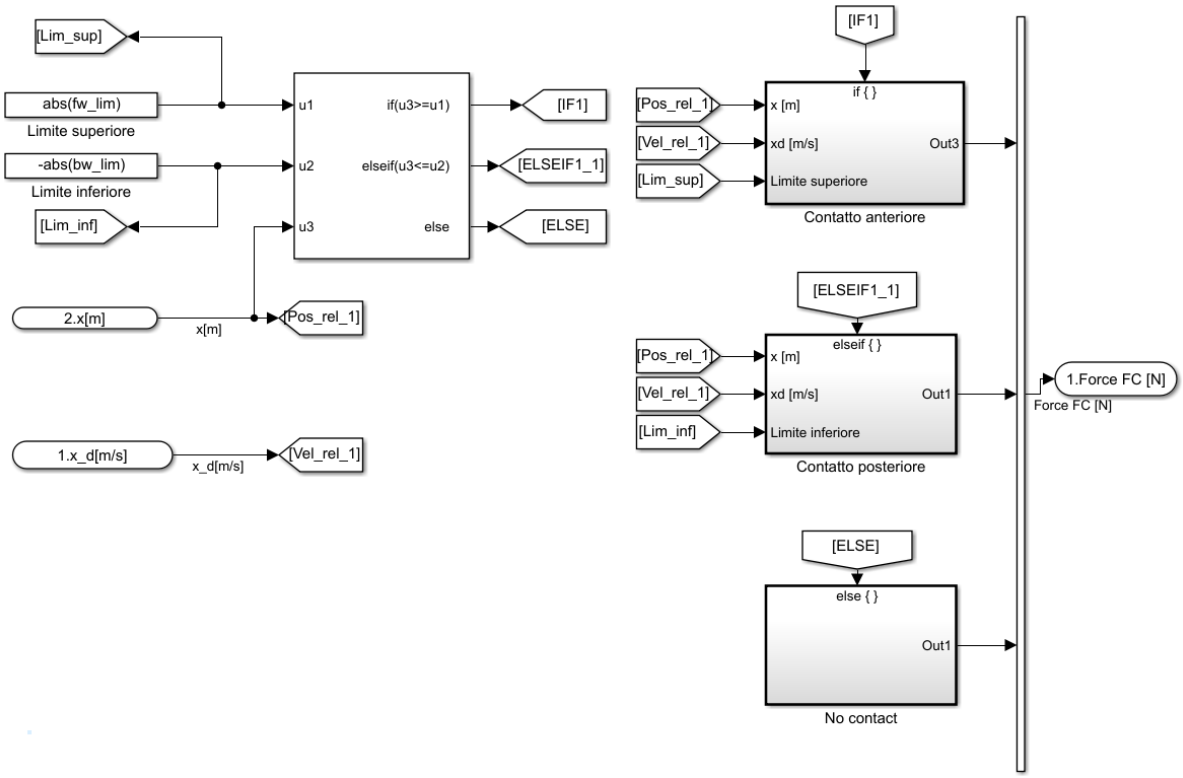

Figura 4.91: Blocco End strokes

4.7 Cella di carico

La cella di carico misura la forza scambiata tra la slitta e il cilindro pneumatico. Essa è di tipo a trazione e compressione ed è stata scelta avente carico nominale di 25 kN in quanto è il primo valore subito superiore al carico nominale applicato dal cilindro pari a 12 kN.
La forza in uscita dalla cella di carico ha una duplice funzione: quella di movimentare il cilindro pneumatico e quella di reazione rispetto alla forza movente sulla madrevite. Per far questo, essa viene valutata come la somma di contributo elastico e contributo di smorzamento della differenza di posizione e velocità tra la madrevite 1 ($x_{n1}, \dot{x}_{n1}$) e il pistone del cilindro pneumatico stesso ($x_{rod}, \dot{x}_{rod}$).

$$F = k_{ef}(x_{n1} - x_{rod}) + c_{ef}(\dot{x}_{n1} - \dot{x}_{rod}) \tag{4.61}$$

Dove $k_{ef} = 8.3\,10^7\,\frac{N}{m}$ è la rigidezza del sensore di forza, calcolata come il rapporto tra il carico nominale di 25kN e la massima deflessione al carico nominale ossia 0.3*10^{-3} m, e $c_{ef} = 4.39\,10^3\,\frac{Ns}{m}$ è il coefficiente di smorzamento del sensore di carico valutato in funzione della rigidezza e delle masse del cilindro e del pistone.
Esattamente come per la cella di forza del precarico, il sensore di forza esterna acquisisce il valore analogico con sensitività pari alla massima tensione di output (±10V) diviso la forza di carico nominale ($Fn_{ef} = 25kN$), a cui viene sommato un errore del sensore. Successivamente, può essere presente un offset, un rumore gaussiano e del rumore elettrico. Si noti come, differentemente dal sensore per precarico, l'errore gaussiano viene, secondo normativa, in questo caso sommato a 1 e poi moltiplicato per la forza. Il segnale viene, poi, campionato e quantizzato e diviso nuovamente per la sensitività ideale del sensore, poiché anche in questo caso non si può conoscere il comportamento reale del sensore.

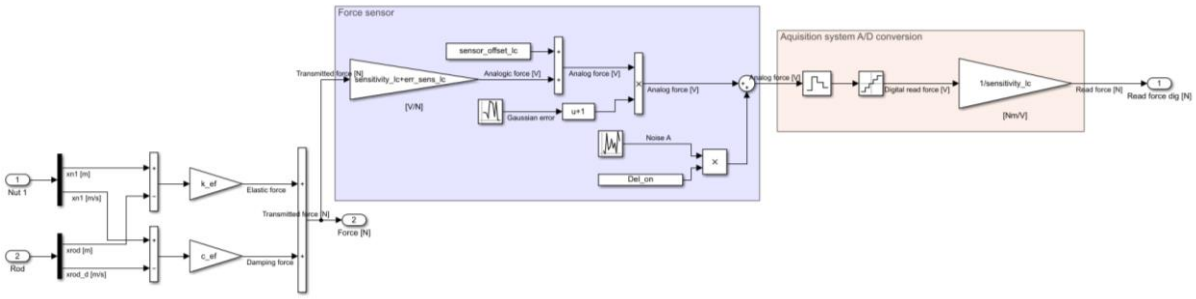

Figura 4.92: Blocco Load cell

4.8 Servoattuatore pneumatico

L'attuatore pneumatico è, di fatto, l'elemento del sistema che chiude l'anello di forza facendone l'equilibrio con le altre forze agenti al suo interno e restituendo la posizione e la velocità del pistone alla cella di carico. Esso è sostanzialmente un cilindro composto da una camicia o corpo (1) e due estremità dette testata anteriore (3) e testata posteriore (2). Al suo interno uno stantuffo mobile o pistone (5) divide due volumi, ossia la camera anteriore (7) e quella posteriore (6). L'elemento rigido che permette di movimentare lo stantuffo si dice stelo (4).

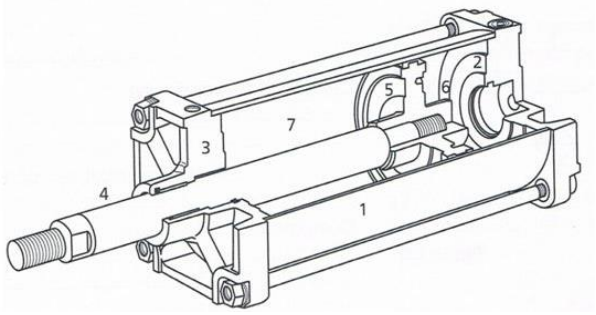

Figura 4.93: Schema di un attuatore pneumatico

Entrambe le camere sono alimentate separatamente da due valvole a 2 vie, che hanno il compito di introdurre o estrarre una certa quantità di portata regolata in base al segnale di riferimento che ricevono. Il cilindro così fatto si dice a doppio effetto, in quanto in generale può essere messo in moto generando pressione o depressione in una delle due camere. Le valvole, invece, sono parte integrante del sistema di

attuazione pneumatica poiché gestiscono la quantità di flusso di aria che deve entrare o uscire da ciascuna camera. Per la loro peculiarità di fornire una quantità regolata di portata, ossia una percentuale della portata massima in funzione del segnale di comando, queste valvole si dicono proporzionali. In condizioni di equilibrio (caso a) il pistone è fermo e la pressione nelle due camere è costante in modo da garantire che non ci sia differenza di forza sulla superficie dello stantuffo da nessuna delle due parti. Se viene dato segnale positivo (caso b), la valvola 1 viene collegata all'alimentazione e conseguentemente inizia a passare portata G1 che aumenta la pressione p1 e spinge lo stantuffo a destra, mentre p2 diminuisce perché la portata G2 sta uscendo dalla camera in quanto è stata messa a scarico.
Viceversa (caso c), per far sì che il pistone si sposti a sinistra si deve alimentare la camera 2 e mettere a scarico la 1. In tutti e tre i casi F è la forza esterna che agisce sul pistone e può essere legata al segnale che comanda le valvole oppure è necessaria per altri scopi all'interno di un sistema più ampio.

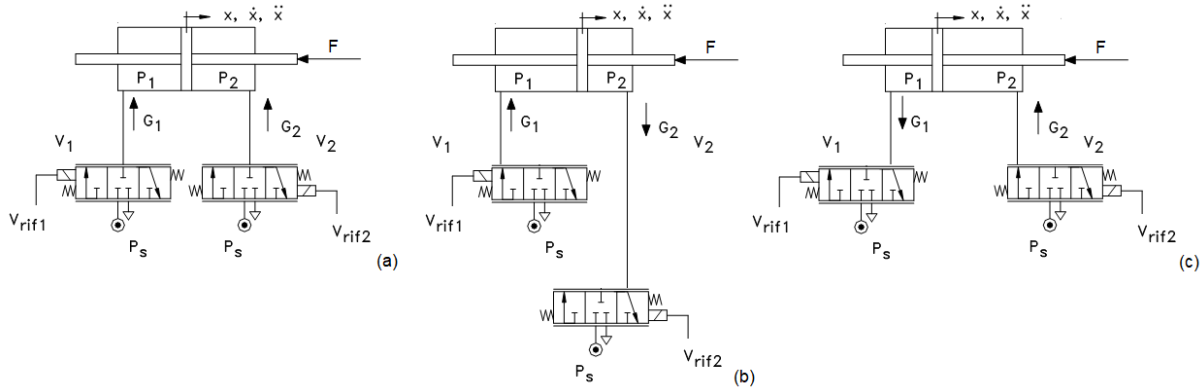

Figura 4.94: Sistema di attuazione pneumatico con due valvole proporzionali a 2 vie

Le valvole considerate hanno la caratteristica di ricevere un segnale di tipo elettronico, ad esempio una tensione, e di tradurlo in uno spostamento del cassetto (xv) al loro interno, proporzionale all'ampiezza del comando, mettendo in comunicazione, come si vede in Figura 4.95, la luce di mandata con quella di alimentazione (b) o di scarico (c).

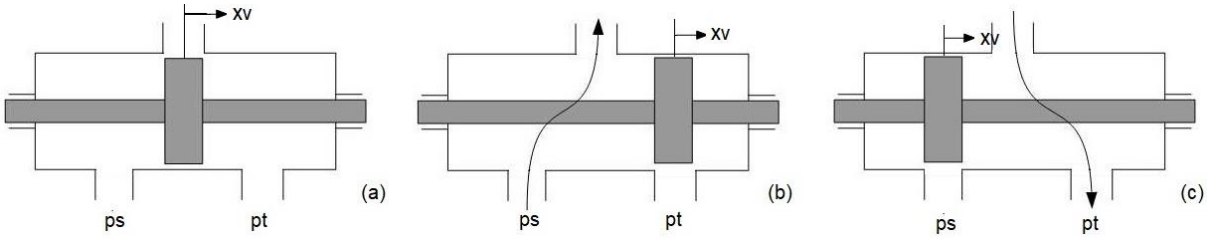

Figura 4.95: Schema di funzionamento di una valvola a 2 vie

All'interno delle valvole esiste una legge che lega la portata alla pressione di alimentazione e alla caduta di pressione attraverso la valvola, ossia alla differenza di pressione tra l'aspirazione e quella che deve arrivare in camera. Ciascuna valvola, infatti, data la sua funzione di trasferire portata dall'ambiente esterno ad una camera a pressione inferiore, si comporta come un ugello semplicemente convergente. Assumendo flusso isoentropico, si ha che la portata in massa attraverso l'ugello, nel caso di aria e in condizioni di regime permanente, è espressa in funzione del rapporto di pressione ai capi della valvola; in un primo tratto diminuisce con il rapporto delle pressioni, poi quando quest'ultimo eguaglia il rapporto critico, la portata non diminuisce né aumenta, ma resta costante pari al valore massimo passando da regime sonico a regime subsonico.

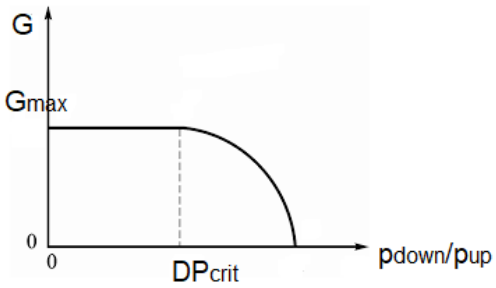

Figura 4.96: Portata attraverso la valvola

$$G = \begin{cases} c_v \rho_0 p_{up} \sqrt{1 - \left(\dfrac{\frac{p_{down}}{p_{up}} - b}{1 - b} \right)^2} & se \ \dfrac{p_{down}}{p_{up}} \geq dP_{crit} \\ c_v \rho_0 p_{up} & se \ \dfrac{p_{down}}{p_{up}} < dP_{crit} \end{cases} \tag{4.62}$$

Dove $c_v = k_v x_v \left[\frac{m^3}{s\ Pa}\right]$ è la conduttanza sonica della valvola, pari al prodotto del coefficiente di portata o di flusso $k_v \left[\frac{m^2}{s\ Pa}\right]$ e dello spostamento del cassetto della valvola $x_v[m]$, $\rho_0 \left[\frac{kg}{m^3}\right]$ è la densità dell'aria in condizioni di atmosfera normale di riferimento (ANR), ossia a una temperatura di 20°C e una pressione di 1 bar secondo la ISO6358, $p_{up}[Pa]$ è la pressione in ingresso alla valvola, $p_{down}[Pa]$ è la pressione a valle della stessa, $b = \left(\frac{p_{down}}{p_{up}}\right)_{crit} = dP_{crit}[-]$ è il rapporto delle pressioni critico sotto il quale il flusso diventa sonico; quest'ultimo per un ugello ideale isoentropico vale 0.528, mentre nel caso in esame è stato scelto di usare un valore di 0.2 per tenere conto del comportamento non ideale.
La portata entra, quindi, nella camera dell'attuatore per produrre un effetto di spostamento del pistone. Questo effetto si traduce in una variazione di pressione ai capi del cilindro. L'equazione di continuità rappresenta bene questo comportamento, in quanto descrive la differenza tra portata entrante (G_{IN}) e portata uscente (G_{OUT}) come funzione della variazione di volume (V) della camera e variazione di pressione (p), legata alla variazione di densità (ρ).

$$\sum G_{IN} - \sum G_{OUT} = \frac{d(\rho V)}{dt} = \rho \frac{dV}{dt} + V \frac{d\rho}{dt} \tag{4.63}$$

Poiché in una trasformazione politropica $\frac{p}{\rho^n} = cost$, si può dire che questo rapporto è uguale allo stesso rapporto nell'istante di tempo iniziale (pedice i):

$$\frac{p}{\rho^n} = \frac{p_i}{{\rho_i}^n} \tag{4.64}$$

Di conseguenza, ricavando ρ e facendone la derivata nel tempo si ottiene:

$$\frac{d\rho}{dt} = \frac{\rho_i}{n p_i} \left(\frac{p}{p_i}\right)^{\frac{1}{n}-1} \frac{dp}{dt} \tag{4.65}$$

Sapendo che, secondo la legge di stato dei gas perfetti, $\frac{p}{\rho} = RT$, si ottiene quindi:

$$\frac{d\rho}{dt} = \frac{1}{nRT_i}\left(\frac{p}{p_i}\right)^{\frac{1}{n}-1}\frac{dp}{dt} \tag{4.66}$$

Per quanto riguarda la variazione di volume, invece, essa è sostanzialmente legata alla velocità di spostamento del pistone, ossia:

$$\frac{dV}{dt} = A\frac{dx}{dt} \tag{4.67}$$

Con $V = A(x_o \pm x)$ pari al prodotto della superficie dello stantuffo per la sua corsa di coordinata x positiva o negativa a seconda che il volume aumenti o diminuisca rispetto alla situazione di equilibrio. Le equazioni di continuità per le due camere diventano, quindi:

$$\begin{aligned} G_1 &= \frac{A_1(x_o + x)}{nRT_{1i}}\left(\frac{p_1}{p_{1i}}\right)^{\frac{1}{n}-1}\frac{dp_1}{dt} + \frac{p_{1i}A_1}{RT_{1i}}\left(\frac{p_1}{p_{1i}}\right)^{\frac{1}{n}}\frac{dx}{dt} \\ G_2 &= \frac{A_2(x_o - x)}{nRT_{2i}}\left(\frac{p_2}{p_{2i}}\right)^{\frac{1}{n}-1}\frac{dp_2}{dt} - \frac{p_{2i}A_2}{RT_{2i}}\left(\frac{p_2}{p_{2i}}\right)^{\frac{1}{n}}\frac{dx}{dt} \end{aligned} \tag{4.68}$$

Da cui si ottiene la pressione in ciascuna camera, integrando le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} \frac{dp_1}{dt} &= \frac{G_1 nRT_{1i}}{A_1(x_o + x)\left(\frac{p_1}{p_{1i}}\right)^{\frac{1}{n}-1}} - \frac{p_1 n}{(x_o + x)}\frac{dx}{dt} \\ \frac{dp_2}{dt} &= \frac{G_2 nRT_{2i}}{A_2(x_o - x)\left(\frac{p_2}{p_{2i}}\right)^{\frac{1}{n}-1}} + \frac{p_2 n}{(x_o - x)}\frac{dx}{dt} \end{aligned} \tag{4.69}$$

Le pressioni così ottenute entrano nell'equilibrio dinamico del pistone, insieme alla forza esterna sullo stelo (Fext), la forza di attrito Coulombiano (Fatt), la forza di attrito viscoso ($c\dot{x}$) e la forza di inerzia ($m\ddot{x}$).

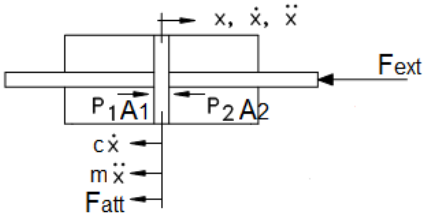

Figura 4.97: Equilibrio dinamico del pistone

Il tutto si riassume in un'unica equazione di secondo grado:

$$p_1A_1 - p_2A_2 - c\dot{x} - m\ddot{x} - F_{att} = F_{ext} \tag{4.70}$$

Il modello di attrito statico-dinamico si basa sulla già nota formulazione di Stribeck, secondo la formula:

$$F_{att} = F_{as}\left(1 + m_f e^{-|\omega_{rod}|}\right) \tag{4.71}$$

dove $F_{as} = F_p = (p_1A_1 - p_2A_2)\cdot\mu\ [N]$ è la forza di attrito statico con $\mu[-]$ coefficiente di attrito tra il pistone e il cilindro e rappresenta lo schiacciamento della guarnizione all'aumentare della variazione di pressione, m_f[-] è un coefficiente che mette in relazione la forza di attrito Coulombiano con quella di spunto, ω_{rod} [rad/s] è la velocità angolare dello stantuffo, proporzionale a $\dot{x}$.

I parametri utilizzati sono riportati in Tabella 4.7.

Tabella 4.7: Parametri del modello di attrito del cilindro pneumatico

Parametro	Valore
μ	0.1 [-]
m_f	0.5 [-]
c	0.01 [Ns/m]
m	5.792 [kg]
A_1	0.0188 [m^2]
A_2	0.0188 [m^2]
k_v	0.0122 [m^2/s/Pa]
c_v	1.5*10^{-4} [m^3/s/Pa]

Il cilindro pneumatico è stato inizialmente modellato mediante l'ausilio di Simscape, un tool della libreria di Simulink® che contiene gli strumenti necessari per la simulazione dei sistemi fisici, ad esempio trasmissioni, circuiti elettrici, circuiti pneumatici, multibody.
Scopo di questa tesi è anche quello di modificare questo blocco riportando il modello interamente sintetizzato in Simulink®, in quanto si è visto che l'uso di un tool rallenta molto la simulazione e il processamento dei dati.
Il cilindro pneumatico prende in ingresso la forza generata dai fine corsa; essa viene cambiata di segno, memorizzata per evitare loop algebrici e inserita in un *Ideal force source* come sorgente ideale che crea una forza proporzionale al segnale fisico di ingresso. L'attuatore è del tipo a doppio effetto con smorzamento e inerzia meccanici, in cui la pressione entrante tende a provocare uno spostamento positivo del pistone rispetto al cilindro stesso. Esso è, quindi, comandato dalla camera posteriore dalla pressione di comando a gradino pari a 3bar. Entrambe le camere sono collegate a una sorgente di temperatura ideale costante pari a 25°C.
A destra e sinistra sono stati inseriti due blocchi contenenti le masse del cilindro e del pistone. La pressione di alimentazione, così come quella di scarico, è quella atmosferica.
Il pistone è collegato ad un sensore di movimento traslazionale ideale, ovvero un dispositivo che converte una variabile trasversale misurata tra due nodi traslazionali meccanici in un segnale di controllo proporzionale alla velocità e alla posizione. Il sensore è ideale poiché non tiene conto di inerzia, attriti, ritardi, consumo di energia e così via. Questo sensore restituisce i valori di posizione e velocità del pistone, che chiudono l'anello di misura nella cella di carico.
È stato scelto un cilindro con diametro di 160 mm, avente corsa maggiore di quella massima della slitta, dettata dai fine corsa meccanici, per evitare che il cilindro arrivi accidentalmente a fine corsa col pericolo di danneggiarsi sotto l'azione del resto del banco prova. Le porte di connessione hanno filettatura ¾, che corrisponde ad un diametro esterno di 26.44 mm, un diametro del dado di 24.66 mm, ad un diametro del foro di 24.5 mm e ad una densità di filetti di 14 filetti/inch.

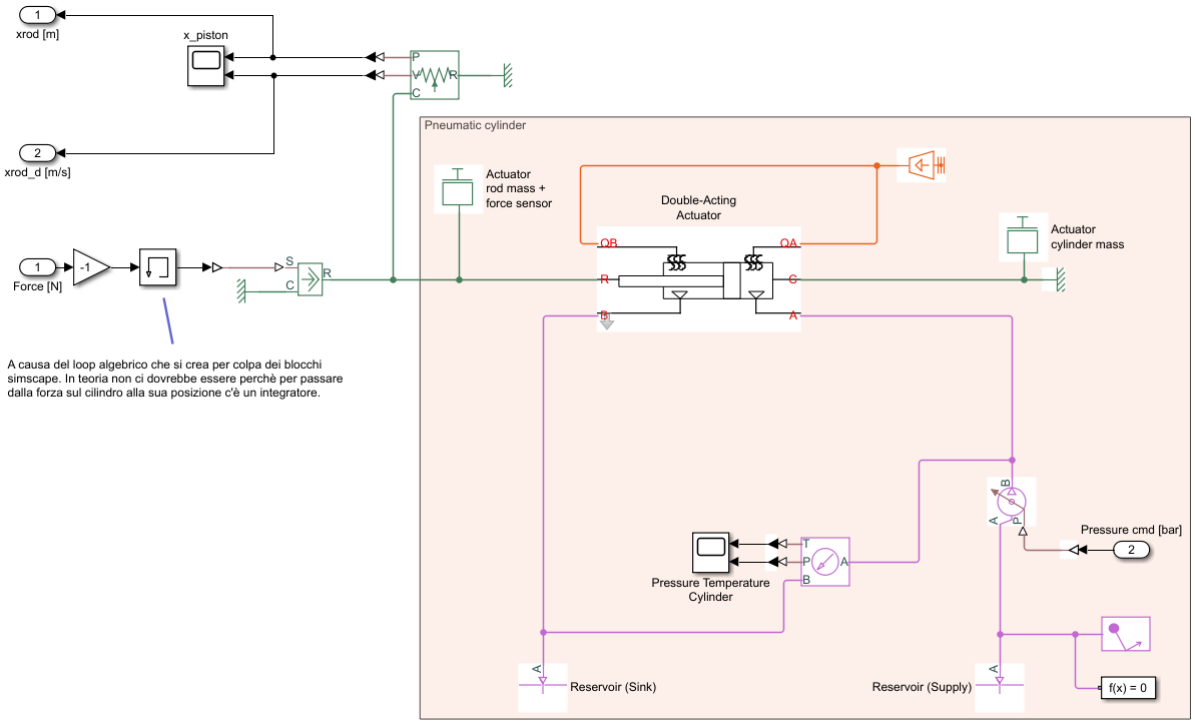

Figura 4.98: Blocco Pneumatic cylinder (Simscape)

Successivamente è stato elaborato un modello pneumatico del cilindro di carico interamente in Simulink, che prevede la presenza di un attuatore pneumatico la cui portata nelle due camere viene regolata da due valvole proporzionali a 3 vie come in Figura 4.94. Il modello complessivo è riportato in Figura 4.99.

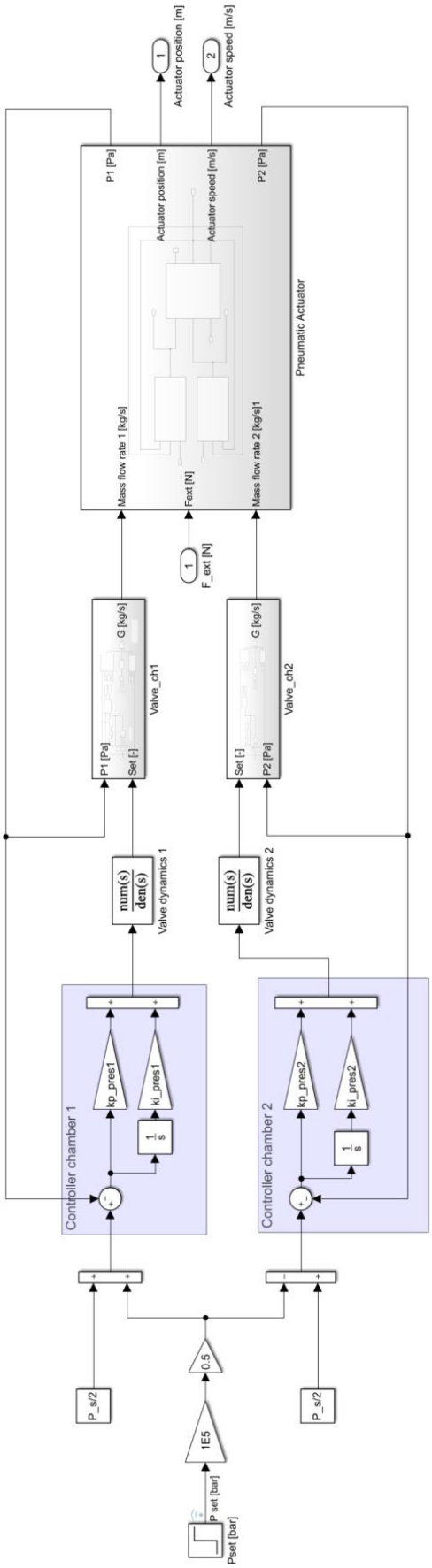

Figura 4.99: Blocco Load cylinder

Al segnale di pressione in input, definito come un segnale a gradino in [bar], viene moltiplicato un fattore di 10^5 per trasformarlo in [Pa] e, successivamente, viene preso solo metà valore in quanto, per ottenere il segnale di set per le valvole, viene sommato o sottratto a metà della pressione di alimentazione, pari a $p_s = 6 \cdot 10^5 Pa$, a seconda che si stia considerando la camera 1 o la camera 2.
Considerando ora parallelamente le due valvole, a ciascun valore di set viene sottratto il feedback proveniente dalla pressione nella rispettiva camera del cilindro e l'errore risultante viene dato in ingresso a un controllore PI. Segue, poi, un blocco contenente una funzione di trasferimento del primo ordine che rappresenta la dinamica della valvola:

$$f(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \tag{4.72}$$

Con $\tau = \frac{1}{2\pi \cdot 1000}[s]$.
Si entra, quindi, nel blocco che descrive il comportamento della valvola e ne restituisce la portata uscente (Figura 3.104). Inizialmente il segnale di set viene confrontato con lo zero per definire se la camera considerata si trova in carico (set positivo) o in scarico (set negativo); nel primo caso viene mandata la pressione di alimentazione p_s, altrimenti la camera viene messa a pressione ambiente. Questa pressione in uscita dallo switch (p_b) viene utilizzata non solo per il calcolo della portata, ma anche per definirne in segno mediante la funzione tangente iperbolica. Essa, infatti, opera sulla differenza tra la pressione nella camera (p_1) e la pressione esterna:

$$sign(G) = \tanh(p_b - p_1) \tag{4.73}$$

Queste pressioni vengono, allora, confrontate per determinare quale si trova a monte e quale a valle rispetto al senso di percorrenza del flusso attraverso la valvola.

$$\begin{cases} p_{US} = p_{up} = p_1 \;\; e \;\; p_{DS} = p_{down} = p_b & se\ p_1 \geq p_b \\ p_{US} = p_{up} = p_b \;\; e \;\; p_{DS} = p_{down} = p_1 & se\ p_1 < p_b \end{cases} \tag{4.74}$$

Dove US: Up Stream e DS: Down Stream.

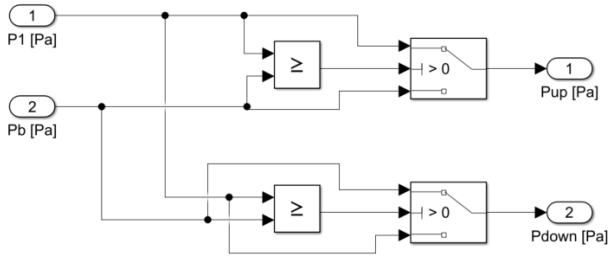

Figura 4.100: Blocco UpStream/DownStream

I valori di pressione e il segno, insieme al set, ossia lo spostamento del cassetto della valvola (xv), entrano nel blocco di portata sonica (Figura 4.101) o subsonica (Figura 4.102) a seconda che il rapporto delle pressioni sia rispettivamente minore o maggiore del rapporto critico delle pressioni, secondo le (4.62).

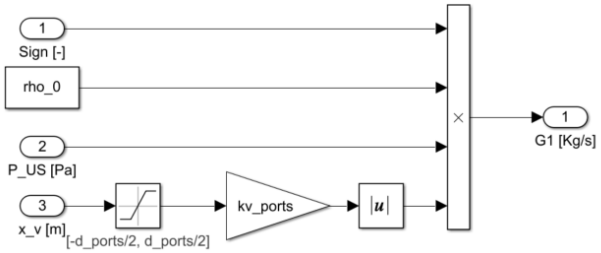

Figura 4.101: Blocco Sonic

È importante notare come il valore dello spostamento del cassetto della valvola sia stato saturato tra ±dports/s, dove dports [m] è l'apertura massima che la luce di passaggio della portata può raggiungere, con l'ipotesi che le porte siano rettangolari.

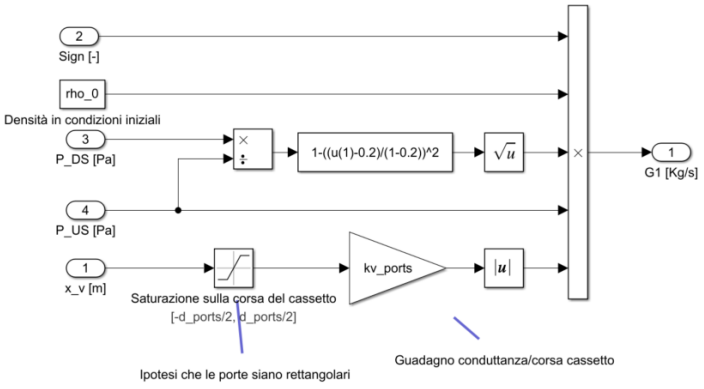

Figura 4.102: Blocco Subsonic

Il valore ottenuto di portata viene, quindi, moltiplicato per una funzione di trasferimento del primo ordine che ha il compito di attenuare l'effetto dello switch ed evitare instabilità nel modello:

$$g(s) = \frac{1}{\tau_1 s + 1} \tag{4.75}$$

Con $\tau_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 10000}[s]$.

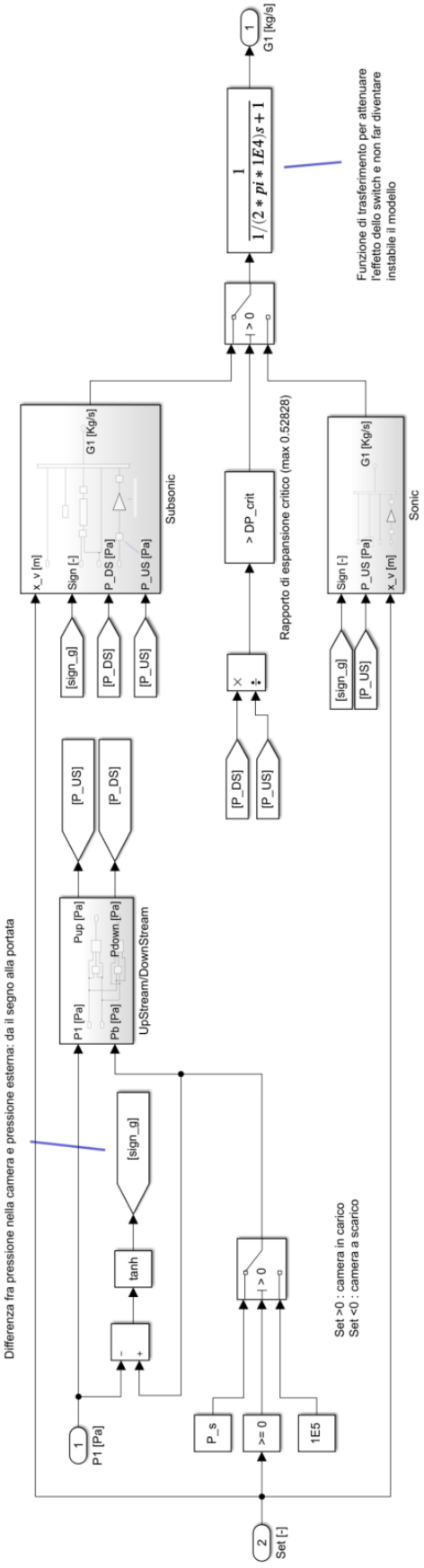

Figura 4.103:Blocco Valve_ch1

Per non appesantire la scrittura non si riporta la descrizione del blocco Valve_ch2, in quanto è uguale a quella appena fatta per la valvola 1, con la differenza che la pressione di alimentazione p_s viene mandata in caso di set negativo, altrimenti la camera viene messa a pressione ambiente e le grandezze in gioco sono p_2 e G2.
Si passa, quindi, alla descrizione dei blocchi che schematizzano l'attuatore pneumatico.

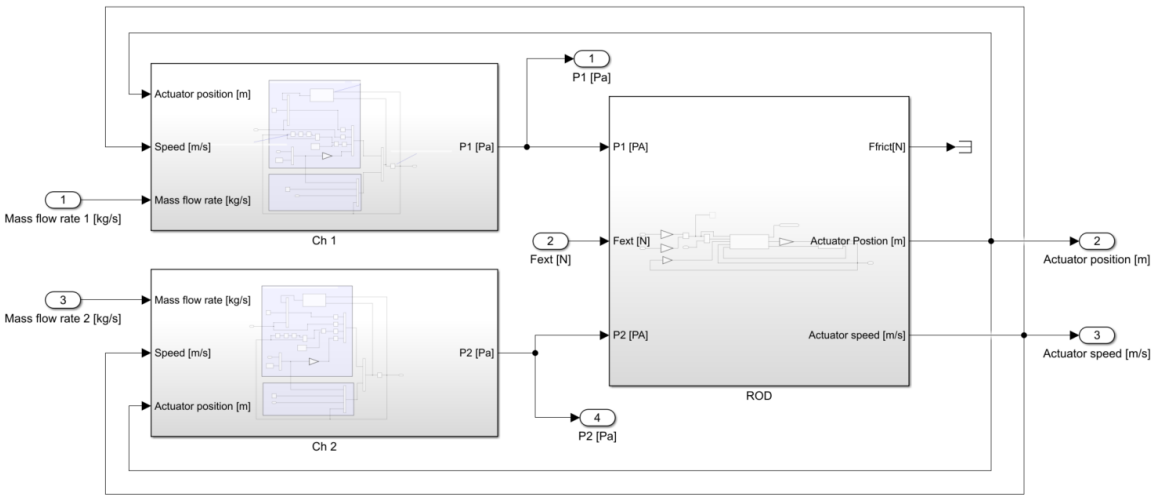

Figura 4.104: Blocco Pneumatic Actuator

Come si vede in Figura 4.104, la portata entra (o esce) rispettivamente dalla rispettiva camera del cilindro e le pressioni risultanti, insieme alla forza esterna, contribuiscono all'equilibrio dinamico del pistone restituendo in uscita la posizione e la velocità dello stantuffo. Nelle camere sono schematizzate le equazioni di continuità (4.69), perciò in Figura 4.106 se ne riporta solo una delle due, essendo quasi identiche a meno di pedici e un segno. Particolare attenzione si pone alla funzione utilizzata per ricavare la temperatura; essa è stata ottenuta integrando la variazione relativa della temperatura in funzione di quella della pressione a partire da una trasformazione adiabatica del tipo:

$$Tp^{\frac{1-n}{n}} = cost. \quad \Rightarrow \quad \frac{dT}{T} = -\frac{dp}{p}\frac{1-n}{n} \tag{4.76}$$

Con n esponente della trasformazione politropica del gas.

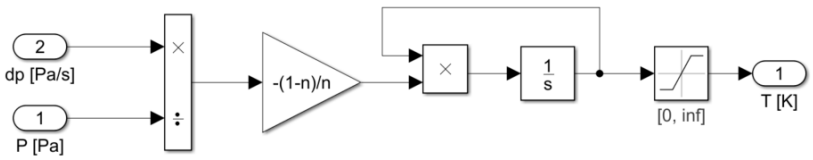

Figura 4.105: Blocco Adiabatic transformation

Si nota la presenza del saturatore tra 0 e infinito in modo da avere valori di temperatura solo positivi.

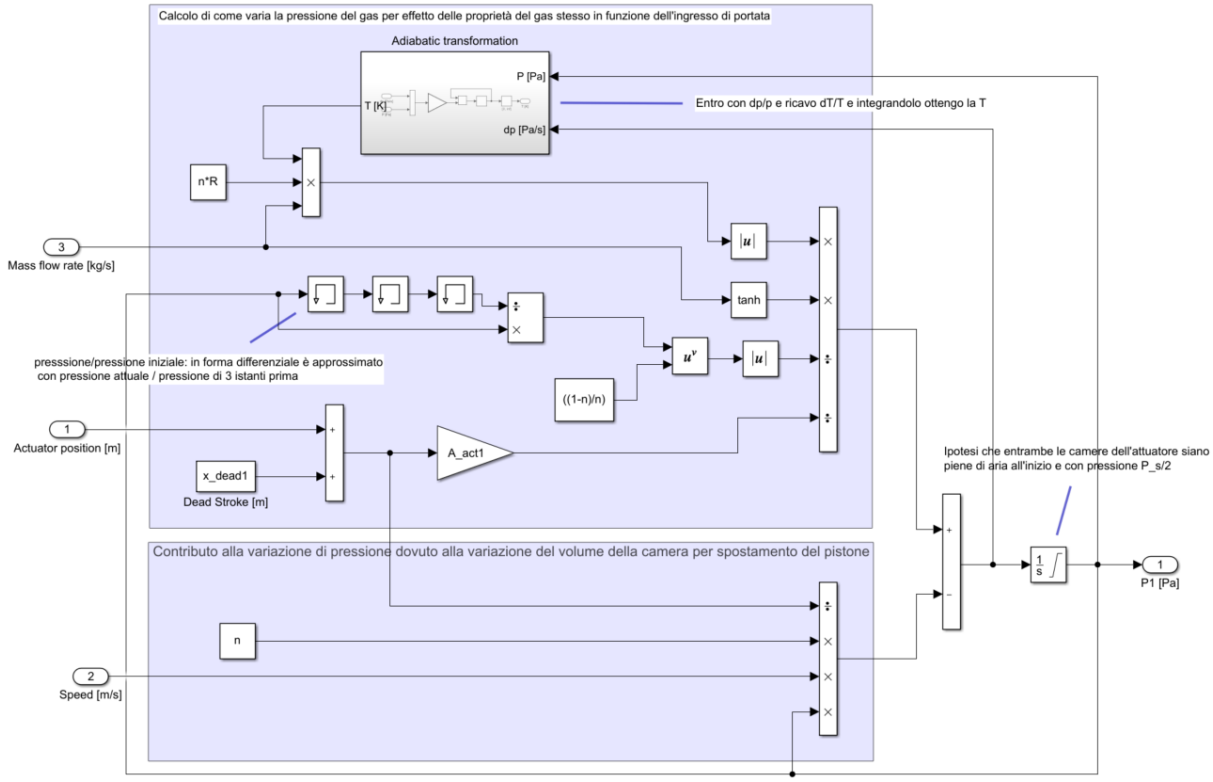

Figura 4.106: Blocco Ch1

Come si può vedere, in prima approssimazione per calcolare il valore di pressione iniziale è stato considerato quello corrispondente a tre istanti temporali precedenti, poiché il tempo di simulazione è pari a T=3 sec, ed inoltre il blocco integratore è stato definito a partire dalla condizione per cui entrambe le camere dell'attuatore all'inizio siano piene di aria a pressione $p_s/2$.
L'equilibrio del pistone è schematizzato secondo la (4.70) con la forza di attrito nella forma della (4.71) secondo un modello già ampiamente discusso in precedenza.

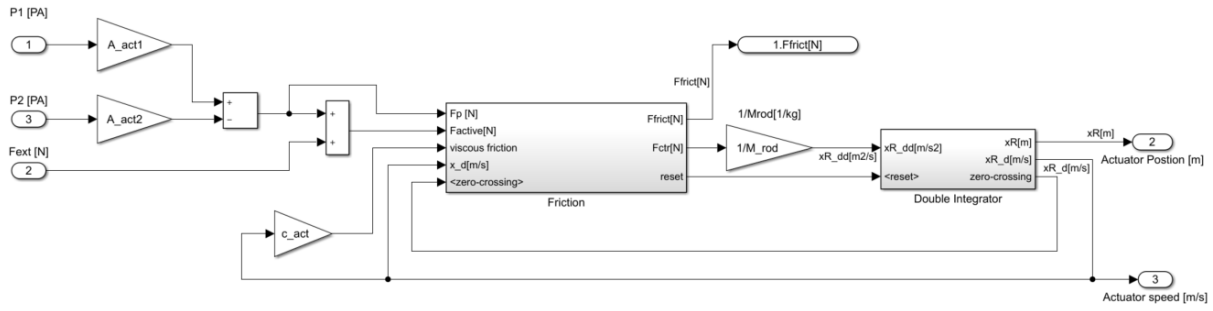

Figura 4.107: Blocco ROD

Capitolo 5

Modelli pneumatici di controllo

Oggetto principale di questa tesi è lo studio di dettaglio del sistema pneumatico presente nel banco prova, ponendo particolare attenzione alle valvole che permettono di regolare il flusso o la variazione di pressione. Sono state pensate due soluzioni alternative per il controllo del sistema pneumatico, ciascuna delle quali avrà poi dei sottocasi, in base al tipo di valvola utilizzata.
La valvola proporzionale in portata, del tipo di quella proposta nella soluzione iniziale in 3.2.18, permette di effettuare un controllo della portata da inviare o sottrarre alle camere del cilindro pneumatico, chiudendo l'anello di feedback in forza a partire dalla forza esterna generata sul pistone.
La valvola proporzionale in pressione, invece, effettua un controllo interno della pressione, avendo a disposizione un suo controllore, ma tradizionalmente lavora in anello aperto sulla forza. Saranno, poi, presentate anche soluzioni per il controllo forza.

5.1 Valvola proporzionale in portata

Sulla base del modello descritto nel capitolo precedente, è possibile sostituire le due valvole proporzionali in portata a 2 vie con una sola valvola proporzionale in portata a 5 vie e 3 posizioni, la quale provvede a gestire due flussi contemporaneamente avendo a disposizione due luci di scarico. Partendo dalla configurazione di riposo (a), se il segnale di riferimento impone che l'albero a cui sono collegati rigidamente i cassetti si sposti a sinistra (b) l'alimentazione (p_s) viene messa in comunicazione con la luce di sinistra, che manda portata nella camera 1, mentre quella di destra, comunicante con la camera 2, entra in contatto con l'ambiente di scarico (p_t). Viceversa, se il riferimento fa in modo che cassetto si sposti a destra (c) la camera 2 viene alimentata dalla stessa pressione p_s, mentre la 1 va a scarico.

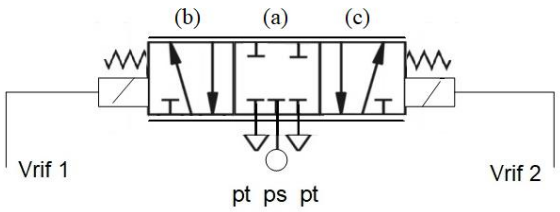

Figura 5.1: Simbolo della valvola proporzionale a 5 vie

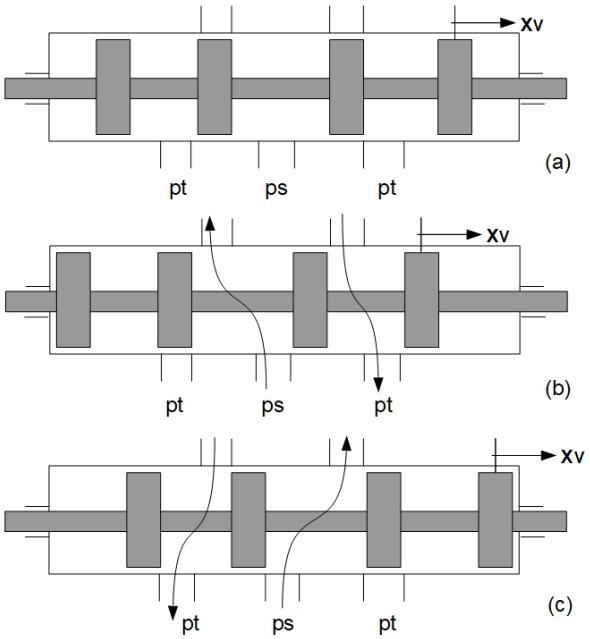

Figura 5.2: Schema di funzionamento di una valvola a 5 vie

Di conseguenza, il collegamento con le camere del cilindro pneumatico avviene come in Figura 5.3.

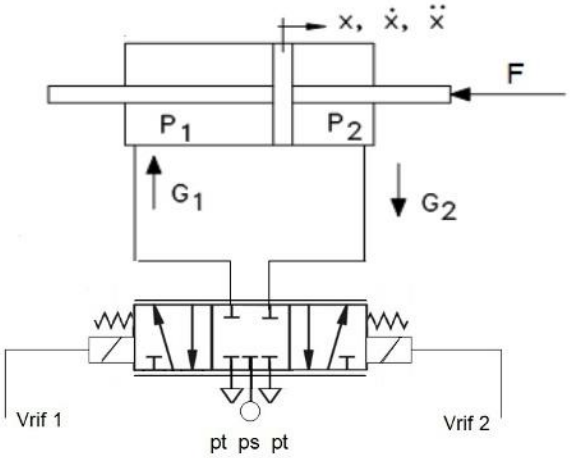

Figura 5.3: Sistema di attuazione pneumatico con una valvola proporzionale a 5 vie

Le equazioni che descrivono il flusso e le variazioni di pressione all'interno del sistema pneumatico si basano su quelle presenti nel paragrafo 4.8, ma sono state splittate in un sistema di equazioni più completo, che considera tutte le combinazioni possibili in termini di direzione del flusso (alimentazione e scarico) per entrambe le camere e di tipologia di flusso (sonico o subsonico).
Considerando pA la pressione a monte e pB la pressione a valle, si definisce la portata in massa G[kg/s] come diretta sempre da A a B.

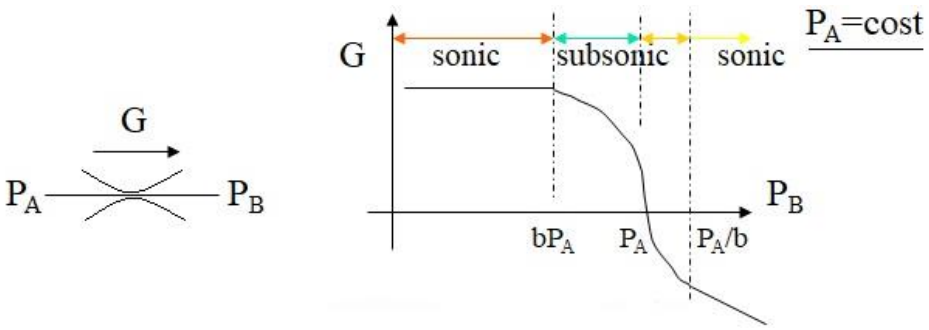

Figura 5.4: Portata attraverso la valvola proporzionale

A pA=costante, a seconda che pB/pA sia maggiore o minore del rapporto critico b, la portata è subsonica o sonica; nel primo caso dipende dal rapporto tra le pressioni, nel secondo solo dalla pressione di monte. Le quattro regioni in cui si suddivide il grafico sono mostrate in Figura 5.3 e di seguito si riportano le equazioni.

$$G = \begin{cases} c_v \rho_0 p_A & se\ 0 < p_B \leq b\ p_A \\ c_v \rho_0 p_A \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{p_B}{p_A} - b}{1 - b}\right)^2} & se\ b\ p_A < p_B \leq\ p_A \\ -c_v \rho_0 p_B \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{p_A}{p_B} - b}{1 - b}\right)^2} & se\ p_A < p_B \leq \frac{p_A}{b} \\ -c_v \rho_0 p_B & se\ p_B > \frac{p_A}{b} \end{cases} \quad (5.1)$$

Dove $c_v \left[\frac{m^3}{s\ Pa}\right]$ è la conduttanza sonica della valvola, $\rho_0 = 1.2754 \left[\frac{kg}{m^3}\right]$ è la densità dell'aria in condizioni di atmosfera normale di riferimento (ANR), ossia a una temperatura di 0°C e una pressione di 1 bar secondo la ISO6358 e $b = \left(\frac{p_B}{p_A}\right)_{crit}$ $[-]$ è il rapporto delle pressioni critico sotto il quale il flusso diventa sonico; quest'ultimo per un ugello ideale isoentropico vale 0.528, mentre nel caso in esame è stato scelto di usare un valore di 0.2 per tenere conto del comportamento non ideale.
Considerando che nella valvola esistono contemporaneamente due flussi discordi, il grafico della portata è, in realtà, come in Figura 5.5.

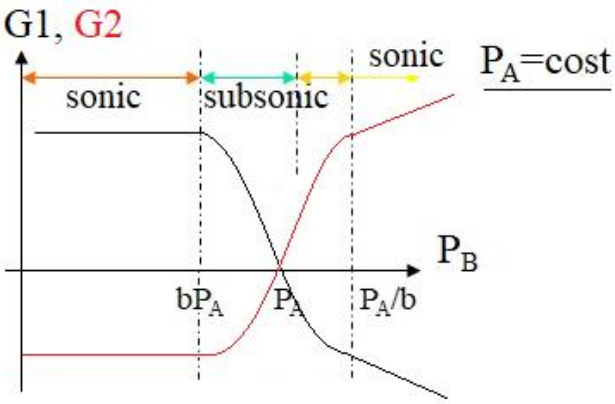

Figura 5.5: Portate G1 e G2 attraverso la valvola proporzionale

Di particolare rilevanza è la conduttanza della valvola, parametro essenziale per identificarne il comportamento in base alla pressione di monte ed alla portata passante. Questo valore si ricava dalle curve fornite dal costruttore della valvola in funzione della tensione di pilotaggio V_{rif}. In particolare, quando la tensione va da 5V a 10V la valvola sta alimentando la camera di sinistra (b), mentre da 5V a 0V sta alimentando la camera di destra (c). Nel caso in cui Vrif sia esattamente 5V, la conduttanza è pari a zero, ossia non passa portata in nessuna camera (a). Situazione opposta si verifica in scarico.

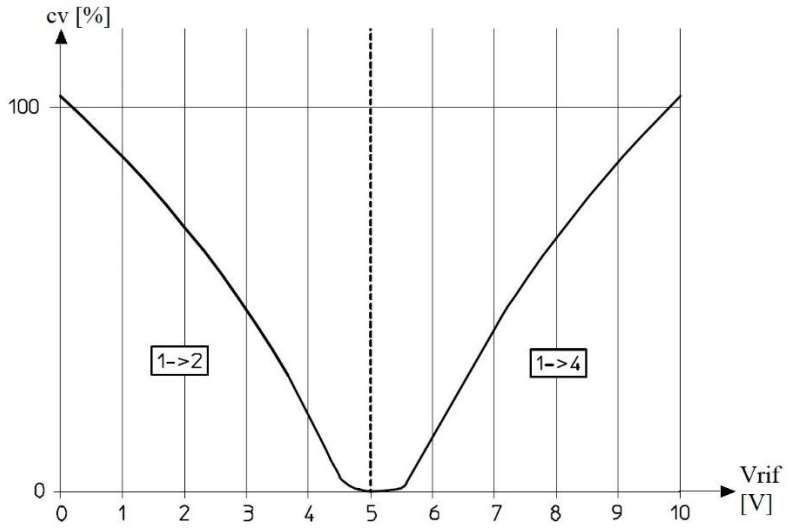

Figura 5.6: Conduttanza della valvola proporzionale in flusso

Per verificare il comportamento dinamico del sistema di attuazione pneumatico a controllo forza con valvola proporzionale in portata è stato realizzato un modello estrapolato da quello presentato nel Capitolo 4, ma indipendente da esso. In particolare, la modellazione delle due valvole è stata congiunta in un unico blocco che rappresenta meglio il comportamento di una sola valvola a 5 vie, considerando che lo stesso segnale di riferimento comandi lo spostamento del cassetto sia positivo che negativo. Inoltre, a valle del cilindro pneumatico è stato considerato un sistema molla-smorzatore che permetta di intervenire con uno spostamento esterno di disturbo, il cui significato corrisponde allo spostamento della madrevite nel sistema complessivo. Per chiudere l'anello di retroazione, la forza trasmessa è misurata da una cella di carico (LC) e, poi, confrontata con la forza in ingresso; successivamente l'errore ossia la differenza tra forza di set e forza di feedback entra in un controllore (Gc) per poter finalmente diventare il segnale di riferimento che comanda la valvola.

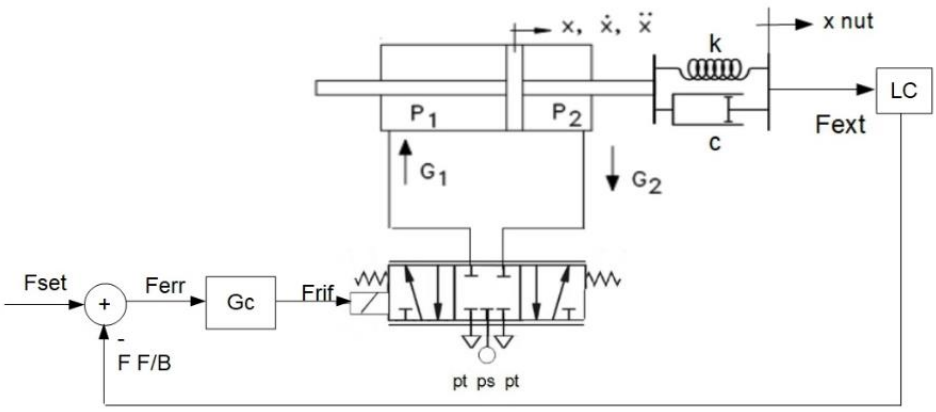

Figura 5.7: Sistema di attuazione pneumatico con una valvola proporzionale in portata in controllo forza con disturbo

Nella soluzione iniziale era stato considerato un cilindro con stelo passante, ossia avente un'area effettiva in camera 1 uguale a quella in camera 2, corrispondente all'area del disco meno quella dello stelo.

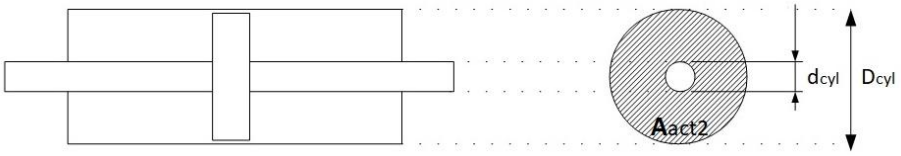

Figura 5.8: Cilindro con stelo passante

Nella pratica si utilizza un cilindro non simmetrico, il quale ha l'area effettiva su cui agisce la pressione in camera 1 maggiore di quella in camera 2, non essendoci lo stelo passante. In tale caso, però, le pressioni di equilibrio sono diverse tra le due camere. Infatti, se la pressione di equilibrio in camera 2 rimane pari a metà della pressione di alimentazione Ps, quella in camera 2 è maggiore e la si ottiene dall'equilibrio sul pistone in condizioni statiche:

$$p_{2\,init} = p_{1\,init}\frac{A_{act1}}{A_{act2}} \tag{5.2}$$

I valori di diametri, aree e pressioni si trovano in Tabella 5.1.

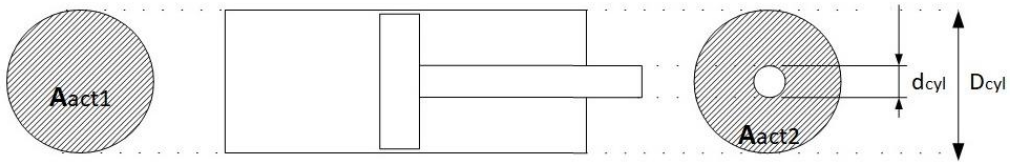

Figura 5.9: Cilindro asimmetrico

Tabella 5.1: Caratteristiche del cilindro asimmetrico

Parametro	Valore
p_s	6*10^5 [Pa]
p_{ch1}	3*10^5 [Pa]
p_{ch2}	3.2*10^5 [Pa]
D_{cyl}	0.16 [m]
d_{cyl}	0.04 [m]
A_{act1}	0.0201 [m^2]
A_{act2}	0.0188 [m^2]

Lo schema del sistema in controllo forza è stato realizzato in ambiente Simulink®, considerando come forza in ingresso una pressione imposta moltiplicata per la superficie su cui agisce. Inoltre, è stato scelto un controllore PID, nel quale si possono tarare le costanti ed eventualmente lasciare alcune azioni nulle, ad esempio quella derivativa.
Sul ramo di retroazione è stato aggiunto un filtro passa-basso. Poiché la forza di feedback è composta da una somma di sinusoidi a frequenze diverse, tra cui si distinguono una portante ed una modulante, il filtro ha il compito di tagliare la frequenza portante, quella più alta, e far passare la modulante, più bassa; per tale motivo si dice filtro passa-basso, poiché fa passare solo i segnali a frequenza inferiore alla propria. In genere esso deve avere una pulsazione propria circa di una decade maggiore del trasduttore di forza, che è a sua volta maggiore della frequenza di taglio del servosistema. Si sceglie una frequenza di taglio del filtro passa-basso (Lower-Pass) di f_LPfilter=800Hz.

Ci sono, poi, i blocchi rappresentanti la valvola ed il cilindro pneumatico con il sistema molla-smorzatore, mentre in ultima posizione viene riportato il sensore di forza, contenente anche il convertitore A/D, in modo da vedere come questo acquisisce il valore di forza in digitale.

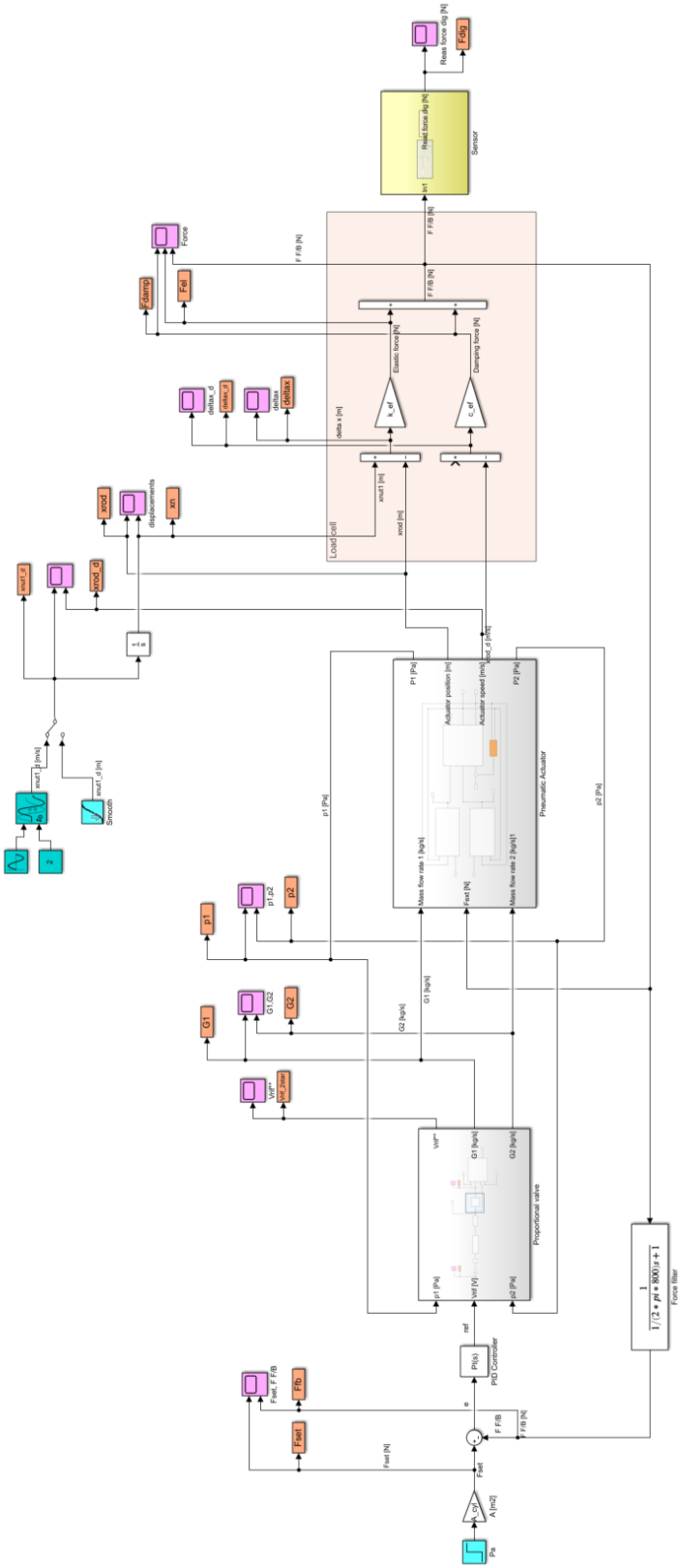

Figura 5.10: Modello in controllo forza con valvola proporzionale in portata

Entrando nello specifico del modello, il blocco della valvola a 5 vie viene modificato come in Figura 5.11. Il segnale di riferimento viene moltiplicato per un fattore proporzionale <-1> necessario affinché a una forza di comando positiva corrisponda uno spostamento opposto del cassetto e viceversa, in modo da compensare l'errore e raggiungere le condizioni di regime. Esso viene poi saturato tra i valori ±Vs_valv/2. Successivamente il segnale attraversa una funzione di trasferimento del primo ordine per attenuare la sua dinamica a frequenza pari a quella critica della valvola, f_valv.
Viene, poi, aggiunto un bias pari a Vs_valv/2 = 5V per poter entrare nella Look-up table; quest'ultima riporta i valori della conduttanza in funzione della tensione di riferimento compensata ed a valle della dinamica (Vrif*) con un grafico del tipo in Figura 5.6.

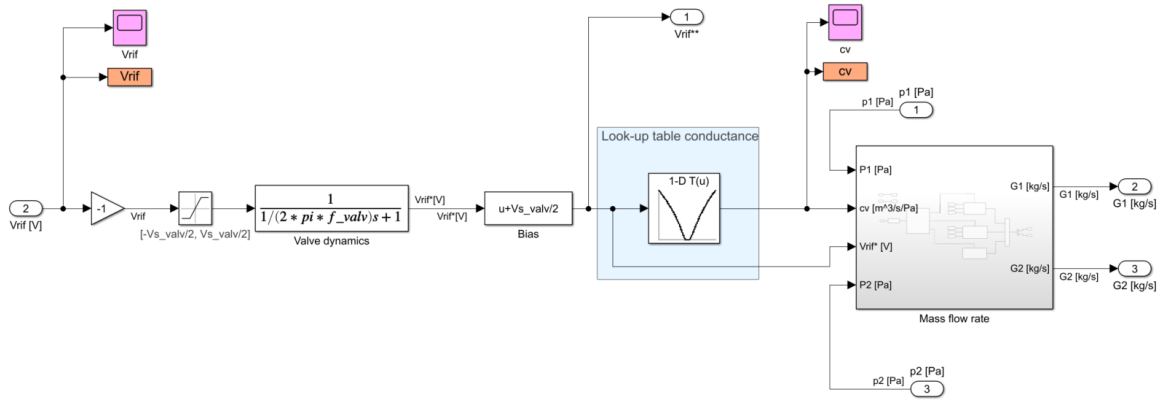

Figura 5.11: Blocco Proportional Valve

Nel blocco della portata, ad un primo livello sono schematizzate le relazioni che sussistono tra le pressioni delle camere con l'alimentazione e lo scarico, in base al valore del segnale di riferimento, come descritto in precedenza.

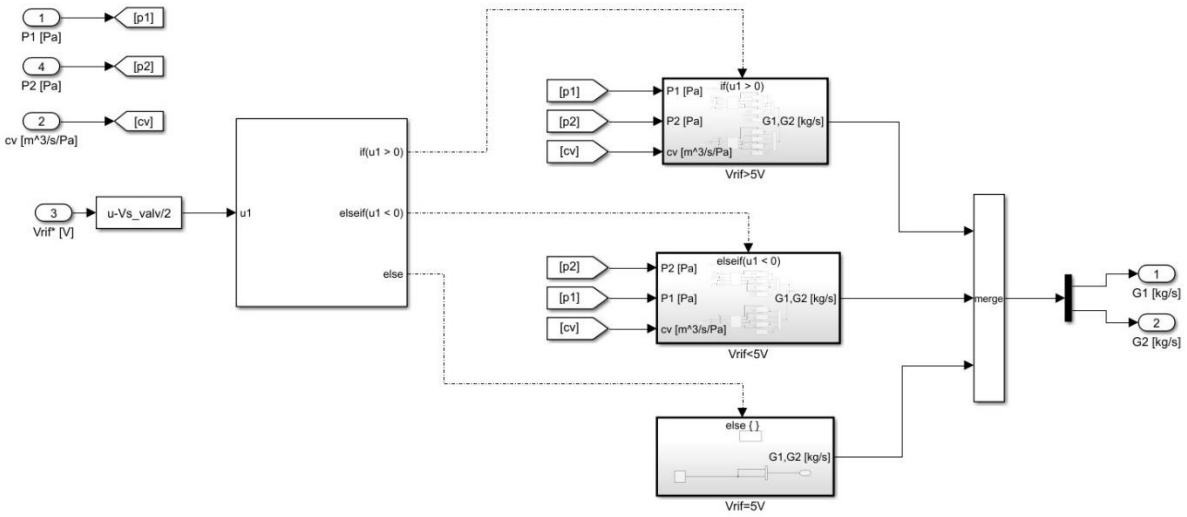

Figura 5.12: Blocco Mass flow rate

Entrambi i blocchi if Vrif>5V e Vrif<5V presentano al loro interno la stessa struttura, ossia due flussi G1 e G2 paralleli che scorrono all'interno della valvola in condizioni soniche o subsoniche positive o

negative. Per ciascun flusso sono, quindi, schematizzate le 4 equazioni in (5.1) per un totale di 16 equazioni.
Si nota come la conduttanza della valvola sia stata moltiplicata per un fattore di proporzionalità K al fine di definirne un valore dimensionale:

$$K = \frac{q_{nN}\rho}{\rho p_S \sqrt{1 - \left(\frac{\frac{p_N}{p_S} - b}{1 - b}\right)^2}} \tag{5.3}$$

Dove $q_{nN}\left[\frac{l}{min}\right]$ è la portata nominale standard, definita come la portata volumetrica che attraversa la valvola con una variazione di pressione pari a a $\Delta p = p_{monte} - p_{valle} = 1\ bar$ in condizioni standard secondo la normativa DIN1343 (t=0°C, p=1.013 bar), $\rho\left[\frac{kg}{m^3}\right]$ è la densità dell'aria in condizioni ANR, $p_S[Pa]$ è la pressione di alimentazione pari a $p_S = p_{monte} = 6\ 10^5 Pa$, p_N è la pressione a cui viene calcolata la portata nominale ossia $p_N = p_{valle} = 5\ 10^5 Pa$ e b è il rapporto critico delle pressioni.

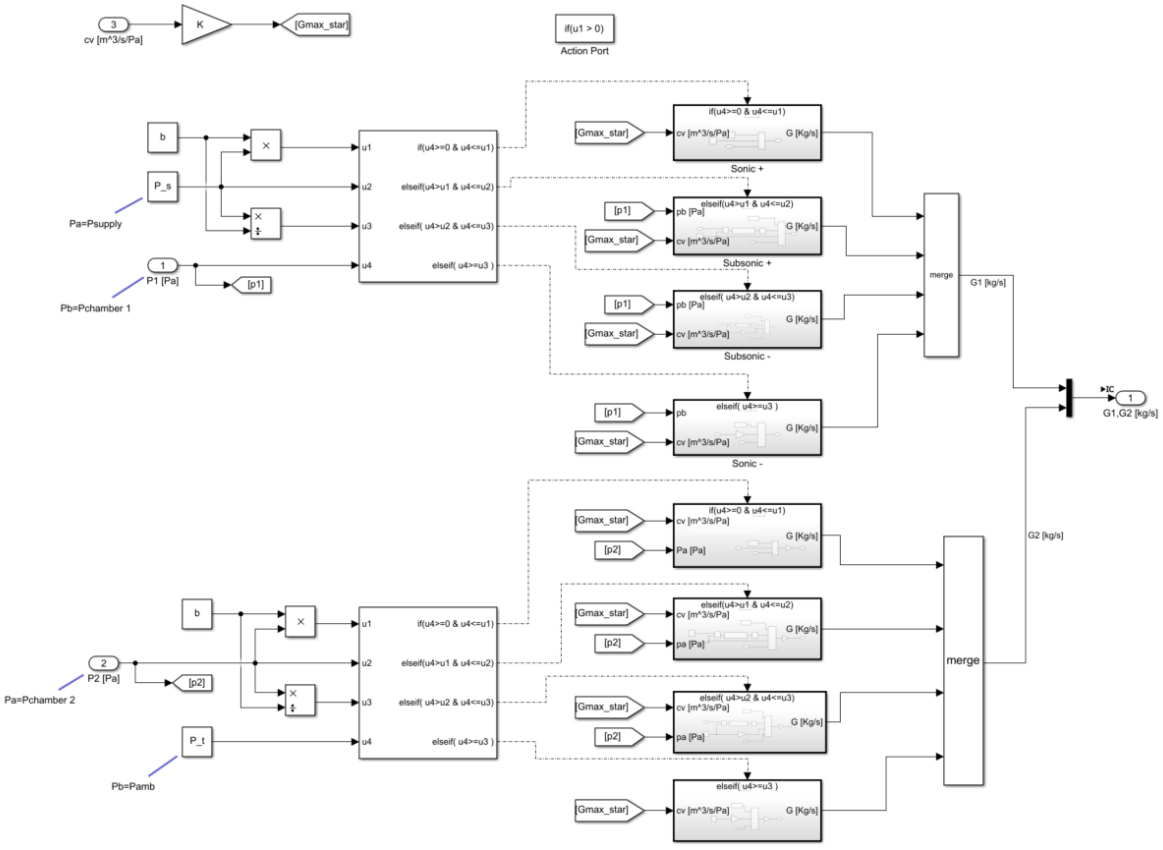

Figura 5.13: Blocco Vrif>5V

Si riportano solo un blocco che descrive l'equazione della portata sonica ed uno per la subsonica, in quanto gli altri differiscono di un segno e delle pressioni a valle ed a monte.

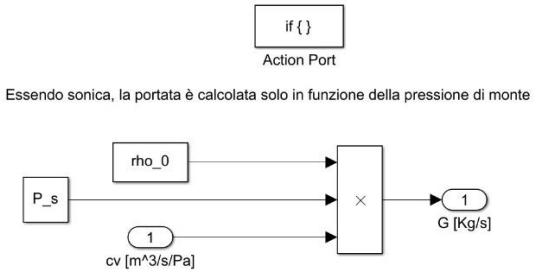

Figura 5.14: Blocco G sonic +

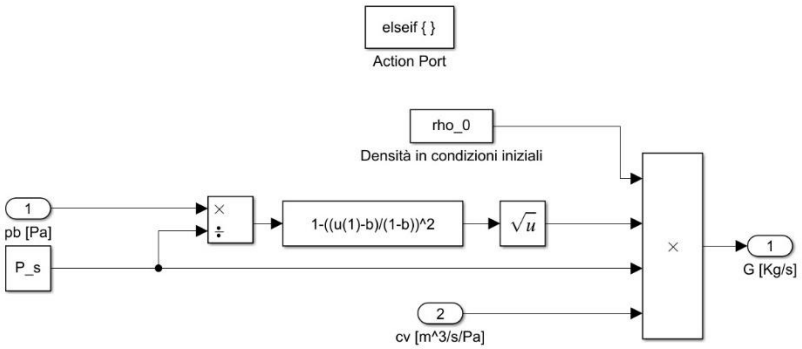

Figura 5.15: Blocco G subsonic +

Passando alla rappresentazione dell'attuatore pneumatico, rispetto al modello precedente è stato necessario inserire un blocco di fine corsa per far sì che la posizione assoluta del pistone rimanga nei limiti della semicorsa del cilindro. Nel momento in cui tale valore positivo o negativo fosse superato, interviene una forza aggiuntiva, composta da componente elastica e componente smorzante, a bloccare il cilindro.

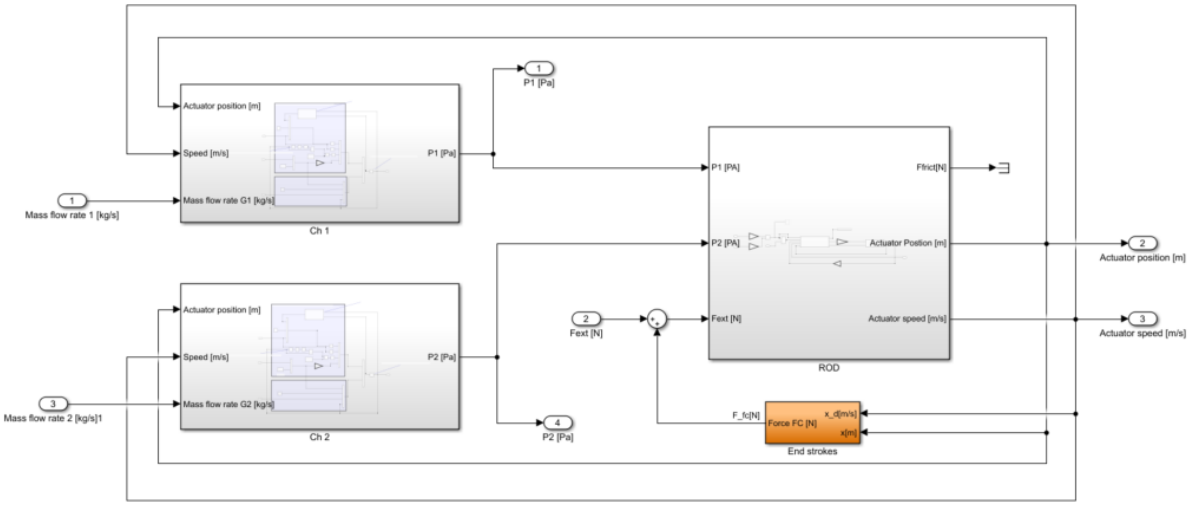

Figura 5.16: Blocco Pneumatic actuator

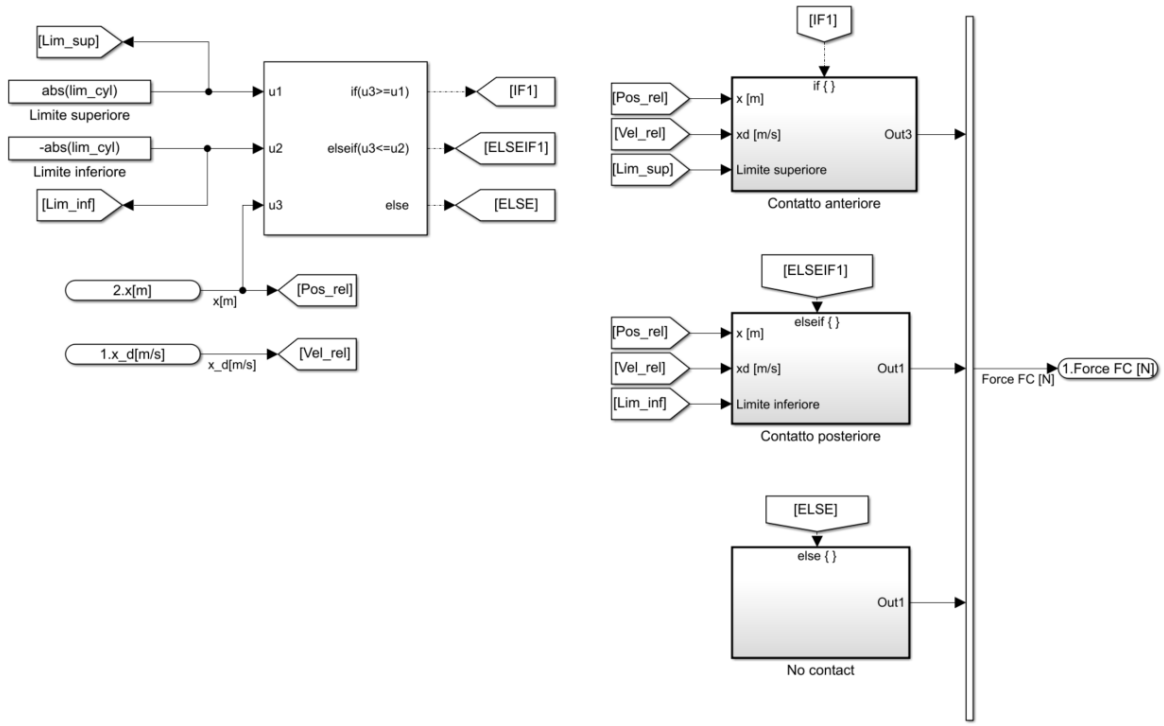

Figura 5.17: Blocco End strokes

La modellazione dei fine corsa segue lo stesso schema del paragrafo 4.6.4. I valori dei coefficienti elastico e di smorzamento sono stati calcolati considerando la forza di pressione interna al cilindro e la sua massa:

$$k_{FC} = \frac{P_s A_{cyl}}{dx_{max}}$$
$$c_{FC} = 2csi_{FC}\sqrt{k_{FC} M_{cyl}} \tag{5.4}$$

Dove P_s è la pressione di alimentazione, A_{cyl} è l'area della sezione effettiva del cilindro, dx_{max} è la massima deflessione statica, calcolata come lo 0.5% della corsa totale del cilindro $stroke_{cyl}$, csi_{FC} è il coefficiente di smorzamento del fine corsa e M_{cyl} la massa totale del cilindro comprensiva di stantuffo e case. Tutti i parametri utilizzati sono riportati in Tabella 5.2.

Tabella 5.2: Parametri dei fine corsa nel controllo forza

Parametro	Valore
P_s	$6*10^5$ [Pa]
A_{cyl}	0.0188 [m^2]
dx_{max}	$2*10^{-3}$ [m]
k_{FC}	$5.65*10^6$ [N/m]
$stroke_{cyl}$	0.4 [m]
csi_{FC}	2 [-]
M_{cyl}	13.251 [kg]
c_{FC}	$3.46*10^4$ [Ns/m]

5.1.1 Confronto tra le valvole proporzionali in portata

Per scegliere la valvola più adatta al caso in esame si devono considerare due fattori fondamentali: la portata che vi scorre ed i tempi di risposta.
Dal catalogo della valvola proporzionale in flusso MPYE si ricavano i valori di portata nominale standard $q_{nN}\ \left[\frac{l}{min}\right]$, definita come la portata volumetrica che attraversa la valvola con una variazione di pressione pari a $\Delta p = p_{monte} - p_{valle} = 1\ bar$ in condizioni standard DIN1343 (t=0°C, p=1.013 bar) per ogni taglia della valvola. Ricavando i corrispondenti valori di portata massica in condizioni di flusso sonico, ossia la portata massima che scorre in ogni valvola, facendo le opportune variazioni di condizioni ANR, è possibile diagrammare il rapporto $\frac{G}{p_{monte}}\left[\frac{kg/s}{bar}\right]$ in funzione della taglia della valvola stessa.

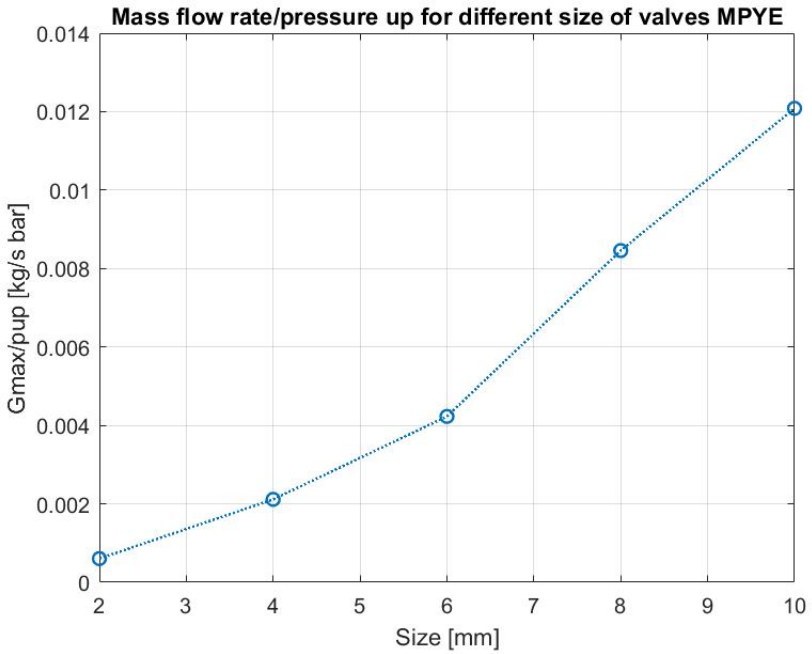

Figura 5.18: Portata massica su pressione di monte in funzione della taglia

Si vede come all'aumentare della taglia della valvola, aumenta la dimensione dei canali, quindi scorre più portata all'interno, a parità di pressione di monte. Per riferirsi più semplicemente alle valvole, si attribuisce una lettera a ciascuna taglia. Si riportano in Tabella 5.3 le proprietà di ciascuna valvola in termini di portata massima erogabile [kg/s] e frequenza critica [Hz].

Tabella 5.3: Nomi delle valvole MPYE

Taglia	2mm	4mm	6mm	8mm	10mm
Nome	A	B	C	D	E
G [kg/s]	0.0036	0.0127	0.0254	0.0507	0.0725
f **[Hz]**	115	95	95	80	70

Riportando il classico grafico della portata in funzione della pressione di monte per ciascuna valvola, si può notare come l'ellissi cambi curvatura e la portata aumenti con la taglia.

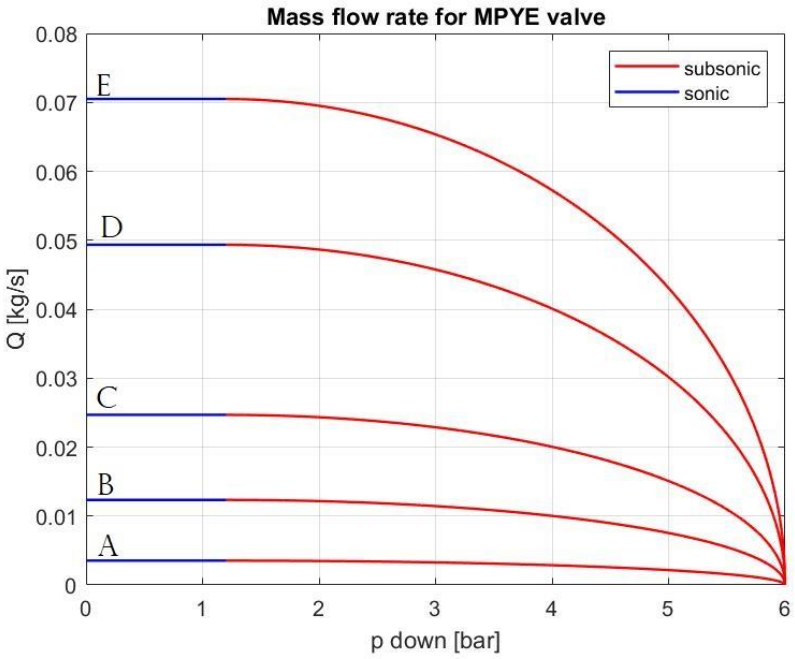

Figura 5.19: Portata attraverso la valvola in funzione della taglia

Il catalogo fornisce, inoltre, i tempi di risposta di ciascuna valvola e le frequenze naturali, definite come le frequenze a cui la risposta in frequenza della valvola si discosta di 3dB da quella asintotica, alla massima corsa del cassetto della valvola.

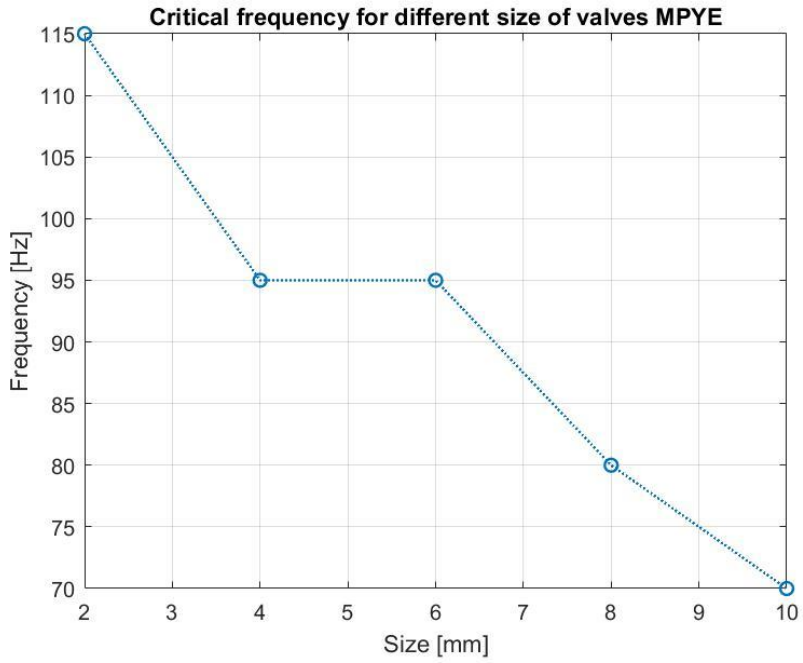

Figura 5.20: Frequenza critica in funzione della taglia

È evidente come all'aumentare della taglia della valvola, la frequenza critica si riduca, cioè la valvola diventa più lenta ed i tempi di risposta si allungano, poiché aumentano le dimensioni ed il peso da movimentare con la stessa velocità.
Considerando che il valore di portata varia in funzione della tensione di riferimento in maniera direttamente proporzionale alla conduttanza secondo la relazione:

$$Q[kg/s] = Qmax[kg/s] \cdot cv[\%] \tag{5.5}$$

Si può diagrammare la portata al variare della tensione di riferimento controllata in funzione della taglia.

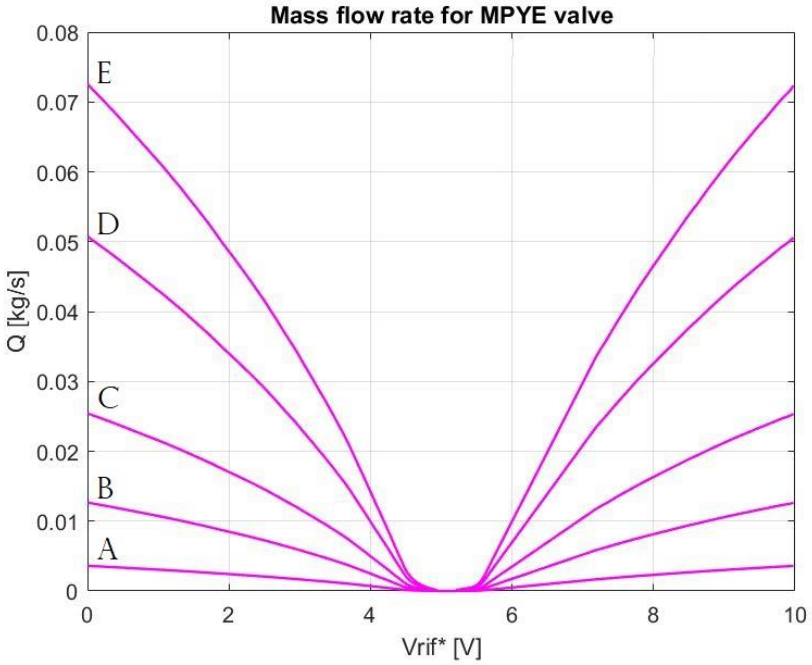

Figura 5.21: Portata (conduttanza) della valvola in funzione della taglia

Avendo, quindi, uniformato i due grafici, si ricava una mappa tridimensionale al variare della pressione di monte e della tensione di riferimento controllata in funzione della taglia della valvola, in cui si notano i picchi di portata raggiunti e gli andamenti relativi alle grandezze considerate.

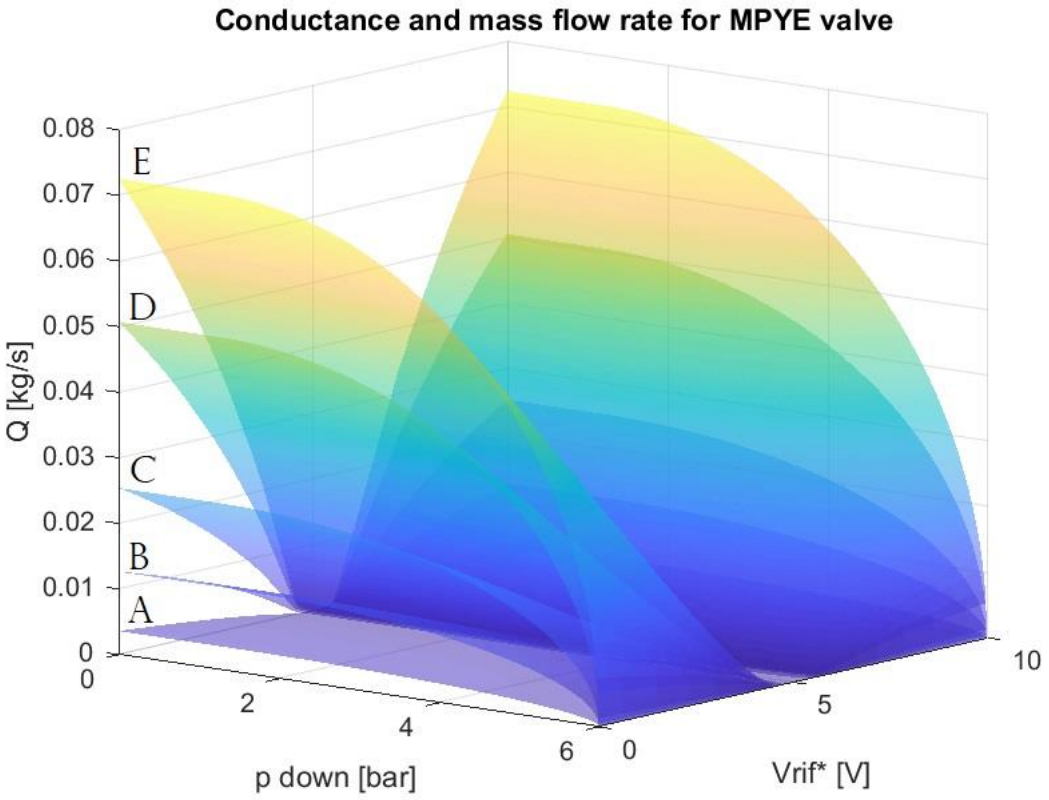

Figura 5.22: Mappa tridimensionale della portata nella valvola in funzione della taglia

5.2 Taratura del controllore PI

Si è scelto di utilizzare un controllore PI poiché ha una duplice azione: proporzionale ed integrativa. La componente proporzionale dipende solo dalla differenza tra il set e la variabile di processo, definita come errore. Il guadagno proporzionale (k_P) determina, quindi, il rapporto tra la risposta in uscita e l'errore. In generale, l'aumento del guadagno proporzionale fa aumentare la velocità della risposta del sistema di controllo. Tuttavia, se è troppo grande, la variabile di processo inizierà a oscillare, fino a quando le oscillazioni diventeranno estremamente grandi e il sistema diventerà instabile ed incontrollabile.

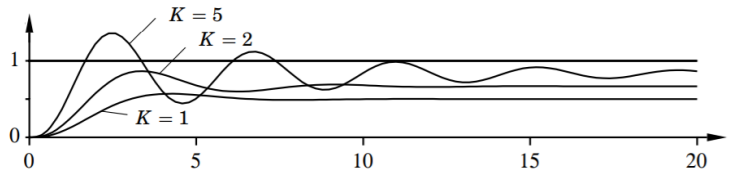

Figura 5.23: Risposta al variare della costante proporzionale

La componente integrativa (k_I) integra il termine dell'errore nel tempo, quindi la risposta aumenta se l'errore non è zero. L'obiettivo dell'azione integrativa è di portare l'errore stazionario, ossia la differenza finale tra il set ed il feedback, a zero.

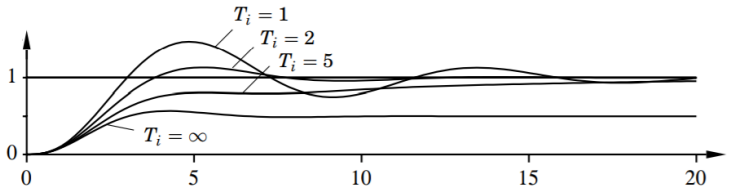

Figura 5. 24: Risposta al variare della costante integrativa

La generica funzione di trasferimento di un regolatore PI è:

$$PID(s) = k_P + \frac{k_I}{s} = k_P\left(1 + \frac{1}{T_I s}\right) \tag{5.6}$$

dove $T_I = \frac{k_P}{k_I}\ [s]$ è la costante di tempo di reazione ai disturbi.

Per effettuare la taratura del controllore PI è stato necessario condurre diverse prove al variare delle costanti k_P e k_I in modo da definire la giusta coppia di parametri che restituisse una risposta pronta e precisa.

Per la taratura è stato considerato un modello semplificato in cui il loop di forza si chiude solo con le forze di pressione agenti sulle due facce del pistone nel cilindro, mettendo da parte l'attrito e la dinamica dell'attuatore completo. In esso è presente, inoltre, un disturbo a rampa di posizione, corrispondente ad un gradino di velocità pari alla velocità nominale dell'attuatore.

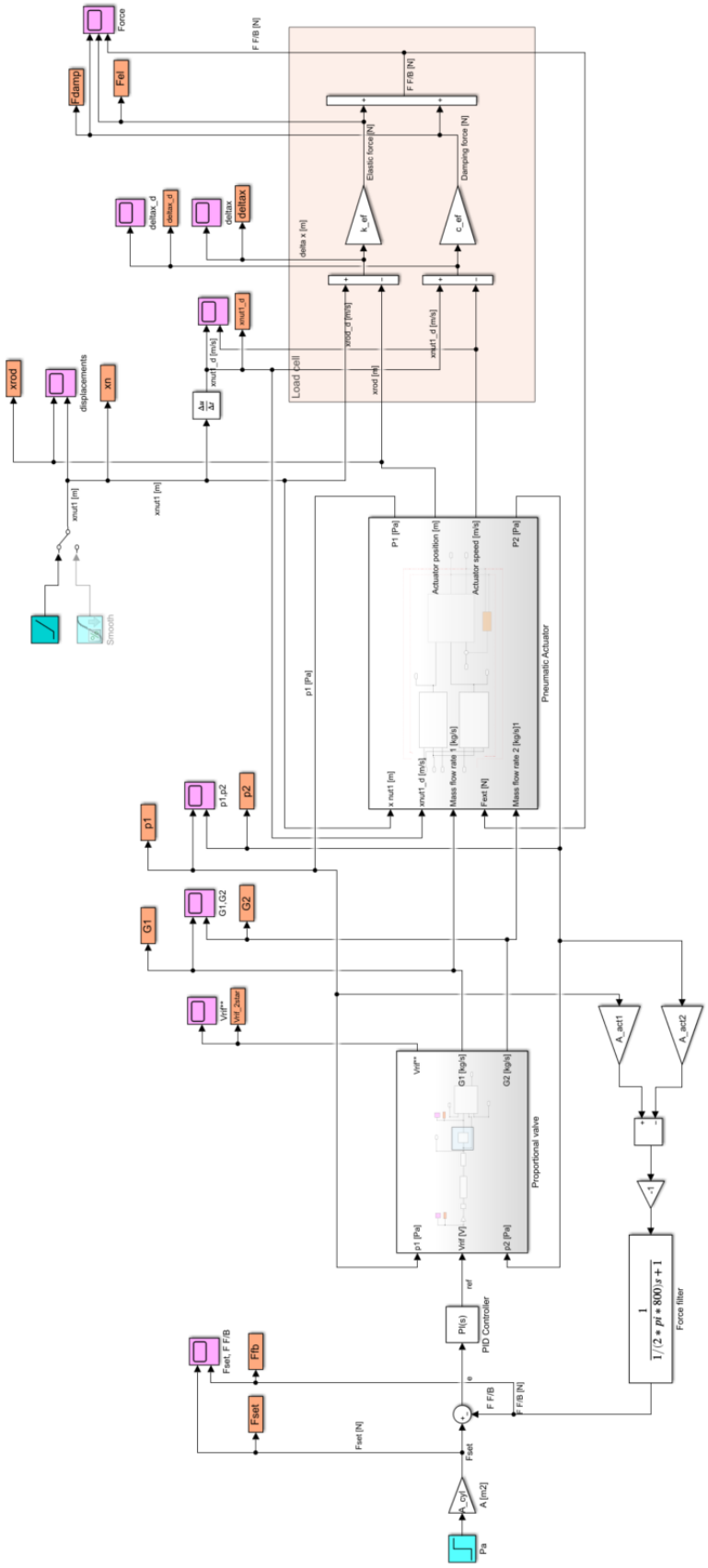

Figura 5.25: Modello semplificato per taratura in controllo forza con valvola proporzionale in portata

Sono state inizialmente condotte diverse prove in serie in assenza di disturbo mantenendo costante il k_P e variando solo il k_I. Si riporta la procedura per la valvola E, con la considerazione che è stata ripetuta identica per tutte le valvole.

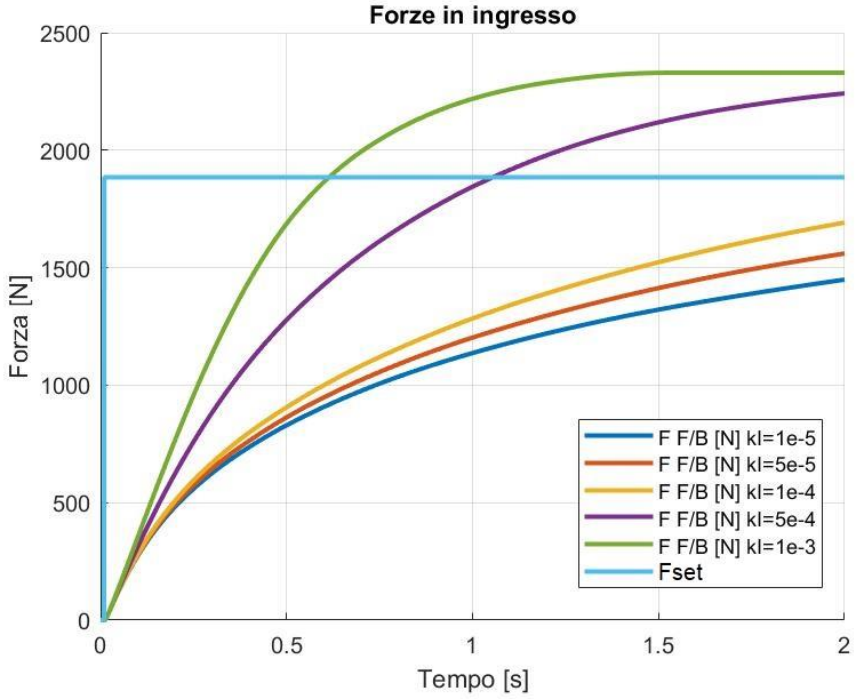

Figura 5.26: Risposta al gradino al variare di kI, valvola E

Si è visto che all'aumentare della costante integrativa la forma della risposta si appiattisce, in modo da mantenere un errore costante a regime, ma se la si aumenta troppo questo errore è elevato.

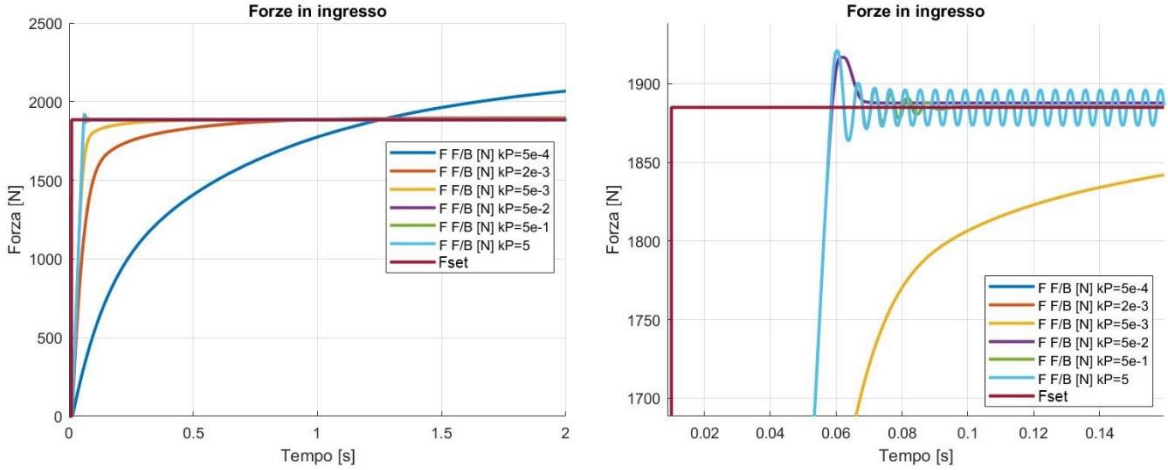

Figura 5.27: Risposta al gradino al variare di kP, valvola E

Con costanti proporzionali molto piccole la risposta non riesce ad inseguire il set, mentre con k_P troppo alte si hanno oscillazioni sempre crescenti attorno al valore di equilibrio.
La procedura illustrata si ripete identica per tutte le 5 valvole e si nota che quello che cambia è la pendenza della retta iniziale, che aumenta all'aumentare della dimensione della valvola, proporzionalmente alla portata che questa permette.

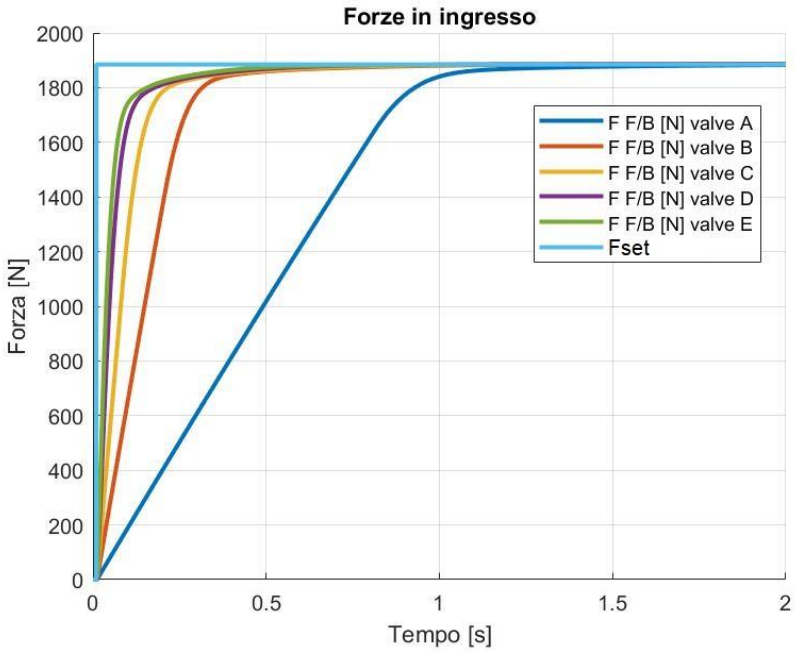

Figura 5.28: Risposta al gradino al variare della valvola

Successivamente si è provato, introdotto il disturbo in velocità, a modificare le costanti del controllore per far sì che il sistema fosse in grado di riportarsi autonomamente a regime.

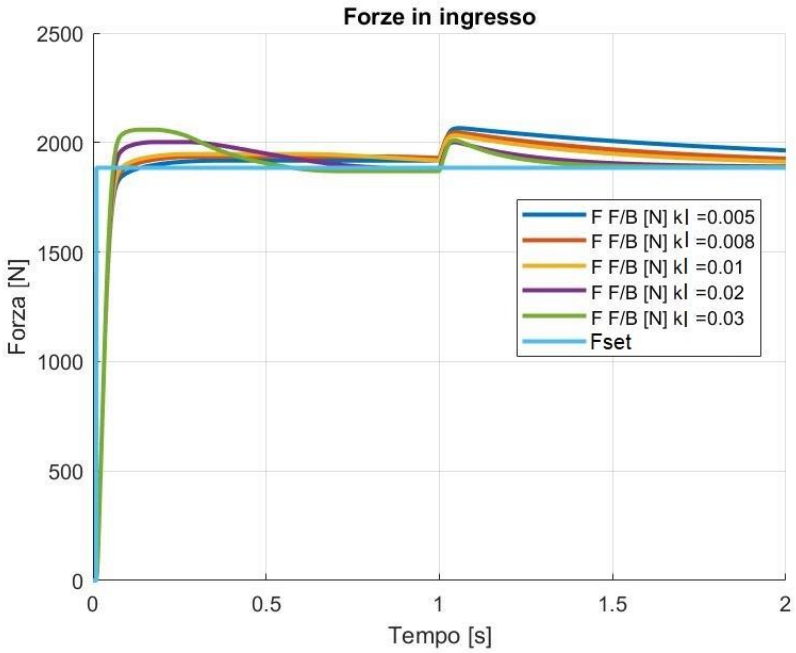

Figura 5.29: Risposta al gradino con disturbo al variare di kI, valvola E

Si è visto che all'aumentare della costante integrativa si riduce l'errore a regime, ma si hanno sovraelongazioni maggiori. Non è possibile, al momento, evitare la presenza di overshoot, ma allo stesso tempo avere un errore quasi nullo a regime.

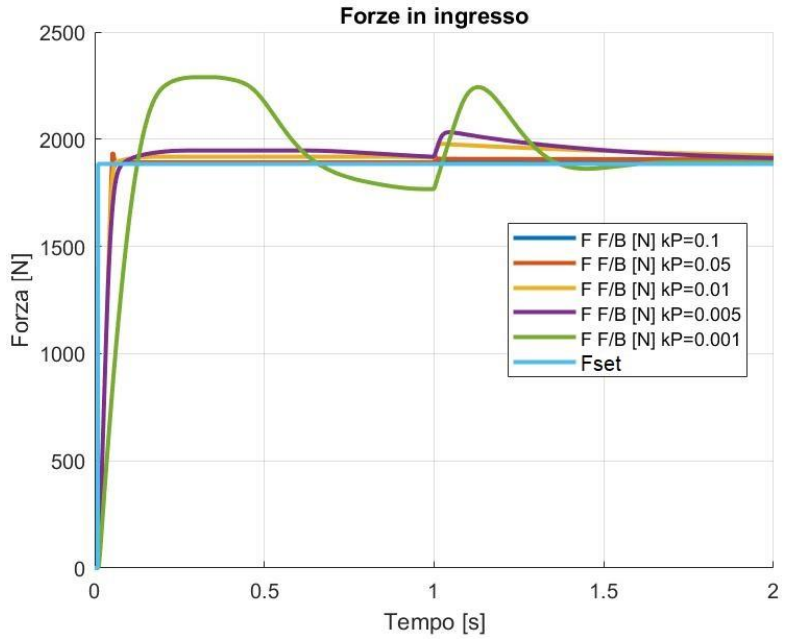

Figura 5.30: Risposta al gradino con disturbo al variare di kP, valvola E

Dai grafici si vede come aumentando k_P la pendenza della retta iniziale aumenta, ma si possono avere oscillazioni, mentre con una costante proporzionale troppo bassa si rischia di perdere il controllo. Per far sì che la risposta del sistema vada asintoticamente al valore di regime nella maniera più veloce e precisa si deve scegliere $k_P \cong 5*10^{-3}$.
La procedura illustrata si ripete identica per tutte le 5 valvole e si nota che il comportamento è simile, a meno della valvola più piccola, la quale risponde bene al gradino iniziale, ma non riesce mai a reagire al disturbo.

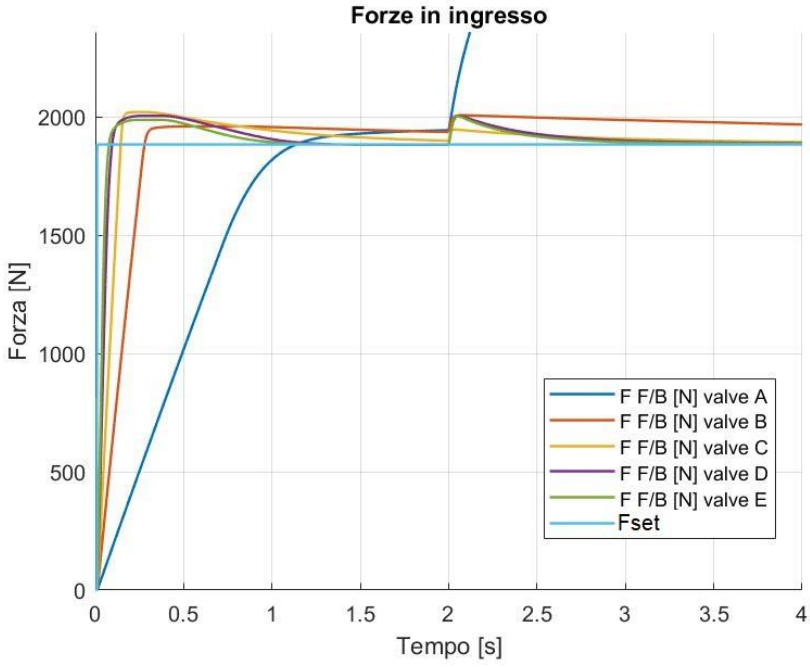

Figura 5.31: Risposta al gradino con disturbo al variare della valvola

Si deduce, quindi, che il solo controllo PI non è sufficiente per garantire una risposta pronta e precisa del sistema e contemporaneamente anche una buona reazione ai disturbi.
Concentrandosi, allora, solo sulla risposta al gradino iniziale, si scelgono le costanti del controllore in modo che essa sia quanto più rapida e precisa a regime.
Si riporta, quindi, una tabella in cui sono presenti i valori delle costanti del PI per le 5 valvole.

Tabella 5.4: Costanti del PI delle valvole MPYE

Valvola	k_P	k_I
A	$2*10^{-2}$	1*10-4
B	$1*10^{-2}$	$2*10^{-4}$
C	$6*10^{-3}$	$3*10^{-4}$
D	$4*10^{-3}$	$4*10^{-4}$
E	$3.5*10^{-3}$	$4*10^{-4}$

5.3 Simulazioni con controllo feed-back

Sono state condotte una serie di simulazioni con controllo in anello chiuso e regolatore PI in assenza e presenza di disturbi, a gradino o armonico, in velocità. Per tali prove è stata scelta la valvola E, in quanto, stando alle prestazioni viste in taratura, risulta essere la più grande, veloce e precisa a regime.

5.3.1 Risposta al gradino

Inizialmente è stata condotta una simulazione con ingresso pari ad un gradino di pressione, trasformato in forza, in assenza del disturbo esterno, in modo da poter analizzare più in dettaglio il comportamento del sistema. Definite le variabili di setup, riportate in Tabella 5.5, si può procedere alla simulazione.

Tabella 5.5: Parametri di setup per simulazione I

Parametro	Valore
Valvola	E
k_P	$3.5*10^{-3}$ [-]
k_I	$4*10^{-4}$ [-]
k_D	0 [-]
p_{set}	$1*10^{5}$ [Pa]
p_s	$6*10^{5}$ [Pa]

Gli andamenti ottenuti sono riportati di seguito. La partentesi (I) sta ad indicare che questi andamenti fanno riferimento ai suddetti setup di variabili e condizioni di simulazione.

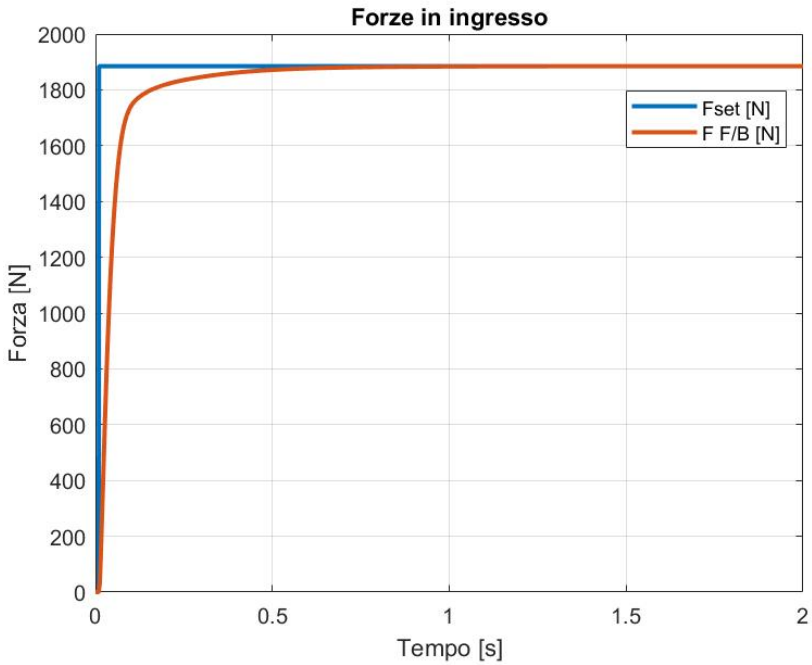

Figura 5.32: Forze in ingresso (I)

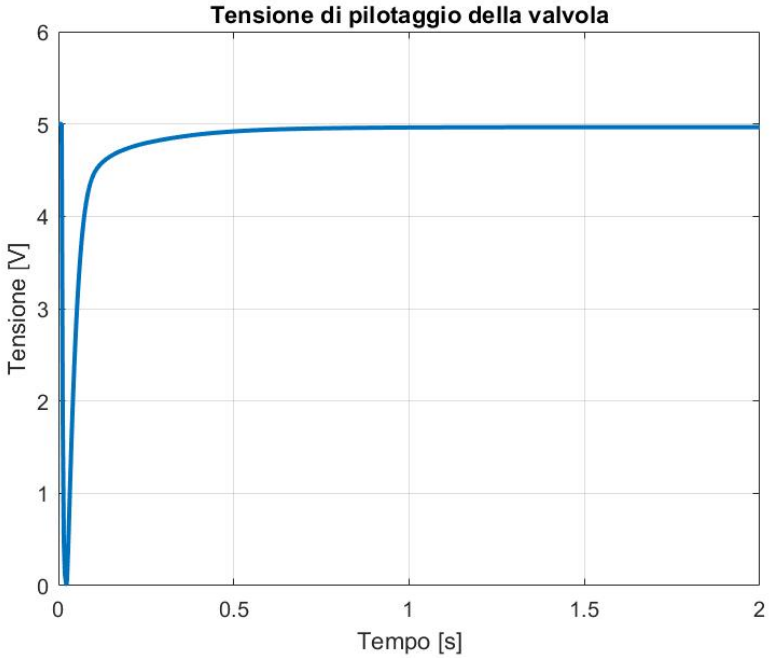

Figura 5.33: Tensione di pilotaggio della valvola (I)

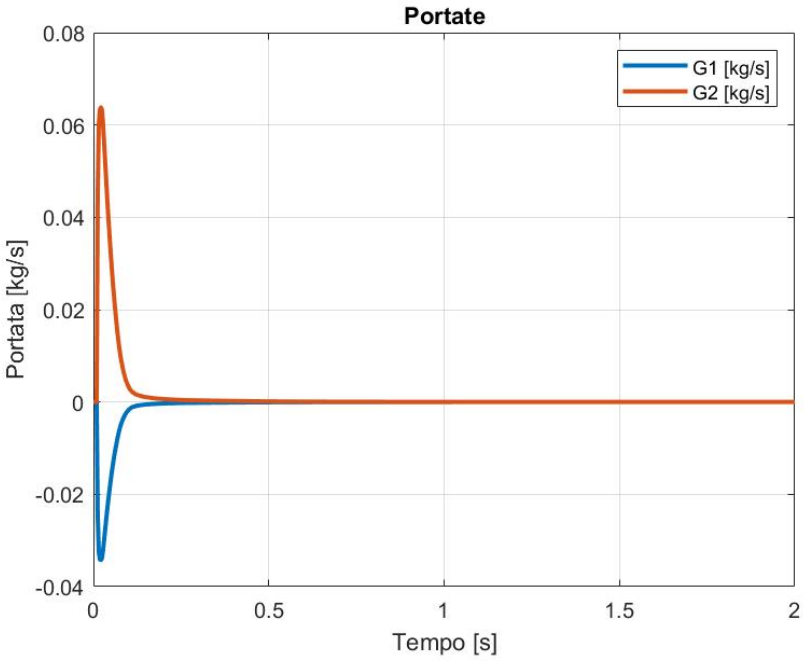

Figura 5.34: Portate nelle due camere del cilindro (I)

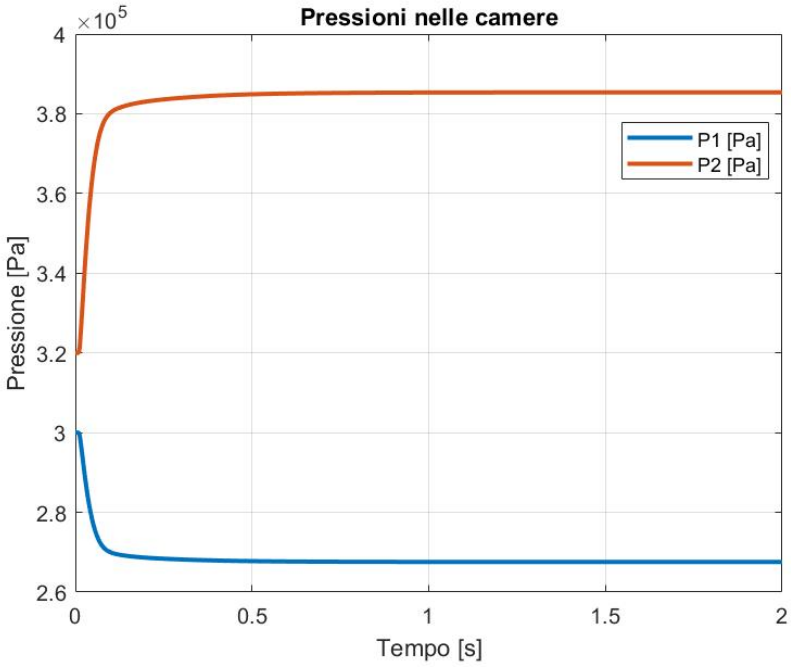

Figura 5.35: Pressioni nelle due camere del cilindro (I)

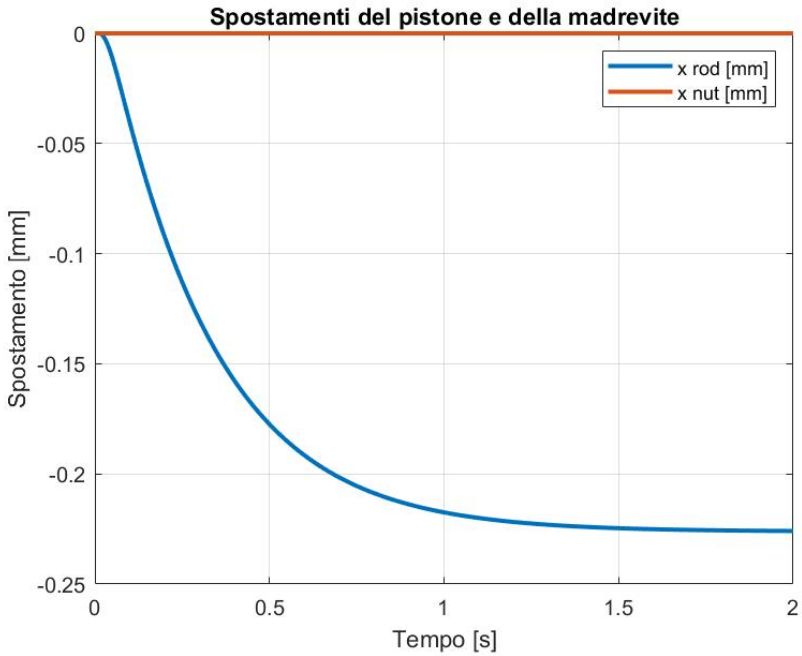

Figura 5.36: Spostamenti del pistone e della madrevite (I)

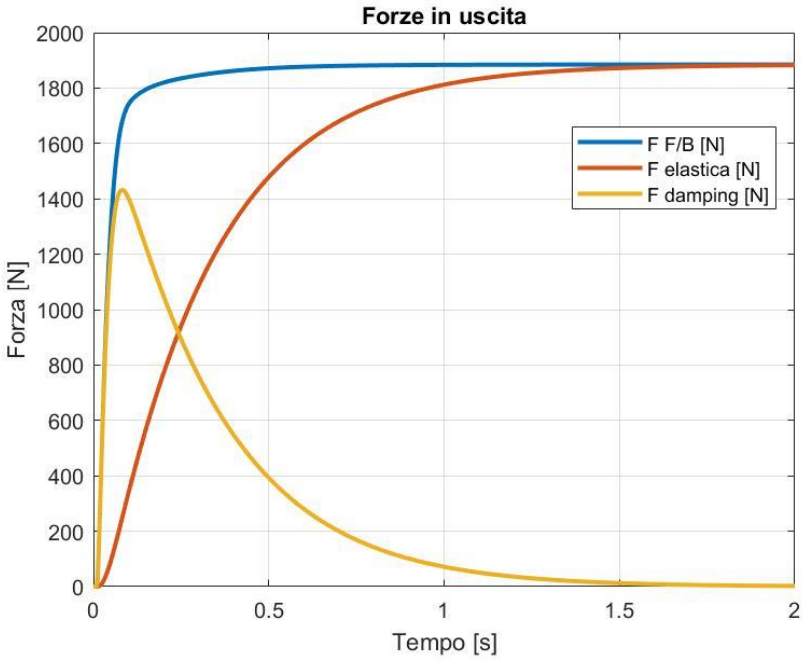

Figura 5.37: Forze in uscita (I)

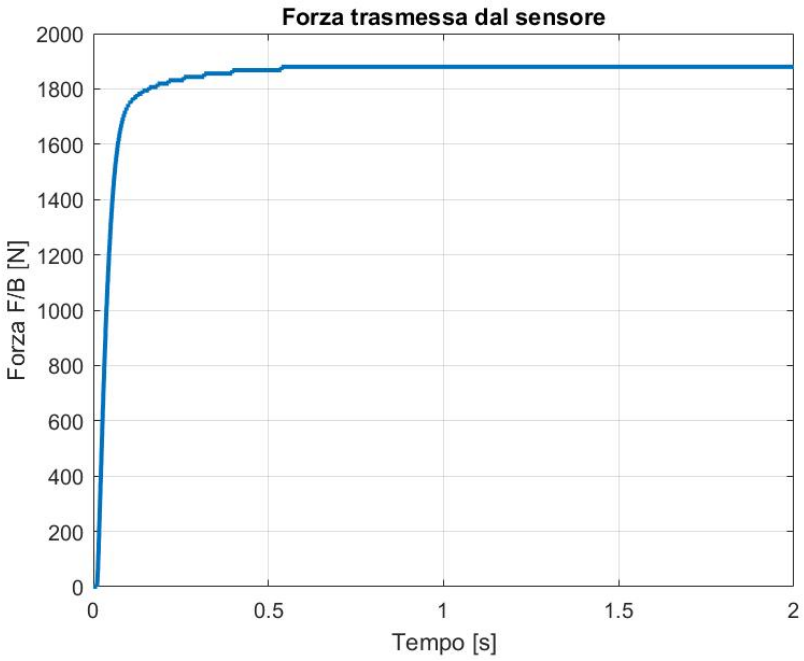

Figura 5.38: Forza trasmessa dal sensore (I)

Come si può vedere dalla Figura 5.32, il set a gradino passa istantaneamente da 0 a Fset mentre il feedback lo segue molto bene con un tempo di risposta al 95% di 0.14 s. La tensione di riferimento della valvola (Figura 5.33) ha lo stesso andamento dell'errore, ossia è proporzionale alla differenza tra set e feedback, perciò all'inizio il valore assoluto è massimo per poi andare asintoticamente a zero. In particolare, il segnale in tensione va da 5V a 0V istantaneamente per poi ritornare a circa 5V. Questo induce la valvola a porsi nella condizione aperta, in cui fluisce portata in entrambi i versi (Figura 5.34) per rispondere al segnale di riferimento. La portata in camera 1 aumenta dopo il gradino iniziale, mentre quella in camera 2 diminuisce, per poi ritornare entrambe a zero. Si può notare che i valori assoluti di portata sono diversi a causa del fatto che il cilindro pneumatico è asimmetrico. Per lo stesso motivo, la pressione (Figura 5.35) in camera 1 scende in quanto il volume nella camera sta aumentando, e la pressione p2 diminuisce, essendo la camera messa in scarico, ma di una quantità maggiore per garantire il Δp necessario per generare la forza di feedback. A regime le pressioni si mantengono costanti. La Figura 5.36 mostra gli spostamenti della madrevite esterna, ora ferma, e dello stantuffo che si muove per effetto della variazione di pressione. La forza esterna (Figura 5.37) è la somma di una componente elastica e di una di smorzamento, che agisce quando viene introdotto il set e poi va a zero. Per ultimo, in Figura 5.38, è mostrato l'andamento della forza esterna in forma digitale cioè come viene letta del sensore.
La simulazione è stata impostata su un tempo di 2 secondi per avere certezza che il sistema a regime non diverga.

5.3.2 Risposta al gradino con disturbo a gradino

Si considera, ora, di inserire un disturbo una volta che il sistema è arrivato a regime, per verificare il comportamento del controllore.

Tabella 5.6: Parametri di setup per simulazione II

Parametro	Valore
Valvola	E
k_P	$3.5*10^{-3}$ [-]
k_I	$4*10^{-4}$ [-]
k_D	0 [-]
p_{set}	$1*10^{5}$ [Pa]
p_s	$6*10^{5}$ [Pa]
$\dot{x}_{dist}$	70 [mm/s]

Come si vede in Figura 5.39, il disturbo di velocità della madrevite viene inserito nel modello non con un semplice step, ma con uno switch di tipo smooth. Questo stratagemma permette di evitare instabilità nel modello. Successivamente, si ricava la posizione della madrevite integrando l'input in velocità. Il gradino smooth viene dato tra un tempo t0 e un tempo t1 da un valore y0 a un valore y1, approssimando con una funzione del quinto ordine lo spostamento dal punto (t0, y0) al punto (t1, y1).

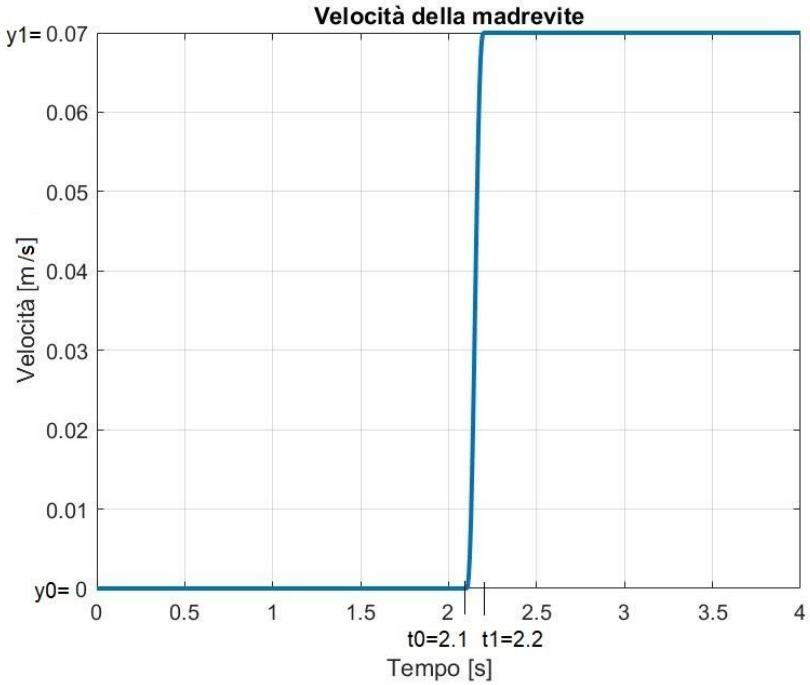

Figura 5.39: Gradino smooth

Il modello dello switch smooth prevede la suddivisione dell'intero segnale in tre zone: la prima è quella che va dall'istante iniziale a t0 ed ha come valore costante y0, la seconda è quella compresa tra t0 e t1 e prevede l'intervento dell'approssimazione del quinto ordine tra y0 e y1, la terza è quella dopo t1 avente come valore costante y1.

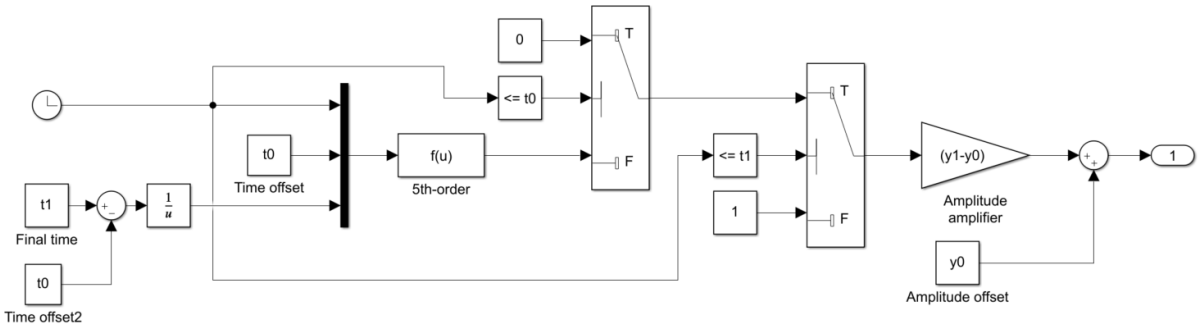

Figura 5.40: Blocco Smooth

È evidente che il valore del disturbo in posizione deve essere inferiore alla corsa del pistone; per tale motivo la velocità non deve essere elevata. Considerando la velocità nominale di 70mm/s si ottiene uno spostamento della madrevite di 140mm in 2 secondi, inferiore alla corsa massima del cilindro, pari a 200mm.
Si possono, quindi, andare a vedere gli andamenti della simulazione completa in presenza del disturbo di velocità. La partentesi (II) indica tale condizione operativa.

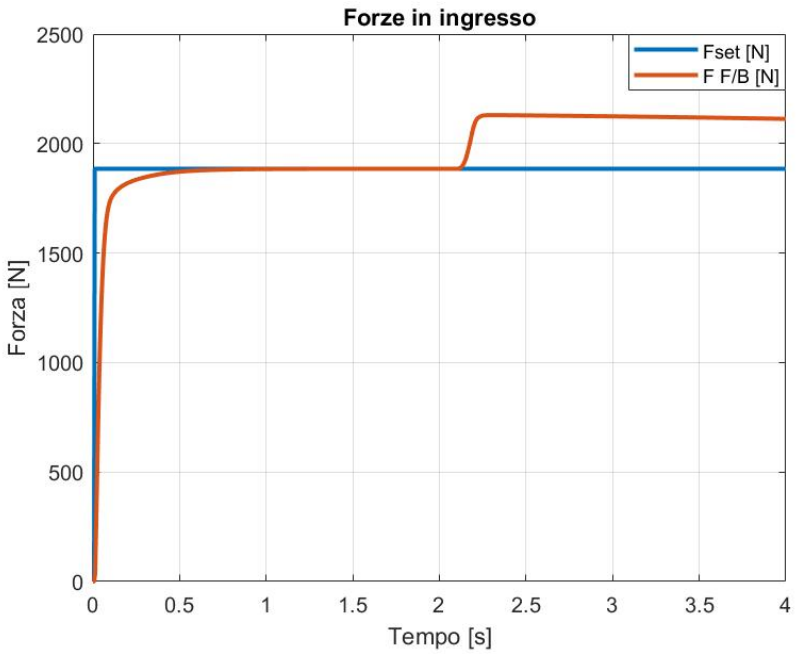

Figura 5.41: Forze in ingresso (II)

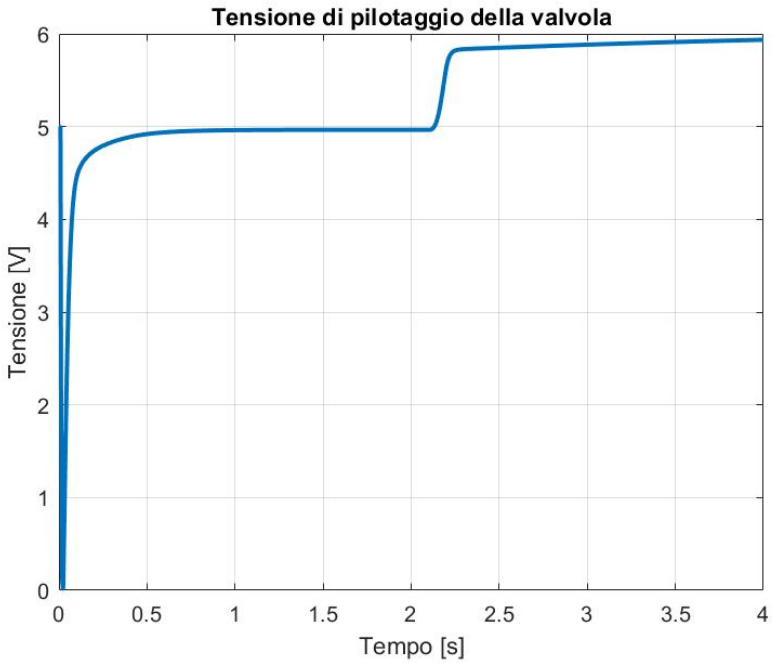

Figura 5.42: Tensione di pilotaggio della valvola (II)

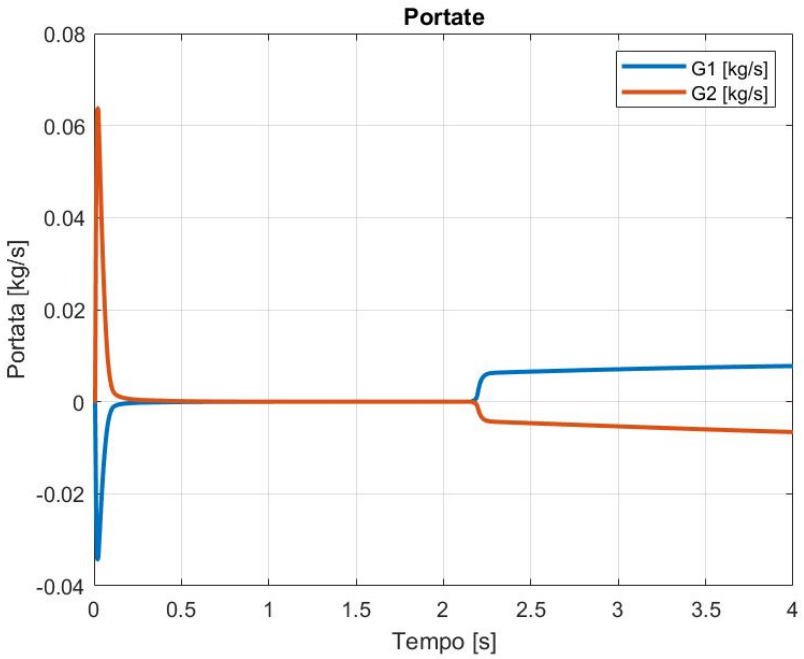

Figura 5.43: Portate nelle due camere del cilindro (II)

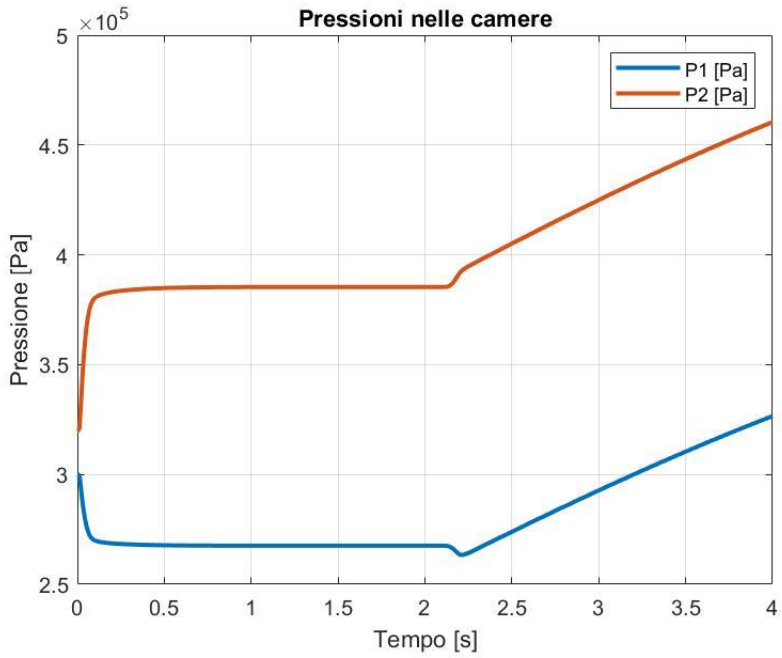

Figura 5.44: Pressioni nelle due camere del cilindro (II)

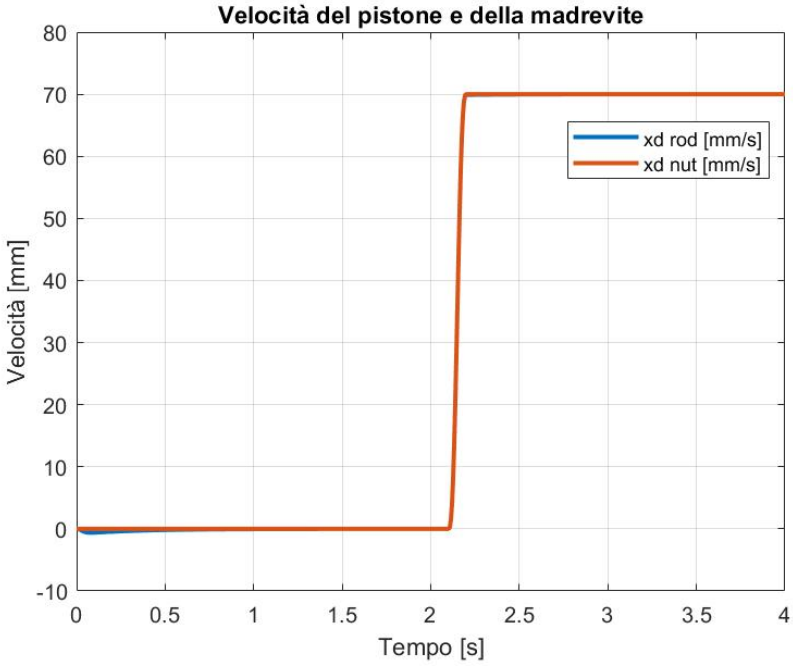

Figura 5.45: Velocità del pistone e della madrevite (II)

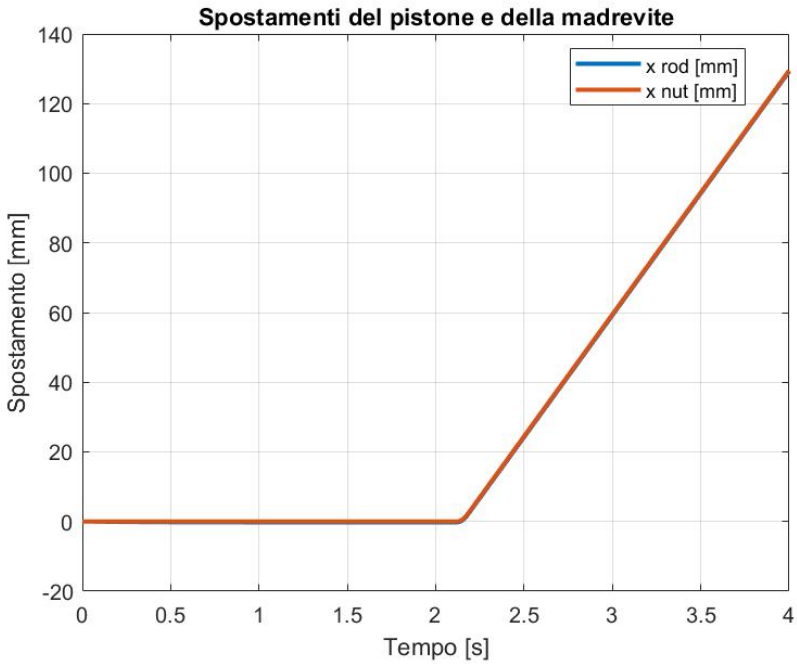

Figura 5.46: Spostamenti del pistone e della madrevite (II)

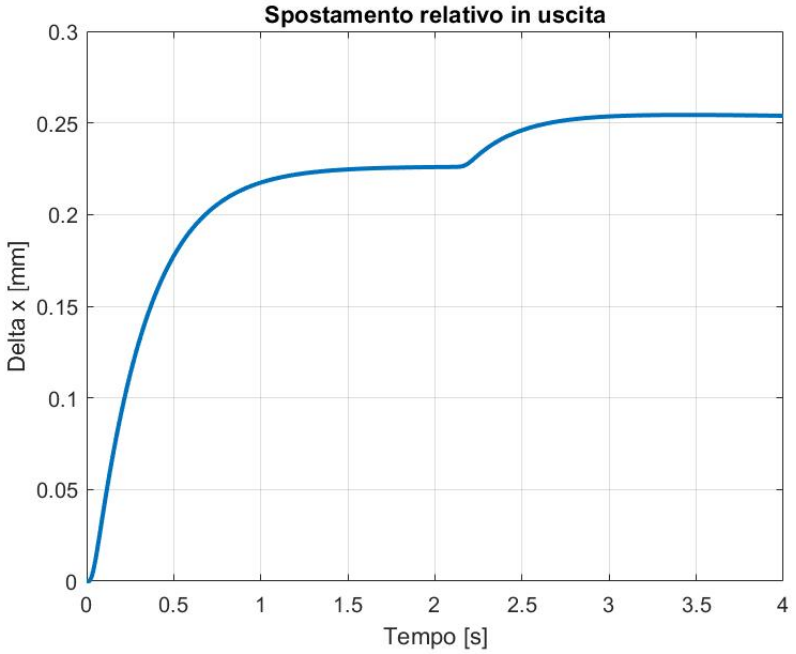

Figura 5.47: Spostamento relativo in uscita (II)

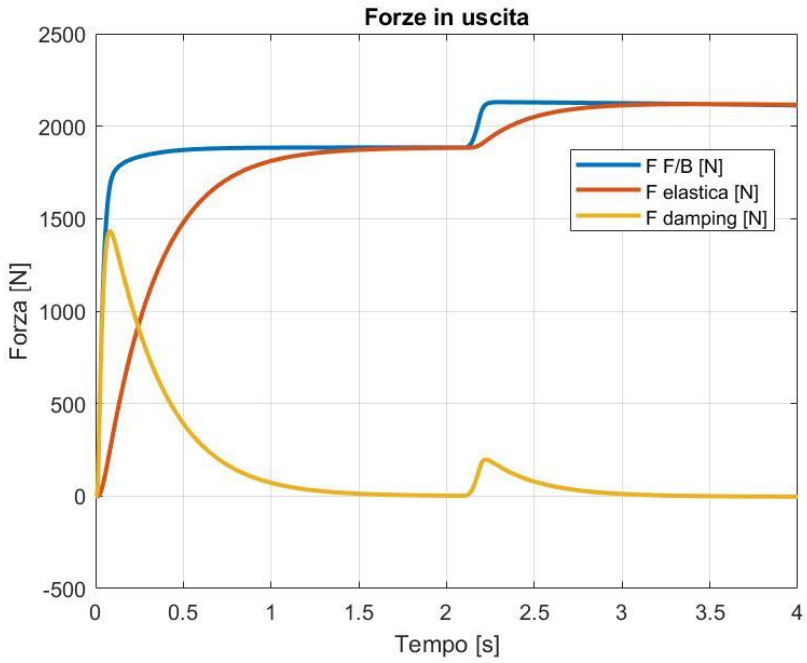

Figura 5.48: Forze in uscita (II)

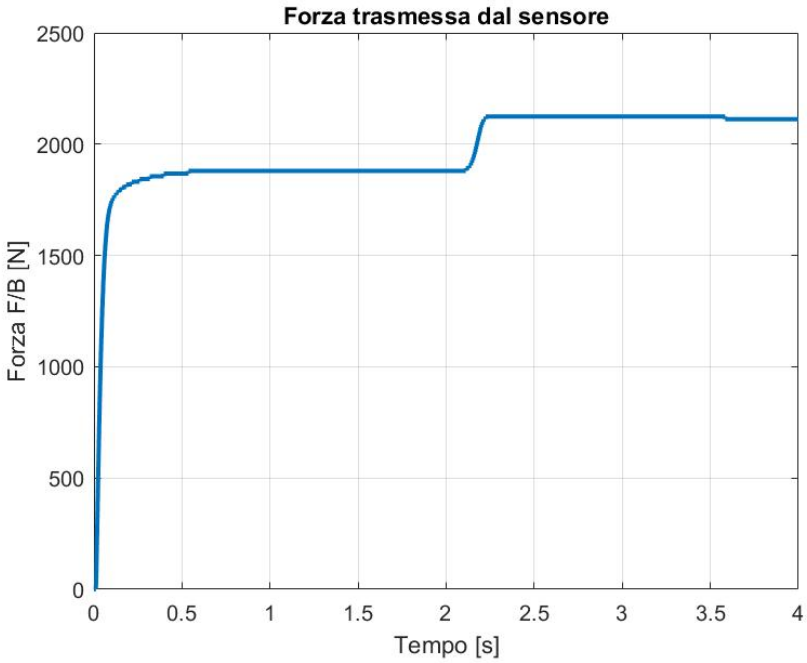

Figura 5.49: Forza trasmessa dal sensore (II)

È evidente come, rispetto al caso precedente, l'introduzione di un disturbo in posizione tra 2.1 e 2.2 secondi provoca un discostamento del feedback dal set, che non si riesce a recuperare.
La tensione di pilotaggio della valvola (Figura 5.42) ha lo stesso andamento dell'errore, ossia è proporzionale alla differenza tra set e feedback, come nel caso precedente, a meno dell'introduzione del disturbo. Lo stesso vale per le portate in Figura 5.43. La differenza di pressione tra le camere, necessaria per permettere il movimento dello stantuffo nel cilindro, si mantiene costante anche a valle del disturbo (Figura 5.44), infatti la pressione in camera 1 inizia ad aumentare, in quanto il volume nella camera sta diminuendo, e la pressione p2 aumenta di conseguenza. La Figura 5.46 mostra come lo stantuffo segua molto bene lo spostamento della madrevite esterna, tanto che le due curve sembrano sovrapporsi, ma,

se si osserva bene la Figura 5.47, scendendo di tre ordini di grandezza, si nota che la differenza tra i due spostamenti non è nulla e concorda con l'andamento della forza esterna. In Figura 5.48 è mostrata la composizione della forza di feedback come somma della componente elastica e di quella smorzante. Infine, in Figura 5.49, si vede l'andamento della forza esterna in forma digitale cioè come è letta del sensore.

5.3.3 Risposta al gradino con disturbo sinusoidale

Inserendo, invece, un disturbo di tipo sinusoidale si deve tener conto della frequenza e dell'ampiezza del segnale armonico, soprattutto per evitare che la posizione arrivi a fondo corsa del cilindro. In particolare, una sinusoide di ampiezza 70mm/s e frequenza 1Hz viaggia alla velocità nominale dell'attuatore e genera uno spostamento di 22mm a partire dallo zero, poiché quest'ultimo assume forma cosinusoidale, essendo l'integrale della velocità. Supponendo sfasamento nullo, infatti, si ha:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A sin(\omega t) \\ x &= -\frac{A}{\omega}\cos(\omega t) \end{aligned} \tag{5.7}$$

dove A[mm/s] è l'ampiezza della sinusoide di velocità pari alla velocità nominale e $\omega = 2\pi f$[rad/s] la velocità angolare con f[Hz] la frequenza del segnale di disturbo.

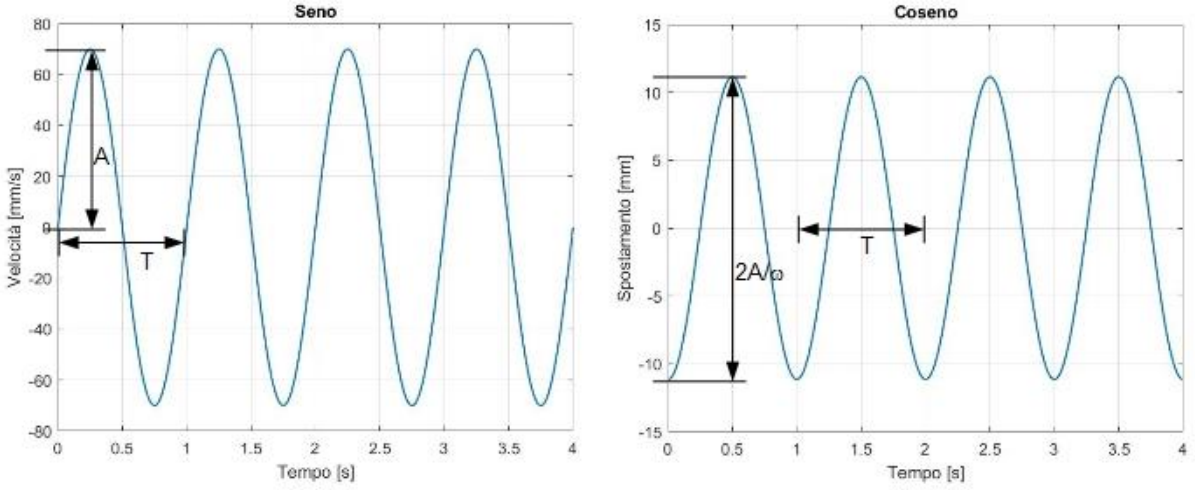

Figura 5.50: Dimensioni caratteristiche del disturbo armonico

Si considerano i parametri di setup della simulazione in presenza del disturbo armonico. La partentesi (III) indica tale condizione operativa.

Tabella 5.7: Parametri di setup per simulazione III

Parametro	Valore
Valvola	E
k_P	3.5*10^{-3} [-]
k_I	4*10^{-4} [-]
k_D	0 [-]
p_{set}	1*10^{5} [Pa]
p_s	6*10^{5} [Pa]
A	70 [mm/s]
f	1 [Hz]

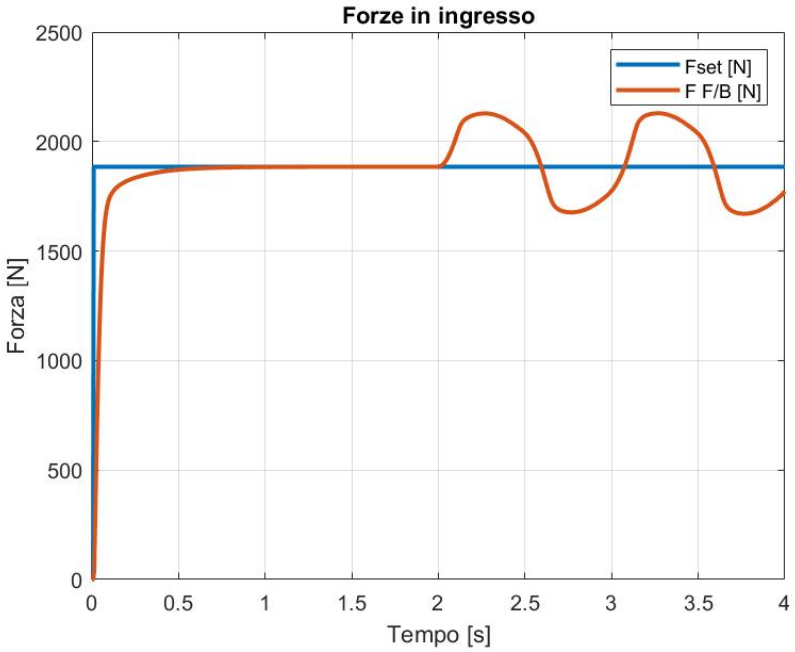

Figura 5.51: Forze in ingresso (III)

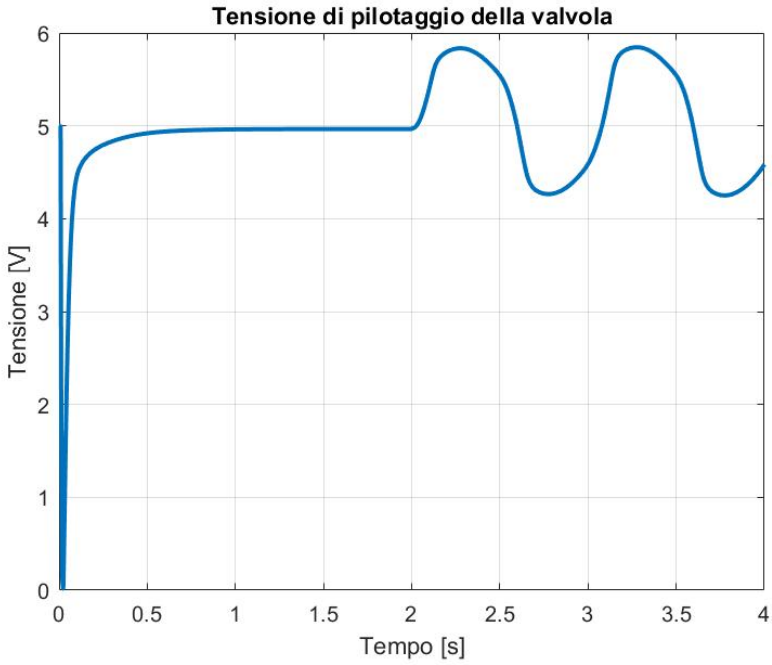

Figura 5.52: Tensione di pilotaggio della valvola (III)

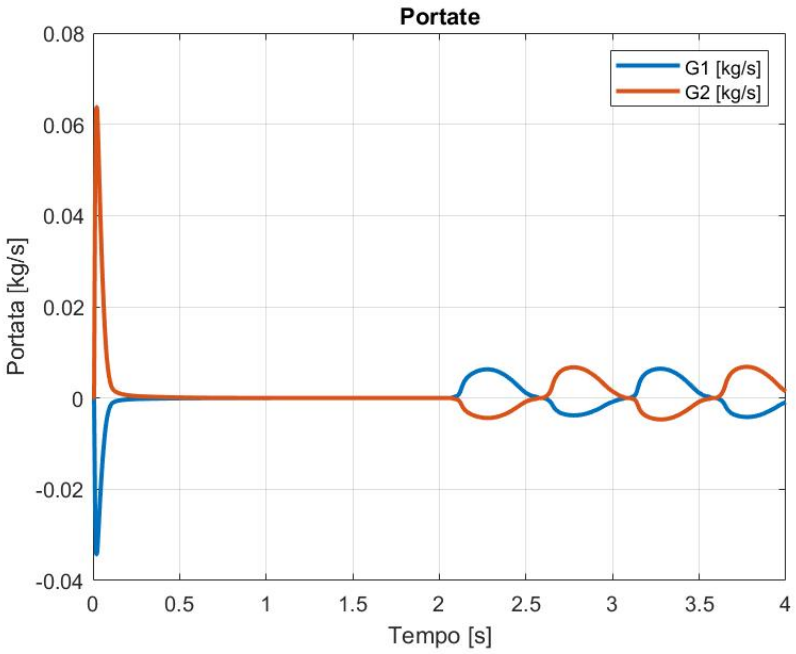

Figura 5.53: Portate nelle due camere del cilindro (III)

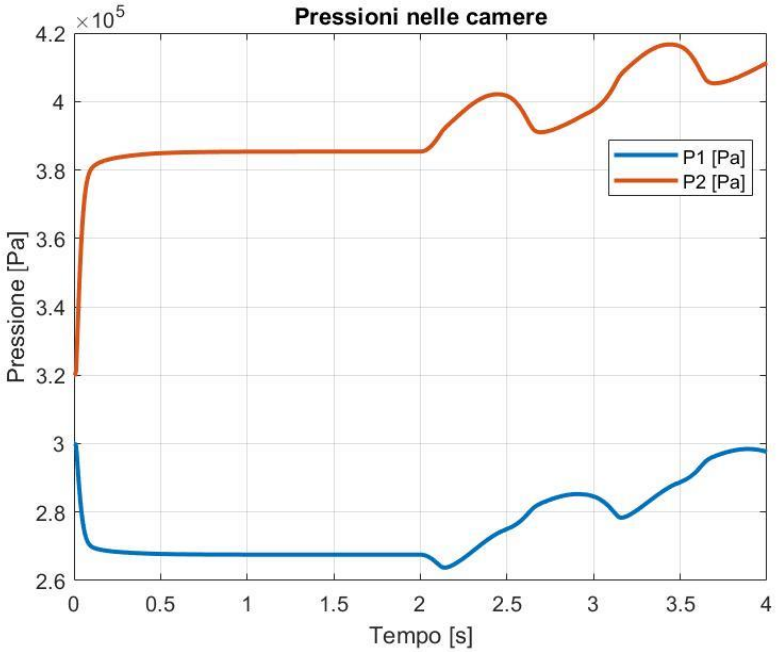

Figura 5.54: Pressioni nelle due camere del cilindro (III)

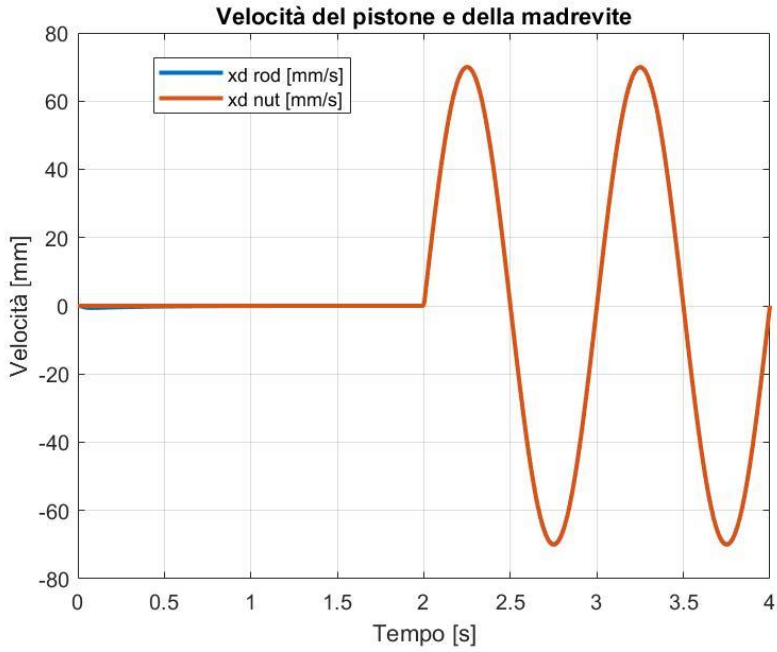

Figura 5.55: Velocità del pistone e della madrevite (III)

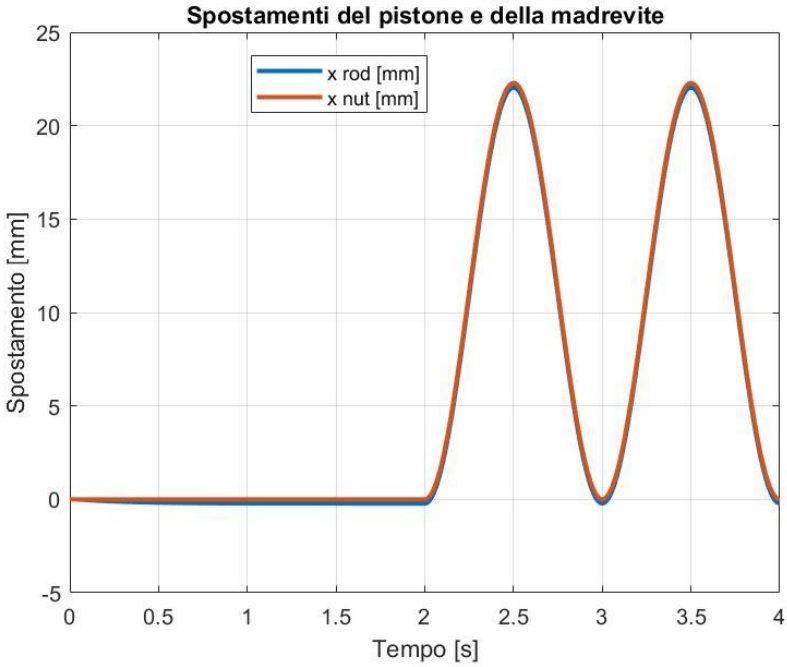

Figura 5.56: Spostamenti del pistone e della madrevite (III)

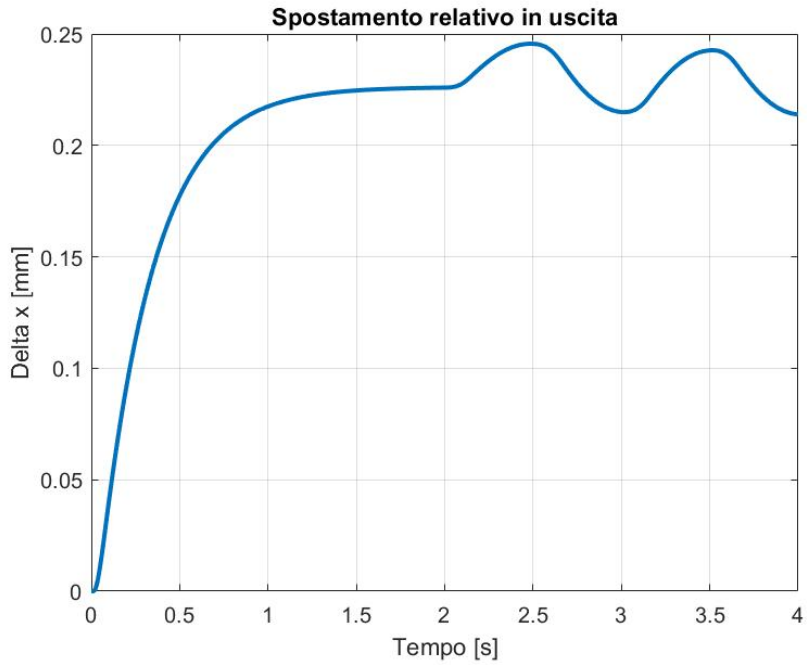

Figura 5.57: Spostamento relativo in uscita (III)

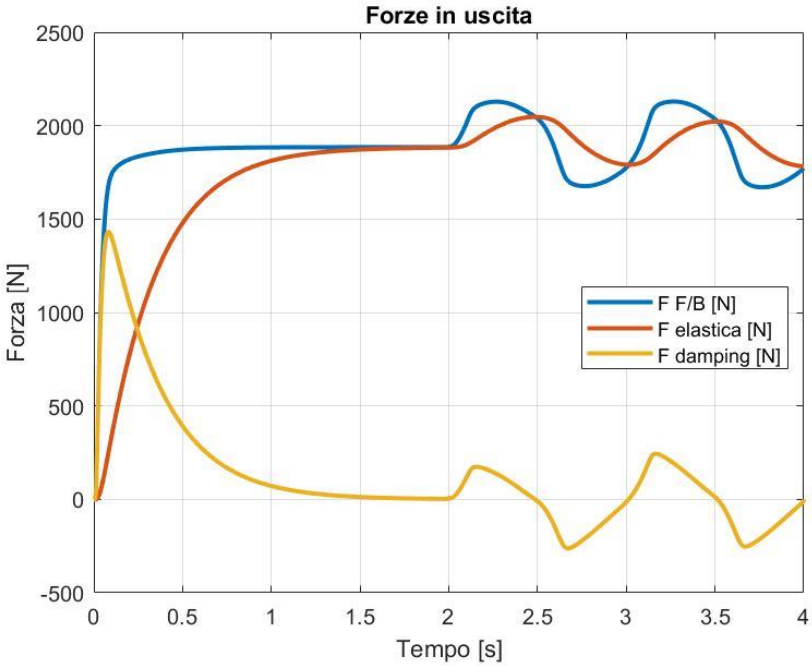

Figura 5.58: Forze in uscita (III)

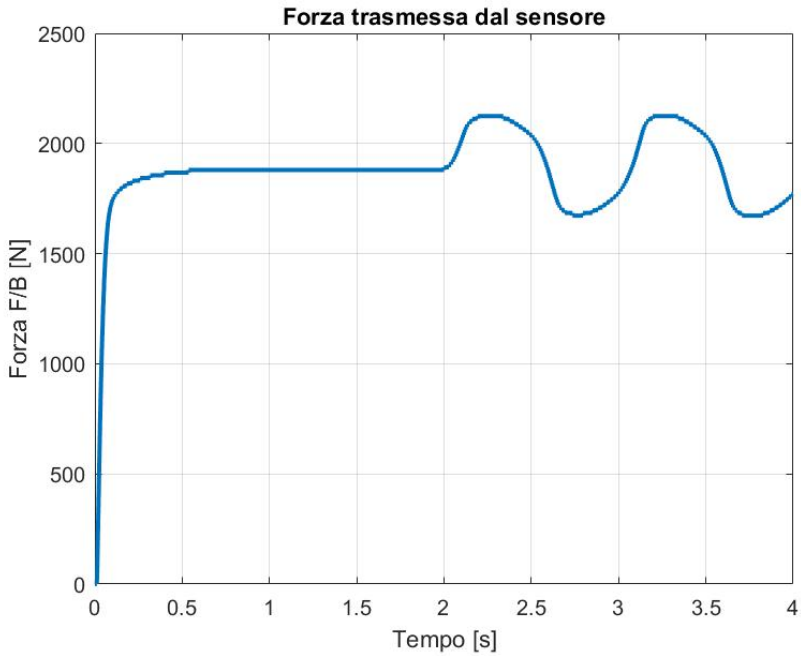

Figura 5.59: Forza trasmessa dal sensore (III)

Come si vede in Figura 5.51, una volta che il feedback ha raggiunto il set a regime, viene introdotto il disturbo sinusoidale che causa un'oscillazione sulla forza attorno al valore di regime.
La tensione di pilotaggio della valvola (Figura 5.52) ha lo stesso andamento dell'errore, ossia è proporzionale alla differenza tra set e feedback, mentre quando subentra il disturbo acquisisce andamento oscillatorio. Lo stesso vale per le portate in Figura 5.53. La differenza di pressione tra le camere, necessaria per permettere il movimento dello stantuffo nel cilindro, si mantiene costante anche a valle del disturbo (Figura 5.54), infatti il valore medio della pressione in camera 1 inizia ad aumentare, in quanto il volume nella camera sta diminuendo, e quello della pressione p2 aumenta di conseguenza. Gli andamenti proseguono, però, sempre di tipo oscillatorio. La Figura 5.56 mostra come lo stantuffo segua molto bene lo spostamento della madrevite esterna, tanto che le due curve sembrano sovrapporsi, ma, se si osserva bene la Figura 5.57, scendendo di tre ordini di grandezza, si nota come la differenza tra i due spostamenti non è nulla, bensì concorda con l'andamento della forza esterna.
In Figura 5.58 è mostrata la composizione della forza di feedback come somma della componente elastica e di quella smorzante. Infine, in Figura 5.59, è mostrato l'andamento della forza esterna in forma digitale cioè come viene letta del sensore.

5.4 Feed-forward di velocità

Per migliorare la risposta del sistema all'introduzione di un disturbo, nel caso in cui quest'ultimo è noto, si può ricorrere ad una tecnica chiamata feed-forward. L'aggiunta di un contributo di "anticipo di velocità" può migliorare le performance rispetto al sistema con il solo controllo in anello chiuso, in particolare in presenza di disturbi che possono essere misurati prima che interferiscano nel sistema. Poiché è noto (fornito nel caso delle simulazioni) o misurabile (nel caso del funzionamento reale del banco prova) il valore del disturbo in velocità, si può considerare l'inserimento di un ramo di feedforward. Il contributo esterno di velocità, che nella fattispecie viene misurato dalla riga ottica, è moltiplicato per un guadagno proporzionale (k_{ff}) od una funzione di trasferimento, in modo da generare un segnale che

viene sommato a valle del blocco di regolazione del plant. In questa maniera viene fornita al sistema una grandezza fisica ridotta o incrementata, in relazione all'effetto che produce il disturbo.

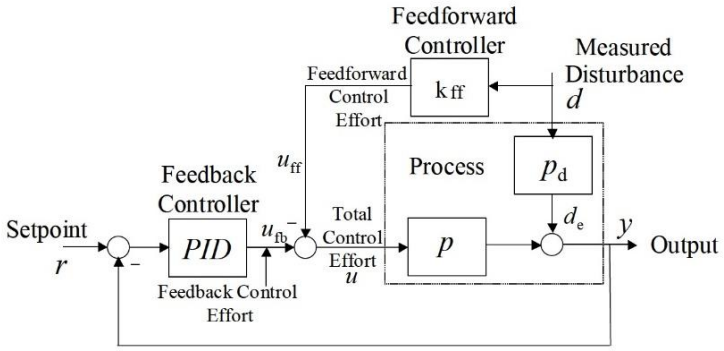

Figura 5.60: Struttura del controllo feedback/feedforward

Nel caso di sistemi lineari, definire la costante di feedforward è molto semplice: essa deriva dalla funzione di trasferimento tra l'output del processo ed il disturbo misurato.

$$\frac{y(s)}{d(s)} = \frac{p_d - p \cdot k_{ff}}{1 + PID \cdot p} \tag{5.8}$$

Per eliminare l'effetto del disturbo misurato bisogna scegliere k_{ff} in modo che sia:

$$p_d - p \cdot k_{ff} = 0 \Rightarrow k_{ff} = \frac{p_d}{p} \tag{5.9}$$

Nel caso in esame il plant non ha una funzione di trasferimento lineare rappresentabile da un semplice rapporto tra polinomi, bensì contiene diverse non linearità, come la Look-up table della conduttanza della valvola, le 16 equazioni della portata che dipendono dal segnale di riferimento e l'attrito di Stribeck. Per tale motivo in casi come questo si può adottare una funzione di trasferimento che anticipi o ritardi il segnale a seconda che sia in fase o meno con il set. Si parla, qundi, di *feed-forward dinamico.*

$$Gff(s) = k_{ff} \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \tau_2 s} \tag{5.10}$$

Con $\tau_1 = \frac{1}{2\pi f_1}$, $\tau_2 = \frac{1}{2\pi f_2}$ [s] costanti di tempo dipendenti dalla frequenza, tali che se $\tau_1 > \tau_2$ anticipa, viceversa ritarda il segnale.
Le costanti vengono tarate opportunamente con un metodo iterativo fino ad ottenere un segnale di feedback che ritorna al set nel minor tempo possibile e con errore nullo, nel caso di disturbo a gradino, o l'ampiezza ridotta, nel caso di disturbo armonico.

5.5 Simulazioni con controllo feed-back e feed-forward

Sono state condotte altre simulazioni con controllo in anello chiuso e regolatore PI e con il controllo in anticipo di velocità mediante funzione di trasferimento in presenza di entrambi i disturbi in velocità: a gradino e armonico.
Il modello è stato modificato come in Figura 5.61.

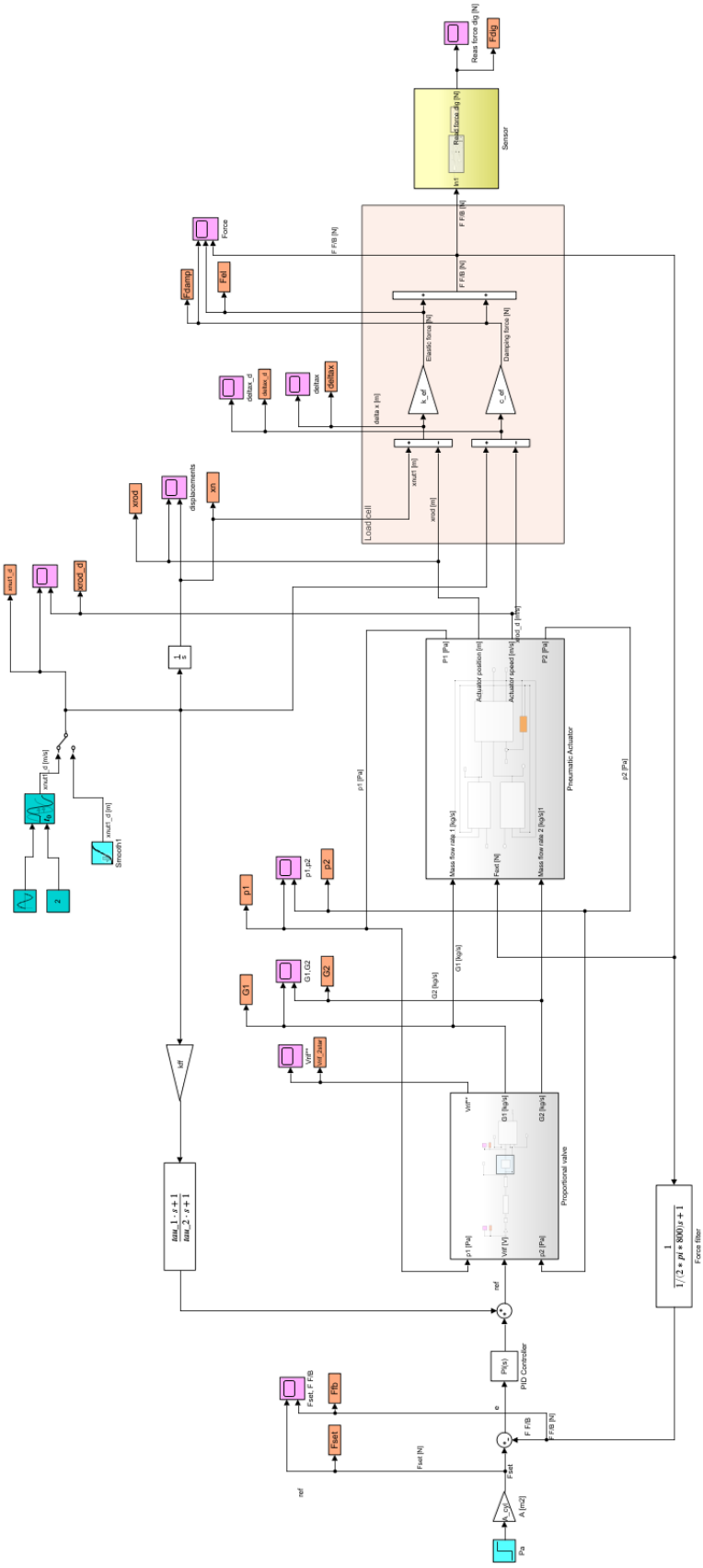

Figura 5.61: Modello in controllo forza con feed-forward

5.5.1 Risposta al gradino con disturbo a gradino

Definite le costanti della funzione di trasferimento di feedforward, si possono vedere gli andamenti della simulazione in presenza del disturbo di velocità. La partentesi (IV) indica tale condizione operativa.

Tabella 5.8: Parametri di setup per simulazione IV

Parametro	Valore
Valvola	E
k_P	$3.5*10^{-3}$ [-]
k_I	$4*10^{-4}$ [-]
k_D	0 [-]
p_{set}	$1*10^{5}$ [Pa]
p_s	$6*10^{5}$ [Pa]
τ_1	0.4 [s]
τ_2	0.8 [s]
k_{ff}	-14 [-]
$\dot{x}_{dist}$	70 [mm/s]

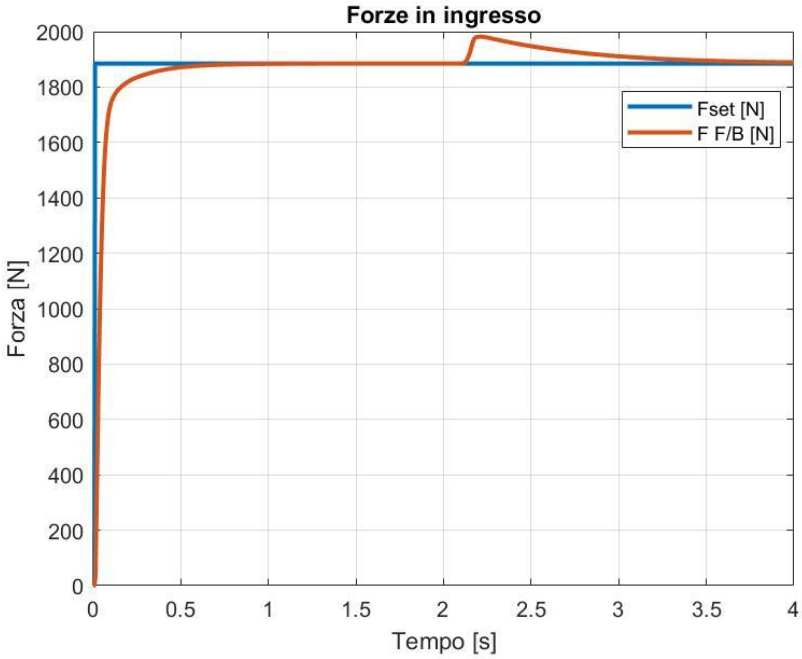

Figura 5.62: Forze in ingresso (IV)

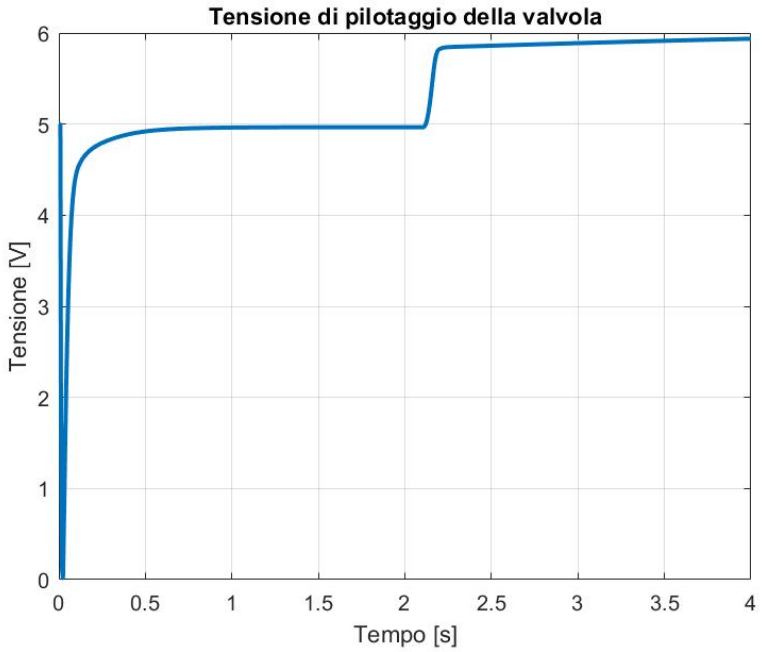

Figura 5.63: Tensione di pilotaggio della valvola (IV)

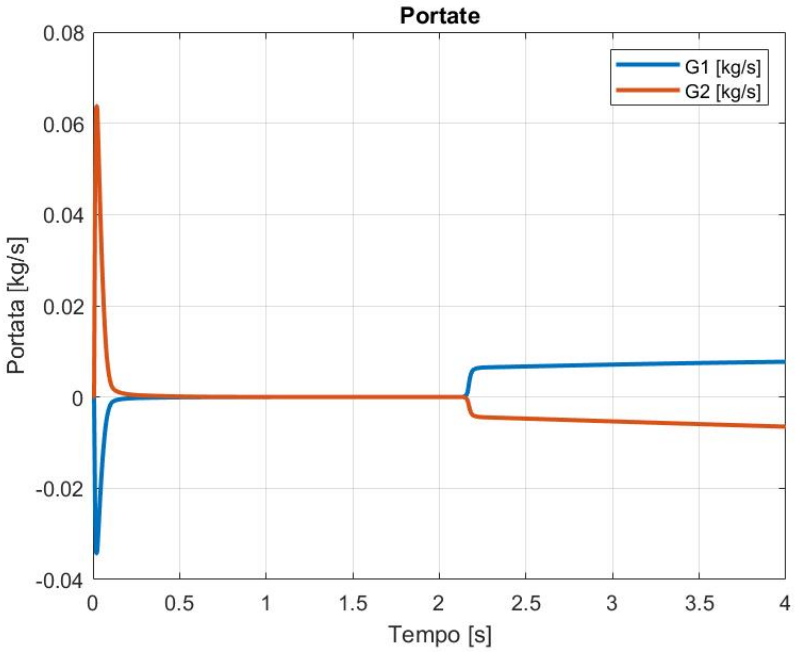

Figura 5.64: Portate nelle due camere del cilindro (IV)

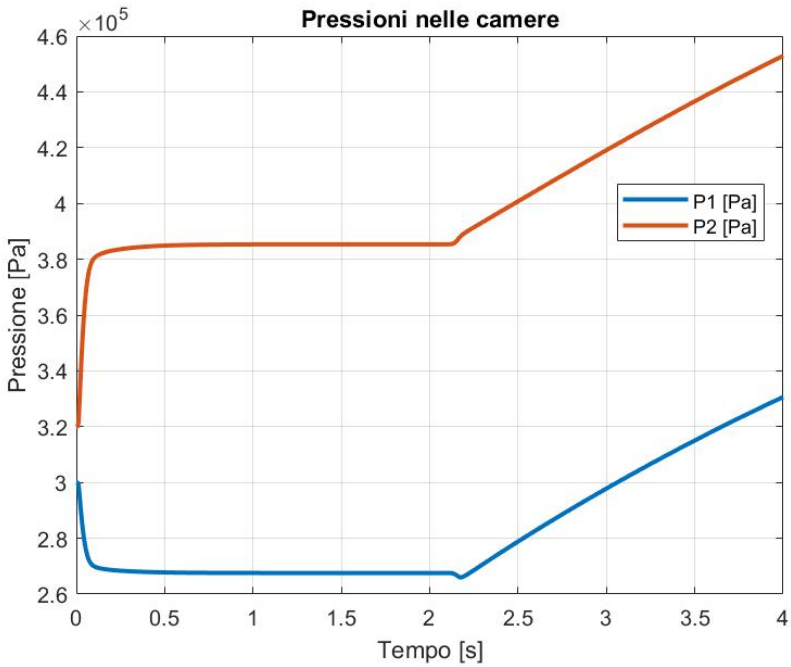

Figura 5.65: Pressioni nelle due camere del cilindro (IV)

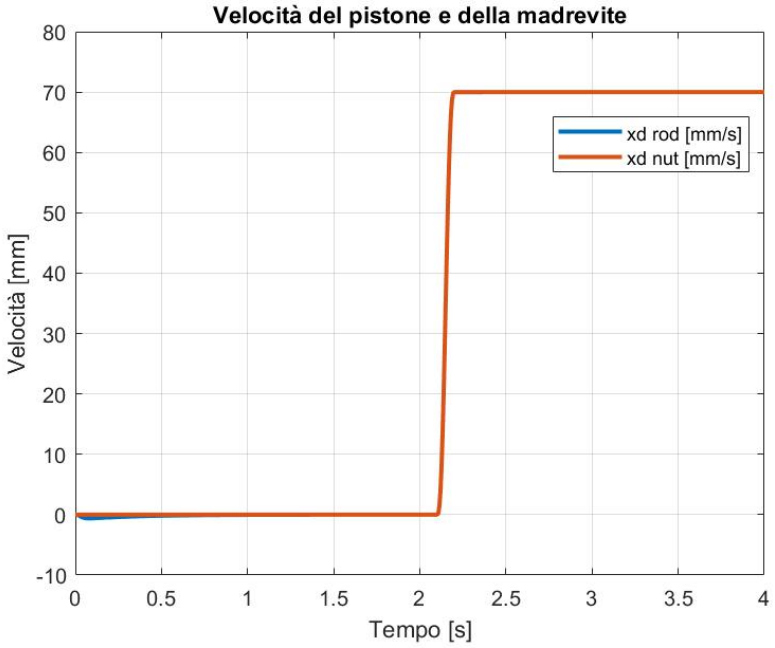

Figura 5.66: Velocità del pistone e della madrevite (IV)

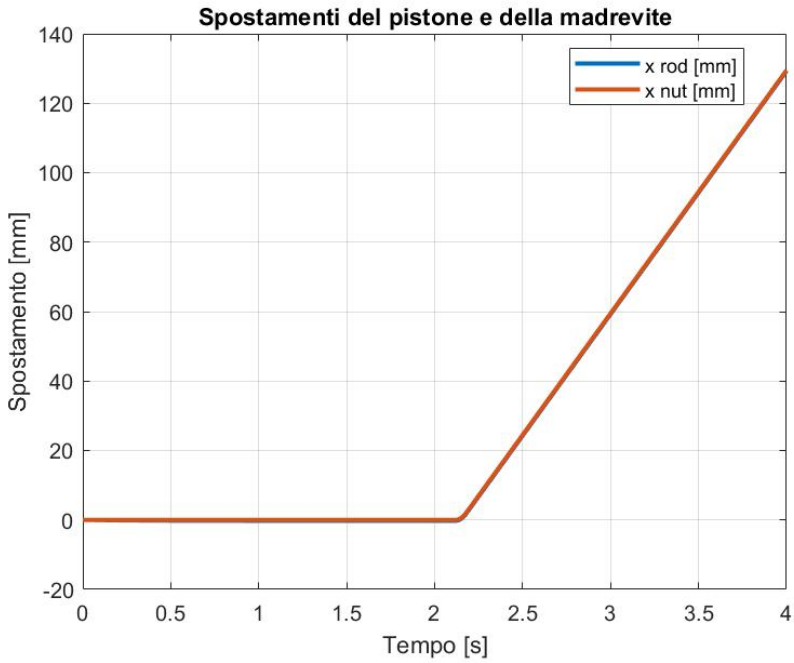

Figura 5.67: Spostamenti del pistone e della madrevite (IV)

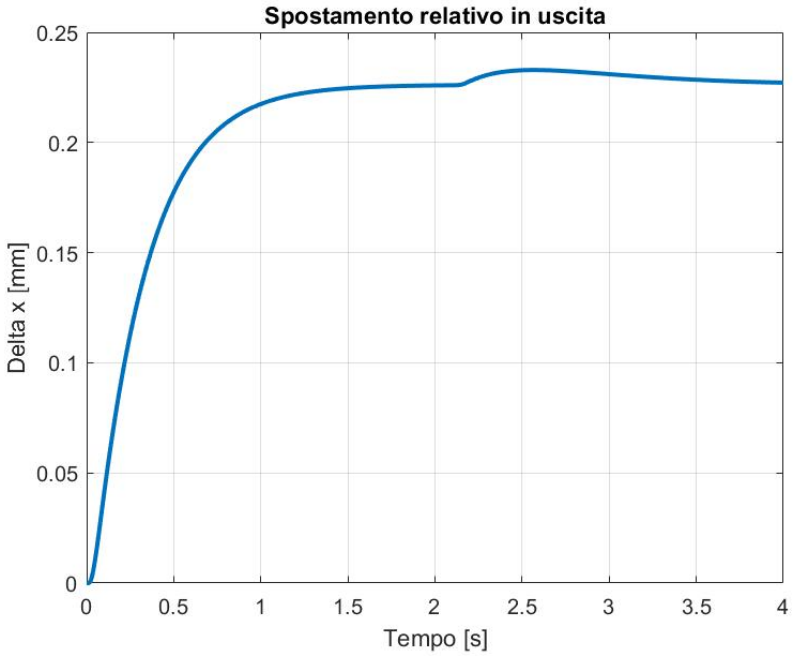

Figura 5.68: Spostamento relativo in uscita (IV)

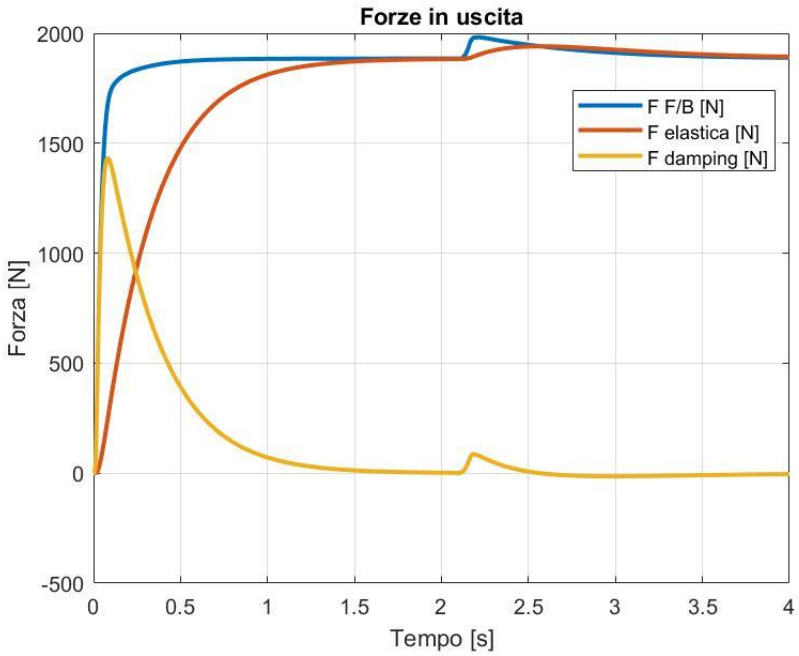

Figura 5.69: Forze in uscita (IV)

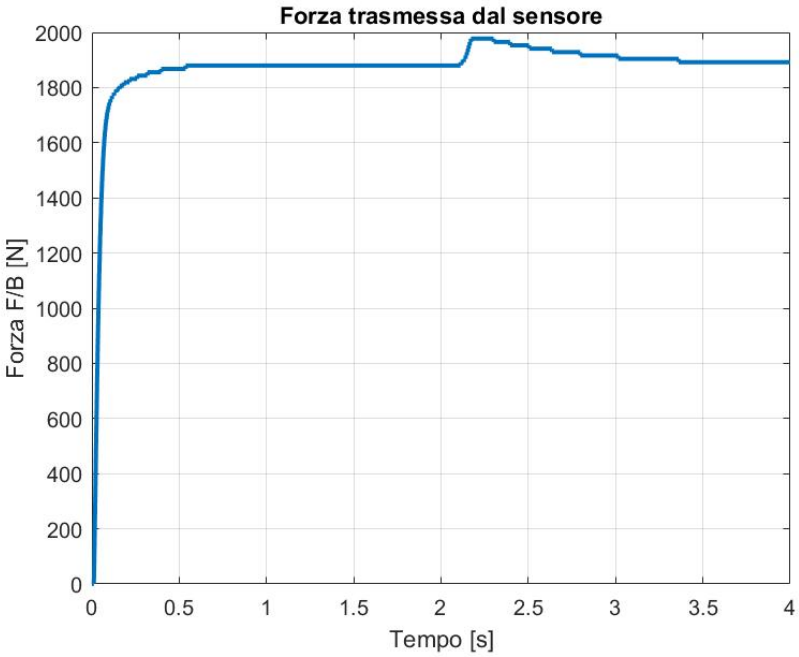

Figura 5.70: Forza trasmessa dal sensore (IV)

Rispetto al caso senza feed-forward, l'introduzione di un disturbo in posizione provoca un iniziale discostamento del feedback dal set, che però rientra nella banda del ±5% in 0.2s, poi va asintoticamente a regime.
La tensione di pilotaggio della valvola (Figura 5.63) è proporzionale alla differenza tra set e feedback a meno dell'introduzione del disturbo. Lo stesso vale per le portate in Figura 5.64. La differenza di pressione tra le camere, necessaria per permettere il movimento dello stantuffo nel cilindro, si mantiene costante anche a valle del disturbo (Figura 5.65). La Figura 5.67 mostra come lo stantuffo segua molto bene lo spostamento della madrevite esterna, tanto che le due curve sembrano sovrapporsi, ma, se si

osserva bene la Figura 5.68, scendendo di tre ordini di grandezza, si nota come la differenza tra i due spostamenti non è nulla, bensì concorda con l'andamento della forza esterna.
In Figura 5.69 è mostrata la composizione della forza di feedback come somma della componente elastica e di quella smorzante. Infine, in Figura 5.70, è mostrato l'andamento della forza esterna in forma digitale cioè come viene letta del sensore.

5.5.2 Risposta al gradino con disturbo sinusoidale

Considerando il disturbo sinusoidale, si devono ritarare opportunamente le costanti del feeedforward. In questo caso si è visto che un solo guadagno proporzionale k_{ff} è sufficiente a ridurre le oscillazioni sulla forza di feedback, in modo che resti sempre nell'intorno della forza di set. Si riportano di seguito gli andamenti della simulazione con la partentesi (V) per indicare tale condizione operativa.

Tabella 5.9: Parametri di setup per simulazione V

Parametro	Valore
Valvola	E
k_P	3.5*10^{-3} [-]
k_I	4*10^{-4} [-]
k_D	0 [-]
p_{set}	1*10^{5} [Pa]
p_s	6*10^{5} [Pa]
τ_1	0 [s]
τ_2	0 [s]
k_{ff}	-14 [-]
A	70 [mm/s]
f	1 [Hz]

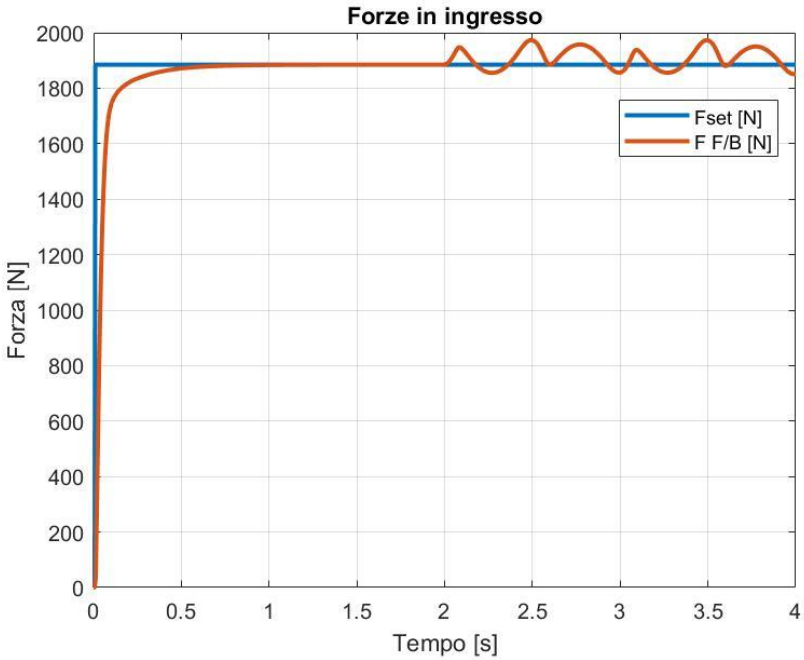

Figura 5.71: Forze in ingresso (V)

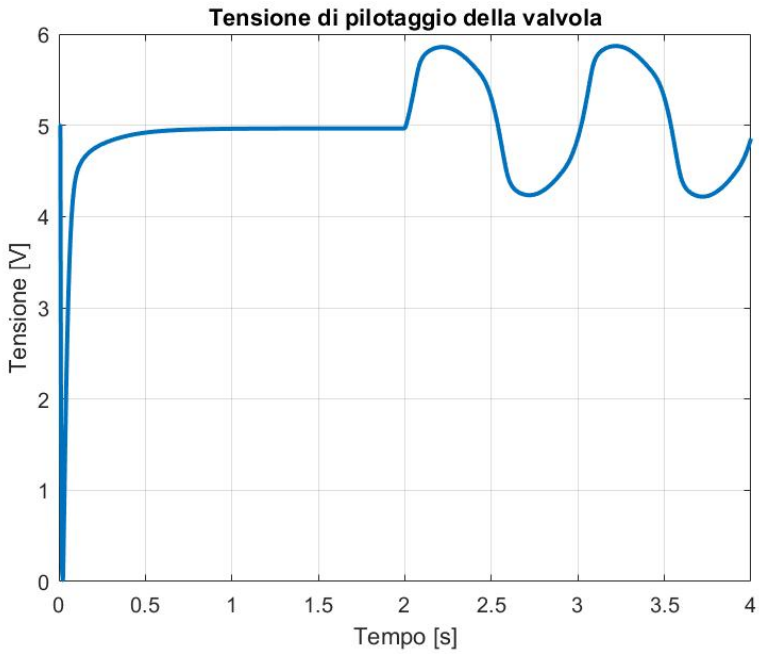

Figura 5.72: Tensione di pilotaggio della valvola (V)

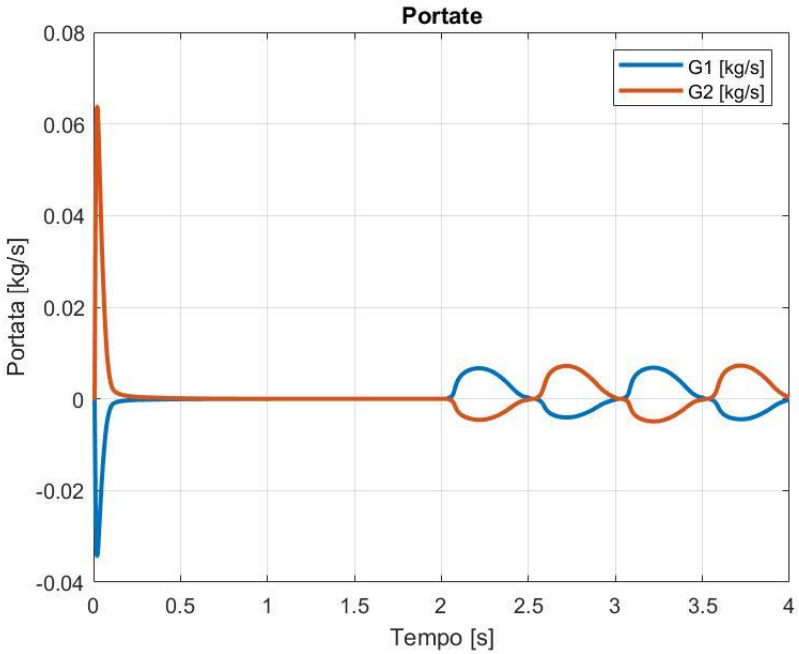

Figura 5.73: Portate nelle due camere del cilindro (V)

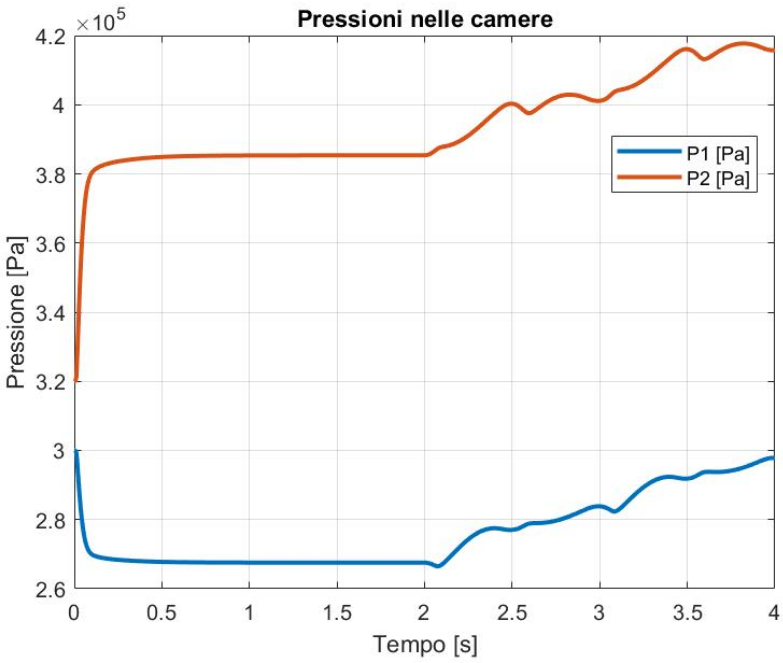

Figura 5.74: Pressioni nelle due camere del cilindro (V)

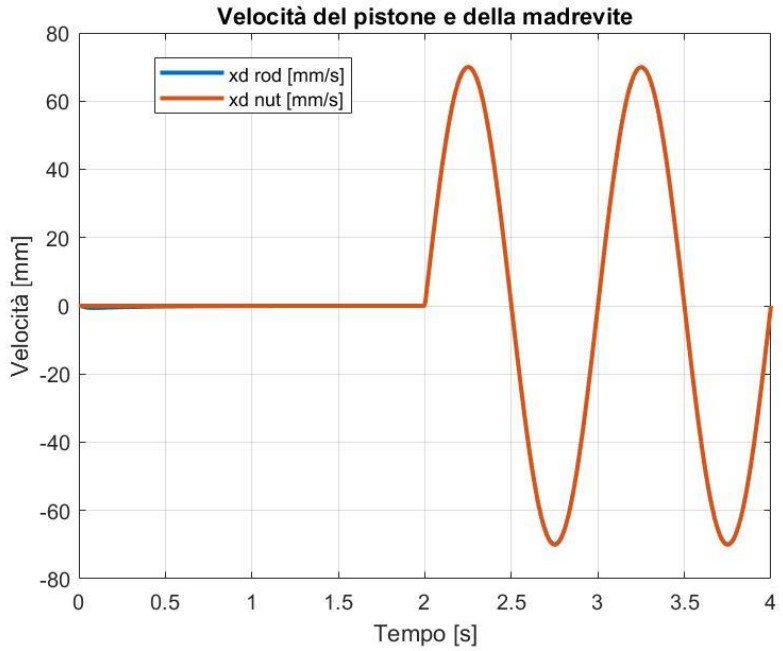

Figura 5.75: Velocità del pistone e della madrevite (V)

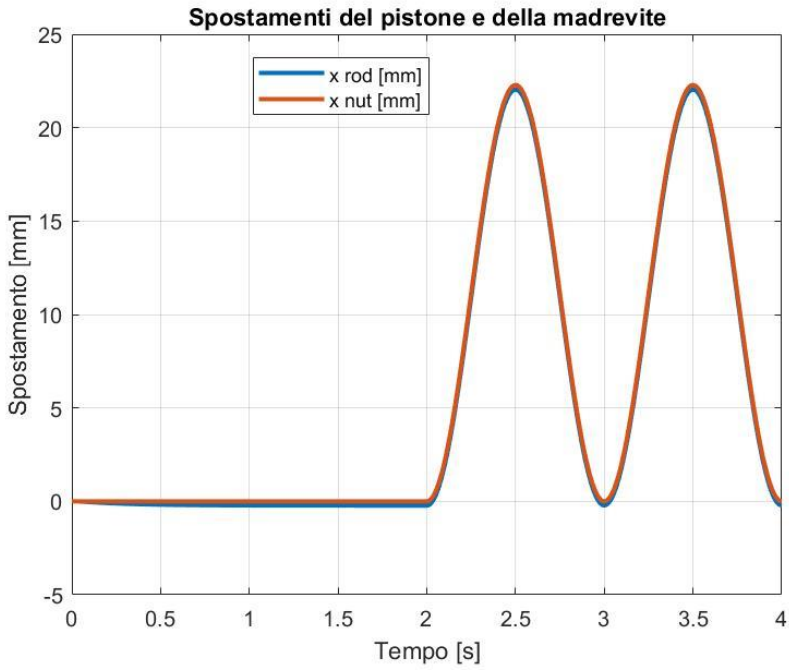

Figura 5.76: Spostamenti del pistone e della madrevite (V)

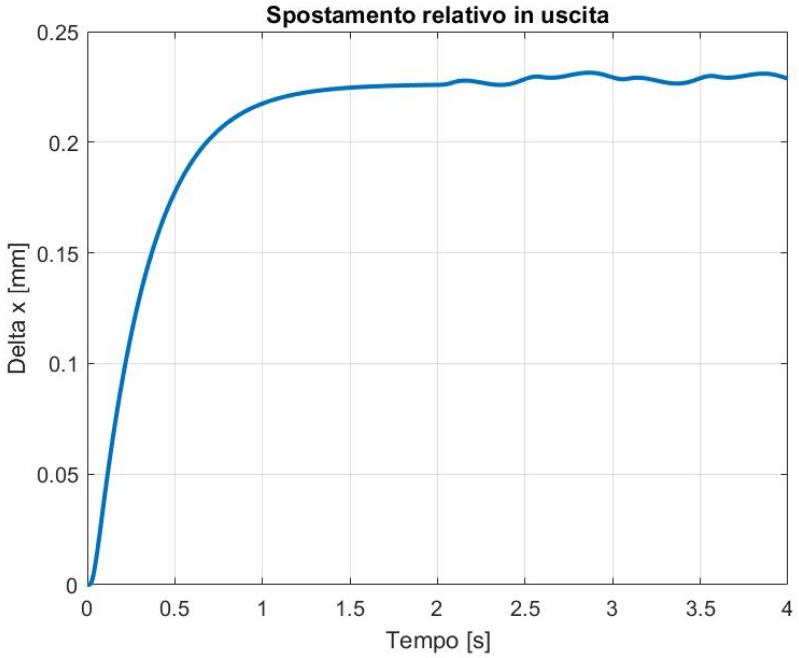

Figura 5.77: Spostamento relativo in uscita (V)

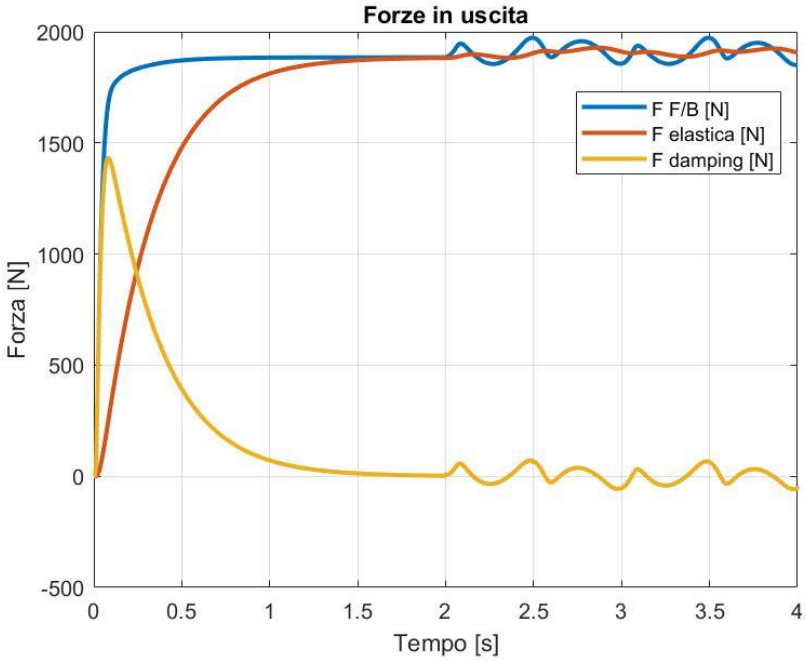

Figura 5.78: Forze in uscita (V)

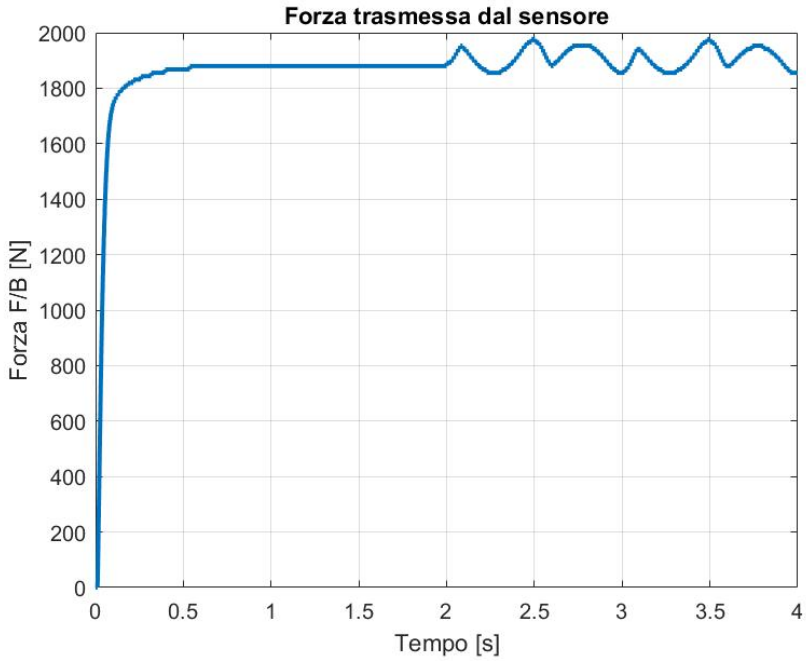

Figura 5.79: Forza trasmessa dal sensore (V)

Come si vede in Figura 5.71, il disturbo sinusoidale causa un'oscillazione sulla forza attorno al valore di regime, ma molto ridotta rispetto al caso senza feedforward. La particolare forma non prettamente sinusoidale è data dal fatto che la forza di feedback è la somma di una componente elastica e componente di smorzamento: la prima dipende dallo spostamento relativo tra la madrevite esterna ed il pistone del cilindro (Figura 5.77), di tipo cosinusoidale; la seconda dipende dalla velocità relativa (Figura 5.75), ossia dal disturbo imposto sinusoidale. La somma di queste due armoniche sfasate tra loro produce un andamento oscillante non classico, come si vede in Figura 5.78. La tensione di pilotaggio della valvola (Figura 5.72) ha lo stesso andamento del caso senza disturbo. Lo stesso vale per le portate in Figura 5.73. Le pressioni, invece, Figura 5.74, risentono del feedforward ed infatti gli andamenti sono simili ai

casi precedenti, ma con delle oscillazioni del tipo di quelle della forza totale. Infine, in Figura 5.79, è mostrato l'andamento della forza esterna in forma digitale cioè come viene letta del sensore.

5.5.3 Risposta al variare della forza di pressione

Per validare definitivamente l'utilizzo del feedforward e vedere quanto influisce il disturbo in velocità sulla forza di set, sono state fatte delle simulazioni in serie al variare della forza di pressione a gradino iniziale, sia riducendola che aumentandola rispetto al valore fino ad ora utilizzato, ossia di 1bar.

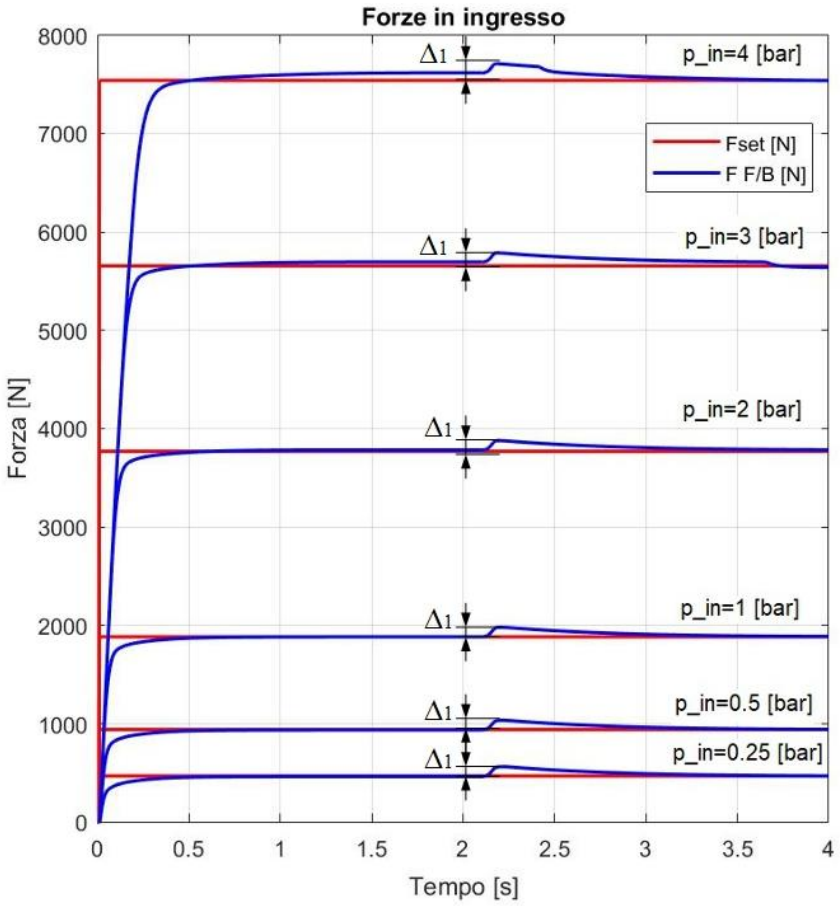

Figura 5.80: Risposta al variare della pressione iniziale con disturbo a gradino

Nel caso di disturbo a gradino di velocità, si vede come per pressioni più basse di quella nominale il disturbo genera un simile picco di forza, la quale torna a regime all'incirca nello stesso tempo. Aumentando, invece, la forza di pressione, il sistema presenta un errore a regime maggiore di zero già prima dell'introduzione del disturbo; quest'ultimo, poi, provoca un discostamento maggiore dal valore di set che aumenta con la pressione, per poi tornare sempre asintoticamente a zero.
Si nota, inoltre, che il segnale di feedback si discosta di un certo delta dal set, per cui si può definire un errore relativo percentuale rispetto al valore di forza in ingresso.

$$e.r.\% = \frac{\Delta}{F_{set}} \cdot 100 \tag{5.11}$$

$$\Delta = max\{|\Delta_1|, |\Delta_2|\}$$

Dove Δ_1 è la massima differenza superiore tra il feedback ed il set e Δ_2 la massima differenza inferiore. Si riportano i valori interessati in tabella.

Tabella 5.10: Errore relativo per disturbo a gradino

p_{in}	F_{set}	Δ_1	Δ_2	Δ	$e.r.\%$
0.25 [bar]	471.24 [N]	94.18 [N]	0 [N]	94.18 [N]	19.99 %
0.5 [bar]	942.28 [N]	94.99 [N]	0 [N]	94.99 [N]	10.08 %
1 [bar]	1884.96 [N]	96.97 [N]	0 [N]	96.97 [N]	5.14 %
2 [bar]	3769.91 [N]	108.43 [N]	0 [N]	108.43 [N]	2.88 %
3 [bar]	5654.87 [N]	131.97 [N]	0 [N]	131.97 [N]	2.33 %
4 [bar]	7539.82 [N]	169.86 [N]	0 [N]	169.86 [N]	2.25 %

Come si vede l'errore percentuale si riduce man mano che aumenta la pressione, in quanto, nonostante il delta di forza raddoppi, la forza di set aumenta di 16 volte, quindi in definitiva le oscillazioni influiscono molto poco. In particolare, per pressioni iniziali superiori a 1 bar, le oscillazioni rientrano nell'errore preferenziale del 5%. Successivamente, la stessa procedura è stata ripetuta con il disturbo sinusoidale.

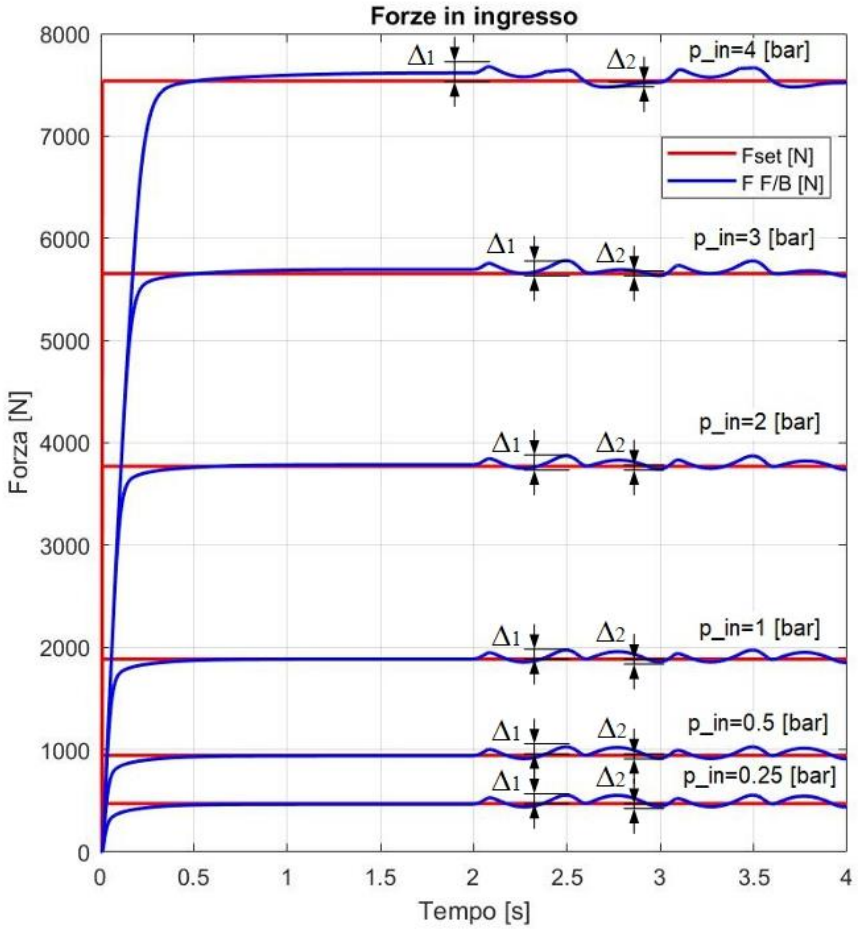

Figura 5.81: Risposta al variare della pressione iniziale con disturbo sinusoidale

Se si considera il disturbo sinusoidale, si vede che, coerentemente con il caso precedente, per pressioni inferiori a 1 bar la pressione non influisce sulla reazione al disturbo. Al contrario, aumentando la pressione, le oscillazioni rispetto al valore di set aumentano insieme all'errore a regime.

Tabella 5.11: Errore relativo per disturbo a gradino

p_{in}	F_{set}	Δ_1	Δ_2	Δ	$e.r.\%$
0.25 [bar]	471.24 [N]	92.66 [N]	-21.59 [N]	92.66 [N]	19.66 %
0.5 [bar]	942.28 [N]	84.43 [N]	-31.09 [N]	84.43 [N]	8.96 %
1 [bar]	1884.96 [N]	88.15 [N]	-29.68 [N]	88.15 [N]	4.68 %
2 [bar]	3769.91 [N]	102.36 [N]	-26.45 [N]	102.36 [N]	2.72 %
3 [bar]	5654.87 [N]	126.86 [N]	-19.53 [N]	126.86 [N]	2.24 %
4 [bar]	7539.82 [N]	139.72 [N]	-61.17 [N]	139.72 [N]	1.85 %

Analogamente al caso precedente, l'errore percentuale si riduce man mano che aumenta la pressione, nonostante il delta di forza aumenti. In particolare, in questo caso per pressioni iniziali uguali e superiori a 1 bar, le oscillazioni rientrano nell'errore preferenziale del 5%.

5.5.4 Aggiunta del ritardo di fase

Per rendere il modello ancora più fedele al funzionamento reale, è bene aggiungere un ritardo di fase nel feedforward, in quanto l'azione di anticipo della velocità non inizia allo stesso instante in cui parte la simulazione, ma subentra dopo un tempo di campionamento. Il delay rappresenta, quindi, il tempo di acquisizione ed elaborazione del segnale impiegato dalla scheda di acquisizione dati.
In particolare, il processore del c-RIO ha una sua frequenza di clock di 400MHz, ma il collo di bottiglia è dato dalle frequenze di campionamento dei moduli di input/output NI. La frequenza più bassa tra questi è quella del modulo di ingresso NI9201, nel quale ciascun canale può essere acquisito ad un massimo di 62.5kS/s. Tale frequenza si traduce in un ritardo di fase pari a $\tau_{sampl} = {}^{1}/_{f_{sampl}} = {}^{1}/_{62.5\text{kHz}} = 16\mu\text{s}$.
Il modello si modifica inserendo uno switch con il delay pari al tempo di sampling.

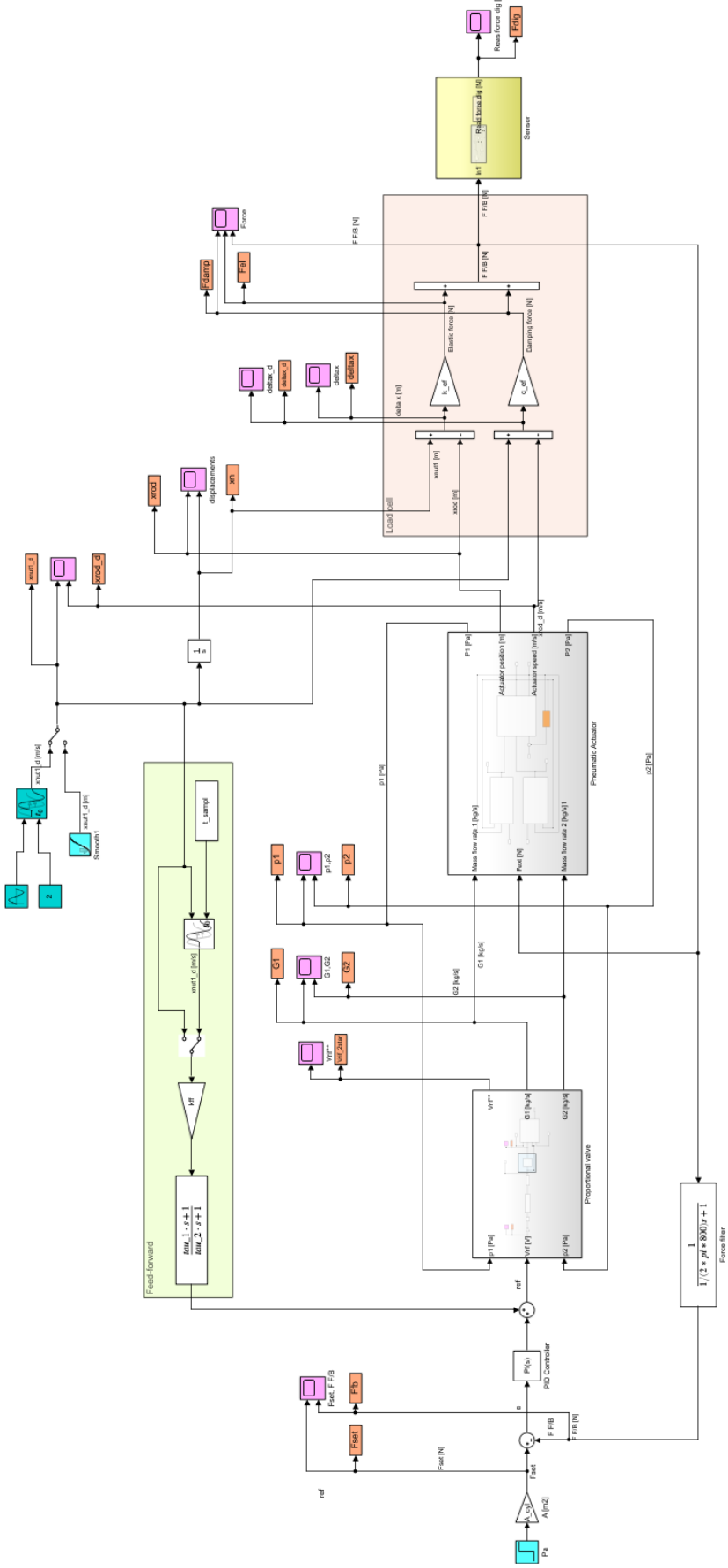

Figura 5.82: Modello in controllo forza con feed-forward e ritardo di fase

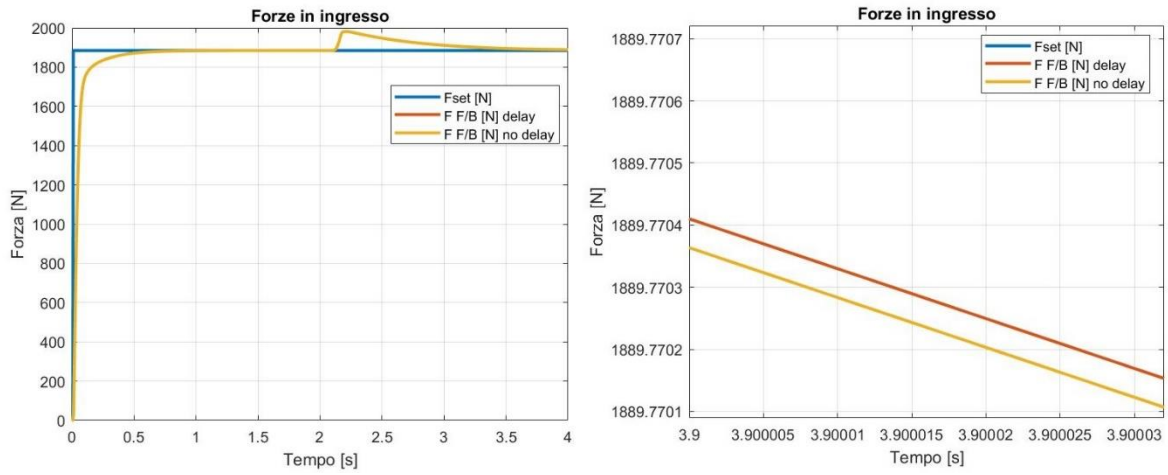

Figura 5.83: Risposta con disturbo a gradino e delay

Come si osserva in Figura 5.83 a sinistra, il delay che viene aggiunto al feed-forward non va a modificare sostanzialmente la risposta del sistema. Dallo zoom a destra si può notare come la risposta con ritardo segue molto da vicino quella iniziale, discostandosi di 5.8µs. Si nota, cioè, che il ritardo è presente ma viene compensato dall'azione stessa del feed-forward.

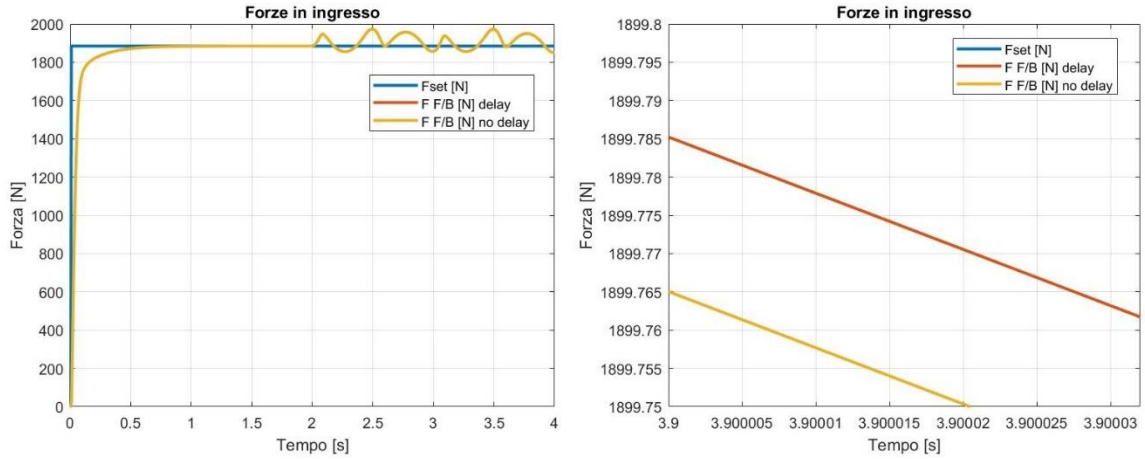

Figura 5.84: Risposta con disturbo sinusoidale e delay

Situazione analoga risulta per la risposta con disturbo sinusoidale, con la differenza che il delay a fine simulazione in tale caso il ritardo si amplifica fino a 27µs. In ogni caso si tratta di un ritardo praticamente ininfluente ai fini della simulazione, in quanto inferiore al minimo time step scelto.

5.6 Ottimizzazione della risposta

Poiché l'obiettivo finale dell'elaborato è quello di avere un modello dalle alte prestazioni, si può affinare ulteriormente la scelta dei parametri che influenzano la risposta, ossia le costanti del controllore PI e quelle del feed-forward.

5.6.1 Ottimizzazione delle costanti del PI

Il sistema in oggetto, essendo molto complesso ed articolato, viene considerato come una black box ai fini della funzione di trasferimento, caratterizzato da un certo tempo di ritardo in quanto produce un'uscita ritardata rispetto al gradino iniziale. La generica funzione di trasferimento si esprime, infatti, nella forma:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \cdots + b_1 s + b_0}{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \cdots + a_1 s + a_0} = k \frac{(s - z_1) \cdot (s - z_2) \cdot \ldots \cdot (s - z_m)}{(s - p_1) \cdot (s - p_2) \cdot \ldots \cdot (s - p_n)} = k \frac{\prod_{i=1}^{m} (s - z_i)}{\prod_{j=1}^{n} (s - p_j)} \tag{5.12}$$

Dove i numeri complessi z_i sono le radici del numeratore della funzione di trasferimento o gli zeri della funzione di trasferimento, anche di molteplicità maggiore di uno, mentre i numeri complessi p_j sono le radici del denominatore della funzione di trasferimento o i poli della funzione di trasferimento, anche di molteplicità maggiore di uno, e $k = b_m/a_n$. In questo caso si dice che la funzione di trasferimento è espressa nella forma poli-zeri.
È utile rappresentare la funzione di trasferimento anche nella cosiddetta forma delle costanti di tempo. In particolare, dato uno zero (o un polo) reale, si definisce la sua costante di tempo come l'inverso dello zero (o del polo) cambiato di segno.

$$G(s) = k \frac{s^{\mu} \prod_{i=1}^{m1} (1 + \tau_i s) \prod_{i=1}^{m2} \left(1 + \frac{2\delta_{zi}}{\omega_{nzi}} s + \frac{s^2}{\omega_{nzi}^2}\right)}{s^{\nu} \prod_{j=1}^{n1} (1 + \tau_j s) \prod_{j=1}^{n2} \left(1 + \frac{2\delta_{zj}}{\omega_{nzj}} s + \frac{s^2}{\omega_{nzj}^2}\right)} \tag{5.13}$$

In cui sono presenti μ (ν) zeri (poli) nell'origine, m1 (n1) zeri (poli) reali non nulli e m2 (n2) coppie di zeri (poli) complessi e coniugati, con i coefficienti δ e ωn presenti nei termini relativi a zeri e poli complessi e coniugati si dicono rispettivamente coefficiente di smorzamento e pulsazione naturale della coppia di radici corrispondente.
Rappresentando la risposta al gradino di un qualsiasi sistema controllato, l'uscita converge al valore finale del gradino, ossia raggiunge il regime, con un andamento di tipo aperiodico.
Genericamente il tempo di assestamento o di risposta di un sistema ad una forzante a gradino è definito come il tempo che la risposta impiega per raggiungere il regime. Poiché esso viene raggiunto solo in un tempo $t \to \infty$, per motivi pratici il tempo di assestamento viene definito come il tempo che la risposta indiciale impiega per raggiungere il valore finale a meno di un errore del 5%. Definita la costante di tempo τ pari al parametro che caratterizza il sistema, ossia l'istante in cui il sistema raggiunge il 63.2% del valore finale, il tempo per raggiungere il 95% del valore finale è pari a $t=3\tau$.

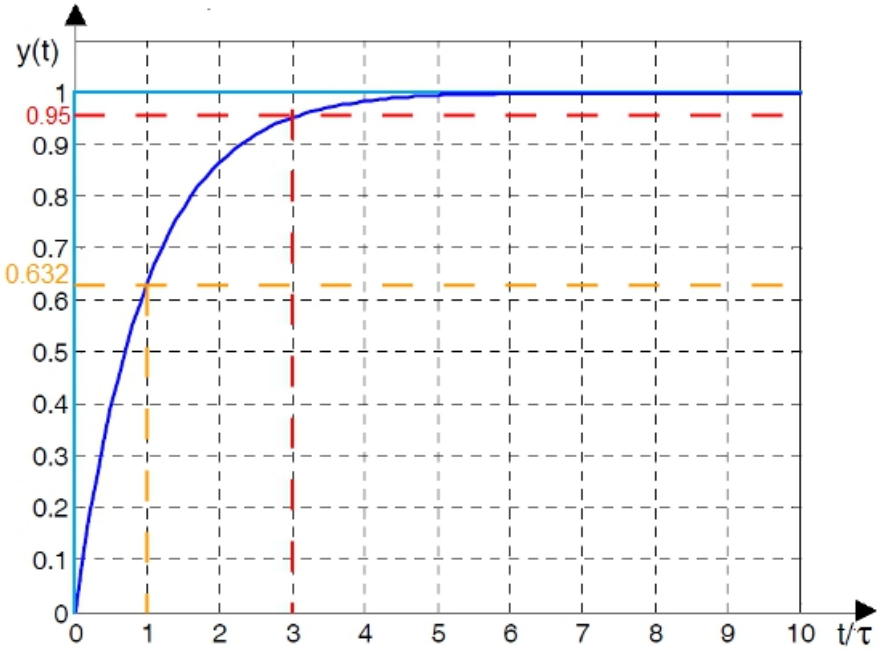

Figura 5.85: Tempi di risposta al gradino

Per definire dei limiti che la risposta a gradino deve rispettare, si può imporre il corrispettivo valore percentuale dell'input che la risposta deve raggiungere per ogni multiplo della costante di tempo (da 1 fino a 5 volte). Si definisce poi il tempo di ritardo, pari al tempo necessario perché la risposta indiciale raggiunga il 50% del valore finale. Infine, il tempo di salita indica il tempo necessario a che la risposta indiciale passi dal 10% al 90% del valore finale. Si osserva che, mentre il tempo di assestamento indica la rapidità del sistema in riferimento al regime, il tempo di ritardo e di salita indicano la rapidità del sistema in riferimento al transitorio.
In definitiva, queste considerazioni su tempo di assestamento, tempo di ritardo e tempo di salita di un sistema permettono di tarare il controllore in modo da conseguire le specifiche desiderate.

Tabella 5.12: Costanti di tempo della risposta indiciale

Tempo	Risposta/Ingresso %
0.1τ	10%
0.7τ	50%
τ	63.2%
2τ	86.5%
2.3τ	90%
3τ	95%
4τ	98.2%
5τ	99.3%

Per imporre tali specifiche alla riposta è stato utilizzato il tool *Response optimization* di Simulink®. In particolare, come costante di tempo è stata imposta τ=5.5ms, presa dal catalogo della valvola in flusso. Sono stati, di conseguenza, ricavati il tempo di assestamento al 95% ed il tempo di settling per arrivare al 99.3% della risposta:

- rise time: t_a=3τ=0.0165s,
- settling time: t_s=5τ=0.0275s.

Successivamente è stata imposta una banda in cui sono concessi overshoot e undershoot di ±5% attorno al valore di regime entro il tempo di assestamento. I limiti così imposti sono visibili in Figura 5.86.

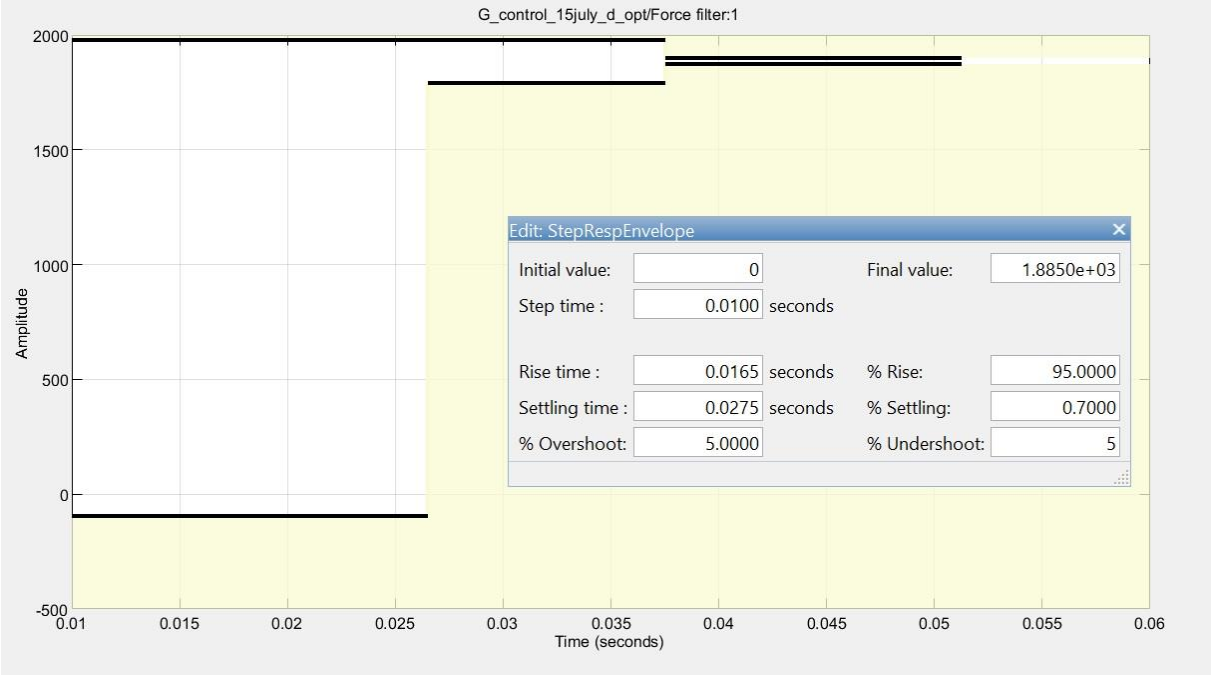

Figura 5.86: Limiti per l'ottimizzazione della risposta al gradino

Poiché questa procedura è parecchio onerosa, è stata presa in considerazione solo in un secondo momento, ossia dopo aver effettuato una taratura manuale delle costanti del controllore. Il tool parte, quindi, dai valori stimati in precedenza e restituisce in output i valori delle due costanti del PI, oltre all'andamento finale della risposta ottimizzata.

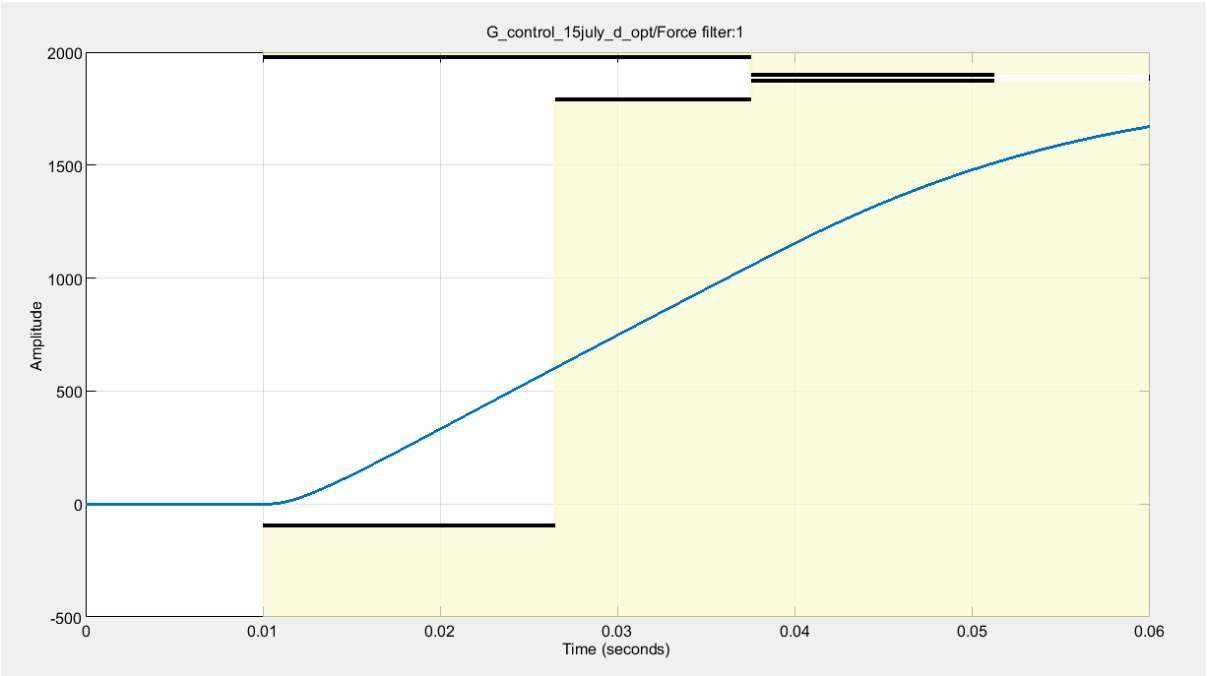

Figura 5.87: Risposta al gradino ottimizzata, valvola E

Come si nota, con l'ottimizzazione la risposta non è rientrata nei limiti imposti, particolarmente restrittivi in quanto riferiti alla sola valvola proporzionale, ma sicuramente è migliorata nel suo complesso. Sono riportati di seguito gli andamenti relativi alla valvola E.

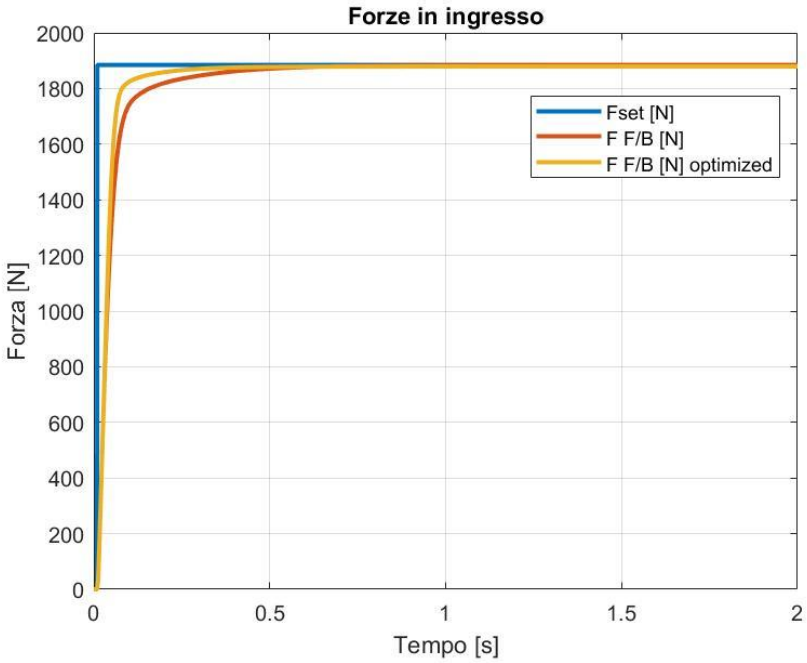

Figura 5.88: Confronto risposta prima e dopo l'ottimizzazione, valvola E

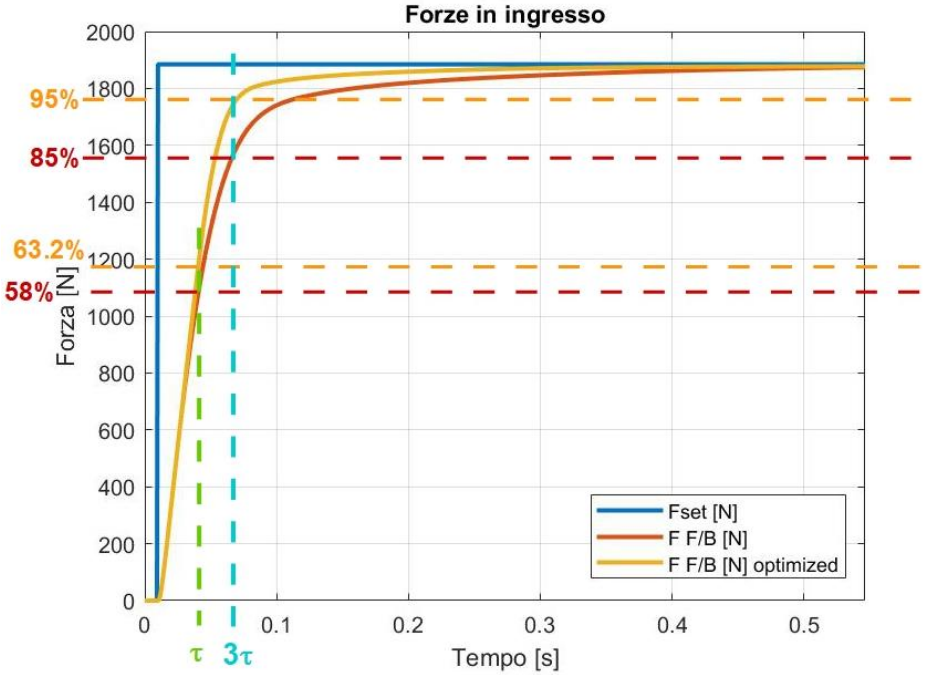

Figura 5.89: Confronto risposta prima e dopo l'ottimizzazione, valvola E, zoom

Dal confronto si ricavano il tempo di assestamento al 95% e la costante di tempo τ del sistema pneumatico complessivo:

- rise time: $t_a=3\tau=76.594$s (F=0.95*Fset=1790.7N),
- time constant: $t=\tau=40.953$ms (F=0.632*Fset=1191.3N).

Dall'immagine si può notare anche come agli stessi istanti di tempo τ e 3τ la risposta non ottimizzata raggiunge rispettivamente il 58% e l'85%.

La procedura viene successivamente ripetuta identica per tutte e cinque le valvole, ai fini di un confronto più preciso tra esse. L'effetto ottenuto sulle altre valvole è simile a quello illustrato per la valvola E, con

la differenza che per le valvole C, B ed A è presente un piccolo overshoot per garantire buona precisione a regime.

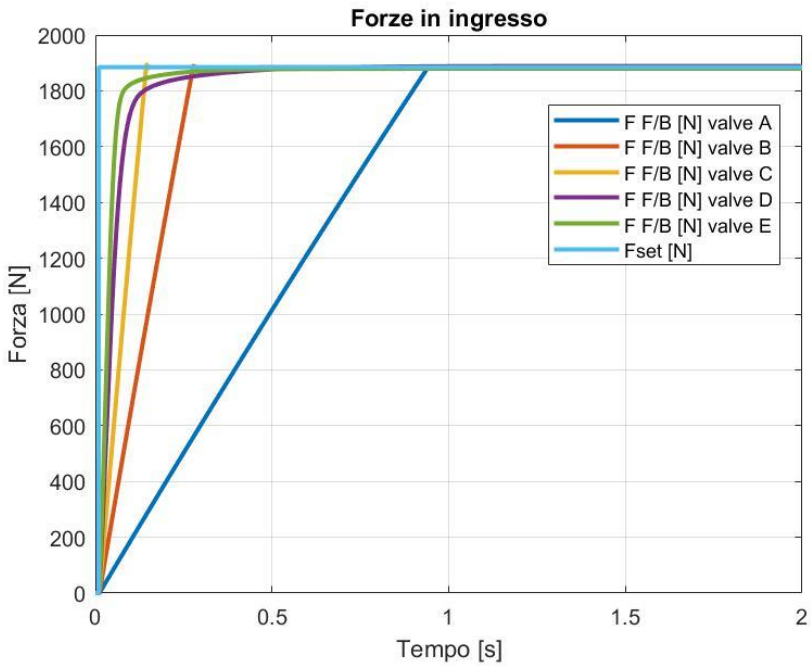

Figura 5.90: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola

Si riportano in Tabella 5.13 i valori dei parametri del PI ottenuti dall'ottimizzazione della risposta.

Tabella 5.13: Costanti ottimizzate dei PI delle valvole MPYE

Valvola	k_P	k_I
A	1.3574	$1.6*10^{-4}$
B	1.1089	$3.9*10^{-4}$
C	$6.3*10^{-1}$	$3.2*10^{-4}$
D	$4.8*10^{-3}$	$6*10^{-4}$
E	$6*10^{-3}$	$2.2*10^{-5}$

Si può notare come impostando un segnale di ingresso in pressione a gradino, per tutte le valvole la risposta del sistema inizialmente ha un andamento quasi lineare, a meno dei raccordi allo 0 ed a regime, ma all'aumentare della taglia si ha un incremento di portata, il che porta ad un aumento della pendenza della risposta, che raggiunge in tempi sempre minori il set.

5.6.2 Ottimizzazione delle costanti del feed-forward

Utilizzando la medesima tecnica, si vuole ottimizzare anche il controllo in feed-forward, definendo le costanti ottimali a garantire un overshoot (undershoot) della risposta che non sia superiore (inferiore) al +(-)5% del set a regime dal momento in cui viene introdotto il disturbo esterno, a gradino o armonico. Anche tale procedura utilizza come valori di partene quelli derivanti dalla taratura manuale delle costanti del controllore feed-forward.

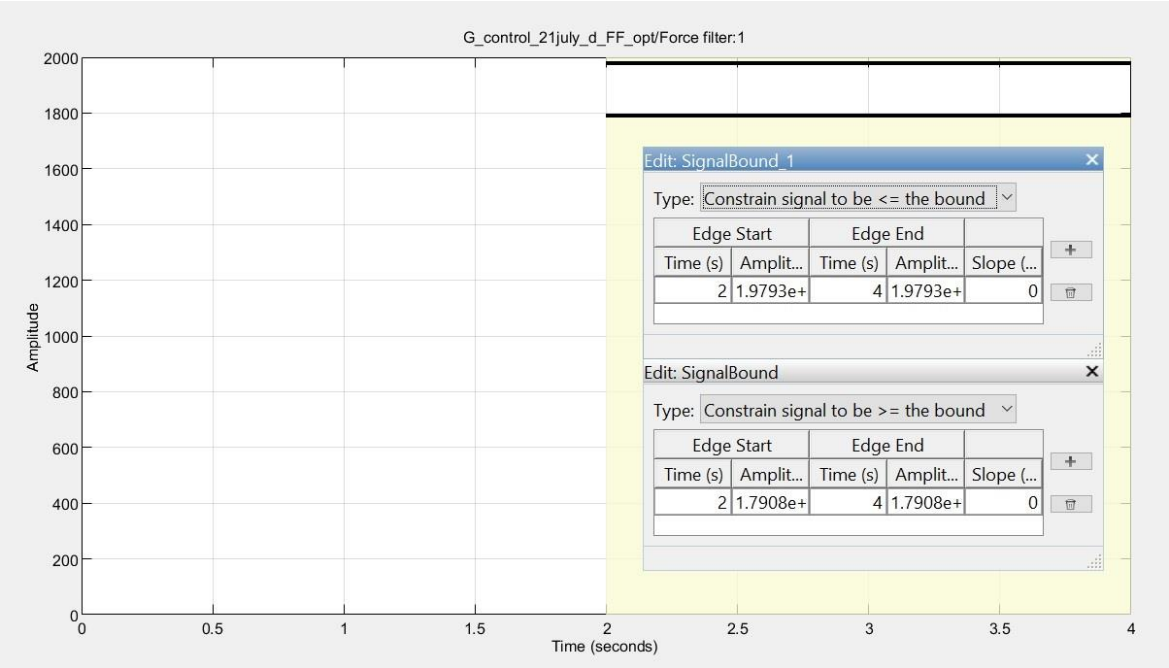

Figura 5.91: Limiti per l'ottimizzazione della reazione al disturbo

Si riportano di seguito gli andamenti della risposta del sistema quando viene introdotto un disturbo a gradino e, successivamente, uno armonico.

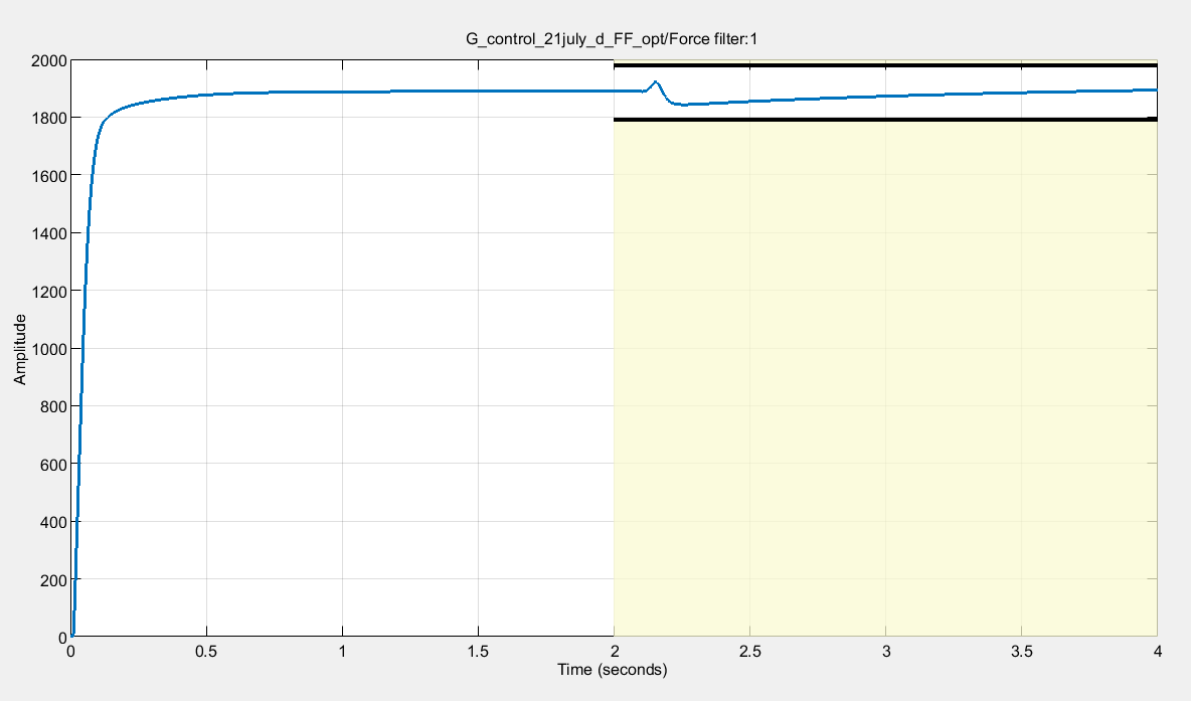

Figura 5.92: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata, valvola D

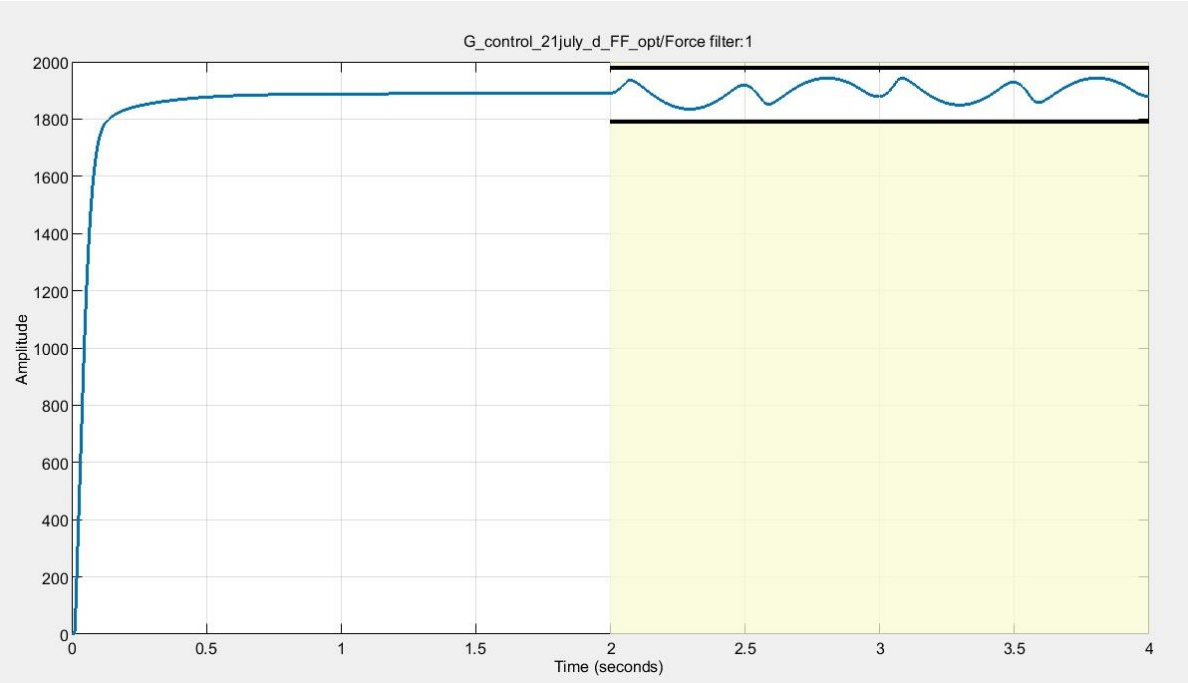

Figura 5.93: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata, valvola D

La procedura è stata ripetuta identica per le cinque valvole prese in considerazione, infatti si possono vedere le differenze di comportamento in funzione della taglia, anche a seguito dell'ottimizzazione; inoltre vengono riportati tutti i valori dei parametri del feed-forward ottimizzati per i due casi specificati, per tutte e cinque le dimensioni di valvole considerate.

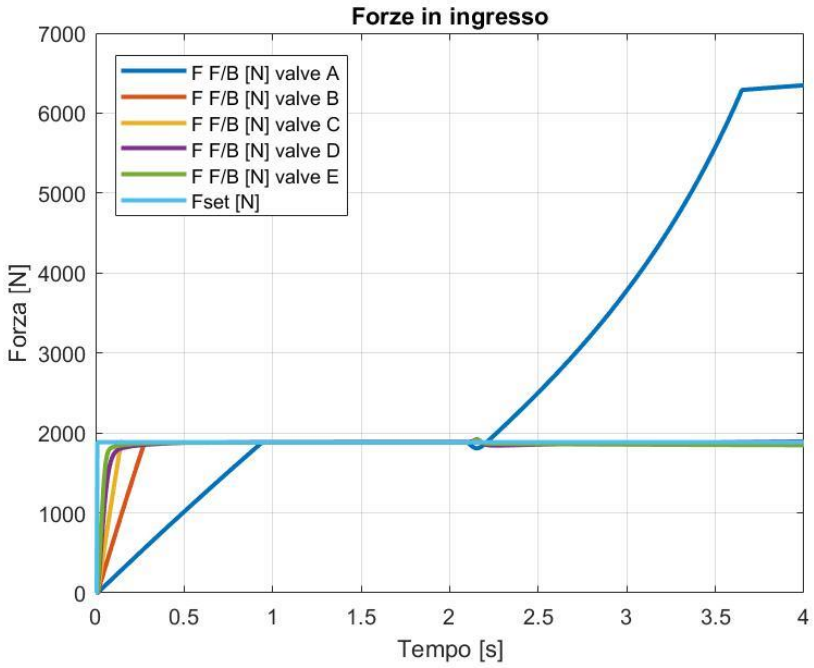

Figura 5.94: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata al variare della valvola

Tabella 5.14: Costanti ottimizzate del FF delle valvole MPYE per disturbo a gradino

Valvola	k_{ff}	τ_1	τ_2
A	-43.865	$1.0*10^{13}$	$3.5*10^{-2}$
B	-82.3361	$3.0*10^{-1}$	$1.1*10^{-1}$
C	-40.395	$6.3*10^{-1}$	$2.0*10^{-1}$
D	-16.2993	$7.9*10^{-1}$	$7.2*10^{-1}$
E	-18.3753	1.7379	1.2642

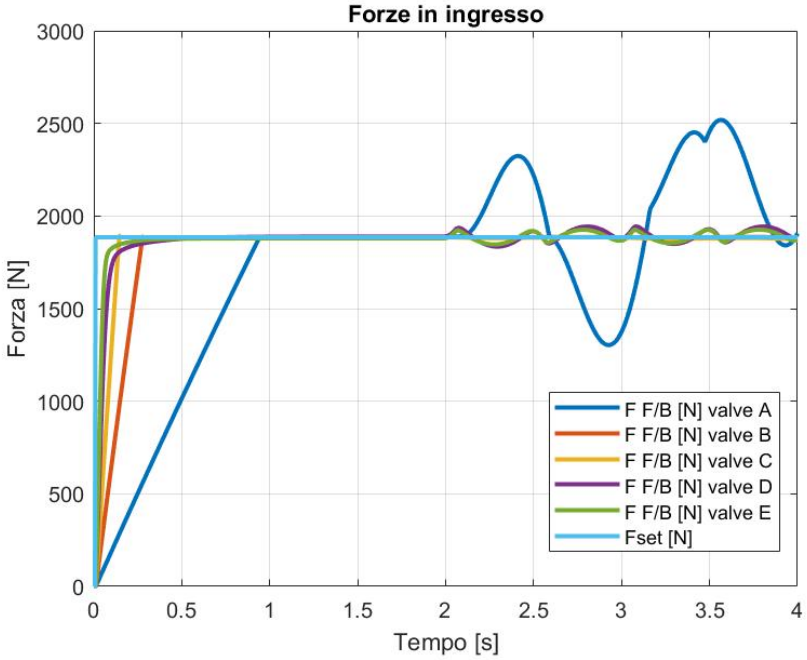

Figura 5.95: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata al variare della valvola

Tabella 5.15: Costanti ottimizzate del FF delle valvole MPYE per disturbo armonico

Valvola	k_{ff}	τ_1	τ_2
A	-7.8633	1.4450	$-2.5*10^{-1}$
B	-33.5344	1.7880	$8.5*10^{-1}$
C	-30.6936	-1.2552	$-6.9*10^{-1}$
D	-27.0245	$5.8*10^{-1}$	$9.4*10^{-1}$
E	-20.6535	$6.8*10^{-1}$	$9.8*10^{-1}$

In entrambi i casi si nota come la valvola A, ossia la più piccola dimensionalmente, oltre ad essere la più lenta in termini di risposta al set, non permette alla risposta del sistema di rientrare nella banda del ±5% nel momento in cui viene introdotto un disturbo esterno, nonostante l'ottimizzazione della risposta. Le altre quattro valvole, invece, garantiscono una risposta ottimizzata nei limiti imposti.
In generale si nota come al subentro di un disturbo si verificano delle oscillazioni, dopo le quali il segnale in forza torna a regime. Per quanto riguarda il disturbo armonico, il feedforward serve sostanzialmente a ridurre l'ampiezza delle oscillazioni attorno al valore di set.

5.7 Valvola proporzionale in pressione

La valvola proporzionale in pressione è un componente che regola la pressione sulla bocca di uscita proporzionalmente ad un segnale di riferimento di ingresso. Il simbolo di una valvola proporzionale in pressione è raffigurato in Figura 5.96.

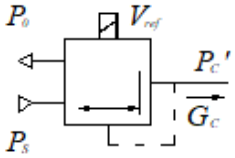

Figura 5.96: Simbolo della valvola proporzionale in pressione

Il segnale di riferimento è un comando elettrico normalizzato, in tensione o in corrente continua, che agisce su un blocco di regolazione. Nella maggior parte dei componenti, i quali presentano una regolazione in anello chiuso, tale segnale di riferimento è confrontato con il segnale di retroazione proveniente da un trasduttore di pressione interno alla valvola, che rileva la pressione regolata in uscita. L'apice (p_c') è introdotto per significare che la pressione regolata è una pressione relativa e per differenziare quindi tale grandezza dalla corrispondente pressione assoluta, indicata con p_c.
L'uscita del blocco di regolazione è un segnale che costituisce l'ingresso per il blocco di comando della valvola. Nelle realizzazioni pratiche esistono sostanzialmente tre tipologie di blocco di comando: il servosolenoide, la coppia di valvole a due vie digitali modulate in PWM e montate una in alimentazione ed una in scarico, ed il sistema ugello/otturatore.
Nel caso di servosolenoide, il segnale in tensione viene convertito in un segnale di corrente che alimenta il servosolenoide, il quale a sua volta produce in uscita una forza proporzionale alla corrente di ingresso, che agisce sull'elemento mobile del blocco di attuazione. Nel caso di microvalvole PWM il segnale di riferimento viene inviato in un driver di modulazione, al fine di produrre un segnale digitale tipicamente a 24V di comando alle valvole, le quali controllano la pressione in una servocamera di comando del blocco di attuazione. Analogamente, nel caso di comando ad ugello/otturatore, al segnale di ingresso corrisponde il movimento dell'otturatore rispetto all'ugello e corrispondentemente la pressione recuperata a monte dell'ugello. Essa costituisce l'uscita di tale blocco di comando, agendo come nel caso precedente sulla servocamera del blocco di attuazione.
Il blocco di attuazione è realizzato ad otturatore o a cassetto. Nel primo caso usualmente sono presenti due otturatori montati in cascata, nel secondo caso il cassetto è analogo a quello di una valvola a 3 vie. Nella fattispecie, la valvola presa in considerazione è a doppio otturatore con comando a servosolenoide e regolazione in anello chiuso.

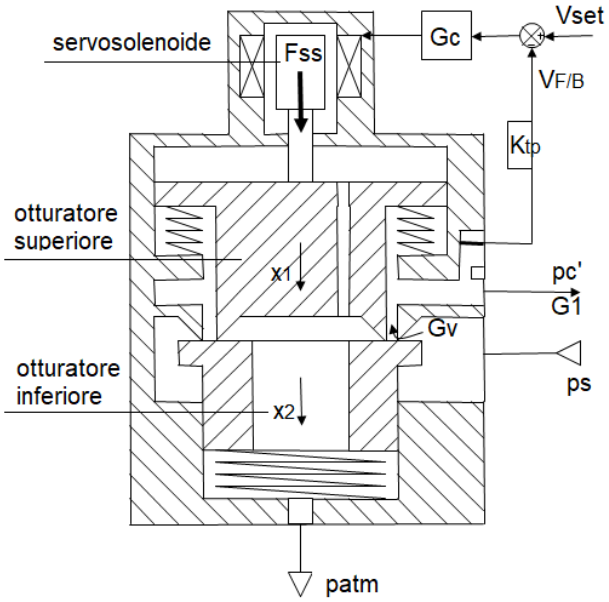

Figura 5.97: Schema di una valvola proporzionale in pressione a doppio otturatore

Nella situazione in Figura 5.97 l'otturatore superiore è in contatto con quello inferiore, il quale è a fondo corsa superiore in battuta sulla sede fissa della carcassa della valvola. In tale configurazione, detta di riposo, la bocca di alimentazione, a pressione p_s, è chiusa e analogamente l'uscita, a pressione p'_c, non è in collegamento con lo scarico per effetto della tenuta a guarnizione tra i due otturatori (Gv=0). Questi ultimi, ed in particolare quello inferiore, sono posizionati per effetto delle forze delle sole molle, trascurando il loro peso proprio, generalmente di piccola entità, e non considerando le azioni di aderenza. La condizione di portata nulla si può anche avere in caso di avvenuto raggiungimento della pressione controllata in uscita, a seguito dell'applicazione di un segnale di riferimento. In tal caso l'otturatore superiore è in equilibrio prevalentemente sotto l'azione della forza del servosolenoide agente verso il basso e la forza di pressione p'_c agente verso l'alto.
Nel caso in cui venga imposto un segnale di riferimento, esso determina, mediante il blocco di regolazione, una variazione del comando di movimento degli otturatori. Se questi sono spostati verso il basso (a) in conseguenza di una pressione p'_c inferiore al valore voluto e relativo squilibrio di forze sull'otturatore superiore, si apre la luce di passaggio fra l'alimentazione e l'uscita, per cui viene inviata una massa Gv>0 che tende a generare un gradiente positivo di pressione sul circuito di valle.
In caso di scarico (b), l'equilibrio delle forze sull'otturatore superiore, in accordo ad una pressione controllata p'_c superiore al valore voluto, è tale da determinare un distacco dell'otturatore superiore rispetto a quello inferiore, ormai in battuta sulla sede fissa. In tale situazione l'alimentazione è tappata, mentre risulta aperta la luce di passaggio fra l'uscita e lo scarico, quindi si determina una portata negativa.

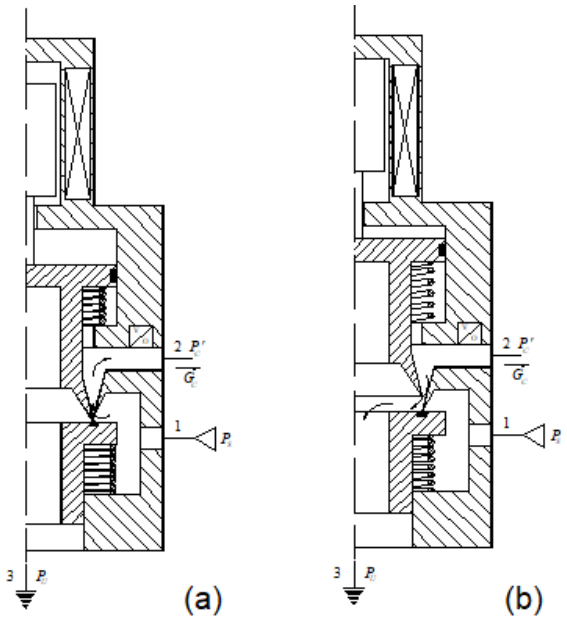

Figura 5.98: Schema di funzionamento di una valvola proporzionale in pressione

La relazione che lega la portata fluente alla pressione all'interno della valvola è la stessa equazione della portata nelle (4.62).
È evidente come questo tipo di valvola sia in grado di regolare una sola pressione a fronte di un set di riferimento. Inserendo questo tipo di valvola nel sistema di attuazione pneumatico, si può comandare la camera 1 del cilindro, ottenendo un effetto passivo di svuotamento o riempimento sulla camera 2. In particolare, si può considerare di regolare la pressione nella camera posteriore del cilindro inizialmente fermo, ottenendo come effetto il movimento dello stantuffo.

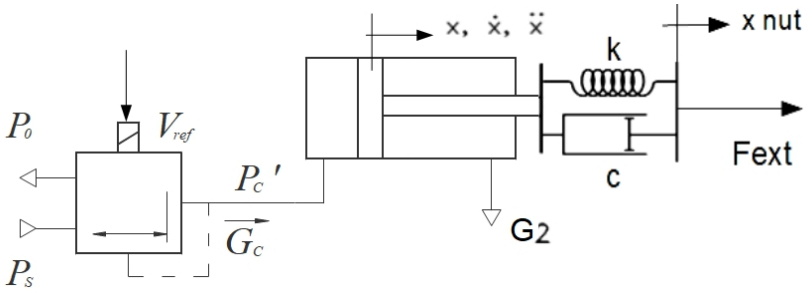

Figura 5.99: Sistema di attuazione pneumatico con valvola proporzionale in pressione

Il sistema risulta comunque essere in open loop di forza, ma la valvola controlla internamente la pressione della camera 1 (linea tratteggiata in Figura 5.99).
La valvola può essere pensata come costituita da differenti blocchi funzionali, che operano in successione, ognuno dei quali ha in input le grandezze in uscita dal blocco precedente. Si possono identificare i seguenti blocchi:

- blocco di regolazione e retroazione;
- blocco di comando a servosolenoide;
- blocco di attuazione a doppio otturatore.

Successivamente si devono considerare il cilindro pneumatico e il sistema molla-smorzatore esterno descritti in precedenza. Lo schema del sistema pneumatico con valvola proporzionale in pressione è riportato in Figura 5.99.

All'interno del blocco di regolazione viene confrontato il segnale in tensione di set, derivante da un input in pressione, con il segnale di feedback proveniente dal trasduttore di pressione interno alla valvola. L'errore, compensato nel blocco di controllo genericamente di tipo PID, produce in uscita il riferimento per il blocco di comando, il quale viene inviato al servosolenoide, rappresentato da un circuito RL:

$$V_{rif} = Ri + L\frac{di}{dt} \tag{5.14}$$

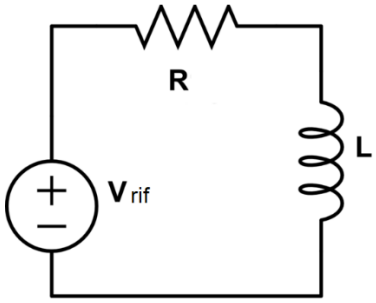

Figura 5.100: Circuito RL

La forza prodotta dal servosolenoide è sostanzialmente solo funzione della corrente circolante, almeno nel campo di spostamento dell'ancora mobile che è previsto per la movimentazione dell'otturatore superiore. In prima approssimazione si può ritenere che il servosolenoide sia definito da un puro guadagno statico k_{ss}:

$$F_{ss} = k_{ss} i \tag{5.15}$$

La forza del servosolenoide F_{ss} agisce sull'otturatore superiore, il quale è in equilibrio con la forza della pressione controllata F_P, la forza della molla, il precarico, la forza di smorzamento e la forza d'inerzia in condizioni dinamiche. Sull'otturatore inferiore, invece, agiscono la forza della molla, il precarico, la forza di smorzamento e la forza di inerzia. Le forze agenti sono visibili nel diagramma di corpo libero dei due otturatori.

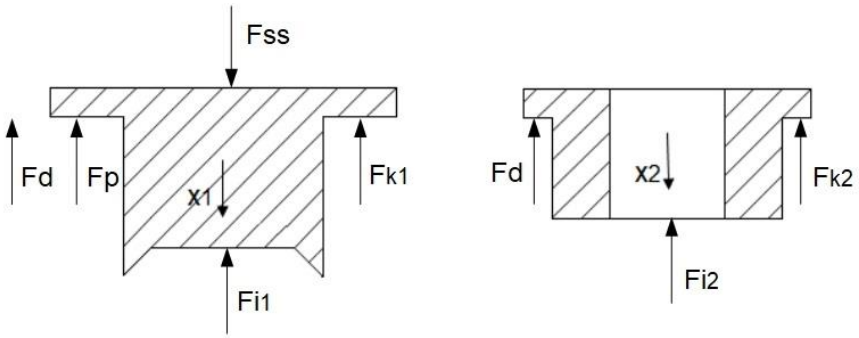

Figura 5.101: DCL dei due otturatori della valvola in pressione

Considerando le due configurazioni di funzionamento, se la valvola è in alimentazione, il moto degli otturatori è sincrono, ossia i due corpi si muovono come se fossero un solo corpo rappresentato da una massa equivalente, che corrisponde alla somma delle masse, e da una costante elastica delle molle in serie, che è la somma delle due costanti elastiche. La forza di smorzamento F_d, invece, è in prima approssimazione costante, ossia per entrambe le configurazioni dipende solo dalla velocità dell'otturatore.

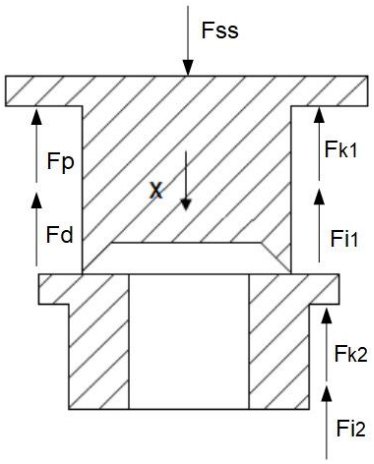

Figura 5.102: DCL dei due otturatori in moto sincrono

In questo caso si può descrivere l'equilibrio in funzione di un'unica variabile di spostamento degli otturatori, ossia della valvola, x_v:

$$F_{ss} - p'_{c1}A_r - c\dot{x_v} - [(k_1 + k_2)x_v + F_0] - (m_1 + m_2)\ddot{x_v} = 0 \tag{5.16}$$

Nel caso in cui la valvola viene messa a scarico, l'otturatore inferiore resta in battuta mentre quello superiore si sposta di una x_v negativa. In tale configurazione si considera il solo equilibrio del corpo 1, come in Figura 5.101 e l'equazione di equilibrio diventa:

$$F_{ss} - p'_{c1}A_r - c\dot{x_v} - [k_1 x_v + F_0] - m_1\ddot{x_v} = 0 \tag{5.17}$$

Le due configurazioni vengono rappresentate in Simulink® mediante l'impiego di due switch in funzione della posizione x_v.

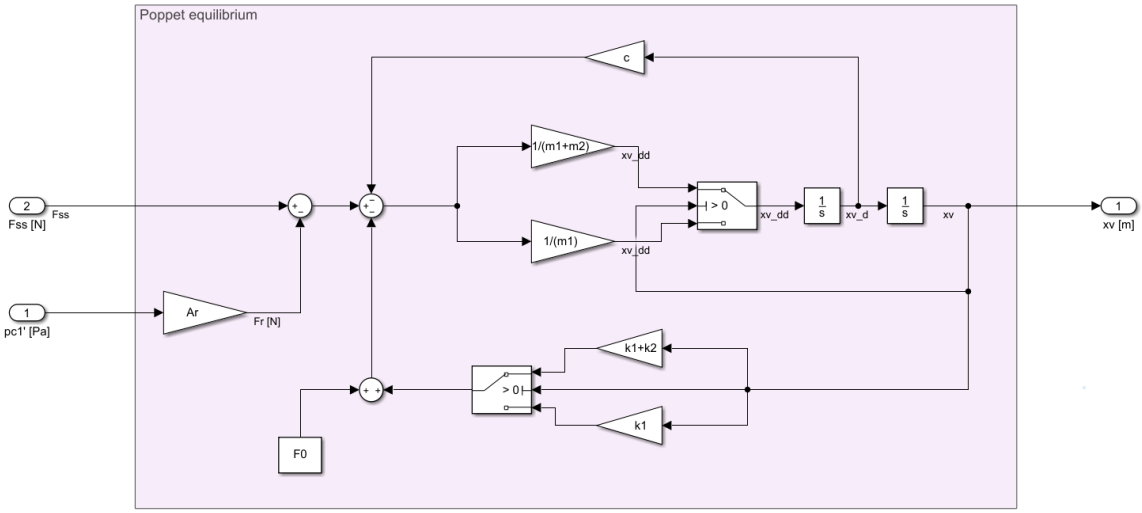

Figura 5.103: Blocco Poppet equilibrium

Dall'integrazione della legge del moto degli otturatori si determina la luce di passaggio dall'alimentazione all'uscita o dall'uscita verso lo scarico.
In funzione della luce e della configurazione di apertura della valvola, viene calcolata la portata interna G1 e dall'equilibrio sul pistone del cilindro si determina la pressione controllata p'_{c1}, che può essere letta dal trasduttore di posizione interno e retroazionata sul blocco di regolazione.

I parametri utilizzati per definire la valvola proporzionale in pressione sono riportati in Tabella 5.16.

Tabella 5.16: Parametri della valvola proporzionale in pressione

Parametro	Valore
k_p	10^{-3} [V/Pa]
k_{ss}	10^{3} [N/A]
V_{max}	28 [V]
L	0.7 [H]
R	28 [Ω]
m_1	0.01 [kg]
m_2	0.01 [kg]
c	31.1076 [Ns/m]
k_1	9448.8 [N/m]
k_2	9448.8[N/m]
A_r	$4*10^{-5}$ [m^2]
k_v	0.1772 [m^3/s]

Una valvola in pressione in generale, pur essendo molto performante, per le sue caratteristiche di controllo forza in anello aperto e comando diretto solo ad una camera del pistone, è stata ritenuta non adatta per l'applicazione in esame.

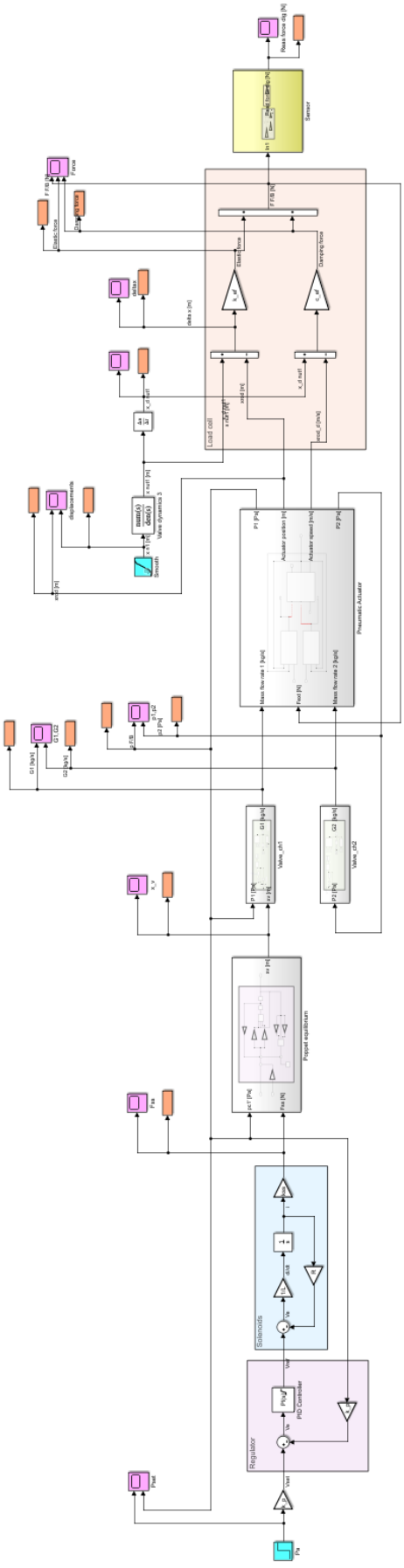

Figura 5.104: Modello con valvola proporzionale in pressione

Capitolo 6

Scelta della valvola proporzionale

Questo capitolo si propone di definire la valvola proporzionale in portata adatta per il sistema in esame, analizzando tutti gli aspetti che devono essere considerati affinché si ottenga una risposta pronta, precisa a regime e con un'ampia banda passante.

6.1 Portata minima

La scelta della valvola in flusso si basa sulle prestazioni di ciascuna delle opzioni presentate nel capitolo precedente. Innanzitutto, è necessario calcolare la portata minima di aria che deve uscire dalla valvola, che corrisponde alla portata utile al cilindro pneumatico per muoversi alla velocità nominale:

$$G_{min} = A\dot{x}\rho \tag{6.1}$$

Dove A[m^2] è la sezione più piccola del cilindro pneumatico, ossia quella con lo stelo, $\dot{x}$[mm/s] è la velocità dello stelo all'interno del cilindro e ρ [kg/m^3] la densità per trasformare la portata volumetrica in portata massica. I valori sono riportati in Tabella 5.4.

Tabella 6.1: Portata minima

Parametro	Valore
A	0.0188 m^2
$\dot{x}$	70 mm/s
ρ	1.2754 kg/m^3
G_{min}	0.0017 kg/s

Considerati i valori di portata di ciascuna valvola (Tabella 6.1), tutte risultano adatte a fornire una portata almeno pari a G_{min}.

6.2 Rapidità di assestamento

Uno degli indicatori che definisce la prontezza di risposta di un sistema è il tempo di assestamento. Come descritto nel Capitolo 5, il tempo di assestamento o di risposta di un sistema ad una forzante a gradino è definito come il tempo che la risposta impiega per raggiungere il regime a meno di un errore del 5%.

Con riferimento alla Figura 5.90 si possono ricavare i tempi di assestamento per le cinque valvole in flusso, a valle dell'ottimizzazione della risposta al gradino.

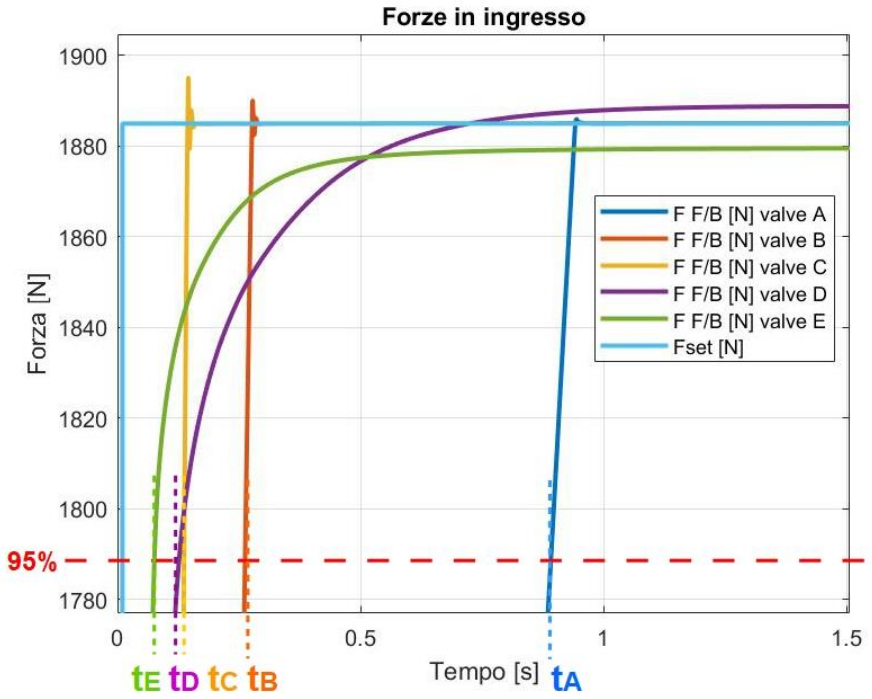

Figura 6.1: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom

Si riportano in Tabella 6.2 i valori dei tempi di assestamento della risposta ottimizzata per ogni valvola. Dal tempo di assestamento si ricava facilmente la costante di tempo che caratterizza il sistema $\tau = \frac{t}{3}$.

Tabella 6.2: Tempi di assestamento delle valvole MPYE

Valvola	t	τ
A	0.89293 [s]	0.2976 [s]
B	0.26284 [s]	0.0876 [s]
C	0.13711 [s]	0.0457 [s]
D	0.12836 [s]	0.0428 [s]
E	0.07661 [s]	0.0255 [s]

Come si vede in tabella, tutte le valvole presentano un tempo di assestamento inferiore ad 1 secondo, ma aumentando la taglia questo diminuisce sempre più, quindi sarebbe ottimale utilizzare la valvola che garantisce un tempo di assestamento il più piccolo possibile.

6.3 Frequenza di taglio

La frequenza di taglio è un parametro di definizione delle proprietà dei componenti. Generalmente è definita come la frequenza alla quale il rapporto fra l'ampiezza del segnale di uscita e quello di ingresso, detto attenuazione, vale $1/\sqrt{2} = 0.707$. Tale rapporto tra uscita ed ingresso è definito dalla risposta in frequenza del sistema in un range di frequenze di lavoro della valvola, ossia il componente in esame. La parte in cui l'uscita non risulta attenuata viene detta banda passante, e si identifica con la sua frequenza di taglio, ossia il range in cui la valvola riesce a lavorare restituendo un'uscita con ampiezza comparabile all'ingresso.

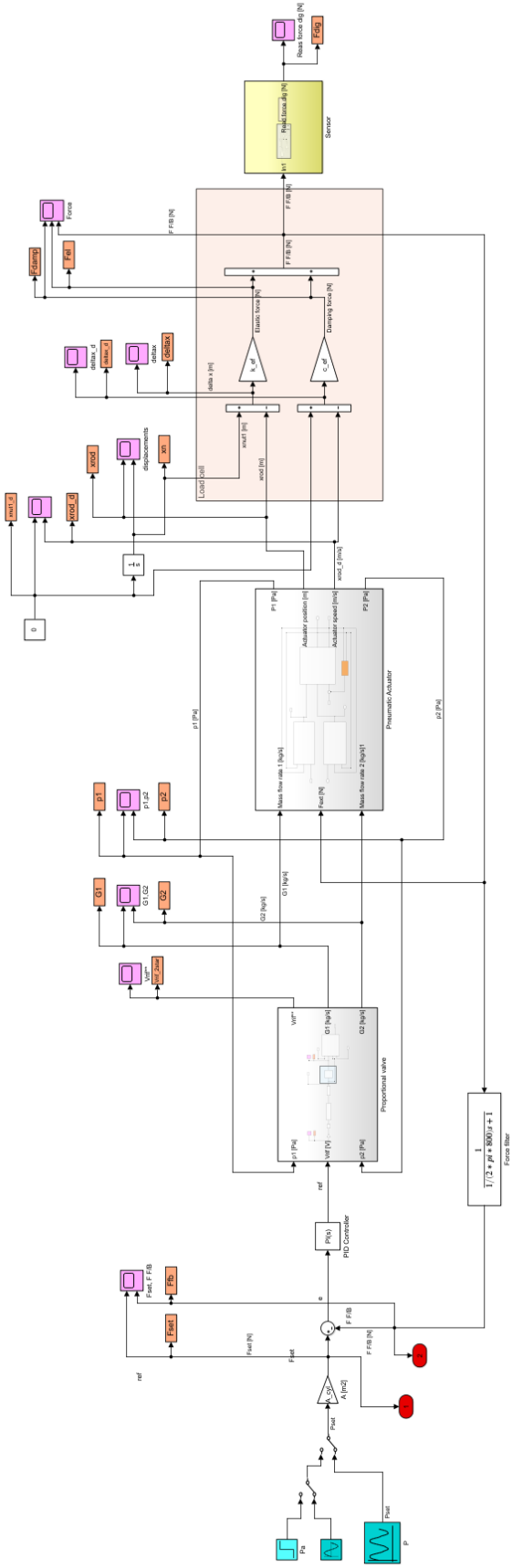

Figura 6.2: Modello in controllo forza per la frequenza di taglio

Impostato il modello pneumatico con disturbo nullo e apposito tool per generare una serie di frequenze crescenti, viene condotta l'analisi in frequenza che restituisce a video il diagramma di Bode in modulo e fase della forza di F/B rispetto alla forza di set. Tale procedura viene ripetuta per le cinque valvole da analizzare e, successivamente, si sovrappongono i risultati per un confronto.

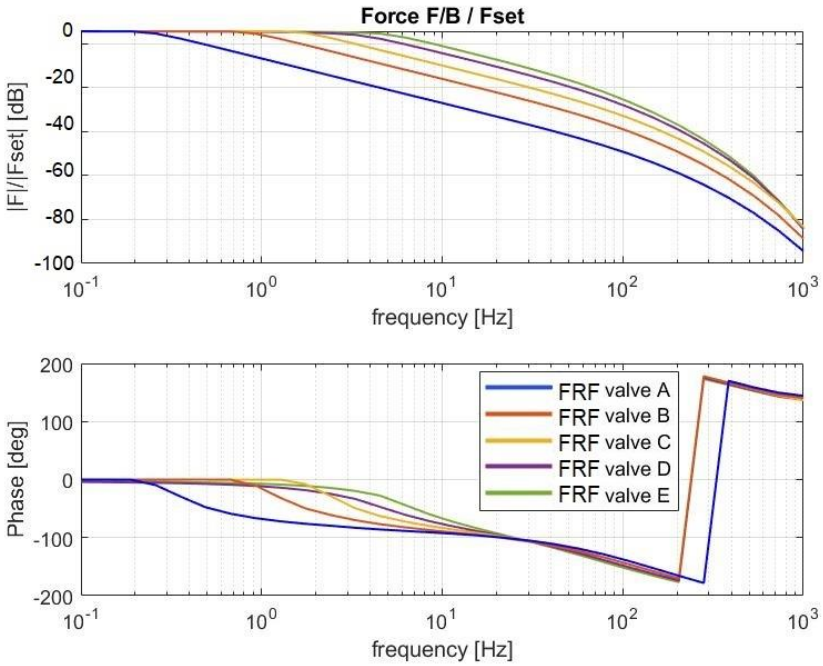

Figura 6.3: Risposta in frequenza del modello pneumatico al variare della valvola

Si nota facilmente come all'aumento delle dimensioni della valvola, il grafico si sposta sempre più a destra, cioè verso frequenze sempre maggiori. Per poter determinare la banda passante di ciascuna valvola si segue il procedimento illustrato di seguito:

- si prende il valore massimo del modulo nella zona in cui il grafico è approssimativamente piatto. Nel caso in esame tale valore è per tutte le valvole circa $\boldsymbol{M_{dB} = 0.0562}$ **[dB];**
- si divide il valore del modulo così ottenuto per $\sqrt{2}$. Poiché nel grafico i valori del modulo della risposta in frequenza sono rappresentati in decibel, per effettuare il calcolo della frequenza di taglio occorre considerare che, per le proprietà del logaritmo, il valore in decibel del modulo in corrispondenza della frequenza di taglio è uguale al valore in banda passante diminuito di 3 dB. Si ottiene, quindi, il valore del modulo nella banda passante, detto **guadagno di banda passante** come: $\boldsymbol{M_{dB} - 3dB = -3.0562}$ **[dB];**
- si legge dal grafico la **frequenza di taglio** [Hz] del sistema, ossia il valore di frequenza in corrispondenza del quale il modulo è pari al guadagno di banda passante.
- si ricava la **pulsazione di taglio** [rad/s] come: $\boldsymbol{\omega_t = 2\pi f_t}$.

Iterando la procedura per le cinque valvole si ottengono i risultati riportati di seguito.

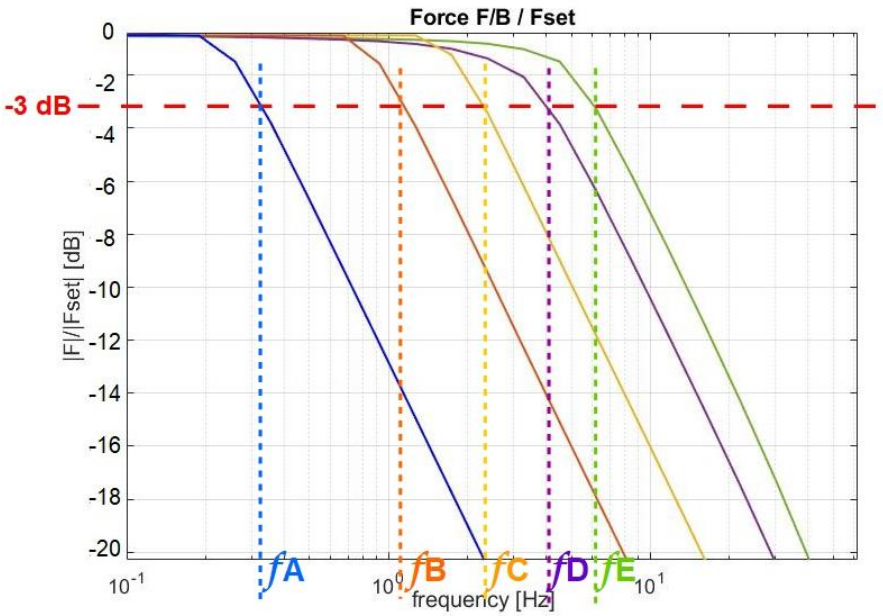

Figura 6.4: Frequenza di taglio al variare della valvola

Tabella 6.3: Frequenze e pulsazioni di taglio per le valvole MPYE

Valvola	f_t	ω_t
A	0.34083 [Hz]	2.1415 [rad/s]
B	1.19722 [Hz]	7.5224 [rad/s]
C	2.41104 [Hz]	15.1490 [rad/s]
D	4.23362 [Hz]	26.6006 [rad/s]
E	6.39361 [Hz]	40.1722 [rad/s]

Si nota come all'aumentare della taglia della valvola, aumenta anche la frequenza di taglio, quindi la banda passante del sistema pneumatico. Questo accade poiché, nonostante la frequenza critica della valvola (vedi catalogo in 3.2.19) diminuisca all'aumentare della taglia della valvola, l'effetto principale è il passaggio di una maggiore portata, dunque una migliore performance del sistema, che garantisce una banda passante maggiore. Poiché è preferibile avere un componente con una banda passante quanto più ampia possibile, la scelta è direzionata verso una valvola dalle dimensioni più grandi.

6.4 Precisione a regime

Un'altra specifica molto importante da considerare nella scelta di un componente è la precisione del sistema, espressa in termini di errore a regime della risposta del sistema in anello chiuso al gradino. Se l'obiettivo del controllo è che l'uscita insegua l'ingresso è necessario che il sistema sia fedele, ossia soddisfi specifiche statiche espresse in termini del valore dell'errore a regime.
Generalmente il sistema risponde ad un ingresso a gradino con un errore a regime che è finito, cioè l'inseguimento va parzialmente a buon fine, poiché il sistema si comporta a regime come l'ingresso, producendo una uscita costante, che però non è pari al valore desiderato, ossia il riferimento.

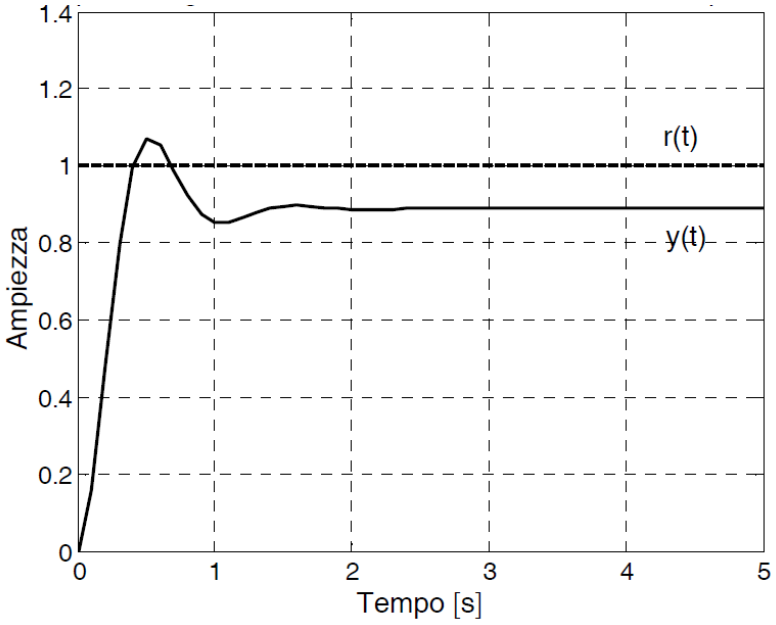

Figura 6.5: Esempio di una risposta a gradino con errore a regime

L'errore viene, quindi, definito come:

$$e(t) = y(t) - r(t) \tag{6.2}$$

Considerando gli ultimi istanti in Figura 5.90, si possono definire gli errori a regime delle risposte delle cinque valvole considerate. In particolare, si riporta in Tabella 6.4 l'errore relativo definito nelle (5.12).

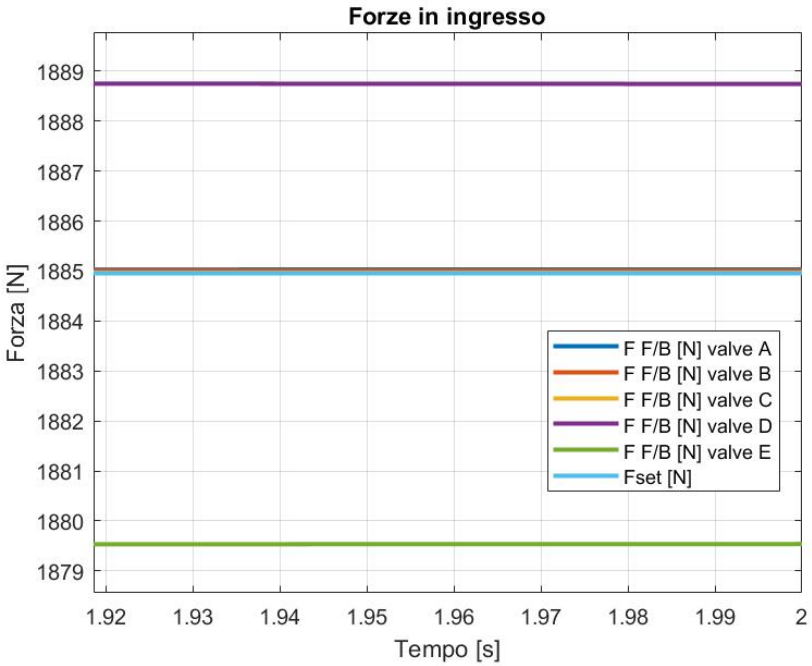

Figura 6.6: Risposta al gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime

Tabella 6.4: Errore relativo a regime delle valvole MPYE

Valvola	Δ	$e.r.\%$
A	0.0753 [N]	0.004 %
B	0.0580 [N]	0.0031 %
C	0.0102 [N]	0.0005 %
D	3.7844 [N]	0.2008 %
E	-5.4156 [N]	0.2873 %

Tale errore viene anche detto statico. Si nota come all'aumentare della dimensione della valvola aumenta anche l'errore a regime, ma in tutti i casi esso è inferiore all'1%, soglia di errore ampiamente tollerabile. La stessa analisi viene condotta a valle dell'introduzione del disturbo a step ed armonico. Nel primo caso, viene valutato sempre il Δ tra la risposta e l'ingresso, nel secondo, come nel Paragrafo 5.5.3, si considera il Δ massimo tra quello superiore e quello inferiore.

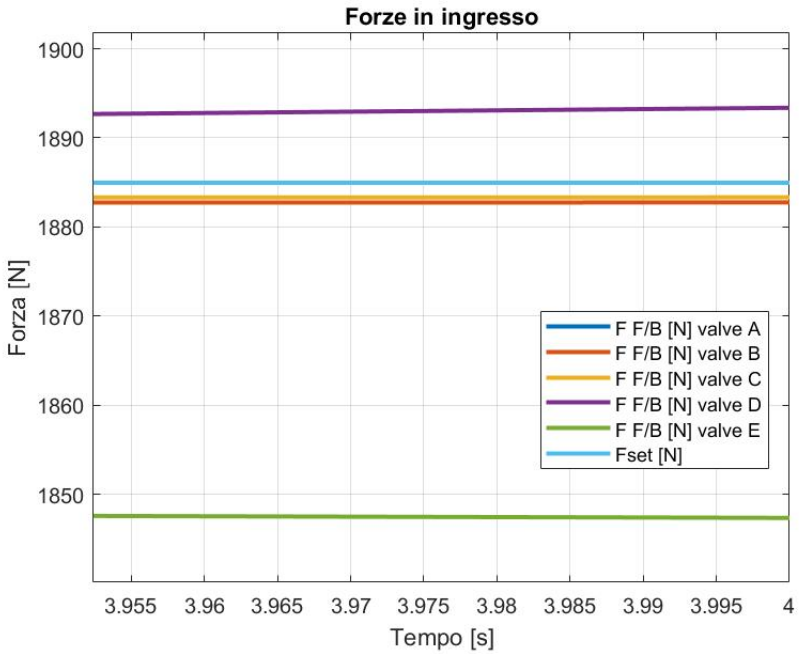

Figura 6.7: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime

Tabella 6.5: Errore relativo a regime delle valvole MPYE con disturbo a gradino

Valvola	Δ	$e.r.\%$
A	4463.1 [N]	236.77 %
B	-2.210 [N]	0.1172 %
C	-1.640 [N]	0.0870 %
D	8.380 [N]	0.4446 %
E	-37.670 [N]	1.9985 %

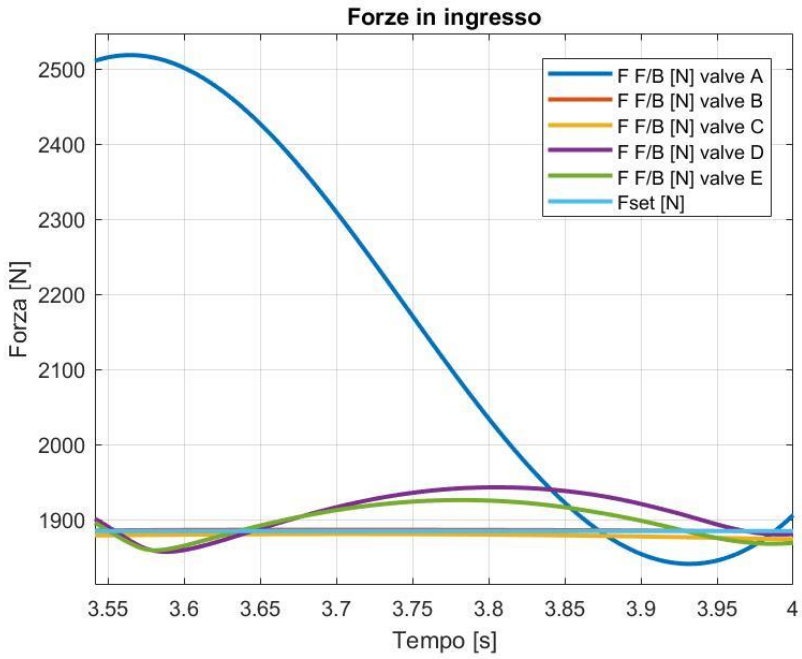

Figura 6.8: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata al variare della valvola, zoom a regime

Tabella 6.6: Errore relativo a regime delle valvole MPYE con disturbo armonico

Valvola	Δ_1	Δ_2	Δ	$e.r.\%$
A	633.5470 [N]	-43.6935 [N]	633.5470 [N]	33.6107 %
B	1.7235 [N]	-1.8802 [N]	1.8802 [N]	0.0997 %
C	1.9550 [N]	-10.6123 [N]	10.6123 [N]	0.5630 %
D	58.210 [N]	-27.5750 [N]	58.210 [N]	3.0881 %
E	41.270 [N]	-25.640 [N]	41.270 [N]	2.1894 %

Con l'introduzione del disturbo si vede come la valvola più piccola presenta una percentuale di errore ampiamente fuori la banda auspicabile; questo suggerisce che essa non è la migliore valvola da poter impiegare nel sistema in esame. Le valvole D ed E, ossia le più grandi, presentano una percentuale di errore sotto il 5%, cioè all'interno del limite desiderato, ma si può notare come l'errore più piccolo viene fornito dalle valvole medie B e C, le riportano una percentuale ben inferiore all'1%. Stando a questa specifica, le ultime due menzionate sarebbero le migliori valvole da utilizzare.

6.5 Scelta della valvola proporzionale in portata

Per scegliere, dunque, la valvola più adatta ad essere impiegata nel banco prova in esame, si comparano tutte le specifiche analizzate, al fine di determinare il giusto compromesso tra tempi di risposta, frequenza critica ed errore relativo.
Per chiarezza, sono stati riassunti questi valori in un'unica tabella e successivamente sono stati riportati in forma grafica.

Tabella 6.7: Parametri caratteristici delle valvole MPYE

Valvola	t	f_t	$e.r.\%$ statico	$e.r.\%$ (d: step)	$e.r.\%$ (d: syn)
A	0.89293 [s]	0.34083 [Hz]	0.004 %	236.77 %	33.6107 %
B	0.26284 [s]	1.19722 [Hz]	0.0031 %	0.1172 %	0.0997 %
C	0.13711 [s]	2.41104 [Hz]	0.0005 %	0.0870 %	0.5630 %
D	0.12836 [s]	4.23362 [Hz]	0.2008 %	0.4446 %	3.0881 %
E	0.07661 [s]	6.39361 [Hz]	0.2873 %	1.9985 %	2.1894 %

In Figura 6.9 è riportato il confronto tra i tempi di risposta al gradino (scalati di un ordine di grandezza per essere visibili nel grafico) e le frequenze di taglio delle cinque valvole.

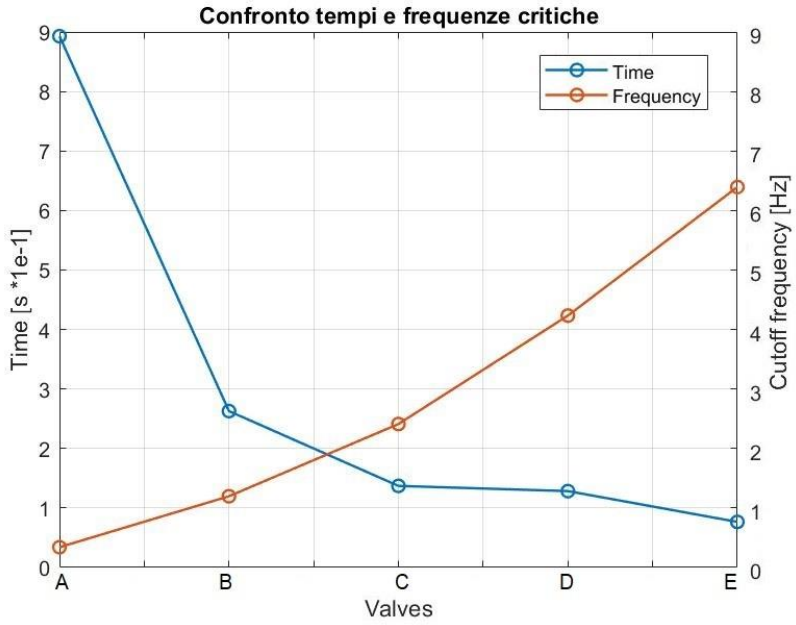

Figura 6.9: Confronto tempi e frequenze critiche per le valvole MPYE

Si vede come queste due grandezze siano tra loro inversamente proporzionali. Poiché si vuole avere un breve tempo di assestamento ed una grande frequenza critica, ci si orienta verso una valvola medio-grande.
Successivamente in un grafico a radar sono stati considerati anche gli errori relativi a regime, sia statici che a valle del disturbo a gradino ed armonico. Anche questi ultimi sono stati scalati in ordine di grandezza per rendere le unità tutte comparabili tra loro e ben visibili nel grafico. Per quanto riguarda gli errori, va da sé che devono essere quanto più piccoli possibile, perciò il grafico deve aiutare ad individuare la valvola che presenta il valore più alto di frequenza con tempi ed errori ridotti.

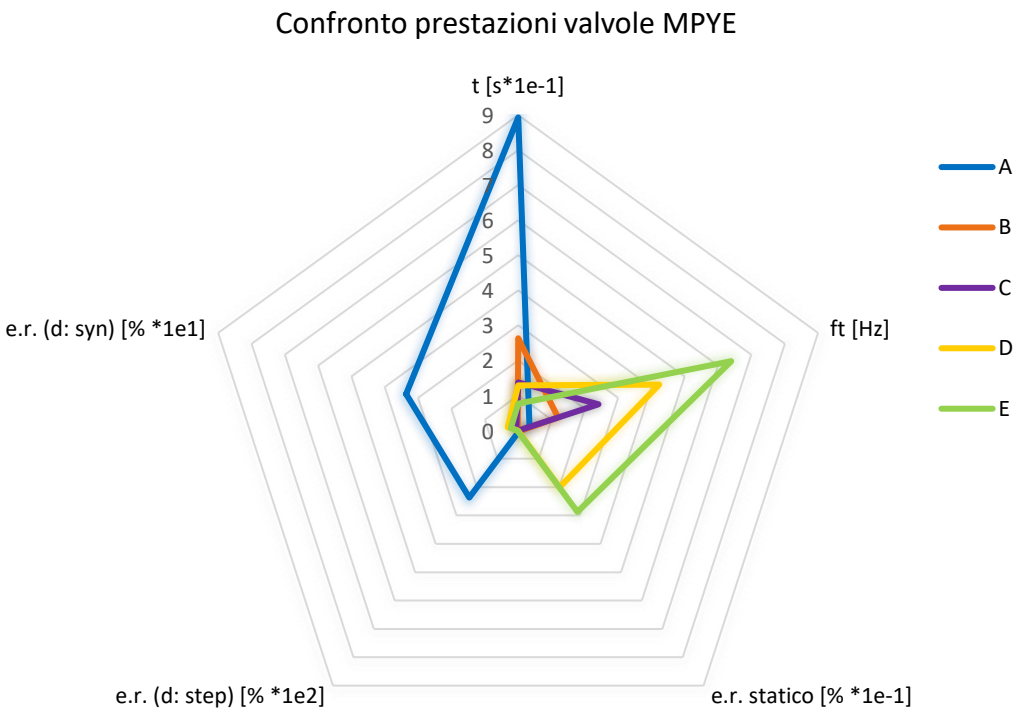

Figura 6.10: Confronto tra le prestazioni delle valvole MPYE

Escludendo la valvola A che ha tempi di risposta molto lenti, ci si concentra sulle altre quattro. Inoltre, per meglio visualizzare il comportamento delle valvole, ogni valore è stato adimensionalizzato rispetto al massimo corrispondente, in modo da avere una mappa compresa tra 0 e 1.

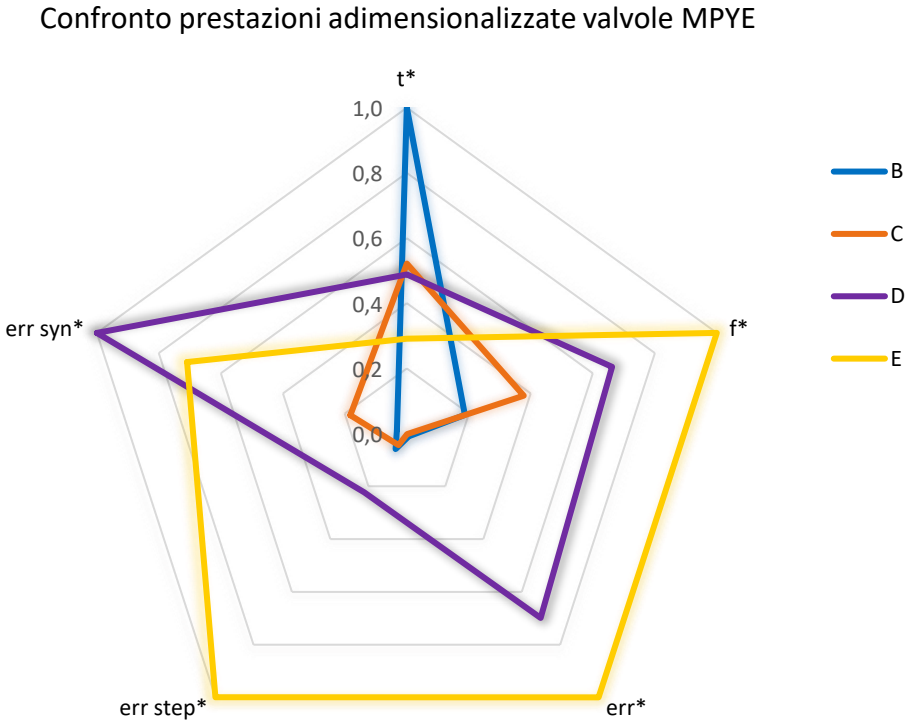

Figura 6.11: Confronto tra le prestazioni adimensionalizzate delle valvole MPYE

Si osserva che la valvola B è, tra queste, la più lenta a rispondere, perciò viene esclusa; le valvole C, D ed E hanno tempi man mano minori e frequenze man mano maggiori, mentre gli errori sono per tutte inferiori alla soglia del 5%.
Tutte queste valutazioni e comparazioni fatte sulle valvole MPYE proporzionali in flusso portano a dire che la portata fluente in ciascuna valvola è fortemente dipendente dalla taglia e tale fattore risulta, dunque, essere il fattore principale che influenza la risposta.
In definitiva, una valvola di grandi dimensioni risulta, da queste considerazioni, essere più adatta a seguire il sistema pneumatico in esame, garantendo una risposta rapida e precisa, perciò per l'applicazione in esame è stata scelta la valvola E, in quanto più grande, veloce e precisa a regime.

6.6 Ottimizzazione complessiva delle costanti

A valle di tale scelta, è stata condotta un'ulteriore ottimizzazione dei parametri dei controllori in cui variano tutti i coefficienti per soddisfare i requisiti sui tempi di risposta e sulle bande di errore in un unico passaggio.

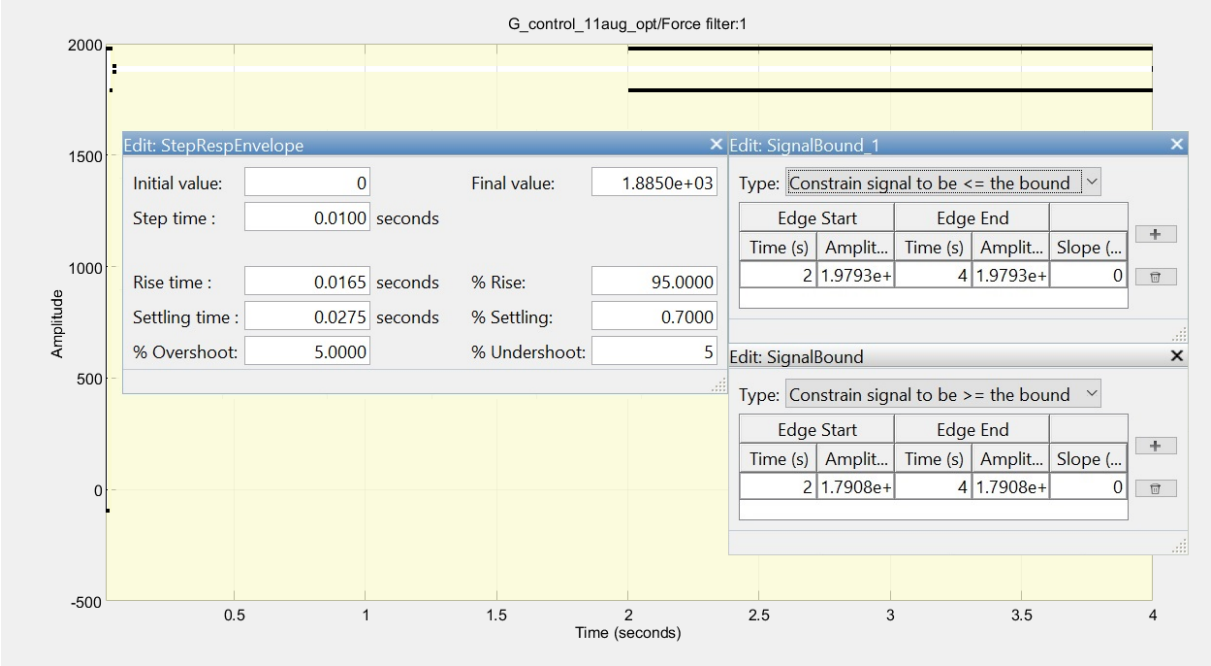

Figura 6.12: Limiti per l'ottimizzazione complessiva

Si riportano di seguito gli andamenti della risposta del sistema quando viene introdotto un disturbo a gradino e, successivamente, uno armonico.

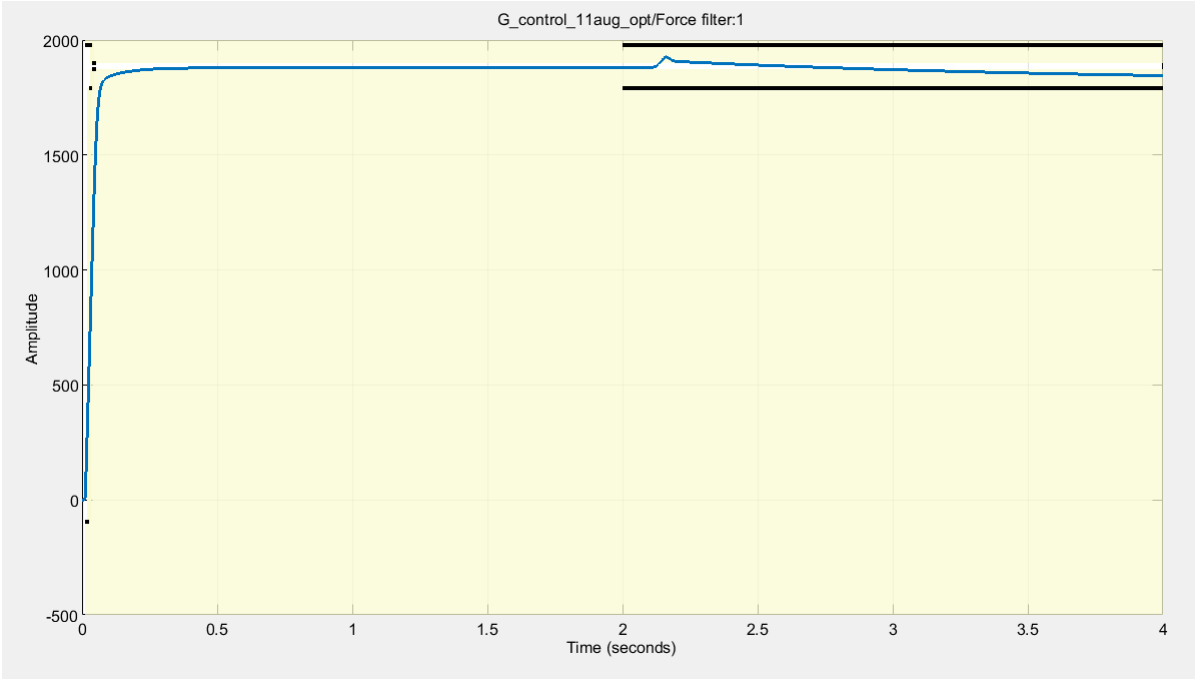

Figura 6.13: Risposta al gradino con disturbo a gradino ottimizzata complessivamente, valvola E

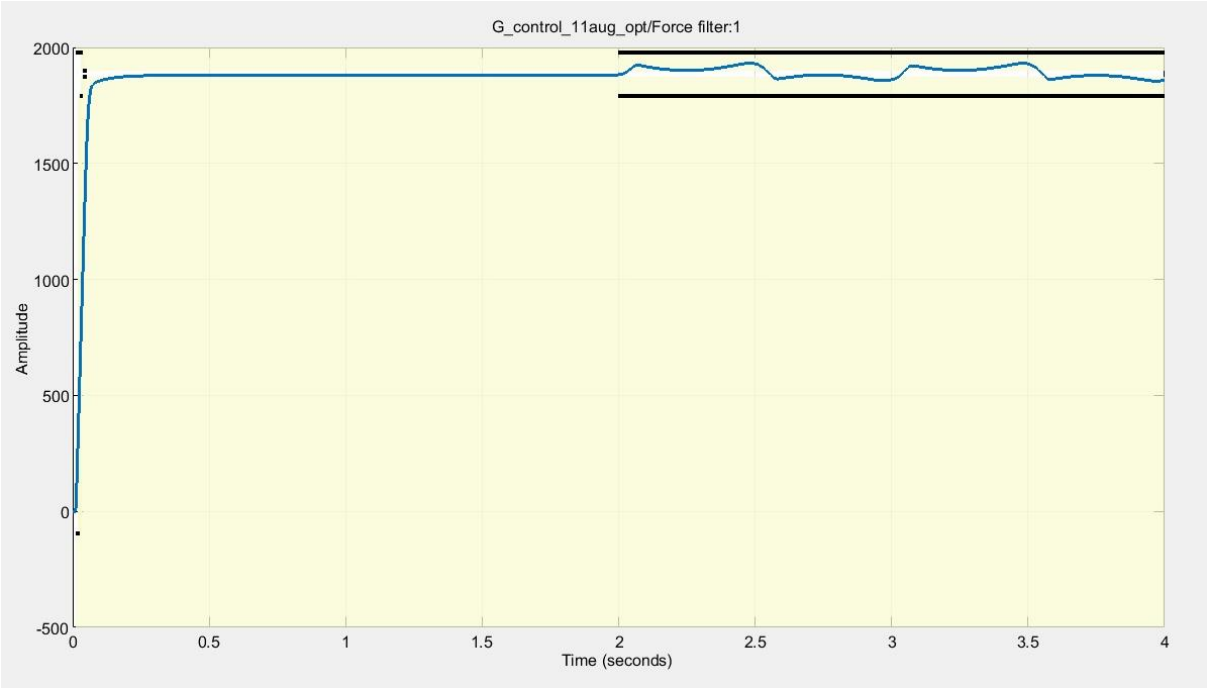

Figura 6.14: Risposta al gradino con disturbo armonico ottimizzata complessivamente, valvola E

I valori di costanti ottenute dalle due ottimizzazioni sono riportati nella Tabella 6.8.

Tabella 6.8: Costanti ottimizzate dei PI della valvola MPYE-E

	k_P	k_I	k_{ff}	τ_1	τ_2
d: step	$7.2*10^{-3}$	$2.4632*10^{-5}$	-22.2116	0.7766	1.84
d: syn	$9.2*10^{-3}$	$5.2152*10^{-5}$	-8.7617	0.9111	0.7858

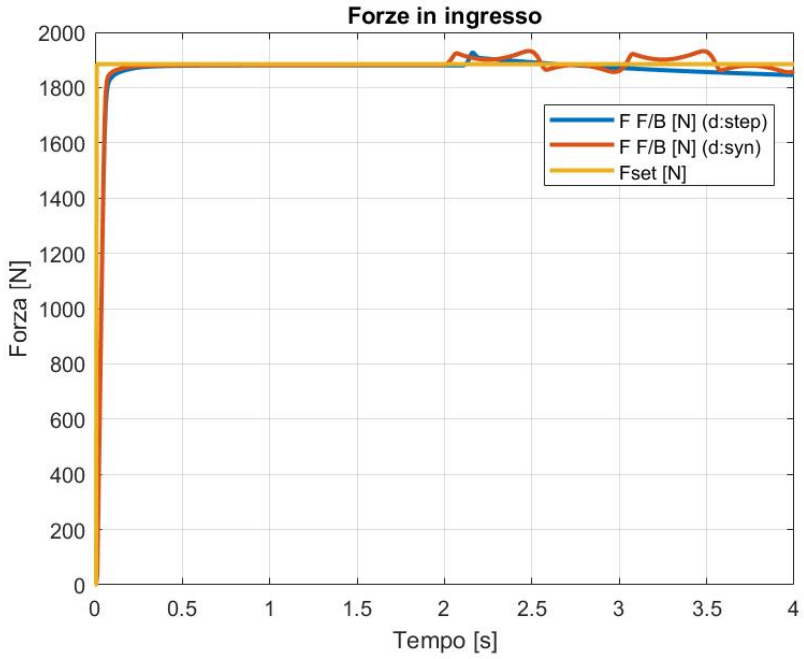

Figura 6.15: Confronto risposte al gradino ottimizzate complessivamente, valvola E

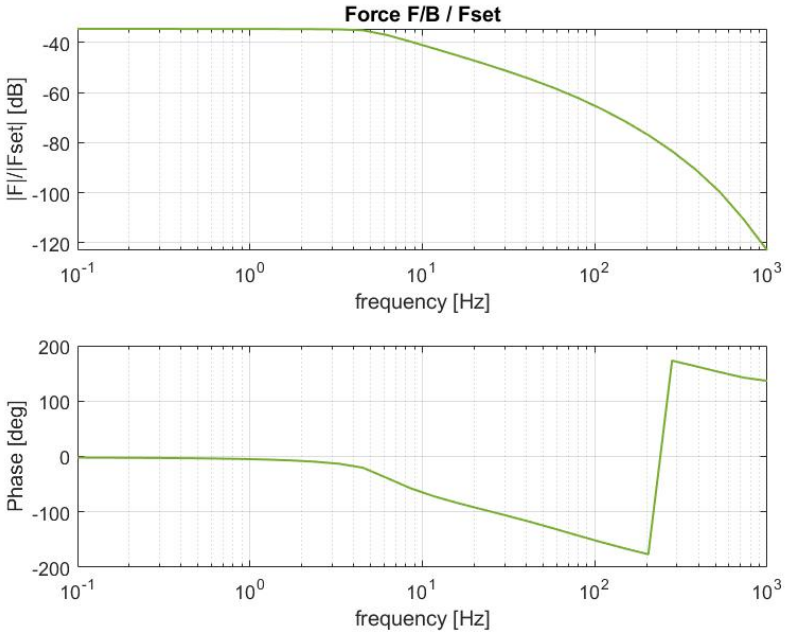

Figura 6.16: Risposta in frequenza del modello pneumatico con la valvola MPYE-E

Tabella 6.9: Parametri caratteristici ottimizzati della valvola MPYE-E

t	f_t	$e.r.\%$ statico	$e.r.\%$ (d: step)	$e.r.\%$ (d: syn)
0.06213 [s]	6.63536 [Hz]	0.1804 %	2.1119 %	2.4775 %

Dal plot delle risposte al gradino con disturbo a gradino ed armonico e dalla riposta in frequenza si ricavano le specifiche di tempi e frequenze critici ed errori relativi aggiornati.
In definitiva, dopo aver modellizzato e scelto la valvola proporzionale in flusso più adatta e dopo averla testata all'interno di un sistema di controllo pneumatico in anello chiuso, ricavandone le performance, si può definire il modello finale del banco prova, andando ad inserire al suo interno il nuovo modello pneumatico.

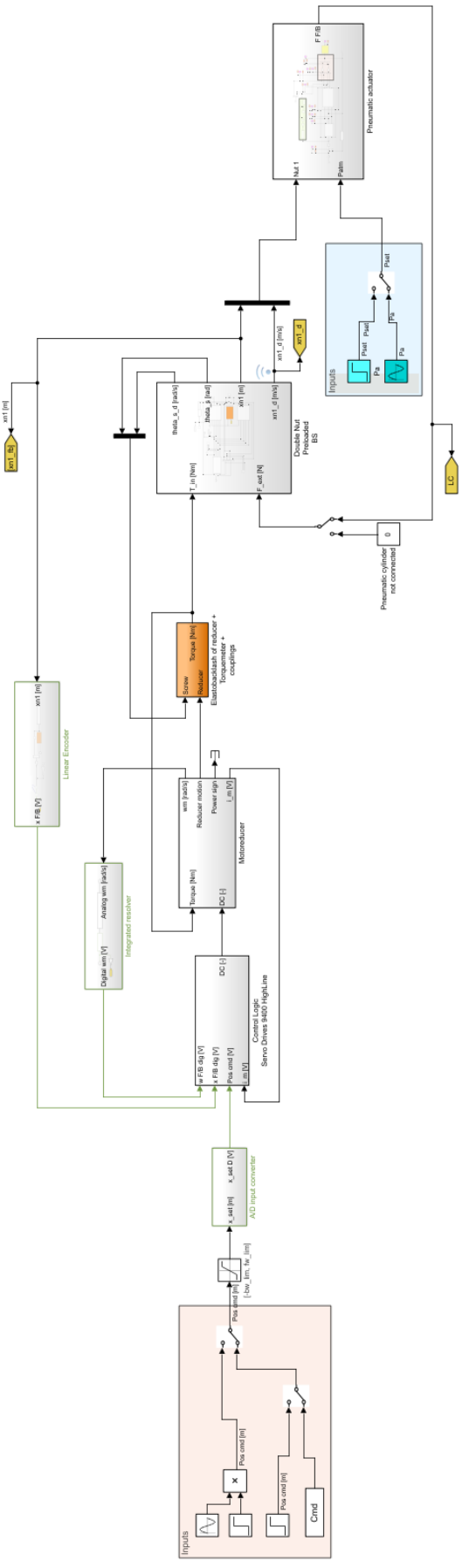

Figura 6.17: Nuovo modello del banco prova per viti a ricircolo di sfere

Capitolo 7

Prestazioni dei modelli di controllo

In questo capitolo viene presentata la risposta in frequenza dei modelli in controllo forza presentati precedentemente, al fine di investigarne caratteristiche e prestazioni. La funzione di risposta in frequenza costituisce una rappresentazione dei sistemi lineari tempoinvarianti equivalente alla rappresentazione secondo le equazioni differenziali, considerando sistemi inizialmente in quiete. Il vantaggio principale di tale approccio è l'attitudine del metodo ad essere rilevato sperimentalmente.
Dopo una presentazione dal punto di vista matematico della funzione di risposta in frequenza, viene proposta una rosa di prove sperimentali, condotte su entrambi i modelli, caratterizzandoli in termini di prestazioni statiche e dinamiche.
Il servocomando in oggetto di questa tesi è un attuatore di tipo elettromeccanico che dovrà sostituire un servocomando idraulico ad alte prestazioni per il controllo degli alettoni di un velivolo militare a scopo tecnologico. Affinché sia altamente performante, deve soddisfare i seguenti requisiti:

- velocità massima della slitta pari a 70 mm/s;
- corsa utile della slitta pari a 300 mm;
- pressione massima del cilindro pneumatico pari a 6 bar;
- carico esterno massimo pari a 12 kN;
- minimo gioco assiale da rilevare pari a 1 μm;
- minimo gioco angolare da rilevare pari a 0.072°.
- risposta in frequenza con attenuazione/amplificazione piccola, almeno a basse frequenze, e ritardo di fase minore di 90° per comandi con frequenza fino a 5 Hz.

Tali requisiti devono essere tenuti in conto per analizzare anche i sottocomponenti, tra cui il sistema pneumatico, di particolare interesse in questa tesi.
Nella fattispecie, se la larghezza di banda del servosistema è dell'ordine della decina di Hz, è necessario che i suoi sottosistemi abbiano una larghezza di banda maggiore di almeno un ordine di grandezza, per poter mantenere un guadagno costante a 0 dB per almeno una decade. Il ragionamento si applica uguale man mano che si scende di livello nella progettazione dei componenti.

7.1 Risposta in frequenza

La funzione di risposta in frequenza non è altro che l'analisi nel dominio della frequenza di sistemi di controllo lineari e tempoinvarianti. Tale analisi si dice anche armonica, in quanto ha come obiettivo la deduzione della risposta dei sistemi a segnali canonici di ingresso di tipo sinusoidale.

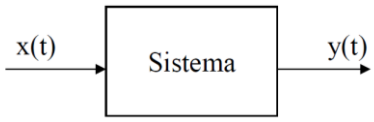

Figura 7.1: Rappresentazione di un sistema a scatola chiusa

Si consideri un sistema a scatola chiusa, come in Figura 7.1, a cui è applicato un ingresso sinusoidale:

$$x(t) = Xsin(\omega t) \tag{7.1}$$

La sua uscita a regime, cioè la risposta del sistema a transitorio esaurito, varia anch'essa con legge sinusoidale caratterizzata dalla stessa pulsazione ω dell'ingresso e può quindi essere espressa con la relazione:

$$y(t) = Y(\omega)sin\big(\omega t + \varphi(\omega)\big) \tag{7.2}$$

Questa espressione mostra che l'ampiezza dell'uscita e l'angolo di fase rispetto all'ingresso sono, in generale, funzioni della pulsazione ω del segnale di ingresso applicato.
Si definisce, allora, funzione di risposta armonica la funzione F(ω), di variabile reale ω ed a valori complessi, avente come modulo il rapporto Y(ω)/X e come argomento l'angolo ϕ(ω):

$$F(\omega) = \frac{Y(\omega)}{X}e^{j\varphi(\omega)} = \frac{Y(\omega)}{X}\Big(\cos\big(\varphi(\omega)\big) + jsin\big(\varphi(\omega)\big)\Big) \tag{7.3}$$

La funzione di risposta armonica descrive completamente il comportamento del sistema in condizione di regime periodico alle varie frequenze. Infatti, dalla relazione precedente si deducono il modulo e la fase:

$$\begin{aligned} |F(\omega)| &= \frac{Y(\omega)}{X} \\ \sphericalangle F(\omega) &= \varphi(\omega) \end{aligned} \tag{7.4}$$

e quindi la generica risposta in regime sinusoidale si esprime anche come:

$$y(t) = |F(\omega)|Xsin\big(\omega t + \sphericalangle F(\omega)\big) \tag{7.5}$$

Inoltre, applicando la trasformata di Laplace al segnale di ingresso e a quello di uscita, ossia riscrivendo le due funzioni nella variabile s di Laplace, la funzione di trasferimento del sistema è:

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \tag{7.6}$$

La funzione di risposta armonica, allora, è legata alla funzione di trasferimento:

$$\begin{aligned} F(\omega) = G(s)|_{s=j\omega} &= G(j\omega) \\ |F(\omega)| &= |G(j\omega)| \\ \sphericalangle F(\omega) &= \sphericalangle G(j\omega) \end{aligned} \tag{7.7}$$

Pertanto, la risposta a regime del sistema all'ingresso sinusoidale vale:

$$y(t) = |G(j\omega)|Xsin\big(\omega t + \sphericalangle G(j\omega)\big) \tag{7.8}$$

La funzione di risposta armonica $G(j\omega)$, essendo una funzione di variabile reale ω a valori complessi, ha due rappresentazioni possibili, ossia la notazione trigonometrica, basata sulla rappresentazione in modulo e fase:

$$G(j\omega) = |G(j\omega)|e^{j\sphericalangle G(j\omega)} \tag{7.9}$$

e la notazione cartesiana, basata sulla rappresentazione di parte reale e parte immaginaria:

$$G(j\omega) = Re\{G(j\omega)\} + j\, Imm\{G(j\omega)\} \tag{7.10}$$

La rappresentazione in modulo e fase della funzione di risposta armonica si effettua con i diagrammi di Bode, mentre la rappresentazione di parte reale e immaginaria si effettua con i diagrammi polari o di Nyquist.

7.1.1 Diagrammi di Bode

Poiché l'interesse è quello di investigare le prestazioni del sistema, si utilizzerà la rappresentazione con i diagrammi di Bode. Essi si costruiscono rappresentando in due grafici differenti in funzione della pulsazione ω rispettivamente il modulo (a) e l'argomento (b) della funzione di risposta armonica, con le seguenti convenzioni: in entrambi i diagrammi di Bode (delle ampiezze e delle fasi) sull'asse delle ascisse non viene direttamente riportata la pulsazione ω, bensì la quantità $\log_{10}\omega$. In questo modo l'asse delle ascisse viene suddiviso in decadi, per cui gli estremi di una decade sono due valori di pulsazione di cui quello finale è pari a 10 volte quello iniziale. Si osserva che, nonostante la scala usata per le ascisse sia quella logaritmica, i valori numerici riportati sono quelli effettivi della pulsazione ω espressa in radianti, in modo da facilitare la lettura del diagramma. Sull'asse delle ordinate, nel diagramma dei moduli non viene riportato direttamente il modulo $G(j\omega)$, bensì la quantità $20\log_{10}G(j\omega)$, ossia il modulo di $G(j\omega)$ espresso in dB, mentre nel diagramma delle fasi viene riportata direttamente la fase $\arg(G(j\omega))$ espressa in gradi.

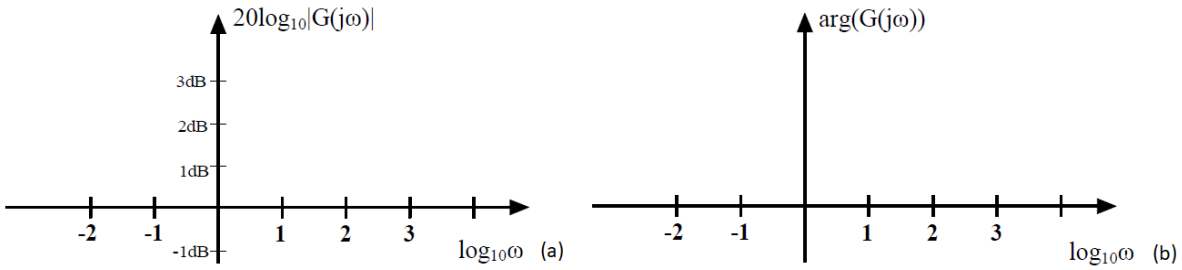

Figura 7.2: Diagrammi di Bode

Nel caso di diagrammi di Bode delle ampiezze, una curva disposta al di sopra dell'asse delle ascisse (o asse a 0 dB) corrisponde ad un diagramma in cui sia $20\log_{10}|G(j\omega)|>0$, ovvero $|G(j\omega)|>1$ e quindi ad un intervallo di pulsazioni in cui il sistema amplifica a regime l'ampiezza dei segnali in ingresso. Analogamente si deduce che una curva disposta al di sotto dell'asse a 0 dB corrisponde ad un diagramma in cui sia $20\log_{10}|G(j\omega)|<0$, ovvero $|G(j\omega)|<1$ e quindi ad un intervallo di pulsazioni in cui il sistema attenua i segnali in ingresso.
Inoltre, nel caso di diagrammi di Bode delle fasi, una curva disposta al di sopra dell'asse delle ascisse (o asse a 0 rad) corrisponde ad un diagramma in cui sia $\arg(G(j\omega))>0$ e quindi ad un intervallo di pulsazioni in cui il sistema sfasa con un anticipo di fase a regime la fase dei segnali in ingresso ed analogamente una curva disposta al di sotto dell'asse a 0 rad corrisponde ad un diagramma in cui sia $\arg(G(j\omega))<0$ e quindi ad un intervallo di pulsazioni in cui il sistema fornisce un ritardo di fase ai segnali in ingresso.

I diagrammi di Bode di un qualsiasi sistema lineare tempoinvariante si ottengono sommando i contributi elementari che compongono la funzione di risposta armonica. Tali contributi sono di seguito elencati e per ognuno viene fornita la rappresentazione nei diagrammi di Bode.

- $\boldsymbol{G(j\omega) = K}$ **Costante di guadagno**

Questa funzione ha modulo pari a |K| indipendente da ω, quindi il diagramma dei moduli è una retta orizzontale corrispondente al valore $20\log_{10}|K|$, pertanto tale retta è disposta al di sopra (sotto) dell'asse delle ascisse se |K|>1 ovvero il guadagno è un'amplificazione (|K|<1 ovvero il guadagno è un'attenuazione), mentre coincide con la retta a 0 dB nei casi K=±1. Inoltre, la fase del sistema dipende dal segno di K: se K è positivo la fase è 0, mentre se K è negativo la fase è -π.

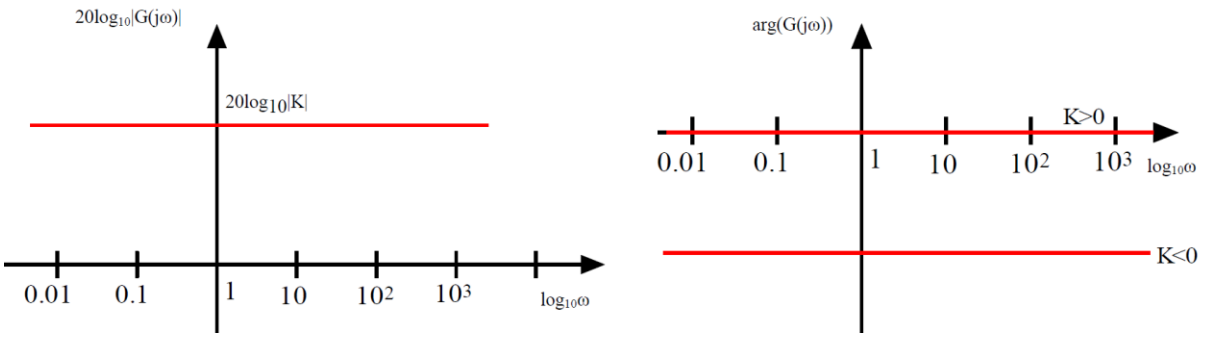

Figura 7.3: Diagrammi di Bode della costante di guadagno

- $\boldsymbol{G(j\omega) = (j\omega)^{-\mu}}$ **Uno o più poli nell'origine**

Definito μ il numero di poli nulli nella funzione di trasferimento, il modulo è rappresentato da una retta passante per l'origine e di pendenza -20μdB/decade dipendente dal valore di μ. L'argomento, invece, è una retta orizzontale pari a -μπ/2.

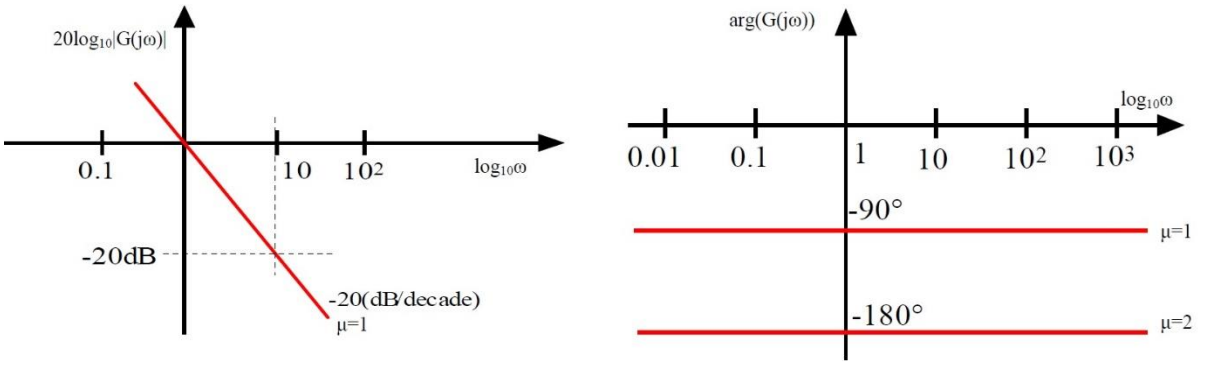

Figura 7.4: Diagrammi di Bode del polo nell'origine

- $\boldsymbol{G(j\omega) = (1 + j\omega T)^{-1}}$ **/** $\boldsymbol{G(j\omega) = (1 + j\omega T)}$ **Polo/zero reale**

Detta $\omega_B = \frac{1}{T}$ la pulsazione di break (o di rottura), l'andamento di $|G(j\omega)|$dB è una retta coincidente con l'asse orizzontale per $\omega \ll \omega_B$, mentre per $\omega \gg \omega_B$ è una retta passante per il punto $(0, \omega_B)$ con pendenza di -20 dB/decade. In particolare, si può assumere che $\omega \ll \omega_B$ indichi le pulsazioni poste una decade al di sotto di ω_B e $\omega \gg \omega_B$ indichi le pulsazioni poste una decade al di sopra di ω_B. Per l'andamento del diagramma nell'intorno di ω_B, ossia tra $\omega_B/10$ e $10\omega_B$ si può costruire il diagramma asintotico, semplicemente prolungando i due tratti estremi fino a congiungersi in ω_B che approssima

molto bene il diagramma reale delle ampiezze. L'errore massimo si ha alla pulsazione $\omega = \omega_B$ e corrisponde a circa 3dB. Per la fase, si ha per $\omega \ll \omega_B$ $\arg(G(j\omega)) = 0°$,per $\omega \gg \omega_B$ $\arg(G(j\omega)) = -90°$ e per $\omega = \omega_B$, $\arg(G(j\omega)) = -45°$, perciò si può fare lo stesso ragionamento di approssimazione del diagramma considerando due punti $\omega_a = \frac{\omega_B}{4.81}$ e $\omega_b = 4.81\ \omega_B$.

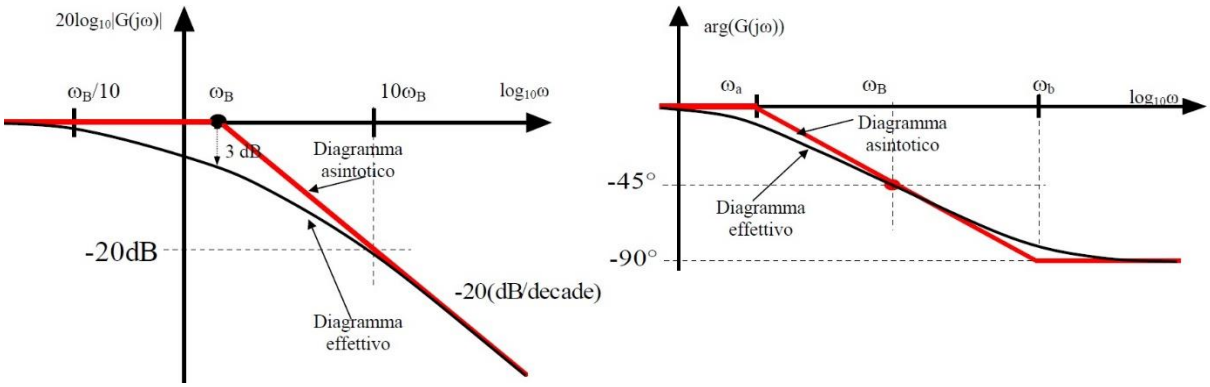

Figura 7.5: Diagrammi di Bode del polo reale a fase minima

Per uno zero, rispetto al caso precedente le ampiezze in dB sono positive con pendenza +20dB/decade e con un errore massimo di 3 dB nella pulsazione di break dello zero. Il diagramma della fase è simmetrico rispetto all'asse delle ascisse in quanto va da 0° a +90°.

- $\boldsymbol{G(j\omega) = \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j\frac{2\delta}{\omega_n}\omega\right)^{-1} / G(j\omega) = \left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j\frac{2\delta}{\omega_n}\omega\right)}$ **con** $\boldsymbol{0 \le \delta < 1}$ **Poli/zeri complessi e coniugati**

Detta ω_n la pulsazione naturale del sistema, l'andamento di $|G(j\omega)|$dB è una retta coincidente con l'asse orizzontale per $\omega \ll \omega_n$, mentre per $\omega \gg \omega_n$ è una retta passante per il punto $(0, \omega_n)$ con pendenza di -40 dB/decade. Il diagramma asintotico si ottiene semplicemente prolungando i due tratti estremi fino a congiungersi in ω_n come nel caso di un polo semplice.
Per la fase, si ha per $\omega \ll \omega_n$ $\arg(G(j\omega)) = 0°$,per $\omega \gg \omega_n$ $\arg(G(j\omega)) = -180°$ e per $\omega = \omega_n$, $\arg(G(j\omega)) = -90°$, perciò si può fare lo stesso ragionamento di approssimazione del diagramma considerando due punti $\omega_a = \frac{\omega_n}{4.81^\delta}$ e $\omega_b = 4.81^\delta\ \omega_n$.

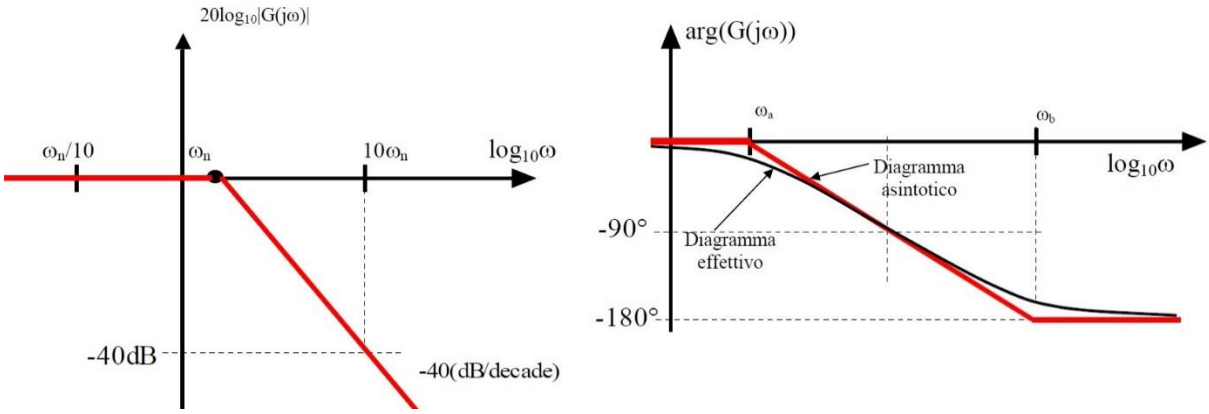

Figura 7.6: Diagrammi di Bode di poli complessi e coniugati a fase minima

Sia il modulo che la fase dipendono, oltre che dalla pulsazione naturale, anche dal coefficiente di smorzamento δ. Pertanto, si possono esprimere come:

$$|G(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{\left(1-\frac{\omega^2}{\omega_n^2}\right)^2 + \left(\frac{2\delta}{\omega_n}\omega\right)^2}} \qquad (7.11)$$

$$\arg\big(G(j\omega)\big) = \left(-\frac{\frac{2\delta}{\omega_n}\omega}{1-\frac{\omega^2}{\omega_n^2}}\right)$$

Il modulo effettivo per $\omega = \omega_n$ vale $20\log_{10}\frac{1}{2\delta}$ dove δ è il coefficiente di smorzamento e varia con esso come in Figura 7.7.

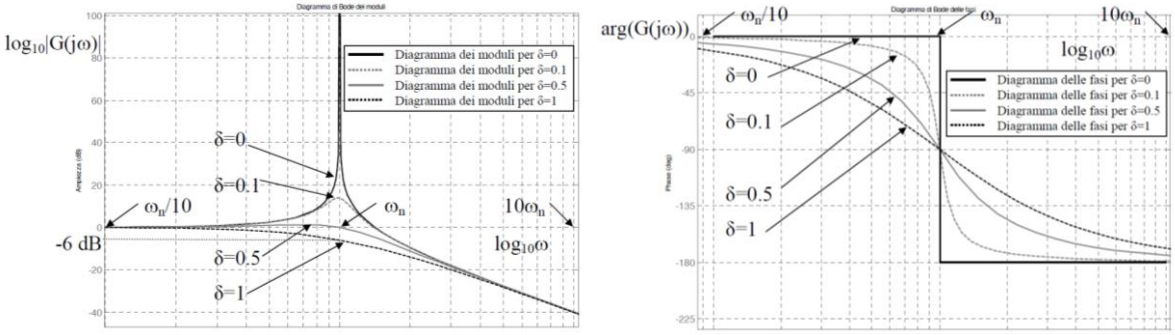

Figura 7.7: Diagrammi di Bode in funzione dello smorzamento

Il modulo della funzione di risposta armonica presenta un massimo alla pulsazione ω_P detta frequenza di picco o di risonanza:

$$\omega_P = \omega_n\sqrt{1-2\delta^2} \qquad (7.12)$$

Sostituendo questa pulsazione di risonanza nell'espressione del modulo, si ottiene il valore del picco di risonanza:

$$M_P = |G(j\omega_P)| = \frac{1}{2\delta\sqrt{1-\delta^2}} \qquad (7.13)$$

Si osserva che la pulsazione di risonanza esiste solo quando $0 \le \delta < \frac{\sqrt{2}}{2}$. Per $\delta = 0$ si hanno due poli immaginari puri e $\omega_P = \omega_n$, $M_P \to \infty$. Se $\delta \ge \frac{\sqrt{2}}{2}$ allora la funzione non presenta un massimo e il diagramma asintotico presenta un errore tra i 3dB ($\delta = \frac{\sqrt{2}}{2}$) e i 6dB ($\delta = 1$).

Una coppia di zeri complessi e coniugati ha un diagramma di Bode dei moduli dato dalla semiretta orizzontale a 0 dB fino alla pulsazione naturale e da una retta a pendenza +40 dB/decade ed un diagramma dei poli dato da una semiretta orizzontale a 0° fino alla prima pulsazione notevole, un tratto raccordato e una retta orizzontale a +180° dopo la seconda pulsazione notevole.

7.1.2 Funzioni di trasferimento

Si consideri un tipico sistema di controllo retroazionato, comprendente un plant con funzione di trasferimento G(s) e un trasduttore con funzione di trasferimento H(s).

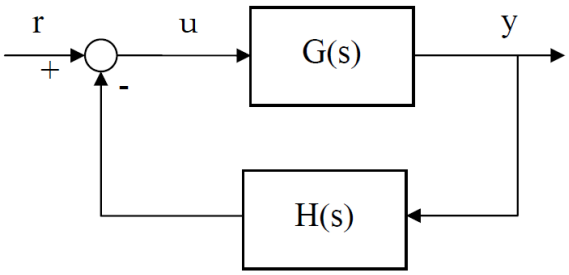

Figura 7.8: Sistema di controllo in anello chiuso

La funzione di trasferimento del sistema in anello aperto è il rapporto tra la trasformata di Laplace dell'uscita y e quella dell'ingresso al plant u, che corrisponde all'errore a valle della retroazione, e vale:

$$G_{OL} = \frac{Y(s)}{U(S)} = G(s) \tag{7.14}$$

Quella in anello chiuso, invece, si calcola a partire dall'uscita fino all'ingresso nel sistema retroazionato r, perciò vale:

$$G_{CL} = \frac{Y(s)}{R(S)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)} \tag{7.15}$$

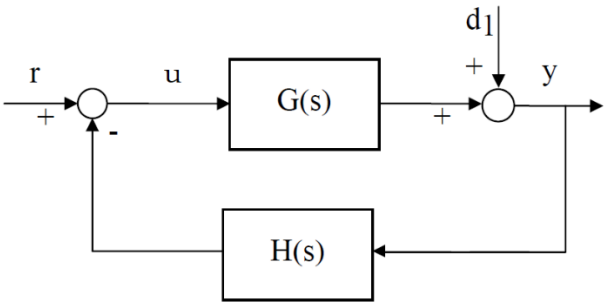

Figura 7.9: Sistema di controllo in anello chiuso con disturbo

Se nel generico sistema di controllo in anello chiuso si introduce un disturbo d1, si può ricavare una funzione di trasferimento tra uscita e disturbo per vedere la risposta del sistema al variare del disturbo.

$$W = \frac{Y(s)}{D1(S)} = \frac{1}{1 + G(s)H(s)} \tag{7.16}$$

Tale funzione di trasferimento si definisce rigidezza dinamica, in quanto rappresenta la risposta del sistema all'introduzione di un disturbo. Si può anche valutare la funzione di trasferimento inversa, ossia il rapporto tra disturbo e uscita, definita cedevolezza dinamica.

7.1.3 Margini di stabilità

Quando un sistema fisico inizialmente in quiete viene sottoposto ad un ingresso di durata finita o di ampiezza limitata, l'uscita del sistema dovrebbe stabilizzarsi ad un certo valore e non continuare ad aumentare indefinitamente, poiché l'energia di un sistema reale non può essere infinita.
Uno degli indicatori prestazionali di un generico sistema è la stabilità, infatti se un sistema di controllo in anello chiuso non è progettato correttamente, è instabile e il suo funzionamento porta al

danneggiamento di alcune apparecchiature. Essa si può verificare analizzando la risposta del sistema ad una perturbazione qualsiasi con diversi criteri analitici oppure graficamente sui diagrammi di Bode. Quest'ultimo è il metodo che viene adottato.
Considerando il classico sistema in Figura 6.8, i poli del sistema in anello chiuso sono le radici della seguente equazione caratteristica del sistema:

$$1 + KG(s)H(s) = 0 \tag{7.17}$$

Affinché un sistema sia asintoticamente stabile, la sua equazione caratteristica deve avere tutte le radici con parte reale negativa. Supponendo K=1, deve essere $G(s)H(s) \neq -1$, ossia:

$$\begin{aligned} |G(s)H(s)| &< 1 \\ \arg\big(G(s)H(s)\big) &< 180° \end{aligned} \tag{7.18}$$

Supponendo che il diagramma di Bode del modulo intersechi l'asse a 0dB una sola volta, si possono dare le seguenti definizioni:

- Pulsazione critica ω_c: pulsazione alla quale il diagramma del modulo taglia l'asse a 0 dB, ossia $|G(s)H(s)| = 1 \; oppure \; |G(s)H(s)|_{dB} = 0$
- **Margine di fase M_f**: differenza tra 180° e la fase in corrispondenza della pulsazione critica ω_c, $M_f = 180° - \arg\left(|G(s)H(s)|_{s=j\omega_c}\right)$
- Pulsazione di taglio ω_f: frequenza alla quale il diagramma della fase interseca l'orizzontale a -180°, $\arg\left(|G(s)H(s)|_{s=j\omega_f}\right) = -180°$
- **Margine di ampiezza o di guadagno M_a**: differenza tra 0dB e il modulo in corrispondenza della frequenza di taglio ω_f, $M_a = -20log_{10}|G(s)H(s)|_{s=j\omega_f}$

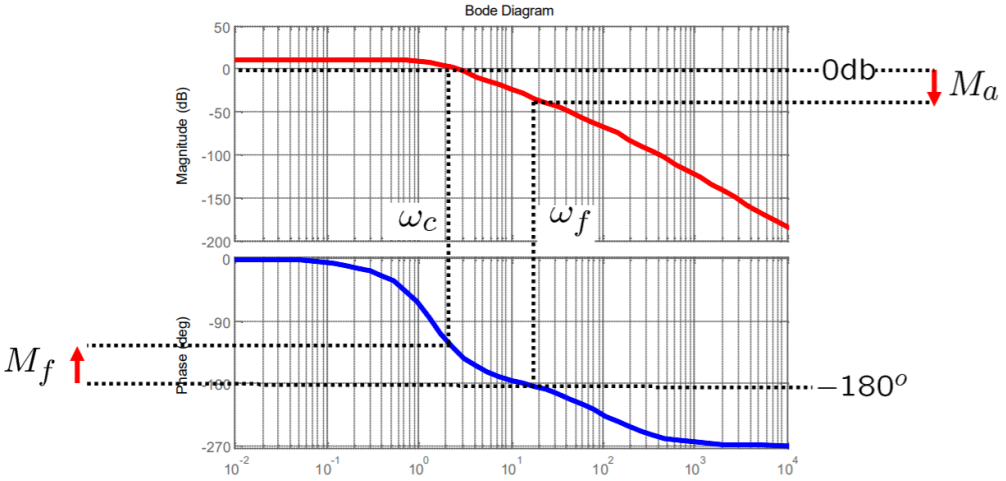

Figura 7.10: Margini di ampiezza e fase

Con riferimento a tali grandezze, si può dire che condizione necessaria e sufficiente per l'asintotica stabilità del sistema in retroazione è che il margine di fase e quello di ampiezza siano positivi. Esso rappresenta una misura della robustezza della stabilità del sistema rispetto ad incertezze sulla fase della funzione d'anello. In altre parole, rappresenta la massima variazione di fase nell'anello che non pregiudica la stabilità.

Il margine di ampiezza, invece, fornisce una misura di robustezza della stabilità rispetto ad incertezze sul guadagno di anello, cioè rappresenta la massima variazione del guadagno di anello che non pregiudica la stabilità. Per tali motivi sono importanti entrambi.

7.2 Frequency Response Function (FRF)

È stata valutata la Funzione di Risposta in Frequenza (o Frequency Response Function, FRF) del sistema completo, ossia quello contenente il nuovo modello pneumatico, al variare di un range di frequenze utili. In particolare, sono state valutate la risposta dinamica al set e la rigidezza dinamica.
Nel primo caso si ricavano i diagrammi di Bode del rapporto tra Forza in uscita dal cilindro pneumatico e Forza di pressione in ingresso alla valvola. Nel secondo è stata valutata la risposta del modello solo pneumatico all'introduzione di un disturbo in velocità, ricavandone la frequenza critica a cui il sistema sostanzialmente non è più in grado di far fronte al disturbo; è stata, inoltre, valutata la rigidezza dinamica nel modello completo come il rapporto tra la velocità di F/B e quella di set all'interno del controllore di velocità del banco, ricavandone anche in questo caso la velocità critica e confrontandola con quella precedente.

7.2.1 Risposta dinamica al riferimento

Come specificato nei requisiti, è richiesta al sistema una prestazione dinamica tale che la sua risposta in frequenza abbia un'attenuazione/amplificazione ridotta, almeno a basse frequenze, e ritardo di fase minore di 90° per frequenze del comando fino a $5Hz$.
È stato analizzato il sistema con comandi sinusoidali in pressione di ampiezza pari a 1bar per 30 frequenze variabili nel range $0.1 \div 1000$ Hz, con carico esterno nullo, ottenendo la risposta in frequenza in anello chiuso. L'analisi armonica è stata, quindi, condotta sia sul nuovo modello del banco prova, sia sul solo pneumatico ad anello chiuso descritto nel Capitolo 5, per analizzarne le somiglianze e differenze in termini di performances.

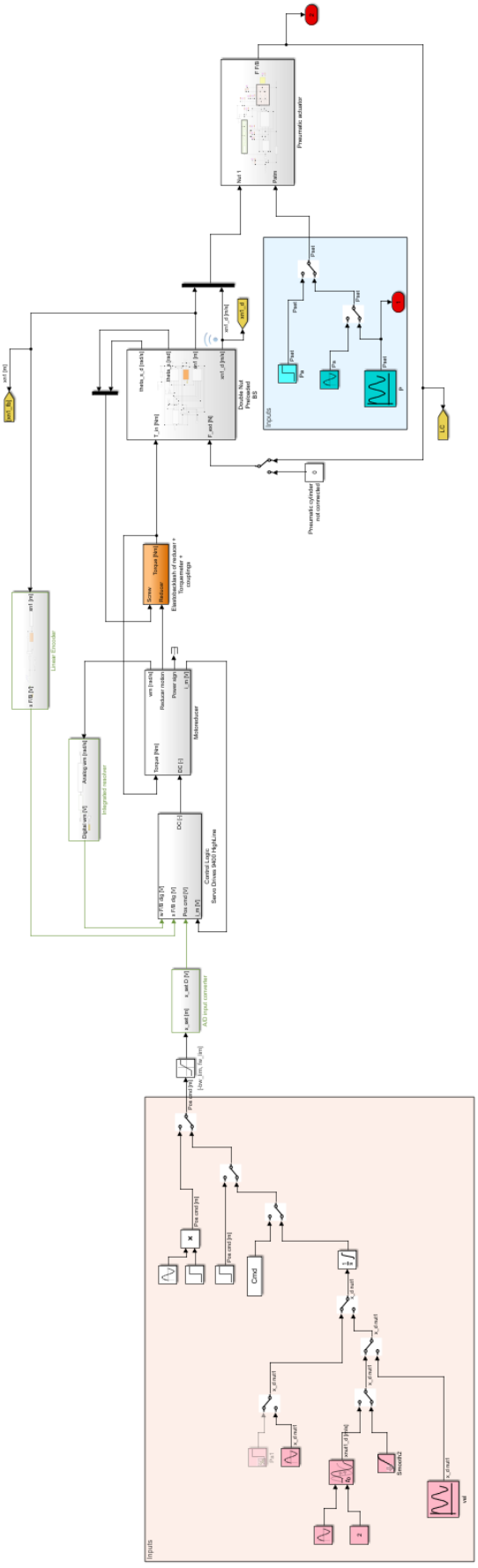

Figura 7. 11: Nuovo modello di controllo completo per FRF

Sono riportate tre figure per ogni FRF in quanto vengono rappresentate le stesse curve in unità di misura differenti: nella prima sono rappresentati il rapporto in modulo tra output ed input, in questo caso adimensionale poichè sono entrambe forze espresse in [N], la fase in [deg] e la frequenza in [rad/s] su scala logaritmica; la seconda figura mostra il modulo in [dB] applicando la trasformazione $|F|/|Fset|\,[dB] = 20\ log_{10}\ |F|/|Fset|\,[-]$ e la pulsazione in [rad/s]; infine, nella terza figura l'asse delle ascisse è convertito in [Hz] e sono evidenziati tutti i 30 punti corrispondenti alle 30 frequenze in cui è stato suddiviso ciascun range.

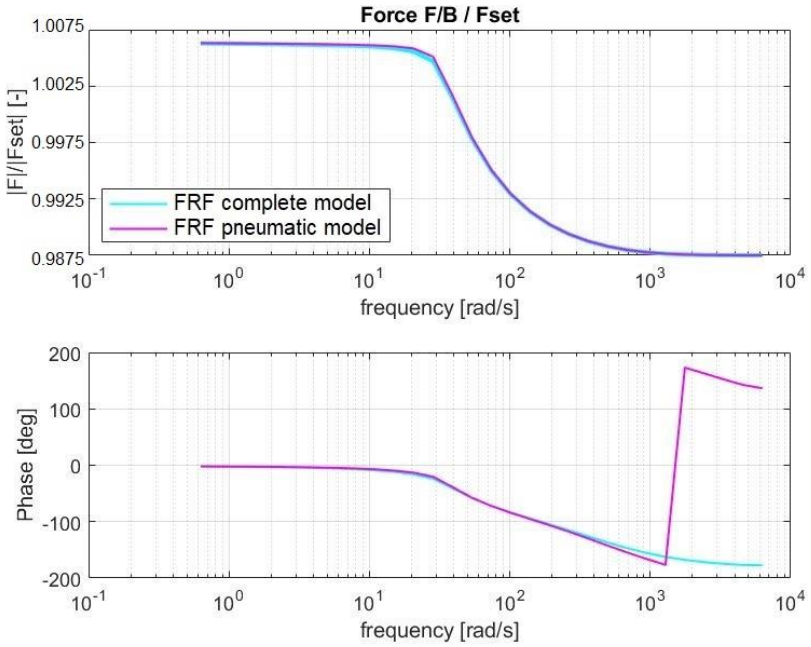

Figura 7.12: Confronto FRF adimensionale

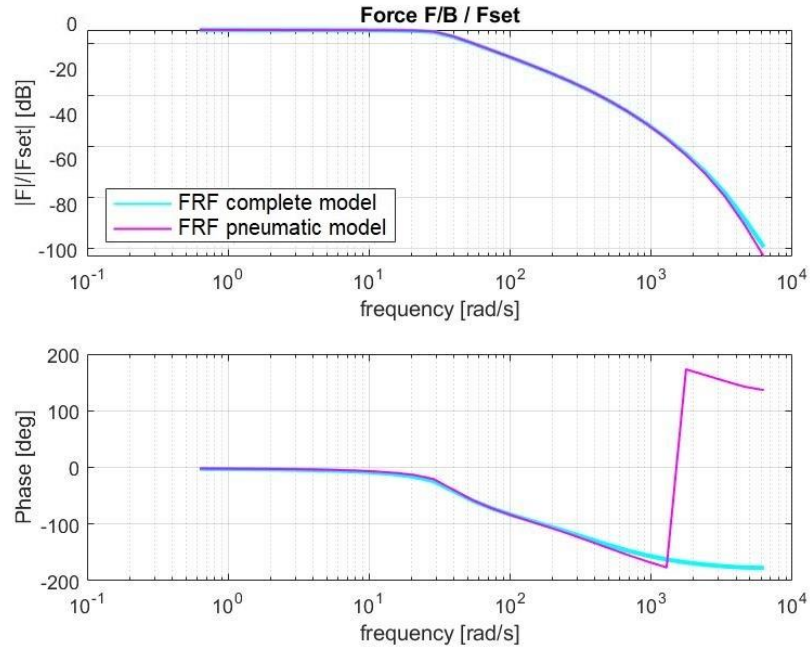

Figura 7.13: Confronto FRF Bode

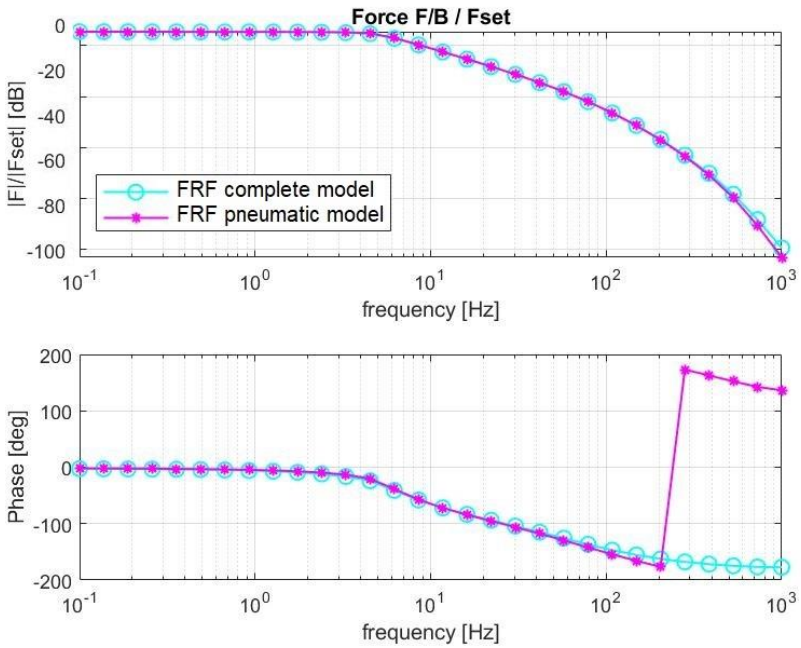

Figura 7.14: Confronto FRF Bode per punti

Come si vede dalle Figure, gli andamenti delle FRF ottenute sul modello complessivo e sul solo modello pneumatico sono molto simili. In particolare, nel tratto iniziale fino a circa 60Hz le due curve si sovrappongono completamente, mentre dopo la curva del modello solo pneumatico scende un po' più velocemente fino a superare lo sfasamento di 180°. Per convenzione, infatti, la fase negli ultimi punti viene spostata sul semiasse positivo del Bode, ma corrisponde a circa 213°. Lo sfasamento del modello completo, invece, arriva fino a sfiorare i 180°.
Questo significa che fino a circa 5Hz la forza di F/B ricalca fedelmente sia in ampiezza che in fase quella di set. Successivamente, la forza di feedback si attenua in ampiezza ed inizia ad accumulare un ritardo in fase fino a trovarsi in opposizione di fase.
Si riportano tre andamenti a frequenze scelte pari a 1, 10 e 50Hz in modo da mostrare come varia la risposta nel tempo. Sono mostrati anche gli andamenti della posizione del pistone all'interno del cilindro pneumatico e della coppia erogata dal motore elettrico.

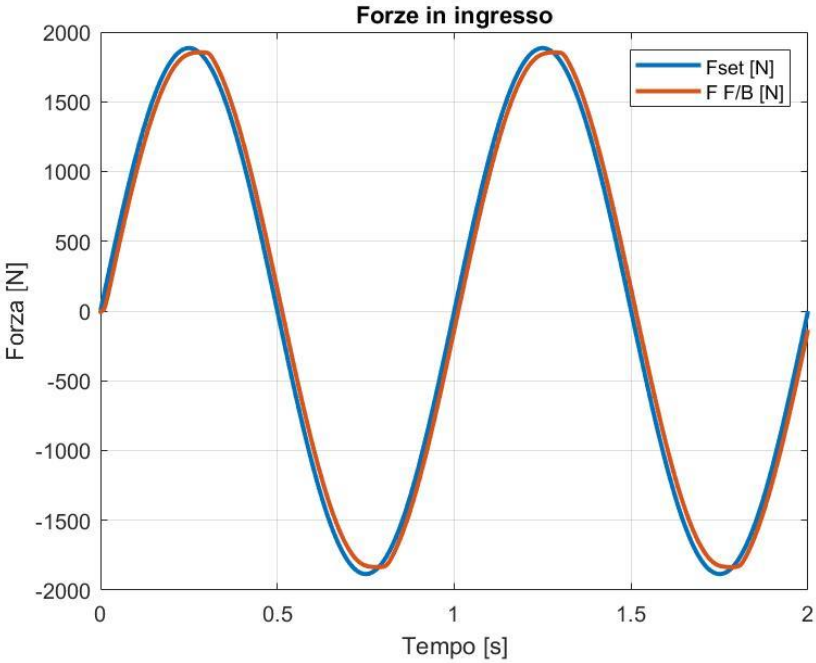

Figura 7.15: Forze di set e di F/B del modello completo, f=1Hz

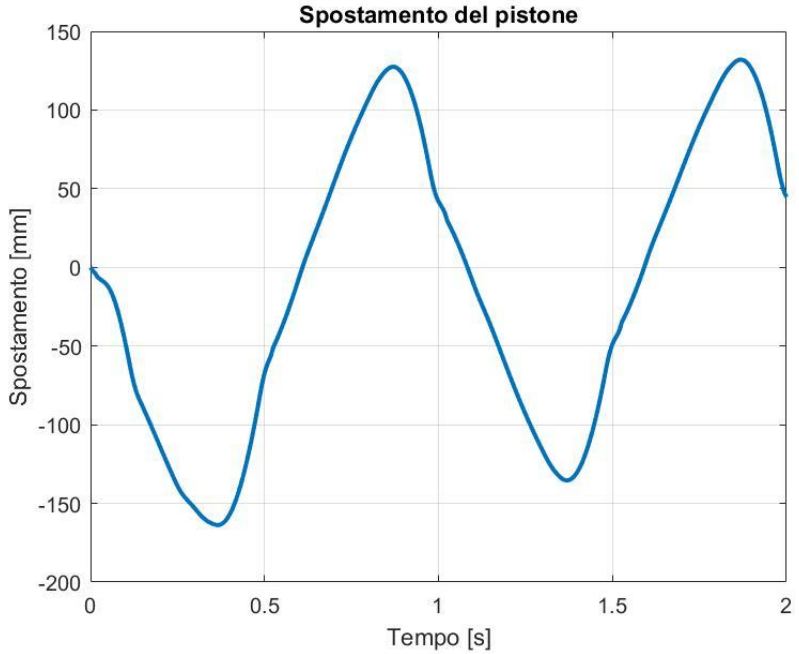

Figura 7.16: Spostamento del pistone nel modello completo, f=1Hz

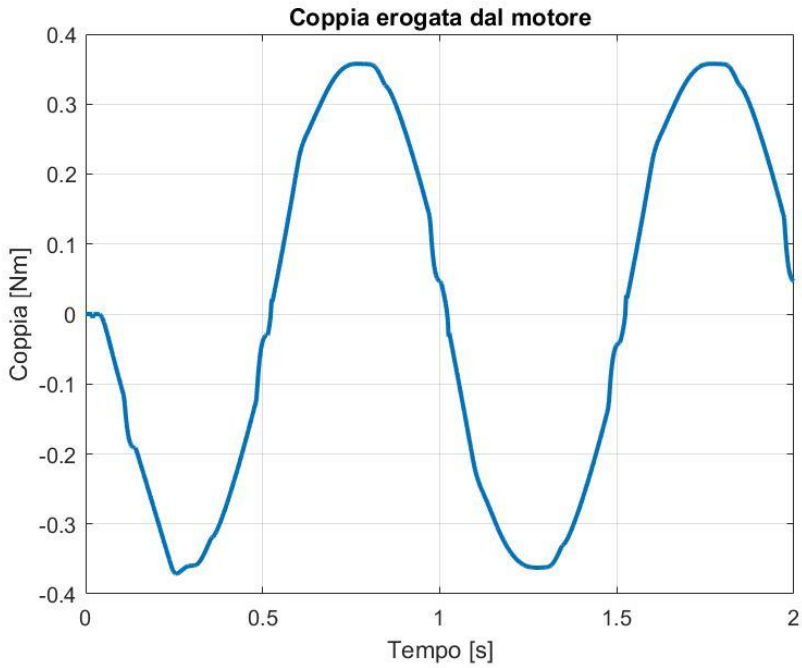

Figura 7.17: Coppia motore del modello completo, f=1Hz

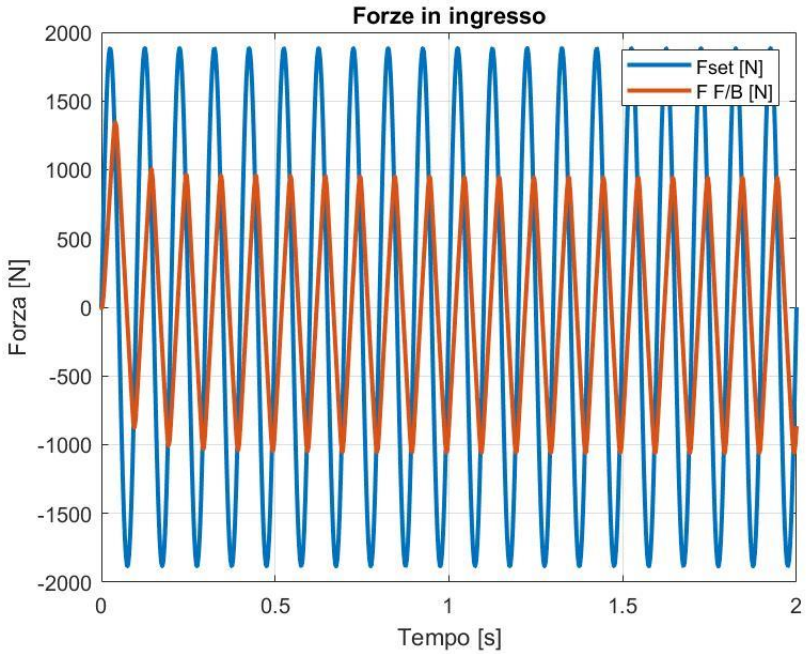

Figura 7.18: Forze di set e di F/B del modello completo, f=10Hz

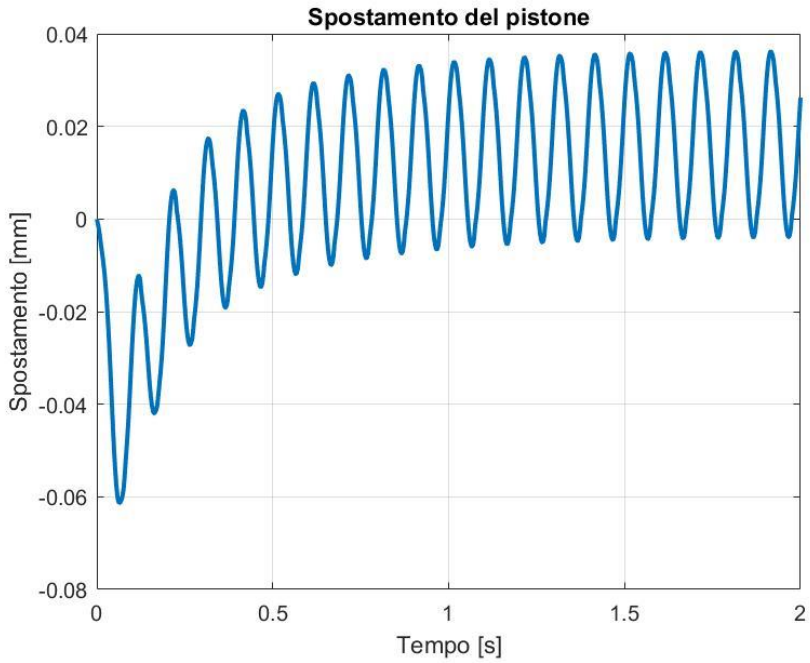

Figura 7.19: Spostamento del pistone nel modello completo, f=10Hz

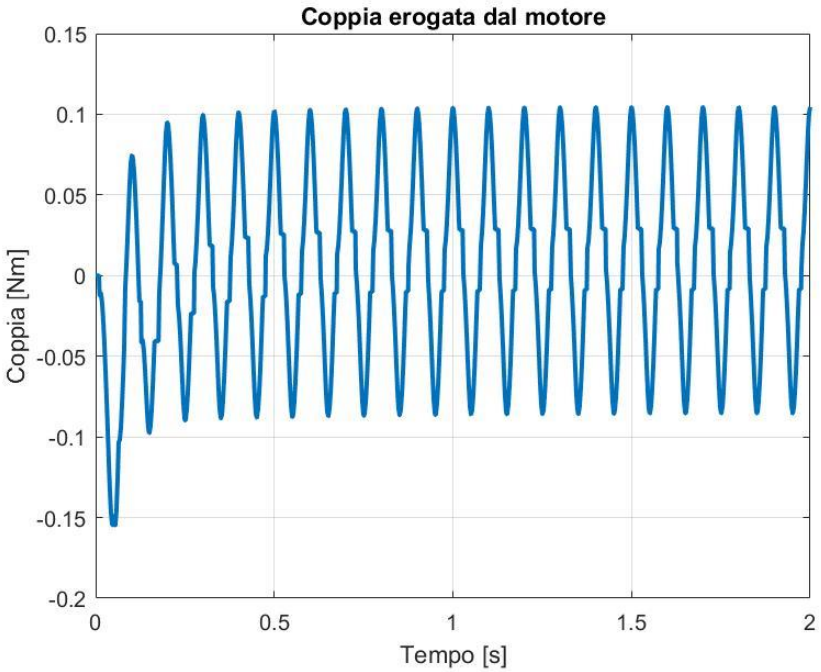

Figura 7.20: Coppia motore del modello completo, f=10Hz

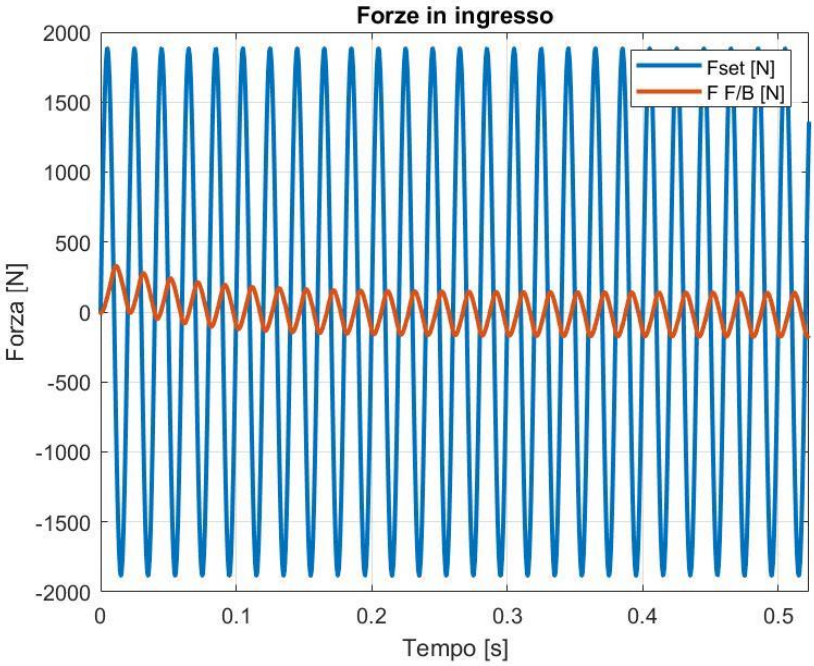

Figura 7. 21: Forze di set e di F/B del modello completo, *f*=50Hz

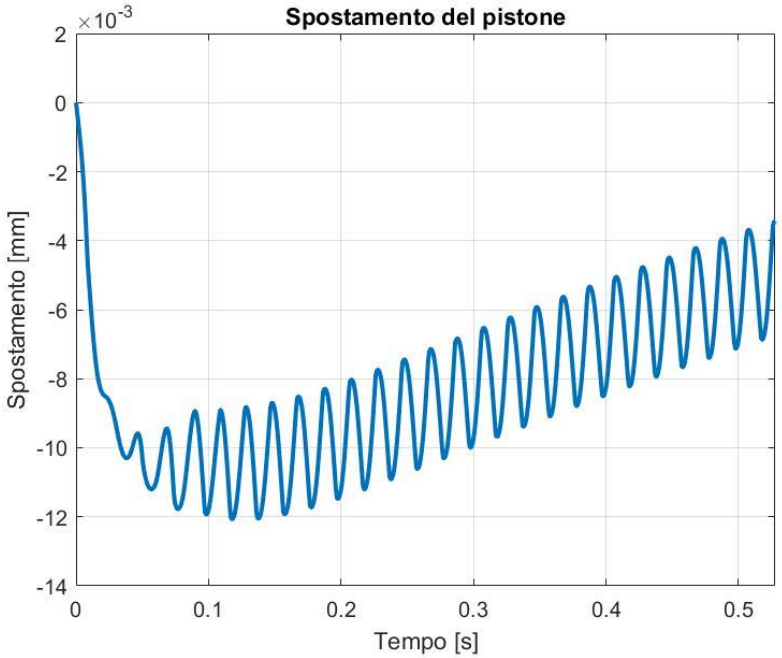

Figura 7.22: Spostamento del pistone nel modello completo, *f*=50Hz

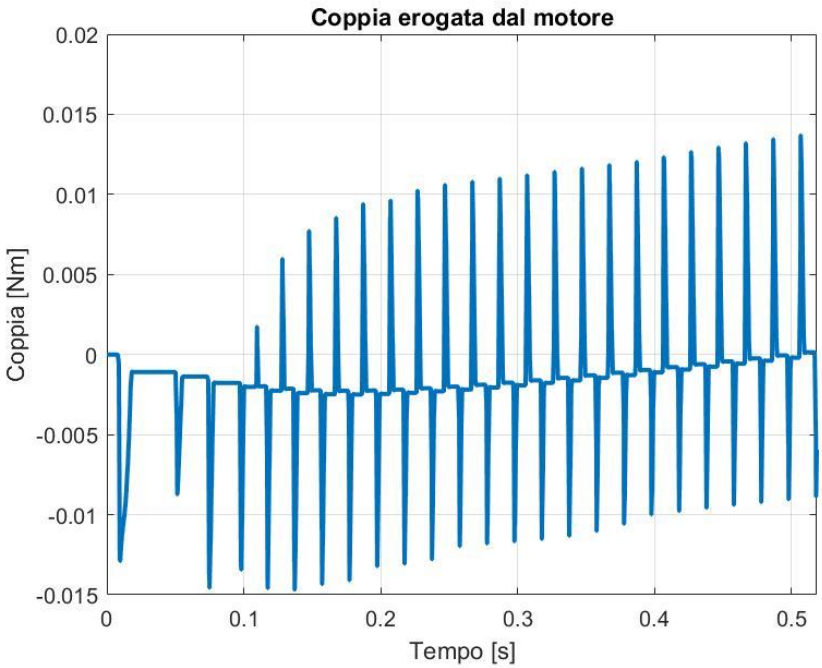

Figura 7.23: Coppia motore del modello completo, f=50Hz

Gli andamenti di forza e spostamento del pistone sono gli stessi che si hanno procedendo con le simulazioni a stesse frequenze nel modello solo pneumatico. Si possono, dunque, definire i margini di fase e di ampiezza con la procedura illustrata nel Paragrafo 7.1.3.

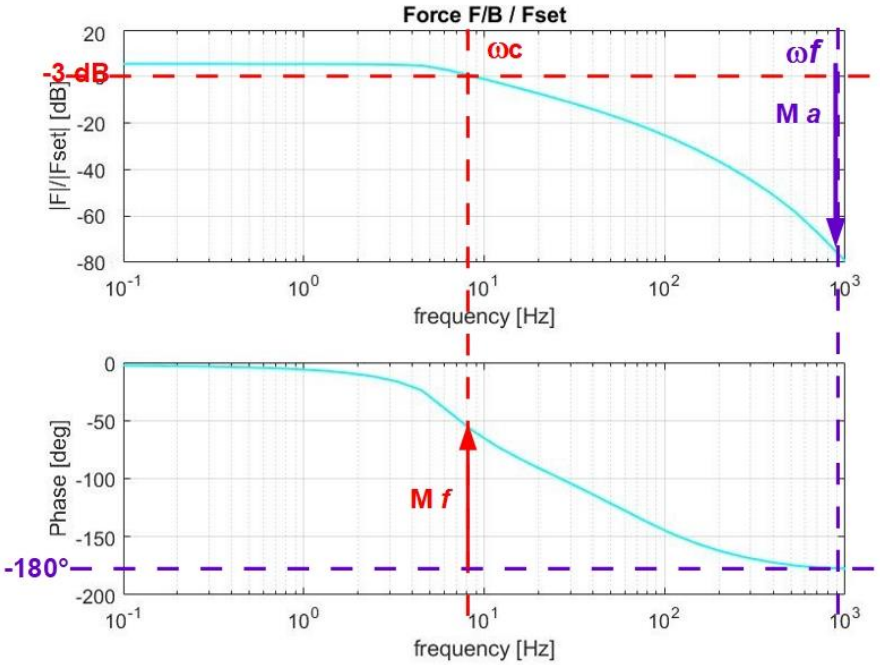

Figura 7.24: Margini della risposta dinamica al riferimento su modello completo

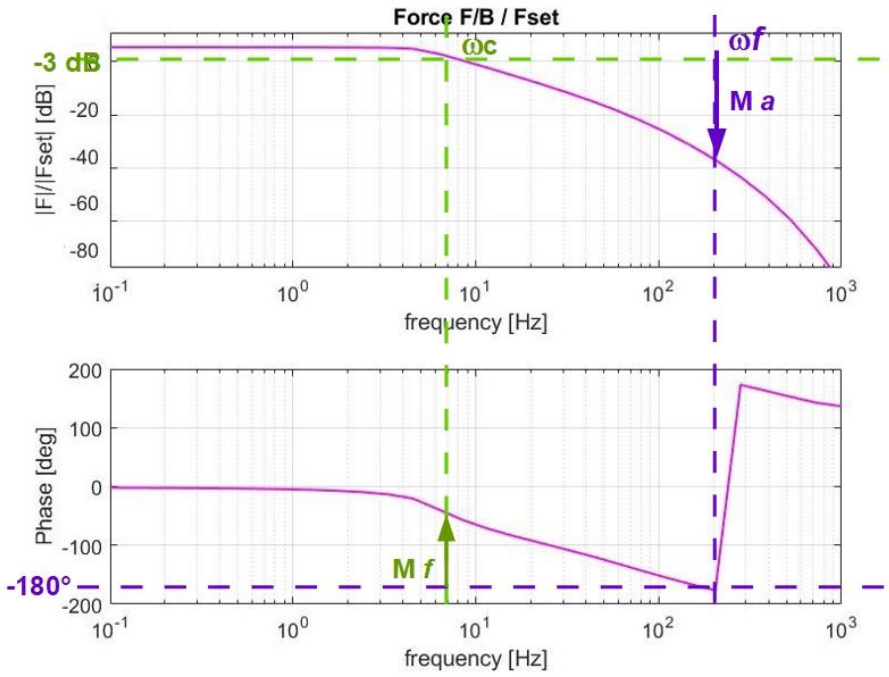

Figura 7.25: Margini della risposta dinamica al riferimento su modello pneumatico

Tabella 7.1: Margini e pulsazioni della risposta dinamica al riferimento

Modello	Pulsazione critica ω_c	Margine di fase M_f	Pulsazione di taglio ω_f	Margine di ampiezza M_a
Completo	6.5180 Hz	134.390 °	1000 Hz	81.89 dB
Pneumatico	6.6274 Hz	137.572 °	204.336 Hz	39.496 dB

Si nota che i margini sono entrambi positivi in entrambi i modelli, dunque garantiscono l'asintotica stabilità dei due sistemi in anello chiuso considerati.
In merito ai requisiti, si nota che in entrambi i modelli il modulo a basse frequenze, ossia fino a 4.5 Hz circa, si mantiene pari a $1.0065 = 0.0562$ dB, mentre il ritardo di fase è inferiore a 90° fino a circa 17Hz. Essendo richiesta un'attenuazione bassa a piccole frequenze ed un ritardo di fase inferiore a 90° entro i 5Hz, si può affermare che i requisiti sono ampiamente soddisfatti.

7.1.1 Rigidezza dinamica

La rigidezza dinamica rappresenta la funzione di trasferimento tra uscita e disturbo di velocità esterno. È stata ricavata la risposta in frequenza del sistema all'introduzione di un disturbo di tipo sinusoidale con ampiezza pari ad una percentuale della massima velocità lineare per 30 frequenze nello stesso $0.1 \div 20$ Hz, con comando di posizione nullo. Tale range rappresenta, di fatto, il campo reale di funzionamento del banco.
In generale, ma soprattutto per questa applicazione, dove la velocità esterna si traduce in uno spostamento della madrevite xnut, il quale impone un moto al pistone del cilindro pneumatico xrod, è necessario che la presenza di questo disturbo non comporti una variazione di posizione dello stantuffo tale da farla uscire fuori dai limiti della corsa del cilindro stesso. Se così accadesse allora interverrebbero i finecorsa e l'attuatore non funzionerebbe più in maniera corretta.

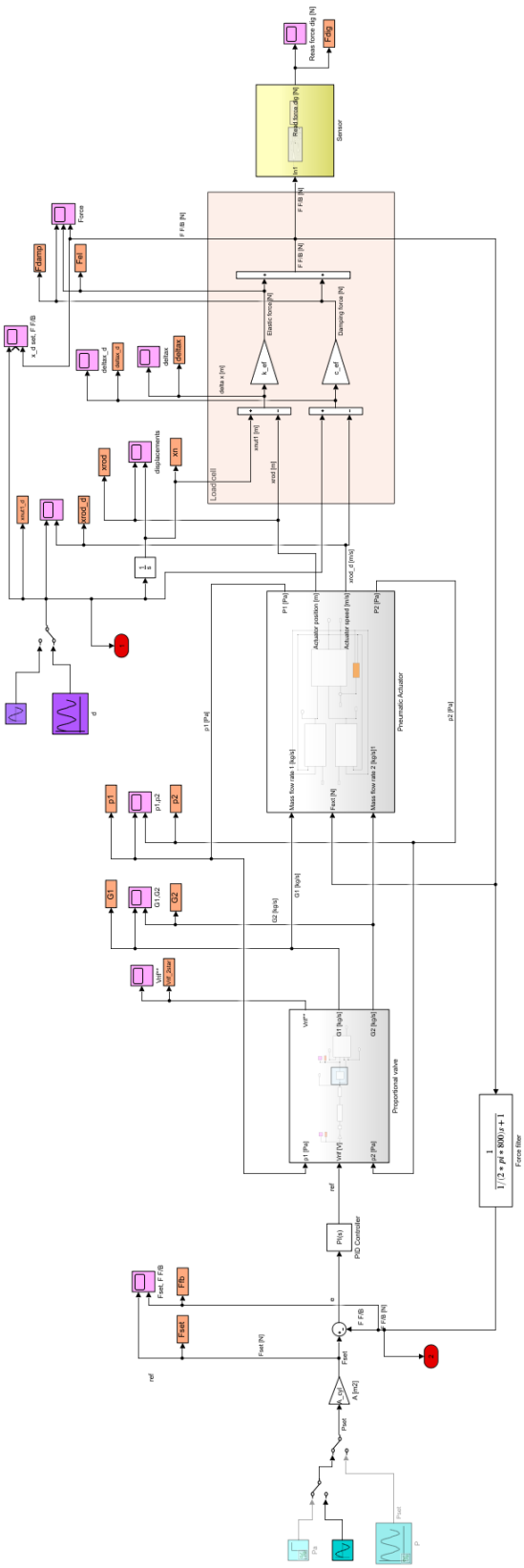

Figura 7.26: Modello di controllo pneumatico per FRF di rigidezza dinamica

Si riporta di seguito la risposta in frequenza del solo modello pneumatico con ampiezza del disturbo pari a 10mm/s. La parentesi (p) indica tale condizione operativa.

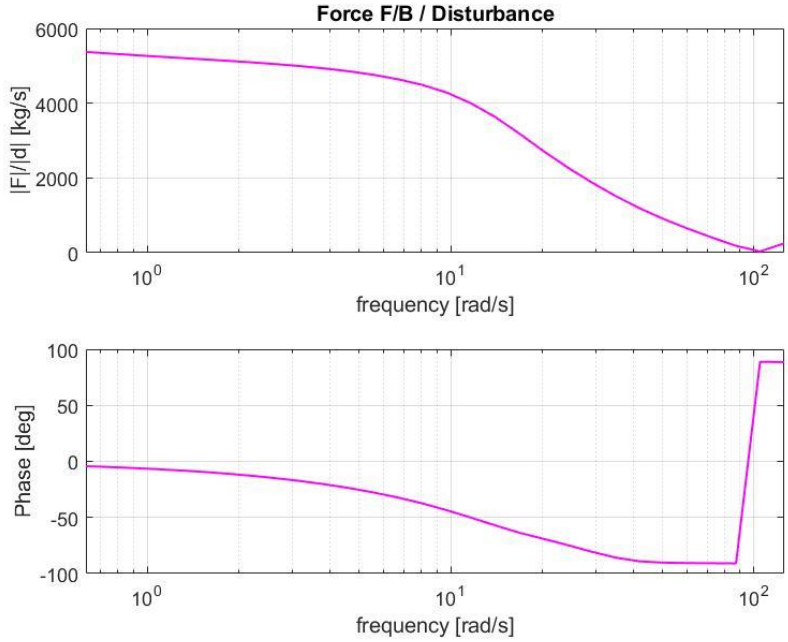

Figura 7.27: FRF rigidezza dinamica dimensionale (p)

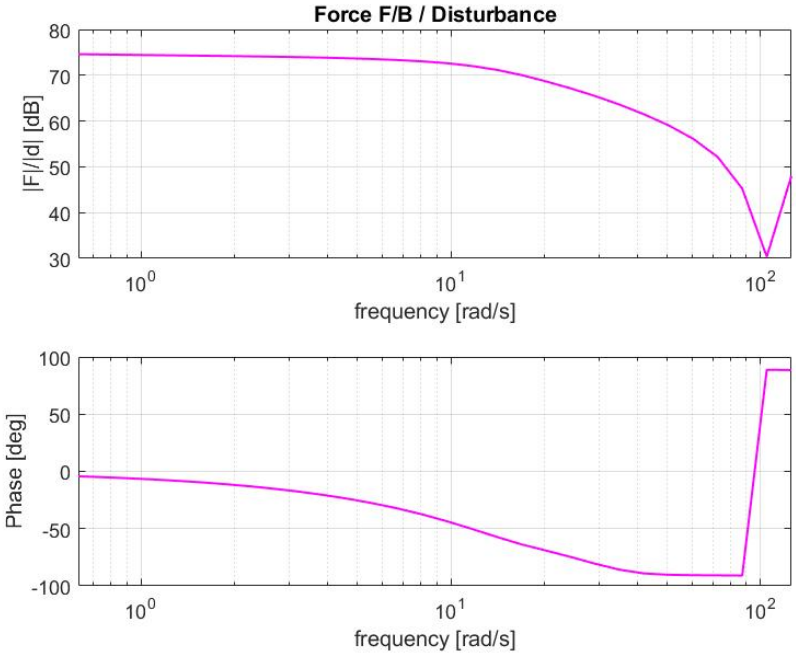

Figura 7.28: FRF rigidezza dinamica Bode (p)

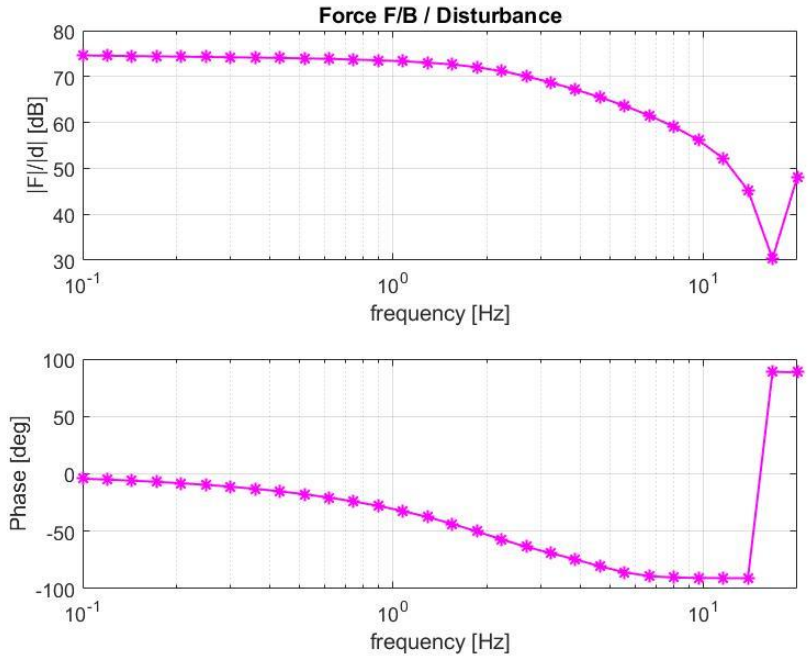

Figura 7.29: FRF rigidezza dinamica Bode per punti (p)

La sensibilità al disturbo del sistema a basse frequenze apparentemente sembra alta, in quanto sussiste un offset evidente pari a circa 75dB tra la forza di F/B ed il disturbo, ma se si considera che di fatto si sta comparando il disturbo in velocità [mm/s] con una forza [N], tale differenza è giustificata.
Si nota, in ogni caso, che dopo un certo tempo la risposta inizia a decadere, avendo una sua frequenza propria, e successivamente amplifica poiché non riesce a seguire bene l'input.
Si riportano, quindi, gli andamenti della forza di feedback e del disturbo in velocità al modello completo e pneumatico per tre frequenze scelte nel range, ossia 1, 10 e 20 Hz. Si noti il doppio asse verticale, necessario per quanto specificato.

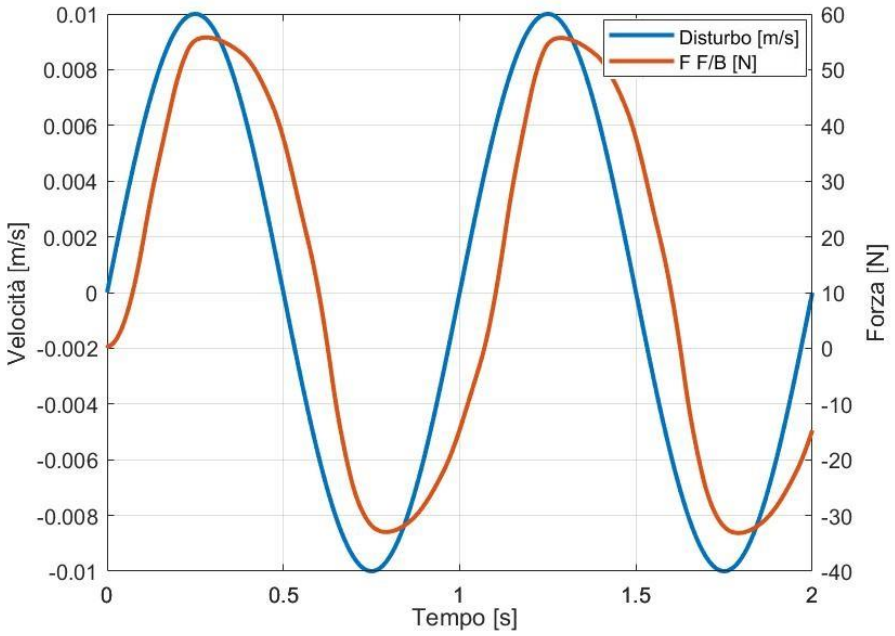

Figura 7.30: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, f=1Hz

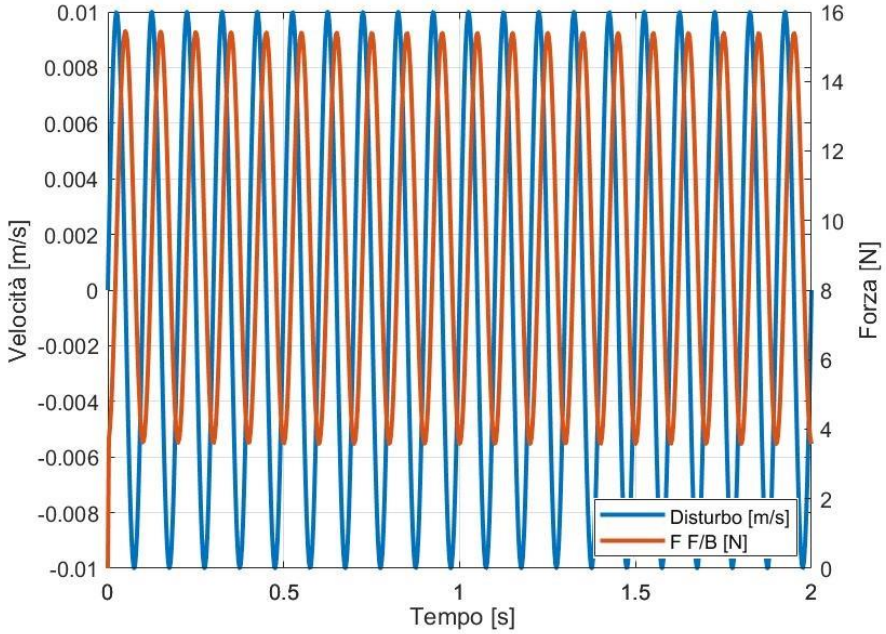

Figura 7.31: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, f=10Hz

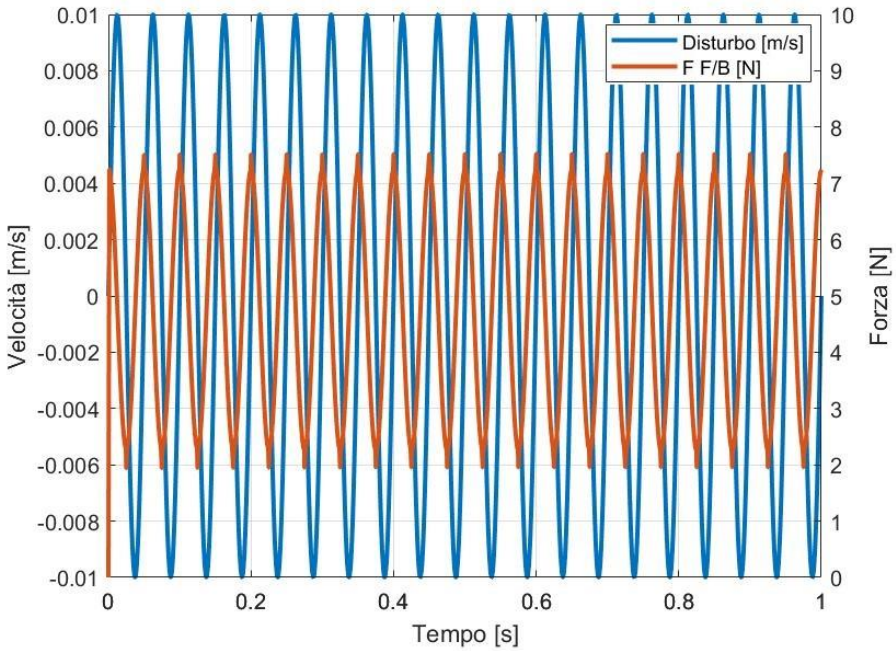

Figura 7.32: Disturbo e forza di F/B del modello pneumatico, f=20Hz

Si vede come, a parità di disturbo, la forza diminuisce in modulo all'aumentare della velocità. Tale comportamento è perfettamente coerente con quello osservato nei diagrammi di Bode.
Sono state effettuate, poi, altre analisi armoniche variando l'ampiezza del segnale di velocità. Essendo 70 mm/s il valore della velocità nominale, sono stati scelti 1, 10 e 50 mm/s.

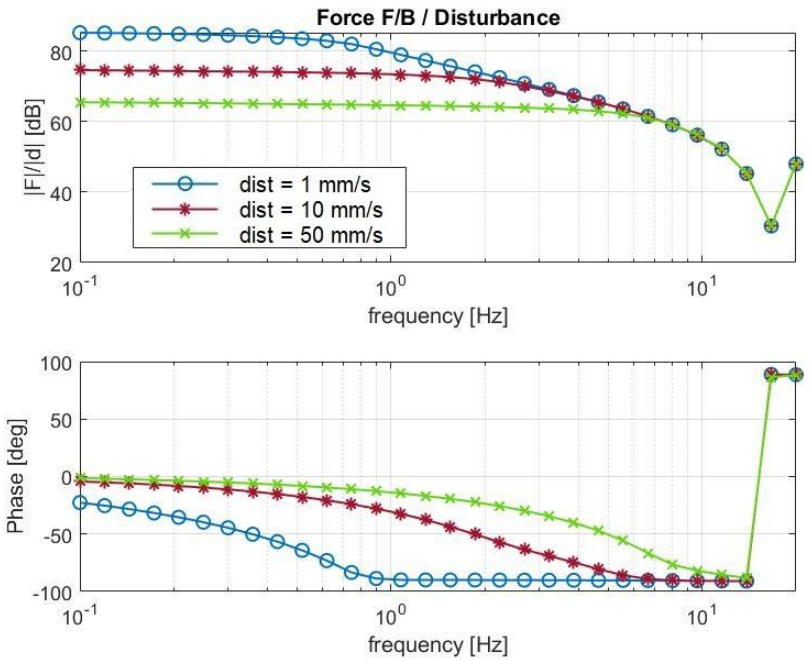

Figura 7.33: FRF rigidezza dinamica Bode per punti del modello pneumatico (p)

Mediante la ormai nota "Regola dei 3dB" è possibile ricavare le frequenze critiche dopo le quali il modello pneumatico non è più in grado di seguire fedelmente l'input ricevuto. Si individua, inoltre, la frequenza ω' a cui si ha inversione di comportamento, ossia la risposta inizia ad amplificare.

Tabella 7.2: Frequenze critiche del modello pneumatico

Disturbo	$f_{critica}$	$\omega_{critica}$	f'	ω'
1 mm/s	0.6716 Hz	4.2198 rad/s	16.6603 Hz	104.68 rad/s
10 mm/s	2.0885 Hz	13.1224 rad/s	16.6603 Hz	104.68 rad/s
50 mm/s	5.2284 Hz	32.8510 rad/s	16.6603 Hz	104.68 rad/s

Si procede, ora, con la risposta in frequenza del modello completo in cui la velocità di disturbo è imposta come velocità angolare in ingresso al controllore speed_cmd [rad/s], poi convertita in Volt speed_cmd [V] e confrontata con la velocità di feedback w_fb [V] letta dal resolver integrato. Si confronta, quindi, la velocità di F/B con quella imposta in Volt.

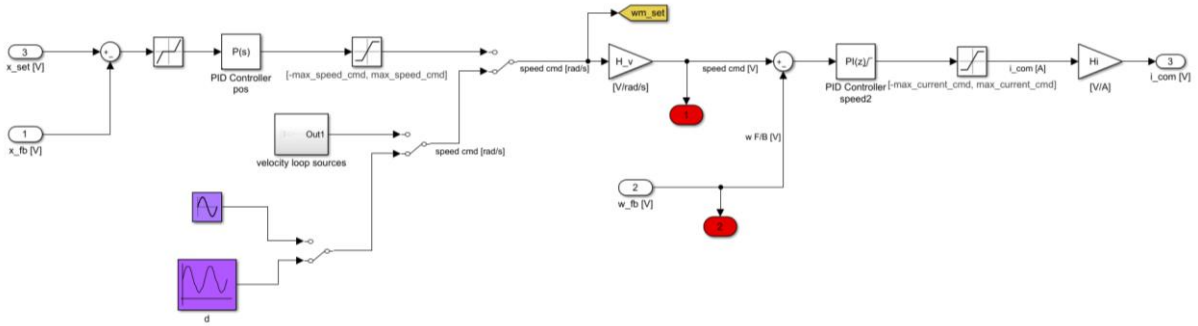

Figura 7.34: Blocco Controllo digitale posizione/velocità per FRF di rigidezza dinamica

Si riporta la FRF del modello completo con ampiezza del disturbo pari a 10mm/s = 0,15V. La parentesi (c) indica tale condizione operativa.

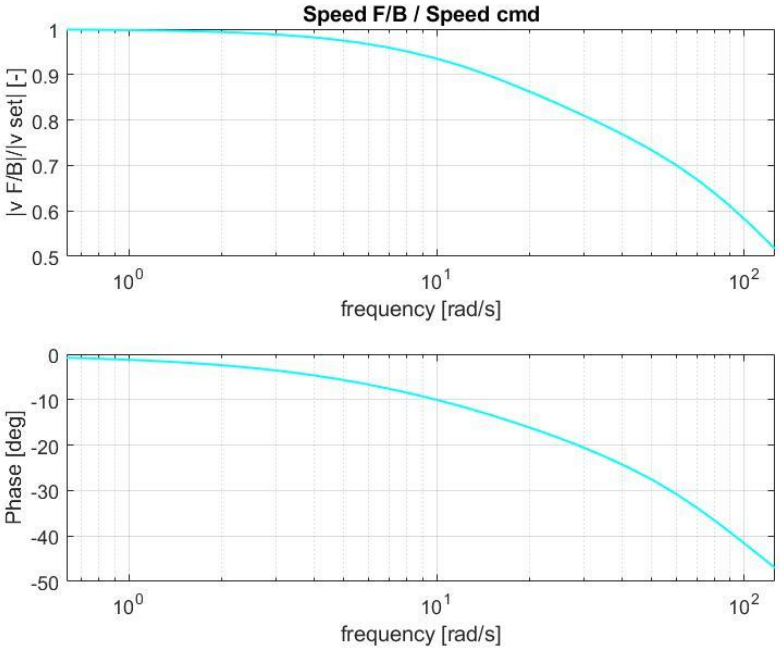

Figura 7.35: FRF rigidezza dinamica adimensionale (c)

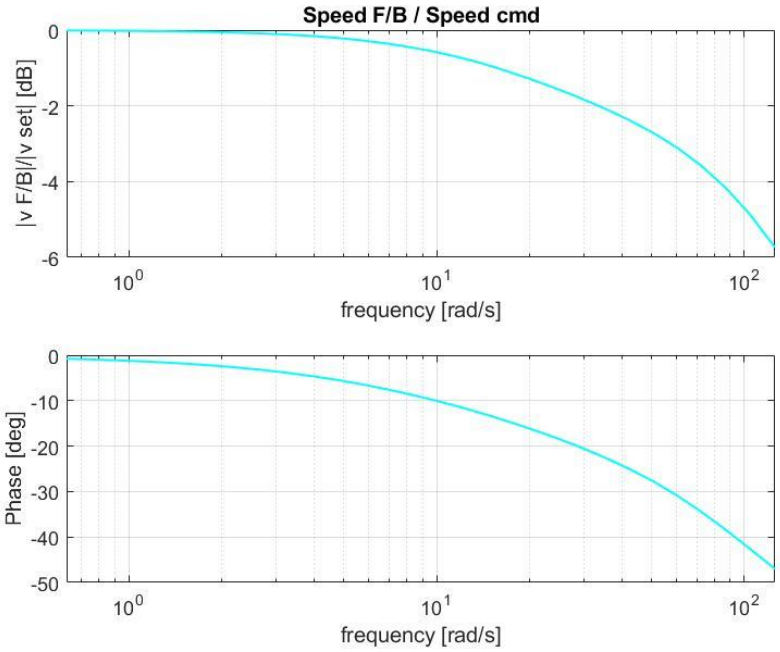

Figura 7.36: FRF rigidezza dinamica Bode (c)

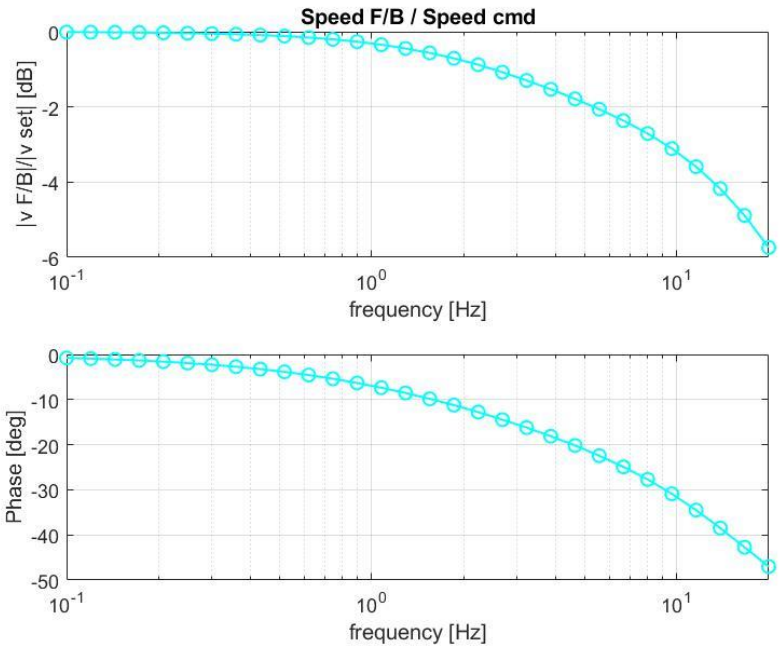

Figura 7.37: FRF rigidezza dinamica Bode per punti (c)

Come si nota dalle immagini, la FRF tra disturbo imposto e feedback in termini di velocità è esattamente come attesa, ossia dopo un tratto piatto a 0dB la risposta inizia a decadere e lo stesso accade per la fase. Si riportano, per un confronto, gli andamenti delle due velocità nel tempo per le tre diverse frequenze scelte.

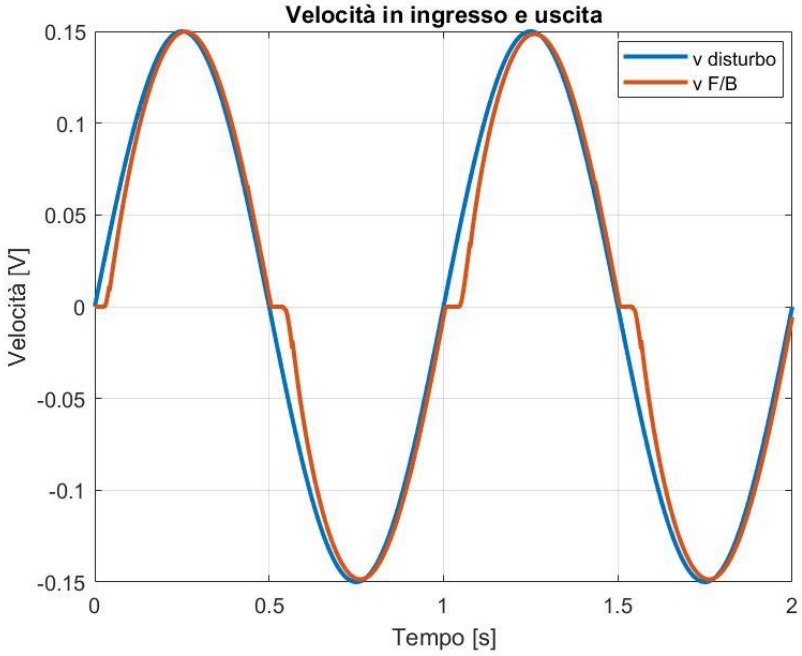

Figura 7.38: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, f=1Hz

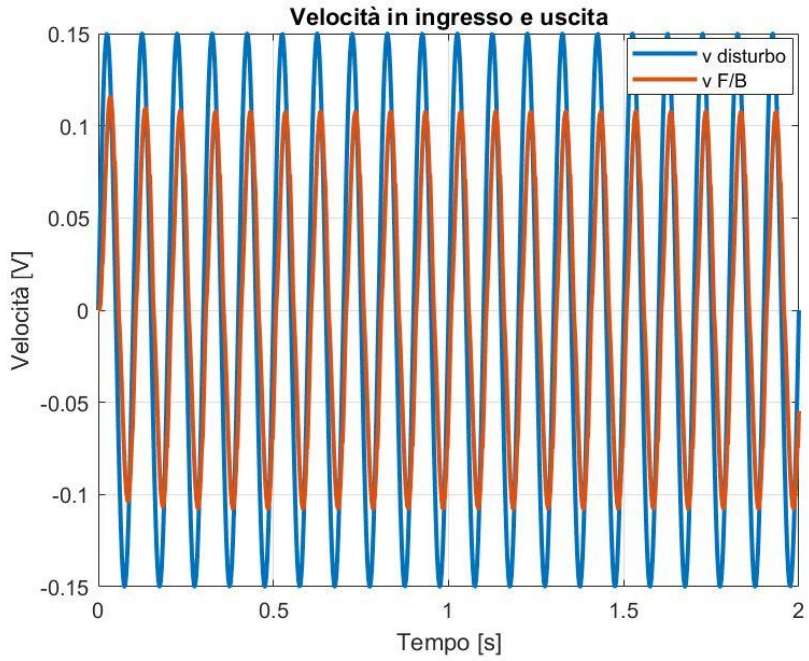

Figura 7.39: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, *f*=10Hz

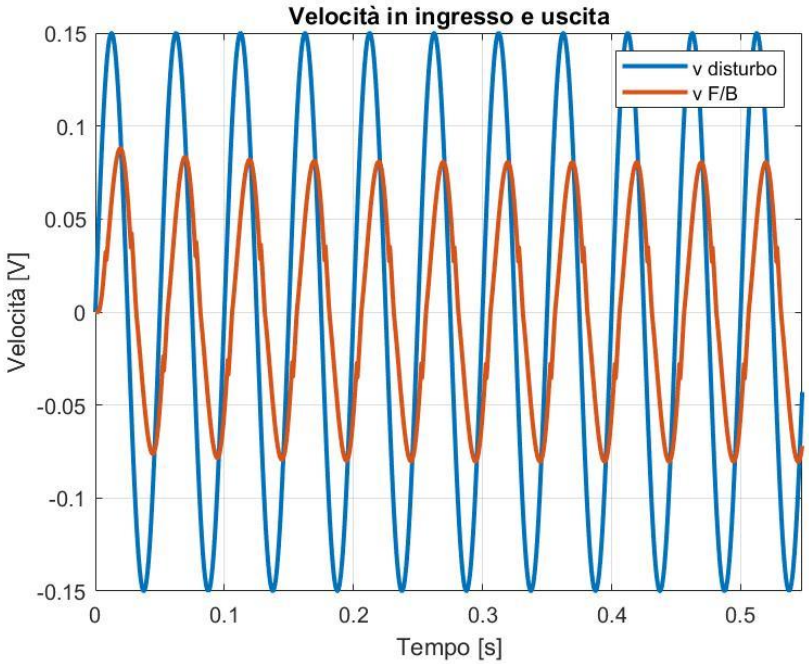

Figura 7.40: Velocità di disturbo e di F/B del modello completo, *f*=20Hz

È evidente come, rispetto al caso precedente, le velocità siano chiaramente di ampiezze comparabili, ma sono presenti discontinuità ed oscillazioni dovute alle non linearità presenti nel sistema completo del banco, in quanto il segnale attraversa una serie di elementi, ognuno dei quali va ad aggiungere una componente smorzante, elastica, oppure l'attrito od un bias.
Per quanto riguarda la fedeltà della risposta, come anticipato dai diagrammi di Bode, l'ampiezza del F/B si riduce mentre lo sfasamento aumenta con l'aumentare della frequenza.
Sono state effettuate altre analisi armoniche variando l'ampiezza del segnale di velocità iniziale tra 1, 10 e 50 mm/s e confrontate tra loro.

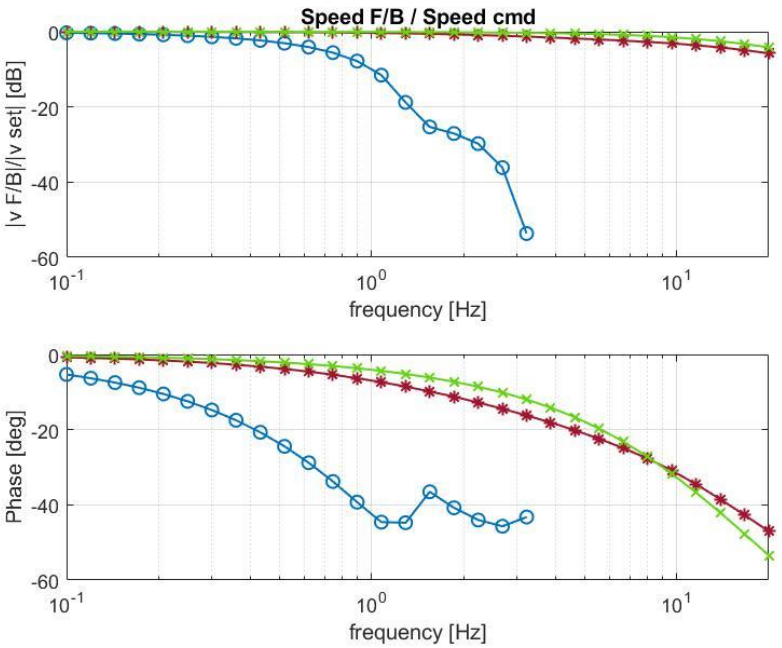

Figura 7.41: FRF rigidezza dinamica Bode per punti del modello completo (c)

È evidente come la curva ottenuta per un disturbo di 1mm/s abbia un andamento notevolmente diverso dalle altre; un disturbo estremamente lento, infatti, può causare una riduzione drastica delle prestazioni del sistema, poiché esso potrebbe non essere in grado di reagire a variazioni minime.
In generale, a differenza del modello pneumatico, nel modello completo la risposta ha un andamento decrescente e nel campo 0÷20 Hz non sono presenti inversioni di pendenza. Si possono ricavare le frequenze critiche con la "Regola dei 3dB".

Tabella 7.3: Frequenze critiche del modello completo

Disturbo	f^*	ω^*
1 mm/s	0.5112 Hz	3.2120 rad/s
10 mm/s	9.1694 Hz	57.613 rad/s
50 mm/s	15.6140 Hz	98.106 rad/s

Confrontando questi valori con le frequenze critiche ottenute dal solo modello pneumatico, si nota che le frequenze del modello completo sono rispettivamente maggiori di quelle ricavate con la "Regola dei 3dB" ancora nel campo delle basse frequenze, ma inferiori alla frequenza limite f' =16.6603 Hz a cui la risposta inizia ad amplificare. Questo è essenzialmente il risultato auspicato che garantisce buone prestazioni del modello del banco prova.

7.3 Time history

Dopo aver analizzato le prestazioni di entrambi i modelli pneumatico e completo mediante l'analisi in frequenza, si riporta la storia temporale (*time history*) di un intero ciclo di funzionamento del banco prova con il segnale di input definito nel Capitolo 4. Tale comando è una sequenza di segnali semplici, quali una sinusoide, un gradino ed una rampa. L'obiettivo è verificare che il sistema sia in grado di seguire in maniera fedele l'input, sia in assenza di forza esterna di pressione, che nel caso in cui venga introdotta una forza esterna proveniente dal sistema pneumatico.

7.3.1 Risposta nel tempo in assenza di forza di pressione

Si riportano gli andamenti nel tempo della posizione della madrevite e del pistone all'interno del cilindro pneumatico confrontate con il comando, della forza di feedback e della coppia erogata dal motore in assenza di disturbi.

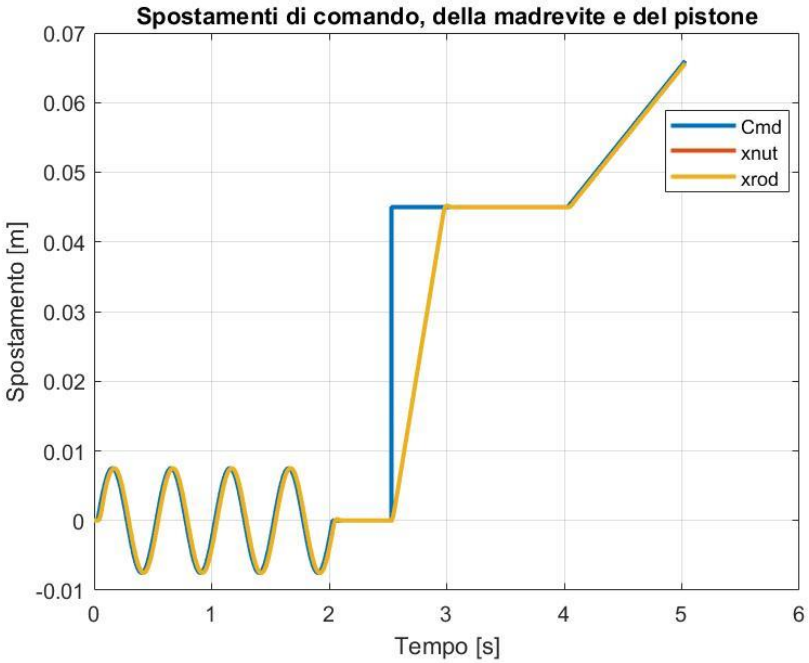

Figura 7.42: Spostamenti nel tempo

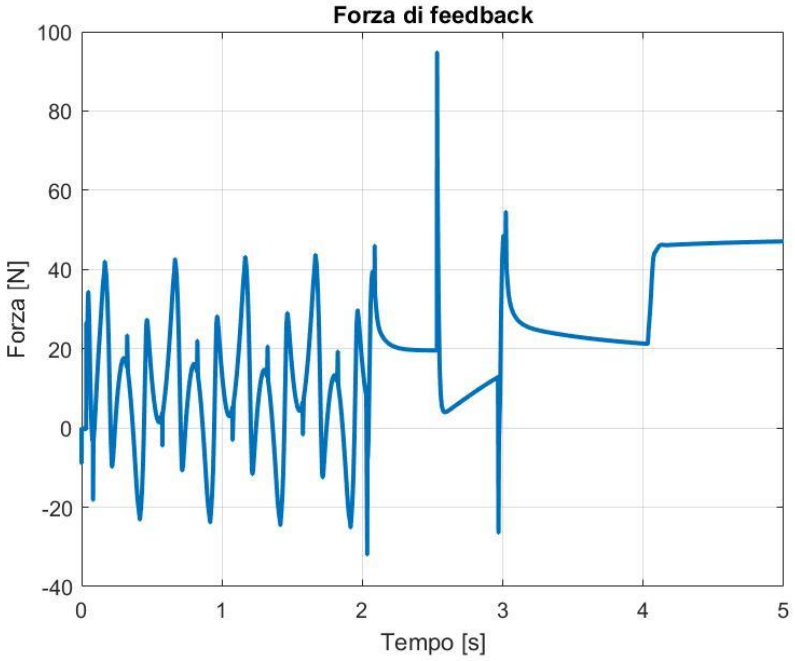

Figura 7.43: Forza di feedback nel tempo

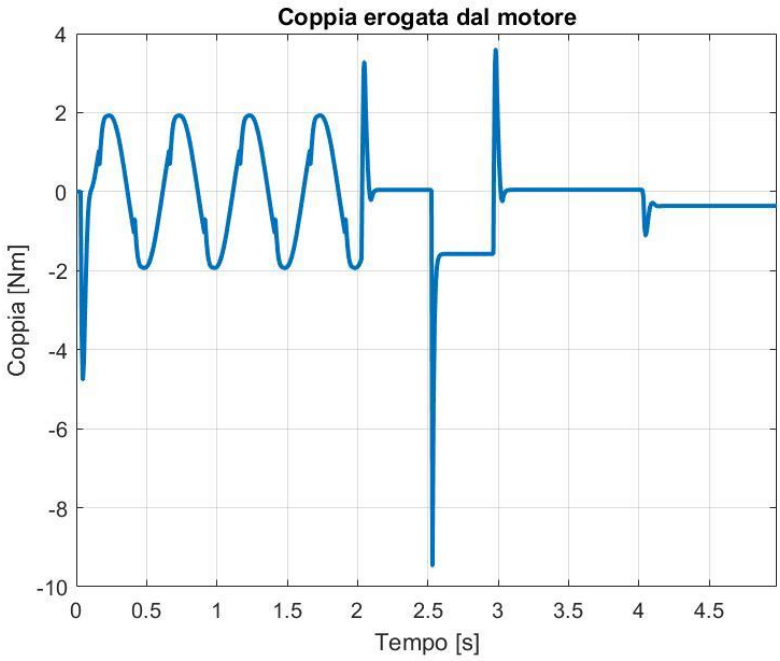

Figura 7.44: Coppia motore nel tempo

Come si vede, gli spostamenti della madrevite e del pistone nel cilindro pneumatico sono tra loro identici e seguono molto bene il comando, a meno del gradino che viene raggiunto in meno di mezzo secondo con con una pendenza di circa 90mm/s. Anche la forza di feedback dell'anello di controllo in forza e la coppia erogata dal motore seguono la sequenza imposta dal segnale di comando con un segnale armonico, seppur complesso ed arricchito di oscillazioni, per i primi 2 secondi, un andamento a gradino, con dei picchi di smorzamento, nell'istante successivo ed un andamento costante corrispondente alla rampa di pendenza unitaria.

7.3.2 Risposta nel tempo con introduzione di forza di pressione

Si vuole ora vedere se il sistema è in grado di reagire e completare la sequenza di comando qualora avvenga l'introduzione all'istante t* di un disturbo in pressione, tradotto in forza di pressione in ingresso al sistema pneumatico. È stato, quindi, inserito un gradino di pressione pari a 1bar all'istante t* = 2s, ossia all'istante in cui inizia il gradino, per verificare che non ci siano peggioramenti nella risposta.

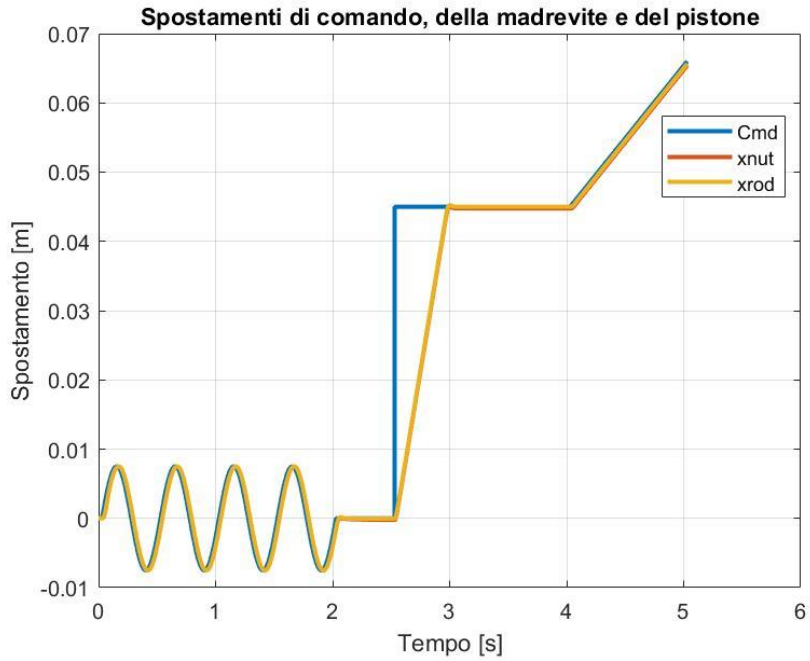

Figura 7.45: Spostamenti nel tempo con forza di pressione

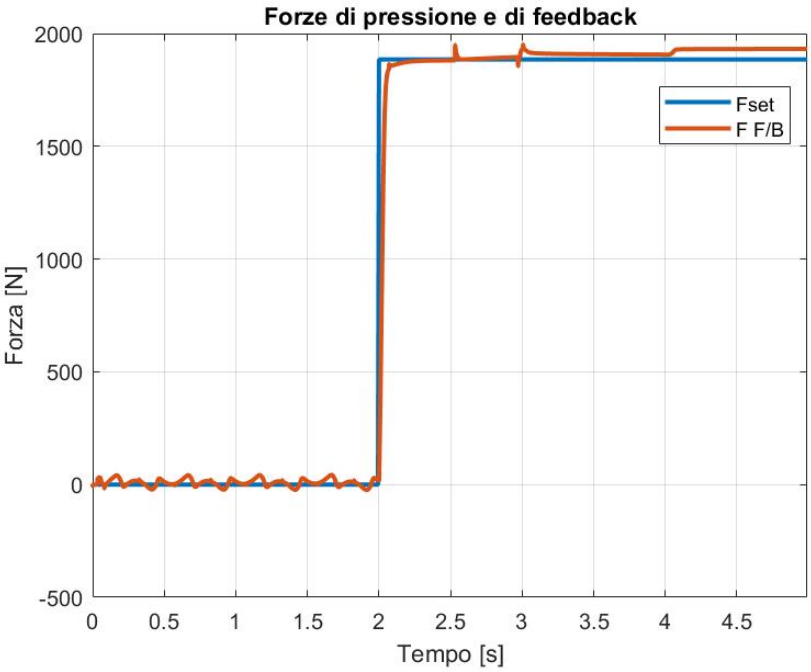

Figura 7.46: Forza di feedback nel tempo con forza di pressione

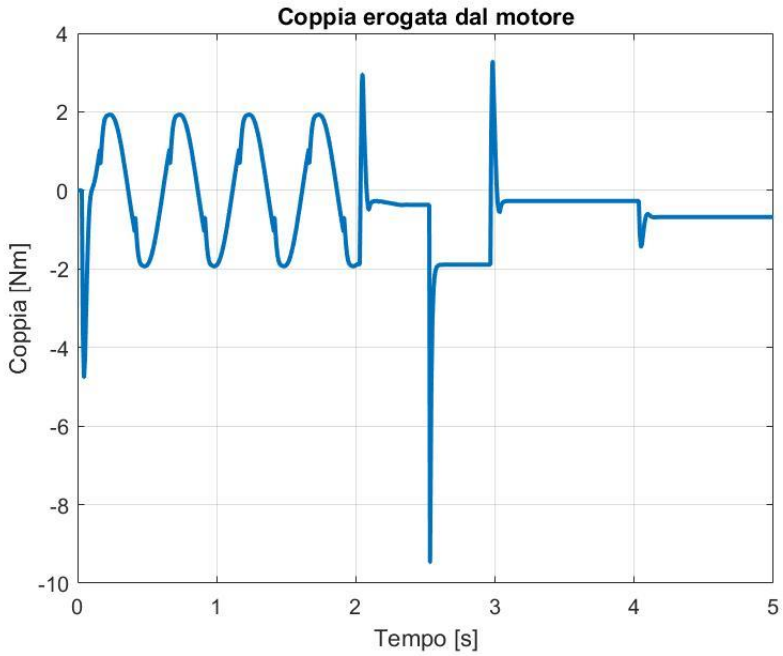

Figura 7.47: Coppia motore nel tempo con forza di pressione

Come si vede soprattutto dal grafico della forza, dopo delle oscillazioni attorno allo 0, viene introdotto un gradino di pressione a cui il sistema risponde molto rapidamente, infatti sia lo spostamento della madrevite, sia quello del pistone, sia la coppia hanno degli andamenti praticamente identici ai precedenti; questo significa che andando ad introdurre una forza di pressione in ingresso al sistema pneumatico, ma che si comporta da disturbo nel modello completo, il sistema è perfettamente in grado di completare la sequenza di comando impostagli con le stesse prestazioni dimostrate in assenza di tale disturbo.

Conclusioni

Il sistema vite/madrevite per il quale è stato progettato il banco prova descritto appartiene ad un servocomando elettromeccanico, da impiegarsi per il controllo degli alettoni di un velivolo di addestramento moderno. Sull'onda della tendenza al *more electric* nel campo degli attuatori a bordo dei veicoli aerodinamici, si vogliono sostituire tutti gli azionamenti di tipo idraulico con quelli di tipo elettromeccanico, al fine di aumentare l'efficienza e ridurre l'inquinamento. Questi ultimi, però, presentano un grado di affidabilità inferiore rispetto ai primi a causa di frequenti guasti dei componenti. La necessità di garantire un funzionamento senza grippaggio e, quindi, ad alta efficienza motiva uno studio approfondito dei sistemi di prognostica, atti ad individuare e segnalare le failure prima che si verifichino a bordo di un componente, in modo da garantirne la manutenzione o sostituzione. In questo senso, si parla non più di manutenzione preventiva ma predittiva, con evidenti risparmi dal punto di vista del costo dei componenti sostituiti e del tempo di fermo-macchina.
Per testare correttamente il componente è necessario progettare un banco adatto, che sia in grado di mostrare le prestazioni del sistema in condizioni simili a quelle reali, al fine di individuare dei parametri che indichino lo stato di salute dei componenti e la loro vita residua.
Partendo dal modello dettagliato del sistema di conversione del moto vite/madrevite a ricircolo di sfere sviluppato in [1] assieme all'azionamento elettrico, è stato definito e modellato in ambiente Matlab/Simulink® il sistema pneumatico che completa il banco e si occupa di generare una forzante esterna che va ad agire direttamente sulla madrevite, comportandosi di fatto come un disturbo.
Scopo del banco di prova virtuale è la valutazione della risposta del sistema in presenza di difetti e degradazioni di vario tipo iniettati nei vari componenti dell'EMA. Dalle svariate simulazioni condotte è, poi, possibile definire algoritmi prognostici per tale sistema.
Dopo aver modellato il sistema pneumatico e scelto la valvola di controllo più adatta, sono stati definiti gli algoritmi di controllo in anello chiuso e con controllo in anticipo di velocità, svolgendo anche l'ottimizzazione dei parametri del controllo feed-back e feed-forward. Sono, poi, state condotte prove sperimentali inerenti al solo sistema pneumatico ed al sistema completo del banco prova per poterli entrambi caratterizzare dal punto di vista della rigidezza e della dinamica ed investigare, in particolare, le reazioni a vari disturbi.
È stato, innanzitutto, verificato il soddisfacimento dei requisiti richiesti, in particolare quelli dinamici che richiedevano una risposta in frequenza con limitata attenuazione/amplificazione, almeno a basse frequenze, e ritardo di fase minore di 90° per comandi con frequenza fino a 5 Hz. Dalla FRF si è trovato, infatti, che in entrambi i modelli il modulo a basse frequenze, ossia fino a 4.5 Hz circa, si mantiene pari a 1.0065 = 0.0562 dB, mentre il ritardo di fase è inferiore a 90° fino a circa 17Hz.
In merito alla rigidezza dinamica, invece, si è visto che iniettando nel sistema dei disturbi in velocità di ampiezza 1, 10 e 50 mm/s in un range di frequenze di 0.1÷20 Hz le frequenze critiche ottenute dall'analisi armonica del modello completo sono inferiori alla frequenza limite f'=16.6603 Hz a cui la risposta del solo modello pneumatico inizia ad amplificare; tale risultato era esattamente quello auspicato poiché garantisce buone prestazioni del modello del banco prova.
A valle delle simulazioni condotte ed in base ai recenti studi nel campo degli attuatori, si può supporre con buona certezza che tra non molto i servocomandi elettromeccanici potranno sostituire gli attuatori di tipo idraulico.
Sono già esistenti ed in via di osservazione e testing dispositivi in grado di risolvere il problema del grippaggio, per cui gli obiettivi futuri nel campo degli EMA sono l'investigazione e la correlazione dei

risultati provenienti dalle prove sperimentali effettuate sui singoli componenti, lo sviluppo ed il miglioramento degli algoritmi prognostici in modo da riuscire a garantire una precisione sempre maggiore nella predizione della vita utile dei componenti.

Bibliografia

1. A. C. Bertolino, “Modellazione di sistema vite/madrevite in attuatori elettromeccanici per comandi di volo”, Politecnico di Torino, 2016.
2. P. Li, X. Jia, J. Feng, H. Davari, G. Qiao, Y. Hwang, J. Lee, “Prognosability study of ball screw degradation using systematic methodology”, Mech. Syst. Signal Process. 109 (2018) 45–57. doi: 10.1016/j.ymssp.2018.02.046.
3. C.E. Okwudire, Y. Altintas, “Hybrid Modeling of Ball Screw Drives With Coupled Axial, Torsional, and Lateral Dynamics”, J. Mech. Des. 131 (2009) 071002. doi: 10.1115/1.3125887.
4. W. Jin, Y. Chen, J. Lee, “Methodology for Ball Screw Component Health Assessment and Failure Analysis”, Vol. 2 Syst. Micro Nano Technol. Sustain. Manuf. (2013) V002T02A031. doi: 10.1115/MSEC2013-1252.
5. H. Yai-Cheng, S. Shi-Lun, “Ball Nut Preload Diagnosis of the Hollow Ball Screw through Sensed Current Signals”, Int. J. Autom. Smart Technol. 4 (2014) 134–142. doi: 10.5875/ausmt.v4i3.416.
6. W.G. Lee, J.W. Lee, M.S. Hong, S.-H. Nam, Y. Jeon, M.G. Lee, “Failure diagnosis system for a ball-screw by using vibration signals”, Shock Vib. 2015 (2015). doi: 10.1155/2015/435870.
7. M. Hanifzadegan, R. Nagamune, “Tracking and structural vibration control of flexible ball-screw drives with dynamic variations”, IEEE/ASME Trans. Mechatronics. 20 (2015) 133–142. doi: 10.1109/TMECH.2014.2298241.
8. F. Li, T. Li, Y. Jiang, F. Li, “Effects of Velocity on Elastic Deformation in Ball Screw Drives and its Compensation”, in: ASME (Ed.), Proc. ASME 2017 Int. Mech. Eng. Congr. Expo., ASME, Tampa, Florida, USA, 2017.
9. G.H. Feng, Y.L. Pan, “Investigation of ball screw preload variation based on dynamic modeling of a preload adjustable feed-drive system and spectrum analysis of ball-nuts sensed vibration signals”, Int. J. Mach. Tools Manuf. 52 (2012) 85–96. doi: 10.1016/j.ijmachtools.2011.09.008.
10. C.C. Wei, W.L. Liou, R.S. Lai, “Wear analysis of the offset type preloaded ball-screw operating at high speed”, Wear. 292–293 (2012) 111–123. doi: 10.1016/j.wear.2012.05.024.
11. C.G. Zhou, H.T. Feng, Z.T. Chen, Y. Ou, “Correlation between preload and no-load drag torque of ball screws”, Int. J. Mach. Tools Manuf. 102 (2016) 35–40. doi: 10.1016/j.ijmachtools.2015.11.010.
12. A. Kamalzadeh, “Precision Control of High Speed Ball Screw Drives”, University of Waterloo, 2008.
13. J.F. Cuttino, T.A. Dow, B.F. Knight, “Analytical and Experimental Identification of Nonlinearities in a Single-Nut, Preloaded Ball Screw”, J. Mech. Des. 119 (1997) 15. doi: 10.1115/1.2828782.
14. J. Otsuka, “Nanometer level positioning using three kinds of lead screws”, Nanotechnology. 3 (1992) 29–36. doi: 10.1088/0957-4484/3/1/006.
15. K. Nakashima, Y. Tamaru, K. Takafuji, “Ultraprecision Positioning by Preload Change of Lead Screws”, JSME Int. J. 44 (2001) 808–815.
16. A. Nakajima, T. Mawatari, “Dynamic behaviour of ball motion and its effect on oil film formation in ball screw”, in: G. Dalmaz, A.A. Lubrecht, D. Dowson, M. Priest (Eds.), Transient Process. Tribol. Proc. 30 Leeds-Lyon Symp. Tribol., INSA de Lyon Villeurbanne, France, 2003: pp. 449–457. doi: 10.1016/S0167-8922(03)80072-X.
17. C.C. Wei, J.F. Lin, J.-H. Horng, “Analysis of a ball screw with a preload and lubrication”, Tribol. Int. 42 (2009) 1816–1831. doi: 10.1016/j.triboint.2008.12.013.

18. S. Fukada, B. Fang, A. Shigeno, “Experimental analysis and simulation of nonlinear microscopic behavior of ball screw mechanism for ultra-precision positioning”, Precis. Eng. 35 (2011) 650–668. doi: 10.1016/j.precisioneng.2011.05.006.
19. F. Gallerani, “Analisi numerico sperimentale del rendimento nelle viti a ricircolo di sfere”, Politecnico di Milano, 2012.
20. I. Incze, A. Negrea, M. Imecs, C. Szabó, “Incremental Encoder Based Position and Speed Identification: Modeling and Simulation”, Technical University of Cluj-Napoca, 2010.
21. I. Incze, C. Szabó, M. Imecs, “Modeling and Simulation of an Incremental Encoder Used in Electrical Drives”, Technical University of Cluj-Napoca, 2010.
22. E. Balaban, A. Saxena, K. Goebel, C. S. Byington, M. Watson, S. Bharadwaj, M. Smith, “Experimental Data Collection and Modeling for Nominal and Fault Conditions on Electro-Mechanical Actuators”, NASA Ames Research Center, Impact Technologies, USA, 2009.
23. Modelica®, Modelica Association, 12 Dicembre 2000. [Online]. Available: www.modelica.org.
24. G. Jacazio, B. Piombo, “Meccanica applicata alle macchine Vol.II La trasmissione del moto”, Levrotto&Bella, Torino, 1992.
25. P. Guay, A. Frikha, “Ball bearing stiffness. A new approach offering analytical expressions”, Airbus Defence & Space, Toulouse, ADR, Thomery, France.
26. J-F. Antoine, C. Visa, C. Sauvey, G. Abba, “Approximate Analytical Model for Hertzian Elliptical Contact Problems”, LGIPM-CEMA, Yutz, Cedex, France, 2006.
27. T. L. Nguyen, S. Ro, C. K. Song, J. Park, “Study on preload monitoring of ball screw feed drive system using natural frequency detection”, J. Korean Soc. Precis. Eng., Vol. 35, No. 2, pp. 135-143, 2018.
28. ROSA Sistemi, “Viti a ricircolazione di sfere”, Catalogo generale.
29. G. Qiao, G. Liu, Z. Shi, Y. Wang, S. Ma, T. C Lim, “A review of electromechanical actuators for More/All Electric aircraft systems”, Northwestern Polytechnical University, Xi'an, Shaanxi, Cina, 2017.
30. Les A. Kane, “Handbook of advanced process control systems and instrumentation”, Les A. Kane, Gulf Pub. Co., 1987.
31. He Song Liu, Yong Ling Fu, Juan Chen, Hui Chen, “Active Disturbance Rejection Control in Airborne Direct Drive Electro Mechanical Actuator Application”, Applied Mechanics and Materials (Volume 551), A. Mehran Shahhosseini, 2014.
32. E. Balaban, A. Saxena, K. Goebel, C. S. Byington, M. Watson, S. Bharadwaj, M. Smith, “Experimental Data Collection and Modeling for Nominal and Fault Conditions on Electro-Mechanical Actuators”, Annual Conference of the Prognostics and Health Management Society, 2009.