



**UNIVERSITÀ DI PISA**

**FACOLTÀ DI INGEGNERIA**

**Dipartimento di Ingegneria Aerospaziale**

*Tesi di Laurea Specialistica in Ingegneria Aerospaziale*

**Modellazione, simulazione e controllo di motori brushless a modulazione trapezoidale  
per l'attuazione elettromeccanica di un carrello di elicottero**

Relatori:

*Prof. Ing. Roberto GALATOLO*

*Ing. Gianpietro DI RITO*

Candidato:

*Nicola Ninci*

ANNO ACCADEMICO 2011-2012

*Alla mia famiglia,  
ai miei amici e a tutti i  
compagni d'avventura del DLA.*

## Sommario

L'obiettivo principale di questo lavoro di tesi è la definizione di un'architettura per attuatore elettromeccanico (EMA) destinato alla movimentazione di un carrello di atterraggio per velivoli elicotteristici.

Dopo una prima parte dedicata a una ricerca bibliografica che ha coinvolto articoli del settore e cataloghi di aziende produttrici, è stata svolta un'intensa analisi sui pesi e le prestazioni dei vari componenti.

Ottenuta una possibile configurazione del EMA, il lavoro è proseguito con la costruzione di un modello in ambiente Matlab-Simulink, seguito da un'analisi sul comportamento dinamico e la definizione dei controlli necessari al suo corretto funzionamento.

Infine sono stati riportati i principali risultati di un'analisi temporale di una missione tipo (estrazione/retrazione) caratterizzando le principali grandezze elettriche e meccaniche che entrano in gioco in un sistema del genere.

# INDICE

<b>SOMMARIO</b> .....	<b>I</b>
<b>INDICE</b> .....	<b>II</b>
<b>INDICE DELLE FIGURE</b> .....	<b>IV</b>
<b>INTRODUZIONE</b> .....	<b>1</b>
<b>1 ATTUAZIONE ELETTROMECCANICA IN CAMPO ELICOTTERISTICO: STATO DELL'ARTE, SOLUZIONI, ARCHITETTURE</b> .....	<b>2</b>
1.1 IL PASSAGGIO DALLA TECNOLOGIA IDRAULICA A QUELLA ELETTROMECCANICA .....	2
1.1.1 Sistemi di attuazione .....	8
1.2 MOTORI ELETTRICI PER EMA: POSSIBILI SOLUZIONI.....	12
1.2.1 Motori a riluttanza variabile ( <i>Switched Reluctance Motors</i> ) .....	13
1.2.2 Motori sincroni a magneti permanenti ( <i>Brushless Motors</i> ).....	15
1.3 ELETTRONICA DI POTENZA.....	18
1.3.1 Driver con dispositivi per il recupero di energia.....	19
1.4 TRASMISSIONE MECCANICA: POSSIBILI SOLUZIONI.....	26
1.4.1 Trasmissione con vite.....	26
1.4.2 Scatola di riduzione .....	29
1.5 PRINCIPALI MODALITÀ DI GUASTO DEGLI EMA .....	30
1.5.1 Avarie meccaniche e strutturali .....	30
1.5.2 Avarie motore .....	32
1.5.3 Avarie elettriche ed elettroniche.....	33
1.5.4 Strategie fail-safe per applicazione in carrelli: <i>Free-Fall</i> .....	34
<b>2 DEFINIZIONE DELL'ARCHITETTURA DELL'ATTUATORE EMA</b> .....	<b>36</b>
2.1 REQUISITI DI SPECIFICA.....	36
2.2 CONSIDERAZIONI DI AFFIDABILITÀ .....	37
2.3 ARCHITETTURA DELL'ATTUATORE .....	41
2.3.1 Componenti principali .....	41
2.3.2 Loop di controllo in ciclo chiuso .....	42
2.4 DIMENSIONAMENTO PRELIMINARE DEL SISTEMA .....	44
2.4.1 Selezione della vite di trasmissione .....	44
2.4.2 Selezione della scatola di riduzione.....	47
2.4.3 Selezione del motore .....	50
<b>3 MOTORI BRUSHLESS A MODULAZIONE TRAPEZOIDALE</b> .....	<b>64</b>
3.1 VANTAGGI PER L'APPLICAZIONE.....	64
3.2 ARCHITETTURA DEL MOTORE E PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO .....	64
3.2.1 Tecnica di controllo trapezoidale.....	77
3.2.2 Sensori Hall .....	84
<b>4 SVILUPPO DEL MODELLO NONLINEARE DELL'ATTUATORE IN AMBIENTE MATLAB-SIMULINK</b> .....	<b>87</b>
4.1 MODELLO SIMULINK DELL'EMA.....	87
4.1.1 Sottosistemi.....	89
<b>5 LINEARIZZAZIONE DELLA DINAMICA E SINTESI DELLE LEGGI DI CONTROLLO DELL'ATTUATORE</b> .....	<b>105</b>

---

5.1	MODELLO LTI DEL SISTEMA .....	106
5.1.1	<i>Funzioni di trasferimento di "ciclo aperto"</i> .....	108
5.2	SINTESI DELLE LEGGI DI CONTROLLO .....	111
5.2.1	<i>Controllo di corrente</i> .....	111
5.2.2	<i>Controllo di velocità</i> .....	118
<b>6</b>	<b>ANALISI DELLE PRESTAZIONI DEL SISTEMA MEDIANTE SIMULAZIONE NONLINEARE.....</b>	<b>127</b>
6.1	RISPOSTE IN FREQUENZA DEL SISTEMA .....	127
6.1.1	<i>Risposte al comando di velocità</i> .....	127
6.1.2	<i>Risposte al disturbo di coppia</i> .....	130
6.2	CARATTERIZZAZIONE DELLA DINAMICA DI ESTRAZIONE/RETRAZIONE.....	131
6.2.1	<i>Estrazione/retrazione carrello a velocità costante</i> .....	132
6.2.2	<i>Estrazione/retrazione carrello a velocità variabile</i> .....	139
<b>7</b>	<b>CONCLUSIONI E SVILUPPI FUTURI.....</b>	<b>153</b>
	<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>154</b>
	<b>APPENDICE A: TIPOLOGIE DI CONTROLLO PWM.....</b>	<b>157</b>
	SIX STEP MODULATION.....	157
	PULSE WIDTH MODULATION .....	159
	MODULAZIONE SENO-TRIANGOLO.....	160
	MODULAZIONE AD ISTERESI.....	164
	<b>APPENDICE B: MATLAB-SIMULINK: SOTTOSISTEMI MODELLO .....</b>	<b>165</b>
	COMANDI DI VELOCITÀ .....	165
	COMANDI DI COPPIA .....	166
	BLOCCO COMANDI DI ESTRAZIONE/RETRAZIONE.....	167
	ELABORATORE DEL SEGNALE DEGLI SWITCH .....	168
	LOGICA DELL'ELABORATORE DEL SEGNALE DEGLI SWITCH .....	169
	GENERATORE DI ONDA QUADRA GENERICA FASE .....	170
	LOGICA DI CALCOLO DI $K_e$ PER LA FASE A .....	171
	<b>APPENDICE C: VALORE PARAMETRI DI SIMULAZIONE .....</b>	<b>172</b>
	<b>APPENDICE D: RECUPERO DI ENERGIA: GEARSHIFT .....</b>	<b>173</b>

## INDICE DELLE FIGURE

Fig.1.1 Obbiettivi futuri per la generazione di potenza a bordo, [1] .....	2
Fig.1.2 Evoluzione degli impianti aeronautici, [1].....	3
Fig.1.3 Configurazione <i>All-Electric</i> , [1] .....	3
Fig.1.4 Locazione impianto idraulico per elicottero, [W7].....	4
Fig.1.5 Principali componenti dell'impianto idraulico per elicotteri, [W9] .....	4
Fig.1.6 Stima del peso dei sistemi di bordo nel passaggio al velivolo <i>All- Electricm</i> , [18] .....	5
Fig.1.7 Esempio di impianto idraulico per il comando di un rotore da elicottero, [W6] .....	7
Fig.1.8 Esempio impianto idraulico per l'estrazione dei carrelli, [W8] .....	7
Fig.1.9 Attuatori idraulici in un elicottero, [W9].....	8
Fig.1.10 Esempi di attuatori <i>Power-By-Wire</i> .....	9
Fig.1.11 Esempio di EMA.....	13
Fig.1.12 Struttura interna motore SRM a 6 espansioni statoriche (3 fasi) e 4 espansioni rotoriche [W10] .....	14
Fig.1.13 Andamento della coppia e della corrente in un motore SRM .....	15
Fig.1.14 Struttura interna motore brushless.....	15
Fig.1.15 Confronto tra il modello trapezoidale e sinusoidale .....	17
Fig.1.16 Esempio di inverter.....	19
Fig.1.17 Schema di motore con recupero di energia con DC-DC converter [8].....	21
Fig.1.18 Schema impianto di recupero di potenza con DC-DC converte e ultracapacitori [8].....	21
Fig.1.19 Andamento del voltaggio negli ultracapacitori .....	22
Fig.1.20 Possibili collegamenti del gearshifth .....	23
Fig.1.21 Interruttori all'alimentazione .....	23
Fig.1.22 Interruttori alle fasi del motore .....	24
Fig.1.23 Schema circuito di alimentazione del motore [10].....	25
Fig.1.24 Schema di alimentazione [10].....	25
Fig.1.25 Schema di ricarica della batteria [10] .....	26
Fig.1.23 Screw.....	26
Fig.1.24 Esempio di soluzione ball screw.....	27
Fig.1.25 Esempio di roller screw e planetary roller screw .....	27
Fig.1.26 Contatto tra elementi di rotolamento e piste: sfere e rulli filettati .....	27
Fig.1.27 Esempio di ghiera distanzatrice.....	28
Fig.1.28 Gear box.....	29
Fig.1.29 Sistema di sgancio idraulico dei carrelli .....	34
Fig.1.30 Soluzione free-fall .....	35
Fig.2.2 Albero dei guasti [11] .....	39
Fig.2.3 Albero dei guasti soluzione con dispositivo di sgancio [11] .....	40
Fig.2.4 Schema generale EMA .....	41
Fig.2.5 Loop di controllo per motore sinusoidale [5] .....	43
Fig.2.6 Loop di controllo per motore trapezoidale [5].....	43
Fig.2.7 Grafico coppia di carico-corsa al variare del passo della vite.....	45
Fig.2.8 Relazione tra peso e carico dinamico della vite .....	47
Fig.2.9 Grafico coppia elettrica-corsa al variare del rapporto di riduzione del gear box.....	48
Fig.2.10 Gearhead.....	49
Fig.2.11 Grafico peso-rapporto di riduzione del gear box.....	50
Fig.2.12 Grafico coppia massima-peso del motore .....	51
Fig.2.13 Ingrandimento grafico coppia massima-peso motore .....	51
Fig.2.14 Grafico coppia massima-volume del motore .....	52
Fig.2.15 Ingrandimento grafico coppia massima-volume del motore.....	53
Fig.2.16 Confronto tra i volumi delle soluzioni con o senza riduttore .....	53
Fig.2.17 Limite di velocità massima in estrazione e retrazione.....	55
Fig.2.18 Mappe dei motori BN23 con riduttore da 4 .....	56
Fig.2.19 Mappe dei motori BN23 con riduttore da 7 .....	56
Fig.2.20 Mappe dei motori BN28 con riduttore da 4 .....	57
Fig.2.21 Mappe dei motori BN28 con riduttore da 7 .....	57

Fig.2.22 Mappe dei motori BN34 senza riduttore .....	58
Fig.2.23 Profilo di velocità motore BN23-18 con riduttore da 7 .....	59
Fig.2.24 Profilo di velocità motore BN23-23 con riduttore da 4 .....	60
Fig.2.25 Profilo di velocità motore BN23-23 con riduttore da 7 .....	60
Fig.2.26 Profilo di velocità motore BN23-28 con riduttore da 4 .....	61
Fig.2.27 Profilo di velocità motore BN23-28 con riduttore da 7 .....	61
Fig.2.28 Andamento della potenza motore BN23-23 con riduttore da 4 .....	62
Fig.2.29 Andamento della potenza motore BN23-23 con riduttore da 7 .....	63
Fig.2.30 Motore BN23-23 .....	63
Fig.3.1 Schema struttura interna motore brushless .....	64
Fig.3.2 Avvolgimenti statorici .....	65
Fig.3.3 Definizione funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti concentrati .....	65
Fig.3.4 Schema del campo magnetico prodotto dallo statore .....	66
Fig.3.5 Struttura del rotore .....	67
Fig.3.6 Definizione della funzione di induzione del campo magnetico .....	67
Fig.3.7 Effetto dello statore e del rotore: avvolgimenti concentrati .....	68
Fig.3.8 Analisi dell'interazione tra statore e rotore: con assi coincidenti .....	68
Fig.3.9 Superficie del traferro .....	69
Fig.3.10 Analisi dell'interazione tra statore e rotore: con assi ortogonali .....	70
Fig.3.11 Onda del flusso concatenato .....	70
Fig.3.12 Onda di f.e.m.: avvolgimenti concentrati .....	71
Fig.3.13 Definizione funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti .....	72
Fig.3.14 Effetto dello statore e del rotore: avvolgimenti distribuiti .....	72
Fig.3.15_ Funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti .....	73
Fig.3.16 Funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti .....	74
Fig.3.17 Forma della cava statorica .....	74
Fig.3.18 Influenza delle cave sulla funzione di distribuzione dei conduttori .....	74
Fig.3.19 Interazione tra cave statoriche e rotore .....	75
Fig.3.20 Skewing .....	76
Fig.3.21 Effetto dello skewing sulla funzione di distribuzione dei conduttori .....	76
Fig.3.22 Campo magnetico sulla linea di separazione tra N e S .....	76
Fig.3.23 Onda di induzione di campo magnetico reale .....	77
Fig.3.24 Onda di f.e.m. reale: avvolgimenti distribuiti .....	77
Fig.3.25 Onda di f.e.m. e di corrente in una modulazione trapezoidale .....	78
Fig.3.26 Onde di f.e.m. delle tre fasi .....	78
Fig.3.27 Onde di corrente delle tre fasi .....	79
Fig.3.28 Effetto dell'induttanza sulla commutazione di corrente .....	81
Fig.3.29 Schema elettrico delle fasi .....	81
Fig.3.30 Ripple di coppia a bassa velocità .....	82
Fig.3.31 Ripple di coppia ad alta velocità .....	82
Fig.3.32 Coppia elettrica di un motore trapezoidale .....	83
Fig.3.33 Schema elettronica motore .....	84
Fig.3.34 Posizionamento sensori hall .....	85
Fig.3.35 Schema di pilotaggio da parte dei sensori hall .....	85
Fig.4.1 Schema della struttura del modello .....	87
Fig.4.2 Modello EMA: top-level diagramma Simulink .....	88
Fig.4.3 Modello dei controlli e della fisica del motore .....	89
Fig.4.4 Controllo di velocità .....	90
Fig.4.5 Generatore onda quadra delle correnti di fase .....	91
Fig.4.6 Controllo di corrente .....	92
Fig.4.7 Semplificazione dell'elettronica PWM .....	93
Fig.4.8 Modello del motore .....	94
Fig.4.9 Dinamica delle correnti .....	95
Fig.4.10 Fase a, b, c .....	96
Fig.4.11 Generazione onda f.c.e.m. .....	97
Fig.4.12 Meccanica .....	98
Fig.4.13 Bilancio momento della quantità di moto .....	99

Fig.4.14 Sensore di velocità.....	100
Fig.4.15 Sensori di corrente .....	101
Fig.4.16 Sensore fase a.....	102
Fig.4.17 Trasmissione .....	103
Fig.4.18 Logica switch di corsa.....	104
Fig.5.1 Approssimazione dell'onda trapezoidale in onda sinusoidale .....	106
Fig.5.2 Sistema in anello aperto: corrente.....	108
Fig.5.3 Sistema in anello aperto: velocità .....	109
Fig.5.4 Sistema in anello chiuso: corrente.....	112
Fig.5.5 Luogo delle radici del controllo di corrente.....	114
Fig.5.6 Sistema in anello chiuso: corrente con f.e.m.....	115
Fig.5.7 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 50 rad/sec .....	116
Fig.5.8 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 300 rad/sec .....	117
Fig.5.9 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 700 rad/sec .....	117
Fig.5.10 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 50 rad/sec.....	119
Fig.5.11 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 300 rad/sec.....	120
Fig.5.12 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 700 rad/sec .....	120
Fig.5.13 Determinazione del punto a margine di fase maggiore.....	121
Fig.5.14 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a 5° .....	122
Fig.5.15 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a 85° .....	122
Fig.5.16 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a 95° .....	123
Fig.5.17 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a 175° .....	123
Fig.5.18 Sistema in anello chiuso: velocità.....	124
Fig.5.19 Diagramma di Bode in anello chiuso a 50 rad/sec.....	125
Fig.5.20 Diagramma di Bode in anello chiuso a 300 rad/sec.....	126
Fig.5.21 Diagramma di Bode in anello chiuso a 700 rad/sec.....	126
Fig.6.1 Risposta del sistema reale a un disturbo di velocità.....	127
Fig.6.2 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 50rad/sec.....	128
Fig.6.3 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 300rad/sec .....	129
Fig.6.4 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 700rad/sec .....	129
Fig.6.5 Risposta del sistema reale a un disturbo di coppia .....	130
Fig.6.6 Comportamento del sistema al variare della frequenza di disturbo.....	131
Fig.6.7 Profilo di velocità: estrazione a 350 rad/sec.....	132
Fig.6.8 Profilo di velocità: retrazione a 350 rad/sec.....	132
Fig.6.9 Picco di velocità in estrazione dovuto allo sgancio .....	133
Fig.6.10 Corsa estrazione .....	134
Fig.6.11 Spostamento allo sgancio.....	134
Fig.6.12 Corsa retrazione .....	135
Fig.6.13 Corrente di fase estrazione.....	135
Fig.6.14 Corrente di fase retrazione.....	136
Fig.6.15 Particolare corrente di fase in estrazione .....	137
Fig.6.16 Particolare corrente di fase in retrazione .....	137
Fig.6.17 Andamento della coppia in estrazione.....	138
Fig.6.18 Andamento della coppia in retrazione.....	138
Fig.6.19 Profilo di velocità: estrazione a velocità variabile .....	139
Fig. 6.20 Profilo di velocità: retrazione a velocità variabile .....	140
Fig. 6.21 Corsa estrazione .....	141
Fig. 6.22 Corsa retrazione .....	141
Fig. 6.23 Corrente di fase estrazione a velocità variabile .....	142
Fig. 6.24 Corrente di fase retrazione a velocità variabile .....	142
Fig.6.25 Particolare corrente di fase in estrazione a 700 rad/sec.....	143
Fig.6.26 Particolare corrente di fase in estrazione a 300 rad/sec.....	143
Fig.6.27 Particolare corrente di fase in estrazione a 50 rad/sec .....	144
Fig.6.28 Particolare corrente di fase in retrazione a 700 rad/sec.....	144
Fig. 6.29 Particolare corrente di fase in retrazione a 300 rad/sec.....	145
Fig.6.30 Particolare corrente di fase in retrazione a 50 rad/sec.....	145
Fig.6.31 Andamento della coppia in estrazione a velocità variabile .....	146

---

Fig.6.32 Andamento della coppia in retrazione a velocità variabile .....	147
Fig.6.33 Oscillazione di coppia in estrazione a 700 rad/sec .....	148
Fig.6.34 Oscillazione di coppia in estrazione a 300 rad/sec .....	148
Fig.6.35 Oscillazione di coppia in estrazione a 50 rad/sec .....	149
Fig.6.36 Oscillazione di coppia in retrazione a 700 rad/sec .....	149
Fig. 6.37 Oscillazione di coppia in retrazione a 300 rad/sec .....	150
Fig.6.38 Oscillazione di coppia in retrazione a 50 rad/sec .....	150
Fig.6.39 Andamento potenza elettrica in estrazione .....	151
Fig.6.40 Andamento potenza elettrica in retrazione .....	151
Fig.A.1 Strategia di pilotaggio "Six step" .....	157
Fig.A.2 Sequenza di OFF-ON degli switch .....	158
Fig.A.3 Strategia "Pulse width modulation" .....	159
Fig.A.4 Strategia seno-triangolo .....	161
Fig.A.5 Encoder ottico .....	162
Fig.A.6 Schema di funzionamento dell'encoder .....	163
Fig.A.7 Strategia per la determinazione del verso di rotazione .....	163
Fig.A.8 Banda di variabilità della corrente .....	164
Fig.B.1 Comandi di velocità .....	165
Fig.B.2 Comandi di coppia di carico .....	166
Fig.B.3 Blocco comandi estrazione retrazione .....	167
Fig.B.4 Elaboratore segnale degli switch .....	168
Fig.B.5 Logica dell'elaboratore del segnale proveniente dagli switch .....	169
Fig.B.6 Generatore di onda quadra di una generica fase .....	170
Fig.B.7 Logica di calcolo della curva trapezoidale della generica fase .....	171
Fig.D.1 Schemi di funzionamento gearshifh .....	174

## Introduzione

Nel presente lavoro di tesi si vuole affrontare le problematiche derivanti dalla definizione dell'architettura e la progettazione di un attuatore elettromeccanico per la movimentazione di un carrello d'atterraggio per elicotteri.

Nella prima fase di lavoro è stata affrontata una ricerca bibliografica con lo scopo di individuare le possibili configurazioni di EMA già esistenti, per capire la struttura di questi sistemi e i componenti che li costituiscono.

Successivamente, a fronte di fissati requisiti di specifica caratteristici di un EMA, sono stati analizzati alcuni cataloghi di differenti aziende costruttrici per determinare una scelta dei singoli componenti del sistema.

In particolare è stata eseguita un'analisi preliminare sui pesi e sugli ingombri dell'attuatore per poi passare a una verifica dei requisiti di prestazione. L'attività ha portato alla scelta di una configurazione plausibile composta da una vite a ricircolo di rulli, un motore elettrico brushless di tipo trapezoidale e un riduttore ad ingranaggi.

Fissata la configurazione, il lavoro è proseguito con la modellazione dinamica in ambiente Matlab-Simulink per lo studio del comportamento dinamico.

A partire dal modello non lineare è stato ottenuto il modello LTI, che ha permesso di definire le leggi di controllo dell'EMA sia per il controllore di velocità che quello di corrente.

La parte successiva del lavoro è consistita nel caratterizzare le prestazioni del sistema in termini di risposta in frequenza, verificando la validità delle leggi di controllo sintetizzate.

Il lavoro si è poi concluso effettuando uno studio della risposta temporale, nel quale si sono definite diverse possibili leggi di moto dell'EMA sia per l'estrazione che per la retrazione, analizzando gli andamenti delle correnti di fase che gestiscono il motore, la coppia sviluppata e il corretto inseguimento del segnale comandato in velocità.

# 1 Attuazione elettromeccanica in campo elicotteristico: stato dell'arte, soluzioni, architetture

## 1.1 Il passaggio dalla tecnologia idraulica a quella elettromeccanica

Nella progettazione dei moderni velivoli la parte riguardante gli impianti per la generazione e la distribuzione della potenza ha sempre assunto un aspetto cruciale, ciò è dovuto al fatto che il funzionamento dei vari sistemi che costituiscono il velivolo dipende dall'energia di varia natura (idraulica, elettrica e/o pneumatica) fornita da essi come mostrato in Fig.1.1.

Negli ultimi anni, a seguito della comparsa sul mercato di nuove tecnologie nel settore elettrico, la progettazione dei sistemi di bordo è stata portata a considerare configurazioni innovative, in particolare è nato il concetto di *All-Electric Aircraft* secondo il quale tutti i sistemi di bordo possono essere convertiti in maniera tale da diventare utenze del solo impianto elettrico.

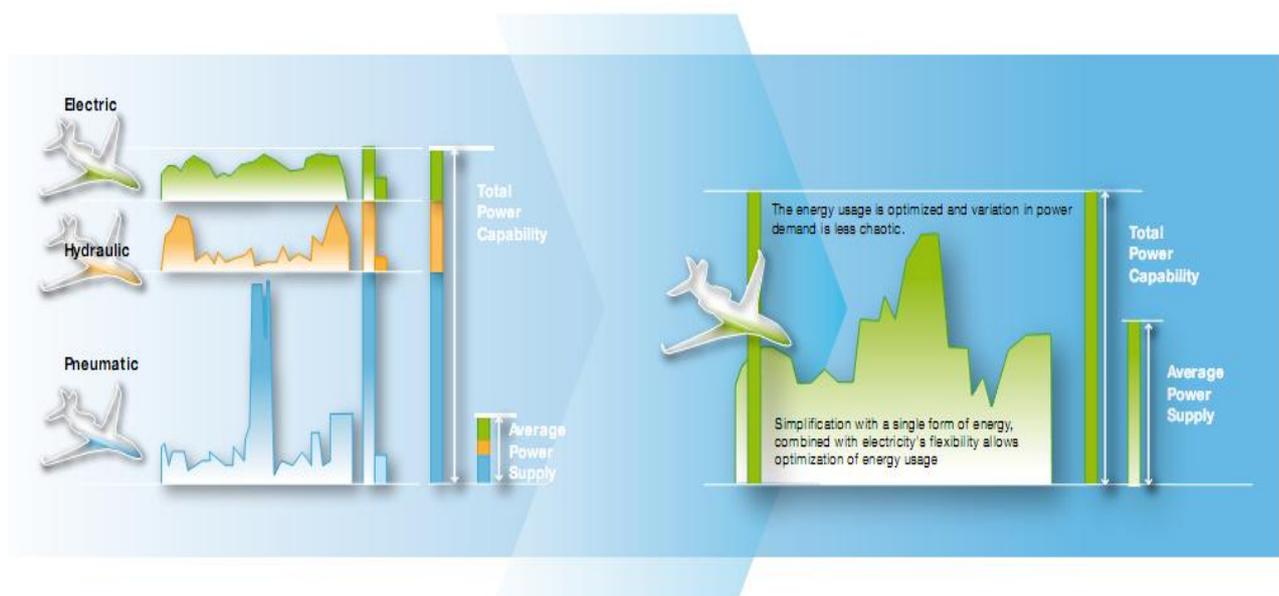


Fig.1.1 Obiettivi futuri per la generazione di potenza a bordo, [1]

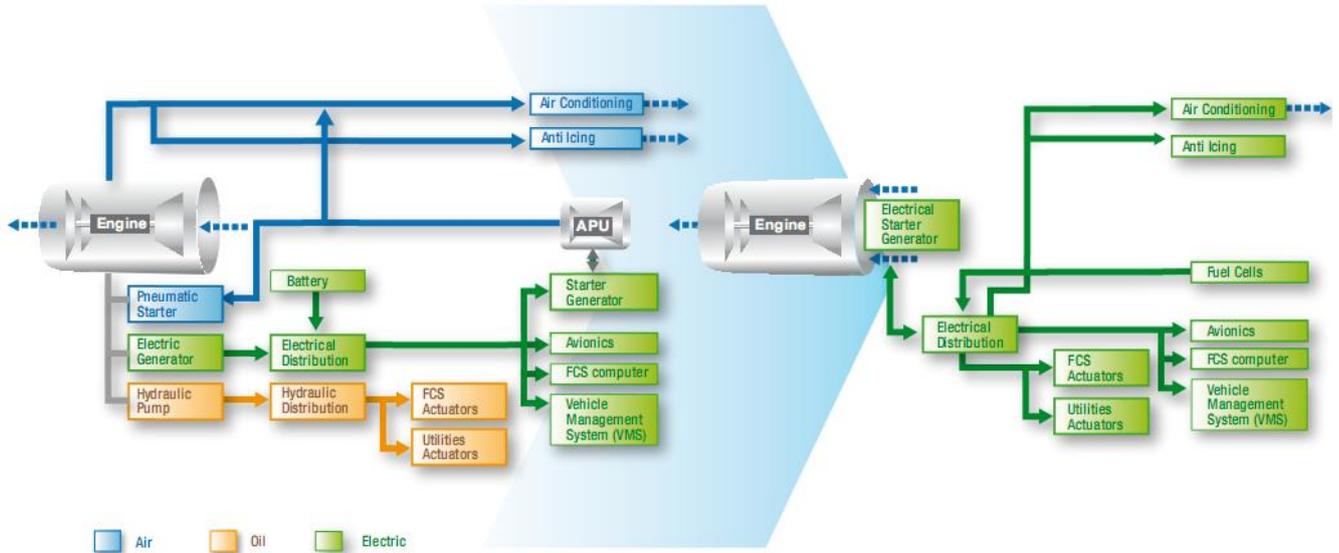


Fig.1.2 Evoluzione degli impianti aeronautici, [1]

Tale visione comporta di conseguenza l'eliminazione dell'impianto idraulico e pneumatico allo scopo di ottimizzare la distribuzione di potenza, migliorare il rendimento dell'impianto propulsivo, diminuire l'impatto ambientale per lo smaltimento dei fluidi idraulici esausti e diminuire i costi operativi legati alla manutenzione.

Per il raggiungimento di questi obiettivi all'interno della comunità scientifica si è visto un crescente interesse nello sviluppo di attuatori per comandi primari e secondari di tipo elettromeccanico (*Electro-Mechanical Actuators, EMA*) adatti al conseguimento di sistemi di controllo cosiddetti *Power-By-Wire (PBW)*, alternativi ai tradizionali *Fly-By-Wire (FBW)*, basati sull'uso di attuatori idraulici.

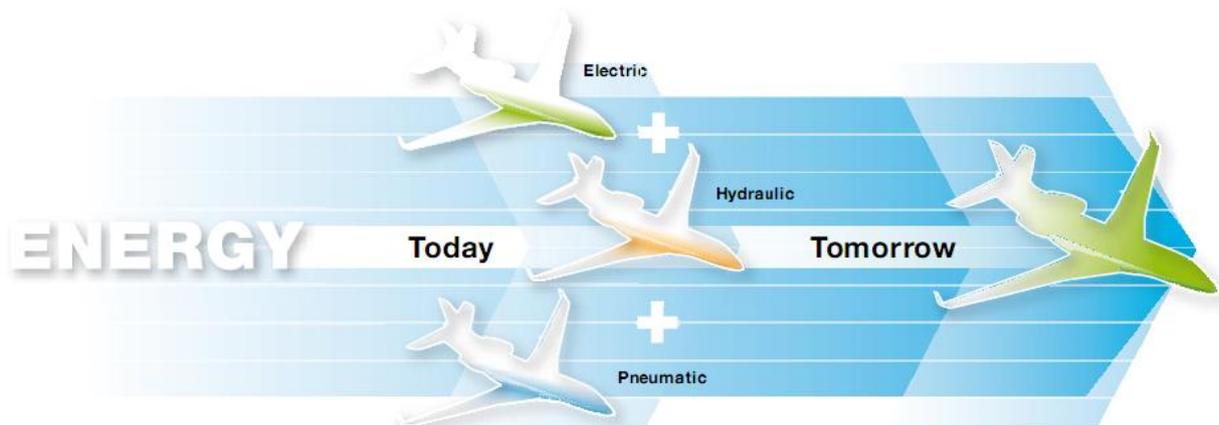


Fig.1.3 Configurazione *All-Electric*, [1]

Tale filosofia è applicabile in piccolo anche agli elicotteri che come gli aerei sfruttano un impianto idraulico per adempiere a molte funzioni, compresa quella di movimentazione dei comandi di volo. Di seguito è riportato uno schema che riassume al suo interno i vari componenti che costituiscono il generico sistema idraulico all'interno di un elicottero e la loro locazione all'interno della fusoliera.

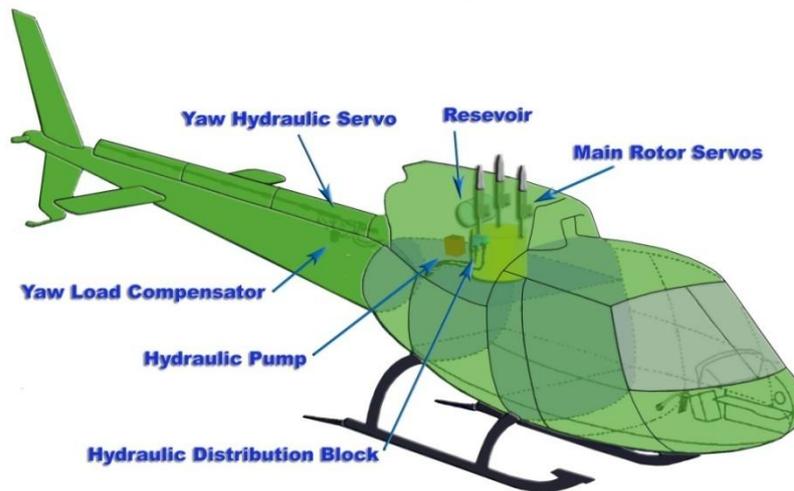


Fig.1.4 Locazione impianto idraulico per elicottero, [W7]

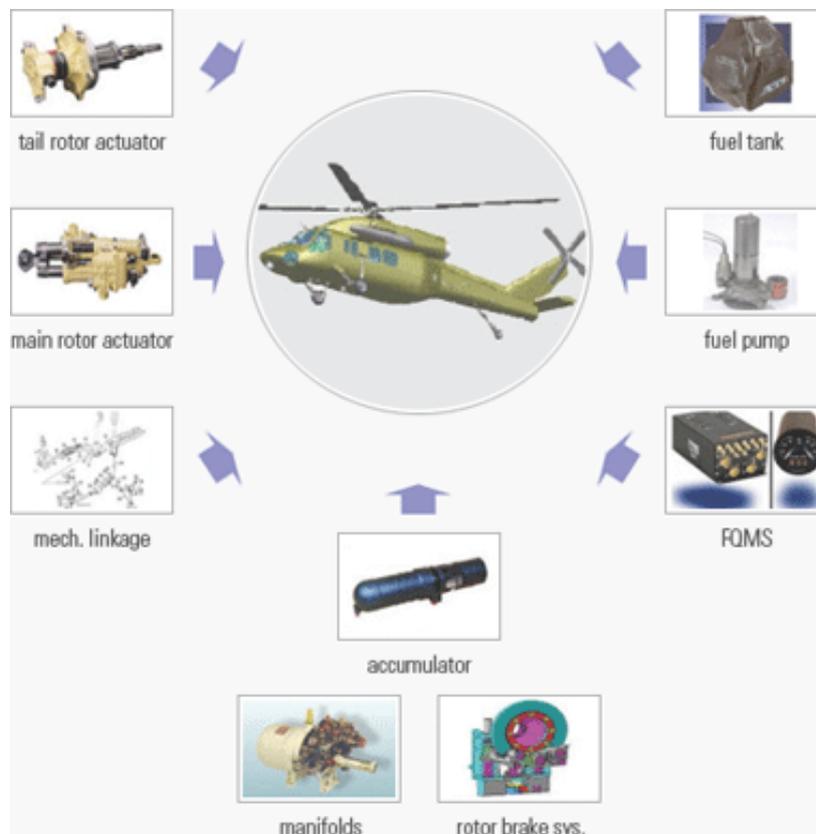


Fig.1.5 Principali componenti dell'impianto idraulico per elicotteri, [W9]

L'obiettivo *All-Electric* ha reso necessario interrogarsi su alcuni aspetti derivanti dall'utilizzo della potenza elettrica per il sistema di attuazione in sostituzione di quella idraulica, in particolare l'attenzione va concentrata sull'affidabilità del sistema, sulle ridondanze necessarie, sulla generazione di calore e la sua dissipazione, sulla rigidità del sistema e in fine sulla necessità di ottenere le medesime prestazioni.

Gli obiettivi che si vogliono raggiungere con l'adozione di soli sistemi elettrici sono i seguenti, [18] [19] e [2]:

- Riduzione del peso

L'eliminazione dei sistemi idraulici e pneumatici e la loro sostituzione con quello elettrico comporta una notevole diminuzione di peso, basti pensare a tutto il liquido idraulico non più necessario e una non trascurabile diminuzione di ingombri all'interno del velivolo. In realtà il guadagno di peso è ottenibile solo se si adotta una sofisticata elettronica gestita da un *Power Management System* adibito alla gestione della fornitura della potenza elettrica alle varie utenze e la prevenzione di eventuali blackout. Senza questa tecnologia che decide a quali utenze fornire energia e a quali no i generatori, per ovviare alla enorme richiesta di potenza elettrica, dovrebbero avere delle dimensioni troppo grandi con il conseguente aumento di peso che si andrebbe a sommare a quello dovuto agli attuatori elettromeccanici già di per sé più pesanti.

Studi recenti hanno dimostrato che, analizzando il peso dei sistemi di bordo nella loro interezza, nel passaggio da un velivolo convenzionale ad uno *All-Electric* si ottiene una evidente diminuzione di peso complessivo del velivolo, Fig.1.6.

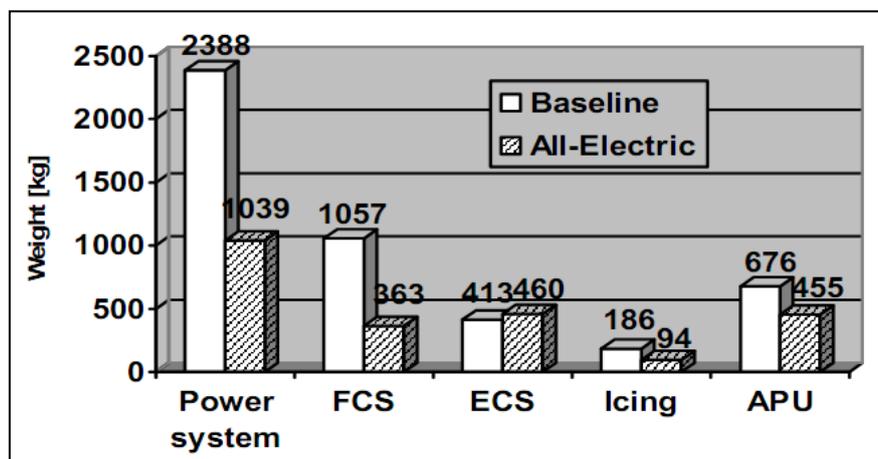


Fig.1.6 Stima del peso dei sistemi di bordo nel passaggio al velivolo *All- Electric*, [18]

- Riduzione dei costi

Altro aspetto fondamentale è la riduzione dei costi complessivi del velivolo dovuta sia alla diminuzione dei consumi di carburante conseguente al calo del peso globale sia alla minore manutenzione necessaria.

Il sistema elettrico infatti, al contrario di quello idraulico, non richiede una manutenzione periodica intensiva e inoltre con l'adozione della soluzione all-electric non sono necessarie delle squadre di manutenzione specializzate per i diversi tipi di sistemi.

Allo stesso tempo abbiamo inoltre una semplificazione nella realizzazione e installazione dell'intero impianto con conseguente risparmio sui pezzi necessari e sui tempi di realizzazione.

- Ottimizzazione energetica

L'eliminazione dell'impianto idraulico implica il vantaggio di non avere la necessità di condotti pressurizzati con fluidi infiammabili ad elevate temperature con conseguente diminuzione del rischio di incendi. Ciò quindi comporta la possibilità di avere soluzioni strutturali che non necessitano di avanzati sistemi di protezione nei confronti del calore e la mancanza di un fluido che in caso di perdita potrebbe provocare anche l'avaria di altri sistemi quali quello elettrico.

La sostituzione dell'impianto pneumatico con quello elettrico invece comporta ripercussioni notevoli sia sul sistema di condizionamento sia sul sistema di pressurizzazione della cabina.

Attualmente l'aria in cabina è fornita spillandola dal compressore del motore attraverso l'*Environmental Control System* (ECS). Un ECS azionato elettricamente ridurrebbe problemi legati alla qualità dell'aria, sbalzi di pressione per i passeggeri durante variazione della manetta e comporterebbe un risparmio approssimativamente dell'1% di carburante consumato.

- Eco compatibilità

Come visto nei punti precedenti il difetto più grande dell'impianto idraulico è la presenza di un fluido che generalmente è altamente inquinante e infiammabile. Inoltre per essere efficiente l'impianto idraulico richiede che questo liquido debba possedere e mantenere delle precise caratteristiche durante il periodo operativo, ciò rende necessaria una manutenzione frequente e periodiche sostituzioni del fluido stesso. Quindi l'eliminazione degli impianti idraulici a favore di quelli elettrici, consente di eliminare il problema dello smaltimento del liquido idraulico.

Di seguito sono riportati gli schemi del sistema idraulico che regola la movimentazione delle pale di un elicottero e dei tre carrelli.

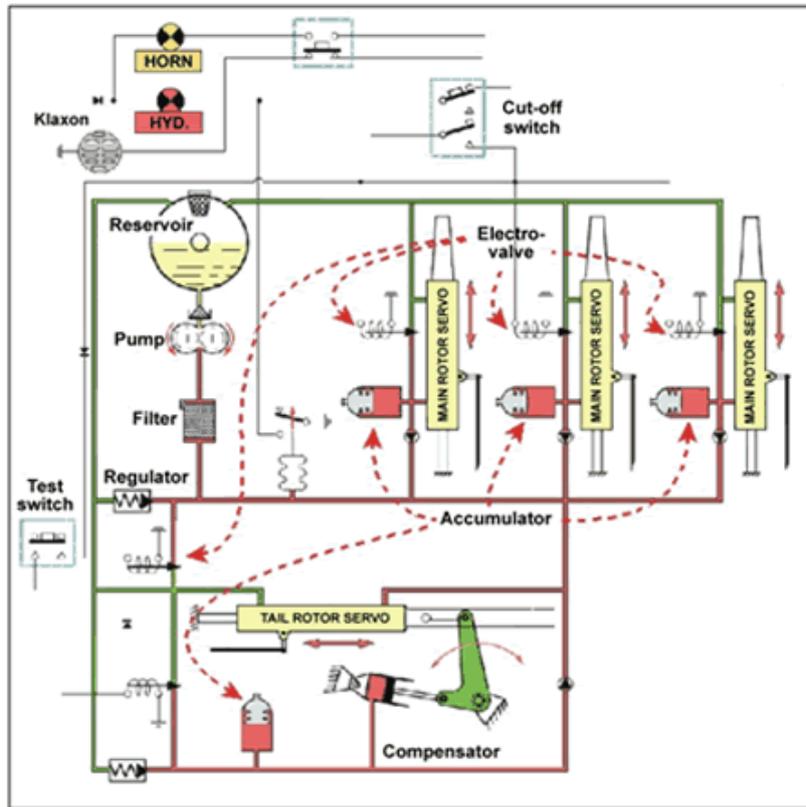


Fig.1.7 Esempio di impianto idraulico per il comando di un rotore da elicottero, [W6]

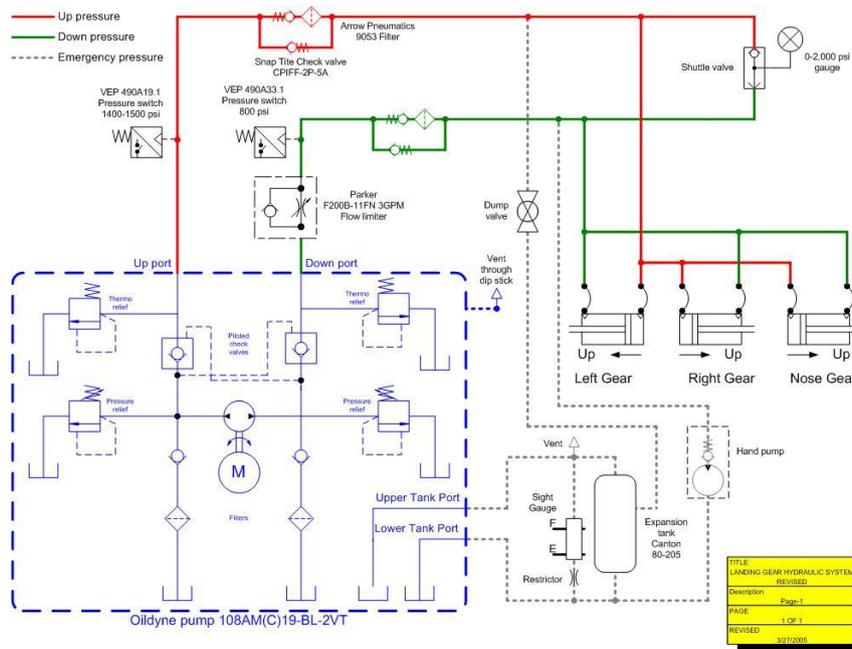


Fig.1.8 Esempio impianto idraulico per l'estrazione dei carrelli, [W8]

### 1.1.1 Sistemi di attuazione

In velivoli convenzionali la movimentazione dei comandi primari e secondari viene ottenuta tramite servoattuatori idraulici, che come soluzione tecnologica hanno raggiunto una piena maturità permettendo la costruzione di soluzioni notevolmente ottimizzate in termini di prestazioni, sicurezza e pesi. Se da una parte questo aspetto ha portato, come detto, a soluzioni altamente affidabili, dall'altro non sono più possibili ulteriori miglioramenti.



Fig.1.9 Attuatori idraulici in un elicottero, [W9]

Negli ultimi anni, anche grazie agli enormi progressi nel campo dell'elettronica di potenza, la ricerca e lo studio si è spostato verso nuove soluzioni per la generazione e la distribuzione di energia. Questi nuovi studi hanno portato a fissare come obiettivo finale la completa sostituzione dell'impianto idraulico, oramai ottimizzato, e quindi dei servoattuatori azionati da energia elettrica. La sostituzione degli attuatori servoidraulici tradizionali con attuatori elettromeccanici non è un passaggio semplice e di fatto ancora oggi l'attuazione dei comandi di volo primari non è ottenuta attraverso una soluzione di questo tipo. Recenti programmi di ricerca sono stati orientati allo studio di queste nuove tecnologie e attualmente sono in uso soluzioni intermedie rappresentate dagli attuatori elettroidrostatici (*Electro-Hydrostatic Actuator*, EHA), al cui interno è presente un motore elettrico che non movimentava direttamente la vite, ma bensì fornisce energia a una pompa che

attraverso un impianto idraulico interno fornisce energia idraulica all'attuatore. Il vantaggio di questa soluzione è in primis la presenza di un impianto idraulico locale e non più globale.

Con questa tipologia di struttura la velocità di estrazione dell'attuatore può essere regolata attraverso il controllo della velocità di rotazione del motore elettrico esattamente allo stesso modo di un più evoluto attuatore elettromeccanico.

Il passo successivo sarà l'introduzione, anche per i comandi primari, di sistemi che sfruttano un *Electro-Mechanical Actuator (EMA)*. Come è già stato spiegato in precedenza, la differenza principale tra un *EHA* e un *EMA* è l'assenza di un fluido idraulico interno, quindi la movimentazione dell'attuatore è fatta direttamente da un motore elettrico con la possibilità di avere o no un gruppo di riduzione, Fig.1.10.

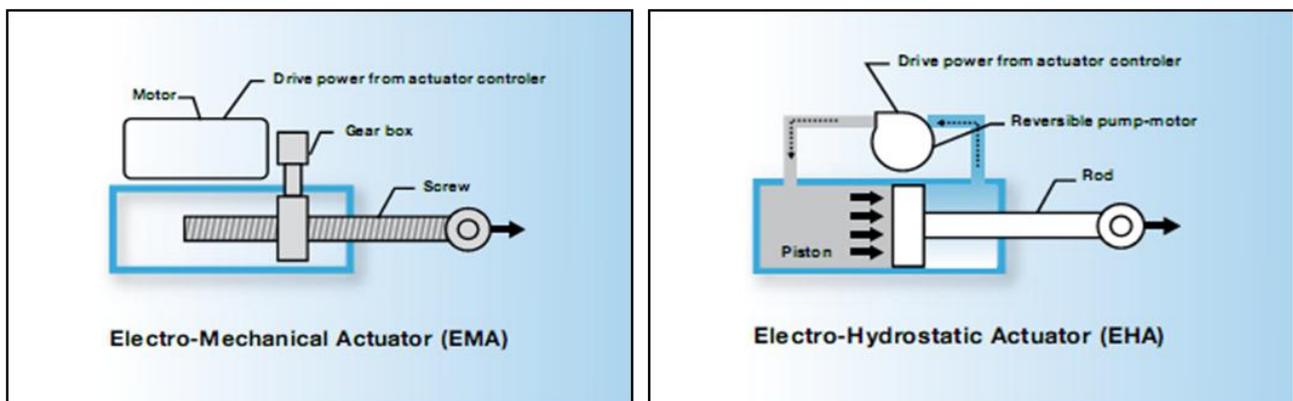


Fig.1.10 Esempi di attuatori *Power-By-Wire*

I vantaggi e gli svantaggi di entrambi sono riassunti nella tabella.1.1:

	<b>EHA</b>	<b>EMA</b>
Peso	↑	↓
Ingombro	↑	↓
Complessità	↓	↑
Efficienza	↓	↑
Affidabilità	↑	↓

↑ = maggiore    ↓ = minore

Tabella.1.1 Confronto tra attuatori *Power-By-Wire*, [19]

Un aspetto molto importante, che distingue le due soluzioni messe a confronto (EHA e EMA), riguarda la possibilità di individuare un malfunzionamento e soprattutto di come il sistema può reagire per il recupero delle corrette funzioni o per l'eventuale esclusione del componente guasto.

Gli EHA si prestano molto bene all'impiego *active/standby*, in cui per la movimentazione di un singolo elemento è possibile prevedere più attuatori, uno attivo e gli altri, grazie alla presenza di una valvola di bypass sul cilindro idraulico, in "attesa" pronti ad intervenire nel caso di avaria del primo. L'utilizzo della tecnologia EMA per la movimentazione di componenti critici quali i comandi primari invece può richiedere una filosofia *Fail-Safe* che rende il sistema più complicato e pesante per la necessità di dover introdurre ulteriori componenti aggiuntivi (freni, innesti, frizioni, ecc.).

Anche da un punto di vista puramente strutturale esistono delle problematiche nuove quando si intende utilizzare un EMA; la più evidente è il grippaggio o *jamming*. Questo fenomeno implica il blocco di parti meccaniche come cuscinetti e ingranaggi, ma anche e soprattutto della stessa vite di manovra. La mancanza di dati sperimentali e operativi relativi al fenomeno del grippaggio è la causa principale per cui ancora oggi questa tipologia di attuatori non viene utilizzata per l'attuazione di componenti critiche ed è ancora limitata a funzioni secondarie.

Questa problematica coinvolge in maniera decisamente minore gli EHA poiché la parte idraulica presente in essi è decisamente più ricca di dati provenienti direttamente dall'esperienza maturata sui servoattuatori idraulici e da non sottovalutare la mancanza di un elemento critico come la vite di manovra.

Un'altro aspetto che differenzia i servoattuatori idraulici e gli EHA dai EMA è lo smorzamento proprio dell'attuatore, particolarmente importante quando ci si occupa della movimentazione di superfici di comando che sono soggette al fenomeno del *flutter*.

Per un EHA, come per un attuatore servoidraulico, le caratteristiche di smorzamento sono regolate dalle caratteristiche del fluido al loro interno e può essere regolato tramite un bypass tra le camere idrauliche.

Per un EMA invece la caratteristica da smorzatore dipende dalle forze di attrito tra le parti meccaniche a contatto, quindi è fortemente dipendente dalla temperatura, che generalmente è variabile, e dallo stato delle superfici.

A causa di questa variabilità del valore dello smorzamento mediante sistemi passivi, per un EMA può essere previsto anche un contributo attivo fornito da un sistema di controllo che però diventa inutile nel caso di avaria elettrica e determina una ulteriore generazione di calore.

Da un punto di vista strutturale e di distribuzione dei carichi non bisogna trascurare il fatto che nella vita operativa degli attuatori considerati ci sarà la necessità di sopportare picchi di carico

eccezionali che per una soluzione destinata alla movimentazione di una superficie di controllo potranno essere dovuti a raffiche intense.

Nel caso di un EHA e più in generale di un attuatore servoidraulico, il sistema è tutelato dalla presenza di valvole di sicurezza che regolano le pressioni del fluido nelle sue varie parti (i picchi di carico indotti dallo spostamento dell'attuatore sono compensati dal controllo in ciclo chiuso sulla posizione).

Al contrario, nel caso di un EMA, quando sono applicati carichi assiali particolarmente elevati in verso opposto alla direzione di movimentazione, l'attuatore non ha nessuna possibilità di tutelare le sue componenti e scarica questi picchi direttamente sugli attacchi strutturali; per ovviare a questo problema, la struttura dell'attuatore e degli attacchi devono essere rinforzate o dotate di elementi smorzanti senza comportare però un eccessivo aumento di peso dell'intero sistema.

Un altro aspetto da considerare per quanto riguarda gli EMA riguarda la necessità di avere un blocco meccanico con una struttura adatta ad assorbire, in caso di arresto improvviso, la rilevante quantità di energia cinetica delle parti rotanti immagazzinata durante la movimentazione.

A tale scopo dovranno essere previsti degli smorzatori quali molle o limitatori di coppia che assorbiranno tale energia e eviteranno il danneggiamento dei componenti dell'attuatore.

Non meno importante è l'aspetto riguardante la generazione di calore e il conseguente aumento di temperatura. Mentre negli attuatori idraulici tale fenomeno era limitato e la dissipazione avveniva direttamente attraverso il fluido idraulico presente in esso, negli attuatori elettrici questo acquista un'importanza considerevole.

L'elettronica di potenza e i motori elettrici, in particolare se ad elevata potenza generano una notevole quantità di calore determinando degli elevati aumenti localizzati di temperatura rendendo necessari alcuni accorgimenti per salvaguardare la struttura stessa.

In particolare gli alloggiamenti dei motori dovranno essere abbastanza ampi da permettere la convezione naturale e il conseguente raffreddamento, problema che diventa cruciale per velivoli che operano ad alte quote dove, anche se ci troviamo a temperature basse, la densità ridotta dell'aria limita tale fenomeno.

Un notevole vantaggio che riscontriamo nell'utilizzo di sistemi elettrici è che, impiegando più generatori in parallelo, nell'eventualità di un'avaria ad uno di essi i restanti possono continuare ad alimentare tutte le utenze. Riconfigurando la distribuzione di potenza infatti è possibile alimentare i rimanenti attuatori elettromeccanici, limitatamente al massimo carico sopportabile della linea rimanente.

Tutto ciò porta ad una maggiore disponibilità del sistema attuatore e quindi ad un aumento dei margini di sicurezza rispetto agli attuatori idraulici.

Di seguito è presentata una ricapitolazione delle caratteristiche di un attuatore elettromeccanico, evidenziando gli svantaggi e i vantaggi rispetto ad un attuatore idraulico.

Vantaggi:

- riduzione del peso a livello di impianto;
- riduzione del combustibile impiegato (conseguenza della riduzione di peso);
- riduzione dei costi operativi del velivolo (conseguenza della riduzione del costo per il combustibile);
- riduzione dei costi di manutenzione. Tutto il sistema attuatore è assemblato in un solo *package* quindi facile da essere rimosso e sostituito con miglioramento della fase di manutenzione in termini di risorse impiegate e di tempo impiegato;
- riduzione del pericolo di incendio, visto che non ci sono fluidi idraulici;
- minore energia persa e quindi migliori prestazioni.

Svantaggi:

- problemi termici;
- problemi di *flutter* dovuti ai giochi della trasmissione meccanica;
- minore affidabilità. Un EMA è suscettibile al *jamming* e a fenomeni di usura ed inoltre un EMA che include un sistema del tipo *Power Converters-Electronics Motor Control Units* (EMCU) non è molto affidabile poiché può essere soggetto a numerose modalità di guasto;
- maggiore ingombro.

## **1.2 Motori elettrici per EMA: possibili soluzioni**

L'elemento principale del sistema attuatore elettromeccanico è rappresentato dal motore che fornisce la potenza necessaria alla movimentazione.

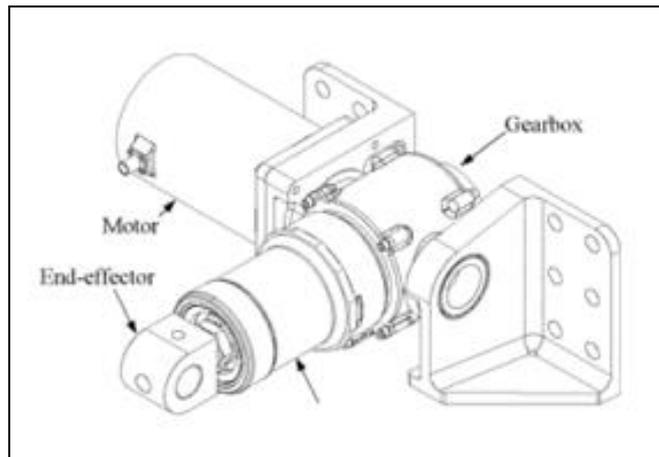


Fig.1.11 Esempio di EMA

In commercio esistono svariati modelli, ciascuno con delle caratteristiche differenti, ma per il fine di interesse le tipologie che richiedono attenzione sono essenzialmente due:

- motori a "riluttanza variabile" (Switched Reluctance Motor, SRM);
- motori sincroni a magneti permanenti (Permanent Magnet Synchronous Motors, PMSM), spesso denominati "brushless".

La scelta di una tipologia o dell'altra dipenderà fondamentalmente non solo dalla funzione che dovrà compiere, ma anche dall'ambiente lavorativo dove sarà installato (affidabilità, prestazioni, capacità termiche, costi, ecc.).

### 1.2.1 Motori a riluttanza variabile (Switched Reluctance Motors)

In questa tipologia di motori la caratteristica principale è che sul rotore non sono presenti né avvolgimenti né magneti permanenti, ma solo un pacco di lamierini metallici.

Lo statore invece è equivalente a quello di qualsiasi altro motore, infatti, su ogni polo statorico è installata una bobina di eccitazione.

Gli avvolgimenti sui poli diametralmente opposti sono connessi in serie formando una fase e nel momento in cui sono percorse da corrente continua creano due polarità magnetiche opposte.

Pertanto alimentando una fase statorica si genera una coppia che fa muovere il rotore fino a portarlo nella posizione di minima riluttanza.

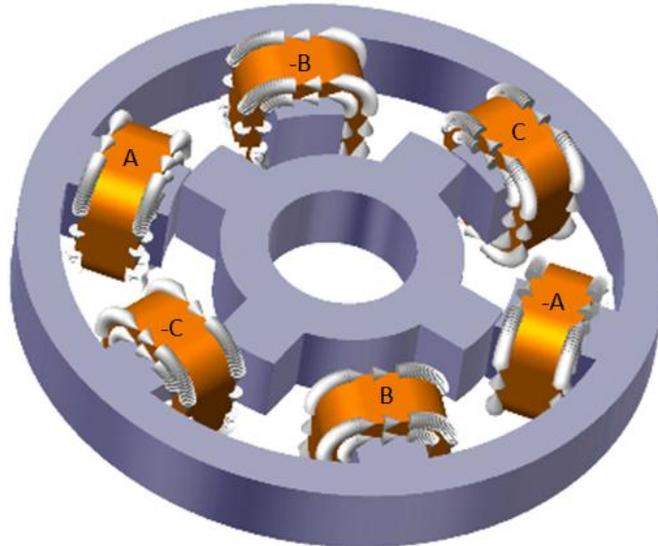


Fig.1.12 Struttura interna motore SRM a 6 espansioni statoriche (3 fasi) e 4 espansioni rotoriche [W10]

Questa tipologia di azionamenti vengono utilizzati nel caso sia richiesta una notevole compattezza e una coppia in uscita elevata anche a basse velocità di rotazione.

Il vantaggio principale dei SRM è quello di poter essere utilizzati senza la necessità di installare un riduttore di giri che diminuisce l'affidabilità del sistema e aumenta la manutenzione necessaria.

Un'ulteriore beneficio derivante dall'utilizzo di questi motori deriva dal fatto che hanno una struttura costruttiva molto semplice e un costo complessivo minore rispetto alle altre soluzioni per la mancanza dei magneti.

Per quanto riguarda l'alimentazione gli SRM richiedono una corrente di eccitazione ad unico polo e la coppia in uscita viene stabilita variando la riluttanza e quindi controllando le forze magnetomotrici.

Di contro questi motori sono caratterizzati da forti non linearità (la coppia è quadratica rispetto alla corrente di fase) e presentano una forte oscillazione di coppia (Fig.1.13) al variare della posizione del rotore e per il suo corretto pilotaggio è necessaria un'architettura del controllore molto complicata e quindi molto costosa.

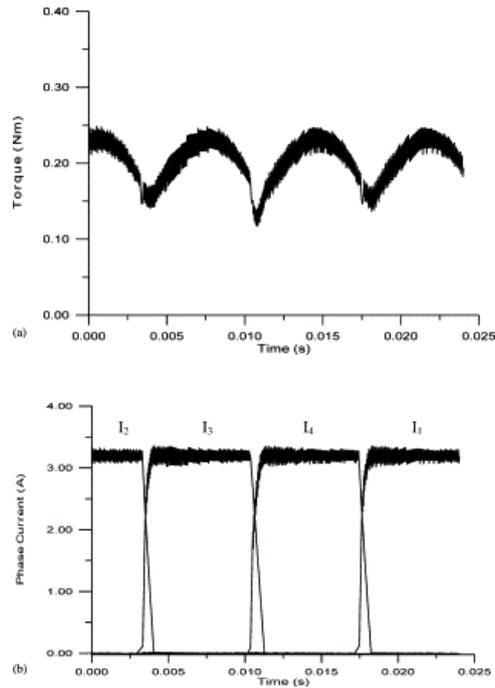


Fig.1.13 Andamento della coppia e della corrente in un motore SRM

La complicatezza del sistema di controllo è dovuta al fatto di dover conoscere in ogni istante la posizione del rotore per regolare le correnti di fase e ciò implica la necessità di avere dei sensori di posizione con dinamiche molto veloci.

## 1.2.2 Motori sincroni a magneti permanenti (Brushless Motors)

I BLDCM sono caratterizzati dal fatto di avere un rotore, responsabile della generazione del campo magnetico e delle forze elettromotrici, composto da una serie di coppie polari di magneti permanenti.

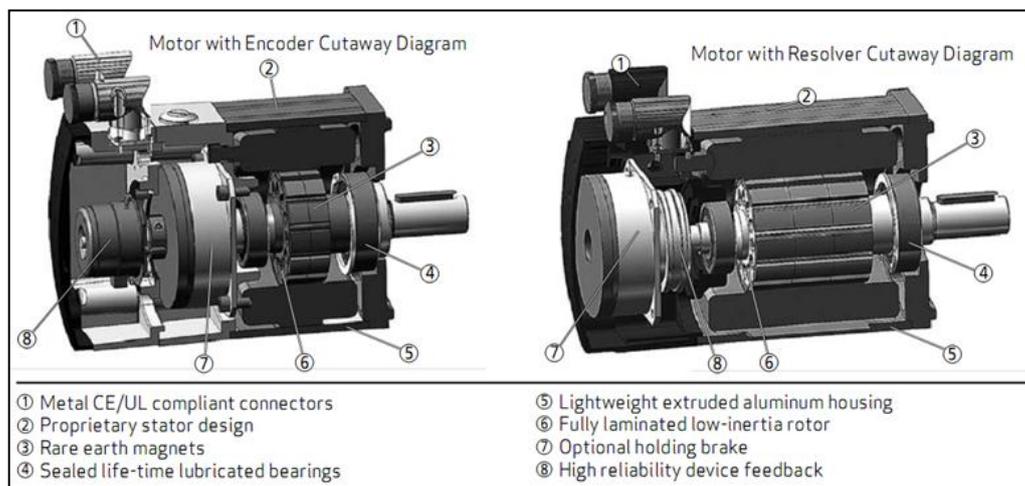


Fig.1.14 Struttura interna motore brushless

Gli azionamenti brushless, al contrario dei SRM, sono particolarmente adatti ad essere utilizzati nei settori in cui è molto importante l'elevata dinamica, quali quelli dell'automazione industriale, della robotica, delle macchine utensili, dei veicoli a propulsione elettrica e ibrida e degli attuatori aerospaziali. Per tale motivo la struttura del rotore dei motori brushless è realizzata in modo tale da avere una inerzia molto bassa in modo da soddisfare richieste di accelerazioni dinamiche elevate.

Tali azionamenti rispetto a quelli alimentati direttamente in corrente continua, a fronte di sistemi di controllo più complessi, maggiori costi, sensibili ondulazioni di coppia e problemi di smagnetizzazioni e instabilità alle alte temperature dei magneti permanenti, presentano vari vantaggi:

- più elevata densità di potenza e quindi minori pesi e volumi;
- migliore rapporto coppia/inerzia e quindi migliori prestazioni dinamiche;
- possibilità di fornire coppia a velocità nulla (nei motori in corrente continua il passaggio di correnti elevate nelle stesse lamelle del commutatore per un certo tempo può comportarne il rapido deterioramento);
- maggiore affidabilità;
- possibilità di funzionamento a velocità, coppie e tensioni di alimentazione più elevate (non ci sono i limiti connessi ai contatti striscianti ed alla commutazione);
- disponibilità della piena coppia fino alla massima velocità (nei motori in corrente continua se voglio un campo di variazione della velocità ampio devo deflussare la macchina con conseguente forte calo della coppia);
- più agevole asportazione del calore (gli avvolgimenti essendo disposti sullo statore e quindi più vicini alla superficie esterna del motore, consentono una più diretta dissipazione nell'ambiente del calore) e quindi, a parità di tipo di isolante, valori a regime di corrente e di coppia più elevati;
- non avendo spazzole il motore ha una vita più lunga, un funzionamento meno rumoroso (non c'è attrito di strisciamento né scintillamento) e non contamina con la polvere generata dalle spazzole l'ambiente.

Nei confronti degli azionamenti asincroni comportano i seguenti vantaggi:

- più elevati rapporti potenza/peso e potenza/volume;
- minore inerzia e quindi migliore dinamica;
- maggiore rendimento (perdite rotoriche praticamente assenti);

- non richiedono una sorgente di corrente magnetizzante per l'eccitazione;
- richiedono convertitori statici di minore potenza nominale a parità di coppia all'asse (in relazione al maggiore rendimento ed al fatto che non serve una sorgente di corrente magnetizzante).

Di motori BLDC ne esistono di due tipi principali che si differenziano sia costruttivamente sia per la forma d'onda della forza contro elettromotrice generata: trapezoidale e sinusoidale.

In entrambi i casi, per mantenere la rotazione del rotore, gli avvolgimenti statorici devono essere energizzati in una data sequenza; a tal fine è fondamentale conoscere gli istanti in corrispondenza dei quali si deve effettuare la commutazione delle correnti; questa necessità determina come nei SRM un disturbo di coppia

Per il controllo dei motori brushless si possono utilizzare due strategie: quella trapezoidale e quella sinusoidale.

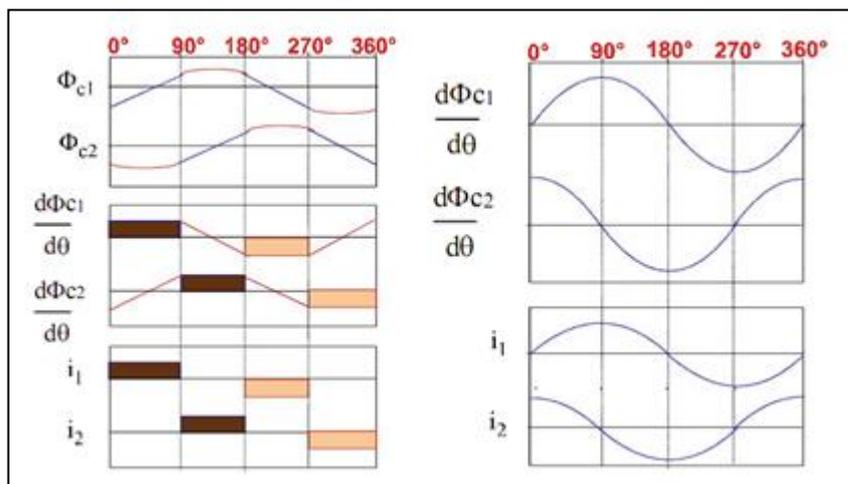


Fig.1.15 Confronto tra il modello trapezoidale e sinusoidale

Normalmente si abbinano motore e tecnica di controllo del convertitore della stessa specie, in quanto ciò consente di ottenere le migliori prestazioni dall'azionamento, minimizzando l'intrinseca ondulazione di coppia degli azionamenti brushless.

### 1.2.2.1 Confronto tra modulazione sinusoidale e modulazione trapezoidale

La tecnica di controllo trapezoidale, per i motivi che verranno esaminati più dettagliatamente successivamente, ha il difetto di dare in uscita una coppia soggetta a notevoli oscillazioni, ma allo stesso tempo presenta il vantaggio di essere notevolmente semplice e anche poco costosa, richiedendo un trasduttore di posizione economico. Quindi in tutti quei casi in cui il ripple è tollerabile è conveniente adottare un controllore di questo tipo.

In tutti gli altri casi invece è necessario utilizzare la tecnica sinusoidale che, pur essendo più complicata e costosa, richiedendo un aggiuntivo sensore di posizione, è caratterizzata da una elevata risoluzione nei controlli di posizione e una minore ondulazione di coppia. Nella tabella è riportato un confronto tra questi due azionamenti.

AZIONAMENTO	Brushless trapezoidale	Brushless sinusoidale
necessità di sensori	+	
semplicità	+	
costo	+	
regolarità di coppia		+
risoluz. di posizione		+
velocità massima		+
robustezza motore		+ (con PM immersi)

+ = migliore

Tabella.1.2 Confronto tra motori brushless trapezoidali e sinusoidali

### 1.3 Elettronica di potenza

L'elettronica di potenza esegue la conversione dei segnali generati dall'elettronica di controllo ai fini di alimentare correttamente le fasi del motore.

Questi segnali provenienti dai controllori sono dei comandi di corrente o di voltaggio che il sistema di ciclo chiuso genera come tensioni di valore basso (circa 5 V).

Nonostante la ridotta intensità del comando, in uscita si richiedono i valori di tensione da applicare ai morsetti del motore, che sono dell'ordine di grandezza della tensione di alimentazione quindi evidente come la potenza che attraversa i componenti che costituiscono l'elettronica di potenza sia rilevante.

Lo schema del componente che indirizza l'energia nelle tre fasi del motore, detto *Inverter*, è riportato in Fig.1.18.

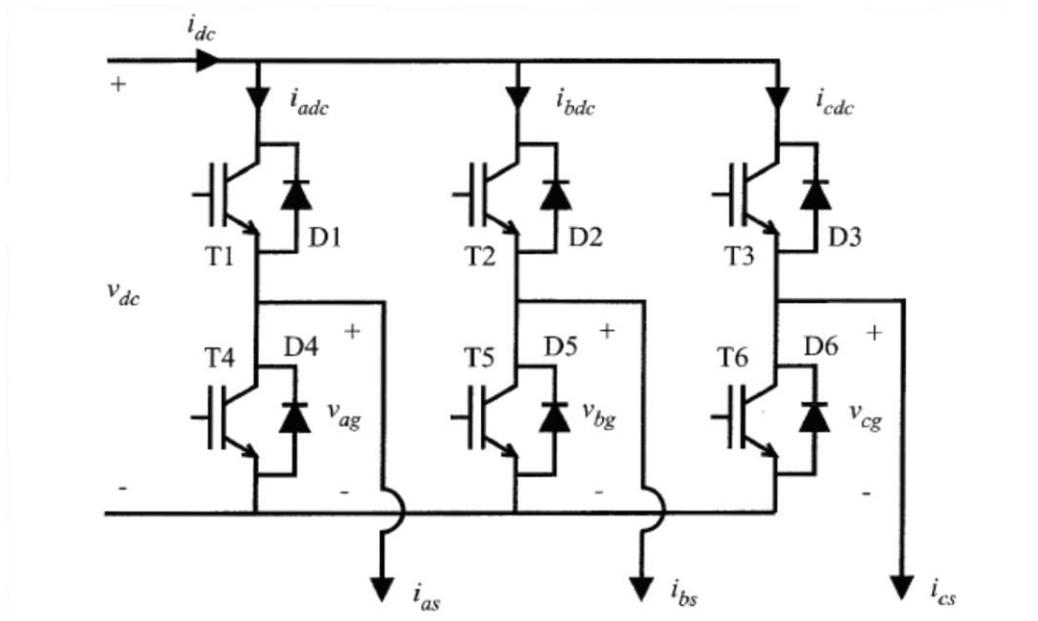


Fig.1.16 Esempio di inverter

I tre rami nella parte inferiore della figura sono collegati ai morsetti delle tre fasi del motore mentre i due restanti, sul lato sinistro, provengono direttamente dai poli della batteria.

Gli elementi contrassegnati con la lettera  $T$  sono degli interruttori (*switch*), la cui apertura o chiusura è regolata da un segnale digitale di pilotaggio (1 = OFF, 0 = ON), mentre gli elementi indicati con la lettera  $D$  rappresentano dei *diodi* che permettono il passaggio della corrente solo in una direzione.

Il funzionamento dell'inverter consiste nel decidere quali fasi alimentare scegliendo opportunamente quali *switch* attivare, in questo modo è possibile realizzare una gran varietà di voltaggi differenti ai capi del motore.

Per fare ciò esistono varie metodologie che sono state riportate nell'appendice A.

### 1.3.1 Driver con dispositivi per il recupero di energia

Spesso sistemi dinamici azionati da motori con grandi masse rotanti o utilizzati per muovere carichi di peso elevato, accumulano alti livelli di energia cinetica o di energia potenziale la cui dissipazione nel momento di una decelerazione o dell'arresto può rappresentare un problema non trascurabile. In queste situazioni viene richiesto al motore di lavorare in modo inverso (freno) diventando di fatto un generatore di energia elettrica la quale deve essere in qualche modo dirottata o dissipata. Un modo semplice per ottenere questo consiste nel fornire il surplus di energia elettrica a una resistenza di frenatura che la converte in energia termica.

Naturalmente ciò determina una ulteriore generazione di calore che si va a sommare a quella già dovuta alla presenza del motore stesso.

Oggi l'energia elettrica sta diventando sempre di più un bene prezioso e il crescente interesse delle compagnie verso questa forma di energia richiede necessaria l'ottimizzazione di questi sistemi ed è quindi essenziale che la maggior parte possibile di questo surplus di potenza elettrica venga "riciclata" attuando un processo noto come recupero.

Con l'introduzione delle nuove disposizioni comunitarie quali la Direttiva Europea EuP 2005/32/EC (Eco design of Energy-using Products) è responsabilità dei progettisti e dei costruttori quindi assicurare che i prodotti siano ad efficienza energetica più elevata possibile.

Per recuperare l'energia elettrica nelle fasi precedentemente elencate si può adottare due filosofie differenti:

- Immettere direttamente il surplus di corrente sulla linea per ricaricare la batteria, eventualmente grazie all'ausilio di un DC-DC converter;
- Accumularla temporaneamente in supercondensatori.

Come vedremo successivamente la presenza di uno di questi sistemi non esclude la presenza delle resistenze di frenatura che verranno in soccorso all'impianto quando la potenza proveniente dal motore in modalità generatore sarà inutilizzabile.

### **1.3.1.1 Recupero con ultracapacitori**

Il principio base di questa filosofia di recupero è quello di immagazzinare temporaneamente la potenza proveniente dal motore in ultracapacitori.

Si potrebbero utilizzare anche delle batterie, ma queste si deteriorano molto più velocemente se soggette a numerosi cicli di carica e scarica e inoltre hanno dei tempi di reazione molto più lunghi.

I tempi di risposta degli accumulatori dipende direttamente dai processi che regolano al loro interno l'immagazzinamento stesso dell'energia; in particolare le reazioni chimiche della batteria sono molto più lente rispetto a quelle fisiche dei condensatori.

Per adottare questo metodo di recupero si richiede la presenza all'interno del sistema di un meccanismo capace di regolare e convogliare i flussi di energia: un DC/DC converter o un gearshift.

## **1. DC/DC CONVERTER**

Il convertitore DC/DC deve essere montato tra i condensatori e il motore come si può vedere in Fig.1.19.

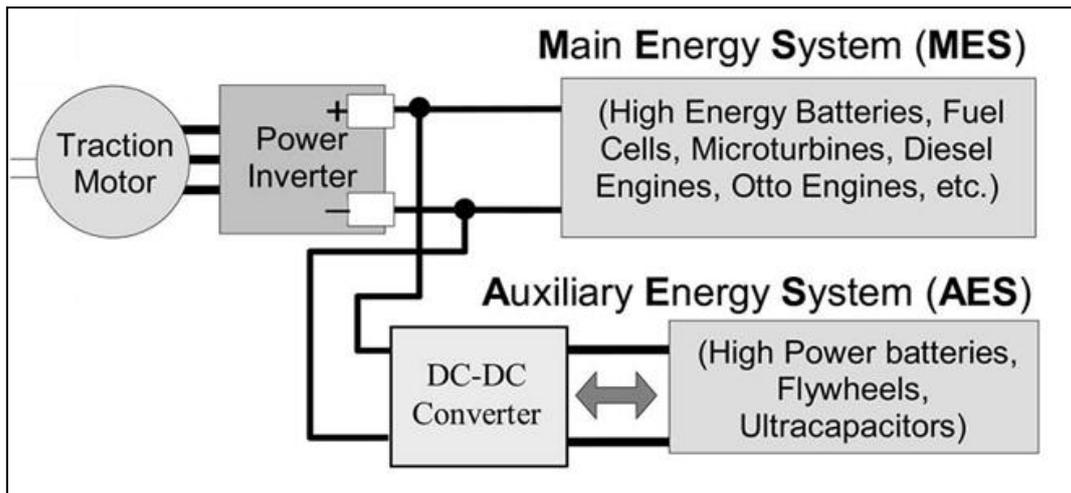


Fig.1.17 Schema di motore con recupero di energia con DC-DC converter [8]

Questo componente sarà il responsabile, come detto, della gestione del processo di carica e di scarica dei condensatori, rispettivamente durante le fasi di frenata (o di inversione del moto) e di accelerazione, gestendo l'apertura e la chiusura di due interruttori.

Ovviamente questa struttura necessita dell'installazione di sensori che possano misurare il livello di carica degli ultra-capacitori che purtroppo rendono la logica di pilotaggio molto complicata oltre che non facile da implementare.

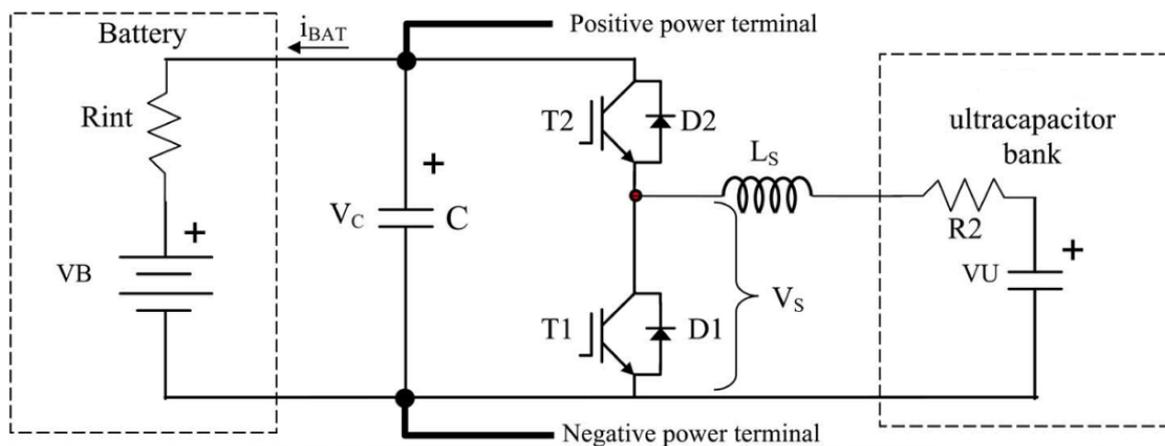


Fig.1.18 Schema impianto di recupero di potenza con DC-DC convertitore e ultracapacitori [8]

Come è visibile dalla figura, la struttura del dc-dc convertitore è costituita da:

- Un condensatore C;
- Due interruttori T1 e T2;
- Due diodi D1 e D2;

- Un'induttanza  $L_s$ ;

Il comportamento di questi elementi è successivamente analizzato rispettivamente per la fase di accelerazione e decelerazione.

### Fase di accelerazione ultracapacitori carichi (T2 OFF)

1. T1 viene chiuso in modo tale che l'energia immagazzinata nei condensatori si trasferisca nell'induttanza  $L_s$ .
2. T1 viene aperto, l'energia in  $L_s$  è trasferita nel condensatore C attraverso D2.
3. La corrente da C passa nelle batterie.

### Fase di frenata ultracapacitori scarichi (T1 OFF)

1. T2 viene chiuso, l'energia dalle batterie passa in parte nell'induttanza  $L_s$  e parte nei condensatori.
2. T2 si apre, la rimanente energia in  $L_s$  si trasferisce negli ultracapacitori attraverso D1.

Di seguito sono riportati i cicli di carica e scarica nelle varie fasi dei capacitori.

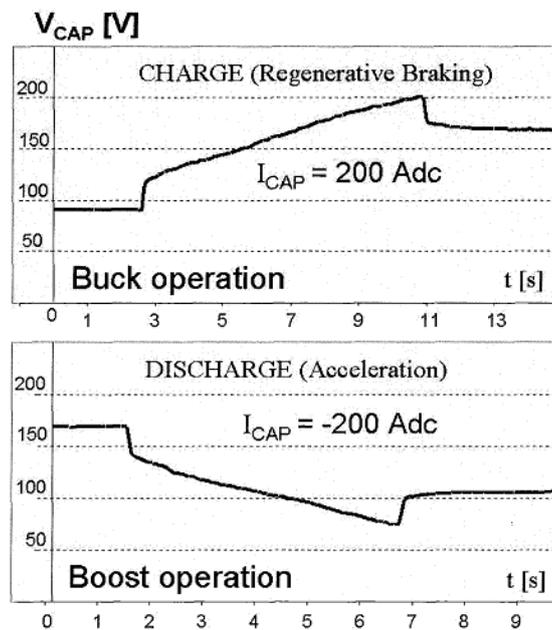


Fig.1.19 Andamento del voltaggio negli ultracapacitori

## 2. GEARSHIFT

Questi tipi di sistemi fanno sempre uso di ultracapacitori che assorbono l'energia in eccesso nel caso di un'inversione del moto o di una frenata, ma a differenza della soluzione con convertitore c'è la necessità di un numero maggiore di componenti ([9]).

In particolare sono necessari un elevato numero di interruttori che rendono la logica di controllo molto più sofisticata e difficile da implementare.

Generalmente i sistemi che adottano questa metodologia presentano un numero maggiore di batterie di alimentazione e si basano sul principio di regolare sia la tensione di alimentazione sia le induttanze degli avvolgimenti statorici, per regolare le forze contro elettromotrici e per avere una coppia esterna variabile su un range più ampio.

Per quanto riguarda l'alimentazione generata da quattro batterie può variare nei seguenti tre stadi:

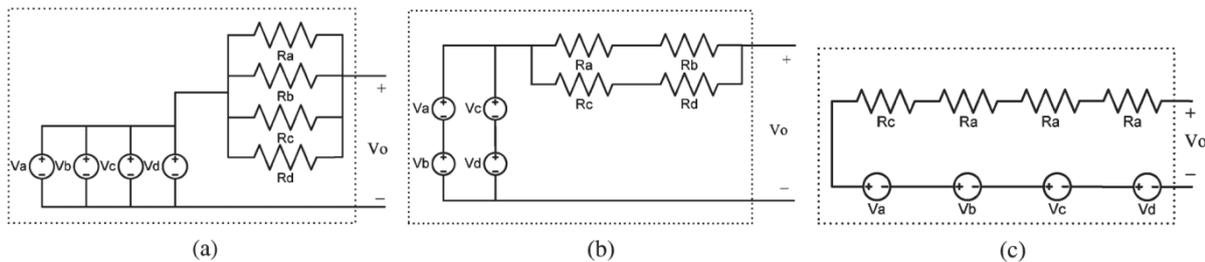


Fig.1.20 Possibili collegamenti del gearshifh

Al passare dalla configurazione (a) a quella in (c) la tensione di alimentazione ( $V_o$ ), per esempio, quadruplica e ciò è ottenibile attraverso la chiusura e l'apertura di una serie di interruttori.

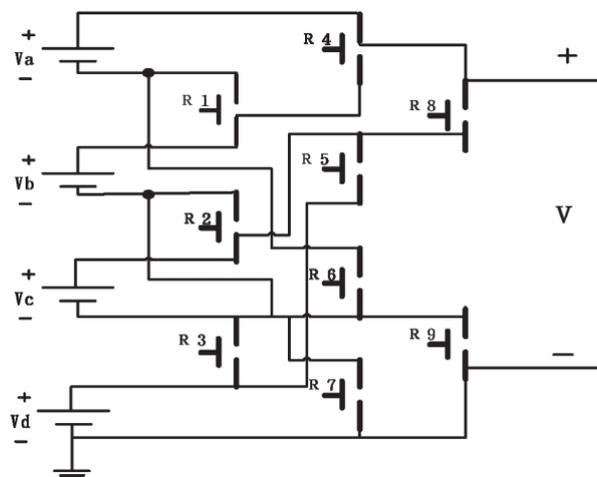


Fig.1.21 Interruttori all'alimentazione

In particolare la scelta dell'entità del voltaggio di alimentazione dipende dalla velocità a cui lavora il motore.

Se ci troviamo a lavorare a bassa velocità e ad alta coppia è richiesto un basso voltaggio e quindi sarà privilegiata la soluzione a batterie disposte in parallelo, al contrario se vogliamo alta velocità e bassa coppia sarà scelta la disposizione in serie.

Allo stesso modo è possibile variare la configurazione degli avvolgimenti statorici modificando sia la resistenza sia l'induttanza, quindi il  $K_t$  del motore .

A parità di voltaggio quando saremo a bassa velocità e a coppia elevata sarà desiderata una forza contro-elettromotrice maggiore per cui gli avvolgimenti saranno collegati in serie, al contrario quando saremo ad alta velocità e a bassa coppia gli avvolgimenti dovranno essere predisposti in parallelo.

Anche questa operazione come quella effettuabile sulle batterie sarà ottenuta attraverso l'utilizzo di interruttori.

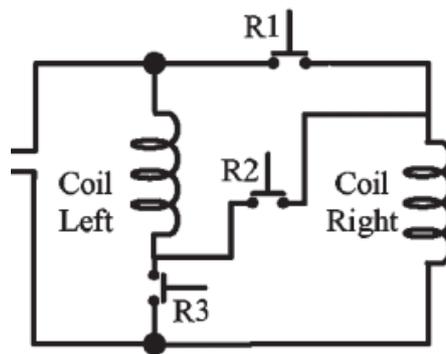


Fig.1.22 Interruttori alle fasi del motore

Per il comportamento specifico nelle fasi di accelerazione e frenata si rimanda all'appendice D.

### **1.3.1.2 Recupero con immissione diretta sulla linea di alimentazione**

Alla base di questa soluzione per il recupero di energia c'è la necessità di sfruttare la forza contro-elettromotrice del motore come sorgente per la ricarica della batteria che normalmente alimenta l'intera linea.

Per fare ciò questa differenza di potenziale in genere dovrà essere potenziata per essere effettivamente utilizzabile e quindi sarà necessario un DC/DC converter o un'elettronica di potenza con una logica che possa regolare la corrente in entrambe le direzioni.

Generalmente il PWM, adibito al controllo dell'alimentazione alle tre fasi del motore, lavora su solo tre switch dell'inverter simultaneamente.

Per avere la possibilità di convogliare il surplus di potenza sulla linea direttamente sar  necessario invece un PWM capace di lavorare su tutti e sei gli switch al momento del recupero di potenza.

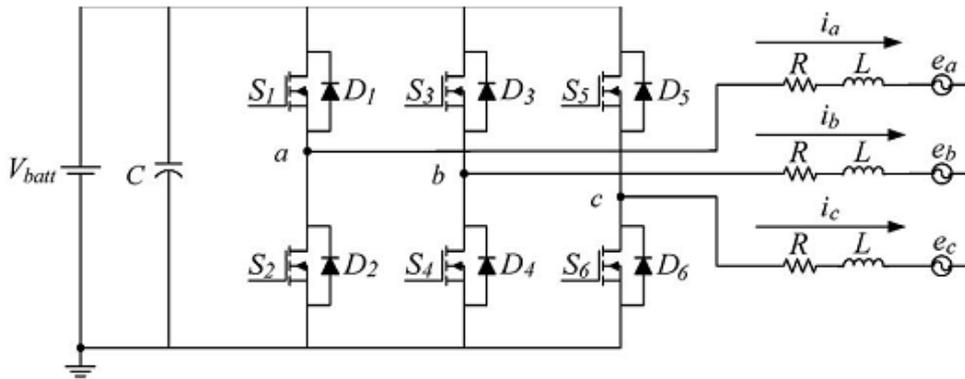


Fig.1.23 Schema circuito di alimentazione del motore [10]

Osservando una sola fase per volta, il comportamento del sistema   riassumibile in due semplici figure:

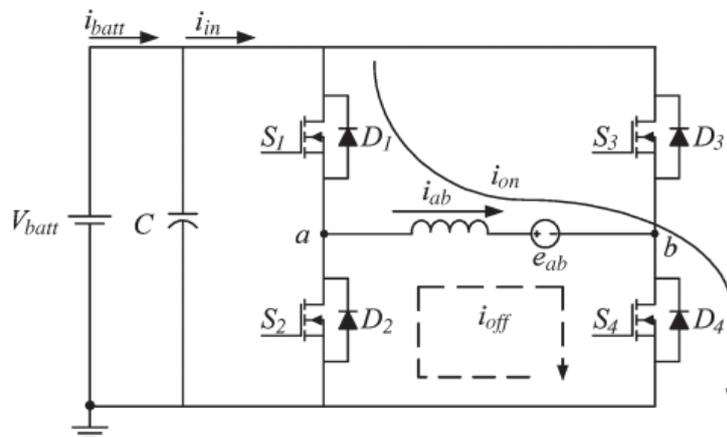


Fig.1.24 Schema di alimentazione [10]

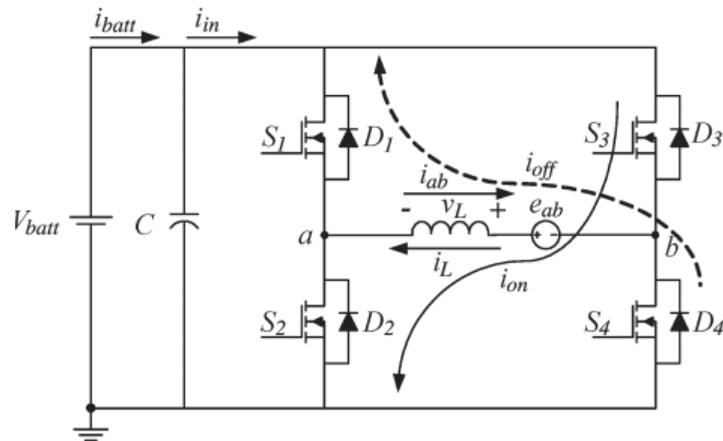


Fig.1.25 Schema di ricarica della batteria [10]

Il grosso problema di questa soluzione è che la forza contro elettromotrice del motore nella fase di recupero è fortemente variabile e quindi la corrente proveniente dal motore è anch'essa fortemente dipendente dalla velocità.

Questo fa sì che non sempre il recupero è possibile predisponendo un semplice collegamento alla linea di alimentazione come questo.

## 1.4 Trasmissione meccanica: possibili soluzioni

### 1.4.1 Trasmissione con vite

Gli attuatori elettromeccanici, come già accennato nei paragrafi precedenti, trasformano il moto rotatorio del motore elettrico in moto lineare rendendolo utilizzabile per la movimentazione.

Il dispositivo che rende possibile tutto ciò è la vite (*screw*) che possiamo trovare sul mercato fondamentalmente di due tipologie.



Fig.1.23 Screw

Questa differenza è principalmente dovuta alla forma degli elementi rotanti: rullini filettati, caratteristici dei *roller screw*, o sfere, proprie dei *ball screw*.

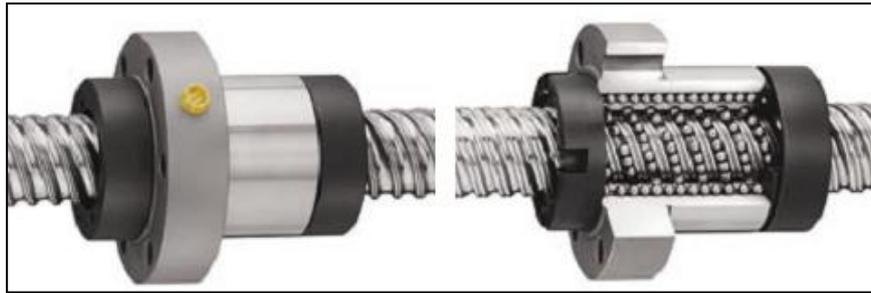


Fig.1.24 Esempio di soluzione ball screw

Le viti a rulli (*roller screw*) a loro volta si suddividono in a rulli satelliti (*planetary*) e a ricircolazione (*recirculating*); la differenza principale tra queste due tipologie è il fatto che nel primo i rulli non traslano ma rotolano soltanto sostenuti da una ghiera distanzatrice mentre nel secondo, come nei ball, sono permessi entrambi i movimenti.



Fig.1.25 Esempio di roller screw e planetary roller screw

Nel roller screw, per la conformazione degli elementi di rotazione, si hanno un maggior numero di punti di contatto rispetto al *ball*, in cui invece la dimensione della sfera limita questo aspetto.

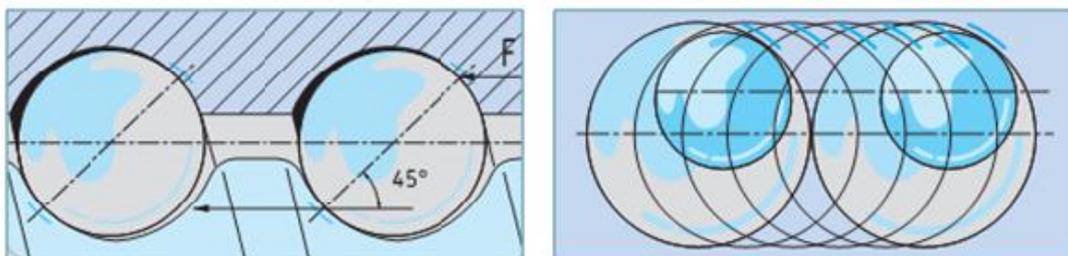


Fig.1.26 Contatto tra elementi di rotolamento e piste: sfere e rulli filettati

Questo fa sì che al primo sia garantita una maggiore capacità di carico, anche per elevati periodi, ed una maggiore rigidezza. Inoltre la migliore distribuzione dei carichi determina una minore necessità di manutenzione e quindi dei costi operativi più bassi.

L'aspetto fondamentale che caratterizza tutti gli attuatori a ricircolo (*roller e ball*) è la presenza contemporanea sia del moto rotatorio sia di quello traslatorio e quindi una maggiore sensibilità a processi faticanti.

Inoltre nei *ball screw* e nei *recirculating roller screw* il continuo ricircolo degli elementi rotanti accompagnato alle cicliche sollecitazioni in zone ristrette (sono infatti costantemente caricate e scaricate) determinano la principale causa di guasto.

Esiste la possibilità di eliminare almeno il contatto tra sfere e relativi urti utilizzando una ghiera distanzatrice, diminuendo allo stesso tempo anche la necessità di avere una lubrificazione ottimale.

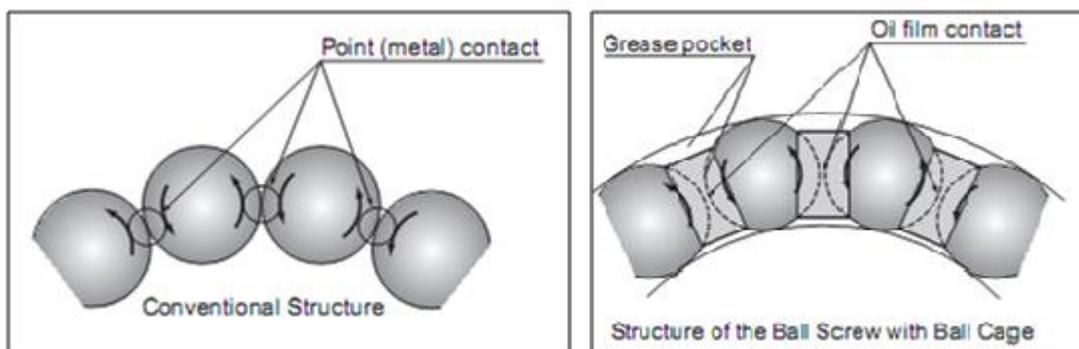


Fig.1.27 Esempio di ghiera distanzatrice

Tuttavia se da una parte il maggior contatto tra i rulli e la vite determina una maggiore capacità di carico dall'altra fa sì che si generi un aumento delle componenti d'attrito e quindi una diminuzione nell'efficienza del sistema.

Il *ball screw*, quindi, anche se meno robusto, nelle condizioni di bassa velocità e carichi non eccessivi, è la soluzione a maggiore efficienza meccanica.

In conclusione il *roller screw* risulta di più favorevole utilizzo nelle applicazioni che prevedono elevati carichi ed elevate velocità, ma nelle applicazioni rivolte a campi meno gravosi il *ball screw* è sicuramente preferibile.

La scelta della vite a ricircolo di sfere, quando possibile, a scapito di quella a ricircolo di rulli o a rulli planetari determina anche un guadagno di peso che in alcuni casi ha un'importanza rilevante.

Un'altra componente da non sottovalutare è il loro prezzo; vista la notevole semplicità dei ball screw rispetto agli altri fa sì che i primi risultino notevolmente più economici.

Le caratteristiche principali sono riassunte nella tabella.1.3.

	Recirculating roller screw	Planetary roller screw	Ball screw
Carichi	+	+	
Velocità	+	+	
Efficienza			+
Fatica		+	+
Costo	+	+	
Manutenzione			+
Sensibilità ad agenti esterni			+
Vita	+	+	

Tabella.1.3 Confronto attuatori

### 1.4.2 Scatola di riduzione

Il collegamento tra il motore elettrico e la vite a ricircolo può necessitare in alcuni casi di un riduttore di giri.

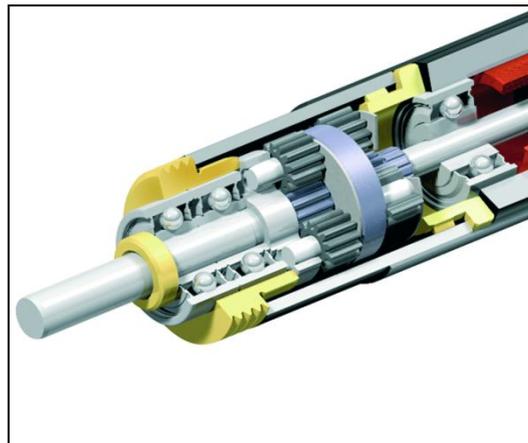


Fig.1.28 Gear box

La presenza di questo componente è determinata dai requisiti voluti in uscita dal sistema.

Infatti la scatola di riduzione fa sì che in ingresso alla vite ci sia una velocità di rotazione minore rispetto al caso in cui non sia prevista la sua installazione.

A parità di velocità di rotazione della nostra vite, ciò permette di far lavorare il motore a un numero di giri più alto, molto più vicino alle caratteristiche ottimali di funzionamento.

Lo stesso confronto può essere fatto anche a parità di velocità del motore; infatti operare a velocità troppo elevate per la vite, come già accennato nel paragrafo precedente, corrisponde a una maggiore usura e quindi a una probabilità di guasto più elevata.

In alcuni casi, inoltre, la presenza della scatola di riduzione diventa necessaria per ottenere in uscita delle coppie elevate che il motore da solo non sarebbe capace di fornire.

Allo stesso tempo, però, la presenza di questo componente aggiuntivo nel sistema determina una minore affidabilità totale e, a parità di motore, un considerevole aumento di peso.

Da non trascurare anche il fatto che la presenza del riduttore renderà necessaria una manutenzione più intensa e anche una perdita non trascurabile di efficienza a causa degli attriti abbondantemente presenti al suo interno.

Queste considerazioni da un punto di vista affidabilistico fanno subito capire che quando non è indispensabile l'uso del riduttore è altamente sconsigliato.

## **1.5 Principali modalità di guasto degli EMA**

Come detto precedentemente gli EMA risultano essere una tecnologia particolarmente giovane e ancora non hanno accumulato un tempo di utilizzo sufficiente da fornire una base statistica per la previsione dei guasti.

Attualmente questi attuatori, in campo civile, vengono utilizzati per compiere operazioni secondarie, quali l'apertura dei portelloni e la movimentazione di piccole superfici, mentre in campo militare vengono già utilizzati per compiti di maggiore interesse come l'estrazione del carrello e degli armamentari.

Comunque gli EMA, a causa dell'elevato numero di componenti differenti che li compongono, possono essere soggetti a un'ampia varietà di modalità di guasto e per questo generalmente vengono utilizzati per poche ore rispetto alla vita operativa del veicolo su cui sono montati.

Queste modalità possono essere suddivise in tre tipologie principali: meccaniche/strutturali, del motore ed elettriche/elettroniche.

### **1.5.1 Avarie meccaniche e strutturali**

Questa categoria rappresenta il numero maggiore di guasti che possono coinvolgere un attuatore elettromeccanico.

Le principali cause che possono determinare un'avaria di questo tipo sono i carichi eccessivi, fattori ambientali, scarsa lubrificazione e difetti di fabbricazione in genere.

I due guasti di maggiore interesse di questa categoria coinvolgono la vite a ricircolo di sfere e sono rappresentati dal bloccaggio del canale di ricircolo e il danneggiamento superficiale della vite.

Il primo determina il blocco della vite stessa e può essere provocato dalla presenza di detriti nel canale di ritorno delle sfere all'interno della chiocciola o dalla deformazione di uno degli elementi di rotolamento.

Un guasto di questo tipo può avere conseguenze catastrofiche sul velivolo e richiede uno studio accurato poiché non è risolvibile con una semplice modifica del disegno dei componenti coinvolti.

Il danneggiamento superficiale invece è di interesse poiché un eventuale distaccamento di un detrito può provocare, come visto, problemi ben maggiori.

Le conseguenze di un evento del genere sono generalmente l'aumento delle vibrazioni che possono anch'esse provocare il danneggiamento di altri componenti che costituiscono l'attuatore.

Questa tipologia di avaria può essere provocata da forti sollecitazioni distribuite su piccole superfici come avviene nei ball screw.

Nella tabella seguente sono riassunti i principali guasti meccanici e strutturali con i relativi effetti e livelli di criticità. In particolare si riporta nella terza colonna gli effetti dell'avaria, nella quarta, con una valutazione tra 1 e 10, la probabilità che il guasto si verifichi, nella quinta, sempre con lo stesso criterio di classificazione, la criticità di tale avaria e in fine nell'ultima la metodologia con cui sono state dedotte tali informazioni.

Component	Fault	Failure	Relative Probability (1-10, low to high)	Relative Criticality (1-10, low to high)	Suggested Model Type (Physics, Data/Trending, Hybrid)
screw	spalling (mild)	severe vibrations, metal flakes separating	5	3	Hybrid
	excessive wear/backlash	severe backlash	7	3	Data/Trending
nut	spalling (mild)	severe vibrations, metal flakes separating	5	3	Hybrid
	backlash	severe backlash	7	3	Data/Trending
	degraded operation	seizure/disintegration	3	5	Data/Trending
	binding/sticking	seizure/disintegration	3	3	Data/Trending
	bent/dented/warped	seizure/disintegration	1	5	Data/Trending
ball return(s)	jam	seizure/disintegration	5	8	Hybrid
bearings	spalling	severe vibrations, metal flakes separating	5	3	Hybrid
	binding/sticking	seizure/disintegration	2	4	Data/Trending
	corroded	severe vibrations, metal flakes separating, seizure/disintegration	2	5	Hybrid
	backlash	severe backlash, vibration, disintegration	7	3	Data/Trending
piston	crack(s), slop/play	structural failure	1	10	Data/Trending
dynamic seals	wear	structural failure	4	6	Physics
	structural failure	same	3	8	Data/Trending
static seals	structural failure	same	2	8	Data/Trending
balls	Spalling/deformation	severe vibrations, metal flakes separating	5	3	Hybrid
	excessive wear	backlash	7	5	Hybrid
mountings	crack(s), slop/play	complete failure	1	7	Data/Trending
lubricant	contamination	seizure/disintegration	8	5	Data/Trending
	chemical breakdown	seizure/disintegration	4	5	Physics
	run-dry	seizure/disintegration	3	10	Hybrid

Tabella.1.4 Avarie meccaniche di un EMA, [20]

## 1.5.2 Avarie motore

Questa categoria di guasti è, dopo quella appena analizzata, una delle più importanti che coinvolgono gli attuatori elettromeccanici.

Il loro verificarsi è dovuto al fatto che i motori lavorano spesso ad elevate velocità, alte temperature e rilevanti valori di carico meccanico.

Anche queste avarie sono riassunte in una tabella.

Component	Fault	Failure	Relative Probability (1-10, low to high)	Relative Criticality (1-10, low to high)	Suggested Model Type (Physics, Data/Trending, Hybrid)
connectors (for stator coils, resolver, RTD, brake coil, and ground)	degraded operation (can manifest itself as increased resistance)	disconnect	5	6	Data/Trending
	intermittent contact	disconnect	3	7	Data/Trending
stator	stator coil fails open (results in degraded EMA performance)	same	4	4	Physics
	insulation deterioration / wire chafing (manifests itself via reduced or intermittent current through stator coil or intermittent shorts)	short circuit	5	5	Data/Trending
resolver	coil fails open (this and the other resolver faults can result in inaccurate position reports, EMA performance deterioration)	same	4	10	Physics
	intermittent coil failures	permanent coil failure	5	7	Data/Trending
	insulation deterioration / wire chafing	short circuit	5	7	Data/Trending
rotor and magnets	rotor-magnets chemical bond deterioration	complete magnet separation, likely leading to motor failure	2	10	Data/Trending
	rotor eccentricity	support bearing failure	3	6	Physics

Tabella.1.5 Avarie motore, [20]

### 1.5.3 Avarie elettriche ed elettroniche

Questi guasti coinvolgono l'elettronica di potenza e di controllo e possono avere differenti cause.

Per brevità sono riassunte nella seguente tabella.

Component	Fault	Failure	Relative Probability (1-10, low to high)	Relative Criticality (1-10, low to high)	Suggested Model Type (Physics, Data/Trending, Hybrid)
Power supply	short circuit	same	5	10	Hybrid
	open circuit	same	5	10	Hybrid
	intermittent performance	short circuit or open circuit	5	8	Data/Trending
	thermal runaway	dielectric breakdown of components, leading to open or short circuits	6	10	Hybrid
Controller capacitors	dielectric breakdown	short circuit or open circuit	4	8	Hybrid
Controller transistors	dielectric breakdown	short circuit or open circuit	4	8	Hybrid
Wiring	short circuit	same	5	10	Hybrid
	open circuit	same	5	10	Hybrid
	insulation deterioration / wire chafing	short circuit or open circuit	5	8	Data/Trending
Solder joints	intermittent contact	disconnect	5	8	Hybrid

Tabella.1.6 Avarie elettriche ed elettroniche, [20]

### 1.5.4 Strategie fail-safe per applicazione in carrelli: Free-Fall

Generalmente il carrello e le eventuali porte dei relativi alloggiamenti sono retratti ed estratti tramite l'ausilio di un impianto idraulico o, come visto, elettrico.

Se si verifica un'avarìa privando il sistema della potenza necessaria al funzionamento o un guasto che non permette di portare a termine le operazioni di estrazione, deve essere possibile sbloccare manualmente il carrello per permettergli di cadere per gravità.

In presenza di un sistema idraulico questo può essere ottenuto bypassando l'impianto e lasciando gli attuatori liberi di scorrere sotto il peso del carrello mettendo in comunicazione le camere che lo costituiscono.

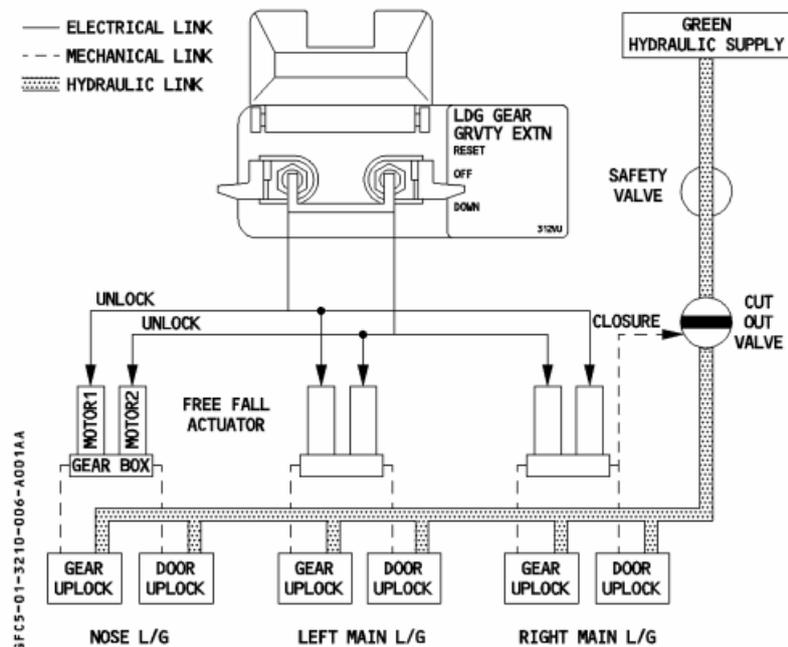


Fig.1.29 Sistema di sgancio idraulico dei carrelli

Come si vede dalla figura, dopo aver chiuso l'impianto idraulico che fornisce la potenza agli attuatori del sistema carrello, vengono aperti elettricamente i blocchi e lasciati cadere i carrelli.

Lo stesso si può ottenere anche in un sistema all-electric introducendo tra il motore e la gear box un innesto che nel momento del bisogno può liberare il carrello dal motore.

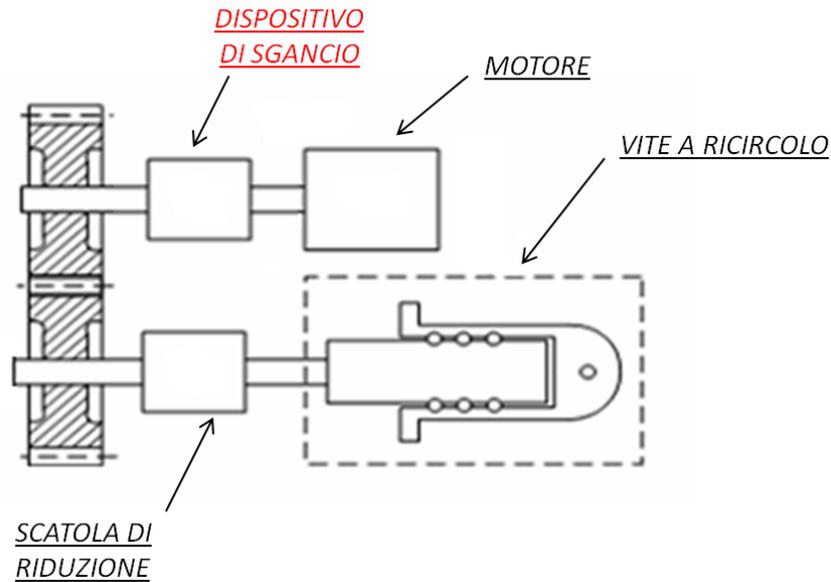


Fig.1.30 Soluzione free-fall

Ciò risolve problemi dovuti solamente all'elettronica poiché se, per esempio, si verifica un grippaggio della vite con questa soluzione non si può fare niente e dovrà essere prevista una soluzione anti-jamming.

La struttura, inoltre, dovrà essere progettata in modo tale da garantire il raggiungimento del fondo corsa e la possibilità di sopportare l'impatto finale senza riportare danni che non permettano il successivo atterraggio; alla conclusione della missione l'intero carrello dovrà essere comunque sostituito.

## 2 Definizione dell'architettura dell'attuatore EMA

In questo capitolo sarà affrontato il dimensionamento e la scelta dei componenti dell'EMA.

Per compiere questa operazione si farà riferimento a cataloghi di aziende del settore meccanico e verranno tenuti di conto, come criterio di partenza, i dati di specifica di nostra conoscenza.

Purtroppo, come risulterà evidente, la scelta finale sarà condizionata dalla limitatezza delle informazioni reperibili soprattutto dal punto di vista affidabilistico e di sicurezza, fondamentali per la realizzazione di componenti per fini aeronautici. Nonostante questo limite l'analisi terminerà con la scelta di una possibile configurazione adatta a compiere l'operazione di estrazione/retrazione di un carrello per elicotteri.

### 2.1 Requisiti di specifica

Per la scelta del sistema verranno utilizzati alcuni requisiti strutturali e di funzionamento che sono stati fissati dalla specifica tecnica che è stata fissata.

In particolare sarà tenuto di conto il grafico del carico in funzione della corsa di un attuatore tipo che riassume in sé l'intera storia di carico di una missione tipo del sistema.

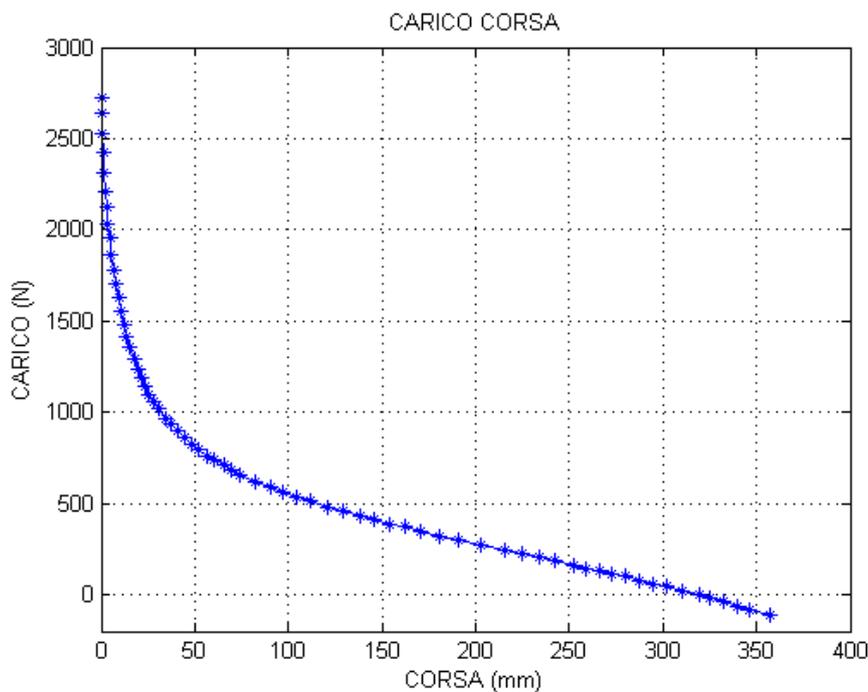


Fig.2.1 Grafico carico-corsa in estrazione

Questo grafico, come sarà evidenziato successivamente, sarà la base di partenza per l'analisi e la scelta del componente motore elettrico che dovrà fornire la coppia necessaria alla movimentazione e quindi vincere il carico esterno.

Oltre a questa importante informazione sono forniti anche altri requisiti sia prestazionali sia strutturali che per brevità sono riassunti nelle successive tabelle.

<b>Requisiti strutturali</b>	
Lunghezza attuatore completamente esteso	1000 mm
Lunghezza attuatore completamente retratto	605 mm
Corsa	< 360 mm
Massa dell'attuatore	< 5 Kg

Tabella.2.1 Requisiti strutturali

<b>Requisiti prestazionali</b>	
Alimentazione motore	28 Vdc
Tempo di estrazione	< 6 sec
Tempo di retrazione	< 9 sec

Tabella.2.2 Requisiti prestazionali

Da evidenziare sono i requisiti di affidabilità richiesti a un generico EMA:

- La probabilità che si verifichi un guasto funzionale classificato come catastrofico deve essere inferiore a:  $1 \times 10^{-9}$  per ora di volo.
- La probabilità che si verifichi un guasto funzionale classificato come pericoloso deve essere inferiore a:  $1 \times 10^{-7}$  per ora di volo.
- La probabilità che si verifichi un guasto funzionale classificato come maggiore deve essere inferiore a:  $1 \times 10^{-5}$  per ora di volo.

Inoltre il requisito di affidabilità di base minima da garantire prevede un MTBF (Mean Time Between Failure) per il sistema attuatore dell'ordine di 10000 ore.

## **2.2 Considerazioni di affidabilità**

L'analisi sull'affidabilità si limiterà nel riportare le principali avarie possibili tramite una FHA (Functional Hazard Analysis) presente nella specifica e nella costruzione di un semplice FTA (Fault Tree Analysis) basandosi su dati sperimentali.

Banalmente per un attuatore adibito all'estrazione di un carrello di elicottero possono essere riscontrati i seguenti eventi critici:

<b>Funzione</b>	<b>Avaria funzionale</b>	<b>Classificazione</b>
1. Collegamento tra l'ammortizzatore e la struttura del velivolo	a) Perdita del supporto.	CATASTROPHIC
2. Estrazione/retrazione del carrello	a) Mancata estrazione. b) Retrazione non desiderata del carrello. c) Estensione non desiderata del carrello. d) Mancata retrazione.	HAZARDOUS CATASTROPHIC MAJOR MINOR
3. Indicatori estratto/retrato	a) Falsa indicazione di carrello esteso e bloccato. b) Mancata indicazione di carrello esteso e bloccato con carrello bloccato. c) Mancata indicazione di carrello retratto e bloccato.	CATASTROPHIC MINOR MINOR

Tabella.2.3 FHA attuatore elettromeccanico per carrello di atterraggio

Per la costruzione di una FTA è stato considerato il guasto funzionale che determina la mancata estrazione del carrello, classificato da specifica come hazardous e quindi che necessita di una probabilità di guasto minore di  $10^{-7}$ .

Il sistema è stato considerato composto da una parte meccanica, costituita dalla vite a ricircolo (BS), i cuscinetti del motore (MB) e una scatola di riduzione (GB), e da una parte elettrica che include l'elettronica di potenza (EP), l'elettronica di controllo (EC), l'alimentazione (PS) e le armature del motore (W).

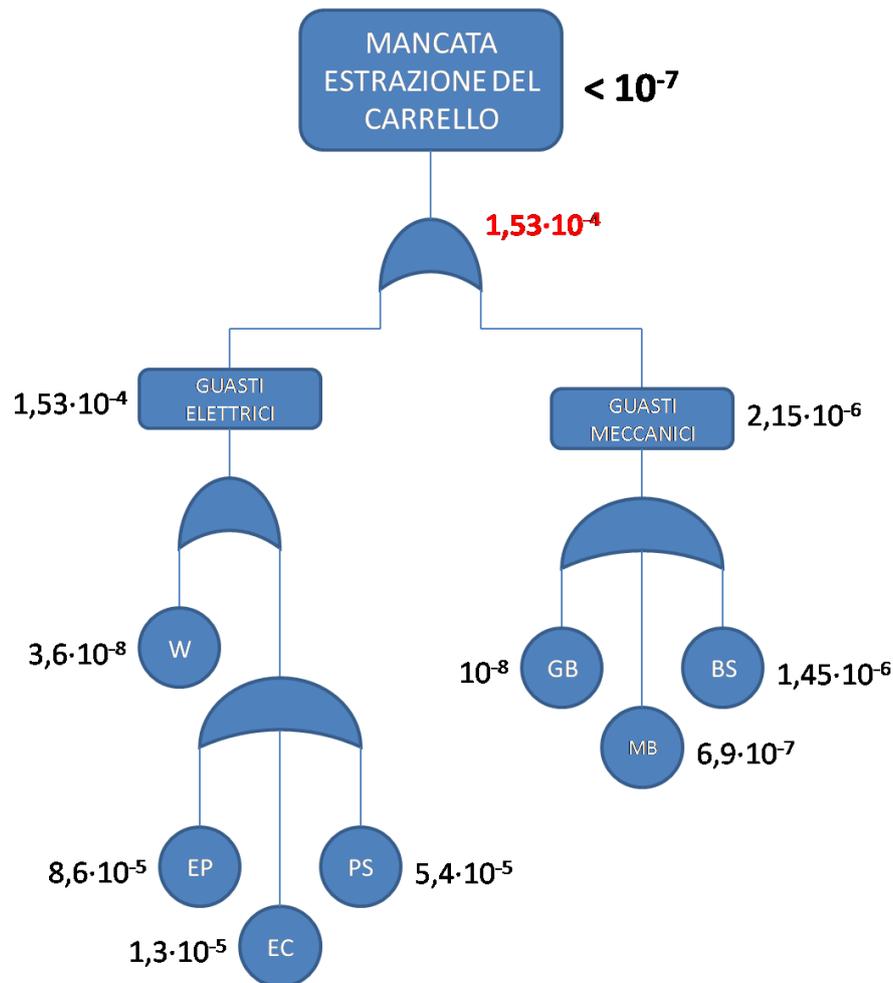


Fig.2.2 Albero dei guasti [11]

Come è evidente dall'albero dei guasti nella precedente figura, la soluzione costruttiva presa in considerazione non riesce a soddisfare il requisito di affidabilità.

In particolare si denota che la parte critica risulta essere quella relativa ai componenti elettrici che hanno una probabilità di guasto molto elevata.

Per cercare di limitare l'influenza dell'elettronica sulla affidabilità del sistema può essere prevista l'introduzione di un dispositivo di sgancio che, nel caso di avaria di uno di questi elementi, riesca comunque a permettere l'estrazione del carrello per gravità ( Free Fall ).

In questo caso la FTA diventa:

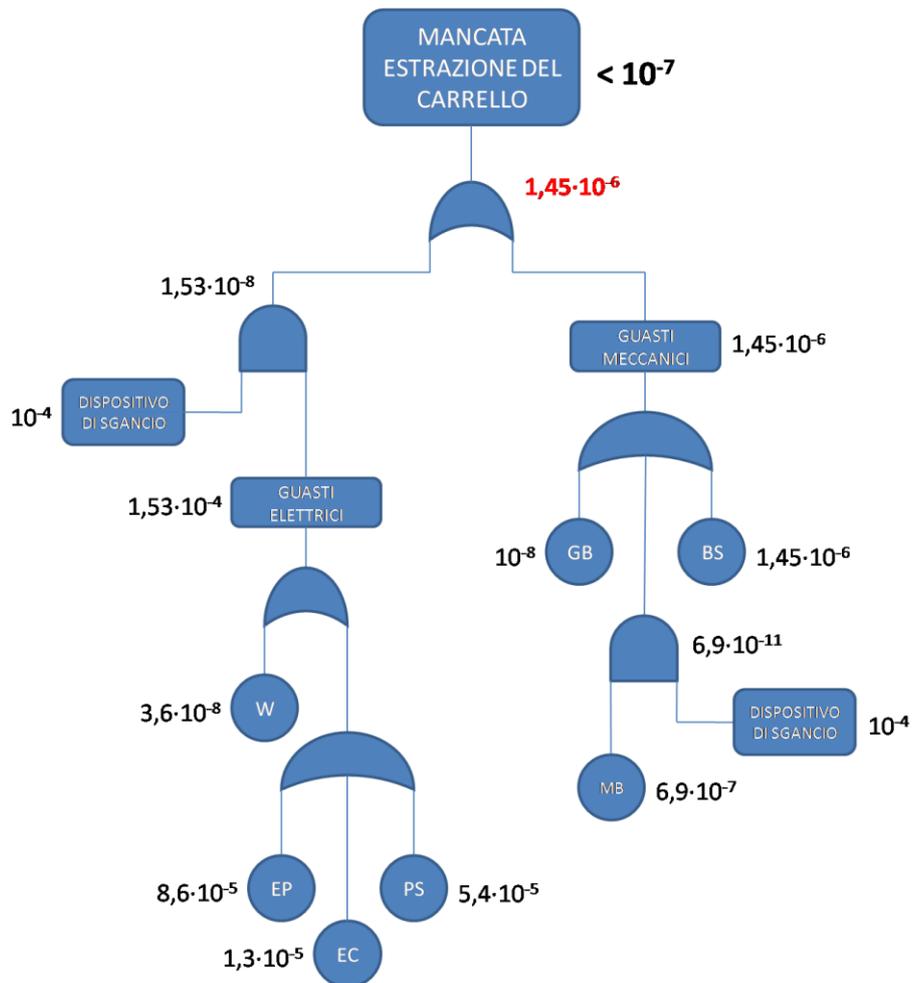


Fig.2.3 Albero dei guasti soluzione con dispositivo di sgancio [11]

Anche in questo caso non si riesce a garantire il raggiungimento del requisito di specifica.

Da notare che con l'introduzione del dispositivo di sgancio tra motore e gear box, la cui probabilità di guasto è stata fissata tramite il MTBF di specifica, si è eliminata la criticità dell'elettronica e quella derivante dai cuscinetti del motore, ma la parte meccanica composta da scatola di riduzione e screw si è rivelata non all'altezza.

In particolare l'elemento critico risulta diventare la vite a ricircolo di sfere che, in questa configurazione, ha la probabilità di guasto più elevata.

## 2.3 Architettura dell'attuatore

Prima di incominciare con l'esposizione del dimensionamento vero e proprio verrà considerata la possibile architettura che presumibilmente avremo al termine dell'analisi.

Per fare ciò qui di seguito verranno presentati i vari componenti che dovranno essere considerati da un punto di vista strutturale, ma anche i sistemi che dovranno essere installati per il loro corretto controllo e pilotaggio.

### 2.3.1 Componenti principali

Già dalle prime fasi dell'analisi, la struttura finale del sistema a grandi linee è immaginabile come un insieme composto da: motore elettrico, scatola di riduzione, vite di trasmissione, elettronica di controllo ed elettronica di potenza.

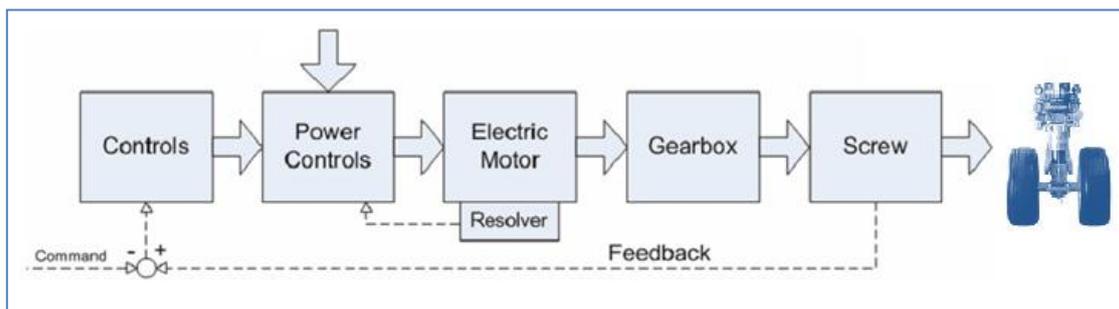


Fig.2.4 Schema generale EMA

In particolare la presenza del riduttore, riportato in figura, non è così certa perché dipenderà essenzialmente dalle caratteristiche del motore e dall'entità dei carichi esterni riportati in specifica.

Anche la natura del motore non è ancora fissata, ma trattandosi di un sistema destinato a compiere operazioni da comando secondario è prevedibile che si tratterà di un brushless a magneti permanenti a modulazione trapezoidale che, nonostante le oscillazioni di coppia intrinseche, è preferibile per la sua semplicità di pilotaggio e il minore costo.

Le oscillazioni di coppia che introduce, come detto, questa tipologia di motore nel caso di comandi secondari per l'estrazione di un carrello, sono più che ampiamente sopportabili, ciò non sarebbe tollerabile invece se si parlasse di comandi primari che richiedono una maggiore precisione.

La scelta tra modulazione trapezoidale e sinusoidale, come vedremo nel paragrafo successivo, determinerà anche il numero dei loop di controllo necessari al pilotaggio del motore stesso.

Un discorso a parte va fatto per la vite, infatti questa, come sarà più chiaro successivamente, verrà scelta basandosi su considerazioni fatte puramente sugli ingombri e sui pesi non essendoci sufficienti informazioni per adottare un criterio più rigoroso come quello affidabilistico.

### **2.3.2 Loop di controllo in ciclo chiuso**

Possiamo individuare tre tipi principali di controllo dei motori brushless:

A carico costante. Questi tipi di applicazioni (ventilatori, compressori, pompe, ecc.), dove la variazione di velocità è più importante della precisione, richiedono controllori di basso costo, funzionanti in genere ad anello aperto, e il carico è direttamente accoppiato all'albero del motore.

A carico variabile. Questi tipi di applicazioni, largamente diffusi in campo casalingo, automobilistico e aerospaziale, richiedono buone risposte dinamiche e dispositivi di retroazione di velocità, pertanto necessitano di algoritmi di controllo avanzati e controllori più complessi, con conseguente incremento del costo del sistema.

Di posizionamento. In questo tipo di applicazioni, in cui ricade la maggior parte delle applicazioni di automazione industriale e che richiedono frequentemente l'inversione della direzione di rotazione, sono importanti la risposta dinamica in velocità e in coppia. Un ciclo tipico ha una fase di accelerazione, una a velocità costante, una di decelerazione e una di posizionamento. Il carico sul motore può variare durante tutte queste fasi, con conseguente necessità di un controllore più complesso. Questi sistemi funzionano principalmente in anello chiuso con uno o più anelli di controllo (di corrente, di velocità e di posizione) funzionanti simultaneamente.

Per la natura di un comando secondario per l'estrazione di un carrello per elicotteri la scelta ricadrà sicuramente su un controllo di posizionamento e in base alla tipologia di motore avremo due o più loop di controllo.

In particolare se verrà installato un motore a modulazione sinusoidale sarà necessario avere tre anelli: corrente, velocità e posizione.

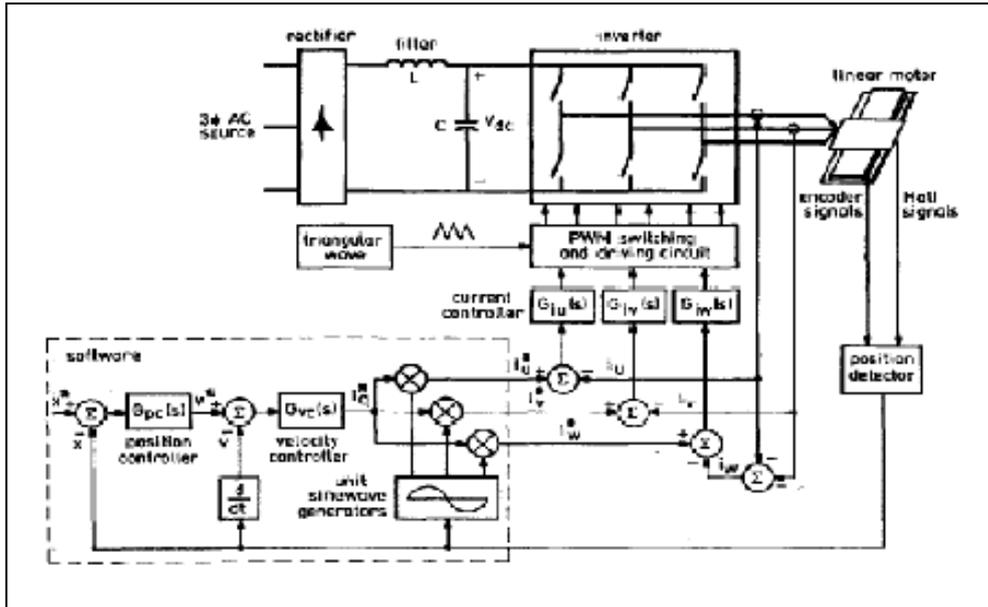


Fig.2.5 Loop di controllo per motore sinusoidale [5]

Se la scelta ricadrà invece su un motore a modulazione trapezoidale non sarà necessario un anello di controllo per la posizione, ma saranno sufficienti solamente gli altri due.

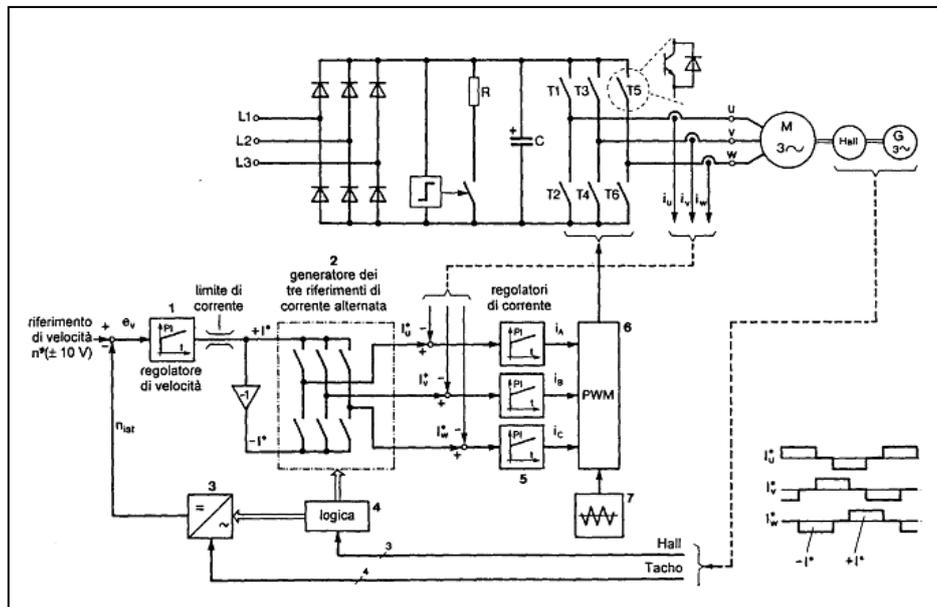


Fig.2.6 Loop di controllo per motore trapezoidale [5]

Come è evidente dalle figure, in entrambi i casi sarà necessaria l'istallazione di sensori hall adibiti alla misurazione della posizione del rotore all'interno del motore e così rendere possibile la corretta commutazione delle correnti di alimentazione delle tre fasi.

## 2.4 Dimensionamento preliminare del sistema

Dopo aver visto in maniera qualitativa quale risulterà essere il risultato finale del lavoro di dimensionamento, ora sarà presentata la parte vera e propria di ricerca e analisi dei vari componenti. Per fare ciò e poter portare a termine una scelta costruttiva vera e propria, è stato necessario in primo luogo un attento studio di alcuni cataloghi appartenenti a varie aziende costruttrici per farsi un'idea su quello che è possibile effettivamente trovare sul mercato.

In quanto il dato fondamentale a disposizione fornito dalla specifica tecnica è risultato essere il grafico carico-corsa (Fig.2.1), l'analisi si è svolta partendo da una valutazione di possibili viti per poi passare alla scatola di riduzione e solo in fine al motore.

Naturalmente le valutazioni fatte su ogni singolo componente non possono prescindere dall'analisi di tutti gli elementi che gli stanno vicino e quindi di tutti gli altri pezzi che costituiscono il sistema. Per semplicità in questo lavoro verranno presentate separatamente anche se, come detto, tutte le conclusioni fatte sono tutte strettamente legate tra di loro.

### 2.4.1 Selezione della vite di trasmissione

La vite di trasmissione è il componente che nel nostro sistema trasforma il moto rotatorio in uscita dalla scatola di riduzione o dal motore in un moto lineare e rappresenterà la parte più ingombrante. Per effettuare una scelta che soddisfi la specifica è stato necessario analizzare come il carico esterno si trasmette all'interno della screw.

Infatti l'entità della coppia di carico si trasmetterà in maniera differente a seconda del passo della vite stessa.

Considerando i principali valori dei passi trovabili anche normalmente in commercio, è stato possibile visualizzare in maniera più evidente questo comportamento sfruttando l'equazione seguente:

$$T_L = \frac{cs F p_s}{2 \pi \mu} \quad (1)$$

dove:

$T_L =$  coppia di carico [N\*m]

$F =$  carico applicato [N]

$p_s =$  passo della vite [m]

$\mu =$  rendimento della trasmissione [13] e [14]

$cs = \text{coefficiente di sicurezza} = 1,5$

Per motivi cautelativi è stato assunto un coefficiente di sicurezza sul carico che garantirà in maniera ancora più marcata la correttezza dei calcoli e delle nostre scelte.

Importante è far notare che se non abbiamo nel nostro sistema una scatola di riduzione questa coppia risulterà essere esattamente quella che il motore dovrà vincere per portare a termine la missione.

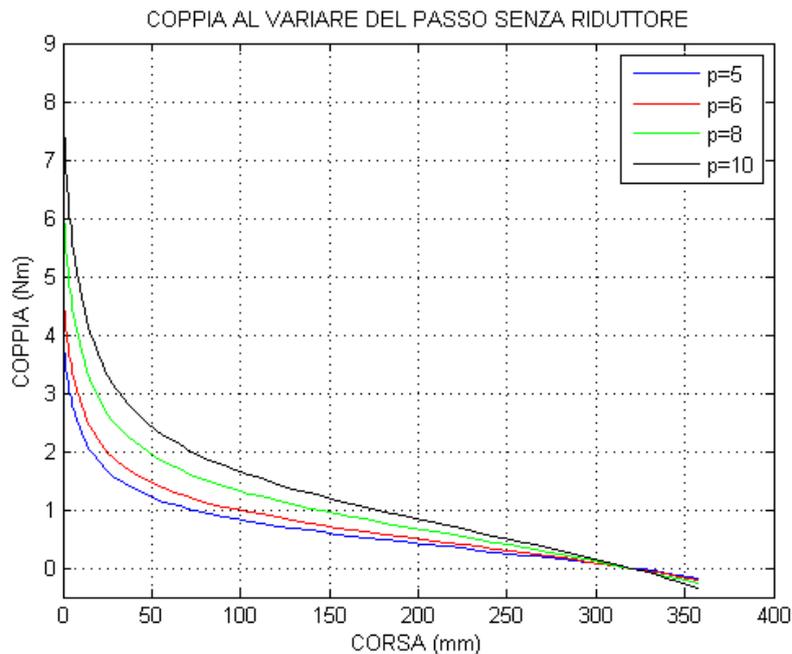


Fig.2.7 Grafico coppia di carico-corsa al variare del passo della vite

Come è evidente dalla figura precedente il motore vedrà in corrispondenza della propria uscita una coppia sempre maggiore all'aumentare del passo che non è detto sia sopportabile.

Ragionando a parità di tempo di estrazione, come previsto da specifica, la diminuzione del passo però corrisponde a un aumento della velocità di rotazione della vite stessa e come ampiamente già detto ciò implica una maggiore possibilità di guasto di quest'ultima.

Già da queste prime considerazioni è evidente che nel sistema sarà necessaria una scatola di riduzione se i motori analizzati non saranno sufficientemente grandi da sopportare carichi di questa natura e se allo stesso tempo le velocità di rotazione della vite saranno troppo elevate.

Il passo successivo è stato quello di verificare un altro limite imposto da specifica: i pesi.

Prendendo come riferimenti i dati riportati dal catalogo SKF, per le varie tipologie di attuatori (ball screw, roller screw e planetary roller screw), i vari passi e una lunghezza della vite come da specifica

( $\approx 360\text{mm}$ ), è stato possibile costruire un grafico riportante i pesi in funzione del corrispettivo carico dinamico sopportabile.

Il carico dinamico è l'indice di affidabilità di una vite di trasmissione, poiché rappresenta il carico che porta a rottura il 10% di un campione di viti dopo un milione di rivoluzioni, e viene calcolato come:

$$C_{din} = F_{mc} (L_{10})^{1/3} = F_{mc} (\omega L_h)^{1/3} \quad (2)$$

dove:

$F_{mc}$  = carico cubico medio (N)

$L_{10}$  = vita per milione di rivoluzioni

$\omega$  = velocità media operativa [giri/h]

$L_h$  = durata base [Mh]

Il calcolo è stato effettuato assumendo un utilizzo di 30 sec giornalieri, equivalente a due missioni estrazione/retroazione, per 365 giorni, per 30 anni di vita operativa.

Con tali assunzioni ci possiamo calcolare la durata base in ore ( $L_h$ ):

$$L_h = f_r T \quad (3)$$

dove:

$f_r$  = fattore per affidabilità 99% = 0,21 ([13] e [14])

$T$  = tempo di utilizzo [h] (anni\*giorni\*ore di utilizzo giornaliero)

Nel nostro caso, considerando come carico quello massimo per motivi cautelativi,  $C_{din} \approx 14\text{kN}$ .

Questo dato comunque per sua natura risulta essere affetto da un errore di base anche se nella valutazione del carico massimo assiale che compare nella formula è stato calcolato con un fattore di sicurezza pari a 1,5 .

Nonostante ciò il risultato è comunque riportato in figura ed è rappresentato dalla linea tratteggiata verticale.

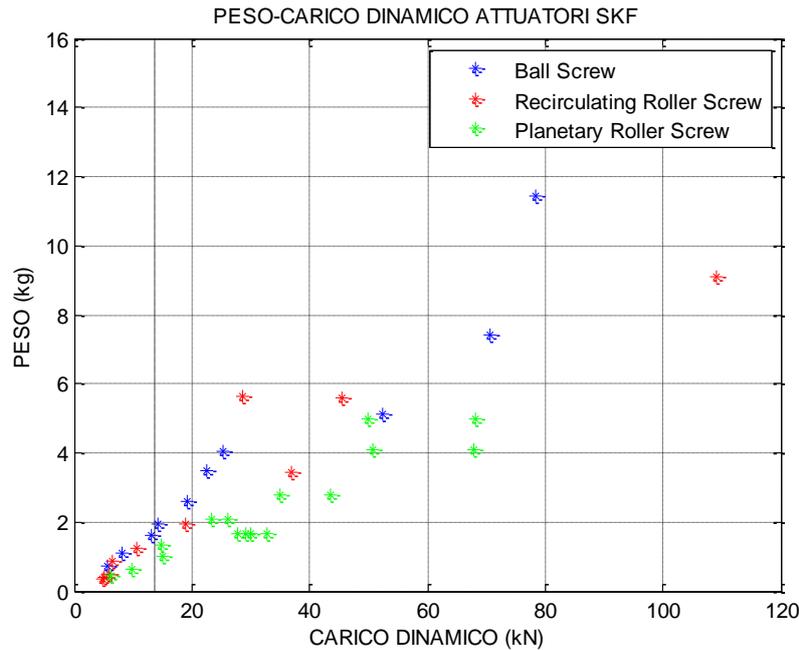


Fig.2.8 Relazione tra peso e carico dinamico della vite

Da questa analisi risulta essere evidente che la vite è un componente veramente critico da un punto di vista dei pesi e che se sono desiderati dei carichi dinamici maggiori questi comporteranno un aumento della massa del sistema.

Ancora più evidente è il fatto che la scelta di questo componente sarà sicuramente fatta valutando soluzioni di tipo planetary roller screw ( indicati in verde in figura) che nelle condizioni considerate risultano essere i più leggeri.

Questa scelta non è penalizzante, tutt'altro, visto che scegliere una vite di trasmissione di questo tipo permette di lavorare a carichi maggiori e anche a velocità più elevate rispetto alle altre tipologie.

## 2.4.2 Selezione della scatola di riduzione

Per la scelta di un riduttore di giri adeguato sarebbe necessario prima conoscere il motore che sarà installato nel sistema e le sue caratteristiche di coppia massima.

Nonostante ciò è possibile comunque analizzare i cambiamenti che porta nel sistema la presenza o meno di questo componente e solo successivamente fare la scelta del motore tenendo conto di questi risultati.

Come già detto in precedenza la scatola di riduzione si rende necessaria quando la velocità della vite risulta essere troppo elevata e soprattutto quando la coppia di carico è troppo grande per essere direttamente sopportata dal motore.

Fatte queste considerazioni e scelto come catalogo di riferimento per l'acquisizione dei dati necessari il MOOG, in previsione del suo utilizzo anche per il motore, è stato interessante analizzare i cambiamenti della coppia di carico al motore al variare del rapporto di riduzione del riduttore considerato.

Per fare ciò sono state utilizzate le classiche formule che legano le grandezze di ingresso al riduttore con quelle in uscita:

$$\frac{T_L \mu}{T_e} = \tau \quad (4)$$

dove:

$T_e$  = coppia che il motore deve fornire [N\*m]

$T_L$  = coppia di carico [N\*m]

$\mu$  = rendimento riduttore  $\approx 0,8$  ([12])

$\tau$  = rapporto di riduzione

Da questa formula è facile determinare la coppia richiesta al motore al variare del rapporto di riduzione del riduttore; per fare ciò è stato fissato il passo della vite al valore più comune in commercio pari a 5 mm.

I risultati ottenuti sono visualizzati nella figura seguente:

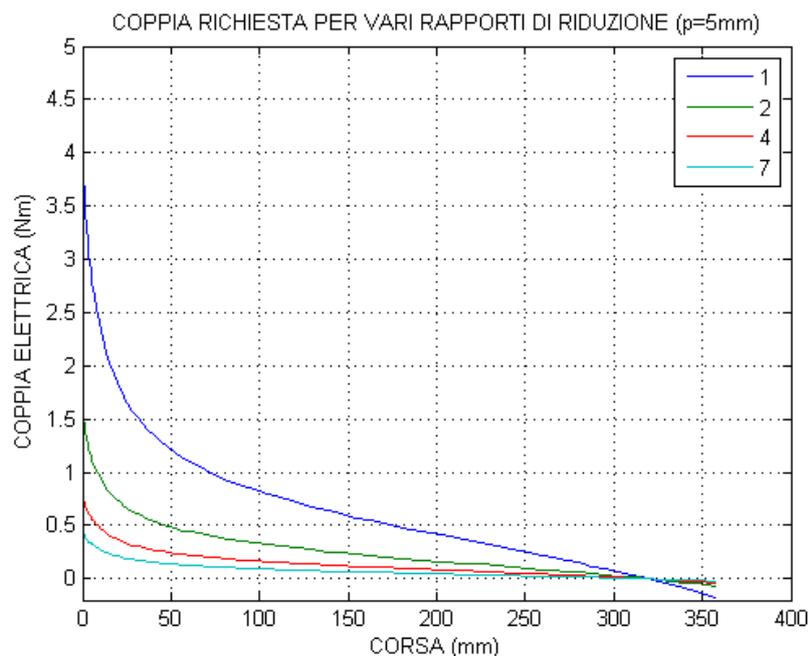


Fig.2.9 Grafico coppia elettrica-corsa al variare del rapporto di riduzione del gear box

Il contributo della scatola di riduzione è evidente.

La coppia massima che viene richiesta al motore si riduce drasticamente all'aumentare del rapporto di riduzione, permettendo di prendere in considerazione per il sistema motori di dimensioni più piccole e quindi più leggeri.

Per vedere se questo vantaggio controbilancia l'aumento di massa dovuto alla presenza del riduttore stesso si rimanda al paragrafo successivo.

Comunque, come fatto per le viti di trasmissione, anche per i riduttori si può valutare il peso delle varie tipologie di scatole di riduzione.

Per questa analisi sono stati considerati tre modelli differenti che corrispondono rispettivamente a tre dimensioni e capacità di carico diverse, ma comunque sempre con riferimento a quei riduttori di tipologia "Precision Planetary Gearheads (PPG)" Fig.2.10.



Fig.2.10 Gearhead

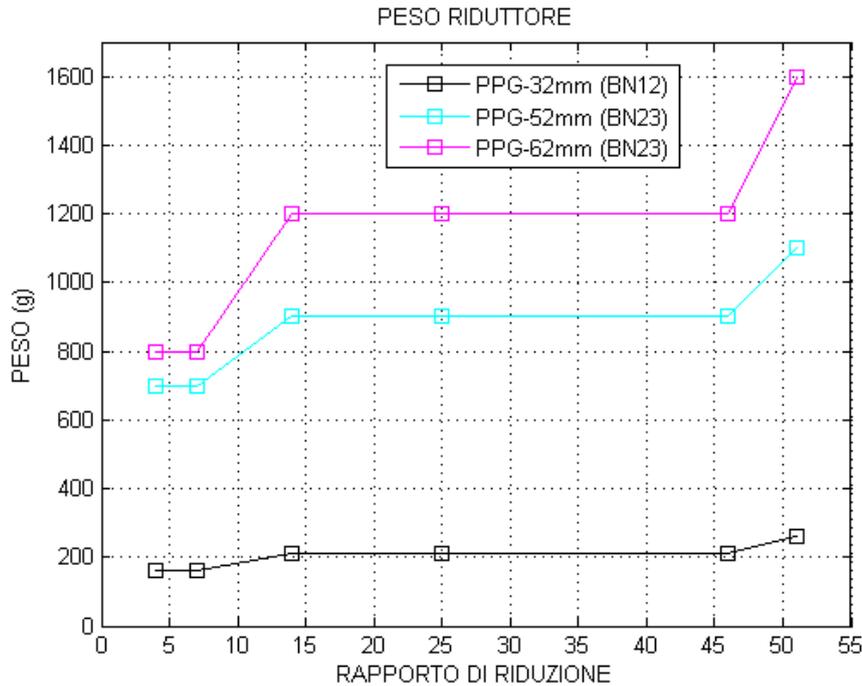


Fig.2.11 Grafico peso-rapporto di riduzione del gear box

Come si vede dal grafico riportato il peso della scatola di riduzione è regolato dal numero di stadi al suo interno; è evidente infatti che i riduttori con rapporto di riduzione rispettivamente di 4 e 7 hanno lo stesso numero di stadi (uno in questo caso) e quindi lo stesso peso. Ciò non è vero se si considera anche un modello a rapporto di riduzione pari a 14 che diversamente dai primi due ha uno stadio aggiuntivo e quindi un considerevole aumento di peso.

Queste valutazioni andranno tenute in considerazione quando verrà eseguita un'analisi finale sui pesi del sistema.

### 2.4.3 Selezione del motore

Tutti i risultati e le considerazioni fatte nei paragrafi precedenti sono servite per la scelta di una configurazione di motore ottimale ai nostri scopi.

Per fare ciò è stato tenuto conto come fonte di dati e di informazioni il catalogo Moog già utilizzato per l'analisi delle scatole di riduzione.

Come già anticipato, la scelta è ricaduta su un motore sincrono a magneti permanenti ( brushless ) che risulta essere più affidabile ed efficace.

Inizialmente la caratteristica che è stata analizzata per una prima scrematura dei dispositivi a disposizione è stata quella della coppia massima sopportabile dai vari modelli di motori.

Da questa analisi è risultato subito evidente quello che era stato anticipato precedentemente sull'effetto del riduttore che altera il valore di coppia di carico vista dal motore.

Per rendere chiaro cosa comporta la scelta di una scatola di riduzione o un'altra è stata graficata la coppia massima al variare del peso del motore stesso riportando anche con linee tratteggiate la coppia massima di carico per i vari rapporti di riduzione.

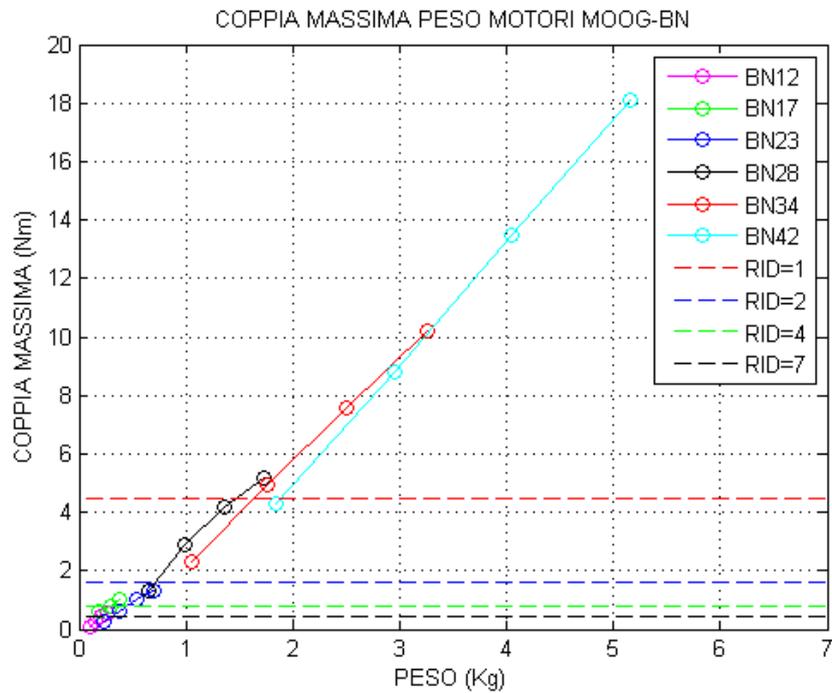


Fig.2.12 Grafico coppia massima-peso del motore

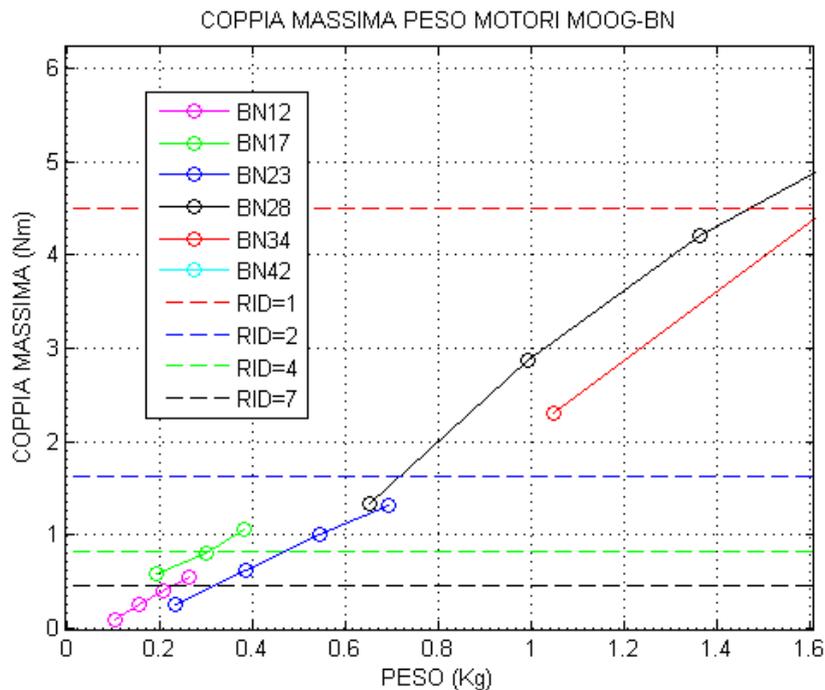


Fig.2.13 Ingrandimento grafico coppia massima-peso motore

L'informazione che immediatamente si acquisisce da questi grafici è che, se vogliamo un sistema senza riduttore, dobbiamo considerare motori veramente pesanti che si trovino al di sopra della linea rossa tratteggiata; allo stesso tempo, se si vuole installare un motore più piccolo e leggero, è sicuramente necessaria una scatola di riduzione.

In particolare se consideriamo un riduttore con un rapporto di riduzione pari a 4, ci possiamo permettere, in prima analisi, di installare un dispositivo con un peso che si aggira sul mezzo chilogrammo.

Se a questa massa aggiungiamo quella relativa alla scatola riduzione si arriva a un peso complessivo motore/riduttore comunque minore del caso di trasmissione diretta che si aggira nell'intorno ai 2 chilogrammi.

Un altro elemento che deve essere preso in considerazione quando parliamo di sistemi destinati al settore aeronautico sono gli ingombri.

Infatti, gli spazi per l'installazione di un dispositivo adibito all'estrazione di un carrello di atterraggio per elicotteri saranno sicuramente molto limitati e da qui la necessità di prevedere delle dimensioni che poi potranno essere effettivamente vicine alla realtà.

Per verificare ciò è stata effettuata un'analisi simile alla precedente, riportando il volume occupato dal motore alle proprie capacità di carico.

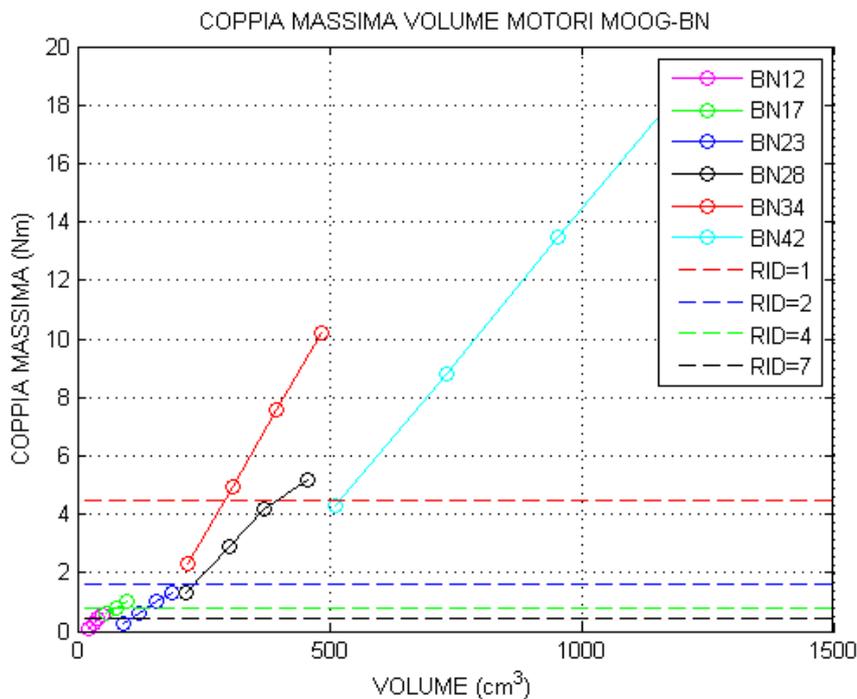


Fig.2.14 Grafico coppia massima-volume del motore

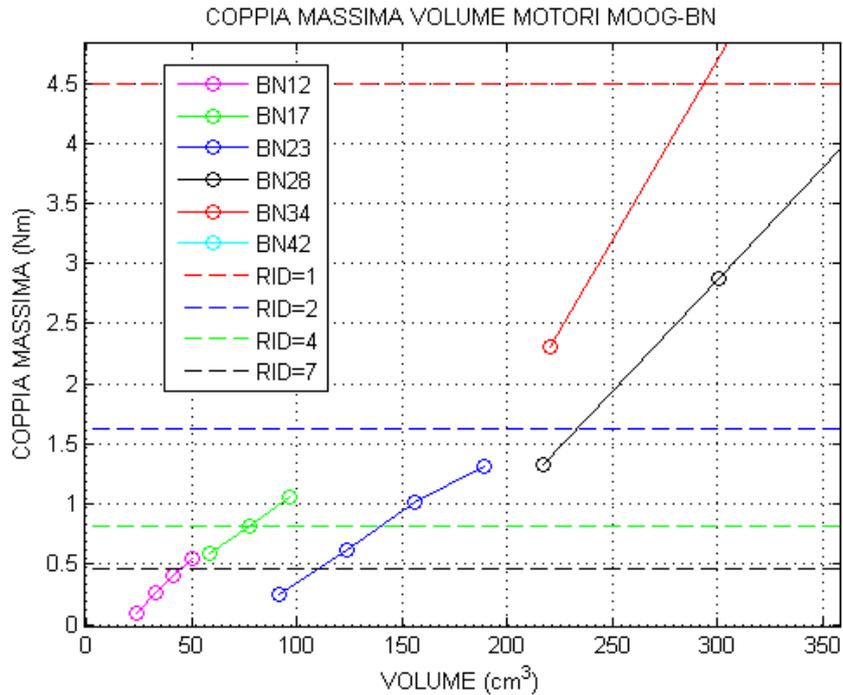


Fig.2.15 Ingrandimento grafico coppia massima-volume del motore

Considerando, come nel caso precedente, un possibile motore con scatola di riduzione rappresentato vicino alla linea tratteggiata verde e uno invece senza riduttore nei pressi della linea rossa si nota immediatamente che tra i due c'è una differenza di ingombri notevole, in alcuni casi anche maggiore del *100%*.

Naturalmente nella soluzione motore/riduttore andrà sommato anche il contributo dovuto alla gearbox non considerata nei grafici precedenti, ma comunque il risultato finale risulterà sempre minore della soluzione priva di riduzione.

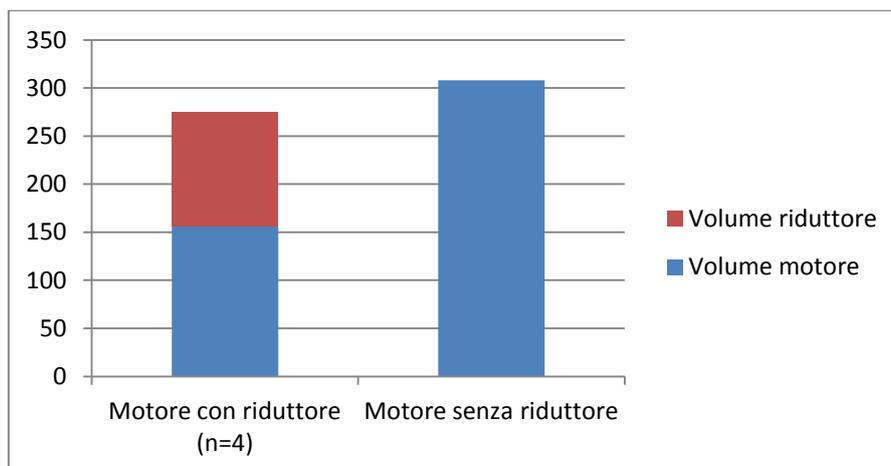


Fig.2.16 Confronto tra i volumi delle soluzioni con o senza riduttore

Come si vede anche dal grafico precedente, gli ingombri, nonostante una piccola diversità, sono paragonabili diversamente dai pesi che invece presentano una notevole differenza.

A questo punto è stata abbandonata la possibilità di avere una soluzione finale senza riduttore di giri e l'analisi è proseguita considerando le soluzioni con scatola di riduzione di minor peso, ossia quelle a singolo stadio.

Il passo successivo è stato quello di analizzare le curve caratteristiche del motore che riportano la coppia erogabile in funzione della velocità di rotazione del rotore stesso e anche la potenza corrispondente.

All'interno di queste curve verranno evidenziate la coppia massima che desideriamo dal motore per vincere il carico esterno, le condizioni nominali e la coppia massima erogabile con un'alimentazione di 30 Ampere.

L'ultimo vincolo è stato imposto per salvaguardare l'elettronica di controllo che, se alimentata con correnti troppo elevate, potrebbe danneggiarsi.

Per costruire il limite di velocità ai vari valori di coppia per ogni motore analizzato è stata utilizzato il bilancio di potenza:

$$T_e \omega_{max} = V_s I - R I^2 \quad (5)$$

il quale introducendo la costante di sensibilità di coppia fornita dal catalogo analizzato diventa:

$$\omega_{max}(x) = \frac{V_s}{K_t} - R \frac{T_e(x)}{K_t^2} \quad (6)$$

dove:

$T_e$  = coppia di carico al motore [Nm]

$V_s$  = voltaggio di alimentazione [V]

$K_t$  = sensibilità di coppia [Nm/Amper]

$R$  = resistenza interna del motore [Ohms]

$\omega_{max}$  = velocità angolare massima [rad/sec]

Sostituendo a  $T_e$  la coppia operativa che abbiamo da specifica si ottengono i limiti di velocità per l'estrazione e la retrazione.

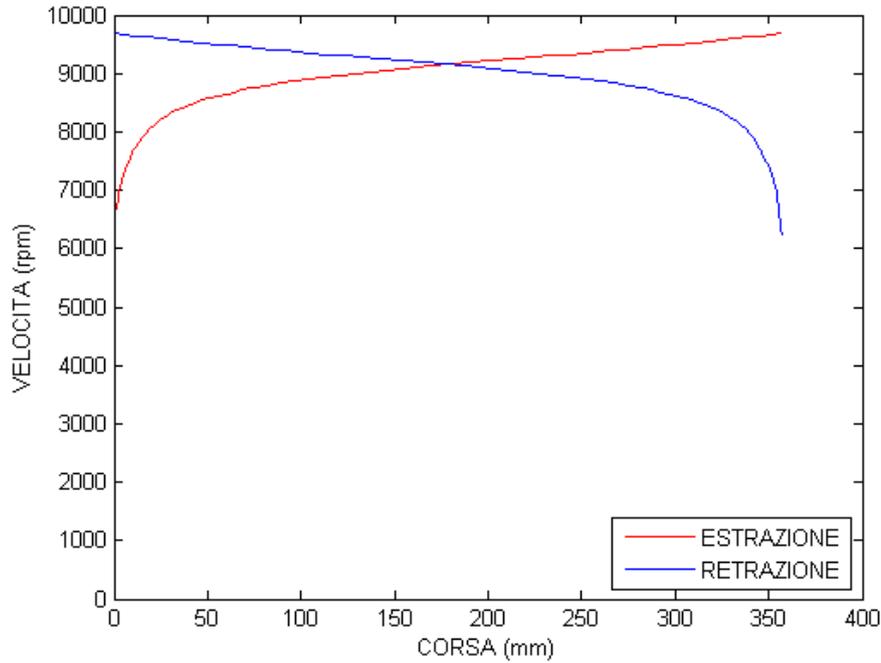


Fig.2.17 Limite di velocità massima in estrazione e retrazione

Di seguito, per brevità e poiché abbiamo a disposizione i riduttori di queste due tipologie, sono riportati i risultati ottenuti solamente per i modelli BN23 e BN28 per i casi di scatola di riduzione di 4 e 7.

Per scrupolo verranno esaminate anche le curve dei modelli BN34 per verificare se effettivamente esisterebbe anche la possibilità di avere un sistema senza riduttore anche se più pesante delle altre soluzioni.

Ciò potrebbe essere importante se invece di considerare come criterio di partenza il peso si volesse ragionare in termini di semplicità e quindi di affidabilità.

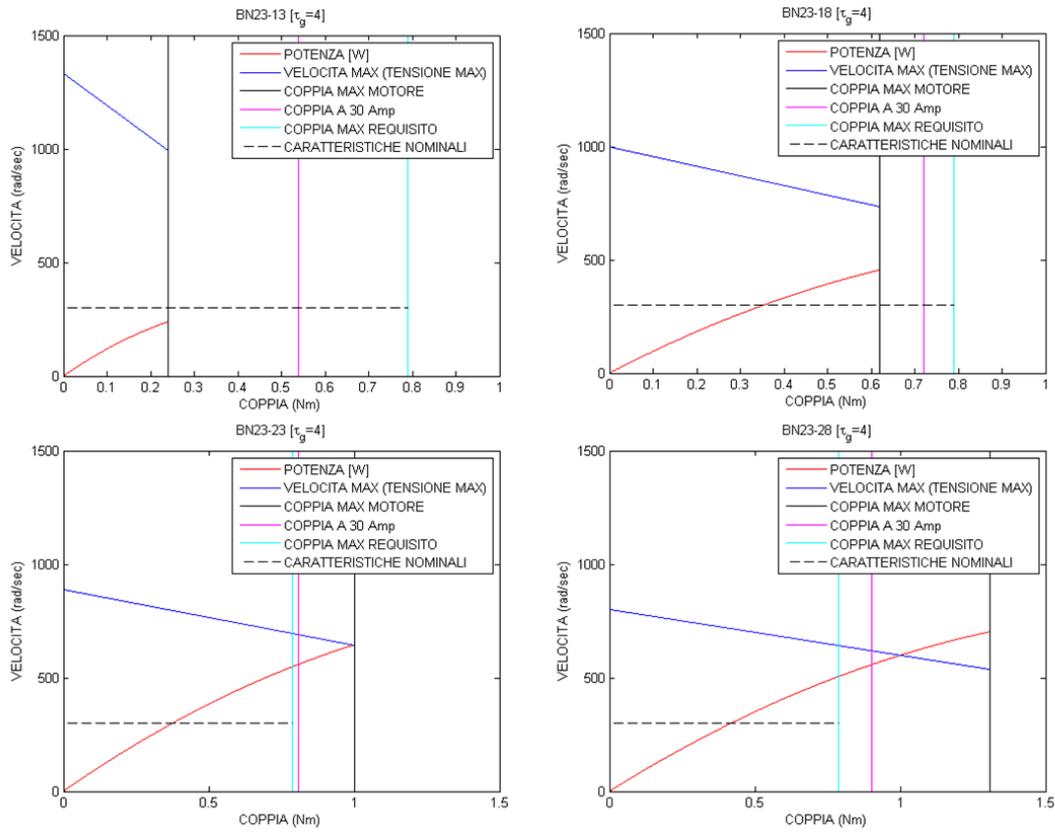


Fig.2.18 Mappe dei motori BN23 con riduttore da 4

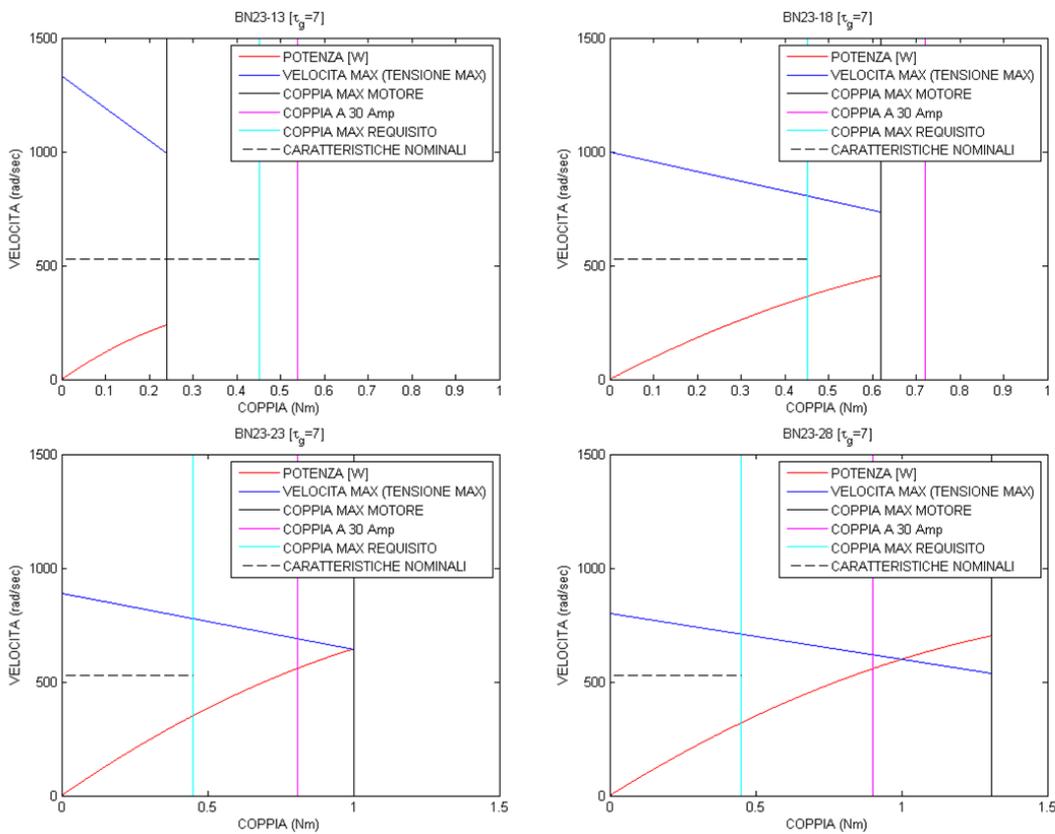


Fig.2.19 Mappe dei motori BN23 con riduttore da 7

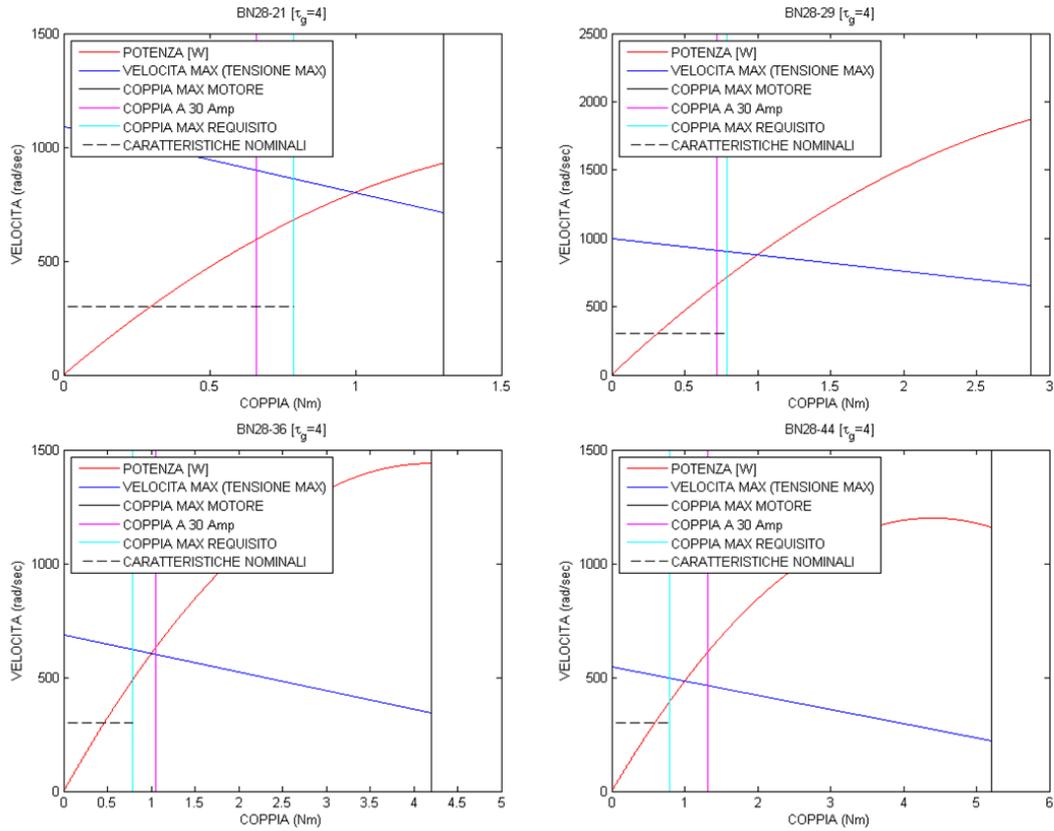


Fig.2.20 Mappe dei motori BN28 con riduttore da 4

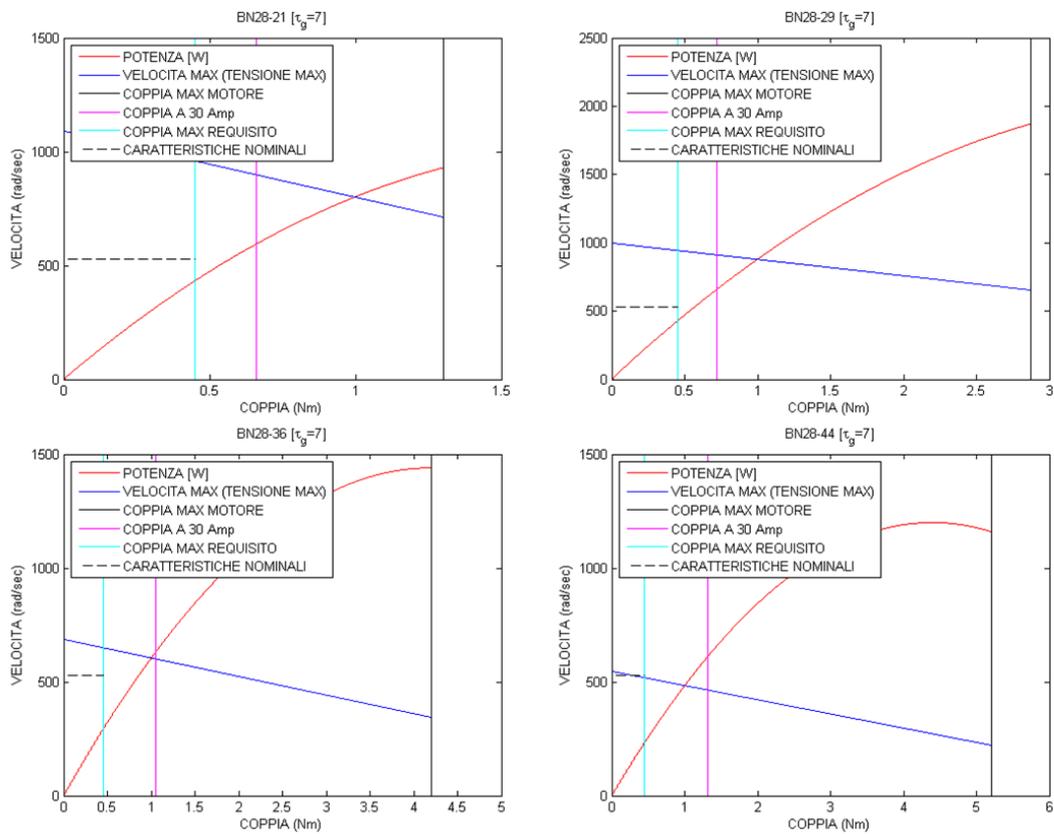


Fig.2.21 Mappe dei motori BN28 con riduttore da 7

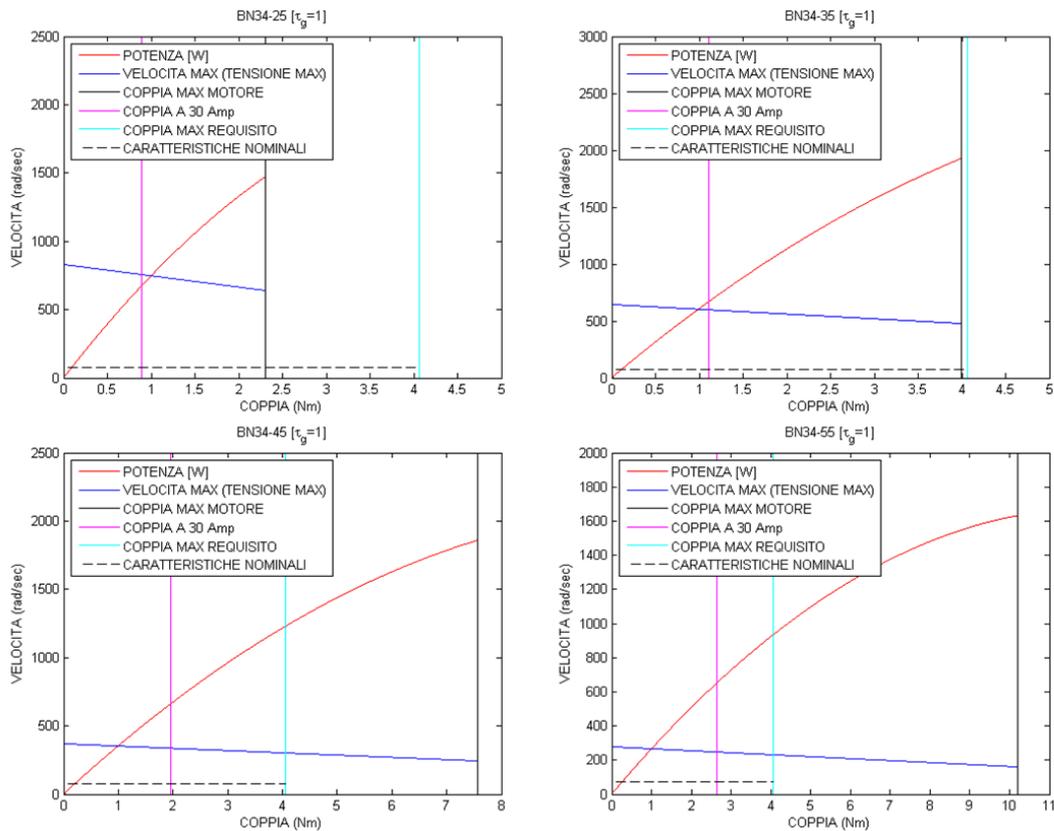


Fig.2.22 Mappe dei motori BN34 senza riduttore

I modelli che risulteranno essere idonei allo scopo sono tutti quelli che avranno la linea color ciano, che rappresenta la coppia massima desiderata, a sinistra di tutte le altre.

Come possiamo vedere il vincolo imposto per salvaguardare l'elettronica, ossia i 30 Ampere di corrente di alimentazione massimi, esclude la maggioranza dei motori esaminati.

Questo comportamento è molto evidente nel caso della trasmissione diretta del BN34 che con questa restrizione viene definitivamente escluso dalle possibili opzioni da considerare.

Inoltre, come possiamo vedere, la presenza del riduttore con rapporto di riduzione pari a 7 fa sì che i motori siano praticamente tutti utilizzabili.

Fino a questo momento, comunque, non è mai stato tenuto conto delle condizioni in cui questi dispositivi andranno effettivamente ad operare e se riusciranno a compiere la missione di estrazione nei tempi da specifica.

Fin da ora è possibile anticipare che il vincolo sui tempi e la contemporanea esistenza di una velocità massima ottenibile dal motore sarà un vincolo più rigido per la soluzione di sistema con scatola di riduzione più grande.

Saranno considerati per questa ulteriore verifica i modelli più leggeri: BN23-23 e BN23-28 con riduttore 4, BN23-18, BN23-23, BN23-28 con riduttore 7.

Per verificare se questi motori potrebbero effettivamente portare a termine la missione rispettando tutti i criteri di specifica, è stato opportuno considerare un profilo di velocità operativo che si avvicinasse effettivamente il più possibile alla situazione reale.

Per comodità è stato considerato lo stesso andamento della velocità sia per l'estrazione che la retrazione composto da tre step ad ampiezza variabile, ma in modo tale che ogni singolo intervallo si protragga per una tratta di corsa ben nota.

Considerando tale condizione è equivalente ad aver ipotizzato di avere lungo la corsa dell'attuatore tre interruttori che al passaggio della vite si attivano modificando il comando di velocità.

L'ultimo scalino del profilo è stato fissato inoltre ad una velocità di 10 mm/sec per evitare che al termine dell'estrazione si verifichi un urto troppo forte.

Naturalmente il profilo dovrà rimanere al di sotto del limite di velocità massima visibile in Fig.2.17 e contemporaneamente garantire dei tempi di estrazione nell'intorno dei 6 sec.

Nelle figure successive sono riportati i profili di velocità che permettono un'estrazione rapida.

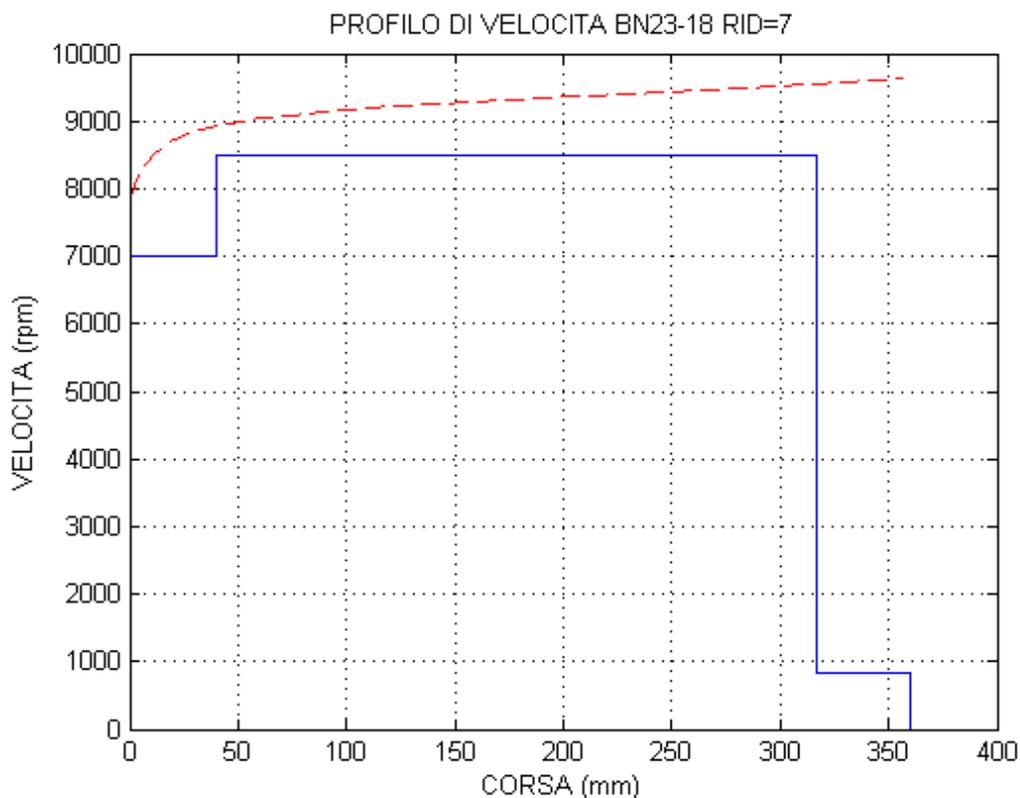


Fig.2.23 Profilo di velocità motore BN23-18 con riduttore da 7

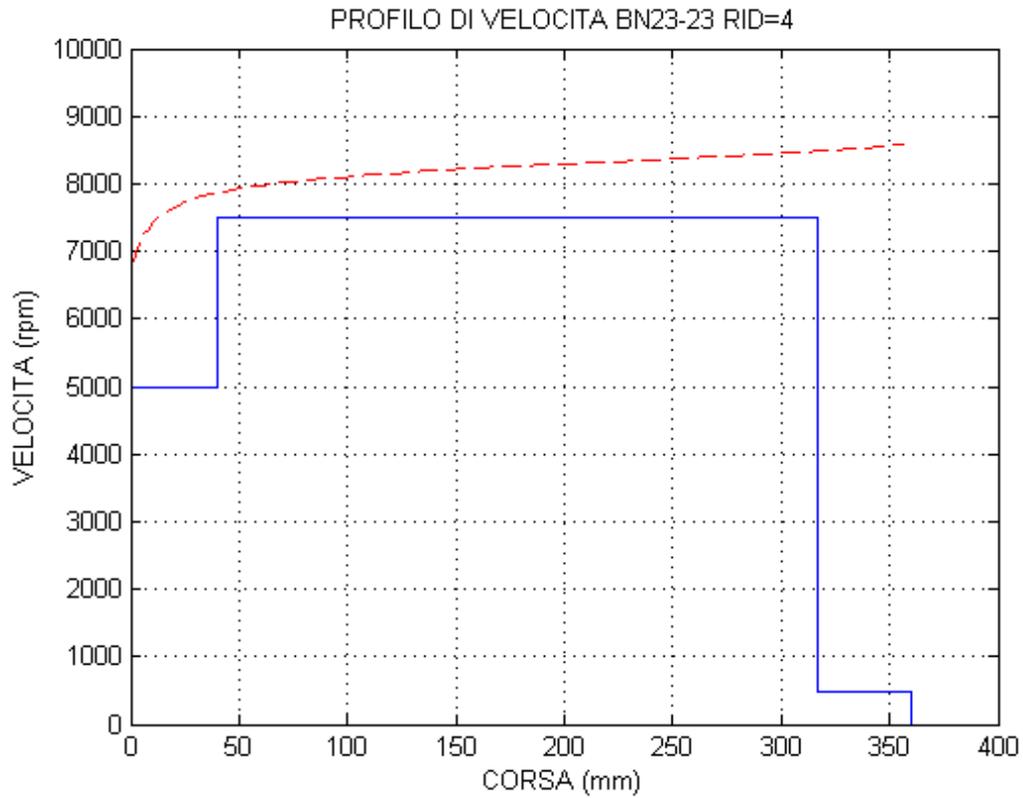


Fig.2.24 Profilo di velocità motore BN23-23 con riduttore da 4

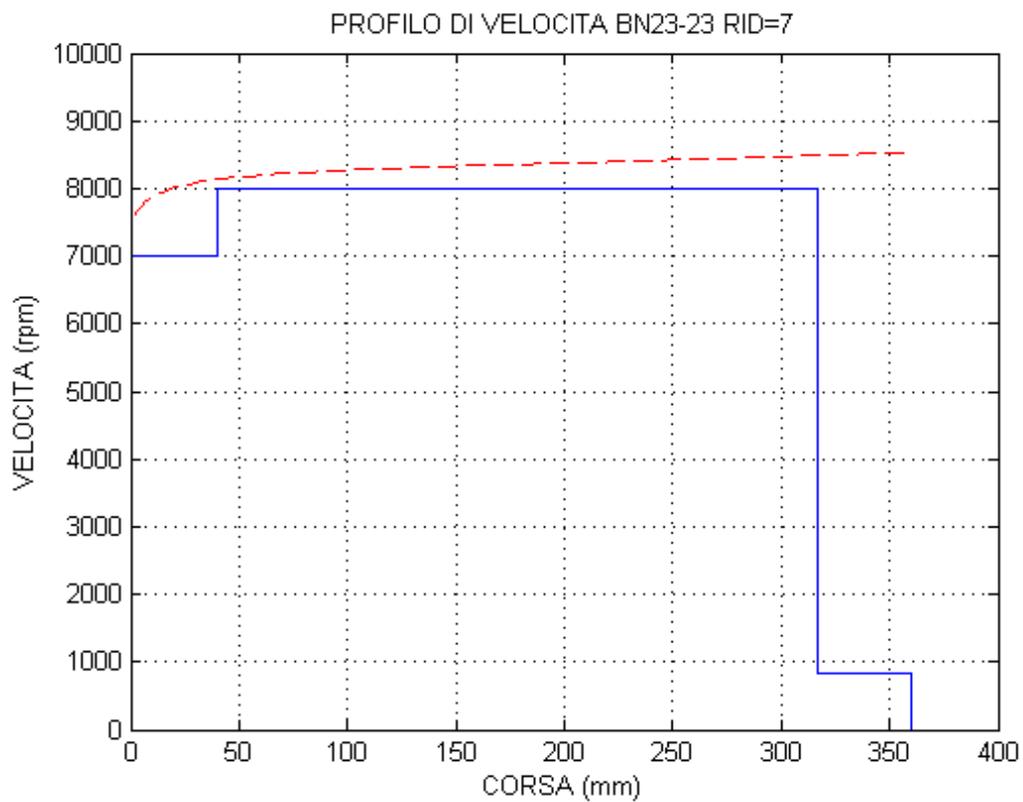


Fig.2.25 Profilo di velocità motore BN23-23 con riduttore da 7

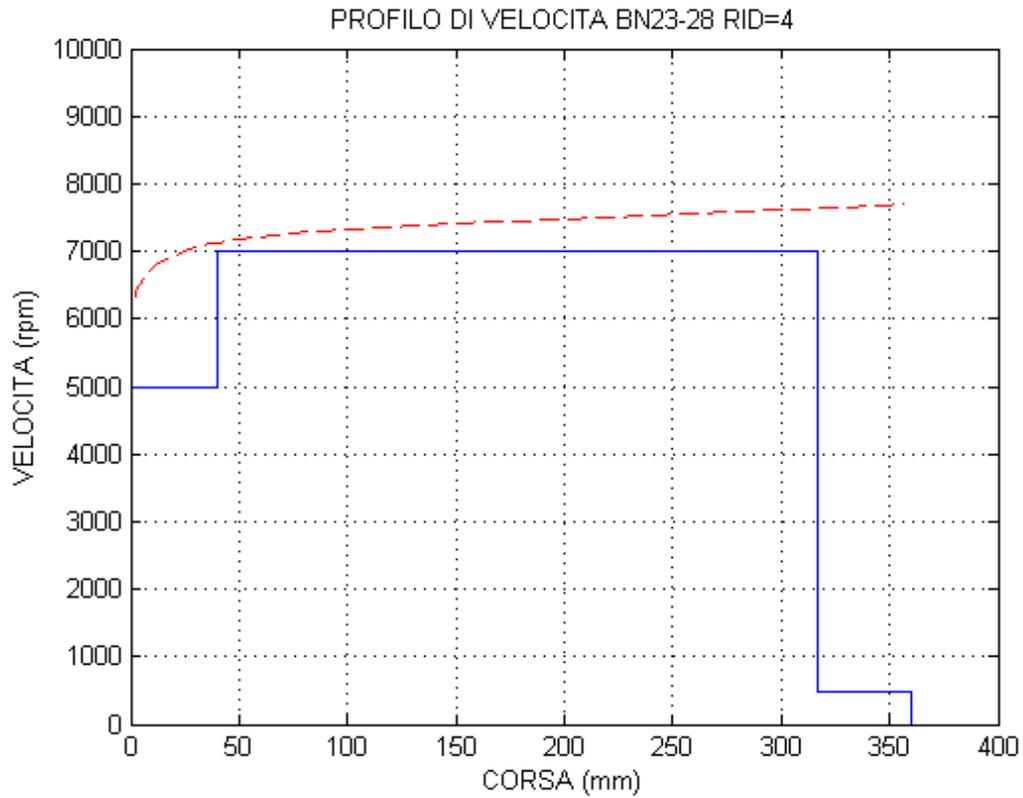


Fig.2.26 Profilo di velocità motore BN23-28 con riduttore da 4

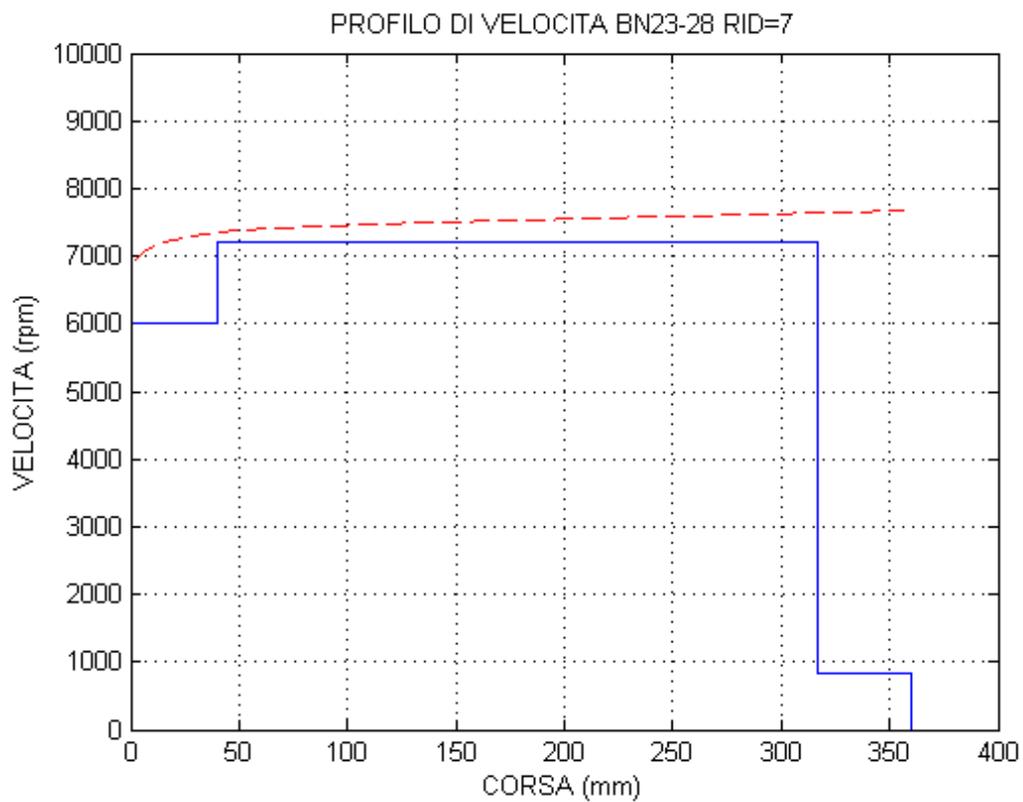


Fig.2.27 Profilo di velocità motore BN23-28 con riduttore da 7

Le caratteristiche dei singoli profili per ogni motore sono riassunte nella tabella seguente.

Modello	$\omega_1$ [giri/min]	$\omega_2$ [giri/min]	$\omega_3$ [giri/min]	Tempo [sec]
BN23-18 rid=7	7000	9000	840	7.22
BN23-23 rid=4	6000	3000	480	6.16
BN23-23 rid=7	7000	8000	840	7.39
BN23-28 rid=4	6000	3000	480	6.28
BN23-28 rid=7	6000	7200	840	7.79

Tabella.2.4 Caratteristiche profili di velocità

Come si può notare le soluzioni con riduttore con rapporto di riduzione pari a 7 non riescono a rimanere all'interno dei 6 sec imposti dalla specifica, mentre quelli con scatola di riduzione più piccola si avvicinano molto all'obiettivo.

Di seguito inoltre si riporta l'andamento della potenza nei vari intervalli per entrambi i riduttori:

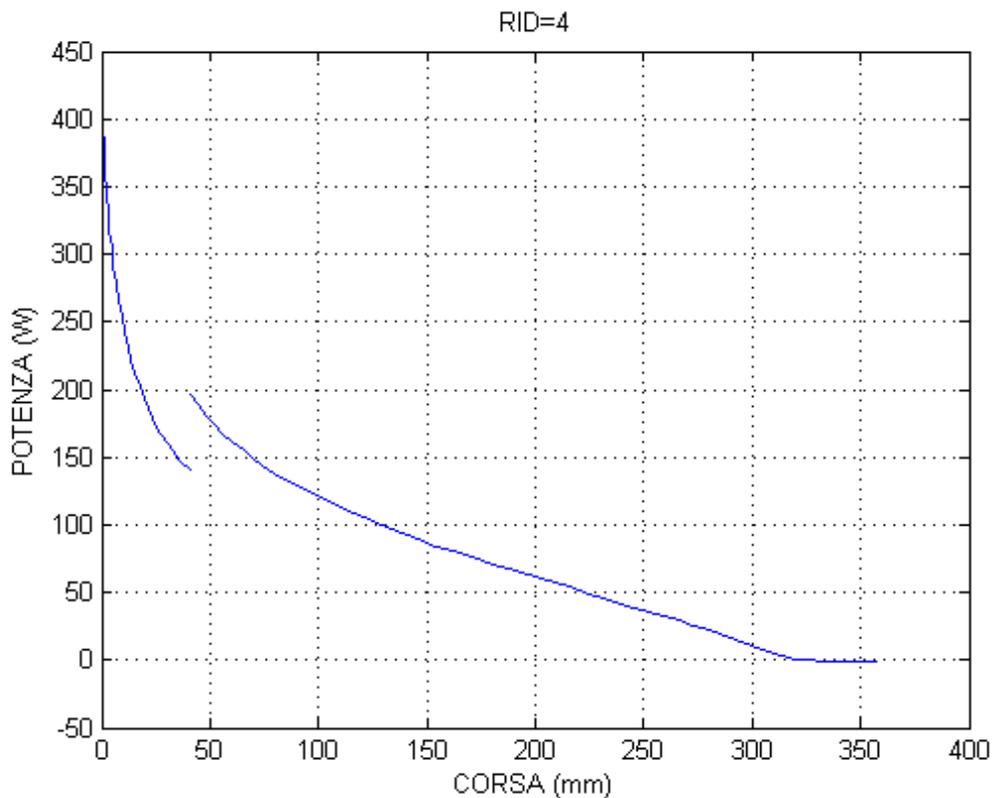


Fig.2.28 Andamento della potenza motore BN23-23 con riduttore da 4

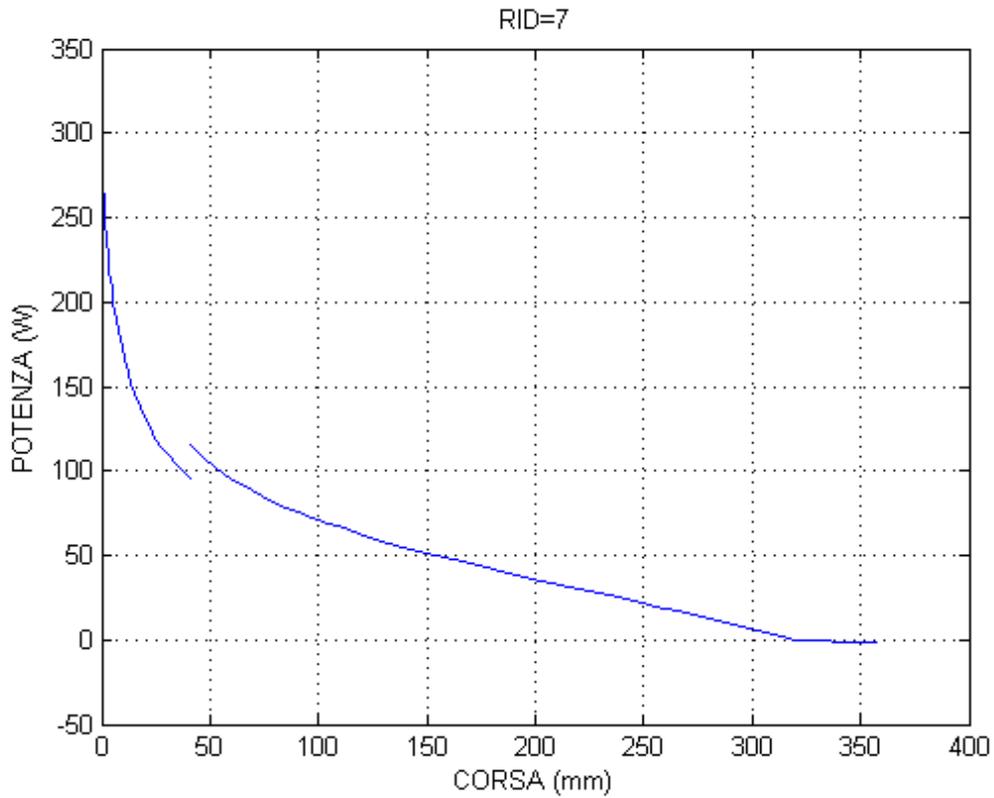


Fig.2.29 Andamento della potenza motore BN23-23 con riduttore da 7

Per le considerazioni fatte, la scelta del motore ricadrà d'ora in avanti sul BN23-23, più leggero del BN23-28, equipaggiato con riduttore con rapporto di riduzione di 4.



Fig.2.30 Motore BN23-23

### 3 Motori brushless a modulazione trapezoidale

#### 3.1 Vantaggi per l'applicazione

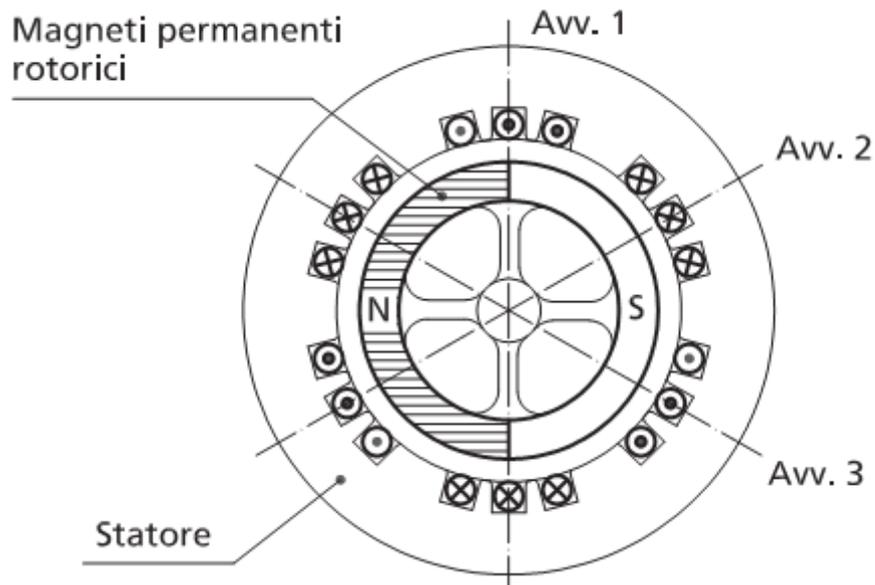


Fig.3.1 Schema struttura interna motore brushless

I motori brushless trapezoidali presentano vantaggi e svantaggi rispetto ai precedenti modelli DC.

Vantaggi:

- Eliminazione delle spazzole notoriamente soggette a usura;
- Buon rapporto potenza-peso e potenza-dimensioni;
- Ottime prestazioni dinamiche;
- Migliore raffreddamento degli avvolgimenti.

Svantaggi:

- Alti costi;
- Tecnologia ancora non diffusa e conosciuta;
- Alto ripple di coppia.

#### 3.2 Architettura del motore e principio di funzionamento

Per parlare di questa tipologia di motori bisogna esaminare nello specifico la loro struttura interna. Lo statore sarà generalmente composto da avvolgimenti trifase disposti simmetricamente a  $120^\circ$  e collegati a stella tra di loro.

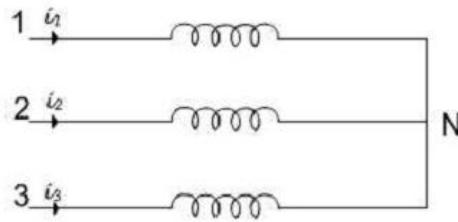


Fig.3.2 Avvolgimenti statorici

Questa tipologia di collegamento permette di annullare la somma di tutte le armoniche del terzo ordine e relativi multipli, ma anche di poter affermare che:

$$I_1 + I_2 + I_3 = 0$$

Considerando il motore come un dispositivo magneticamente isotropo e assumendo, in prima analisi, gli avvolgimenti concentrati in forma bipolare è possibile definire la funzione di distribuzione dei conduttori.

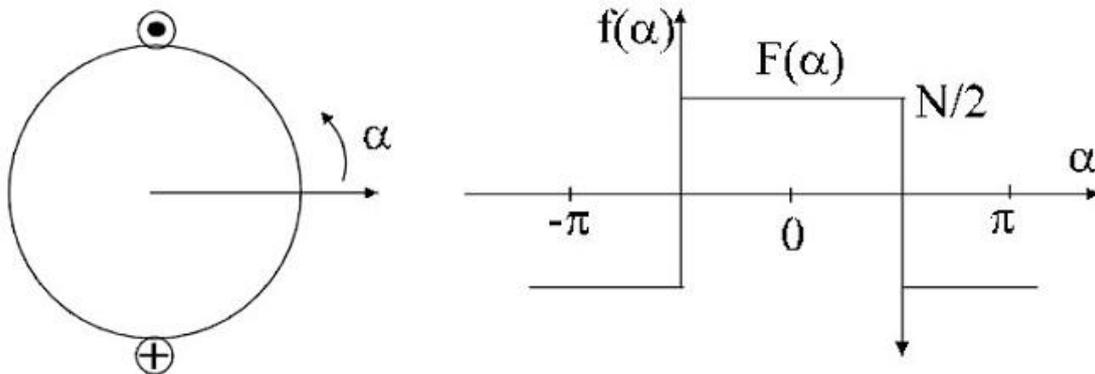


Fig.3.3 Definizione funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti concentrati

In figura sono riportate sia la funzione densità di distribuzione dei conduttori  $f(\alpha)$  sia la funzione di distribuzione dei conduttori  $F(\alpha)$ .

Entrambe sono dipendenti dall'angolo  $\alpha$  che descrive la posizione dello statore a partire dall'asse di simmetria della fase elettrica considerata.

Il legame tra le due funzioni è rappresentato dalla seguente relazione:

$$F(\alpha) = \int f(\alpha) d\alpha \quad (7)$$

Dove  $f(\alpha)$  rappresenta un impulso positivo o negativo rispettivamente se incontriamo nella rotazione un avvolgimento con corrente entrante o uscente.

Ciò è vero solo perché al momento è stato considerato il caso di avvolgimenti concentrati.

L'ampiezza dell'impulso dipende dal numero di avvolgimenti che stiamo considerando ( $N$ ).

L'importanza della funzione  $F(\alpha)$  precedentemente definita è rappresentata dal fatto che se moltiplicata per la corrente circolante negli avvolgimenti si ottiene la forza magnetomotrice f.m.m..

Detto questo è possibile calcolare la circuitazione delle linee di forza di campo magnetico; nell'ipotesi di permeabilità magnetica ( $\infty$ ) del materiale ferromagnetico, che costituisce rotore e statore, molto elevata, possiamo assumere che si verifica caduta di tensione solo nel traferro.

Per cui:

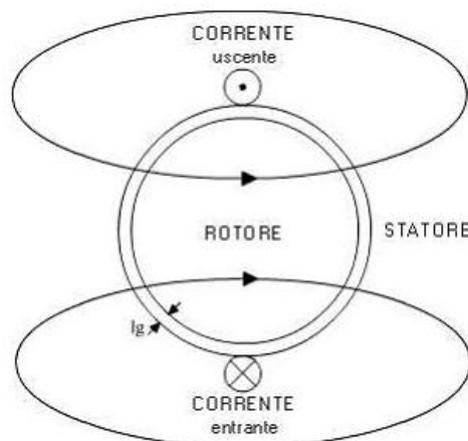


Fig.3.4 Schema del campo magnetico prodotto dallo statore

$$N I = H_g l_g + H_g l_g = 2 H_g l_g \quad (8)$$

dove:

$l_g$  = lunghezza del traferro

$H_g$  = campo magnetico

$I$  = corrente negli avvolgimenti

$NI$  = caduta elettromotrice nel traferro

Dalla definizione di funzione distribuzione di conduttori precedentemente data:

$$H_g l_g = \frac{N}{2} I = F(\alpha) I$$

$$f.m.m. = I F(\alpha) \quad (9)$$

Per quanto riguarda il rotore la struttura di un brushless a magneti permanenti è la seguente:

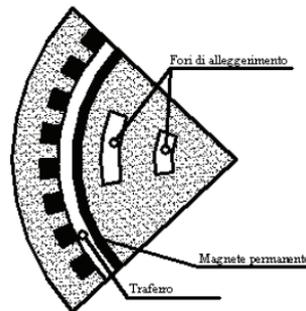


Fig.3.5 Struttura del rotore

Considerando in prima analisi la struttura nella forma bipolare, il rotore può essere caratterizzato dalla funzione di induzione di campo magnetico da parte del traferro  $B(\xi)$ .

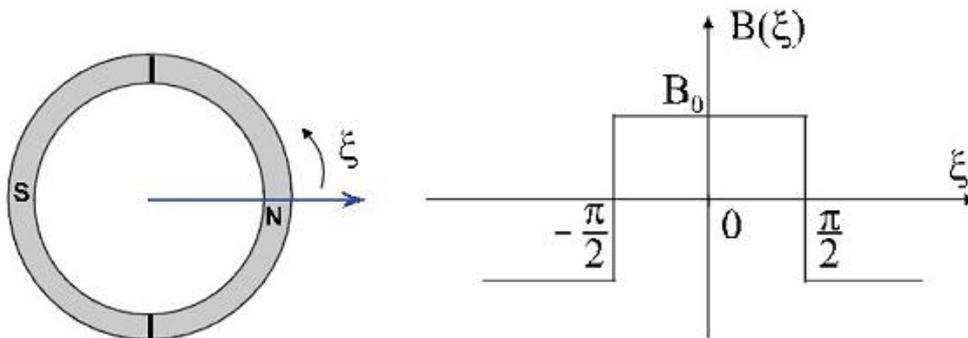


Fig.3.6 Definizione della funzione di induzione del campo magnetico

Come fatto per lo statore, viene definito un angolo per indicare la posizione del rotore ( $\xi$ ), avente come valore iniziale la mezzeria del polo Nord del magnete, che coincide anche con la direzione del flusso nel magnete.

Se adesso viene sovrapposto statore e rotore si ottiene:

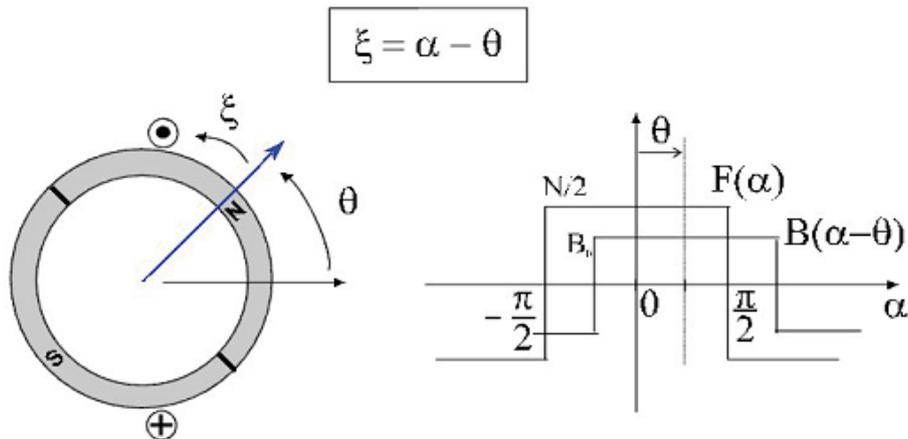


Fig.3.7 Effetto dello statore e del rotore: avvolgimenti concentrati

Come è evidente, l'asse  $\alpha$  è solidale con lo statore quindi fisso mentre l'asse  $\xi$  essendo definito sul rotore è rotante, quindi è possibile definire un terzo angolo  $\theta$  che rappresenta la distanza angolare tra i due assi.

Nella figura sono riportate le funzioni  $F(\alpha)$  e  $B(\xi)$  sovrapposte e riferite alle stesse coordinate rendendo possibile il calcolo del flusso concatenato che risulterà essere massimo quando  $\theta=0$ .

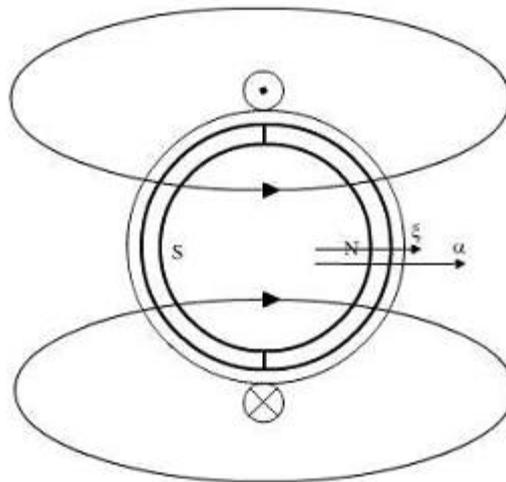


Fig.3.8 Analisi dell'interazione tra statore e rotore: con assi coincidenti

Considerando la situazione in figura, ossia quando gli assi dello statore e del rotore coincidono, è possibile assumere che:

$$\lambda = N \Phi$$

dove il flusso di campo magnetico è definito come:

$$\Phi = \int_S B \, ds = B_0 S$$

Con  $S = \pi r l$ , superficie laterale del rotore che coincide con la superficie del traferro.

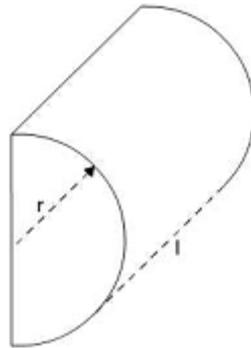


Fig.3.9 Superficie del traferro

Per cui:

$$\lambda = \lambda_{max} = N \Phi = N B_0 \pi r l \quad (10)$$

Naturalmente l'angolo  $\theta$  varia in maniera continuativa all'interno di un giro di rotazione del rotore. In particolare è stato visto che quando i due assi coincidono, il valore del flusso concatenato è massimo, se invece ci troviamo nella condizione di assi perpendicolari, il valore di tale grandezza è nullo.

Questo è ben visibile se si ragiona sul flusso concatenato:

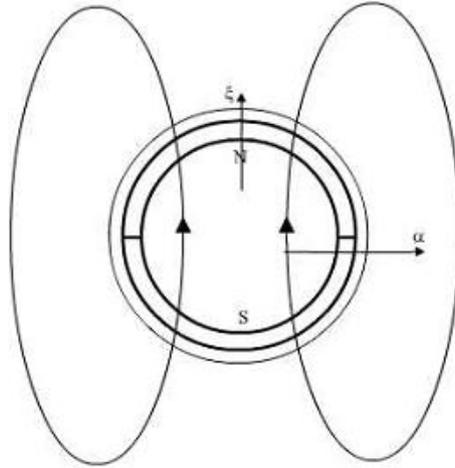


Fig.3.10 Analisi dell'interazione tra statore e rotore: con assi ortogonali

infatti tanto flusso entra da una parte tanto ne esce dall'altra.

Con tali considerazioni si può costruire il grafico del flusso concatenato al variare dell'angolo  $\theta$ .

Assumendo che il valore di  $\lambda$  vari in maniera lineare tra 0 e  $\pi/2$ , passando come visto da una condizione di massimo a una nulla, si ottiene un grafico triangolare:

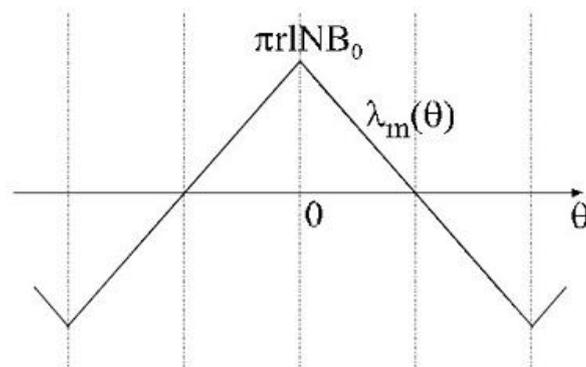


Fig.3.11 Onda del flusso concatenato

Procedendo per via analitica è ottenibile lo stesso risultato fin ora valutato solo in forma qualitativa.

Infatti calcolando il flusso concatenato di campo magnetico si ottiene:

$$\lambda_m(\theta) = r l \int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha) B_m(\alpha - \theta) d\alpha \quad (11)$$

A questo punto è facile verificare quanto affermato in precedenza.

$$\lambda_m(0) = r l B_0 \frac{N}{2} 2 \pi = N B_0 \pi r l = \lambda_{max}$$

Ciò è vero poiché con  $\theta=0$  le curve  $F(\alpha)$  e  $B(\xi)$  non hanno nessun sfasamento reciproco e quindi il loro prodotto è sempre positivo e costante.

E' verificabile anche che se  $\theta=\pi/2 \rightarrow \lambda_m(\pi/2)=0$ .

Passando al calcolo delle forze che agiscono sul sistema responsabili della rotazione (f.e.m.), si ottiene:

$$e(t) = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\lambda_m}{dt} = \frac{d\lambda_m}{d\theta} \omega(t) \quad (12)$$

A regime ( $\omega=\text{cost}$ ) la f.e.m. ha un andamento quadro, come la  $F(\alpha)$ , poiché la derivata del flusso concatenato rimane costante per  $\pi$  radianti per poi cambiare di segno:

$$\frac{d\lambda_m(\theta)}{d\theta} = \frac{2 r l N B_0 \pi}{\pi} = 2 r l N B_0 \rightarrow \text{intervallo } [-\pi, 0]$$

$$\frac{d\lambda_m(\theta)}{d\theta} = -2 r l N B_0 \rightarrow \text{intervallo } [0, \pi]$$

Quindi si ottiene quanto segue:

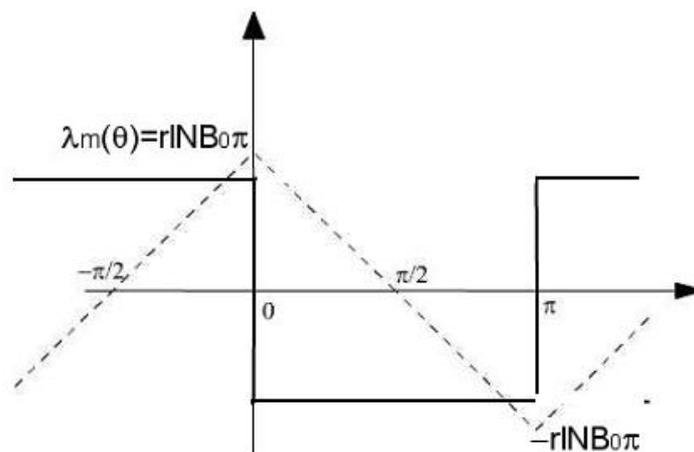


Fig.3.12 Onda di f.e.m.: avvolgimenti concentrati

Fino ad ora è stato considerato il caso di avvolgimenti concentrati che invece nella realtà non è possibile ottenere.

La situazione operativa sarà vicina a quella di figura:

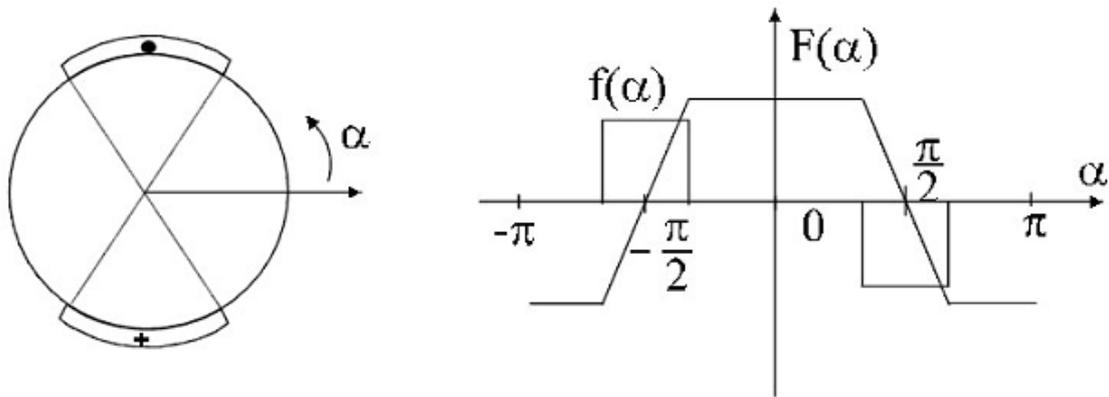


Fig.3.13 Definizione funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti

Dove la  $f(\alpha)$  non è più rappresentata da un impulso, ma piuttosto da un gradino tanto più esteso in  $\alpha$  tanto più sono distribuiti gli avvolgimenti.

Per tale motivo anche la funzione  $F(\alpha)$  subisce dei cambiamenti, non è più un'onda quadra ma bensì trapezoidale.

Con tali considerazioni è possibile procedere come in precedenza con il calcolo del flusso concatenato.

Per fare ciò è necessaria la conoscenza della funzione  $B(\alpha-\theta)$  che, in questo caso verrà supposta rettangolare, come in precedenza.

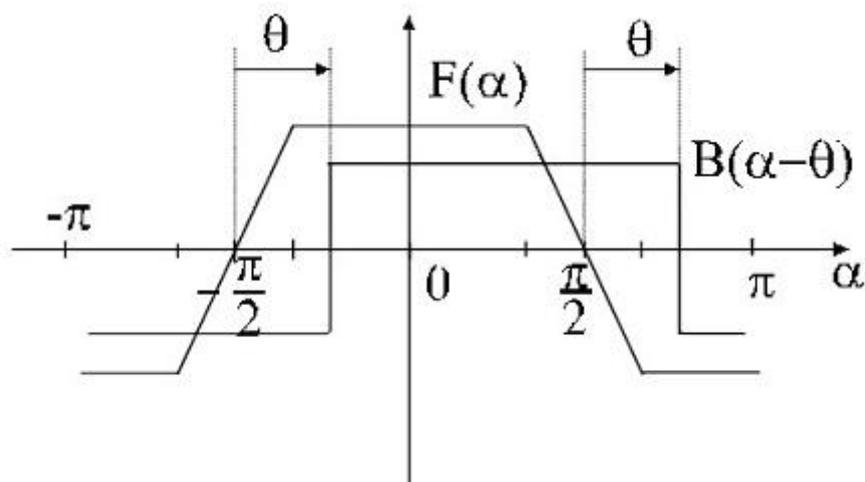


Fig.3.14 Effetto dello statore e del rotore: avvolgimenti distribuiti

Grazie all'aiuto di questa figura che riporta le due funzioni necessarie è possibile affermare che:

$$\int_{-\pi}^{\pi} F(\alpha) B_m(\alpha - \theta) d\alpha = 2 \int_{-\pi/2}^{\pi/2} F(\alpha) B_m(\alpha - \theta) d\alpha = 2 B_0 \int_{-\pi/2+\theta}^{\pi/2+\theta} F(\alpha) d\alpha$$

Il primo passaggio è possibile poiché le due funzioni sono simmetriche ogni periodo di  $\pi$  radianti mentre il secondo è stato fatto per spostare l'intervallo di integrazione nella zona dove  $B(\alpha-\theta)$  è costante.

Con queste semplificazioni risulta:

$$\lambda_m(\theta) = 2 B_0 r l \int_{-\pi/2+\theta}^{\pi/2+\theta} F(\alpha) d\alpha \quad (13)$$

La dipendenza da  $\theta$ , in questo modo, è stata isolata nella funzione  $F(\alpha)$  e, come è possibile vedere dalla figura, si ha il massimo per  $\theta=0$ .

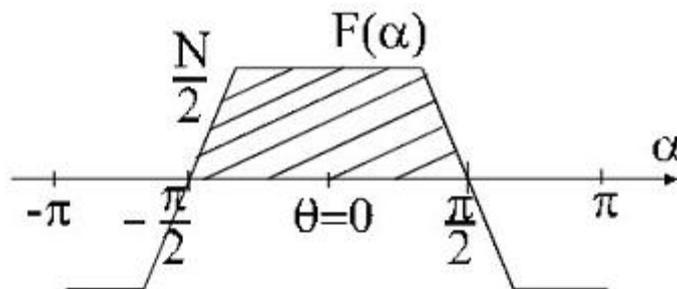


Fig.3.15\_ Funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti

Come è stato inizialmente detto  $f(\alpha)$  avrà un'estensione che dipenderà dalla distribuzione degli avvolgimenti statori; questo regola anche la pendenza dell'onda trapezoidale  $F(\alpha)$ .

Se in prima analisi viene considerata una distribuzione di conduttori su  $\pi/6$  radianti, l'integrale di  $F(\alpha)$  diventa  $\frac{N}{2} \frac{5}{6} \pi$ ; come si può notare, risulta esserci una diminuzione in confronto al caso di filamenti concentrati.

Quindi:

$$\lambda_m(\theta)_{trap} = 2 r l \pi B_0 \frac{N}{2} \frac{5}{6} = r l \pi B_0 N \frac{5}{6} \quad (14)$$

Come nel caso dei conduttori concentrati il minimo è sempre localizzato a  $\theta=\pi/2$  e il valore assunto è zero:

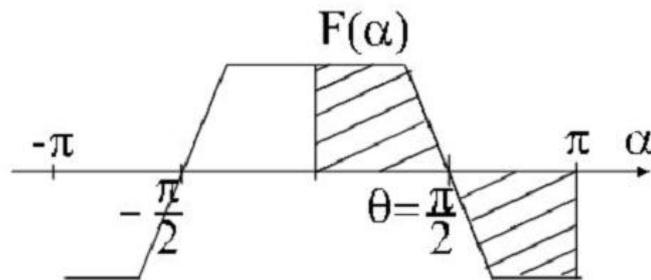


Fig.3.16 Funzione di distribuzione dei conduttori: avvolgimenti distribuiti

Purtroppo le caratteristiche di forma d'onda delle  $F(\alpha)$  e  $B_m(\xi)$  assunte fino ad adesso, nella pratica, sono irrealizzabili poiché i filamenti statorici di ogni fase sono inseriti in delle cave.

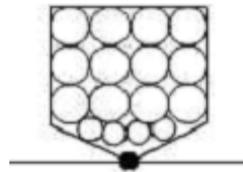


Fig.3.17 Forma della cava statorica

Ciò è praticamente equivalente a una distribuzione concentrata all'apertura della cava (punto nero della Fig.3.17).

Se si considera il caso di due cave per fase si può osservare che il comportamento sarà esattamente quello in figura:

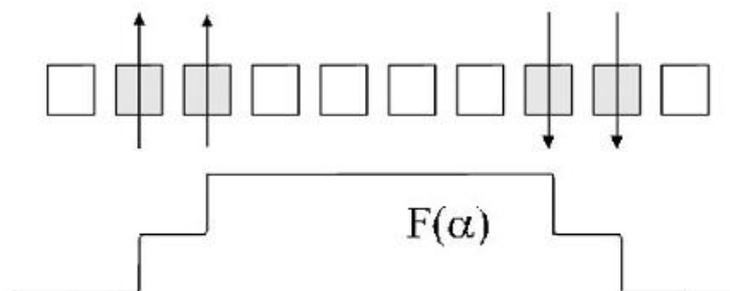


Fig.3.18 Influenza delle cave sulla funzione di distribuzione dei conduttori

$F(\alpha)$  non ha più una forma trapezoidale ma bensì ritorna ad essere rettangolare; ogni volta che si attraversa una cava si ha un gradino.

Questo fenomeno è alla base della caratteristica principale di questa tipologia di motori: le oscillazioni di coppia.

Se si guarda nello specifico una singola cava si può capire meglio il principio di funzionamento di questo fenomeno.

L'alloggiamento dei filamenti statorici essendo diritto può andare a coincidere con la linea divisoria tra N e S del magnete permanente del rotore causando un "impuntamento" dovuto al flusso tra i due poli.

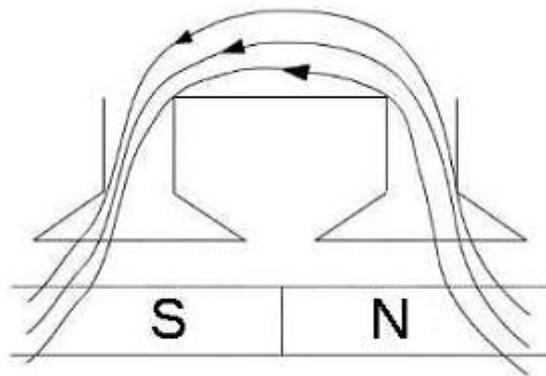


Fig.3.19 Interazione tra cave statoriche e rotore

Allo scopo di limitare questo problema si può intervenire inclinando il rotore rispetto allo statore oppure la linea di divisione tra N e S rispetto alle cave, *Skewing*.

Questi accorgimenti farebbero sì che solo un punto a volta si trovi nella condizione critica descritta precedentemente, ma allo stesso tempo, necessiterebbero di operazioni molto laboriose e costose.

Per ovviare a questo problema si adotta lo *skewing* a gradini, ossia si cerca di rendere la linea di divisione tra N e S sfalsata in modo tale che la cava si trovi solo per una piccola parte nella situazione critica e non per tutta la sua lunghezza.

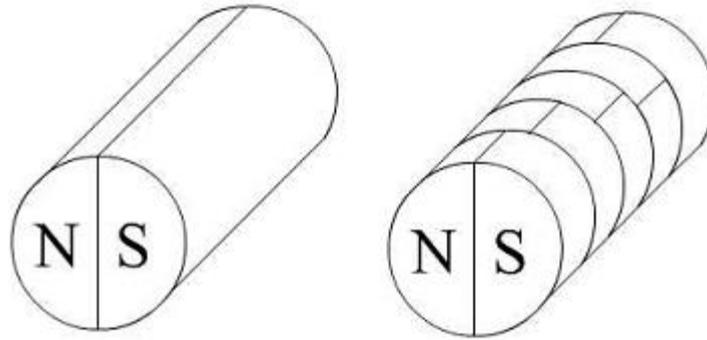


Fig.3.20 Skewing

Come è visibile in figura ciò è ottenibile suddividendo il rotore in fette e sfalsando la linea di separazione tra i due poli.

Facendo ciò si ottiene una curva della  $F(\alpha)$  come in figura:

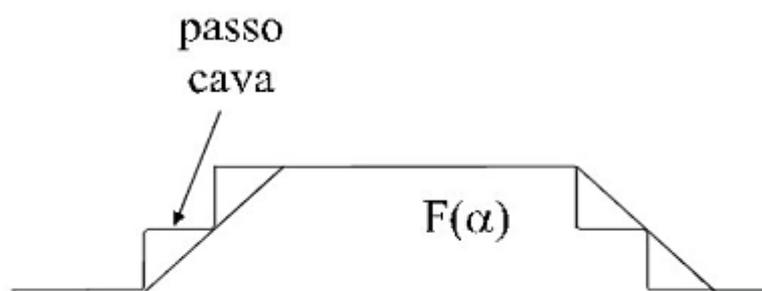


Fig.3.21 Effetto dello skewing sulla funzione di distribuzione dei conduttori

Per quanto riguarda il campo magnetico nella realtà dei fatti questo non avrà mai una forma di onda quadra e non verificherà mai l'ipotesi di radialità.

Ciò è dovuto al fatto che sempre nella giunzione tra N e S  $B_m$  tenderà a richiudersi su se stesso.

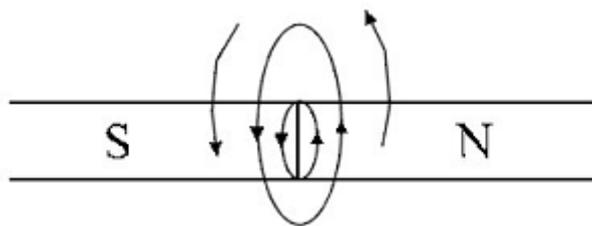


Fig.3.22 Campo magnetico sulla linea di separazione tra N e S

Questo fa sì che il passaggio tra i due poli non sia netto come nell'onda quadra e che quindi la vera forma di  $B_m(\xi)$  risulti essere:

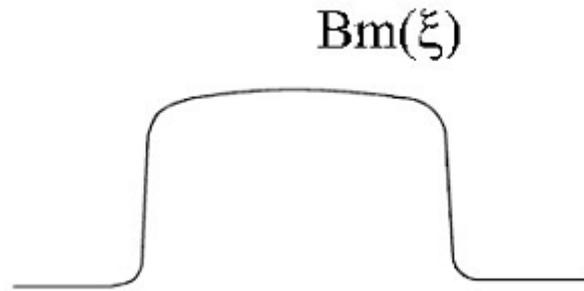


Fig.3.23 Onda di induzione di campo magnetico reale

E' evidente l'arrotondamento degli spigoli dovuto alla non perfetta radialità dell'induzione al traferro.

Ciò implica che la derivata del flusso concatenato ha una forma trapezoidale con spigoli arrotondati, come rappresentato in Fig.3.24, e quindi un ripple di coppia notevole.

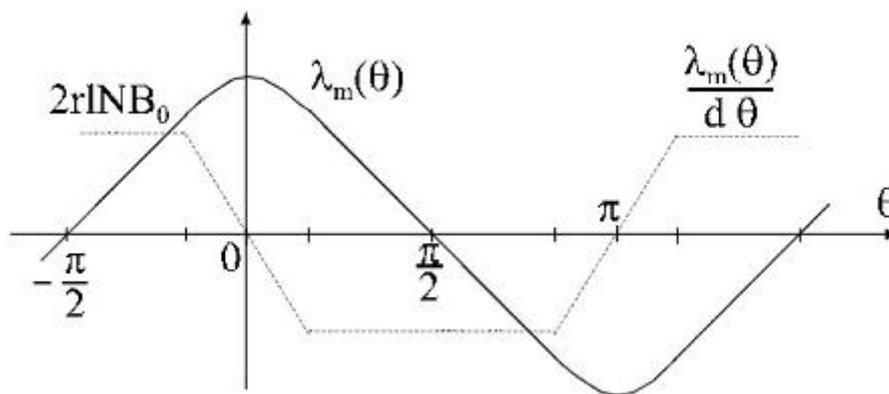


Fig.3.24 Onda di f.e.m. reale: avvolgimenti distribuiti

### 3.2.1 Tecnica di controllo trapezoidale

Nelle applicazioni che non richiedono un'alta precisione e in cui sono tollerate ondulazioni sulla coppia, la tecnica di controllo trapezoidale è preferita rispetto alle altre più complicate. Questa tipologia di controllo è stata la prima ad essere adottata ed è applicabile principalmente a brushless trapezoidali, motori che generano a regime hanno una f.c.e.m. con forma d'onda idealmente trapezoidale nella quale il valore massimo e minimo vengono mantenuti costanti per  $120^\circ$  elettrici.

Per il controllo di questi motori si alimenta ciascuna delle tre fasi con correnti che hanno andamenti a regime rettangolari e che mantengono il valore massimo e minimo per lo stesso tempo dell'onda di f.c.e.m..

Inoltre nei  $60^\circ$  elettrici in cui avviene la commutazione dell'onda trapezoidale la corrente corrispondente alla stessa fase deve assumere il valore nullo.

Questo comportamento delle due onde è visibile in figura:

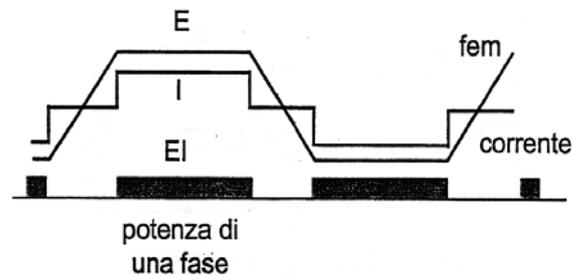


Fig.3.25 Onda di f.e.m e di corrente in una modulazione trapezoidale

Per il collegamento a stella caratteristico dei filamenti dello statore, ogni  $60^\circ$  elettrici le correnti delle tre fasi saranno sempre una positiva, una negativa e una nulla ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ ).

Questo determina che il vettore rappresentativo del campo magnetico statorico non vari con continuità, ma bensì possa assumere solo sei posizioni spaziali, quindi che non possa rimanere ortogonale a quello rotorico.

Nel controllo trapezoidale quindi è sufficiente conoscere la posizione del rotore per costruire una corretta commutazione delle correnti nelle tre fasi di alimentazione. In realtà è di interesse conoscere piuttosto il sesto di periodo elettrico in cui si trova il vettore di campo magnetico rotorico e ciò è possibile utilizzando sei semplici sensori di posizione magnetici a basso costo: un encoder incrementale oppure sensori ON-OFF ad effetto Hall.

Come è visibile dalla figura, in ogni momento sono presenti due derivate del flusso concatenate costanti e una variabile.

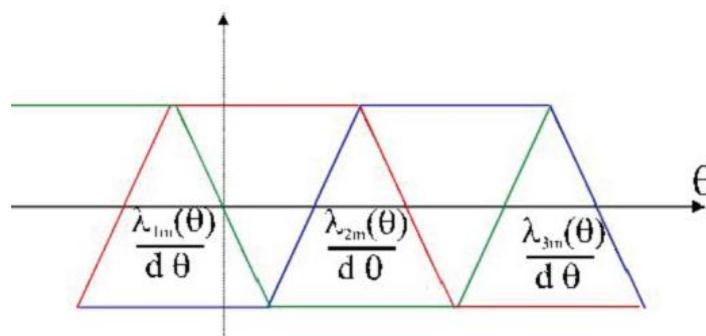


Fig.3.26 Onde di f.e.m delle tre fasi

Se la corrente ha l'andamento ideale in funzione della posizione del rotore, come indicato in

Fig.3.25 si ottiene una coppia indipendente dall'angolo  $\theta$  in quanto la derivata di  $\lambda_{jm}$  è costante quando  $i_j$  è diversa da zero.

$$T_e = p \sum_x i_x \frac{d\lambda_{xm}}{d\theta} \quad (15)$$

Un controllo di questa tipologia è detto “scalare” in quanto si individua e si controlla una corrente equivalente, funzione delle tre correnti di fase, rappresentativa della coppia.

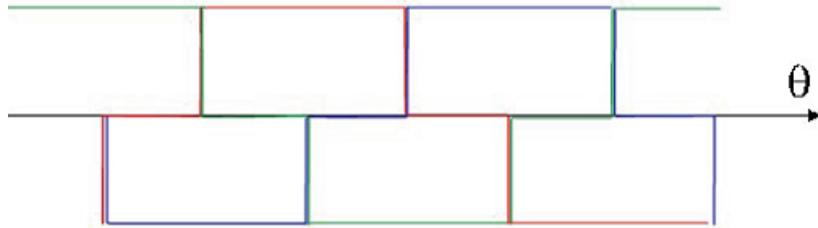


Fig.3.27 Onde di corrente delle tre fasi

In ogni sesto di periodo per il funzionamento “Two-phase-on”, ciascuna corrente non nulla può rappresentare la corrente  $i_{eq}$  presa con segno opportuno.

Con questa introduzione è semplice capire che una metodologia del genere rende il motore in questione praticamente identico da un punto di vista meccanico a un motore a corrente continua.

Se per esempio si considera il sesto dove  $i_2 = 0$  e  $i_1 = -i_3$  la coppia risulta essere:

$$T_e = p \left( i_1 \frac{d\lambda_{1m}}{d\theta} + i_3 \frac{d\lambda_{3m}}{d\theta} \right) = p i_1 \left( \frac{d\lambda_{1m}}{d\theta} - \frac{d\lambda_{3m}}{d\theta} \right)$$

dove:

$p =$  numero di coppie polari

Come visto in precedenza la derivata in quel sesto può assumere solo due valori (un massimo positivo (K) o un massimo negativo (-K)) e se quella relativa ad una fase è positiva l'altra è negativa.

Ne risulta quindi che:

$$T_e = 2 p i_1 K$$

Che è molto simile alla definizione della coppia dei motori a corrente continua.

In generale quindi:

$$\begin{aligned}
 T_e &= T_{e1} + T_{e2} + T_{e3} = p \left( i_1 \frac{d\lambda_{1m}}{d\theta} + i_2 \frac{d\lambda_{2m}}{d\theta} + i_3 \frac{d\lambda_{3m}}{d\theta} \right) = \\
 &= \frac{p}{\omega} (i_1 e_1 + i_2 e_2 + i_3 e_3)
 \end{aligned} \tag{16}$$

dove:

$T_{ex}$  = contributo alla coppia della fase  $x$

$e_x = \frac{d\lambda_{xm}}{d\theta} \omega$  = f.c.e.m. della fase  $x$

$\omega$  = velocità angolare elettrica

Inoltre la f.c.e.m. si può definire come una funzione trapezoidale la cui ampiezza è proporzionale alla velocità angolare:

$$\begin{cases} e_1 = K_{e1} K_t \omega \\ e_2 = K_{e2} K_t \omega \\ e_3 = K_{e3} K_t \omega \end{cases} \tag{17}$$

dove:

$K_t$  = coefficiente di f.c.e.m.

$K_{ej}$  = funzione di forma della f.c.e.m.

$$K_{ex} = \begin{cases} \frac{2}{\pi - \beta_m} \omega t & 0 \leq \omega t < \frac{\pi - \beta_m}{2} \\ 1 & \frac{\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{\pi + \beta_m}{2} \\ -\frac{2}{\pi - \beta_m} (\omega t - \pi) & \frac{\pi + \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{3\pi - \beta_m}{2} \\ -1 & \frac{3\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{3\pi + \beta_m}{2} \\ \frac{2}{\pi - \beta_m} (\omega t - 2\pi) & \frac{\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \tag{18}$$

$\beta_m = \text{estensione della zona costante dell'onda f.c.e.m.} = 120^\circ$

Se si considera però l'istante in cui avviene una commutazione di corrente quello che è stato detto finora non è più vero.

Infatti teoricamente questi passaggi tra un sesto e un altro dovrebbero essere istantanei ma nella realtà ciò non è ottenibile.

Questo determina che l'andamento della corrente non può quindi essere perfettamente rettangolare e quindi sono presenti degli istanti in cui le tre correnti di fase sono tutte diverse da zero (Three-phase-on).

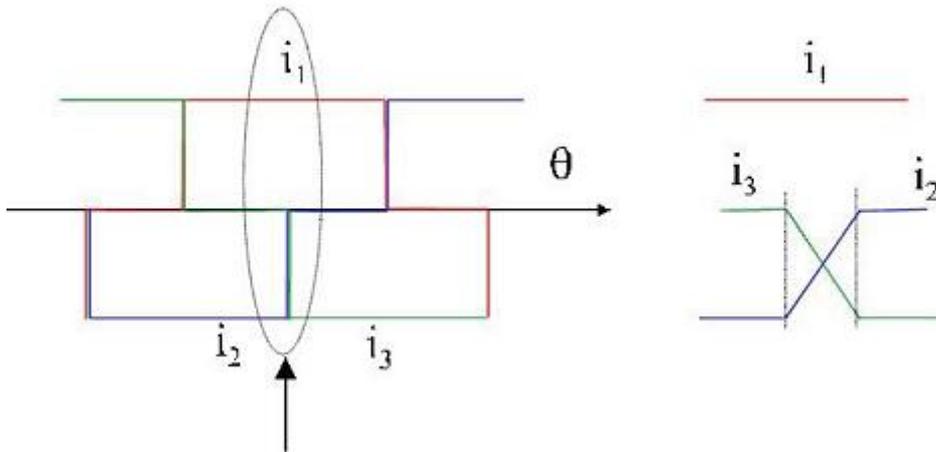


Fig.3.28 Effetto dell'induttanza sulla commutazione di corrente

Ciò è dovuto al fatto che i circuiti elettrici del motore possiedono un'induttanza che agisce come inerzia elettrica che rende impossibile eseguire una variazione istantanea della corrente.

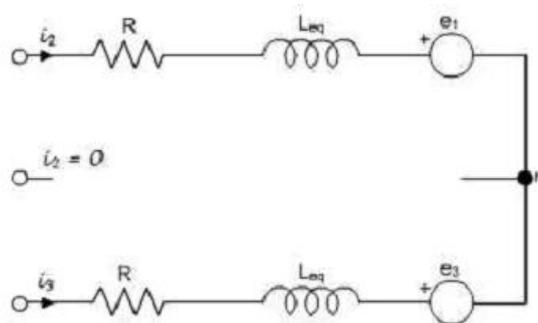


Fig.3.29 Schema elettrico delle fasi

Il ritardo dei transistori crea un'ondulazione nell'onda della fase che invece dovrebbe rimanere costante.

A bassa velocità la corrente della fase in accensione raggiunge il livello richiesto prima che si annulli la corrente della fase in estinzione.

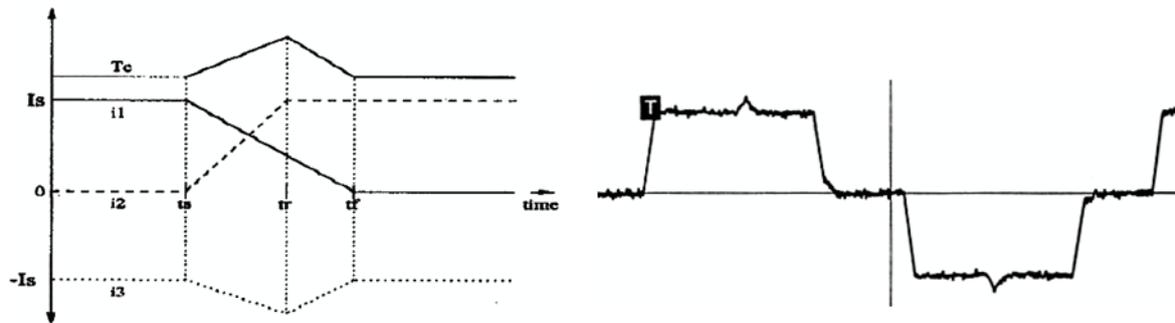


Fig.3.30 Ripple di coppia a bassa velocità

Ad alta velocità invece la corrente della fase in accensione raggiunge il livello richiesto dopo che si è annullata la corrente della fase in estinzione.

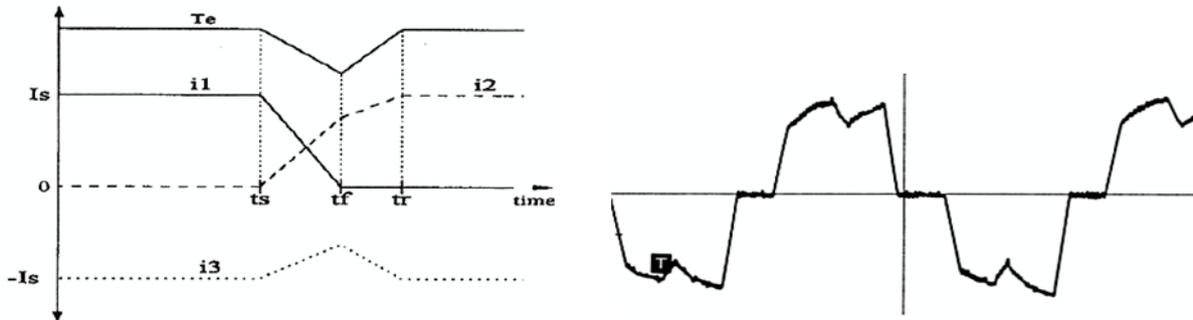


Fig.3.31 Ripple di coppia ad alta velocità

Pertanto l'andamento della coppia nel tempo, che è simile a quello della corrente relativa alla fase che non commuta, presenta una ondulazione che aumenta al crescere della velocità, poiché è maggiore l'intervallo di tempo in cui tutte e tre le fasi sono attive contemporaneamente.

Questo comportamento si va a sommare a quello dovuto alla non perfetta forma quadra dell'onda di campo magnetico vista precedentemente.

Il risultato finale sarà una coppia caratterizzata da un ripple sempre maggiore all'aumentare della velocità di rotazione del rotore.

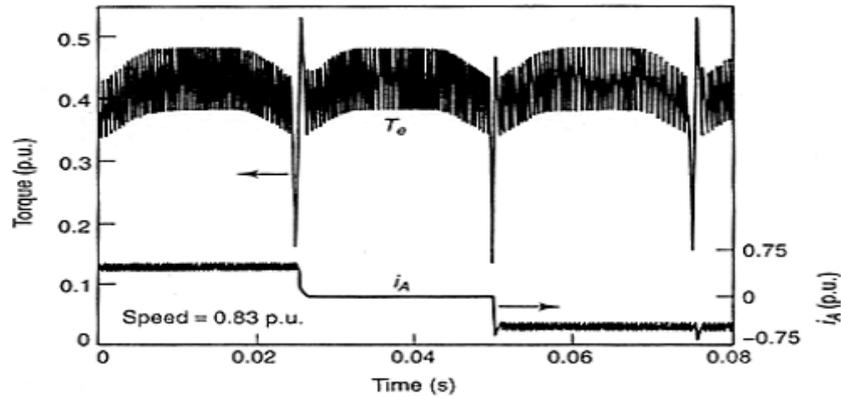


Fig.3.32 Coppia elettrica di un motore trapezoidale

Questa coppia affetta da ripple sarà quella richiesta al motore per vincere sia la coppia di carico esterno sia gli attriti e l'inerzia dell'intero sistema.

Effettuando un semplice bilancio della quantità di moto della trasmissione risulta che:

$$T_e = T_L + b \omega + T_c \omega + J_{tot} \dot{\omega} \quad (19)$$

dove

$T_e =$  coppia elettrica [N m]

$T_L =$  coppia di carico [N m]

$b =$  coefficiente di attrito viscoso [(N m)/(rad/sec)]

$T_c =$  coppia di attrito colombiano [N m]

$J_{tot} =$  inerzia totale [kg m<sup>2</sup>]

$\omega =$  velocità angolare [rad/sec]

$\dot{\omega} =$  accelerazione [rad/sec<sup>2</sup>]

L'inerzia totale che compare nella precedente equazione deve comprendere al suo interno sia le parti rotanti già viste (rotore motore, gearbox e vite) sia il carrello vero e proprio; ne deriva che:

$$J_{tot} = J_m + \frac{J_g + J_{sj}}{\tau g^2} + (mn + meqext) \left( \frac{ps}{\tau 2\pi} \right)^2 \quad (20)$$

dove

$J_m =$  inerzia motore [kg m<sup>2</sup>]

$J_g = \text{inerzia gearbox [kg m}^2\text{]}$

$J_{sj} = \text{inerzia vite [kg m}^2\text{]}$

$mn = \text{massa della chiocciola [kg]}$

$meqext = \text{massa equivalente carrello [kg]}$

$\tau = \text{rapporto di trasmissione gearbox}$

$ps = \text{passo vite [m]}$

### 3.2.2 Sensori Hall

Come già accennato nel paragrafo precedente, per determinare la posizione del rotore generalmente vengono posizionate sulla parte statorica, non collegata all'utilizzatore, tre sonde ad effetto Hall sfasate di  $120^\circ$ , in modo tale che la loro combinazione riesca a generare i sei stati logici necessari per la determinazione del sesto di angolo giro elettrico in cui si trova il vettore del campo magnetico rotorico.

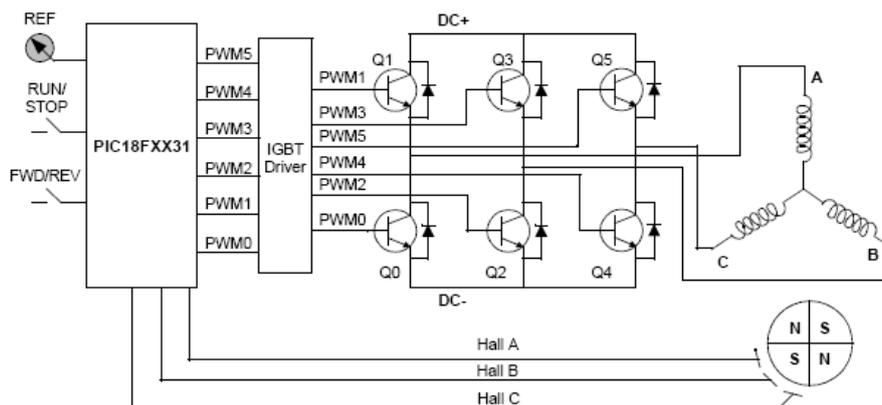


Fig.3.33 Schema elettronica motore

Nonostante questi sensori siano semplici come struttura e come utilizzo non si può dire lo stesso per il loro posizionamento. Infatti un piccolo errore nell'allineamento rispetto al rotore del motore genera un comando sbagliato per la commutazione delle correnti e quindi una posizione errata delle relative onde rispetto a quelle trapezoidali delle f.c.e.m.. Per questo motivo e facilitare il montaggio degli Hall, alcuni motori presentano sull'estremità una riproduzione in scala del rotore vero e proprio che rende l'allineamento molto più semplice.

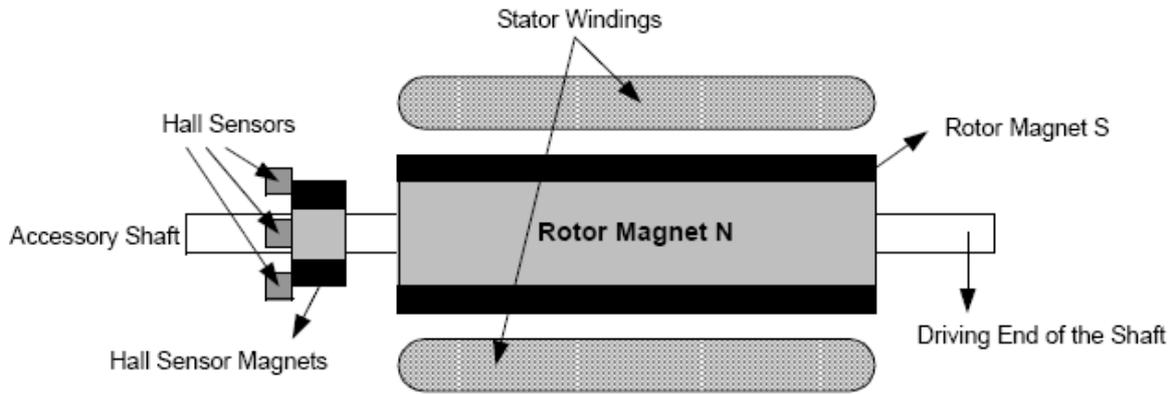


Fig.3.34 Posizionamento sensori hall

Il funzionamento di questi sensori, come già accennato, è molto semplice; ogni volta che un polo magnetico rotorico passa in prossimità di uno di questi, il sensore dà in uscita un segnale digitale alto o basso, a seconda che si tratti di un polo Nord o di un polo Sud. Quindi, avendo in tutto tre sonde, ogni 60° elettrici, un sensore di Hall effettua una transizione. In conclusione ogni ciclo elettrico ha sei differenti segnali logici che regolano l'apertura o la chiusura dei sei interruttori presenti nel convertitore e che regolano l'afflusso di corrente nelle tre fasi. Il numero di cicli elettrici che devono essere ripetuti per effettuare una completa rotazione meccanica è determinato dalle paia di poli rotorici.

Per capire meglio il funzionamento dei sensori e il loro effetto sui voltaggi o sulle correnti delle singole fasi, nella figura seguente è riportato un diagramma temporale di un generico motore trapezoidale.

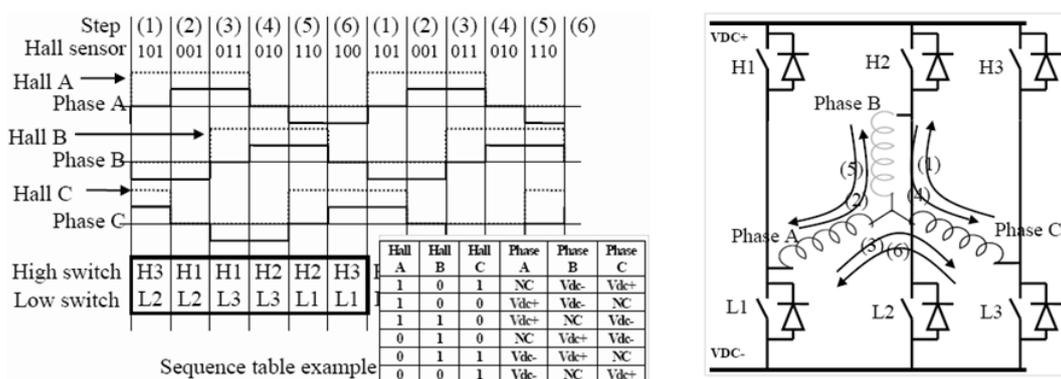


Fig.3.35 Schema di pilotaggio da parte dei sensori hall

I numeri tra parentesi che sono presenti sulla parte superiore della figura rappresentano le correnti che circolano nei terminali di alimentazione comandate attraverso gli switch e nella riga successiva sono riportati i codici a tre bit che identificano la posizione del rotore ogni 60° elettrici come

spiegato precedentemente.

Da notare il fatto che il primo bit identifica il sensore C e l'ultimo il sensore A.

Nelle tabelle riportate nella parte inferiore invece sono indicati gli interruttori che nelle singole fasi devono essere chiusi e quali voltaggi troviamo ai capi dei terminali nei sei settori in cui è diviso l'angolo giro elettrico.

Da questo semplice esempio si nota immediatamente che gli ingressi dei sensori sono tra loro sfasati di  $120^\circ$  e ogni sequenza ha due avvolgimenti connessi all'alimentazione e il terzo avvolgimento lasciato aperto.

Per esempio, nel primo passo di figura, dove l'uscita dai sensori Hall è 101, la fase C è connessa al polo positivo del DC bus mentre la fase B a quello negativo e A è lasciata aperta. Ciò corrisponde a chiudere i tasti H3 e L2 e aprire tutti gli altri.

Per quanto riguarda la regolazione dell'ampiezza del segnale di velocità è comandata attraverso la variazione del duty cycle di ciascun PWM.

## 4 Sviluppo del modello nonlineare dell'attuatore in ambiente Matlab-Simulink

### 4.1 Modello Simulink dell'EMA

In questo capitolo verrà mostrata la modellazione in ambiente Matlab-Simulink del sistema precedentemente descritto e dimensionato secondo specifica. Per brevità e comodità adesso non verranno mostrati tutti i sottosistemi del modello (nome file " LGEMA\_BLDPCM\_Trapz.mdl") ma, comunque verranno analizzati solo quelli più significativi mentre per i restanti si rimanda all'appendice B.

Di seguito sono riportate la struttura del modello e la sua schermata principale.

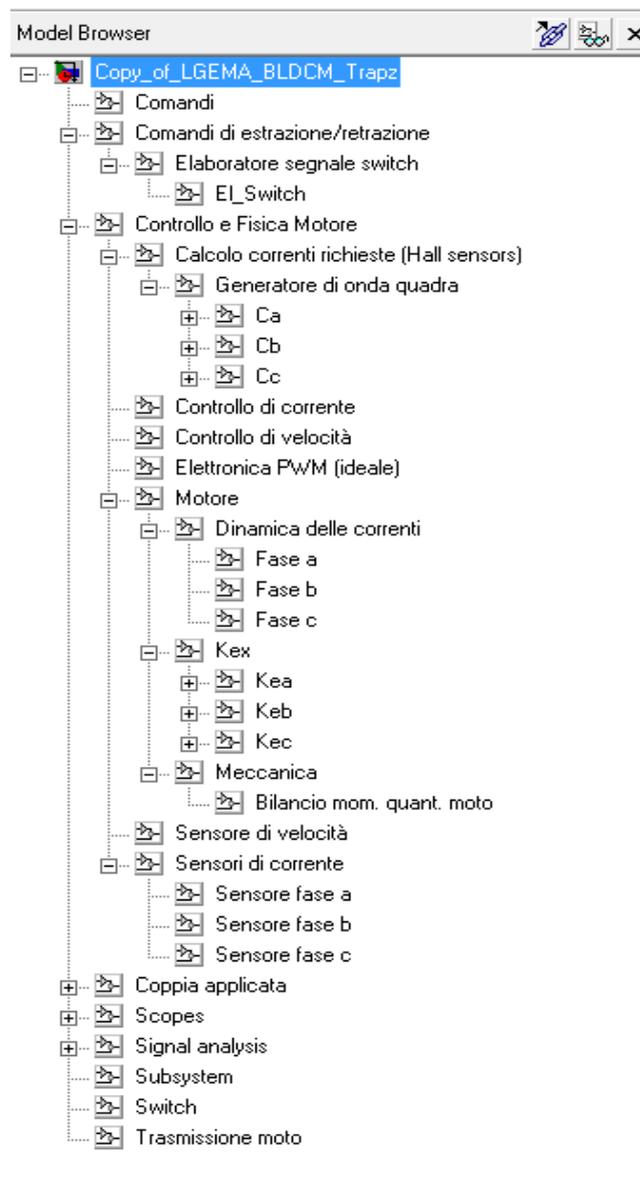


Fig.4.1 Schema della struttura del modello

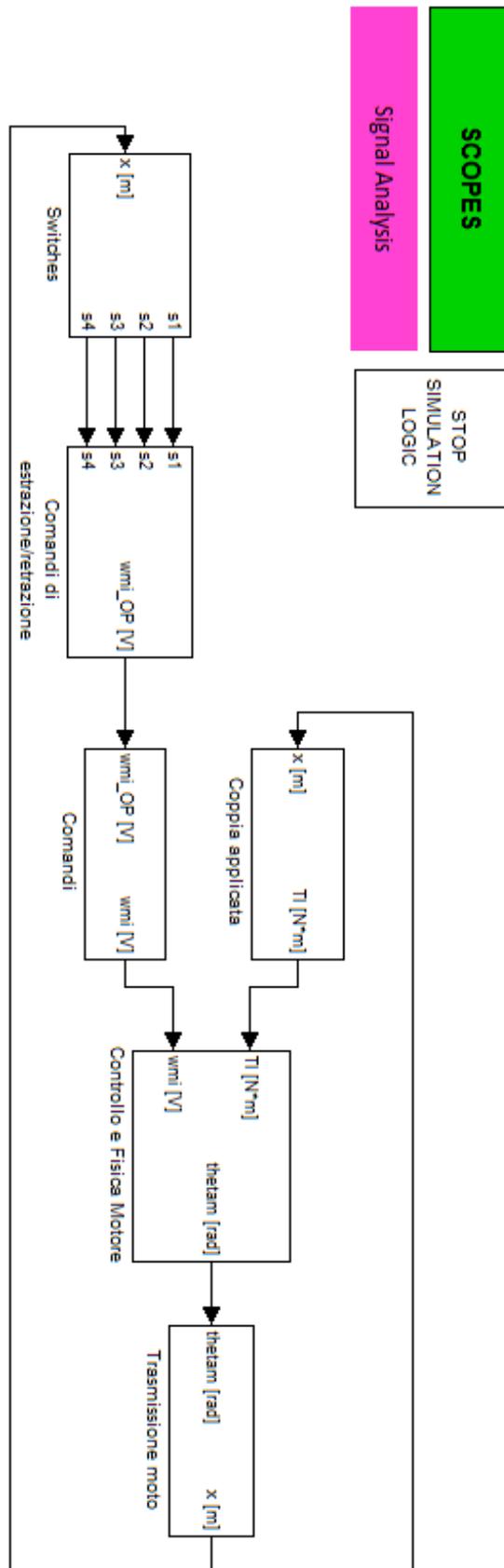


Fig.4.2 Modello EMA: top-level diagramma Simulink

## 4.1.1 Sottosistemi

### 4.1.1.1 Controllo e fisica del motore

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/Controllo e Fisica Motore			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Tl	I	$T_L$	N*m
wmi	I	$\omega_{mi}$	V
thetam	O	$\vartheta_m$	rad

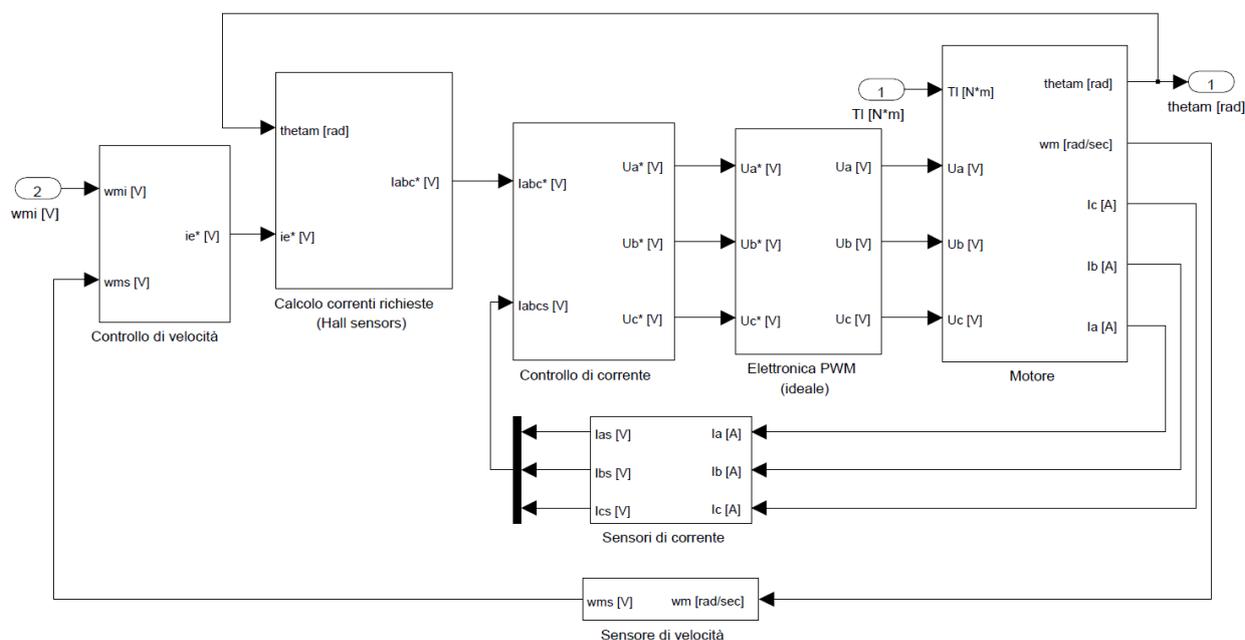


Fig.4.3 Modello dei controlli e della fisica del motore

## 4.1.1.2 Controllo di velocità

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Controllo di velocità			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
wms	I	$\omega_{ms}$	V
wmi	I	$\omega_i$	V
ie*	O	$i_i$	V
Kw	P	$K_\omega$	
zcw	P	$z_{c\omega}$	

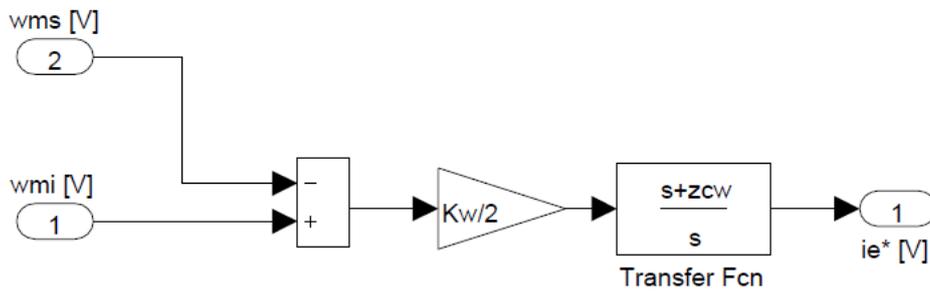


Fig.4.4 Controllo di velocità

## 4.1.1.3 Calcolo correnti richieste

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Calcolo correnti richieste (Hall sensors)			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
thetam	I	$\vartheta_m$	rad
ie*	I	$i_i$	V
Iabc*	O	$i_{xi}$	V
poles	P	$p$	

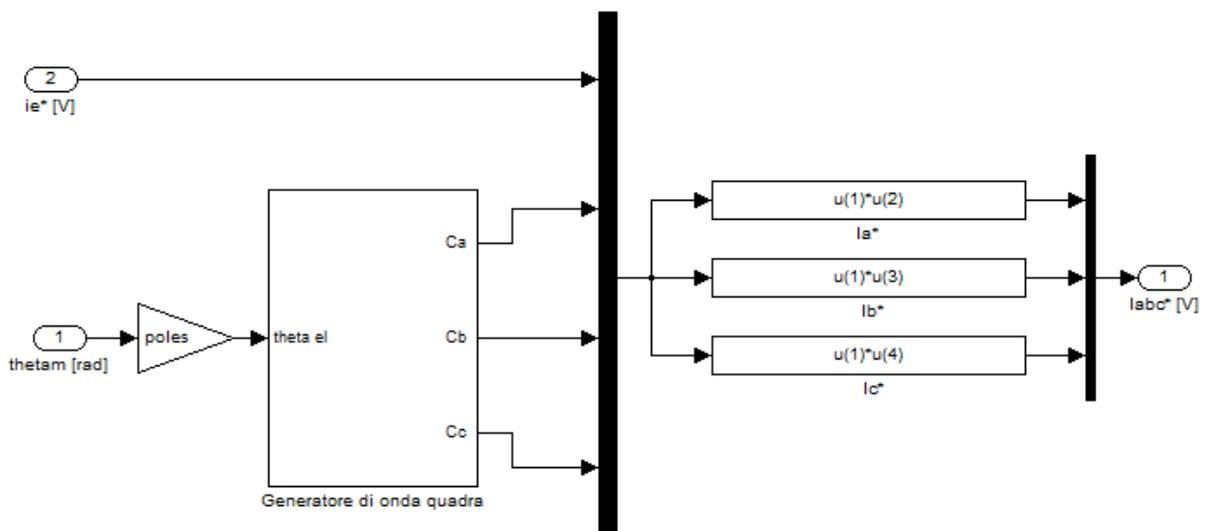


Fig.4.5 Generatore onda quadra delle correnti di fase

## 4.1.1.4 Controllo di corrente

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Controllo di corrente			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Iabc*	I	$i_{xi}$	V
Iabcs	I	$i_{xs}$	V
Ua* Ub* Uc*	O	$U_{xi}$	V
Kc	P	$K_c$	
zcc	P	$z_{cc}$	

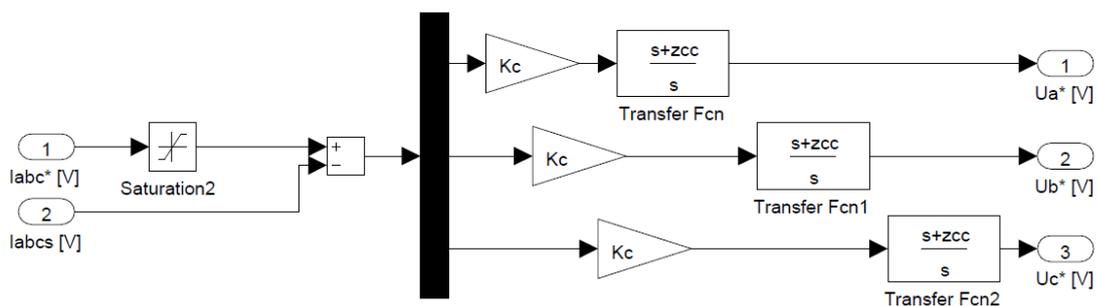


Fig.4.6 Controllo di corrente

## 4.1.1.5 Elettronica PWM

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Controllo di corrente			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
$U_a^* \ U_b^* \ U_c^*$	I	$U_{xi}$	V
$U_a \ U_b \ U_c$	O	$U_x$	V
$V_{supply}$	P	$V_s$	V

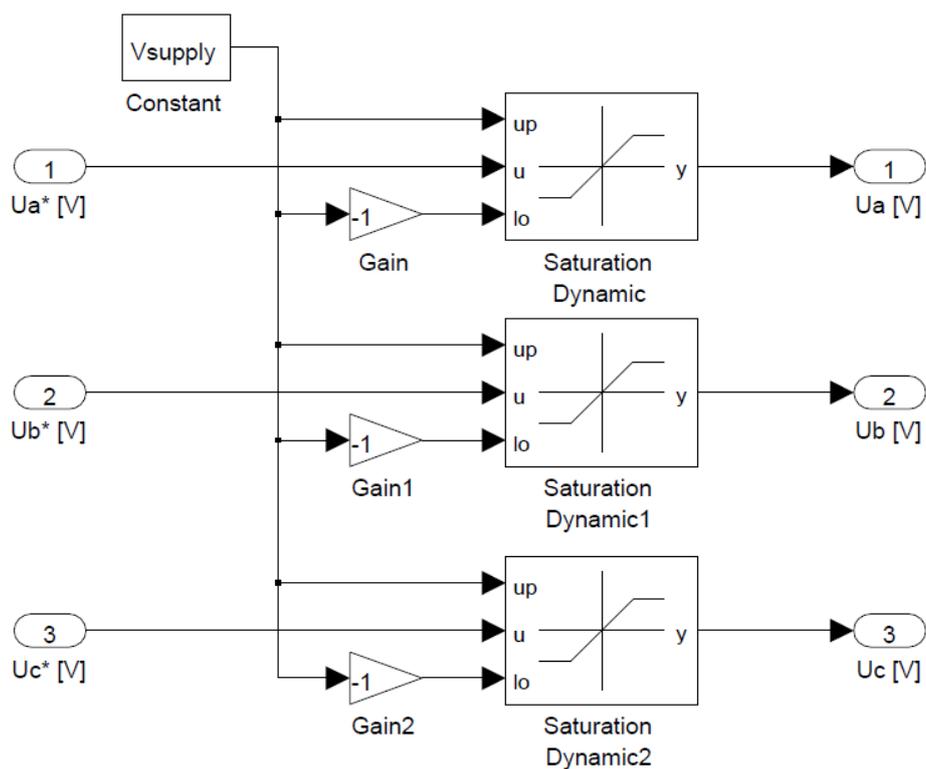


Fig.4.7 Semplificazione dell'elettronica PWM

### 4.1.1.6 Motore

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Tl	I	$T_L$	N*m
Ua Ub Uc	I	$U_x$	V
Ia Ib Ic	O	$i_1 i_2 i_3 (i_x)$	A
thetam	O	$\vartheta_m$	rad
wm	O	$\omega$	rad/sec

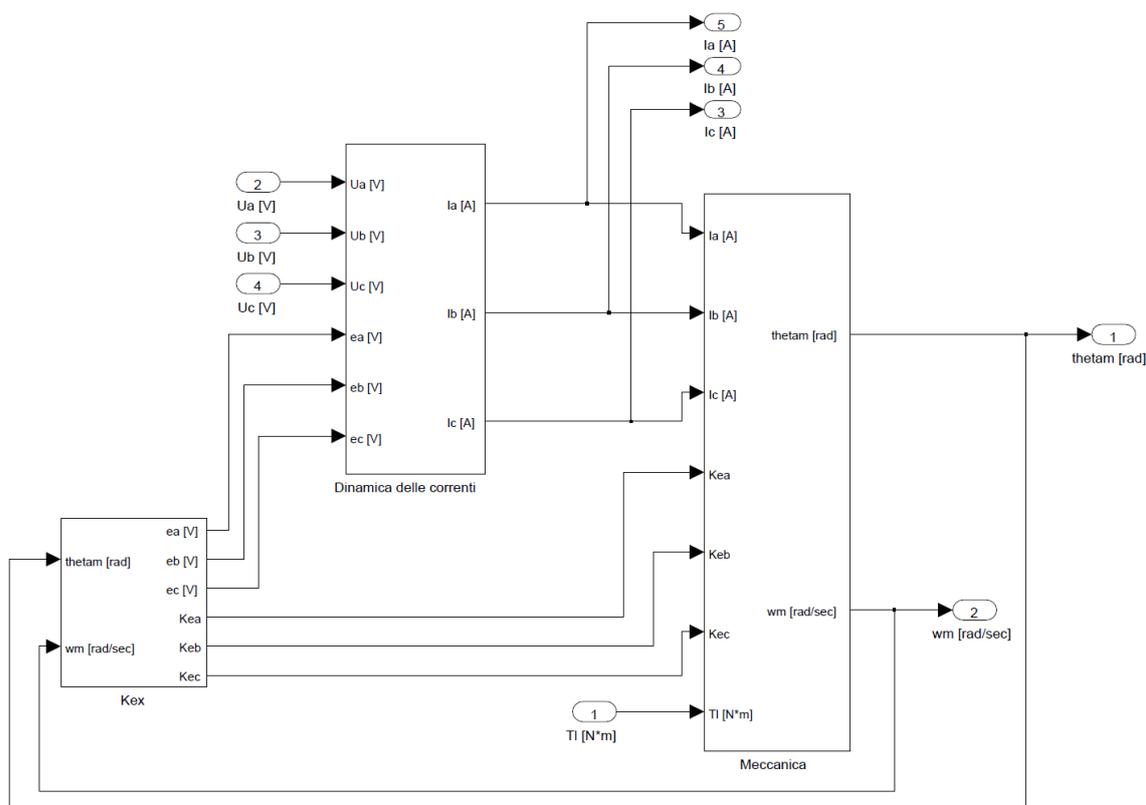


Fig.4.8 Modello del motore

#### 4.1.1.7 Dinamica delle correnti

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore/Dinamica delle correnti			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
ea eb ec	I	$e_1 e_2 e_3 (e_x)$	V
Ua Ub Uc	I	$U_x$	V
Ia Ib Ic	O	$i_1 i_2 i_3 (i_x)$	A

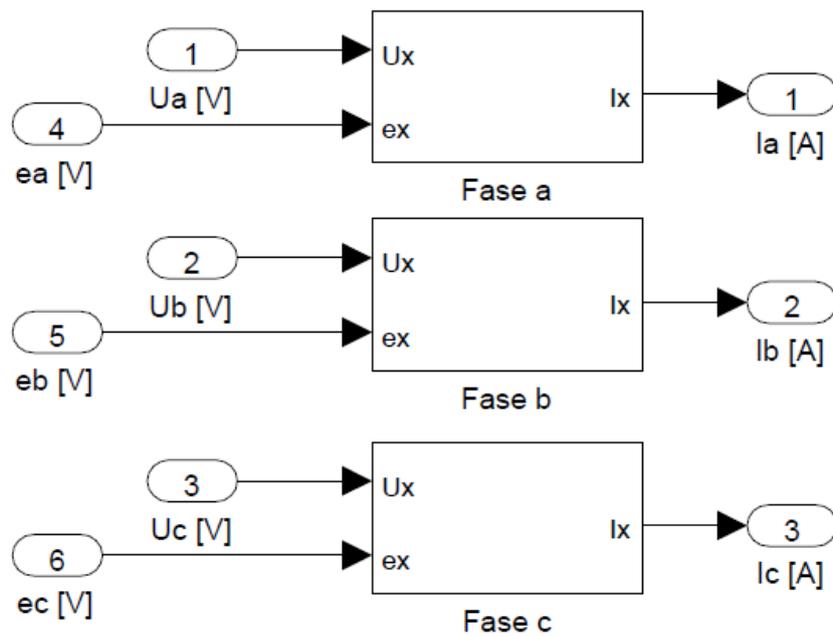


Fig.4.9 Dinamica delle correnti

#### 4.1.1.8 Equazione elettrica fase a, b, c

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore/Dinamica delle correnti/Fase a, b, c			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
ex	I	$e_x$	V
Ux	I	$U_x$	V
Ix	O	$i_x$	A
L	P	$L$	H
R	P	$R$	ohm

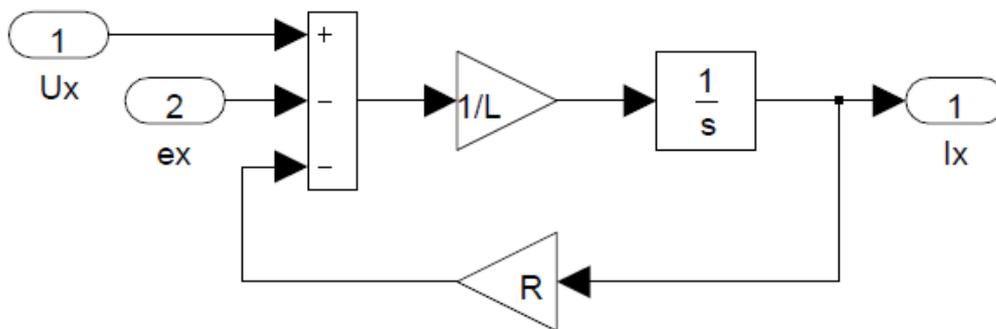


Fig.4.10 Fase a, b, c

## 4.1.1.9 Generatore di onda trapezoidale della f.c.e.m.

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore/Kex			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
wm	I	$\omega$	rad/sec
thetam	I	$\vartheta_m$	rad
ea eb ec	O	$e_1 e_2 e_3 (e_x)$	V
Kea Keb Kec	O	$K_{e1} K_{e2} K_{e3} (K_{ex})$	
Kt	P	$K_t$	V/(rad/sec)

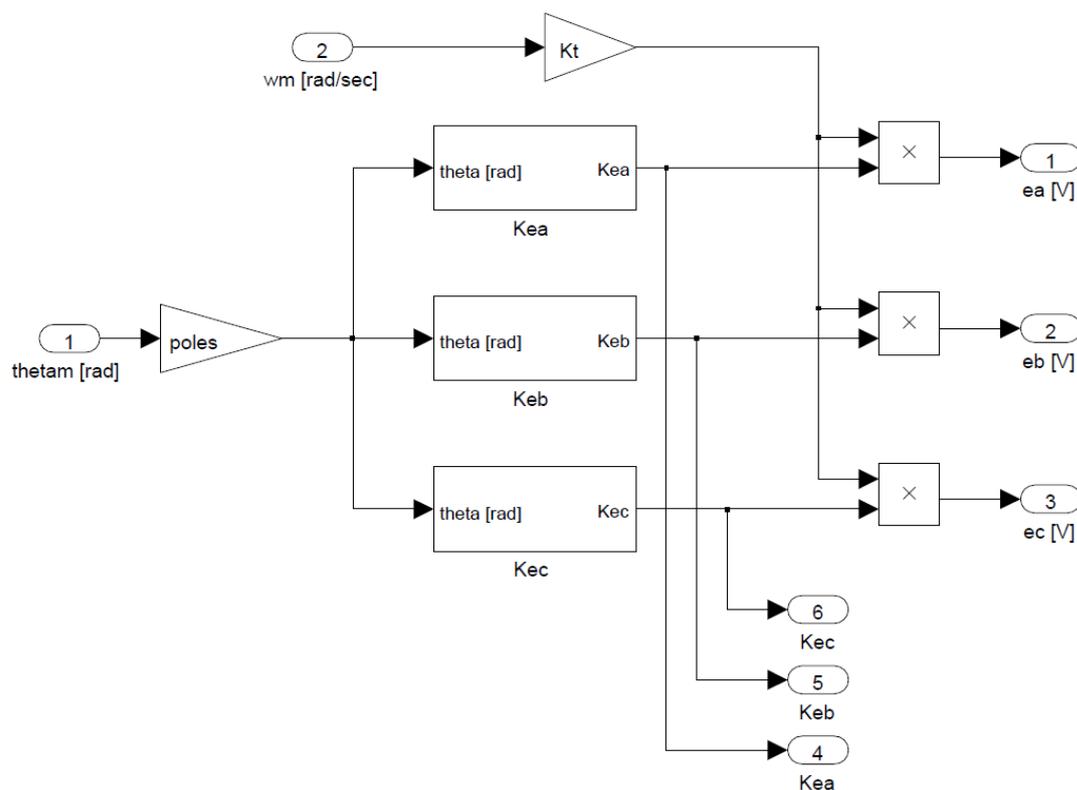


Fig.4.11 Generazione onda f.c.e.m.

4.1.1.10 **Meccanica del motore**

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore/Meccanica			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Tl	I	$T_L$	N*m
Ia Ib Ic	I	$i_1 i_2 i_3 (i_x)$	A
Kea Keb Kec	I	$K_{e1} K_{e2} K_{e3} (K_{ex})$	
wm	O	$\omega$	rad/sec
thetam	O	$\vartheta_m$	rad
Kt	P	$K_t$	N*m/A

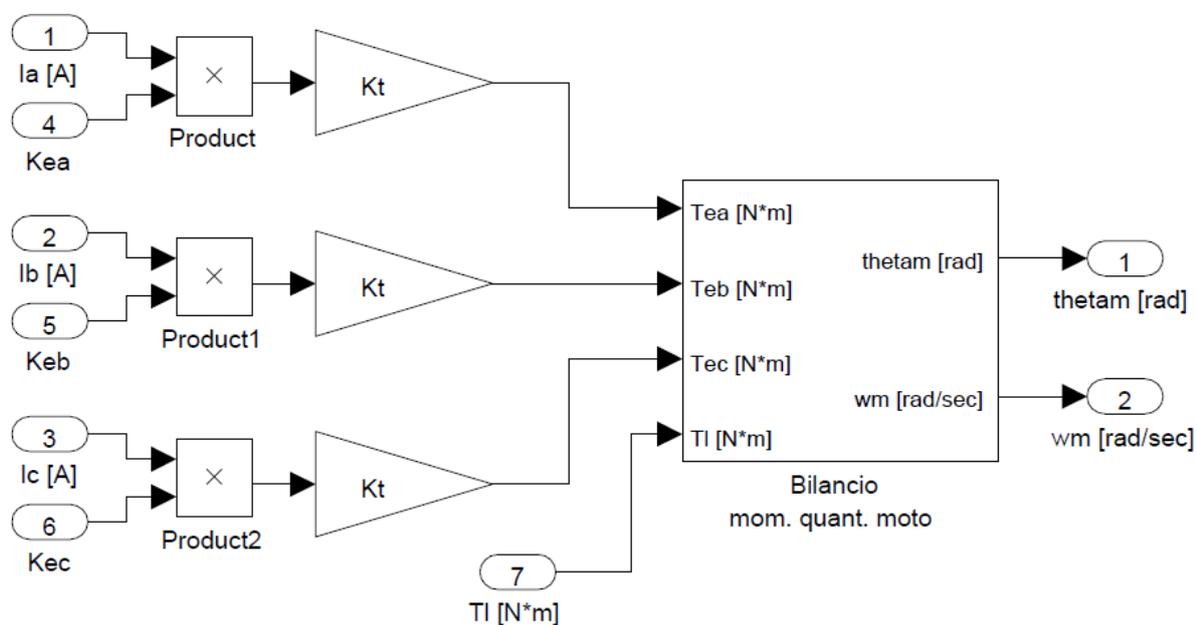


Fig.4.12 Meccanica

#### 4.1.1.11 Bilancio del momento della quantità di moto

Parte: LGEMA_BLDLM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Motore/Meccanica/Bilancio mom. quant. moto			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Tl	I	$T_L$	N*m
Tea Teb Tec	I	$T_{e1} T_{e2} T_{e3} (T_{ex})$	N*m
Kea Keb Kec	I	$K_{e1} K_{e2} K_{e3} (K_{ex})$	
wm	O	$\omega$	rad/sec
thetam	O	$\vartheta_m$	rad
Jtot	P	$J_{tot}$	Kg*m <sup>2</sup>
b	P	$b$	N*m/(rad/s)
Tc	P	$T_c$	N*m

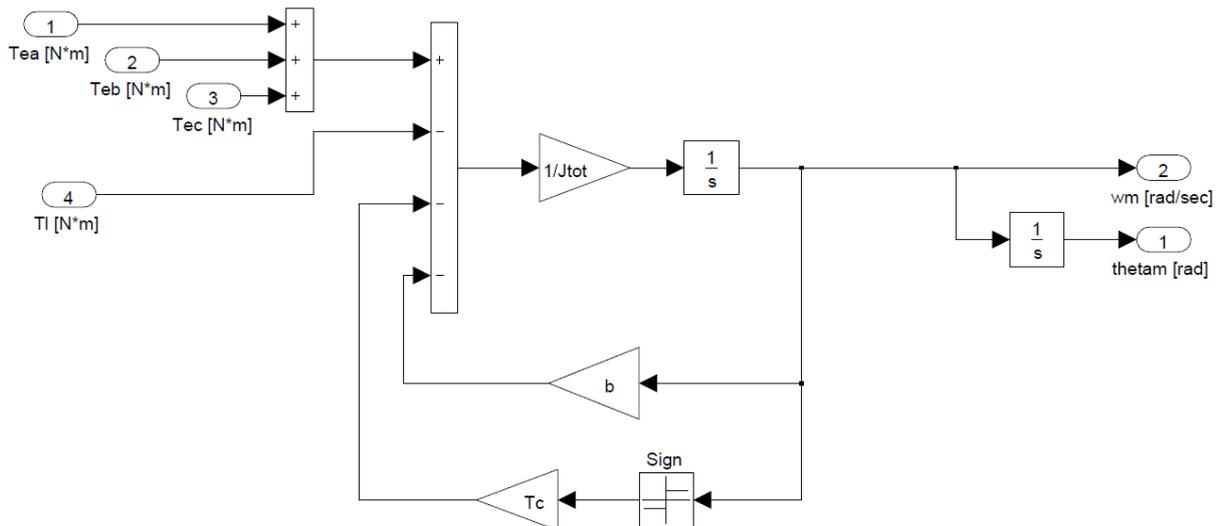


Fig.4.13 Bilancio momento della quantità di moto

## 4.1.1.12 Sensore di velocità

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Sensore di velocità			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
wm	I	$\omega$	rad/sec
wms	O	$\omega_{ms}$	V
pws	P	$p_{\omega s}$	

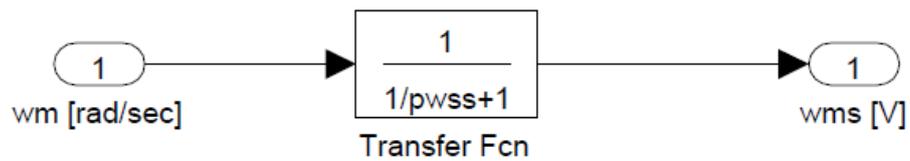


Fig.4.14 Sensore di velocità

4.1.1.13 **Sensori di corrente**

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore /Sensori di corrente			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Ia Ib Ic	I	$i_1 i_2 i_3 (i_x)$	A
Ias Ibs Ics	O	$i_{xs}$	V

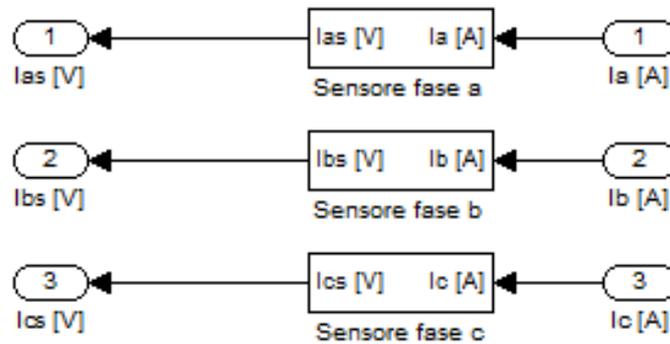


Fig.4.15 Sensori di corrente

4.1.1.14 **Sensore fase a**

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore / Sensori di corrente/Sensore fase a			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
Ia	I	$i_1 (i_x)$	A
Ias	O	$i_{xs}$	V
pcs	P	$p_{cs}$	

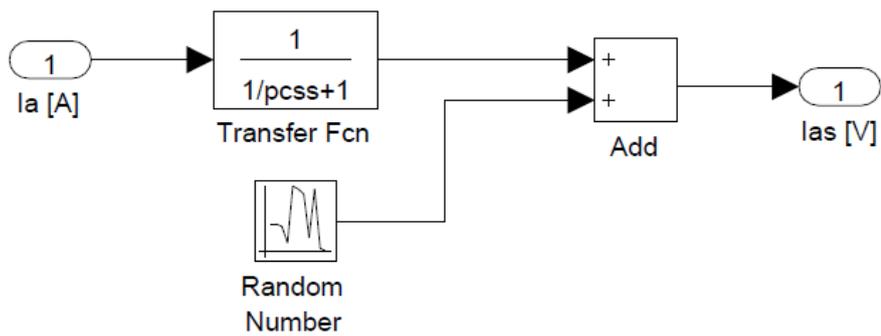


Fig.4.16 Sensore fase a

4.1.1.15 **Trasmissione**

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Trasmissione			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
thetam	I	$\vartheta_m$	rad
x	O	<i>corsa</i>	m
tau_g	P	$\tau$	
ps	P	<i>ps</i>	m

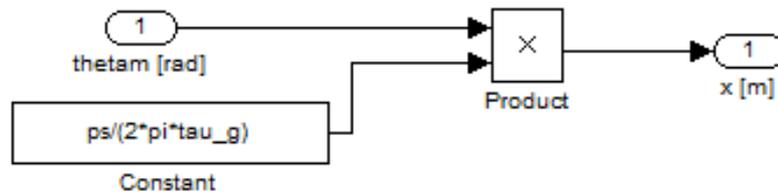


Fig.4.17 Trasmissione

4.1.1.16 **Switches di corsa**

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Switch			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
thetam	I	$\vartheta_m$	rad
x	I	corsa	m
s1 s2 s3 s4	O	$s_1 s_2 s_3 s_4$	
x0	P	$x_0$	m
x1	P	$x_1$	m
x2	P	$x_2$	m
x3	P	$x_3$	m

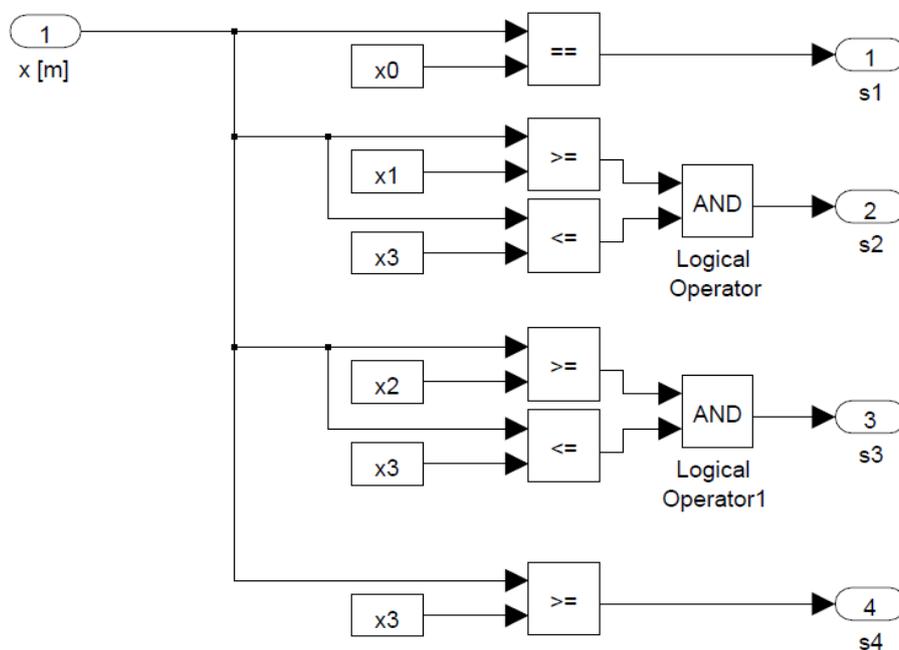


Fig.4.18 Logica switch di corsa

## 5 Linearizzazione della dinamica e sintesi delle leggi di controllo dell'attuatore

Per verificare il comportamento dinamico del sistema e progettare le leggi di controllo è stato ottenuto un modello lineare tempo invariante (LTI) dell'EMA.

L'equazione caratteristica dell'elettronica del motore, come già visto, contiene al suo interno tutte le non linearità caratteristiche del motore considerato.

Queste sono rappresentate in particolare dalla f.c.e.m.:

$$U_x = R i_x + L \frac{di_x}{dt} + e_x \quad (21)$$

dove:

$U_x$  = voltaggio di alimentazione della fase  $x$

$R$  = resistenza

$i_x$  = corrente della fase  $x$

$L$  = induttanza

$e_x$  = f.c.e.m della fase  $x$

La f.c.e.m. è definita, come già visto come:

$$e_x = K_{ex} K_t \dot{\theta}_m \quad (22)$$

dove:

$K_{ex}$  = funzione di forma della f.c.e.m. (18)

$K_t$  = coefficiente di f.c.e.m.

$\dot{\theta}_m$  = velocità angolare

Per rendere il sistema lineare quindi, è necessario linearizzare il comportamento della f.c.e.m. e a tal fine è stato deciso di approssimare il comportamento trapezoidale con una serie di sinusoidi.

Naturalmente, maggiore è il numero delle armoniche considerate e maggiore sarà l'accuratezza dell'approssimazione del segnale finale.

## 5.1 Modello LTI del sistema

Come visto il motore trapezoidale contiene in sé molte non linearità, in primo luogo la forma d'onda della corrente di alimentazione e della f.c.e.m..

Per motivi di brevità e semplicità, questa analisi è stata affrontata considerando solo la prima armonica Fig.5.1.

Detto ciò è possibile definire nuovamente  $K_{ex}$ , funzione responsabile della forma d'onda della f.c.e.m., come:

$$K_{ex} = \begin{cases} \frac{2}{\pi - \beta_m} \omega t & 0 \leq \omega t < \frac{\pi - \beta_m}{2} \\ 1 & \frac{\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{\pi + \beta_m}{2} \\ -\frac{2}{\pi - \beta_m} (\omega t - \pi) & \frac{\pi + \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{3\pi - \beta_m}{2} \\ -1 & \frac{3\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < \frac{3\pi + \beta_m}{2} \\ \frac{2}{\pi - \beta_m} (\omega t - 2\pi) & \frac{\pi - \beta_m}{2} \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (24) \quad (23)$$

dove il parametro  $\beta_m$  assume un'importanza fondamentale per la determinazione della forma d'onda trapezoidale, ma ai fini della linearizzazione non influisce come è visibile in figura.

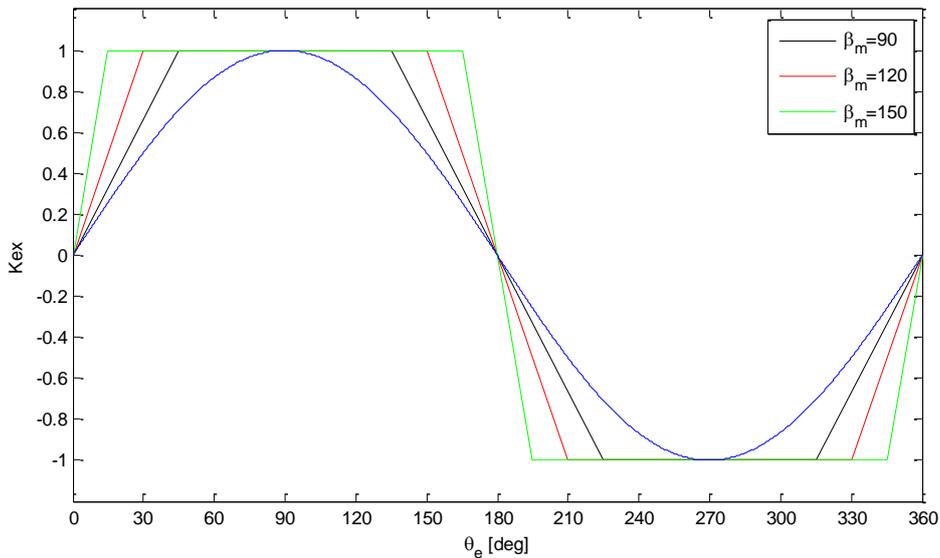


Fig.5.1 Approssimazione dell'onda trapezoidale in onda sinusoidale

Generalmente il valore di questo parametro viene fissato a  $120^\circ$  [6].

Quindi la f.c.e.m., tenendo presente la (22), risulta essere la seguente:

$$e_x \approx K_t \dot{\theta}_m \sin \theta_m$$

dove:

$\theta_m =$  angolo di rotazione totale

$K_t =$  costante di f.c.e.m.

Scomponendo l'angolo  $\theta_m$  in una parte di riferimento più una parte perturbativa e applicando una trasformata di Taylor alla sinusoide introdotta al passo precedente si ottiene:

$$\sin \theta_m |_{\theta_m = \theta_{m0}} = \sin \theta_{m0} + \cos \theta_{m0} \theta_m + \dots$$

dove:

$\theta_{m0} =$  posizione di riferimento

$\theta_m =$  parte perturbativa

Arrestando lo sviluppo al primo ordine si ha:

$$\begin{aligned} e_x &\approx K_t (\dot{\theta}_{m0} + \dot{\theta}_m) (\sin \theta_{m0} + \cos \theta_{m0} \theta_m) = \\ &= K_t \dot{\theta}_{m0} \sin \theta_{m0} + K_t \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \theta_m + K_t \sin \theta_{m0} \dot{\theta}_m + K_t \dot{\theta}_m \cos \theta_{m0} \theta_m \end{aligned} \quad (25)$$

All'interno dell'equazione abbiamo un contributo stazionario, uno del primo ordine e uno del secondo.

Considerando solo il contributo del primo ordine è possibile affermare che in prima analisi:

$$e_x \approx K_t \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \theta_m + K_t \sin \theta_{m0} \dot{\theta}_m \quad (26)$$

E quindi sostituendo nella (21):

$$U_x(t) = R i_x(t) + L \frac{di_x(t)}{dt} + K_t \left( \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \theta_m(t) + \sin \theta_{m0} \dot{\theta}_m(t) \right) \quad (27)$$

Dalla quale infine si ottiene applicando la trasformata di Laplace:

$$\begin{aligned}
 U_x(s) &= R i_x + L s i_x + K_t (\dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} + s \sin \theta_{m0}) \theta_m = \\
 &= R i_x + L s i_x + K_t \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \left( s \frac{\tan \theta_{m0}}{\dot{\theta}_{m0}} + 1 \right)
 \end{aligned} \quad (28)$$

A questo punto è stata ottenuta una equazione indipendente dal tempo e lineare, dove l'effetto della forma d'onda trapezoidale della f.c.e.m. è racchiuso nell'elemento tra parentesi:

$$z_e = \frac{\dot{\theta}_{m0}}{\tan \theta_{m0}} \quad (29)$$

Da notare che il valore di  $z_e$  oscillerà, a parità di velocità, tra più e meno infinito durante l'arco di un giro.

Successivamente sarà affrontato più nello specifico questo comportamento.

### 5.1.1 Funzioni di trasferimento di “ciclo aperto”

Dalle precedenti equazioni si può ricavare tutte le funzioni di trasferimento necessarie per lo studio dinamico del nostro sistema e la valutazione dei controlli previsti.

Per iniziare è stato preso in considerazione il semplice schema in anello aperto che lega la corrente comandata a quella che arriva effettivamente ai capi del motore nell'ipotesi di rotore bloccato.

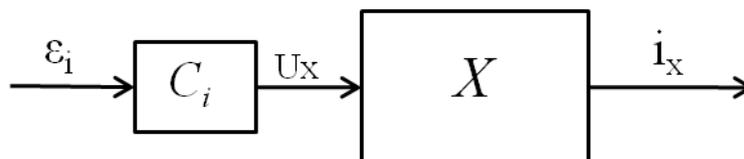


Fig.5.2 Sistema in anello aperto: corrente

La funzione di trasferimento in anello aperto è la seguente:

$$\frac{i_x}{\varepsilon_i} = C_i X \quad (30)$$

dove :

$$\varepsilon_i = \text{errore sulla corrente} = i_{xi} - i_{xs}$$

$C_i$  = funzione di trasferimento del controllo di corrente

$X$  = funzione di trasferimento del circuito elettrico a rotore bloccato =  $\frac{1}{Ls+R}$

Per l'analisi risulta di maggiore interesse la conoscenza della risposta del sistema in uscita al sensore adibito alla misurazione delle correnti al motore e che verrà inserito successivamente nel loop di chiusura del sistema, per cui:

$$i_x = \frac{i_{xs}}{S} = C_i X \varepsilon_i = C_i X (i_{xi} - i_{xs})$$

dove:

$i_{xs}$  = corrente in uscita al sensore

$S$  = funzione di trasferimento del sensore

Quindi la funzione di trasferimento risulta essere:

$$\frac{i_{xs}}{i_{xi}} = \frac{C_i X S}{1 + C_i X S} = G_{ii}^{(cl)} \quad (31)$$

Se si considera invece una visione più estesa del sistema, può essere introdotto un differente schema a blocchi che rappresenta il legame tra la velocità comandata e quella fornita in uscita dal motore.

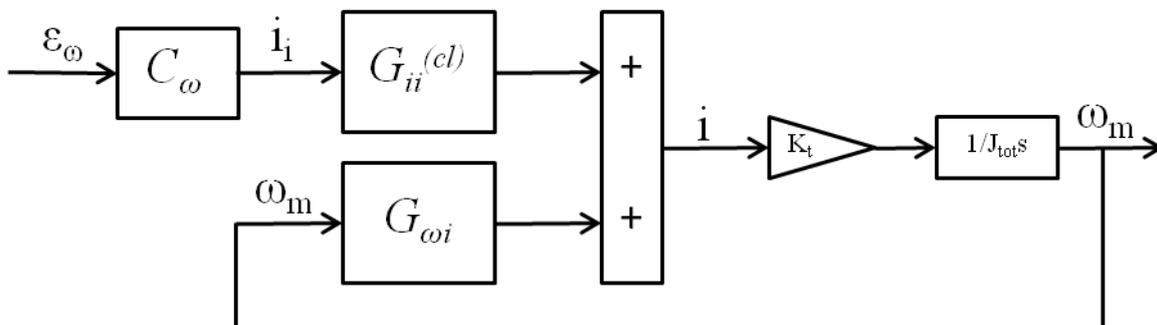


Fig.5.3 Sistema in anello aperto: velocità

Questo semplice schema riassume il sistema completo senza tenere conto del loop di velocità e degli attriti.

Partendo dalla semplice relazione:

$$i = G_{ii}^{(cl)} i_i + G_{\omega i} \omega_m$$

dove:

$G_{ii}^{(cl)}$  = funzione di trasferimento in anello chiuso del ciclo di corrente

$G_{\omega i}$  = funzione di trasferimento della velocità =  $\frac{i}{\omega_m}$

considerando inoltre che:

$$i_i = C_\omega \varepsilon_\omega = C_\omega (\omega_{mi} - \omega_{ms})$$

dove:

$C_\omega$  = funzione di trasferimento del controllo di velocità

$\varepsilon_\omega$  = errore sulla velocità

si ottiene:

$$i = G_{ii}^{(cl)} C_\omega (\omega_{mi} - \omega_{ms}) + G_{\omega i} \omega_m \quad (32)$$

Dalla parte dello schema rappresentante la meccanica del sistema invece è possibile affermare che:

$$\omega_m = \frac{K_t}{J_{tot} s} i \rightarrow i = \frac{J_{tot} s}{K_t} \omega_m \quad (33)$$

Eguagliando le due espressioni (31) e (32) si ricava:

$$\frac{J_{tot} s}{K_t} \omega_m = G_{ii}^{(cl)} C_\omega (\omega_{mi} - \omega_{ms}) + G_{\omega i} \omega_m$$

$$\left( \frac{J_{tot} s}{K_t} - G_{\omega i} \right) \omega_m = G_{ii}^{(cl)} C_\omega (\omega_{mi} - \omega_{ms}) = G_{ii}^{(cl)} C_\omega \varepsilon_\omega$$

$$\frac{\omega_m}{\varepsilon_\omega} = \frac{G_{ii}^{(cl)} C_\omega}{\frac{J_{tot} s}{K_t} - G_{\omega i}} \quad (34)$$

Anche in questo caso è di maggiore interesse conoscere la risposta in uscita dal sensore e ciò è possibile sostituendo:

$$\omega_m = \frac{\omega_{ms}}{G_{s\omega}}$$

dove:

$G_{s\omega}$  = funzione di trasferimento del sensore

In conclusione quindi la funzione di trasferimento in anello aperto del sistema risulta essere:

$$\frac{\omega_{ms}}{\varepsilon_\omega} = \frac{G_{ii}^{(cl)} C_\omega G_{s\omega}}{\frac{J_{tot} s}{K_t} - G_{\omega i}} \quad (35)$$

Il guadagno del controllore di velocità verrà definito solo successivamente analizzando il comportamento dinamico del sistema.

## 5.2 Sintesi delle leggi di controllo

Introdotta lo schema linearizzato del sistema e le varie funzioni di trasferimento è possibile occuparsi dell'analisi dei controlli.

Come già anticipato al termine della scelta finale della struttura dell'attuatore, in particolare dopo aver selezionato un motore a modulazione trapezoidale, il sistema necessiterà di un controllo di corrente e uno di velocità.

Nel paragrafo precedente questi sono già stati introdotti in dei blocchi chiamati rispettivamente con le diciture  $C_i$  e  $C_\omega$  ma non è ancora stato reso noto come sono composti al loro interno.

### 5.2.1 Controllo di corrente

Il controllo di corrente è composto semplicemente da un guadagno e da un integratore, necessario a migliorare il comportamento del sistema a regime.

$$C_i = K_c \frac{s + z_{cc}}{s} \quad (36)$$

dove:

$K_c$  = guadagno del controllo di corrente

$z_{cc}$  = zero introdotto dal controllo di corrente

Il valore del guadagno necessario al sistema è regolato dal valore dei poli caratteristici dell'elettronica del motore scelto e del sensore.

In particolare:

$$K_c = \frac{p_c^2 L}{p_{cs}} - R \quad (37)$$

dove:

$p_c$  = polo del controllore

$p_{cs}$  = polo del sensore

Questa deriva dall'analisi del sistema in anello chiuso dove viene preso in considerazione anche il sensore:

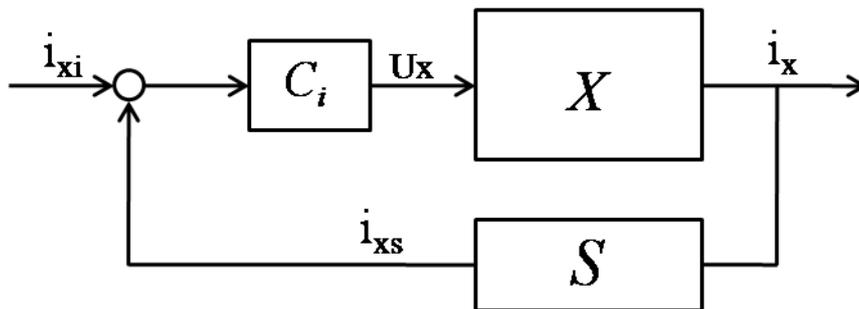


Fig.5.4 Sistema in anello chiuso: corrente

Come è evidente in questo caso:

$$\frac{i_x}{i_{xi} - i_{xs}} = C_i X$$

Da cui:

$$\frac{i_{xs}}{S(i_{xi} - i_{xs})} = C_i X$$

$$\frac{i_{xs}}{i_{xi} - i_{xs}} = C_i X S = C_i G_{sys}$$

dove:

$i_{xs}$  = corrente in uscita dal sensore

$S$  = funzione di trasferimento del sensore

La funzione di trasferimento in ciclo chiuso risulta essere:

$$i_{xs} (1 + C_i G_{sys}) = i_{xi} C_i G_{sys}$$

$$\frac{i_{xs}}{i_{xi}} = \frac{C_i G_{sys}}{1 + C_i G_{sys}} = G_{ii}^{(cl)} \quad (38)$$

Considerando con  $C_i$  il solo  $K_c$  e sostituendo a  $G_{sys}$  il suo valore si ottiene:

$$\frac{i_{xs}}{i_{xi}} = \frac{K_c}{\frac{1}{G_{sys}} + K_c} = \frac{K_c}{(Ls + R) \left( \frac{s}{p_{cs}} + 1 \right) + K_c}$$

Svolgendo i prodotti, il denominatore diventa:

$$\Delta = \frac{L}{p_{cs}} s^2 + Ls + \frac{R}{p_{cs}} s + R + K_c$$

Ricordando la struttura generale di un sistema del secondo ordine si ricava:

$$\omega_{cl}^2 = \frac{(K_c + R) p_{cs}}{L} \rightarrow K_c = \frac{\omega_{cl}^2 L}{p_{cs}} - R$$

dove:

$\omega_{cl} = \omega_d = \text{banda passante del sistema elettrico}$

Se per ipotesi si fa coincidere la banda passante del sistema elettrico con il polo del controllo si ottiene esattamente l'equazione (36).

A questo punto è stato possibile costruire il luogo delle radici del controllo:

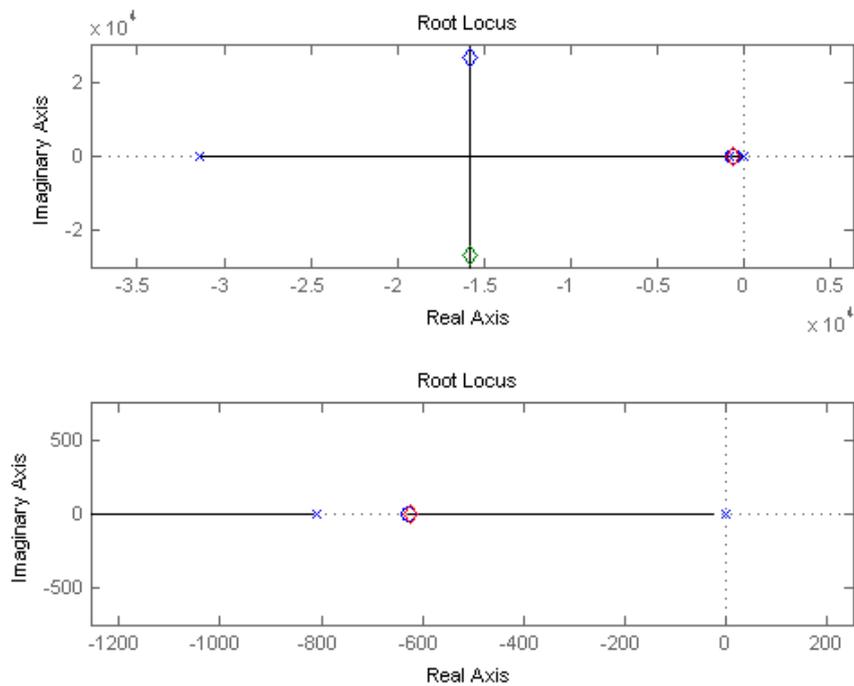


Fig.5.5 Luogo delle radici del controllo di corrente

I rombi che sono visibili nella figura rappresentano i poli per il guadagno  $K_c$  precedentemente definito.

Come si nota dalla figura, la parte del sistema relativa all'elettronica presenta un polo e uno zero a bassa frequenza introdotti dal controllo e una coppia di poli ad altissima frequenza, invece, dovuti all'elettronica vera e propria.

Finora non è stato ancora introdotto il comportamento dovuto alla f.c.e.m. linearizzato nel paragrafo precedente.

Per fare ciò, si considera la forza contro elettromotrice come un ingresso del nostro sistema:

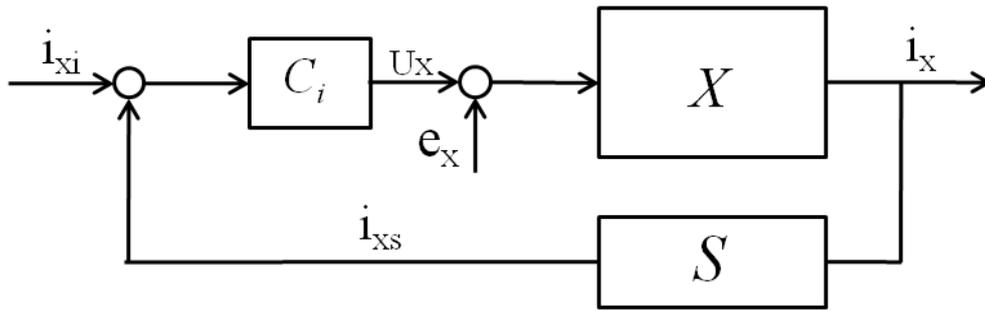


Fig.5.6 Sistema in anello chiuso: corrente con f.e.m.

Ciò infatti equivale a scrivere:

$$i_x = X (U_x - e_x) = \frac{U_x - e_x}{L s + R}$$

$$U_x = (L s + R) i_x + e_x$$

Che non è altro che l'equazione elettrica già osservata precedentemente; questa diventa:

$$U_x = (i_{xi} - i_{xs}) C_i = \frac{(L s + R)}{S} i_{xs} + e_x = \frac{i_{xs}}{G_{sys}} + e_x$$

$$i_{xs} (1 + C_i G_{sys}) = i_{xi} C_i G_{sys} - e_x G_{sys}$$

All'interno di quest'ultima equazione sono racchiuse sia la precedente definizione della funzione di trasferimento in anello chiuso sia quella della funzione di sensibilità:

$$\frac{i_{xs}}{e_x} = - \frac{G_{sys}}{1 + C_i G_{sys}} \quad (39)$$

che per la (25) e la (28) diventa:

$$\frac{i_{xs}}{\theta_m} = -K_t \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \frac{\left(\frac{s}{z_e} + 1\right) G_{sys}}{1 + C_i G_{sys}} \quad (40)$$

Di maggiore interesse risulta studiare come la corrente in uscita dal sensore reagisce ad una perturbazione di velocità. Per avere ciò:

$$\frac{i_{xs}}{\dot{\theta}_m} = \frac{1}{s} \left[ -K_t \dot{\theta}_{m0} \cos \theta_{m0} \frac{\left(\frac{s}{z_e} + 1\right) G_{sys}}{1 + C_t G_{sys}} \right] = G_{\omega i} \quad (41)$$

Come è evidente, il comportamento del sistema cambia a seconda della velocità di riferimento  $\dot{\theta}_{m0}$  e della posizione del rotore  $\theta_{m0}$ . Per capire meglio questa influenza di seguito sono riportati i diagrammi di Bode della funzione di sensibilità a varie velocità e per quattro posizioni angolari del rotore.

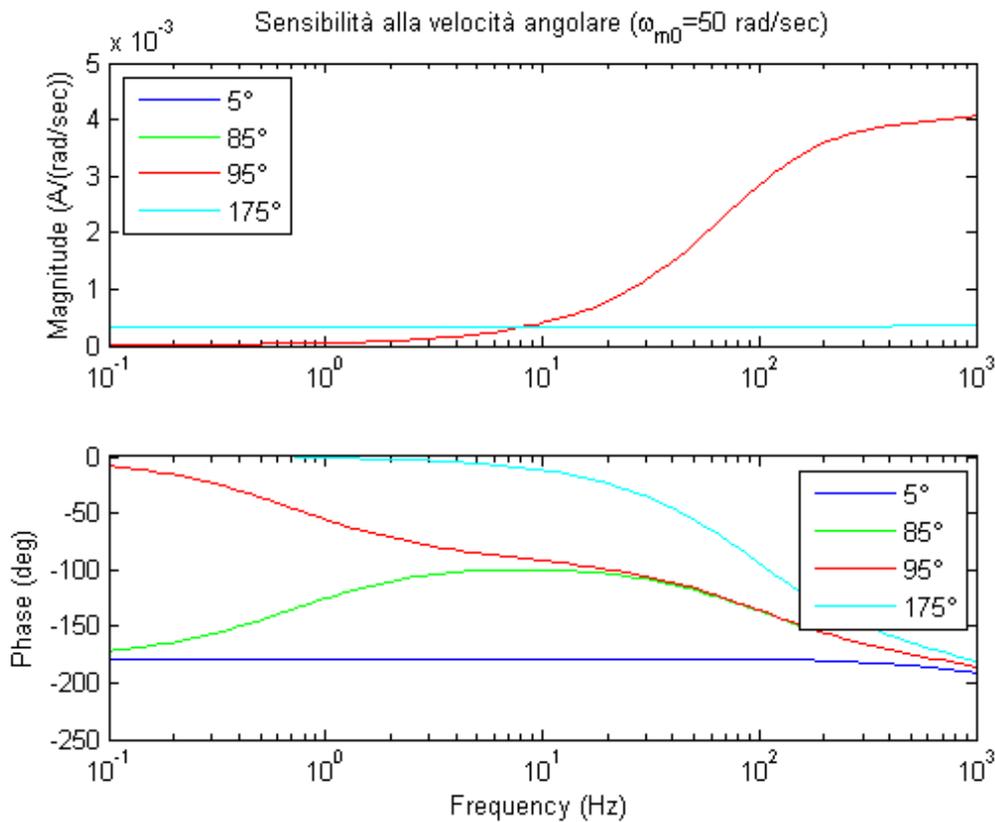


Fig.5.7 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 50 rad/sec

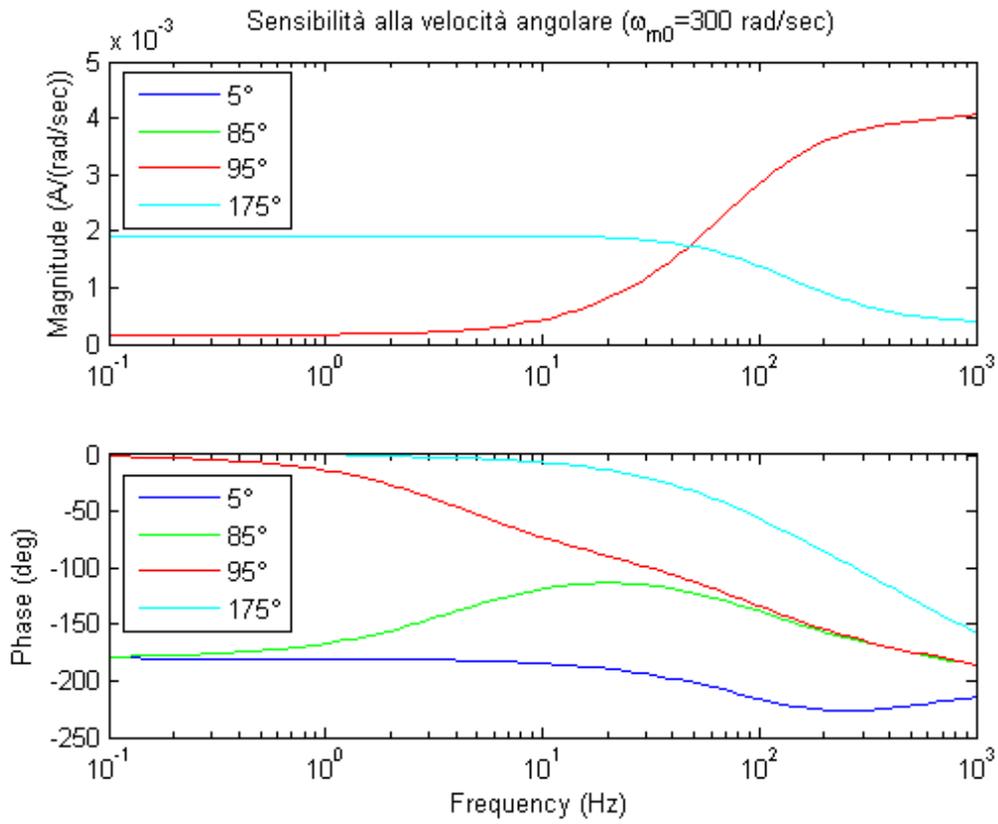


Fig.5.8 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 300 rad/sec

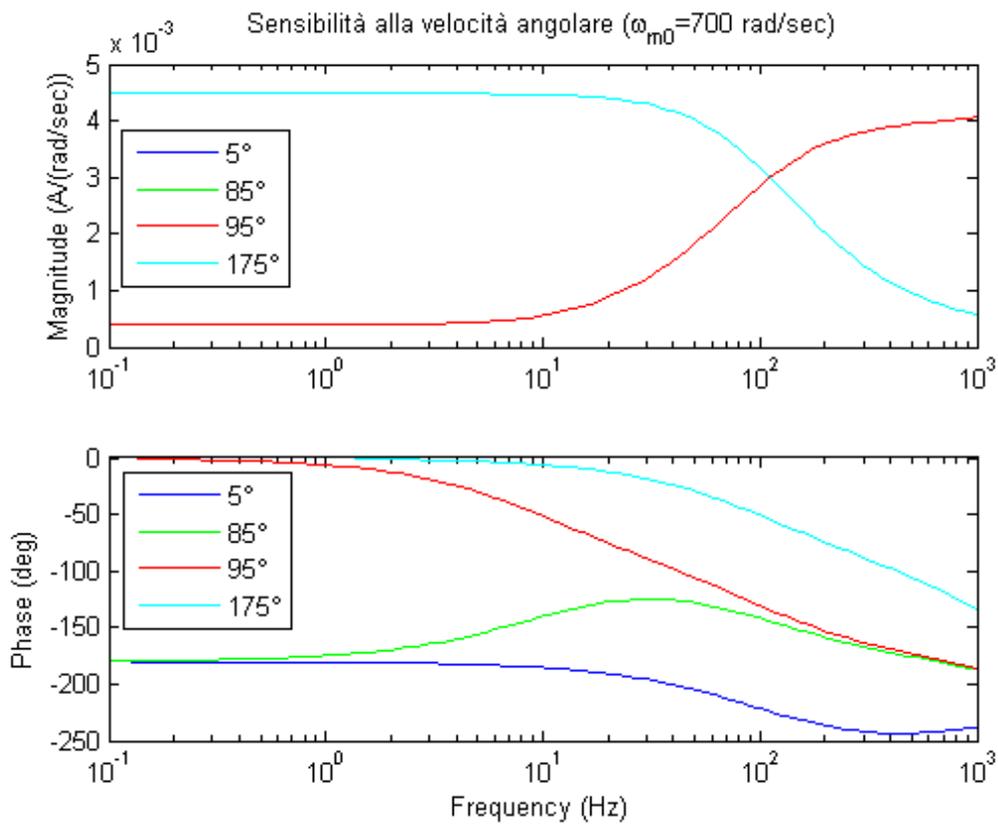


Fig.5.9 Diagramma di Bode della funzione di sensibilità a 700 rad/sec

La prima caratteristica che colpisce è che i grafici delle ampiezze per  $\theta_{m0}$  pari a  $5^\circ$  e  $175^\circ$  vanno a coincidere come anche quelli a  $85^\circ$  e  $95^\circ$ ; lo stesso, invece, non si può dire per le relative fasi che cambiano di segno per l'interazione tra la tangente dello zero e il coseno del guadagno.

In particolare lo zero  $z_e$  all'aumentare della velocità si sposta verso frequenze sempre più elevate, inoltre il suo effetto è visibile solo sui grafici relativi a  $\theta_{m0}$  pari a  $85^\circ$  e  $95^\circ$  poiché per le altre posizioni la sua frequenza diventa talmente elevata da uscire fuori scala.

Questo comportamento è evidente se si osserva la definizione che abbiamo dato a  $z_e$ :

$$z_e = \frac{\dot{\theta}_{m0}}{\tan \theta_{m0}}$$

Ogni volta che il rotore si trova in una posizione  $\theta_{m0}$  pari a un multiplo intero di  $180^\circ$  il sistema reagisce mandando  $z_e$  a frequenza pari a  $+\infty$ .

Un'ulteriore osservazione che può essere fatta è sui grafici delle ampiezze:

- a bassa frequenza la sensibilità a un disturbo di velocità sarà maggiore qualora il rotore si trovi in posizioni prossime a  $180^\circ$  o  $360^\circ$ ;
- ad alta frequenza la sensibilità sarà maggiore invece quando ci troviamo nella condizione di rotore nell'intorno dei  $90^\circ$  o  $270^\circ$ .

In entrambi i casi comunque il valore della sensibilità aumenterà all'aumentare della velocità di rotazione.

Importante è ricordare che queste curve rappresentano solo metà giro meccanico; l'altra metà di giro sarà identica alla precedente, ma con i segni opposti.

Questo comportamento di inversione dei segni nelle fasi è dovuto esclusivamente al coseno presente nel guadagno della funzione di sensibilità.

### 5.2.2 Controllo di velocità

Come il precedente controllo di corrente anche quello di velocità è costituito da un guadagno e da una parte integratrice per migliorare le condizioni a regime.

Negli schemi riportati nei precedenti paragrafi, la parte relativa a questo blocco, era stata denominata  $C_0$ .

$$C_\omega = K_\omega \frac{s + z_{c\omega}}{s} \quad (42)$$

dove:

$K_\omega =$  guadagno del controllo di velocità

$z_{c\omega} =$  zero del controllo di velocità

Per la descrizione della dinamica del sistema è necessario scegliere il guadagno del controllore in modo tale che garantisca il margine di fase più grande possibile e garantire una certa lontananza dall'instabilità.

Al fine di fare ciò, sono stati costruiti i diagrammi di Bode in anello aperto di seguito riportati.

Naturalmente anche questi, poiché il sistema al suo interno contiene la parte elettronica  $G_{ii}^{(ct)}$  e la funzione di sensibilità  $G_{\omega i}$ , dipenderanno sia dalla velocità di rotazione del rotore sia dalla sua posizione.

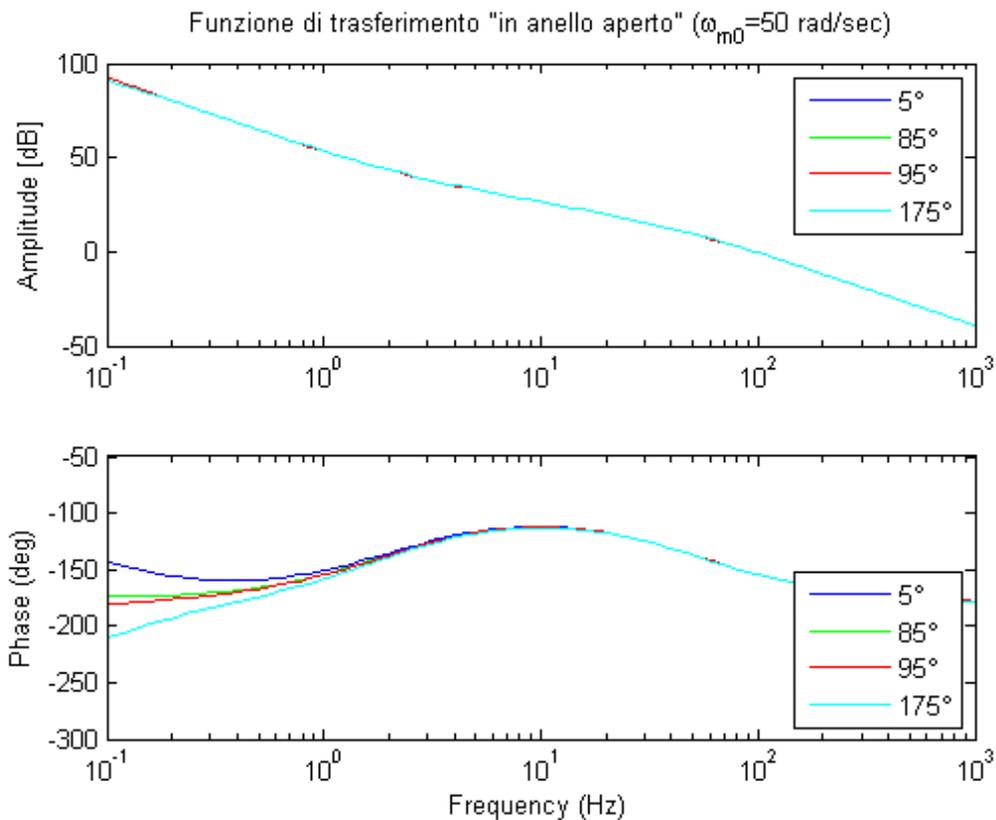


Fig.5.10 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 50 rad/sec

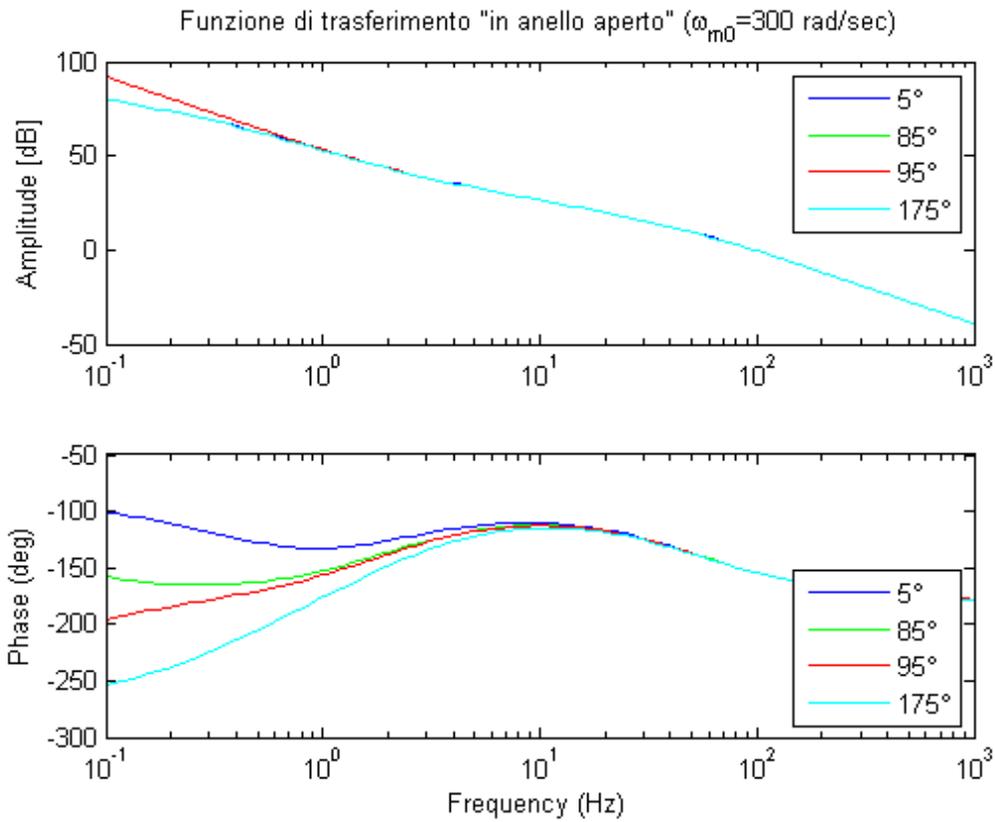


Fig.5.11 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 300 rad/sec

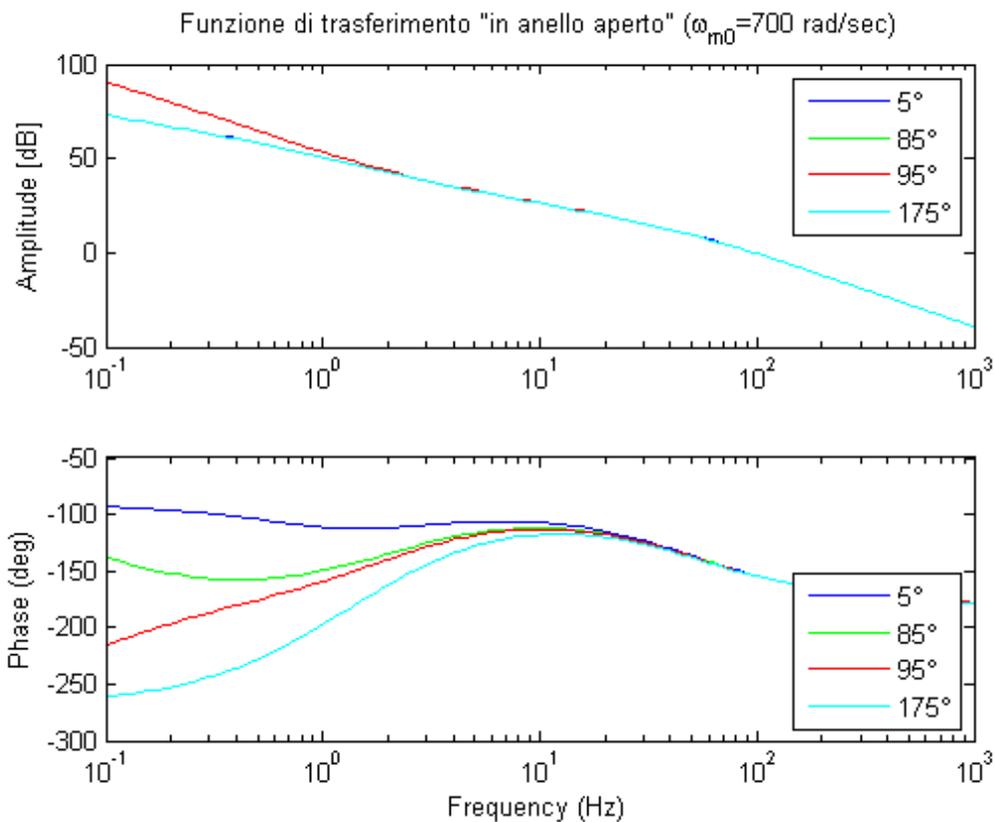


Fig.5.12 Diagramma di Bode della funzione di trasferimento della velocità in anello aperto a 700 rad/sec

Come si vede sopra, per motivi già riportati nel paragrafo precedente, i grafici delle ampiezze a  $5^\circ$  e  $175^\circ$  coincidono come anche quelli a  $95^\circ$  e  $85^\circ$ .

Il  $K_\omega$  che garantisce il margine di fase maggiore è quello che fa lavorare il sistema al culmine della cresta; considerando la condizione più vicina all'instabilità ( $175^\circ$  a  $700 \text{ rad/sec}$ ) il guadagno del controllore di velocità corrisponde a:

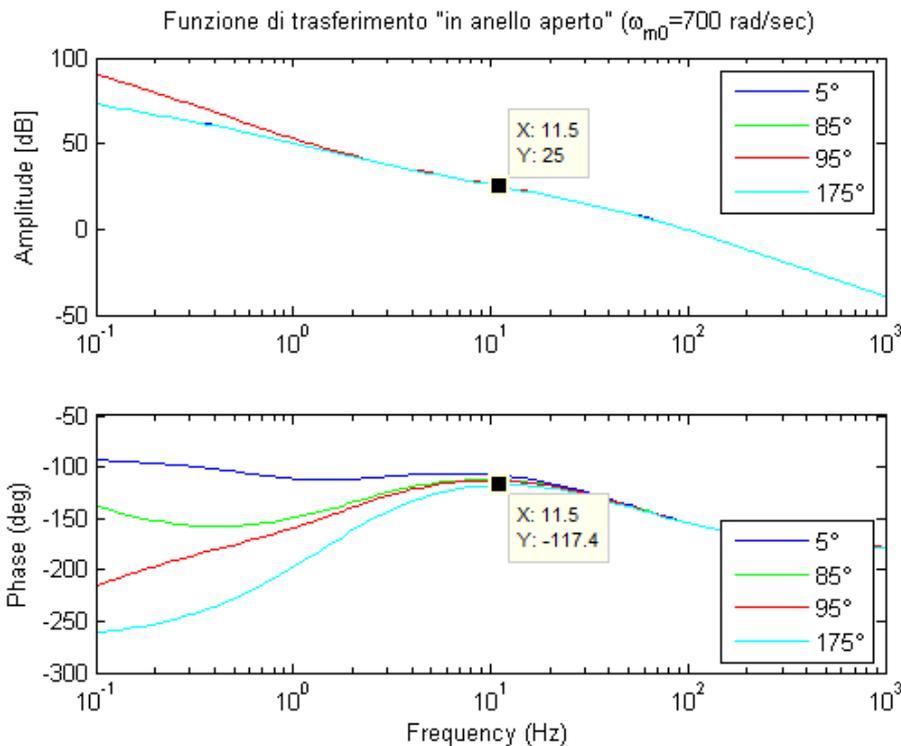


Fig.5.13 Determinazione del punto a margine di fase maggiore

$$K_\omega = 10^{(-Y(dB)/20)}$$

dove:

$Y(dB)$  = valore in decibel dell'ampiezza corrispondente al picco delle frequenze

Con questo valore del guadagno è possibile costruire i luoghi delle radici del sistema in anello aperto.

Per brevità è stato deciso di fissare la velocità a un valore intermedio ( $300 \text{ rad/sec}$ ) e fare variare solo la posizione del rotore.

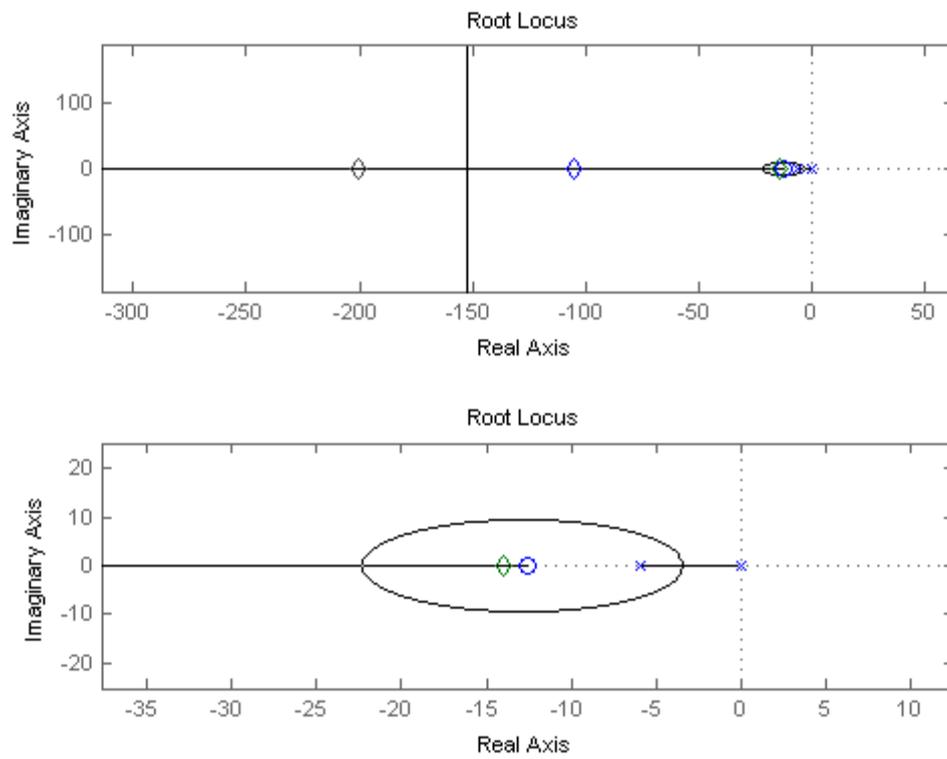


Fig.5.14 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a  $5^\circ$

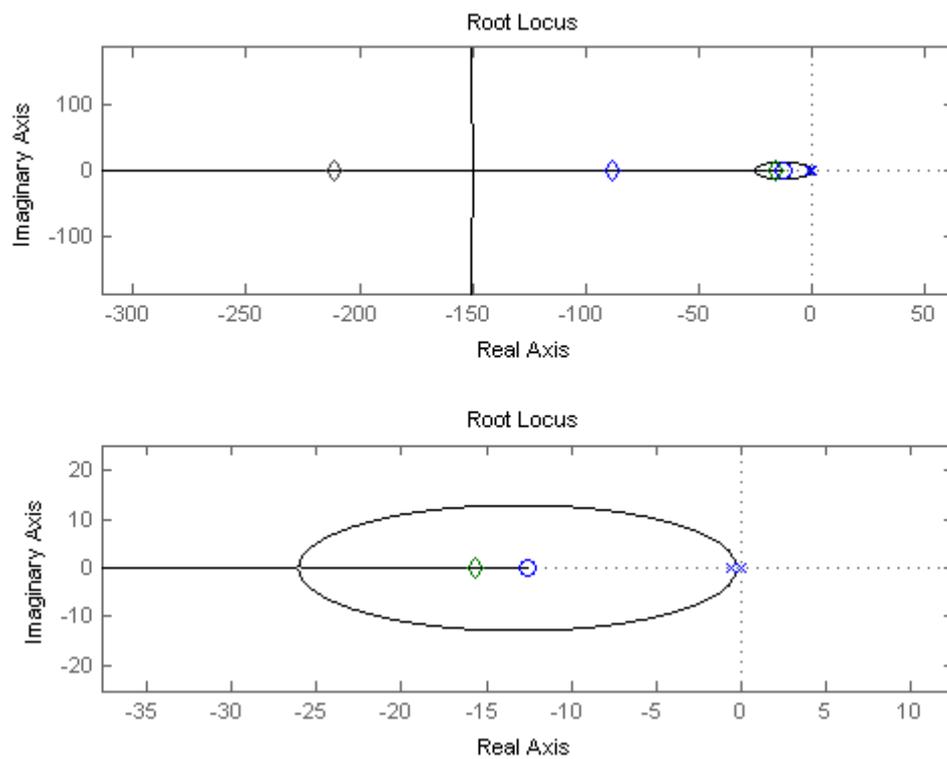


Fig.5.15 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a  $85^\circ$

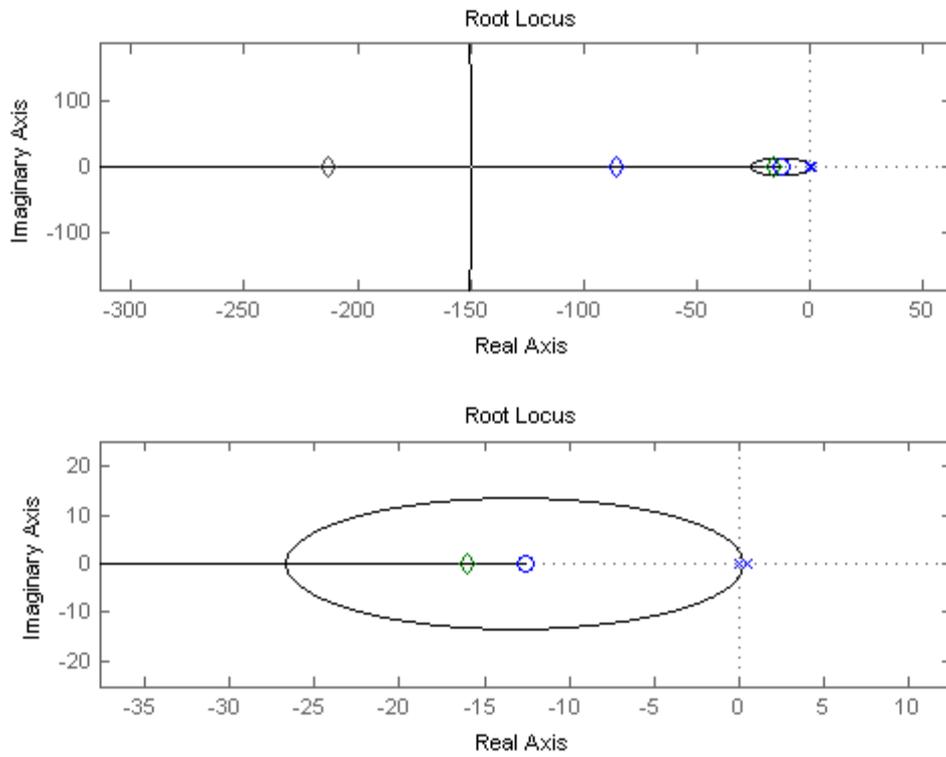


Fig.5.16 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a  $95^\circ$

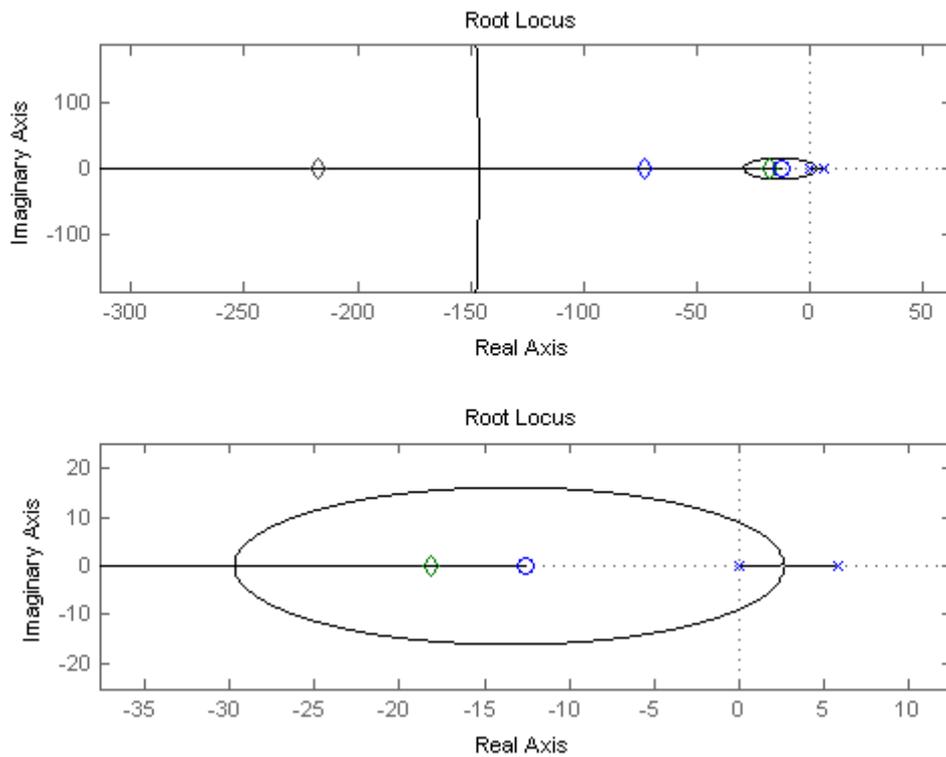


Fig.5.17 Luogo delle radici del sistema in anello aperto con rotore a  $175^\circ$

I rombi colorati in figura rappresentano la posizione dei poli del sistema al valore di  $K_\omega$  scelto e come si nota si trovano sempre nel semipiano negativo, equivalente a dire che il sistema è sempre stabile.

Interessante è il comportamento del polo di bassa frequenza che, all'aumentare dell'angolo, si sposta progressivamente verso valori sempre maggiori della parte reale fino ad occupare una posizione nel semipiano positivo.

Ciò avviene per i motivi visti durante la linearizzazione della parte riguardante l'elettronica del sistema.

Il passo successivo è stato quello di considerare il sistema in anello chiuso per avere una visione completa della sua dinamica linearizzata.

I risultati così ottenuti saranno confrontati successivamente con quelli derivati da un'analisi in frequenza del sistema reale per verificare che i controllori ottenuti siano adatti a un'applicazione che nella realtà è tutt'altro che lineare.

Per ottenere i risultati ricercati è stato necessario ricavare la funzione di trasferimento in anello chiuso del sistema completo, aiutandosi con il seguente schema:

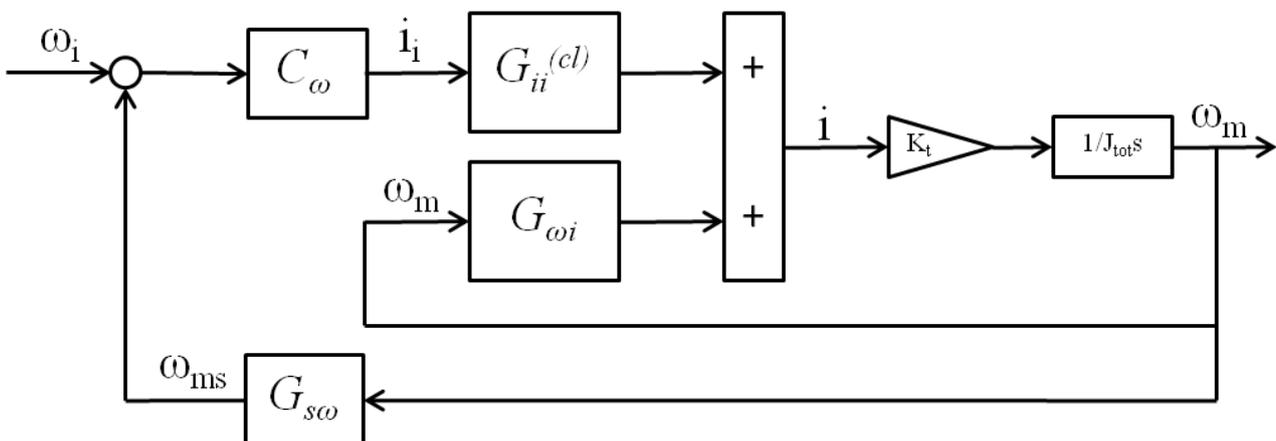


Fig.5.18 Sistema in anello chiuso: velocità

La funzione di trasferimento in anello chiuso, con l'ipotesi di assenza di attriti, è facilmente ottenibile con lo stesso procedimento di quella in anello aperto:

$$i = G_{ii}^{(cl)} C_\omega (\omega_i - \omega_{ms}) + G_{\omega i} \omega_m$$

Utilizzando la (32) si ottiene:

$$\frac{J_{tot} S}{K_t} \omega_m = G_{ii}^{(cl)} C_\omega (\omega_i - \omega_{ms}) + G_{\omega i} \omega_m$$

Da cui:

$$\frac{\omega_{ms}}{\omega_i} = \frac{G_{ii}^{(cl)} C_\omega G_{S\omega}}{\frac{J_{tot} S}{K_t} - G_{\omega i} + C_\omega G_{ii}^{(cl)} G_{S\omega}} \quad (43)$$

Utilizzando questa funzione di trasferimento in ciclo chiuso per eseguire i diagrammi di Bode alle varie velocità operative si ottiene:

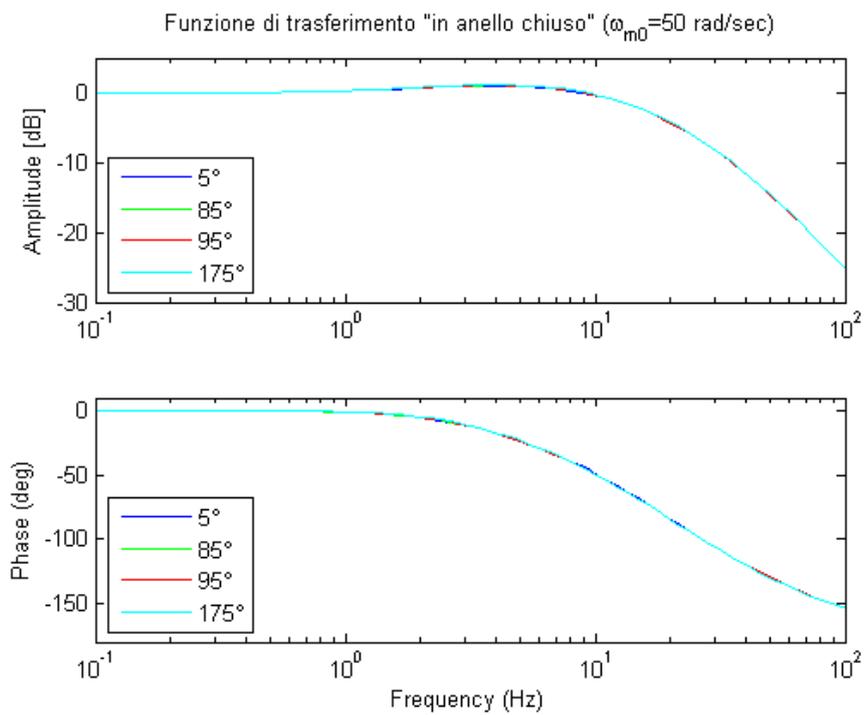


Fig.5.19 Diagramma di Bode in anello chiuso a 50 rad/sec

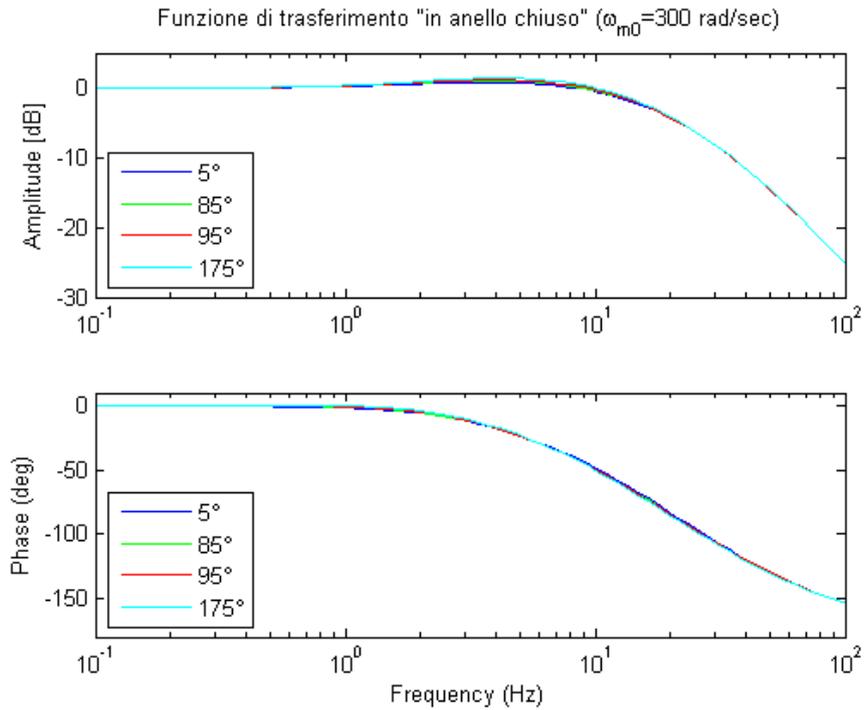


Fig.5.20 Diagramma di Bode in anello chiuso a 300 rad/sec

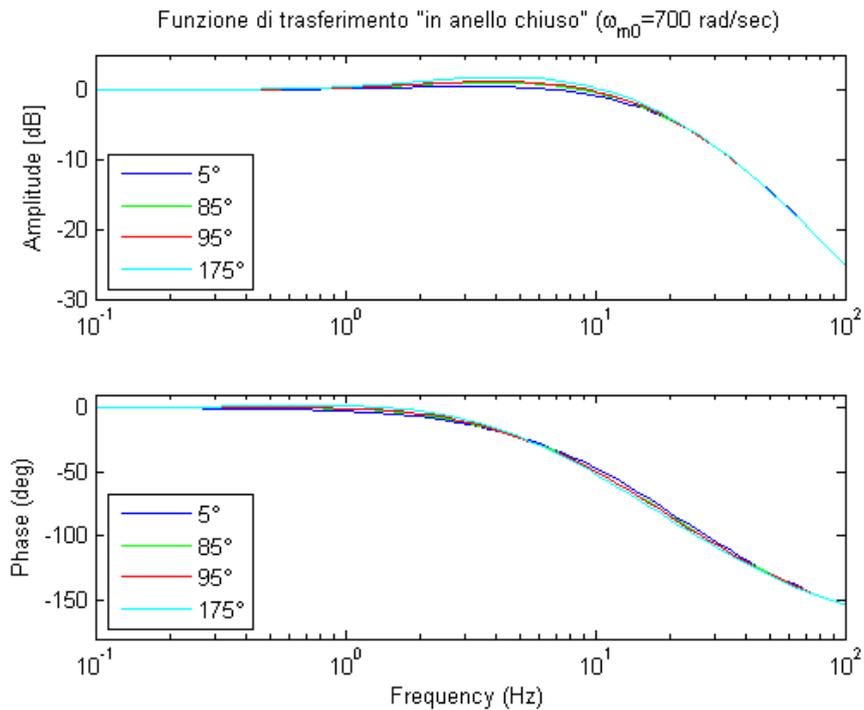


Fig.5.21 Diagramma di Bode in anello chiuso a 700 rad/sec

Da notare che a basse velocità i grafici sia delle ampiezze sia delle fasi coincidono perfettamente mentre, ad alte velocità, tendono leggermente ad aprirsi ed a separarsi.

Per il valore dei parametri assunti si rimanda all'appendice C.

## 6 Analisi delle prestazioni del sistema mediante simulazione nonlineare

Le analisi fatte nel paragrafo precedente al sistema linearizzato hanno permesso di determinare le caratteristiche che i controlli devono avere per un corretto funzionamento.

In questo capitolo sarà verificato se le scelte fatte fino ad adesso sono applicabili anche a un sistema non lineare e quindi se i controlli precedentemente caratterizzati riescono a compiere comunque il loro lavoro.

Per verificare ciò sarà effettuata la risposta in frequenza del sistema reale perturbato in velocità e in coppia e infine una caratterizzazione della dinamica di estrazione/retrazione.

### 6.1 Risposte in frequenza del sistema

#### 6.1.1 Risposte al comando di velocità

Per questa analisi è stato considerato il sistema scarico da qualsiasi carico esterno e operante alle tre velocità di missione, perturbate con un segnale sinusoidale ad ampiezza pari a 40 rad/s.

I risultati così ottenuti sono visibili nel diagramma di Bode riportato di seguito.

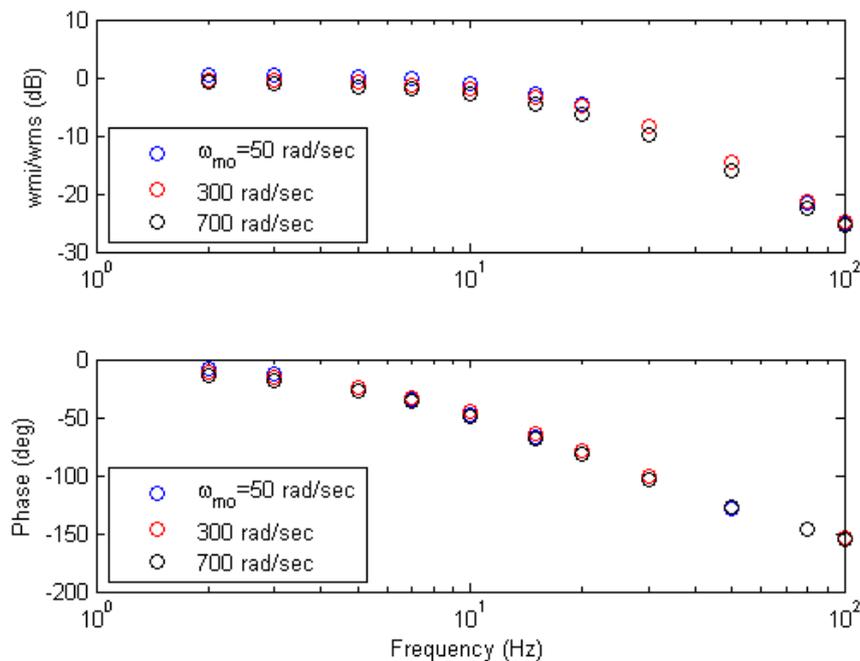


Fig.6.1 Risposta del sistema reale a un disturbo di velocità

Come è evidente dai grafici, per ottenere le informazioni volute è stato necessario fissare delle frequenze alle quali fare riferimento, che per scelta sono state limitate a valori prossimi alla banda passante.

Adesso è possibile confrontare quanto ottenuto con i rispettivi risultati derivanti dall'analisi lineare e verificare se i due comportamenti sono paragonabili.

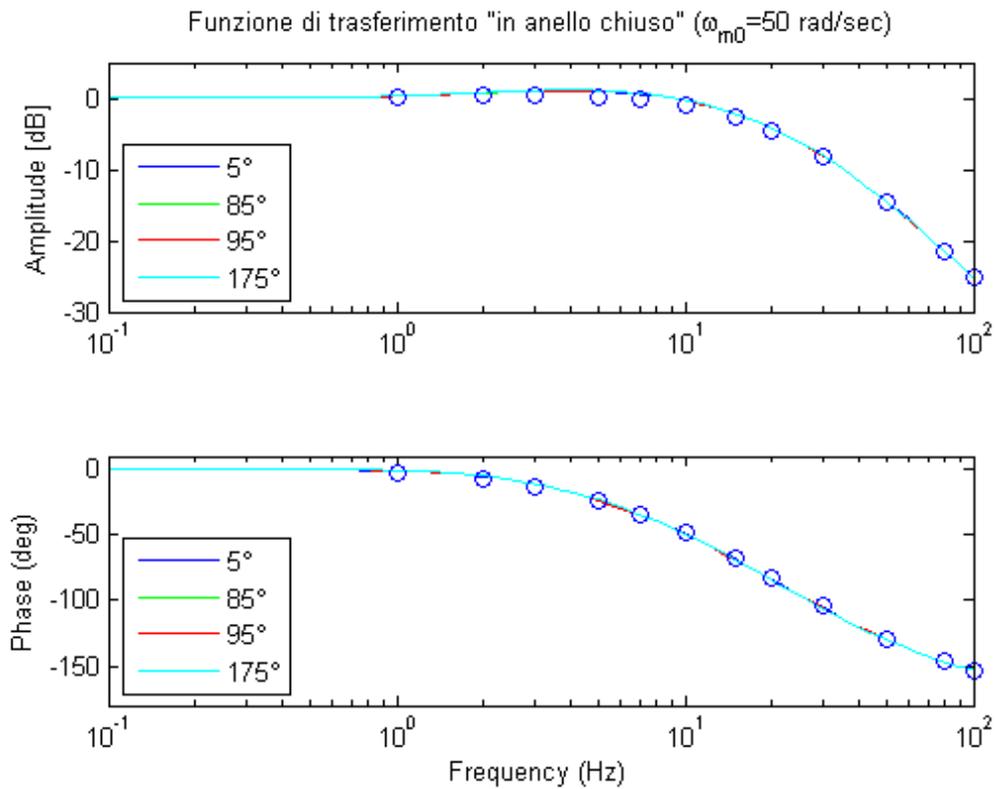


Fig.6.2 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 50rad/sec

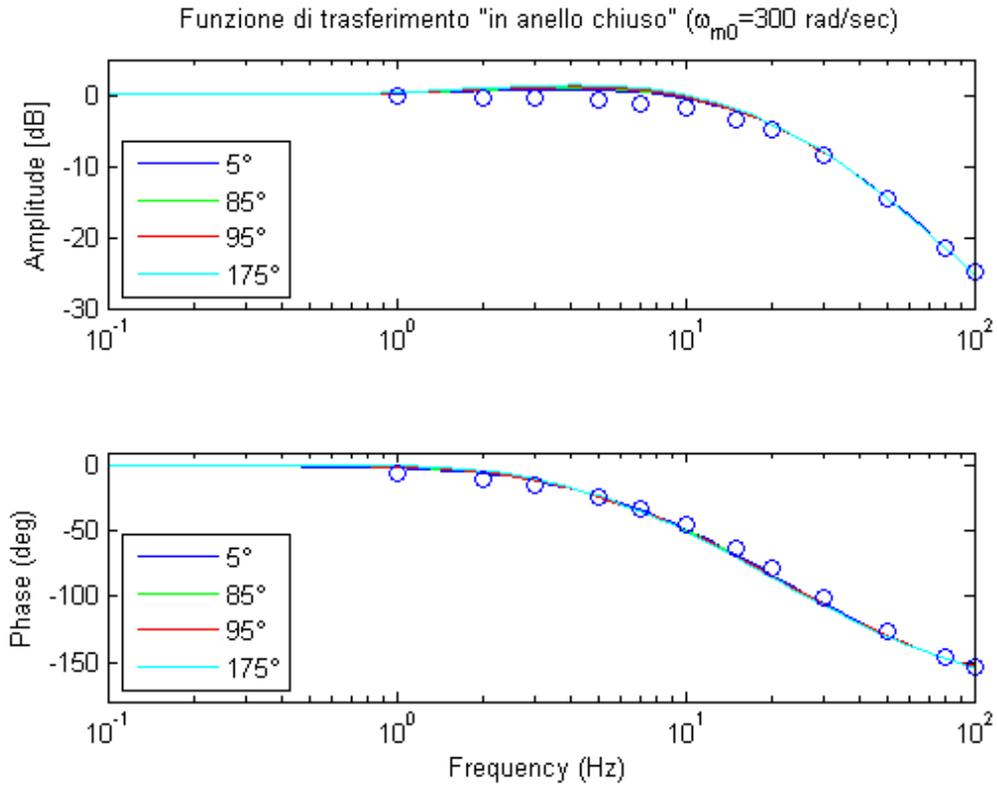


Fig.6.3 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 300rad/sec

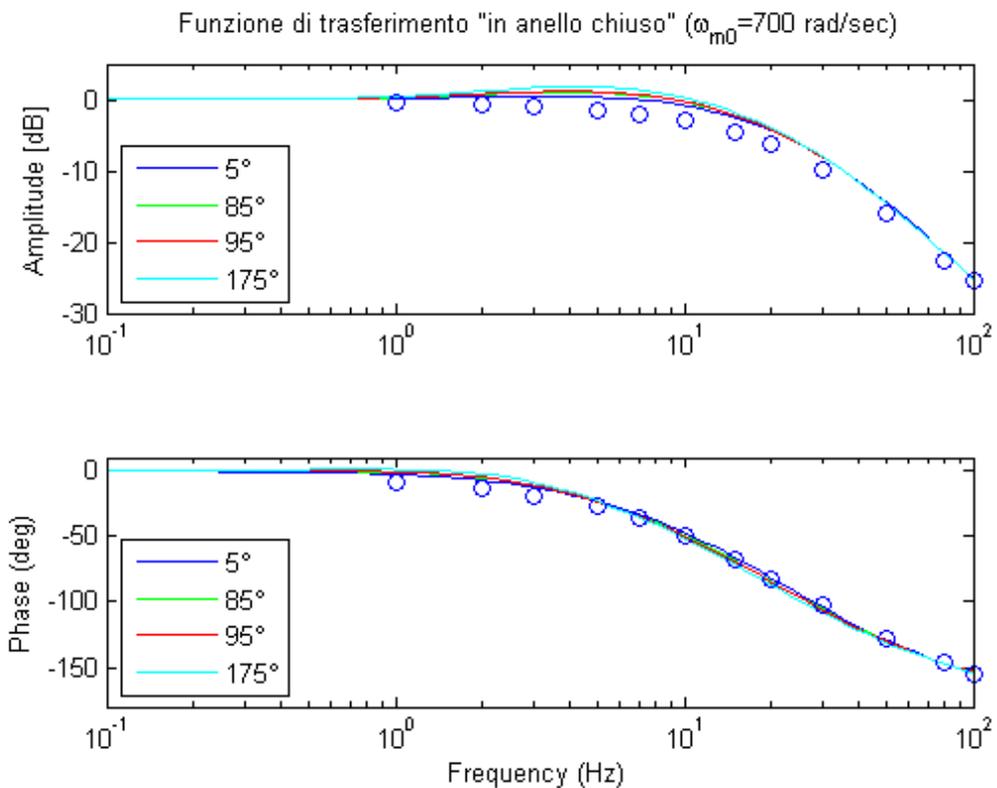


Fig.6.4 Confronto tra sistema reale e linearizzato a 700rad/sec

Come è evidente i due sistemi, lineare e non, rispondono alla perturbazione di velocità in maniera analoga.

In particolare, a valori di velocità inferiori, i comportamenti in ampiezza e in frequenza coincidono perfettamente, mentre a velocità più elevate i primi si discostano leggermente da quelli del sistema linearizzato.

Da queste considerazioni è afferabile che i controlli ottenuti dall'analisi lineare sono applicabili anche al sistema reale non linearizzato, in particolare se si lavora a velocità non sostenute.

### 6.1.2 Risposte al disturbo di coppia

Verificata la corretta costruzione dei controllori è stato analizzato il comportamento del sistema reale se si introduce una coppia di carico caratterizzata da un contributo perturbativo.

Per fare ciò è stato assunto che la velocità comandata rimanga costante e che la coppia abbia un contributo sinusoidale di ampiezza pari a 0,05 Nm.

Assumendo ciò si ottiene:

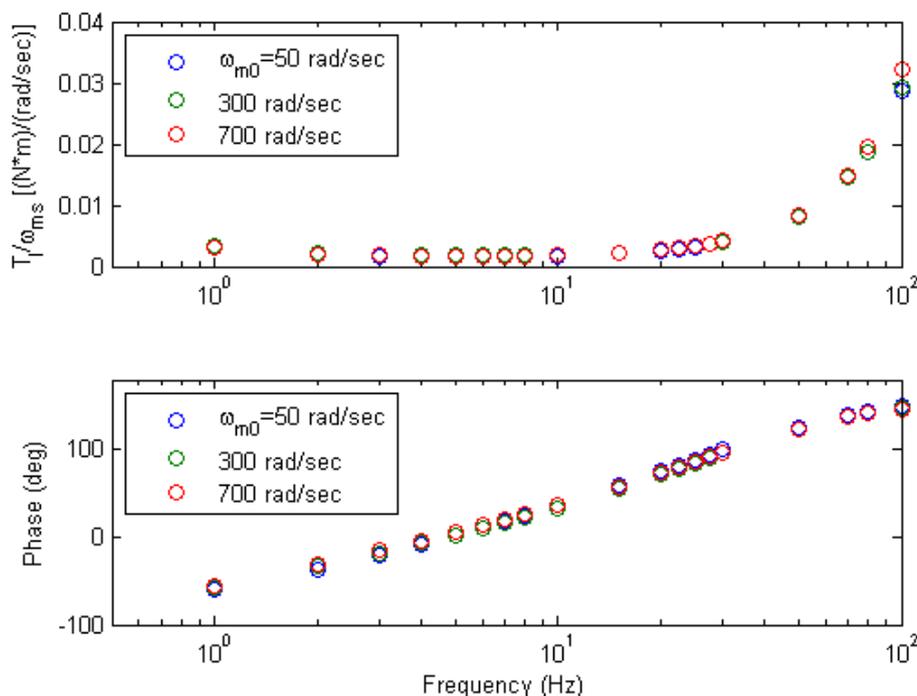


Fig.6.5 Risposta del sistema reale a un disturbo di coppia

Dai grafici è evidente che per questa analisi è stato considerato un numero decisamente maggiore di frequenze di riferimento e in particolare una concentrazione evidente nell'intorno dei 25 Hz.

Ciò è stato fatto per tenere conto delle vibrazioni proprie di un elicottero dovute alla rotazione delle pale e verificare come il sistema reagisce.

Un sistema infatti può generalmente reagire con tre differenti nature:

- Rigidezza
- Smorzatore
- Inerzia

Nel sistema di riferimento sono presenti tutti e tre i vari comportamenti al variare della frequenza del disturbo; ciò è visibile in Fig.6.6:

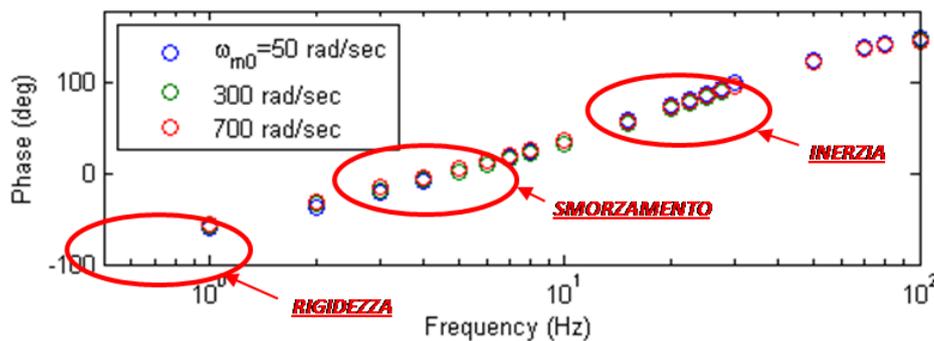


Fig.6.6 Comportamento del sistema al variare della frequenza di disturbo

## 6.2 Caratterizzazione della dinamica di estrazione/retrazione

In questo paragrafo verranno mostrati i risultati di un'analisi temporale del sistema completo svolta in condizioni operative sia in estrazione che in retrazione.

In particolare verrà presentato il caso di estrazione/retrazione a velocità costante e successivamente a velocità variabile.

Per queste analisi la coppia di carico verrà considerata equivalente a quella assegnata dalla specifica tecnica e sarà assunto che il sistema segua la seguente procedura temporale:

1. Sistema bloccato e disattivato;
2. Sgancio;
3. Fase in cui il motore agisce da freno e sostiene il peso del carrello;
4. Comando di estrazione/retrazione;
5. Regime;

In particolare è stato assunto che le fasi 1 e 3 durino un tempo indicativo di 0,5 sec.

Come valore del passo di simulazione è stato scelto 10<sup>-5</sup> e per quanto riguarda i valori numerici dei parametri in gioco si rimanda anche in questo caso all'appendice C.

### 6.2.1 Estrazione/retrazione carrello a velocità costante

Il primo passo è stato quello di definire un profilo di velocità che garantisca di rimanere nei tempi previsti da specifica.

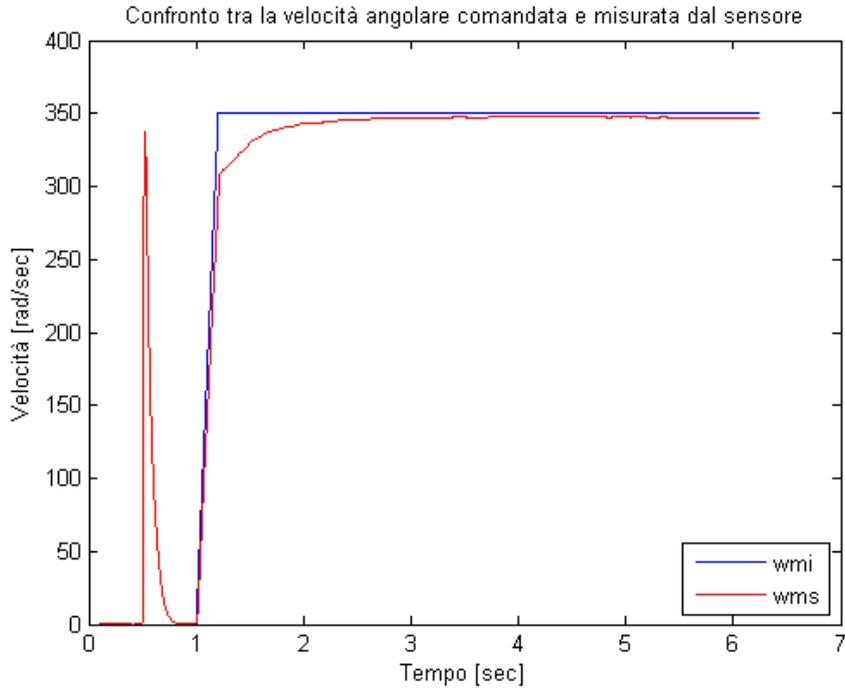


Fig.6.7 Profilo di velocità: estrazione a 350 rad/sec

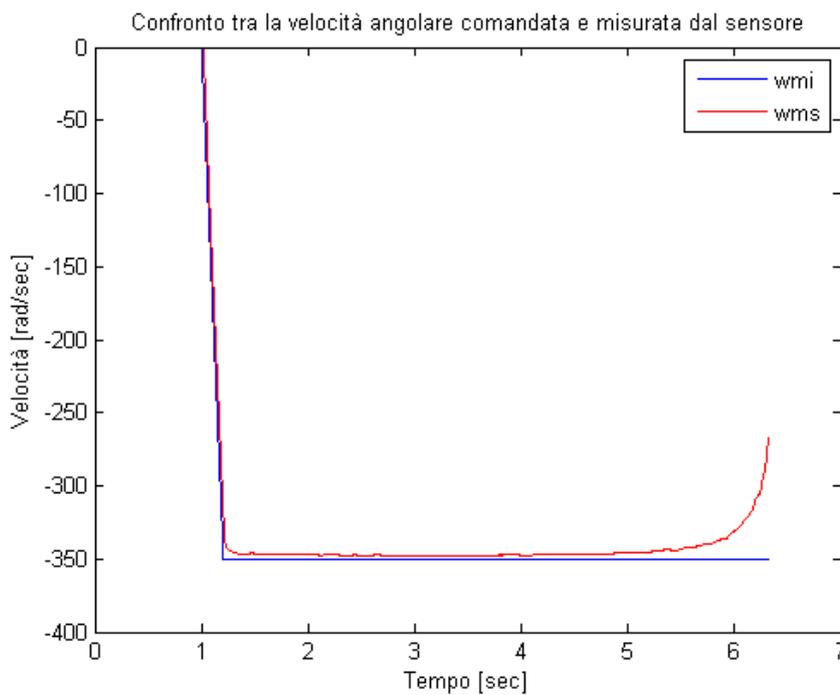


Fig.6.8 Profilo di velocità: retrazione a 350 rad/sec

Come è evidente nella fase di estrazione la forte coppia iniziale genera nel momento dello sgancio una forte accelerazione (picco iniziale rosso Fig.6.7) e uno spostamento del carrello ( Fig.6.11).

Nella fase di retrazione invece, essendo applicata inizialmente una coppia decisamente minore, non è visibile lo stesso comportamento.

Di seguito sono meglio riassunte le fasi sopra menzionate:

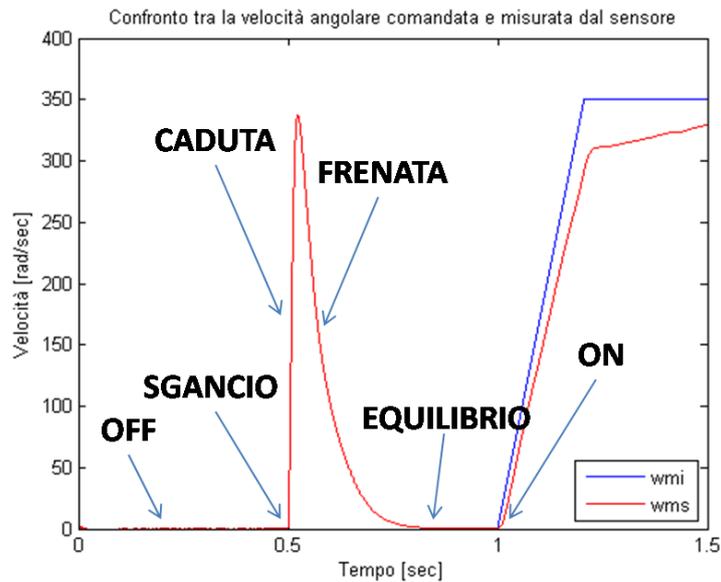


Fig.6.9 Picco di velocità in estrazione dovuto allo sgancio

Un'altra caratteristica importante da far notare è che l'intera missione avviene in un tempo prossimo ai 6 secondi fissati dalla specifica.

Ciò è visibile in maniera più diretta nella Fig.6.10 e 6.12 rappresentanti l'andamento della corsa nel tempo:

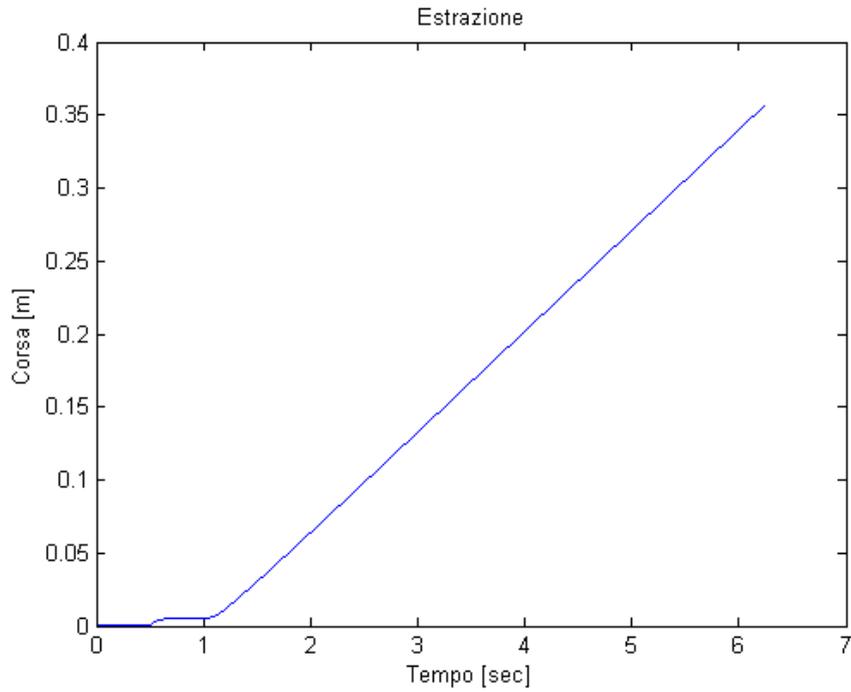


Fig.6.10 Corsa estrazione

Come già anticipato precedentemente dal grafico della corsa in estrazione si nota immediatamente l'iniziale spostamento provocato dall'accelerazione dovuta allo sgancio del carrello.

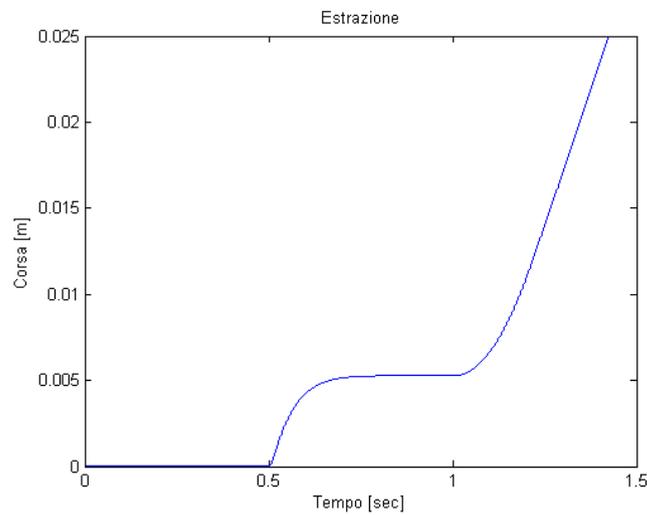


Fig.6.11 Spostamento allo sgancio

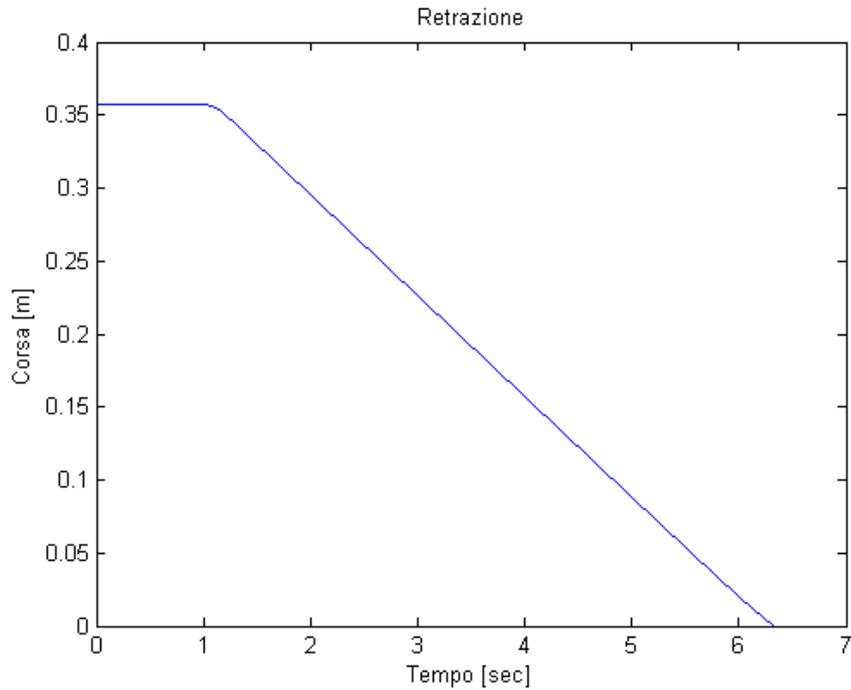


Fig.6.12 Corsa retrazione

Anche le correnti di fase del sistema in estrazione subiscono questa perturbazione iniziale. Infatti il motore per frenare la caduta del carrello si comporta come generatore dando vita a un picco di corrente. La corrente di una delle fasi è rappresentata nelle Fig.6.13 e 6.14:

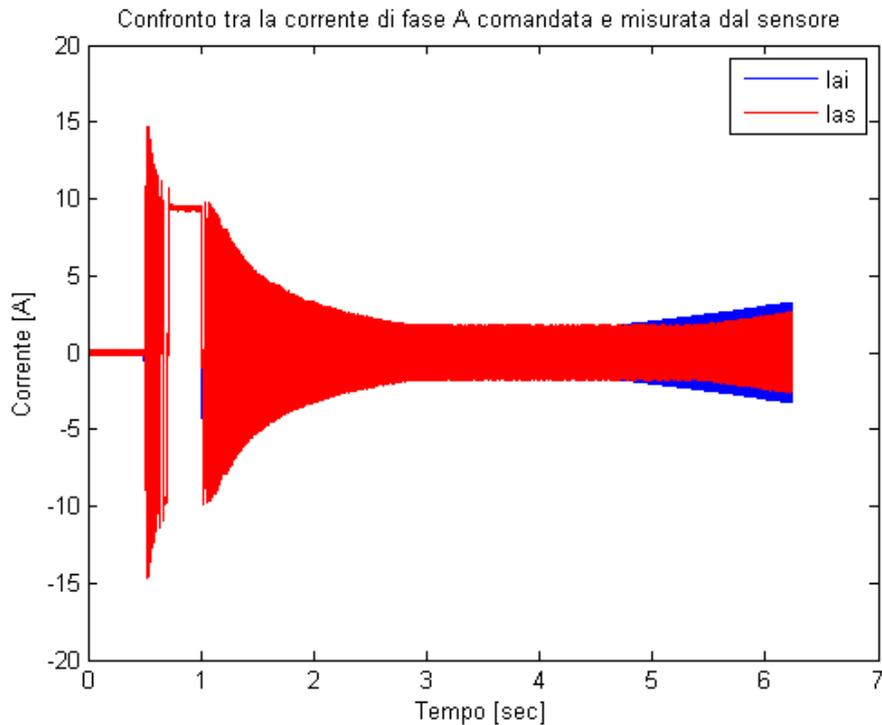


Fig.6.13 Corrente di fase estrazione

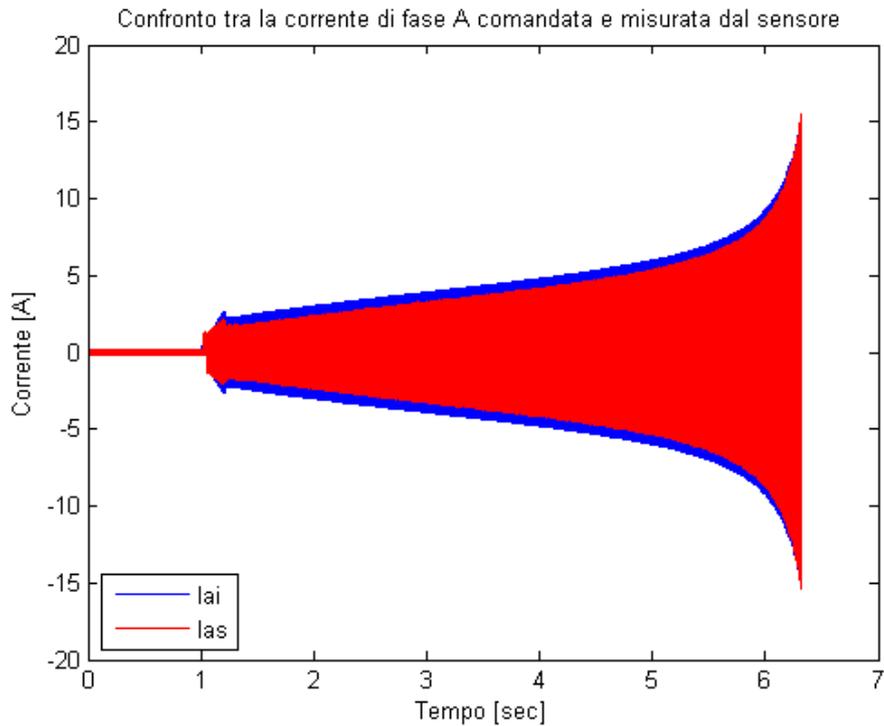


Fig.6.14 Corrente di fase retrazione

Come è evidente l'ampiezza della corrente di fase segue il profilo della coppia di carico.

Un ingrandimento di una porzione di grafico evidenzia in maniera più esaustiva la differenza tra la corrente comandata ad onda quadra e quella all'uscita dal sensore.

Se si considera uno stesso istante sia per l'estrazione sia per la retrazione si può notare come l'entità della coppia faccia cambiare la corrente richiesta in ampiezza, mentre la frequenza, che è identica per i due casi, sia dipendente esclusivamente dalla velocità di rotazione del motore (Fig.6.13 e 6.14).

Le oscillazioni ad alta frequenza e piccolissima ampiezza visibili negli ingrandimenti sono il risultato del rumore bianco introdotto dal sensore.

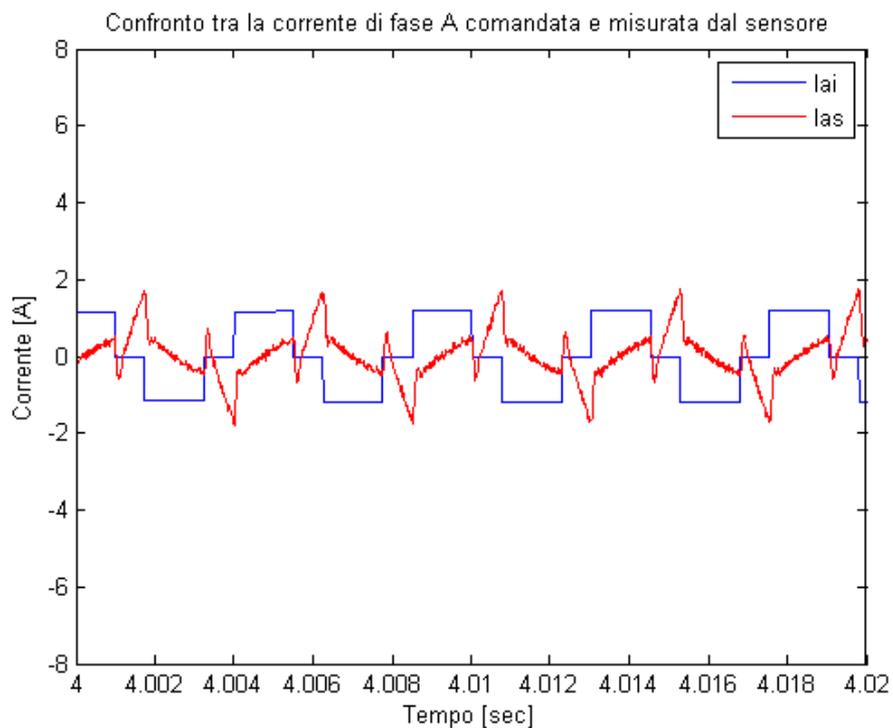


Fig.6.15 Particolare corrente di fase in estrazione

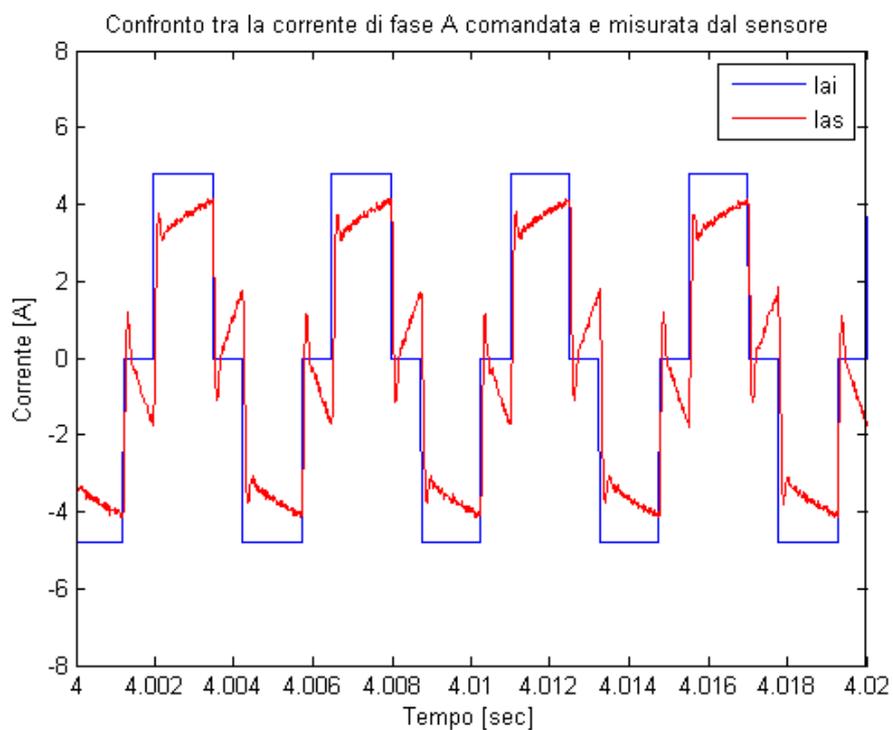


Fig.6.16 Particolare corrente di fase in retrazione

La coppia ottenuta dal sistema è rappresentata in figura:

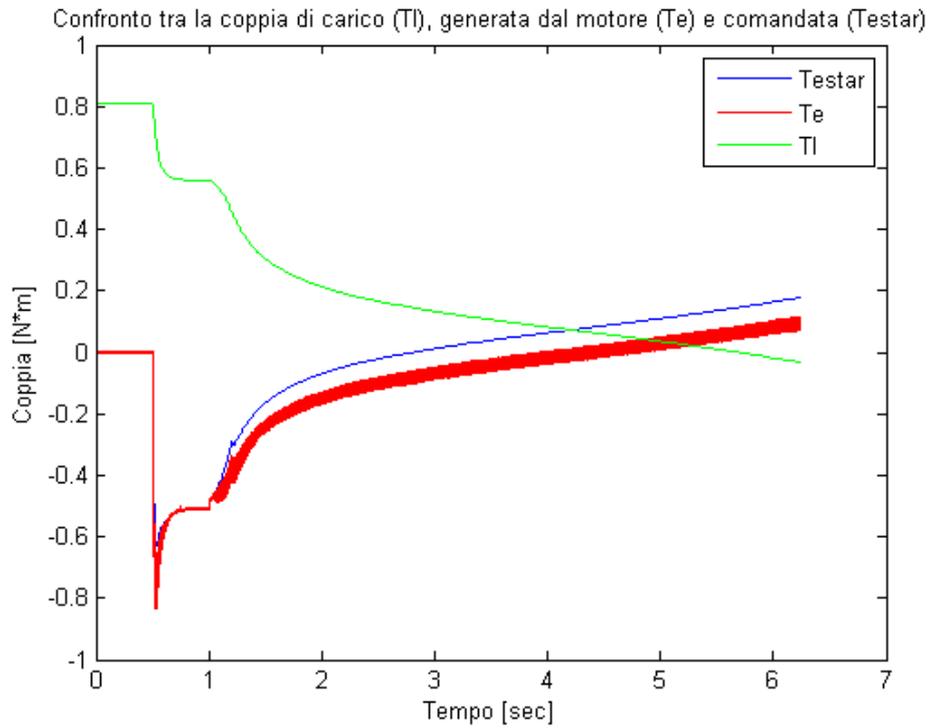


Fig.6.17 Andamento della coppia in estrazione

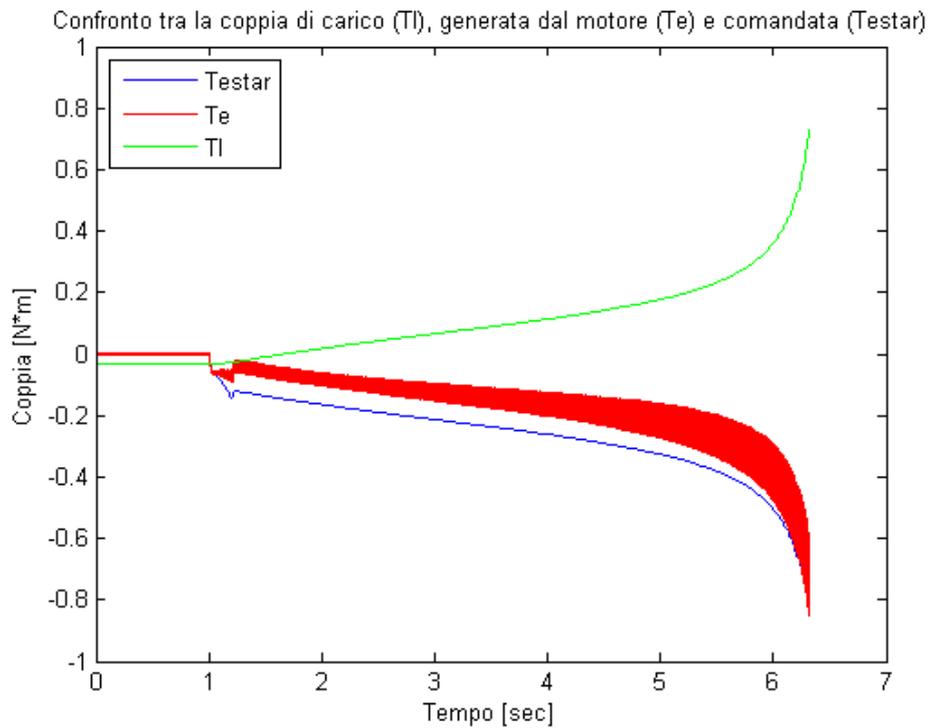


Fig.6.18 Andamento della coppia in retrazione

Di particolare interesse è l'andamento della coppia in estrazione che evidenzia ancora una volta il comportamento iniziale del sistema.

All'inizio l'intera coppia di carico in verde è sostenuta dal sistema di blocco che regge il carrello e infatti il motore genera una coppia elettrica nulla; nel momento dello sgancio il motore si trova a sostenere l'intero carico (picco in rosso) e dopo un transitorio il sistema ritorna in equilibrio dove le due coppie si eguagliano a velocità nulla.

La coppia comandata, in blu, risulta essere in modulo maggiore di quella generata poiché è stato trascurato nella linearizzazione della f.c.e.m. il contributo stazionario nell'equazione (23) rappresentato dalla quantità:

$$K_t \dot{\theta}_{m0} \sin \theta_{m0}$$

Importante è il fatto che questa grandezza dipende dalla velocità di rotazione del rotore e dalla sua posizione.

### 6.2.2 Estrazione/retrazione carrello a velocità variabile

Di seguito verranno presentati gli stessi risultati ottenuti considerando una velocità variabile, coincidente con il profilo di velocità già visto durante il dimensionamento del motore.

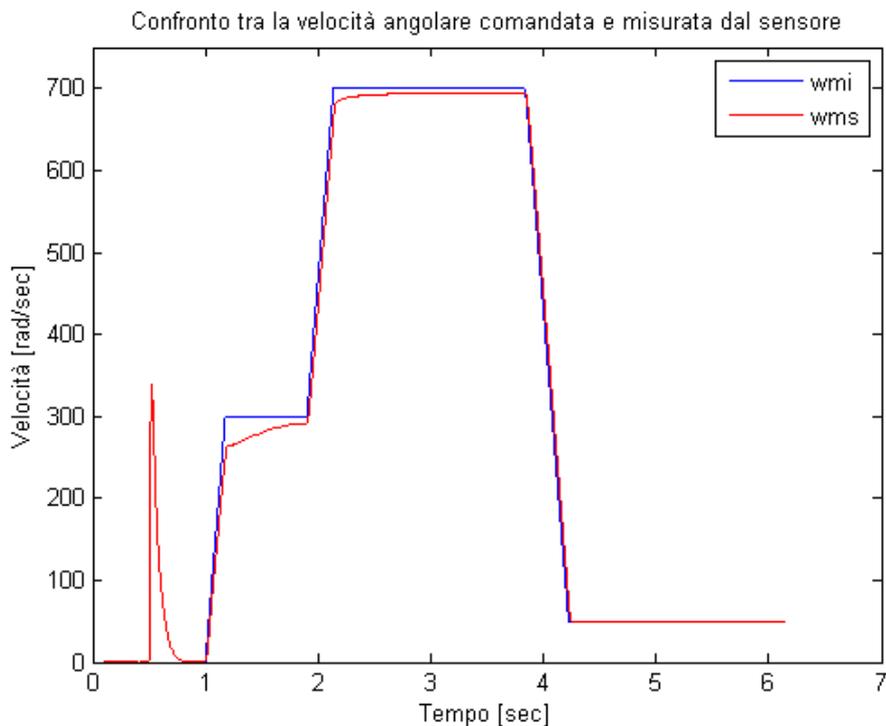


Fig.6.19 Profilo di velocità: estrazione a velocità variabile

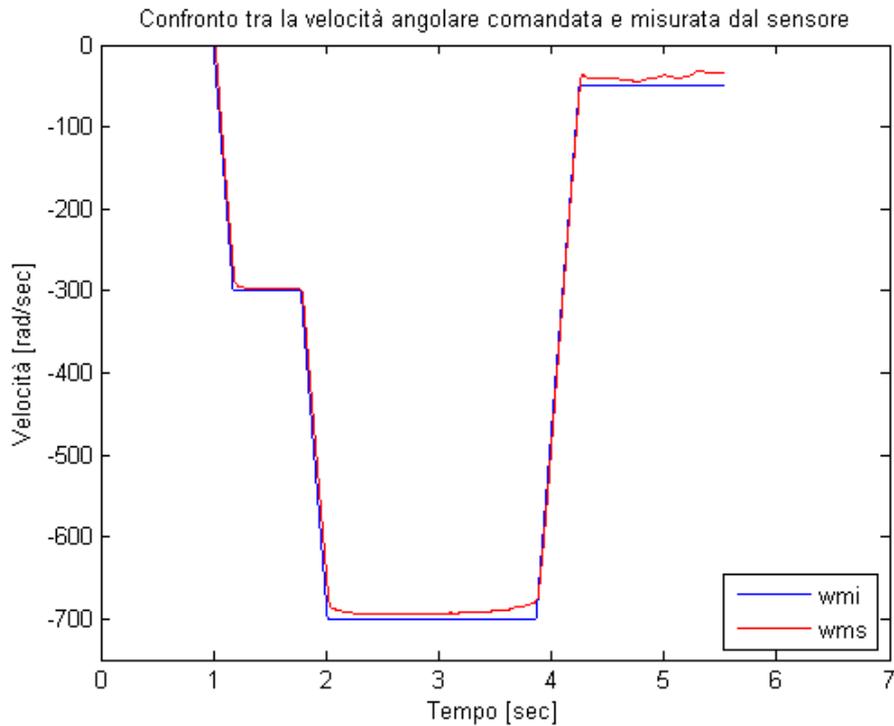


Fig. 6.20 Profilo di velocità: retrazione a velocità variabile

Come è evidente dalla Fig.6.19 è sempre presente il picco di velocità dovuto al rilascio del carrello da parte di un eventuale freno o blocco.

Anche in questo caso si possono fare le stesse identiche considerazioni fatte nel paragrafo precedente.

Dalla Fig.6.20 si nota che durante la retrazione il segnale in uscita dal sensore segue il segnale comandato in maniera ottimale tranne che nella parte finale dove le velocità sono basse e la coppia assume il valore massimo.

Se si riporta la posizione dell'attuatore al passare del tempo si ottiene:

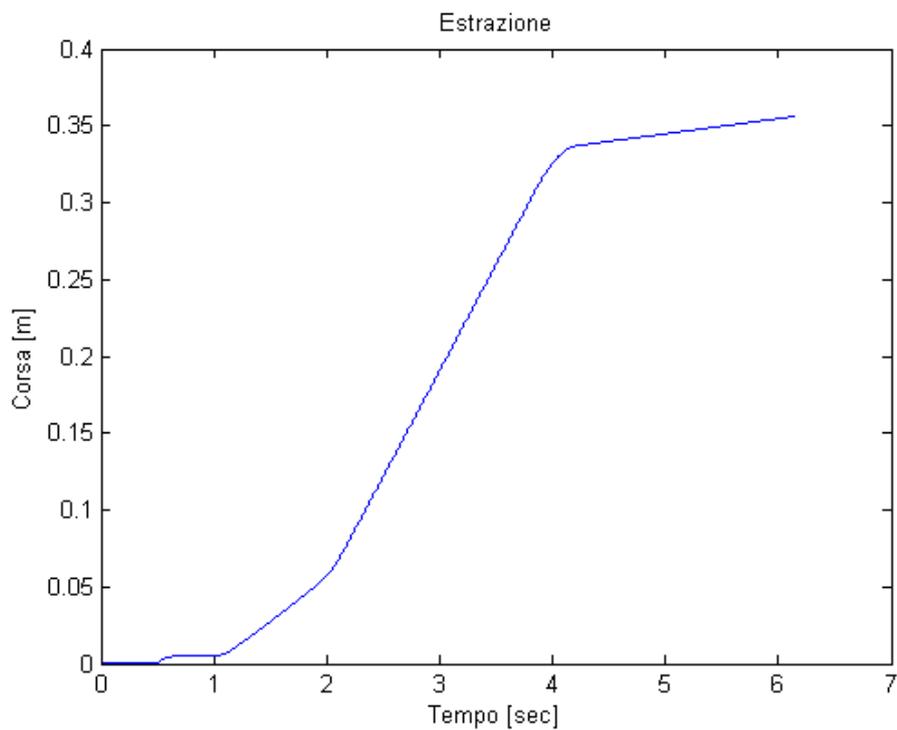


Fig. 6.21 Corsa estrazione

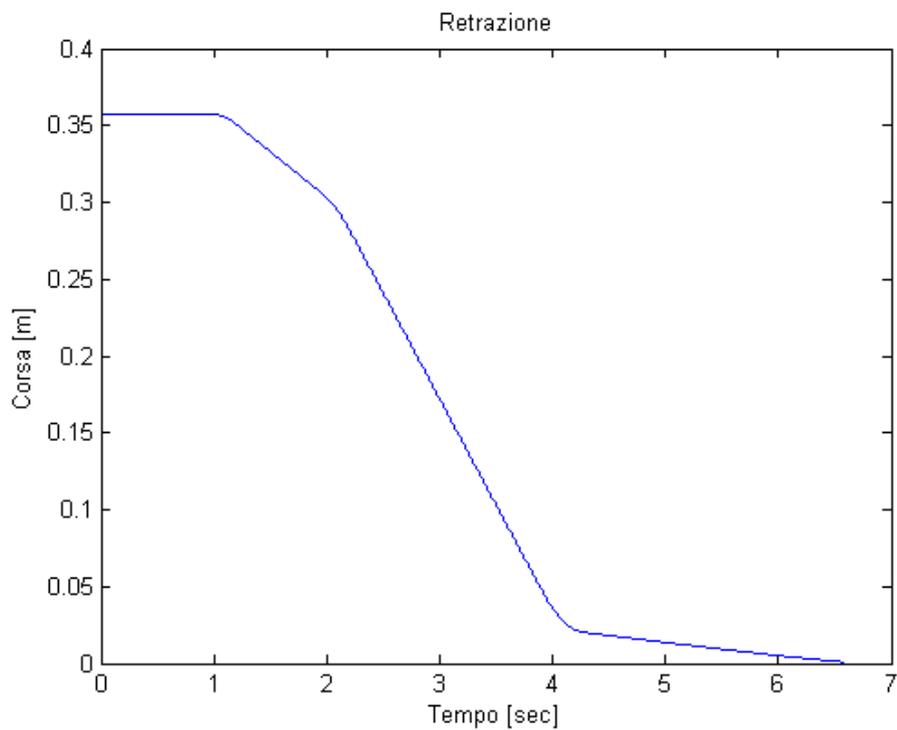


Fig. 6.22 Corsa retrazione

I cambi di pendenza rappresentano l'istante in cui varia la velocità e quindi anche la posizione degli switch previsti lungo la corsa dell'attuatore.

In questo test l'andamento della corrente di una generica fase è il seguente:

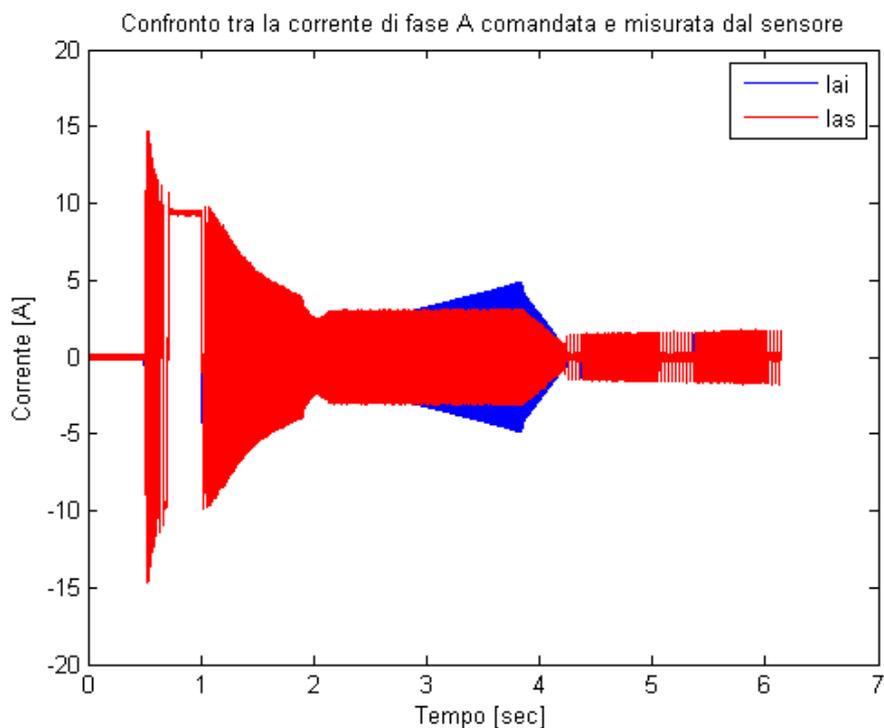


Fig. 6.23 Corrente di fase estrazione a velocità variabile

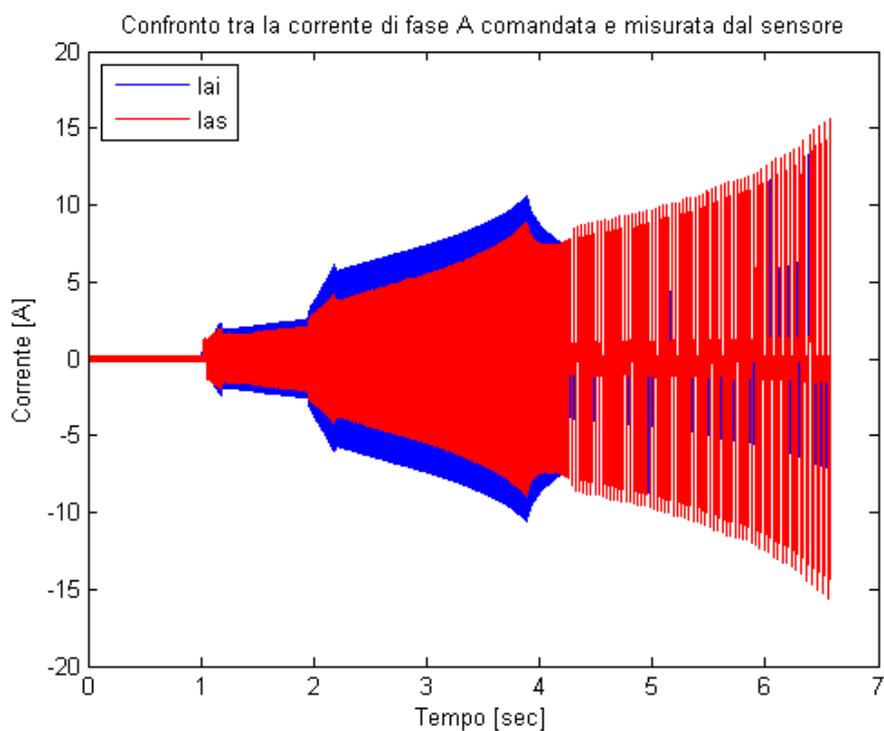


Fig. 6.24 Corrente di fase retrazione a velocità variabile

Di seguito sono riportati dei particolari della corrente alle varie velocità per uno stesso intervallo di tempo:

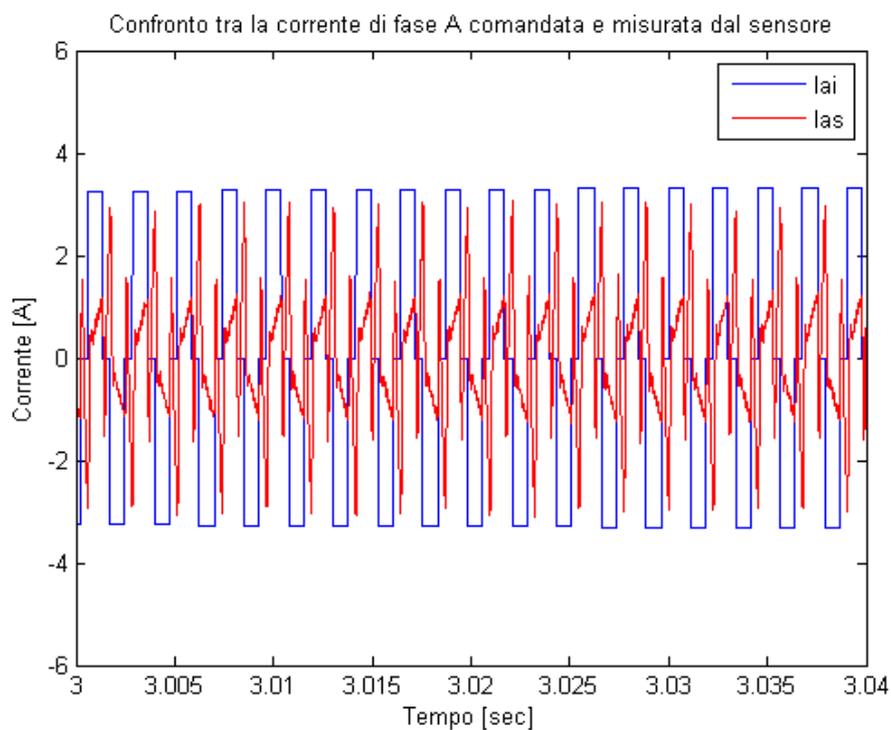


Fig.6.25 Particolare corrente di fase in estrazione a 700 rad/sec

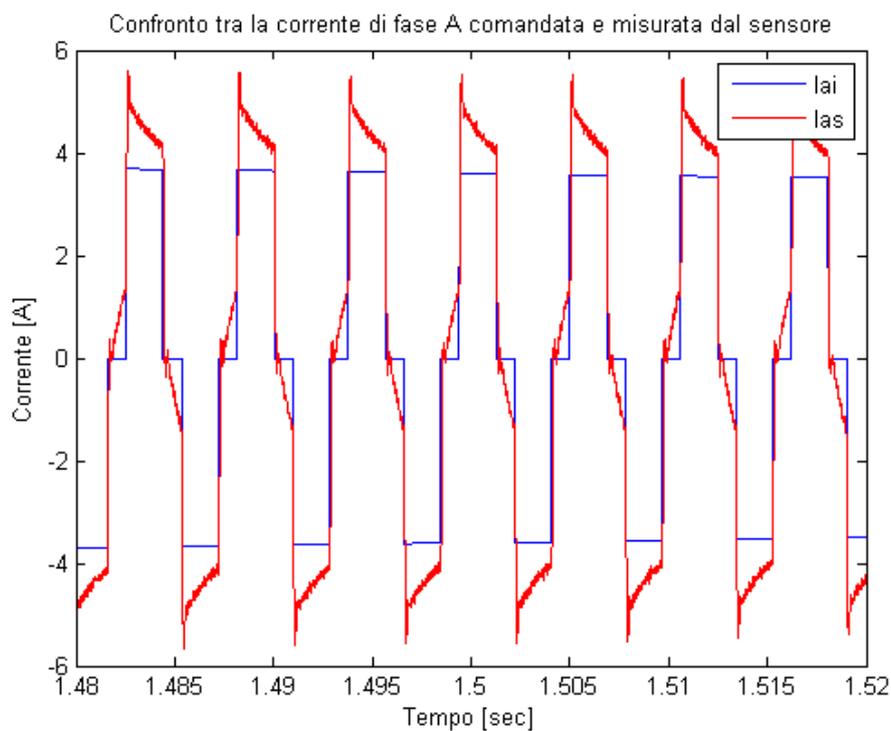


Fig.6.26 Particolare corrente di fase in estrazione a 300 rad/sec

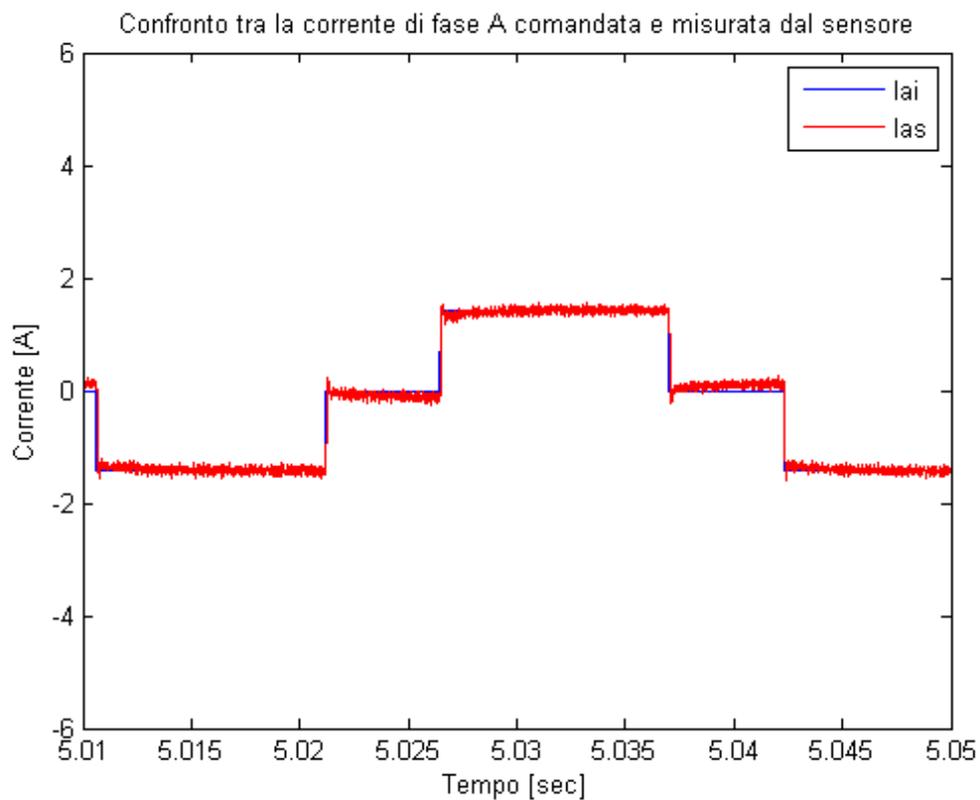


Fig.6.27 Particolare corrente di fase in estrazione a 50 rad/sec

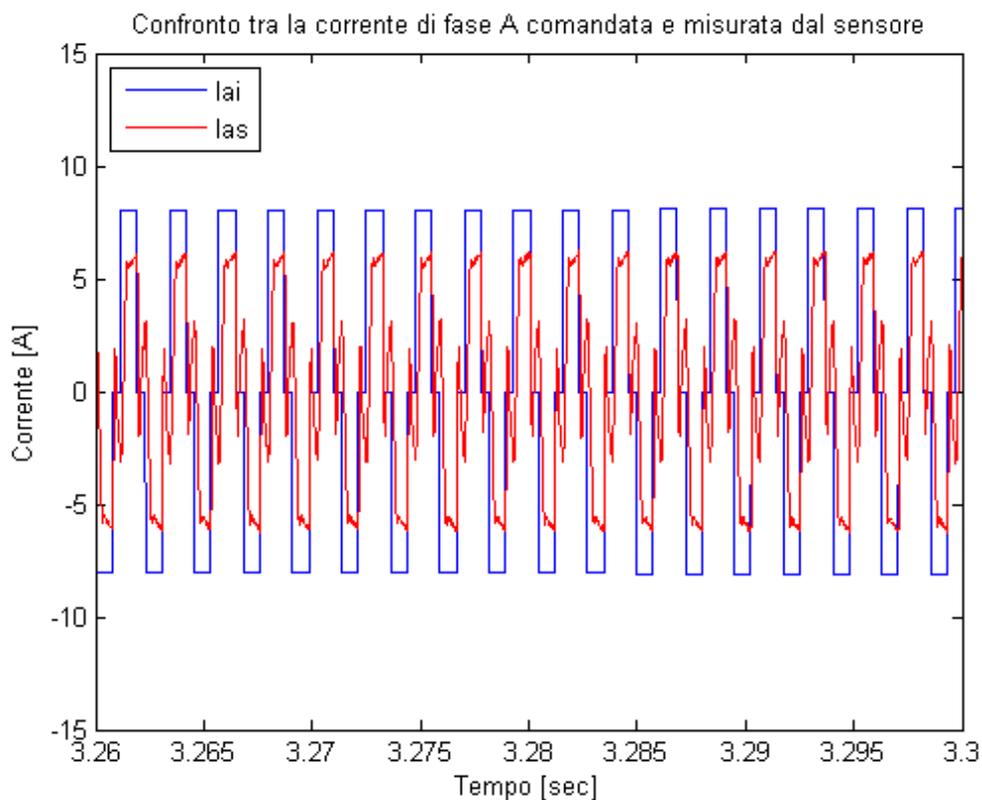


Fig.6.28 Particolare corrente di fase in retrazione a 700 rad/sec

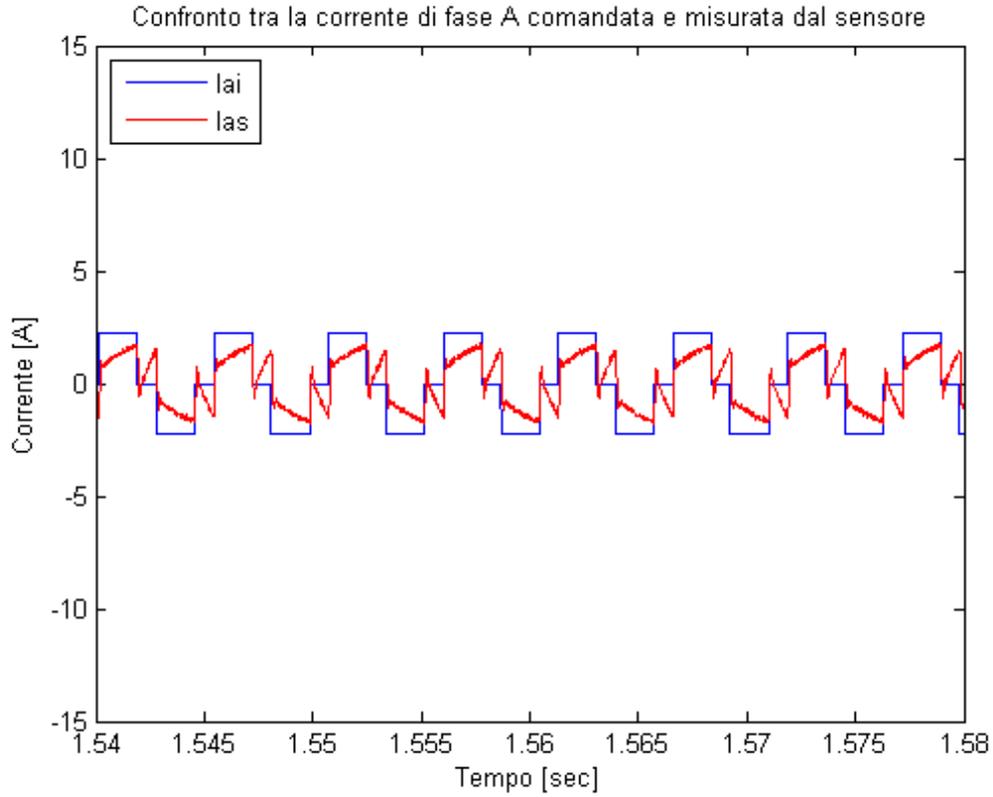


Fig. 6.29 Particolare corrente di fase in retrazione a 300 rad/sec

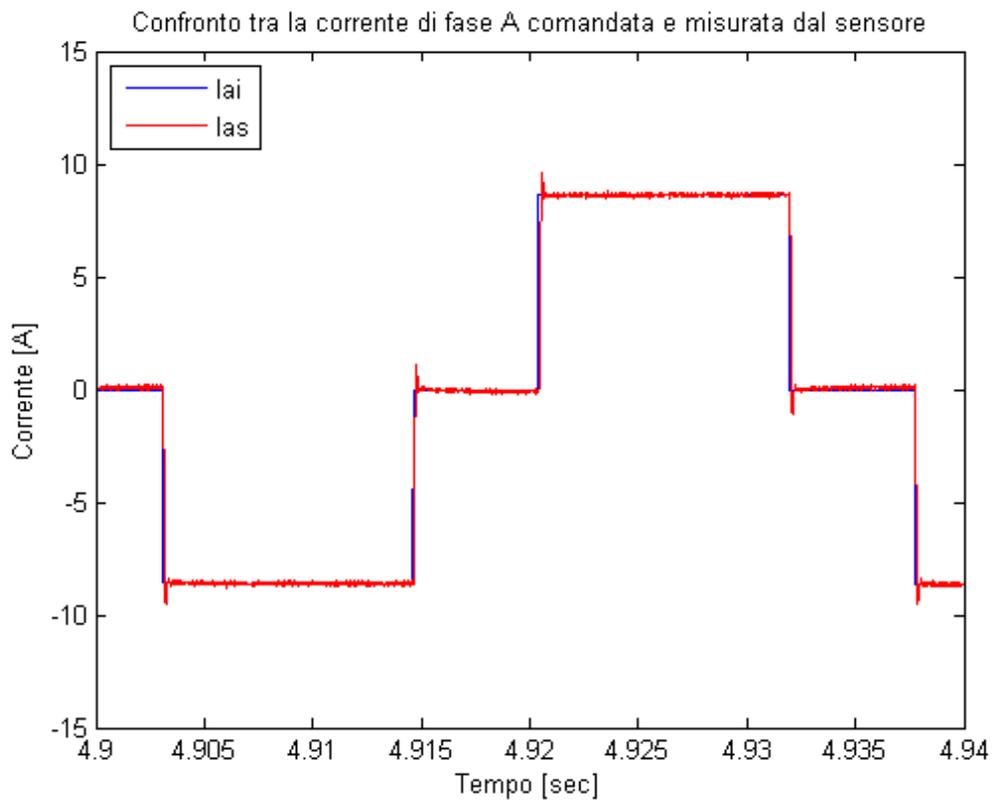


Fig.6.30 Particolare corrente di fase in retrazione a 50 rad/sec

Come si vede dalle figure precedenti all'aumentare della velocità di rotazione la frequenza di commutazione della corrente diventa più elevata e quindi il segnale in uscita dal sensore riesce a seguire peggio il segnale di comando.

Allo stesso tempo si nota che le ampiezze della corrente aumentano all'aumentare della coppia di carico e quindi, mentre in estrazione la corrente massima si ha a 300 rad/sec, in retrazione il picco lo abbiamo a 50 rad/sec. L'andamento della coppia elettrica ottenuto è il seguente:

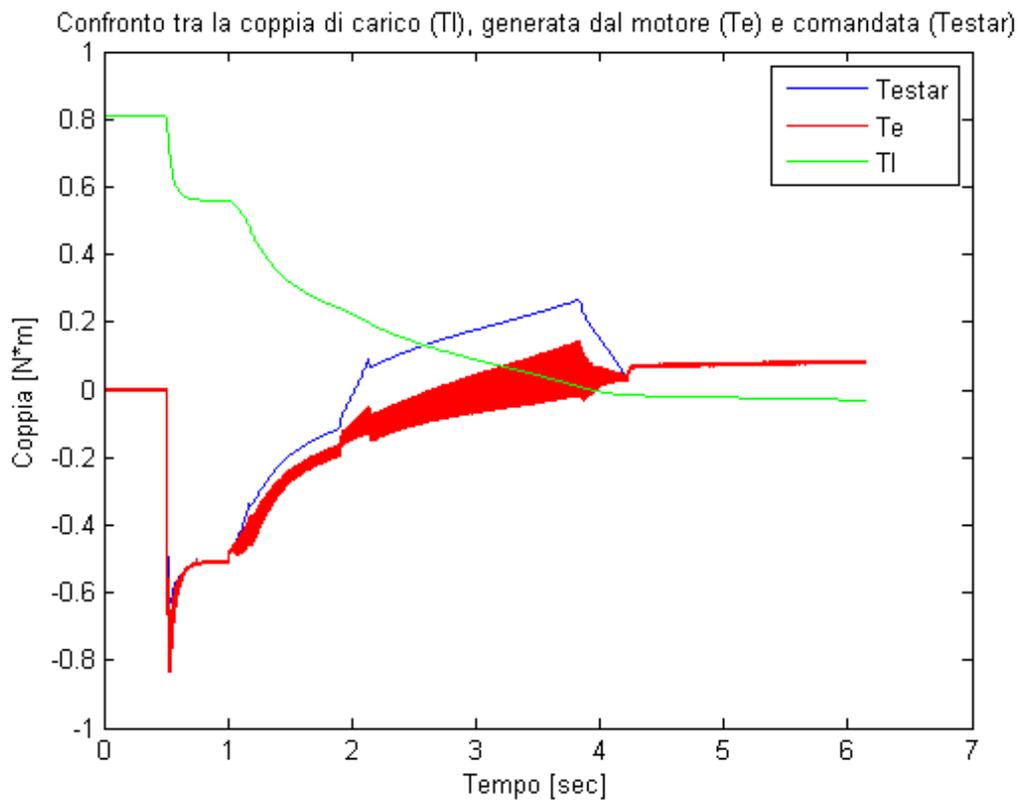


Fig.6.31 Andamento della coppia in estrazione a velocità variabile

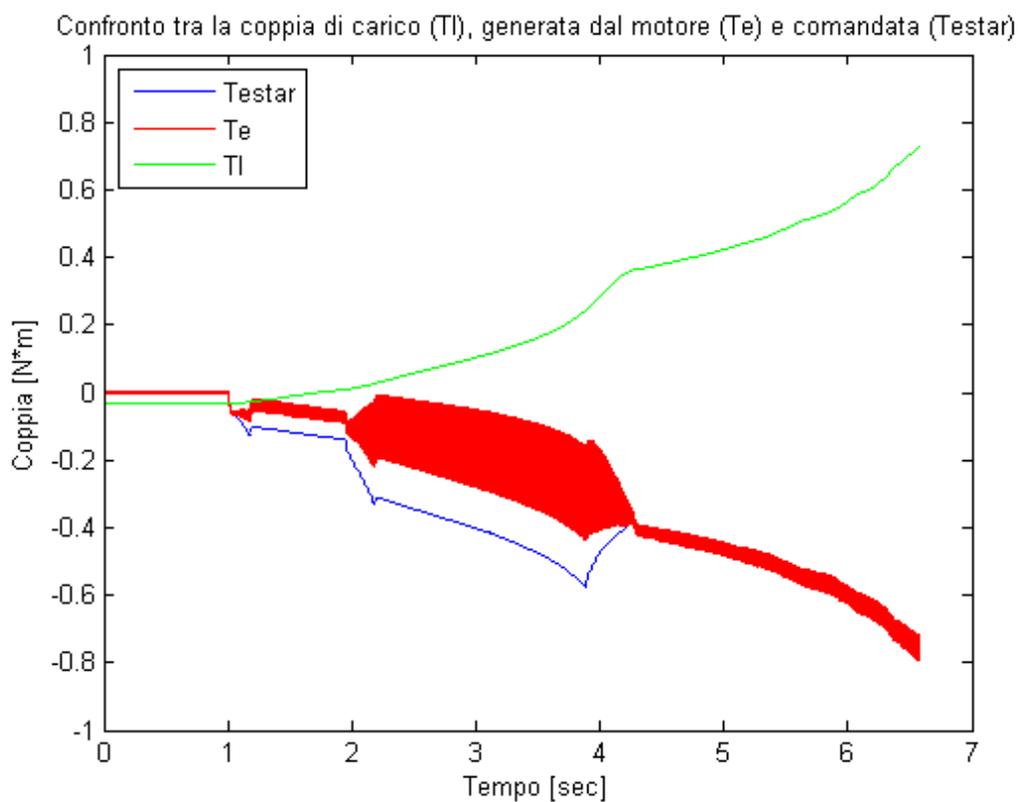


Fig.6.32 Andamento della coppia in retrazione a velocità variabile

Di seguito sono riportati gli ingrandimenti dei grafici precedenti alle varie velocità in modo tale da visualizzare l'entità delle oscillazioni che affliggono i segnali di coppia.

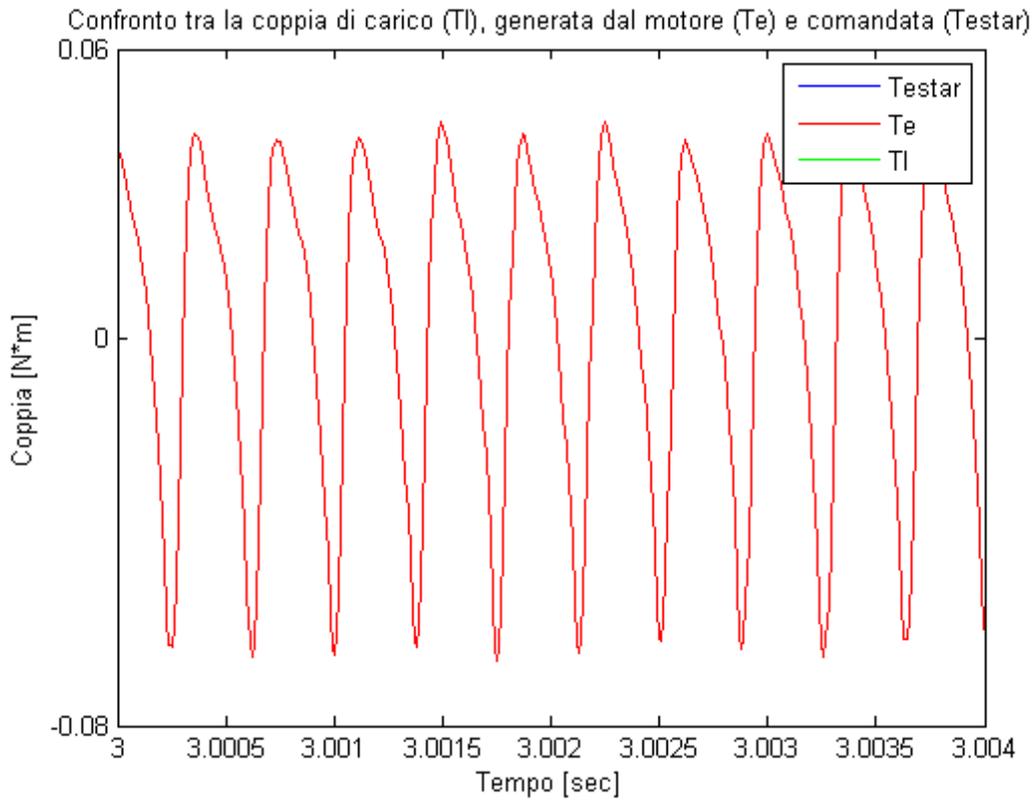


Fig.6.33 Oscillazione di coppia in estrazione a 700 rad/sec

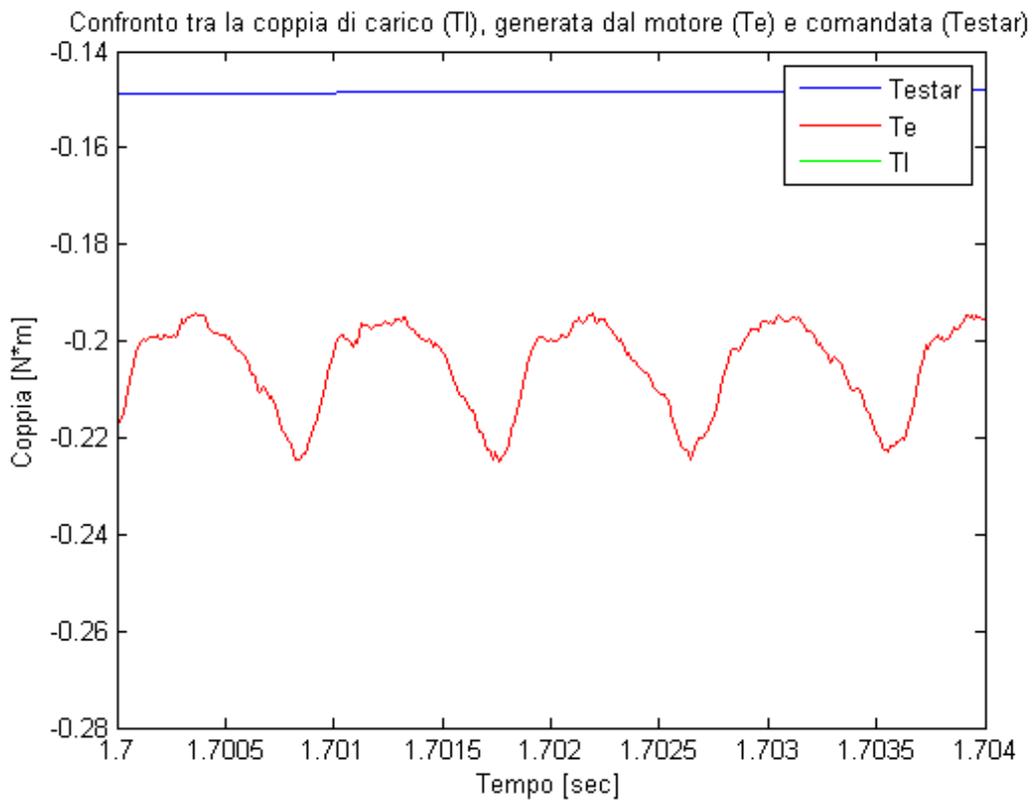


Fig.6.34 Oscillazione di coppia in estrazione a 300 rad/sec

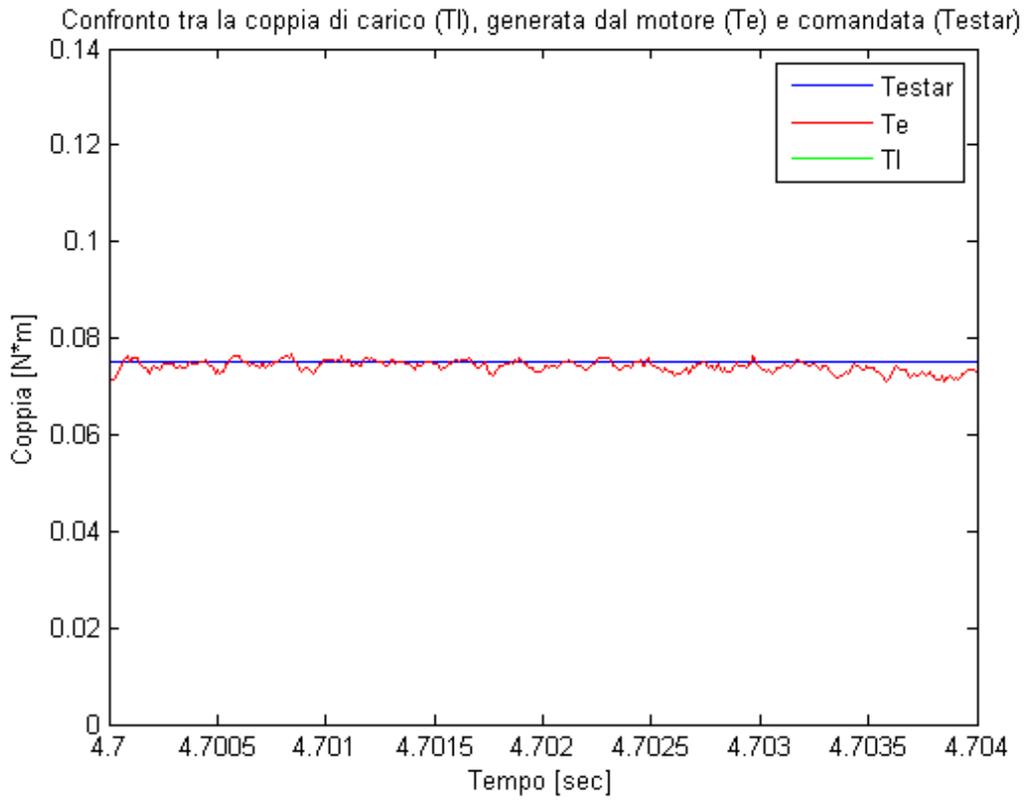


Fig.6.35 Oscillazione di coppia in estrazione a 50 rad/sec

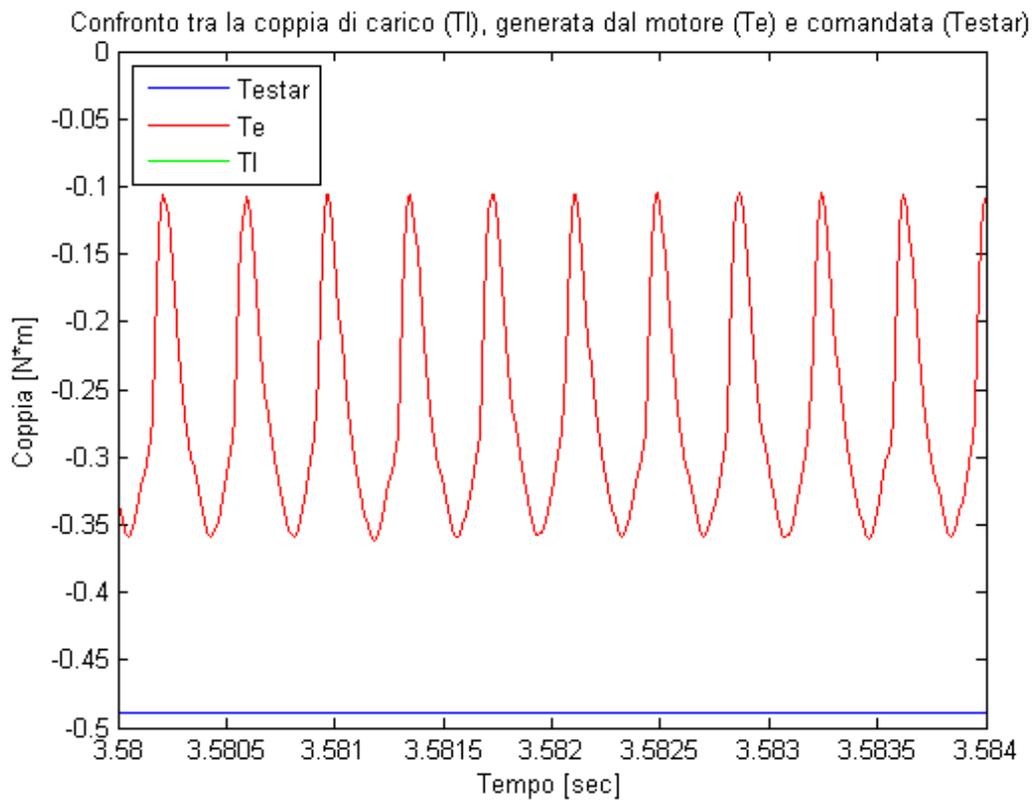


Fig.6.36 Oscillazione di coppia in retrazione a 700 rad/sec

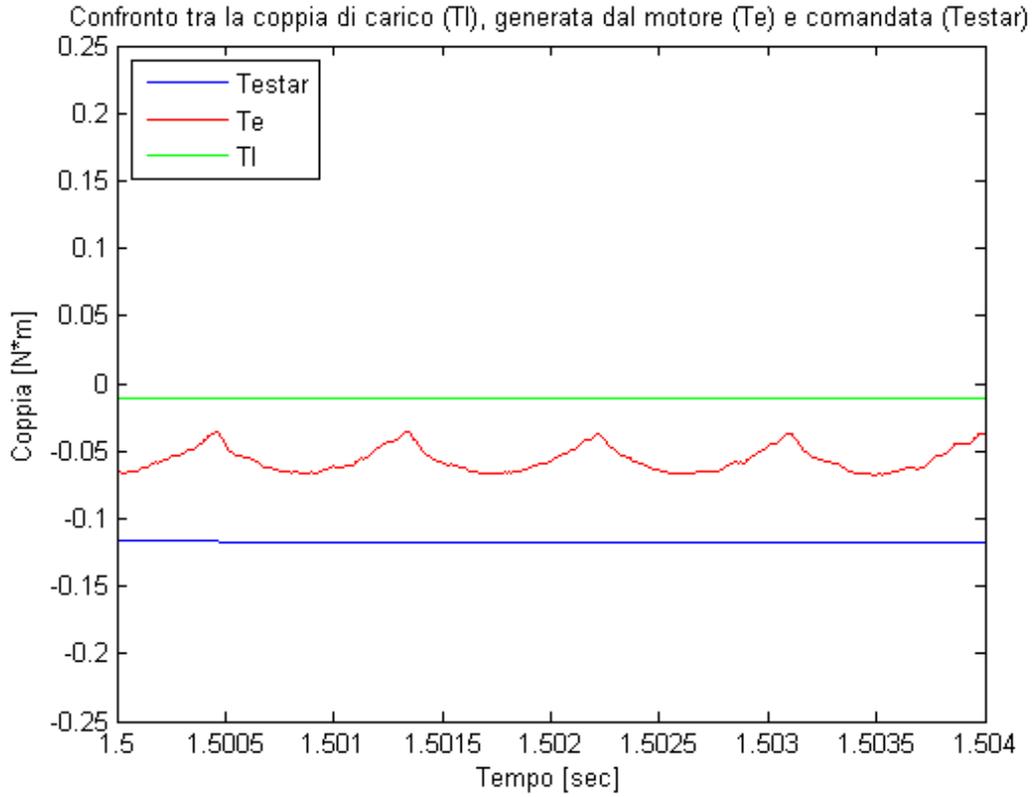


Fig. 6.37 Oscillazione di coppia in retrazione a 300 rad/sec

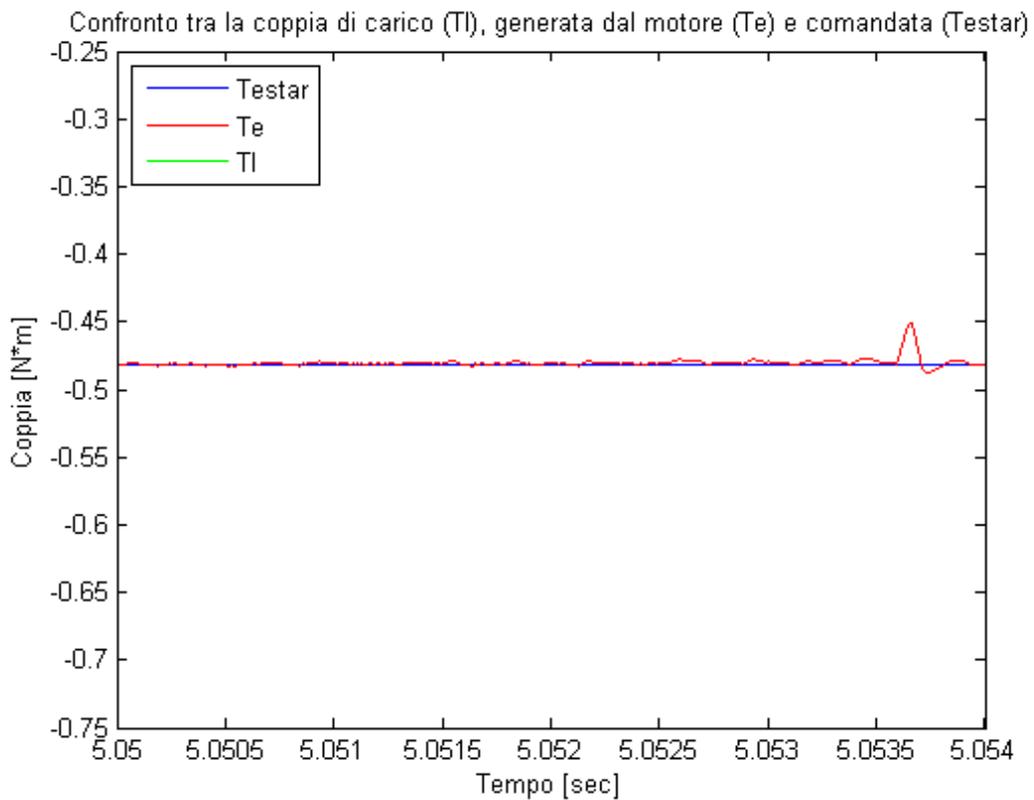


Fig.6.38 Oscillazione di coppia in retrazione a 50 rad/sec

Come è evidenziato dalle precedenti figure, il ripple di coppia si attenua al diminuire della velocità. Un'indicazione importante arriva dai grafici della potenza elettrica media:

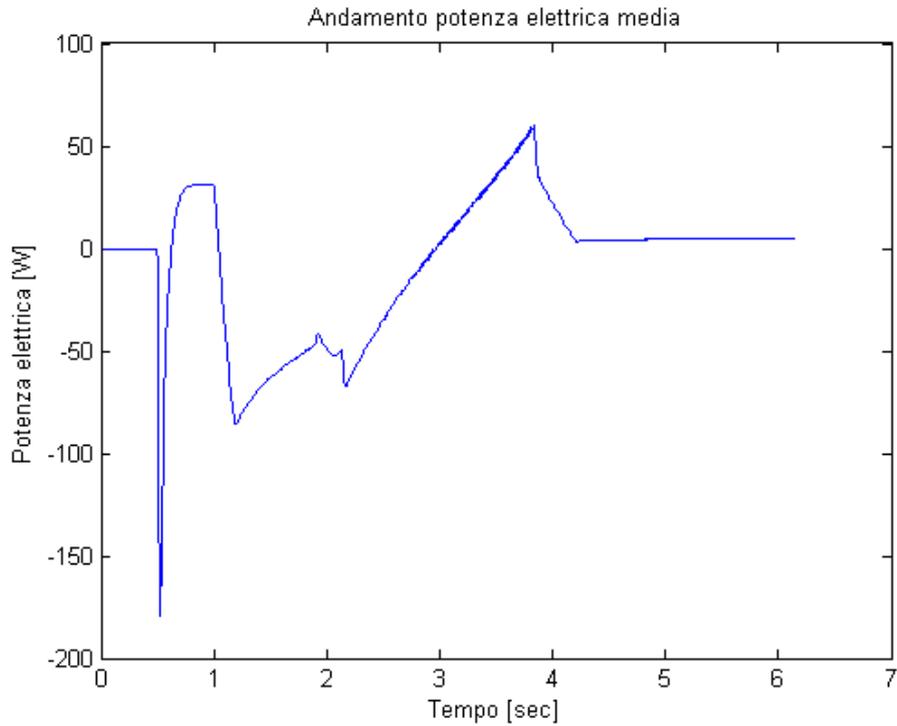


Fig.6.39 Andamento potenza elettrica in estrazione

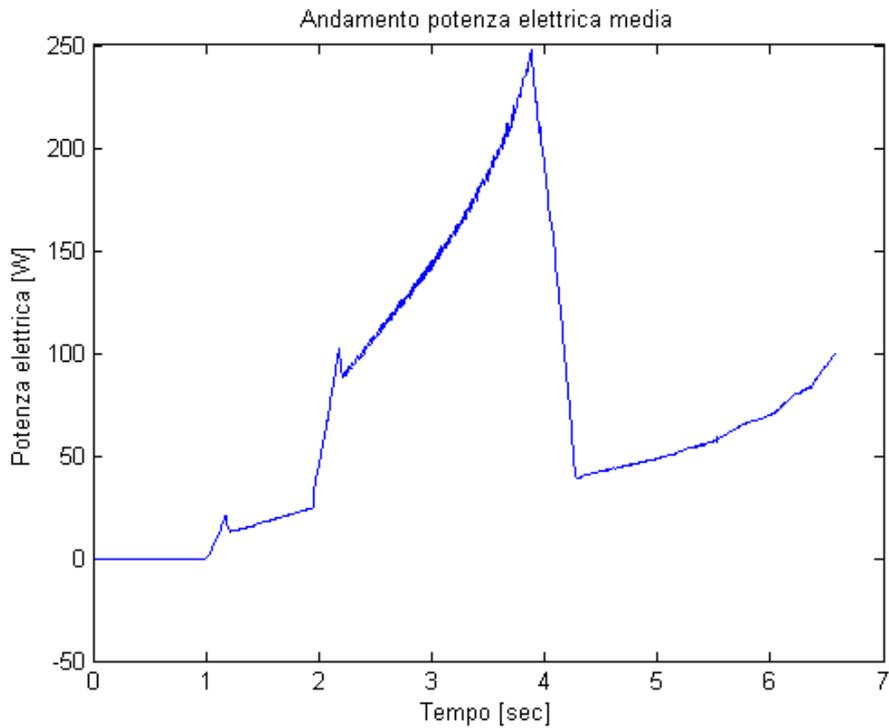


Fig.6.40 Andamento potenza elettrica in retrazione

Come si può notare nella zona iniziale della fase di estrazione, dopo il picco dello sgancio, la potenza elettrica assume un valore negativo.

Questo è dovuto al fatto che il motore in quel intervallo di tempo si sta comportando da freno generando corrente; questo comportamento rappresenta la possibilità concreta dell'utilizzo di un dispositivo per il recupero di energia.

## 7 Conclusioni e sviluppi futuri

La configurazione EMA sviluppata in questo lavoro destinata all'estrazione di un carrello per elicotteri è risultata essere composta da un motore DC Brushless trapezoidale, da un riduttore gearhead ( $n=4$ ), da una vite a rulli satelliti (Planetary roller screw) e da una parte elettronica destinata al controllo del corretto funzionamento.

E' stata analizzata la parte affidabilistica con la costruzione dei relativi FTA ed è stata evidenziata la criticità dovuta ai componenti elettrici che costituiscono il sistema e che fissano la sua probabilità di guasto a  $10^{-4}$ .

Inoltre è stata analizzata l'affidabilità con l'introduzione di un dispositivo di sgancio posizionato tra il riduttore e la vite che ha portato al ridimensionamento della pericolosità della parte elettrica, ma contemporaneamente ha spostato l'attenzione sulla necessità di avere dei dispositivi di trasmissione lineare con una probabilità di guasto più bassa.

Con l'introduzione di un dispositivo per la gestione del free-fall si riesce a raggiungere una probabilità di guasto di  $10^{-6}$  comunque superiore al requisito imposto dalla specifica di  $10^{-7}$ .

E' stata portata a termine un'analisi sui pesi dei vari componenti e sui loro ingombri per verificare l'adeguatezza del sistema a un utilizzo aeronautico.

Nonostante ciò la soluzione finale è al limite del peso di 5 Kg imposto dalla specifica fissata e quindi si rimanda al futuro un'analisi più accurata al fine di selezionare una vite più leggera o di prevedere per il sistema delle masse maggiori.

Da queste analisi, supportate da un intenso lavoro di ricerca bibliografica, è stato scelto il motore BN23-23 della Moog.

E' stato deciso di pilotare tale dispositivo con una procedura trapezoidale, affetta da problemi di ripple, ma che comunque si è rivelata più adatta alla gestione di un comando secondario.

Per un potenziale lavoro futuro, sarà necessario valutare in maniera più accurata la possibilità di poter introdurre un dispositivo per la caduta libera sotto il solo peso del carrello.

Inoltre anche la procedura di pilotaggio dell'elettronica di potenza necessiterà di una maggiore attenzione per la scelta di una delle tipologie esistenti e la sua integrazione nel modello Matlab-Simulink.

## Bibliografia

- [1] Dassault Falcon, *Focus N°3 The electric aircraft*, Luglio 2011.
- [2] Valerio La Placa, *Definizione di architettura, progettazione e analisi della rigidità strutturale di un attuatore elettromeccanico fault-tolerant per comandi di volo*, Tesi di laurea in Ingegneria Aerospaziale, Università di Pisa, 2008, capitolo 1.
- [3] Paul C. Krause, Oleg Wasynczuk, Scott D. Sudhoff, *Analysis of electric machinery and drive systems*, IEEE PRESS, John Wiley & sons, inc. Publication, 2002.
- [4] REO inductive components ag, *Recupero di energia*.
- [5] L. Taponecco, *Appunti di mecatronica*, capitolo 7.
- [6] Qiang Wu, Guangwei Meng, Hao Xiong, Huaishu Li, Libing Zhou, *A Novel Starting Control for Sensorless Three-Phase Permanent-Magnet Brushless DC Motor*, International Conference on Electric Information and Control Engineering (ICEICE), 2011.
- [7] Juan W. Dixon, Micah E. Ortúzar, *Ultracapacitors + DC-DC converters in regenerative braking system*, Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, Aug 2002.
- [8] Micah Ortúzar, Jorge Moreno, Juan Dixon, *Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation*, Transactions on Industrial Electronics, IEEE, Aug. 2007, pag. 2147-2156.
- [9] Yee-Pien Yang, Jieng-Jang Liu, Tsan-Jen Wang, Kun-Chang Kuo, Pu-En Hsu, *An Electric Gearshift With Ultracapacitors for the Power Train of an Electric Vehicle With a Directly Driven Wheel Motor*, Transactions on Vehicular Technology, IEEE, Sept. 2007, pag. 2421-2431.
- [10] Ming-Ji Yang, Hong-Lin Jhou, Bin-Yen Ma, Kuo-Kai Shyu, *A Cost-Effective Method of Electric Brake With Energy Regeneration for Electric Vehicles*, Transactions on Industrial Electronics, IEEE, June 2009, pag. 2203-2212.
- [11] E. Balaban, P. Bansal, P. Stoelting, A. Saxena, K. F. Goebel, S. Curran, *A diagnostic approach for electro-mechanical actuators in aerospace systems*, Aerospace conference, IEEE, March 2009, pag.1-13.

- [12] MOOG components group, *Motion Technology Catalog (Brushless & Brush Motors – Drive Electronics – Gearheads & Encoders – Resolvers – Synchros)*.
- [13] SKF, *Ball Screw Catalog*.
- [14] SKF, *Roller Screw Catalog*.
- [15] John W. Bennett, Glynn J. Atkinson, Barrie C. Mecrow, David J. Atkinson, *Fault-Tolerant Design Considerations and Control Strategies for Aerospace Drives*, Transactions on Industrial Electronics, IEEE, May 2012, pag. 2049-2058.
- [16] R. Krishnan, *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*, Prentice Hall, 2001.
- [17] Fitzgerald A. E., Kingsley C., Kusko A., *Macchine elettriche*, Editore Franco Angeli, 2009.
- [18] Aten M., Whitley C., Towers G., Wheeler P., Clare J., Bradley K., *Dynamic performance of a matrix converter driven electromechanical actuator for an aircraft rudder*, Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 2004.(PEMD2004). (Conf. Publ. No. 498).
- [19] Daniele Basciotti, Immacolata Moretti, *Modellazione orientata agli oggetti per la simulazione della dinamica di attuatori elettromeccanici per comandi di volo All-Electric*, Tesi di laurea in Ingegneria Aerospaziale, Università di Pisa, 2008, capitolo 1.
- [20] Balaban E., Bansal P., Stoelting P., Saxena A., Goebel K.F., Curran S., *A Diagnostic Approach for Electro-Mechanical Actuators in Aerospace Systems*, Aerospace conference, IEEE, March 2009.

#### Siti internet consultati

- [W1] <http://www.skf.com>
- [W2] <http://www.moog.com>
- [W3] <http://www.ieeexplore.ieee.org>
- [W4] <http://www.sciencedirect.com>
- [W5] <http://www.directindustry.it>

- [W6] <http://www.tsb.gc.ca>
- [W7] <http://www.atlasaviation.com/as-350-hydraulic-system/part-1/AS350-hydraulic-system-part-1-page-2.htm>
- [W8] <http://aircraftmodernrtechnology.blogspot.it/2011/08/hydraulic-system-and-landing-gear.html>
- [W9] <http://www.konkuk.ac.kr>
- [W10] <http://www.cst.com/Content/Applications/Article/Electromagnetic+Simulation+of+a+Switched+Reluctance+Motor>

## Appendice A: Tipologie di controllo PWM

### Six step modulation

La strategia più semplice per ottenere il sistema di voltaggio trifase nello statore è illustrata nella seguente figura.

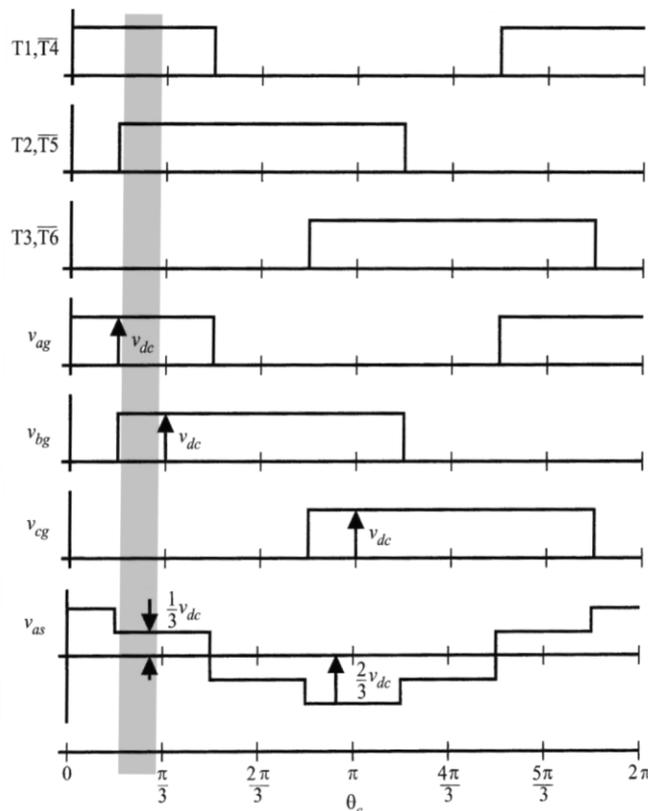


Fig.A.1 Strategia di pilotaggio "Six step"

Nella Fig.A.1 i voltaggi con pedice  $g$  sono differenze di potenziale rispetto al valore 0 o di terra. Nelle prime tre righe sono riportati i segnali logici (di valore 1 oppure 0)  $T_{1,2,3}$  e i loro segnali complementari  $\bar{T}_{4,5,6}$ , ovvero segnali che danno somma unitaria con i primi.

Per comprendere come i voltaggi applicati alle fasi siano legati agli intervalli di attivazione degli elementi a conduzione comandata si osservi la figura sottostante che fa riferimento al tratto ombreggiato in Fig.A.1.

Si nota come l'attivazione di  $T_1$ ,  $T_2$  abbia creato i valori di  $V_{ag}$ ,  $V_{bg}$ ,  $V_{cg}$  desiderati. I corrispondenti valori di tensione riferiti al punto di connessione a stella si comportano come la quantità  $V_{as}$  visibile in Fig.A.1.

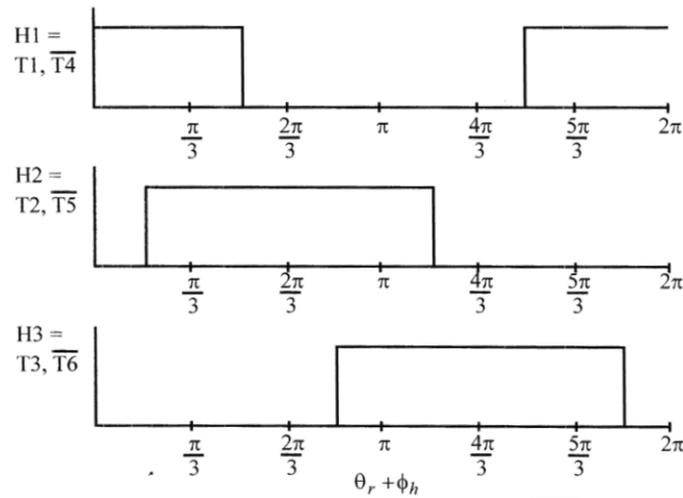


Fig.A.2 Sequenza di OFF-ON degli switch

Risulta evidente dalla figura come sia necessario conoscere la posizione angolare elettrica del rotore per poter creare gli opportuni segnali di pilotaggio (*Gate Signals*) destinati agli interruttori. In particolare, per questa semplice strategia, non sarà necessario conoscere in ogni istante la posizione elettrica del rotore ma solo nel momento della commutazione.

I segnali  $T_{1,2,\dots}$  si possono ricavare a partire dalle uscite di tre sensori ad effetto Hall che forniscono delle uscite collegate alla posizione del rotore a meno di un piccolo ritardo di fase  $\Phi_h$ .

Queste uscite sono degli impulsi di tensione che sono generati quando le espansioni polari del rotore attraversano ciascuno dei tre settori angolari individuati dai sensori.

Questa strategia di alimentazione risulta di semplice realizzazione, ma genera dei profili di tensione che si presentano molto differenti rispetto ai riferimenti desiderati e ciò si riflette sulla coppia generando delle notevoli fluttuazioni.

Un ulteriore svantaggio che si riscontra è l'impossibilità di variare l'ampiezza delle onde di tensione in uscita senza modificare il voltaggio  $V_{dc}$  in ingresso all'inverter.

La frequenza delle suddette onde nelle diverse condizioni operative del motore non rappresenta invece un problema poichè essa si adegua automaticamente grazie alle informazioni provenienti dai sensori ad effetto Hall.

Un aspetto positivo di questa strategia è il fatto che in uscita si può ottenere un valore di tensione molto elevato  $V_{as_{max}} = \frac{2}{3} V_{dc}$  che è indice di un buon sfruttamento della tensione di batteria.

## Pulse width modulation

Un metodo più raffinato di alimentazione nel quale sia possibile sia variare la frequenza che l'ampiezza dei segnali in uscita è rappresentato dalla modulazione dell'ampiezza degli impulsi.

Lo schema di funzionamento di questa strategia è mostrato in figura

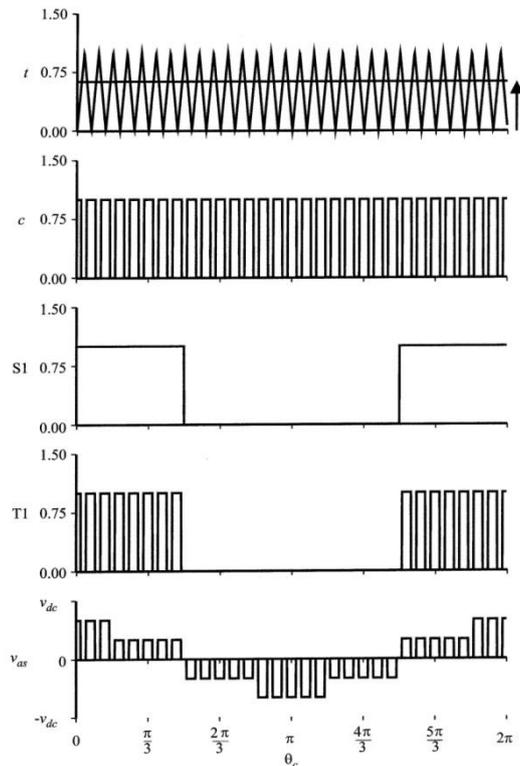


Fig.A.3 Strategie "Pulse width modulation"

Nella prima riga del grafico è contenuta la procedura che permette di modificare l'ampiezza della tensione in uscita partendo da un'alimentazione costante.

In ingresso all'inverter si impone un valore della grandezza  $d$  (*duty cycle*) la quale, variando tra un massimo pari a 1 e un minimo coincidente con 0, regola l'ampiezza della tensione di alimentazione proveniente dalle batterie.

Questo comando viene confrontato, tramite un comparatore, ad un segnale triangolare di riferimento detto segnale portante che oscilla tra 0 e 1 con una frequenza che dipende dalla velocità di esercizio. Il segnale di riferimento è regolato in modo tale da presentare sempre uno stesso numero di periodi d'onda per ogni ciclo elettrico del rotore.

L'uscita del comparatore, in figura rappresentata dal segnale  $c$ , indica quindi gli intervalli nei quali il *duty cycle* risulta maggiore del segnale portante.

Anche in questa strategia come nella precedente c'è la necessità di avere a disposizione i sensori Hall (quantità S in Fig.A.3) per la creazione dei *gate signals*.

Le uscite logiche dei sensori vengono convogliate in un blocco logico AND insieme al segnale c determinando i comandi per gli *switch*.

Quindi, se la frequenza del segnale portante è sufficientemente alta (9 cicli della portante ogni ciclo elettrico) ,si ha la possibilità di modificare il valore della tensione  $V_{as}$  in modo proporzionale al valore d.

Questa metodologia permette di eliminare il problema dell'impossibilità di regolare l'ampiezza delle uscite, ma non può fare niente sulla perturbazione di coppia.

Inoltre si riscontra una riduzione dell'ampiezza massima ottenibile rispetto alla metodologia precedente.

Si può dimostrare infatti che l'armonica fondamentale in questo caso risulta essere di ampiezza massima pari a  $V_{as_{max}} = \frac{2}{\pi} V_{dc}$  segnale di un utilizzo non ottimale della tensione continua in ingresso.

### **Modulazione seno-triangolo**

In tutte le applicazioni in cui è richiesto un inseguimento del comando di voltaggio con una grande precisione le due strategie viste non possono essere impiegate.

L'utilizzo per esempio di riferimenti sinusoidali o di altro tipo per le tre fasi come *duty cycle* della strategia permette di risolvere il problema.

Nella figura seguente che si riferisce ad un intervallo di tempo molto piccolo e tale da rendere l'andamento della curva di riferimento adottata come un segmento rettilineo, si comprende meglio il funzionamento.

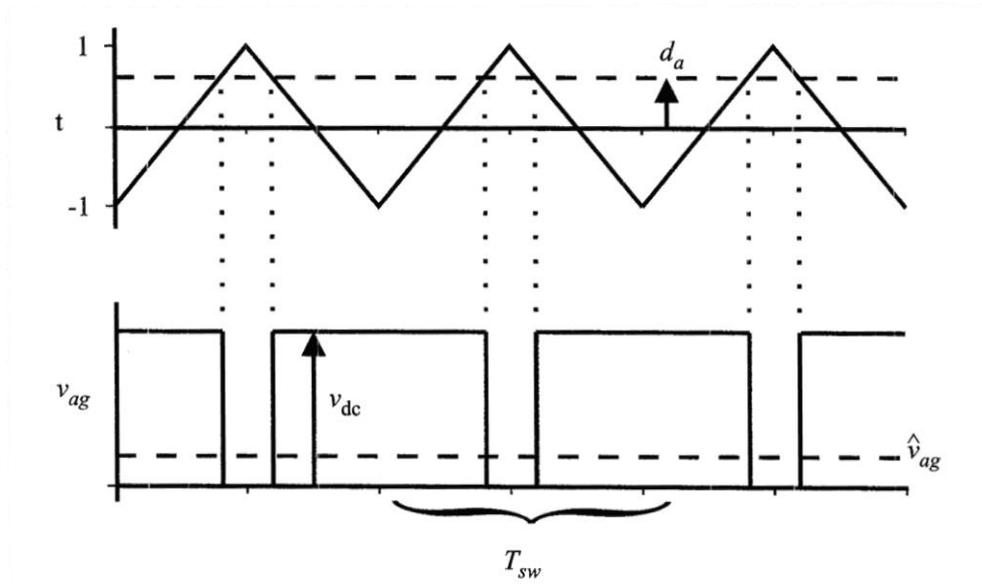


Fig.A.4 Strategia seno-triangolo

Per valori del tempo più estesi e considerando una curva di riferimento cosinusoidale, si possono esprimere i voltaggi in ingresso alle singole fasi come:

$$V_{ag} = \frac{1}{2} * (1 + d) V_{dc} \cos(\theta_e)$$

$$V_{bg} = \frac{1}{2} (1 + d) V_{dc} \cos(\theta_e + \frac{2}{3} \pi)$$

$$V_{cg} = \frac{1}{2} (1 + d) V_{dc} \cos(\theta_e - \frac{2}{3} \pi)$$

Dove  $d$  rappresenta l'ampiezza della curva di riferimento da modulare per variare le ampiezze in uscita.

I voltaggi riferiti alla connessione a stella degli avvolgimenti di fase dello statore sono:

$$V_{as} = \frac{1}{2} d V_{dc} \cos(\theta_e)$$

$$V_{bs} = \frac{1}{2} d V_{dc} \cos(\theta_e + \frac{2}{3} \pi)$$

$$V_{cs} = \frac{1}{2} d V_{dc} \cos(\theta_e - \frac{2}{3} \pi)$$

Il valore massimo dell'ampiezza in uscita risulta essere quindi  $V_{as_{max}} = \frac{1}{2} V_{dc}$  che denota una bassa efficienza nello sfruttare la tensione  $V_{dc}$ .

Il sistema risulta invece migliorato per quanto riguarda il contenuto armonico di alta frequenza che diviene trascurabile.

Questo miglioramento si ottiene aumentando la complessità del sensore di posizione del rotore che deve avere una risoluzione angolare molto maggiore di quanto sia possibile ottenere con dei sensori ad effetto Hall.

Una valida scelta per misurare la posizione angolare del rotore è l'utilizzo di un *Encoder ottico* che sfrutta il principio di funzionamento illustrato di seguito.

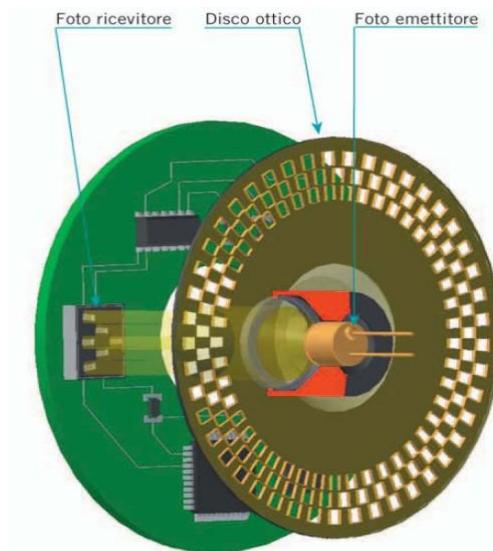


Fig.A.5 Encoder ottico

Il sensore trasforma il movimento meccanico del rotore in una serie di impulsi elettrici digitali, che derivano dall'esposizione di sensori fotoelettrici ad una sorgente luminosa.

Tra la sorgente luminosa e i sensori, si trova un disco calettato sul rotore e graduato con un reticolo radiale formato da linee opache alternate a spazi trasparenti.

Applicato sul sensore si trova una maschera con un altro reticolo avente lo stesso passo del precedente chiamato collimatore.

I ricevitori hanno il compito di rilevare le variazioni di luce che avvengono con lo spostamento del disco, convertendole in corrispondenti variazioni elettriche.

Il segnale elettrico risultante è usato per generare degli impulsi correttamente squadrati e privi di disturbi che deve essere processato elettronicamente.

Il dispositivo digitale che rileva il numero di impulsi è un contatore il cui ingresso di conteggio risulta attivo sul fronte di salita.

Ad ogni giro l'encoder rileva un segnale che fornisce la posizione di riferimento del rotore o *posizione di zero* (Fig.A.6 disco Z).

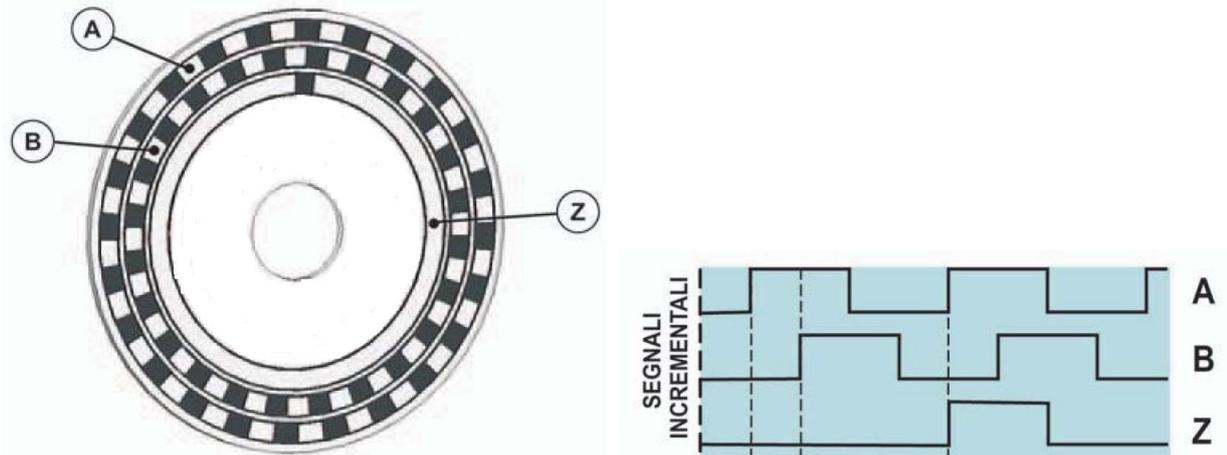


Fig.A.6 Schema di funzionamento dell'encoder

Di conseguenza si può concludere che il numero degli impulsi contati è direttamente proporzionale allo spostamento angolare dell'encoder, vale a dire allo spostamento angolare dell'organo a cui è collegato.

Per poter rilevare il verso di rotazione, l'encoder presenta una seconda identica pista, ma sfasata di metà passo oppure due gruppi di elementi fotosensibili sfasati fra loro. Effettuando un controllo dei fronti di salita degli impulsi in uscita A e B, un sistema logico riesce stabilire il verso di rotazione del disco, Fig.A.7.

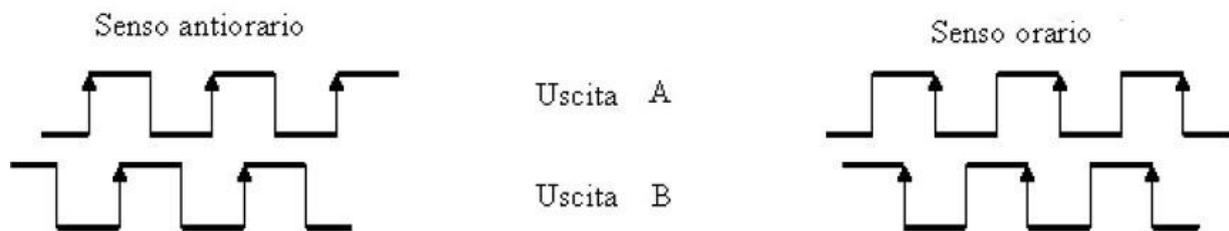


Fig.A.7 Strategia per la determinazione del verso di rotazione

## Modulazione ad isteresi

A differenza delle modalità di pilotaggio fin qui analizzate, la modulazione ad isteresi non agisce sui voltaggi ma bensì sulle correnti.

La logica di commutazione prevede la scelta di una banda  $h$  di corrente rappresentante il massimo scostamento dal riferimento considerato.

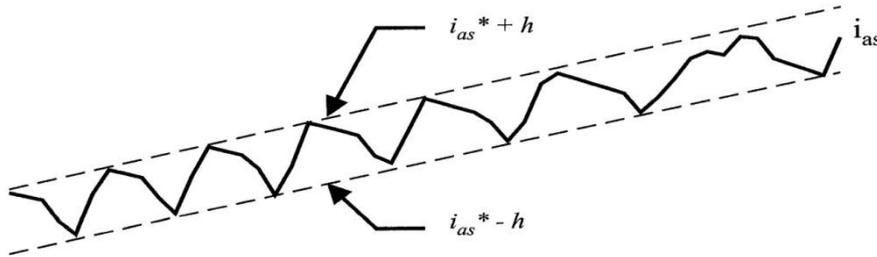


Fig.A.8 Banda di variabilità della corrente

Quando la corrente in una fase si trova oltre il limite superiore o inferiore della banda, l'interruttore inferiore del ramo relativo a questa fase dell'inverter viene rispettivamente aperto o chiuso. L'andamento ottenuto rispetto alla corrente di fase comandata si può osservare in Fig.A.8.

In questo modo si ottiene una strategia di controllo semplice e contemporaneamente un buon sfruttamento della tensione in ingresso essendo  $V_{as_{max}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$ .

Comunque nel caso in cui al sistema che adotta questa tipologia di modulazione sia richiesto di inseguire un comando a gradino, non è possibile che la corrente rimanga all'interno della banda a causa delle dinamiche induttive delle fasi.

Lo sfruttamento dell'inverter, inoltre, diventa problematico in quanto la frequenza di commutazione non è controllabile e può peggiorare le condizioni di lavoro degli switch.

## Appendice B: Matlab-Simulink: sottosistemi modello

### Comandi di velocità

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Comandi			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
wmi_OP	I	$\omega_{mi}$	V
wmi	O	$\omega_{mi}$	V
wm1	P	$\omega_{m1}$	V
wm2	P	$\omega_{m2}$	V
wm3	P	$\omega_{m3}$	V

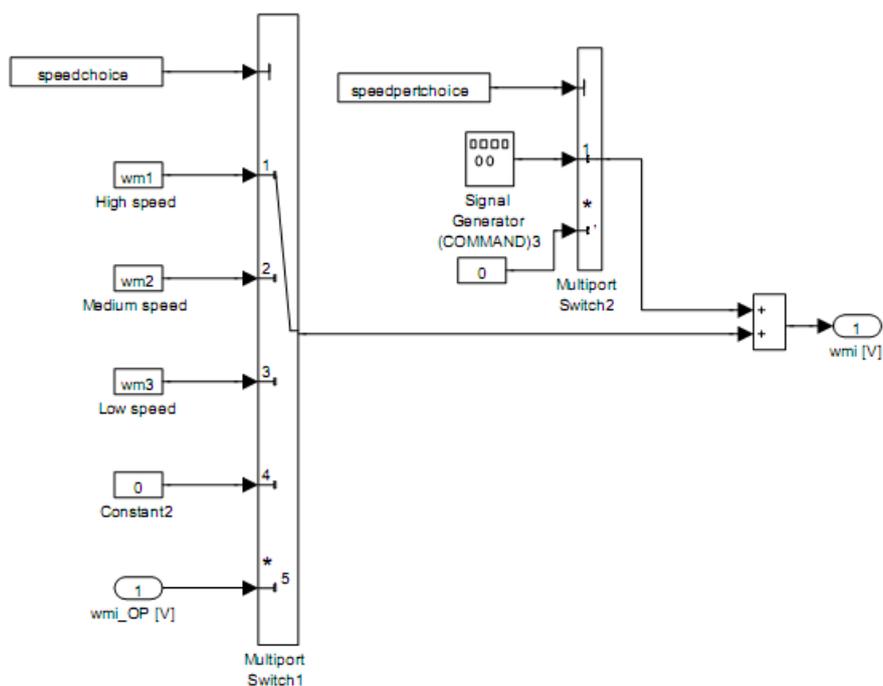


Fig.B.1 Comandi di velocità

## Comandi di coppia

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Coppia applicata			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
x	I	<i>corsa</i>	m
Tl	O	$T_L$	N m
Tmmax	P	$T_{max}$	N m

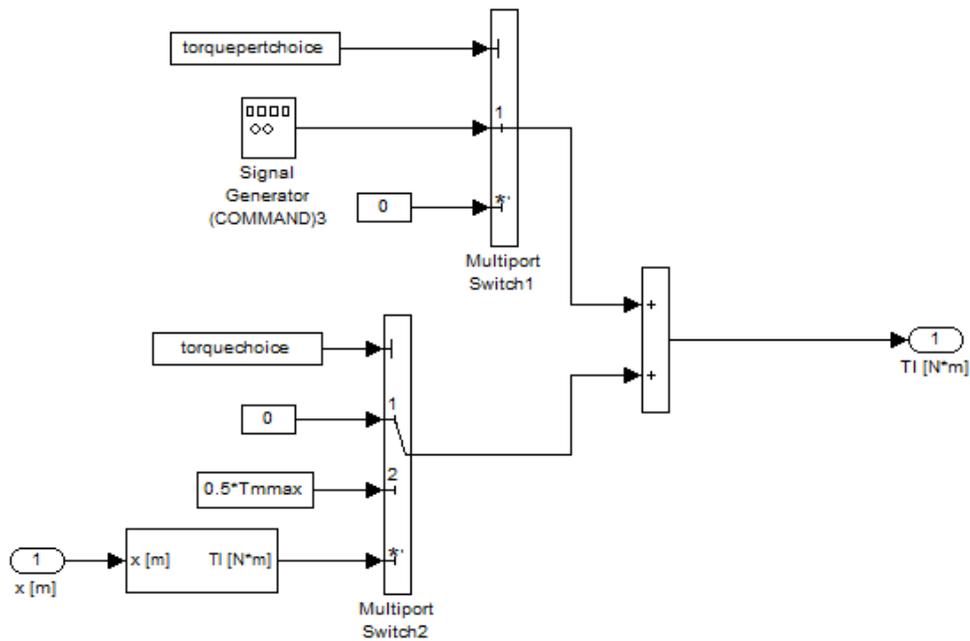


Fig.B.2 Comandi di coppia di carico

## Blocco comandi di estrazione/retrazione

Parte: LGEMA_BLDPCM_Trapz/ Comandi di estrazione/retrazione			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
s1 s2 s3 s4	I		
wmi_OP	O	$\omega_{mi}$	V

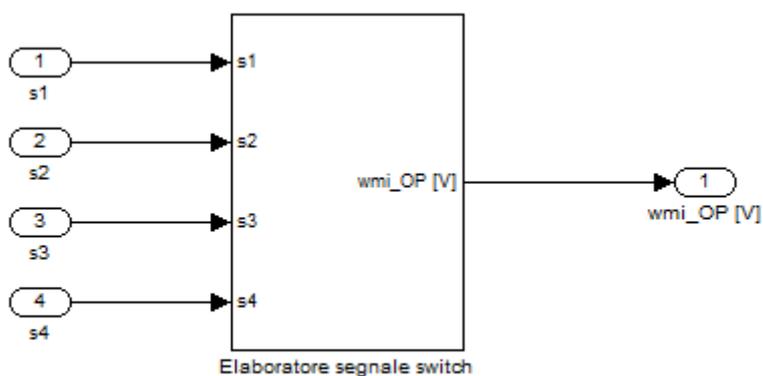


Fig.B.3 Blocco comandi estrazione retrazione

### Elaboratore del segnale degli switch

Parte: LGEMA_BLDLM_Trapz/ Comandi di estrazione/retrazione/Elaboratore segnale switch			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
s1 s2 s3 s4	I		
wmi_OP	O	$\omega_{mi}$	V

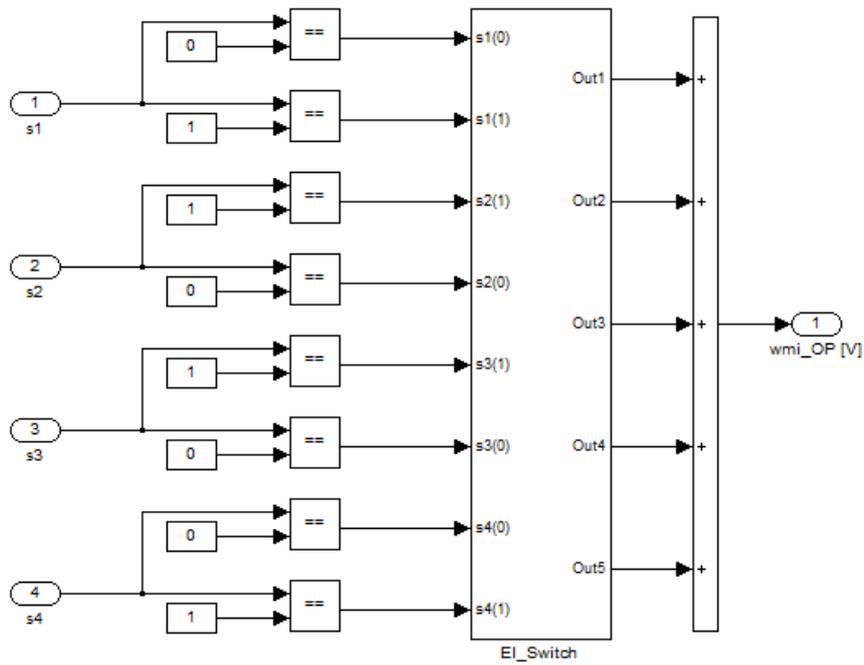


Fig.B.4 Elaboratore segnale degli switch

## Logica dell'elaboratore del segnale degli switch

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Comandi di estrazione/retrazione/Elaboratore segnale switch/El_Switch			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
s1 s2 s3 s4 (segnali 1 o 0)	I		
wm1	P	$\omega_{m1}$	V
wm2	P	$\omega_{m2}$	V
wm3	P	$\omega_{m3}$	V

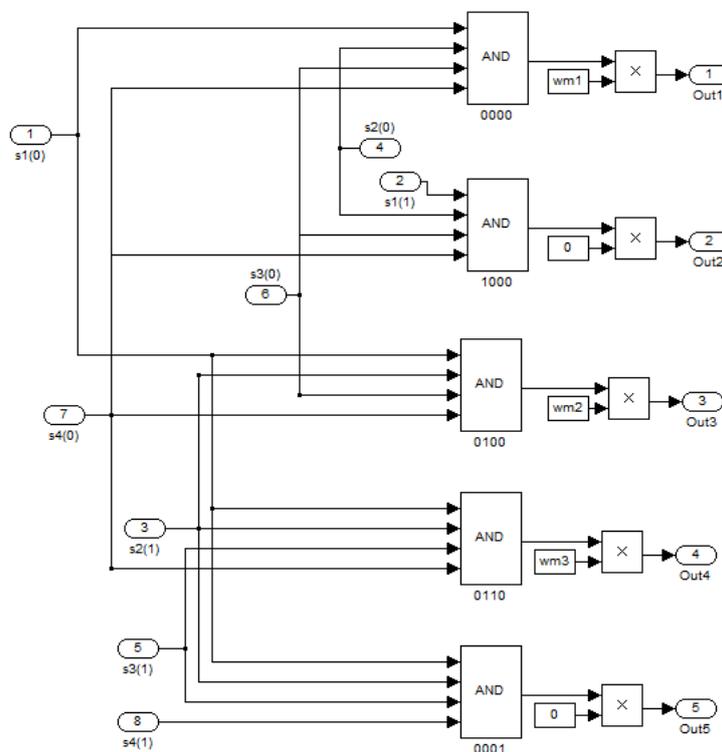


Fig.B.5 Logica dell'elaboratore del segnale proveniente dagli switch

## Generatore di onda quadra generica fase

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore/Calcolo correnti richieste (Hall Sensors)/Generatore di onda quadra			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
theta	I	$\vartheta$	rad
Cx	O		

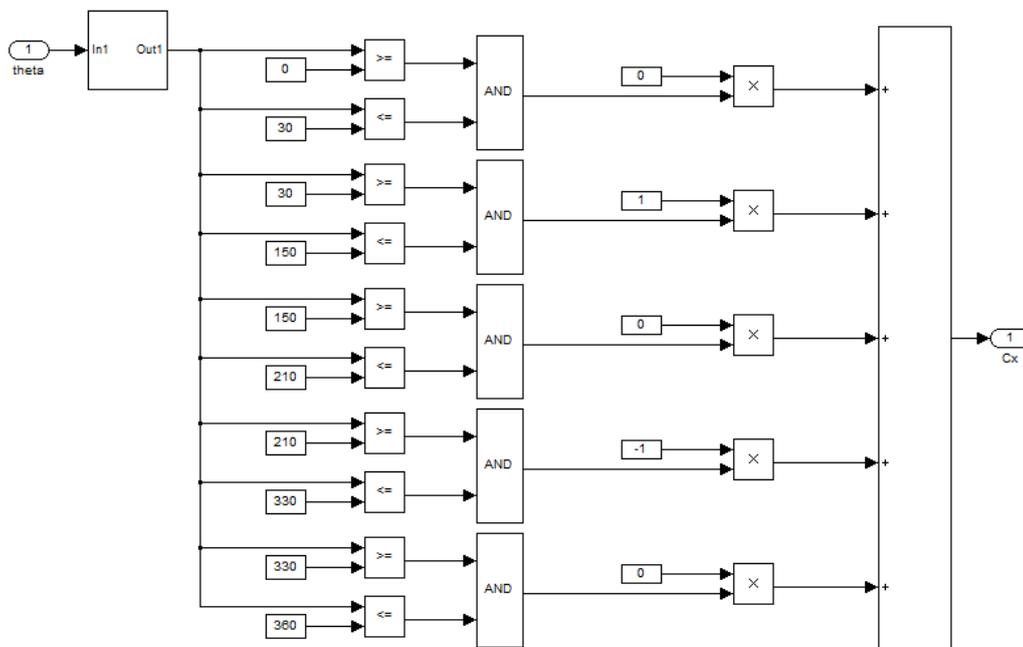


Fig.B.6 Generatore di onda quadra di una generica fase

### Logica di calcolo di $K_e$ per la fase a

Parte: LGEMA_BLDCM_Trapz/ Controllo e Fisica Motore/Motore/Kex/Kea			
Nome assegnato nel modello Simulink	Tipo I=input, O=output, P=parameter	Nome della grandezza di riferimento	Unità di misura
theta	I	$\vartheta$	rad
Cx	O		

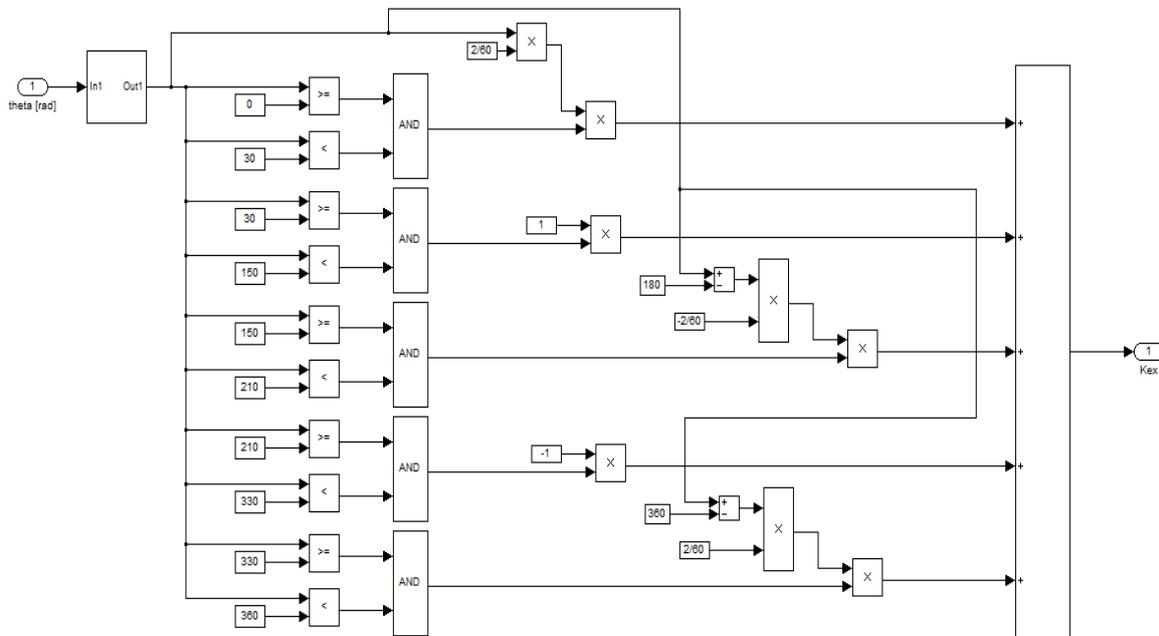


Fig.B.7 Logica di calcolo della curva trapezoidale della generica fase

## Appendice C: Valore parametri di simulazione

```

% Dati riferiti al motore BN23-23 MOOG - Motion Technology Catalog

Vsupply=28;           % Tensione di alimentazione [V]
Tmmax=1.0098;        % Coppia massima motore (Peak Torque) [Nm]
Kt=0.0272;          % Costante di coppia del motore [Nm/A - V/(rad/sec)]
R=0.178;            % Resistenza [ohms]
L=0.22/1000;        % Induttanza [H]
poles=4;            % Numero di coppie polari
wmmax=8100*2*pi/60; % Velocità angolare massima motore (no-load) [rad/sec]
Jm=120*10^-7;       % Inerzia motore [kg*m^2]

tau_g=4;            % Rapporto di trasmissione gearbox
Jg=0.03*10^-7;     % Inerzia gearbox [kg*m^2]

% Dati riferiti ad attuatore a rulli planetari SKF

ps=0.005;           % Passo della vite [m]
mn=0.7;             % Massa della chiocciola [kg]
Js_j=149.9*0.5*10^-6; % Inerzia vite [kg*m^2]

meqext=100;         % Massa equivalente carrello [kg]
bc=0.1;            % Braccio di leva del cinematismo carrello [m]
Jext=meqext*bc^2;   % Inerzia carrello [kg*m^2]
Jtot=Jm+(Jg+Js_j)/tau_g^2+(mn+meqext)*(ps/(tau_g*2*pi))^2; % Inerzia equivalente totale [kg*m^2]

Imax=0.5*Tmmax/Kt; % Corrente massima [A] (ATT! : il motore trapezoidale lavora con due fasi alla volta)

b=0.05*Tmmax/wmmax; % Coefficiente di attrito viscoso (totale equivalente su albero motore) [N*m*sec/rad]
Tc=0.05*Tmmax;      % Coppia di attrito coulombiano (totale equivalente su albero motore) [N*m]
xmax=0.357;

% Caratteristiche controllo di corrente e sensori
pcs=5000*2*pi;
pc=5000*2*pi;
pe=R/L;             % Polo del controllo di corrente a rotore bloccato
zcc=200*pi;
Kc=(pc^2*L)/pcs-R;

% Caratteristiche controllo di velocità e sensore
pws=50*2*pi;
zcv=2*2*pi;
Kw=10^(-25/20);
pw=Kw*Kt/Jtot;

%-----
% DEFINIZIONE PROFILO DI VELOCITA'
%-----
xswitch=0.05;
x0=0.001;
x1=xswitch;
wm1=300;
x2=xmax-xswitch;
wm2=700;
x3=xmax-0.001;
wm3=10*tau_g*(2*pi/(ps*1000)); % rad/sec

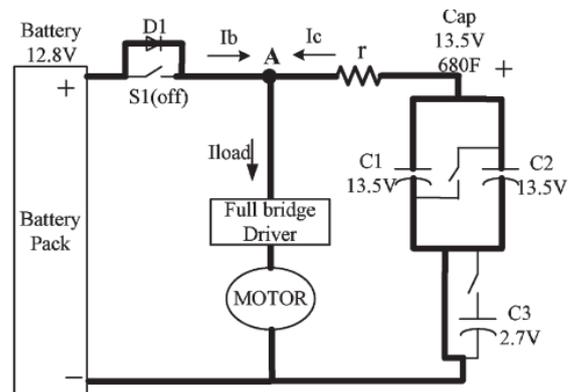
```

## Appendice D: Recupero di energia: Gearshift

### Fase di accelerazione

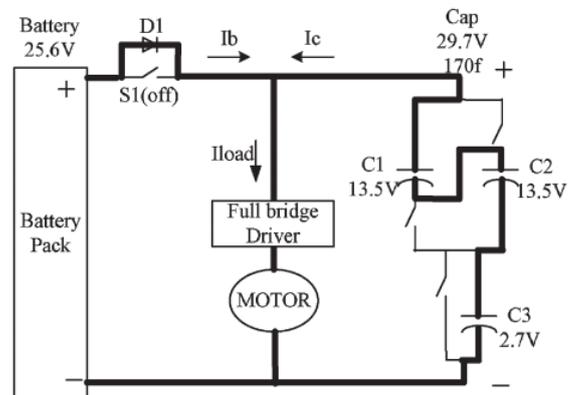
Avviamento:

- Batterie in parallelo
- 4 condensatori in parallelo a coppie (C1 C2) e uno scollegato (C3): questa soluzione fa sì che il voltaggio ai capi dei condensatori carichi sia più alto di quello delle batterie e che quindi possano distribuire inizialmente una parte di energia. Gli ultracapacitori continueranno a fornire potenza fino a quando il voltaggio ai loro capi non eguaglierà quello del pacco batterie.



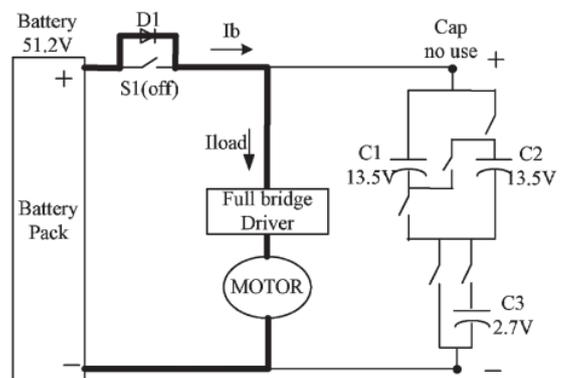
A velocità intermedie:

- Gli ultracapacitori che erano in parallelo adesso si trovano ad avere un voltaggio pari a quello delle batterie al passo precedente (12,8V) per continuare a sfruttare l'energia al loro interno vengono disposti in serie.
- Le batterie, poiché ci troviamo a una velocità maggiore e quindi è richiesto un voltaggio più elevato, vengono disposte in parallelo a coppie.



A velocità elevate:

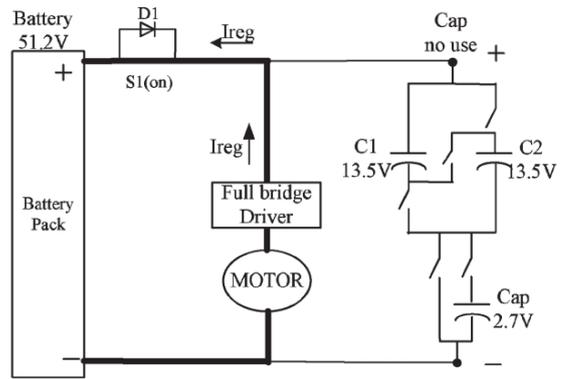
- Batterie in serie;
- I condensatori non possono superare il voltaggio dell'alimentazione e quindi vengono scollegati.



**Fase di frenata**

A velocità elevate:

- L'assorbimento di energia da parte dei condensatori non viene effettuato e la corrente viene utilizzata per ricaricare le batterie o dissipata. Ciò perché causerebbe un funzionamento a scatti del sistema dal passaggio da una configurazione ad un'altra.



A basse velocità:

- I condensatori vengono caricati e la loro disposizione dipende dall'entità delle forze contro elettromotrici sviluppate dal motore.

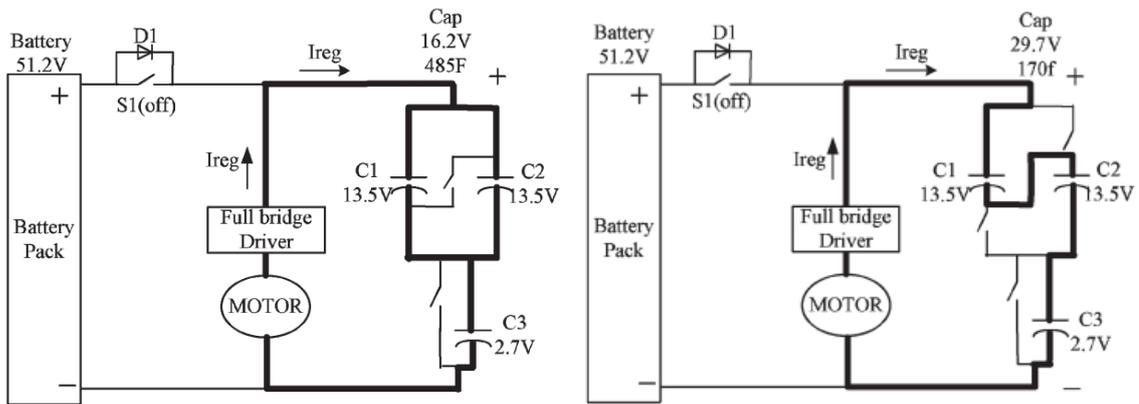


Fig.D.1 Schemi di funzionamento gearshifh