

**ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA**

---

**SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA**

*DIPARTIMENTO DI  
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE  
"GUGLIELMO MARCONI"  
DEI*

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA**

**TESI DI LAUREA**

in

Metodologie di progettazione di macchine elettriche M

**PROGETTO E REALIZZAZIONE DI UN AZIONAMENTO  
"DUAL INVERTER" PER MACCHINE SINCRONE A  
RILUTTANZA**

CANDIDATO:

ELIA NIERI

RELATORE:

Chiar.mo Prof. GIOVANNI SERRA

CORRELATORI:

Dott. Ing. MICHELE MENGONI

Dott. Ing. GABRIELE RIZZOLI

Anno Accademico 2017/18

Sessione III



# Indice

<b>Introduzione.....</b>	<b>1</b>
<b>1 Azionamento a Singolo Inverter .....</b>	<b>5</b>
1.1 Modello matematico dell'azionamento .....	5
1.1.1 Modello matematico della macchina sincrona a riluttanza .....	7
1.2 Analisi delle prestazioni limite .....	9
1.2.1 Limite di corrente .....	10
1.2.2 Limite di tensione .....	11
1.2.3 Punti di funzionamento sul piano delle correnti.....	12
<b>2 Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza.....</b>	<b>19</b>
2.1 Prova Volt-amperometrica.....	19
2.2 Prova di caratterizzazione di $L_{sd}$ & $L_{sq}$ .....	21
2.2.1 Simulazioni in ambiente FLUX .....	22
2.2.2 Prova sperimentale .....	29
<b>3 Azionamento Dual Inverter.....</b>	<b>39</b>
3.1 Configurazione dei sistemi .....	39
3.2 Modello matematico dell'azionamento .....	42

3.3	Analisi delle prestazioni limite .....	48
3.3.1	Limite di corrente .....	50
3.3.2	Limiti di tensione.....	50
3.4	Condizione di funzionamento ottimo .....	54
3.4.1	Punti di funzionamento sul piano delle correnti.....	60
3.5	Rappresentazione delle curve limite .....	69
3.6	Confronto analitico degli azionamenti.....	70
<b>4</b>	<b>Sistema di Controllo.....</b>	<b>81</b>
4.1	Schema di controllo .....	81
4.1.1	Implementazione in tempo-discreto .....	85
4.1.2	Regolatori in tempo-discreto .....	87
4.1.3	Taratura dei regolatori .....	90
4.2	Descrizione dei Modelli.....	96
4.2.1	Modello del sistema di controllo di velocità .....	96
4.2.2	Modello del Dual Inverter .....	105
4.2.3	Modello della macchina a pura riluttanza.....	106
4.2.4	Modello del carico .....	108
<b>5</b>	<b>Analisi Numerica con Simulink .....</b>	<b>109</b>
5.1	Risultati della simulazione.....	109
5.1.1	Simulazione del sistema a singolo inverter .....	111
5.1.2	Simulazione del sistema Dual Inverter.....	113
<b>6</b>	<b>Prototipazione Rapida e Banco di Prova .....</b>	<b>121</b>
6.1	Sistema dSPACE .....	121
6.1.1	Implementazione dello schema di controllo.....	125
6.1.2	Software ControlDesk .....	129
6.2	Modello del sistema.....	132

6.2.1	Modello del sistema di acquisizione .....	133
6.2.2	Modello dello schema di controllo .....	136
6.2.3	Modello del sistema di modulazione.....	136
6.2.4	Modello del sistema di visualizzazione.....	137
6.3	Esperimento in ControlDesk.....	139
6.4	Descrizione del banco di prova.....	140
6.4.1	Inverter principale .....	143
6.4.2	Inverter secondario .....	145
6.4.3	Macchina elettrica a pura riluttanza .....	147
6.4.4	Sistema di interfacciamento dSPACE - banco .....	147
6.4.5	Postazione di controllo .....	148
<b>7</b>	<b>Prove Sperimentali.....</b>	<b>151</b>
7.1	Risultati delle prove.....	151
7.1.1	Prove dell'azionamento classico .....	153
7.1.2	Prove dell'azionamento Dual Inverter .....	157
7.1.3	Confronto degli azionamenti.....	166
	<b>Conclusioni.....</b>	<b>171</b>
	<b>Bibliografia.....</b>	<b>175</b>



# Introduzione

Negli ultimi anni, la richiesta di sistemi basati su macchine elettriche ad elevate prestazioni è notevolmente aumentata nei settori industriali, delle fonti rinnovabili e dell'automotive. Per questa ragione, la ricerca si è spinta verso nuovi sistemi di conversione energetica e strategie di controllo, con il fine di aumentare le prestazioni dei sistemi a propulsione elettrica, in particolar modo nel funzionamento ad alta velocità. Il funzionamento di tali apparati è fortemente limitato quando non sono alimentati dalla rete, ma da batterie, essendo necessarie tecniche di monitoraggio ("Battery Management System", BMS) che portano alla riduzione delle prestazioni quando le batterie sono quasi scariche.

I veicoli a propulsione elettrica ("Electric Vehicles", EV) e quelli a trazione ibrida ("Hybrid Electric Vehicles", HEV) rappresentano un esempio di quanto questi aspetti influenzino l'intero progetto di un azionamento elettrico: la presenza di un sistema di accumulo di energia, costituito da un pacco batterie, mette in relazione concetti quali peso, dimensione, costo e rendimento del sistema. Nel corso degli ultimi anni sono stati sviluppati numerosi sistemi elettronici di potenza in grado di innalzare il livello di tensione disponibile, ma i vantaggi che si ottengono non giustificano l'aumento inevitabile di peso o di spazio, la riduzione dell'efficienza complessiva di conversione o l'incremento del costo dei vari dispositivi [1]. Ad esempio, in letteratura vengono descritti sistemi in grado di innalzare il livello di tensione basati su chopper-boost collegati a monte dell'inverter per sopperire alla mancanza di disponibilità di

tensioni elevate; tuttavia tale azionamento necessita dell'introduzione di ulteriori interruttori statici e di componenti passivi come condensatori ed induttanze, che riducono il rendimento complessivo, complicando il sistema [2]. Sono inoltre stati studiati sistemi più complessi, come il convertitore DC/AC, “cascaded H-bridge multilevelboost inverter”, il quale prevede che per ogni fase del motore si utilizzi un ramo di inverter, un modulo a tre livelli di tipo cascaded ed un condensatore come sorgente; con ciò si riesce a realizzare un sistema multilivello che è in grado di migliorare la qualità delle correnti, mentre i principali difetti sono, ancora una volta, l'elevato numero di interruttori statici necessari [3].

Recentemente la ricerca si è indirizzata verso un sistema basato su un convertitore di tipo Dual Inverter, in grado di controllare una macchina a centro stella aperto tramite l'utilizzo di due inverter collegati alle rispettive estremità degli avvolgimenti statorici. Sono state studiate diverse configurazioni, che differiscono in base alle tipologie di collegamenti con le sorgenti di alimentazione: vi può essere un unico bus DC per entrambi gli inverter, oppure possono essere distinti, completamente isolati oppure messi in comunicazione tra loro [2].

La configurazione studiata in questa analisi prevede l'utilizzo di un solo pacco batteria collegato al primo inverter, mentre il secondo è direttamente alimentato da un condensatore flottante posizionato sul rispettivo bus DC; in altre parole, tale struttura può essere vista come un sistema alimentato da un singolo inverter con l'aggiunta di un compensatore della potenza reattiva di macchina. Il sistema in questione risulta funzionale in diversi contesti, ma lo scopo ultimo è quello di migliorare lo sfruttamento di potenza disponibile sul veicolo, giustificando così l'incremento del numero di componenti, del peso, del costo e la maggiore complessità del controllo.

In letteratura si trovano diversi studi relativi alla configurazione Dual Inverter con condensatore flottante; essa viene pensata per applicazioni quali: HEV con motori a induzione (“Induction Motor”, IM) [1] o con macchine sincrone a magneti permanenti (“Permanent Magnet Synchronous Motor”, PMSM) [5] [6]

o a pura riluttanza (“Pure Reluctance Synchronous Motor”, PRSM), alternatori per starter di EV con IM [4], ed applicazioni industriali con IM [7].

Quindi un importante aspetto da non trascurare è dato dalla tipologia di motore elettrico da adottare. Sebbene le macchine brushless a magneti permanenti rappresentano la miglior soluzione in termini di densità di coppia, il recente aumento dei prezzi delle terre rare per cause politiche e non economiche, in ragione della non uniforme distribuzione della materia prima a livello globale, ha reindirizzato le richieste di mercato verso la macchina sincrona a pura riluttanza o verso la tradizionale macchina asincrona, entrambe prive di magneti permanenti. La prima, con i vantaggi della bassa inerzia e perdite inferiori, la seconda, con il vantaggio della robustezza.

Per realizzare azionamenti sempre più efficienti, la ricerca sta attualmente concentrando le proprie risorse sulla definizione sistemi di conversione e strategie di controllo. Grazie all’azionamento di tipo Dual Inverter, è possibile definire particolari algoritmi di controllo allo scopo di ottenere importanti vantaggi, tra i quali:

- un aumento del limite di tensione disponibile ai capi degli avvolgimenti della macchina, a parità di tensione del pacco batterie;
- un ampliamento della regione a coppia costante, in funzione del rapporto di tensione dei bus DC e dell’anisotropia di macchina, posticipando l’inizio della fase di indebolimento di campo;
- un incremento della regione a potenza costante, anch’essa funzione del rapporto di tensione dei bus DC e dell’anisotropia di macchina, che caratterizza un aumento della coppia elettromagnetica per un più ampio intervallo di funzionamento;
- un migliore sfruttamento dell’inverter principale, grazie alla possibilità di funzionamento a fattore di potenza unitario [8] [10].

L’elaborato realizzato prevede dapprima una descrizione dell’azionamento classico, su cui si farà riferimento per un confronto dettagliato sulle prestazioni; una caratterizzazione sperimentale della macchina elettrica utilizzata, per poi passare alla comparazione analitica tra l’azionamento

## *Introduzione*

classico e quello dotato di compensatore della potenza reattiva, per la verifica delle basi teoriche presenti in letteratura, nonché la definizione di uno schema di controllo ottimizzato. Tutto ciò è stato poi confermato attraverso simulazioni in ambiente Simulink e prove sperimentali eseguite mediante sistema di prototipazione rapida dSPACE.

# Capitolo 1

## Azionamento a Singolo Inverter

Nel primo capitolo, prima di descrivere nel dettaglio il sistema Dual Inverter su cui si concentra questa tesi, viene presentato l'azionamento classico dotato di singolo inverter, utile successivamente per il confronto.

Nella prima parte del capitolo viene descritto il modello matematico della macchina sincrona a riluttanza, per poi concentrarsi sulla analisi delle prestazioni limite, caratterizzando le zone di funzionamento ottimali.

### 1.1 Modello matematico dell'azionamento

L'azionamento classico è dotato di un unico inverter per l'alimentazione, il quale si fa carico di fornire tutta la potenza attiva e reattiva necessaria alla macchina elettrica. In Figura 1.1 è mostrato lo schema elettrico semplificato, con il convertitore alimentato da un pacco batterie e con la macchina elettrica a centro-stella chiuso in cortocircuito; sono inoltre indicate le nomenclature delle principali grandezze.

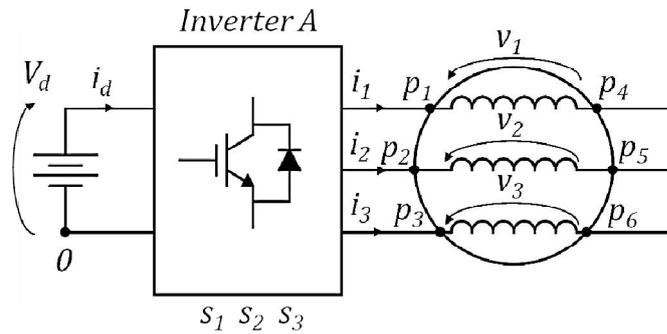


Figura 1.1 – Schema semplificato dell'azionamento classico a singolo inverter.

La tensione e la corrente dello stadio in continua dell'inverter A sono indicate con  $V_d$  e  $i_d$ ; con la lettera  $s$  vengono definite le funzioni di commutazione dei rami di inverter, mentre 0 rappresenta il terminale di riferimento per le tensioni di polo.

Le grandezze relative alla macchina sono invece indicate con  $v_1, v_2, v_3$  per le tensioni e  $i_1, i_2, i_3$  per le correnti, mentre i morsetti degli avvolgimenti sono definiti con la lettera  $p$ .

Come noto dalla teoria degli azionamenti elettrici, il vettore di spazio generato dalle tensioni di polo è coincidente con il vettore di spazio delle tensioni di fase.

$$\bar{v}_s = \bar{v}_a = \frac{2}{3}(v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2) \quad (1.1)$$

Dove la grandezza indicata con  $\bar{\alpha}$  nell'equazione precedente, rappresenta l'operatore rotazione, cioè il vettore nel piano cartesiano di modulo unitario e argomento pari a  $2\pi/3$ .

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.2)$$

Gli avvolgimenti della macchina sono simmetrici, quindi la somma delle tensioni di fase è uguale a zero e ciò comporta che la componente omopolare della tensione è nulla.

### 1.1.1 Modello matematico della macchina sincrona a riluttanza

Per poter generare un sistema di controllo descritto dalle equazioni che governano l'azionamento, è necessario introdurre il modello matematico ai valori istantanei della macchina elettrica trifase a pura riluttanza. Per lo studio del modello dinamico della macchina si applicano le matrici di trasformazione di Clarke e Park. Grazie alla prima è possibile passare da un riferimento trifase stazionario  $(a, b, c)$  ad una rappresentazione bifase stazionaria  $(d^s, q^s)$ ; mediante la seconda si arriva ad un sistema di riferimento bifase rotante  $(d, q)$  con una velocità angolare  $\omega$ . Tale grandezza rappresenta la velocità di sincronismo del campo magnetico rotante, coincidente con la velocità di rotazione del rotore a regime in radianti elettrici.

In Figura 1.2 sono rappresentate le due trasformazioni; in blu quella di Clarke e in rosso quella di Park.

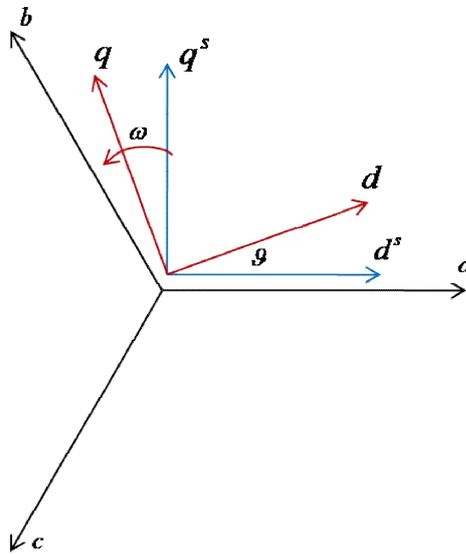


Figura 1.2 – Diagramma vettoriale delle trasformazioni di Clarke (blu) e Park (rosso).

Per chiarire meglio il posizionamento fisico degli assi rotanti di riferimento, in Figura 1.3 se ne evidenzia la locazione sul rotore:

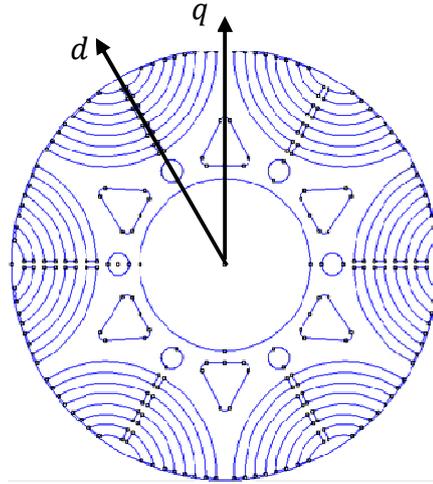


Figura 1.3 – Assi  $d$  -  $q$  fisici.

Di seguito sono riportate le equazioni fondamentali di macchina espresse nel sistema di riferimento bifase rotante, sincrono al campo magnetico rotante e scomposte nelle componenti di asse  $d$  e asse  $q$ .

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.3)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{sd} i_{sd} \\ \varphi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd} \quad (1.5)$$

dove,  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$  sono le tensioni di fase della macchina,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  sono le correnti di statore,  $\varphi_{sd}$  e  $\varphi_{sq}$  sono i flussi concatenati di statore,  $R_s$  rappresenta la resistenza statorica,  $\omega = p\omega_m$  è la velocità angolare, in radianti elettrici, del rotore,  $p$  è il numero di coppie di poli, infine  $C_{em}$  è la coppia elettromagnetica. Va ricordato che l'equazione (1.4) e la seconda parte della (1.5) sono rigorose solo sotto l'ipotesi di un regime di funzionamento lineare. Inoltre, nella

macchina a pura riluttanza non ci sono né magneti né avvolgimenti nel rotore, quindi non sono presenti le rispettive equazioni rotoriche.

Ci si limita ora ad analizzare il sistema applicando allo studio due ipotesi semplificative:

- funzionamento a regime: le grandezze elettriche possono considerarsi costanti, quindi le loro derivate sono nulle;
- tecnica di controllo nel sistema rotorico: il sistema di riferimento scelto per rappresentare le componenti di assi ( $d, q$ ) ruota alla stessa velocità del rotore.

In riferimento agli aspetti appena citati, può essere riscritta la (1.3) come indicato di seguito:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.6)$$

## 1.2 Analisi delle prestazioni limite

Lo studio sulle prestazioni limite della macchina controllata dal sistema classico a singolo inverter incomincia con la definizione dei vincoli che caratterizzano l'intero sistema.

L'inverter risulta limitato sia in tensione che in corrente, a causa delle grandezze massime accettabili dagli interruttori statici. Per quanto riguarda la macchina elettrica, i vincoli sono descritti dalla massima tensione di tenuta dei materiali isolanti e dalla massima corrente che caratterizza il limite termico. Tali concetti sono riassunti in Tabella 1.1, dove è possibile notare che si è scelto di sfruttare una tecnica di modulazione di tipo SVM o PWM generalizzata, cioè quella in grado di fornire la massima tensione alla macchina, a parità di bus DC, garantendo il miglior sfruttamento del sistema di alimentazione.

*Tabella 1.1 – Grandezze limite del sistema.*

<b>Unità</b>	<b>Grandezza</b>	<b>Limite</b>
<b>Inverter</b>	$ \bar{v}_A $	$V_{A,max} = V_d/\sqrt{3}$
	$ \bar{i}_A $	$I_{A,max}$
<b>Macchina sincrona a riluttanza</b>	$ \bar{v}_s $	$V_{s,max}$
	$ \bar{i}_s $	$I_{s,max}$

Per quanto riguarda il limite in tensione, nel caso in cui il più stringente fosse quello relativo agli avvolgimenti del motore, non sarebbe opportuno utilizzare tale macchina elettrica in quell'azionamento, poiché se così fosse i convertitori si troverebbero a funzionare a basso carico. Per questo motivo si considera come limite il massimo valore della tensione dell'inverter. Per il limite di corrente, essendo meno gravoso del precedente, si sceglie semplicemente di fissare un unico limite in corrente per l'intero azionamento, corrispondente al minimo valore della massima corrente ammissibile dai componenti del sistema, come descritto dalle equazioni (1.7).

$$\begin{cases} V_{s,max} > V_{A,max} \\ I_{max} = \min(I_{A,max}, I_{s,max}) \end{cases} \quad (1.7)$$

### **1.2.1 Limite di corrente**

Per quanto riguarda l'analisi del limite di corrente, il metodo di indagine del funzionamento limite è quello basato sul sistema di riferimento di assi ( $i_{sd}, i_{sq}$ ) essendo le correnti le variabili controllabili. Tale luogo di punti è rappresentabile con una circonferenza con centro nell'origine degli assi e raggio  $I_{max}$ , dettato dalla equazione (1.8) e rappresentato in Figura 1.4:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = i_s^2 \leq I_{max}^2 \quad (1.8)$$

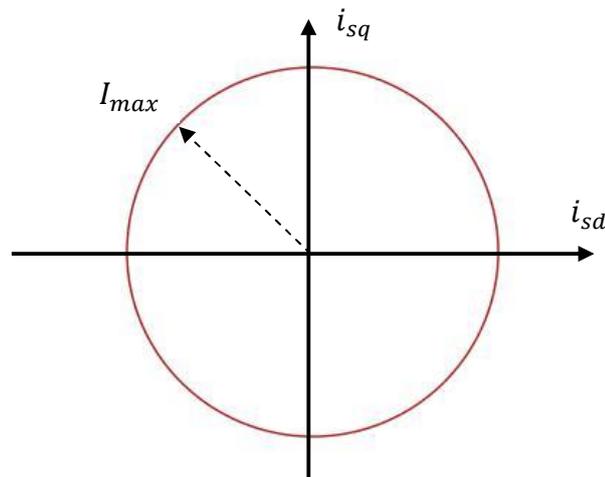


Figura 1.4 – Limite di corrente nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$ .

## 1.2.2 Limite di tensione

Per quanto riguarda il limite di tensione, bisogna fare riferimento alle equazioni di macchina della tensione, mediante i parametri di macchina:

$$|V_a| = \omega |\overline{\varphi_s}| \quad \rightarrow \quad |V_a| = \omega \left| \sqrt{\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2} \right| \quad (1.9)$$

$$|V_a|^2 = \omega^2 |\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2| \quad (1.10)$$

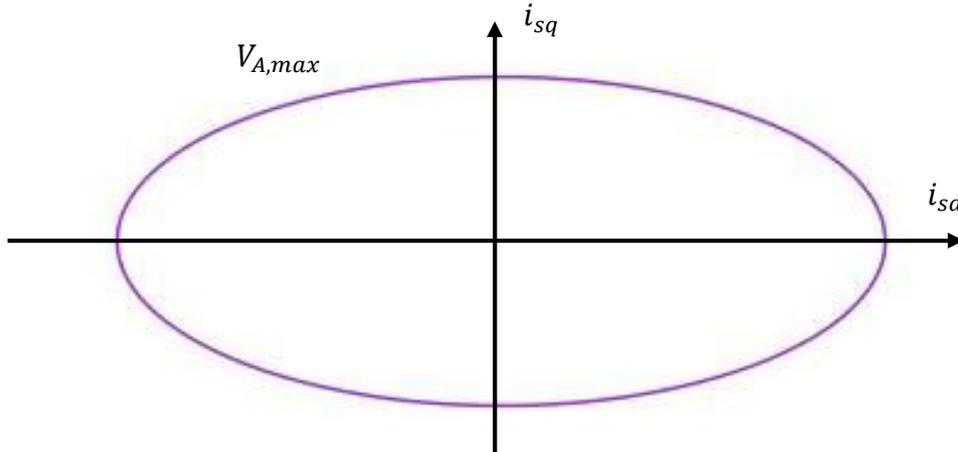
Ed essendo i flussi di asse d e q definibili attraverso le induttanze dei rispettivi assi, come nelle equazioni (1.11), sotto l'ipotesi di regime lineare:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_{sd} i_{sd} \\ \varphi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \end{cases} \quad (1.11)$$

Si ottiene:

$$|V_a|^2 = \omega^2 |L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2| \quad (1.12)$$

L'espressione (1.12), esprime un ellisse nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$ , con l'asse orizzontale maggiore di quello verticale, essendo  $L_{sd} < L_{sq}$ , come evidenziato in Figura 1.5:



*Figura 1.5 – Curva limite di tensione nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$ .*

### **1.2.3 Punti di funzionamento sul piano delle correnti**

Per la ricerca della massima coppia producibile, utilizzando la corrente a disposizione, ovvero la MTPA, occorre fare ricorso all'espressione della coppia della macchina analizzata e del limite in corrente, descritti dalle equazioni (1.13):

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} \\ i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \end{cases} \quad (1.13)$$

Utilizzando i moltiplicatori di Lagrange è possibile trovare l'espressione della curva cercata. In primo luogo occorre scrivere la Lagrangiana, dopodiché si deriva la sua espressione secondo le variabili di cui è composta e eguagliandole a zero si ottiene:

$$L(i_{sd}, i_{sq}, \lambda) = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + \lambda(i_{sd}^2 + i_{sq}^2 - I_n^2) \quad (1.14)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sd}} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sq} + 2\lambda i_{sd} = 0 \quad (1.15)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sq}} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + 2\lambda i_{sq} = 0 \quad (1.16)$$

Facendo il rapporto delle due derivate si ottiene:

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{i_{sd}}{i_{sq}} \quad \rightarrow \quad \frac{i_{sq}^2}{i_{sd}^2} = 1 \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = 1} \quad (1.17)$$

L'espressione (1.17) rappresenta la curva MTPA per l'azionamento classico con singolo inverter, cioè la bisettrice del 2° e 4° quadrante, quindi le correnti di asse d e q saranno uguali tra di loro e pari a  $i_{sd} = i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}}$ .

Per trovare la velocità di base, occorre mettere a sistema le espressioni del limite di corrente, dell'MTPA e della tensione di alimentazione in funzione dei parametri di macchina:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ i_{sd} = i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \\ |V_a|^2 = \omega^2 |L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2| \end{cases} \quad (1.18)$$

Risolvendo rispetto alla velocità angolare  $\omega$ , si ha:

$$\omega^2 = \frac{V_a^2}{L_{sd}^2 \frac{I_n^2}{2} + L_{sq}^2 \frac{I_n^2}{2}} = \frac{2V_a^2}{I_n^2 (L_{sd}^2 + L_{sq}^2)} \quad (1.19)$$

Da cui, facendone la radice quadrata, si ottiene il valore della velocità di base in cui si passa dalla zona a potenza crescente a quella a potenza costante, ovvero il 1° deflussaggio:

$$\omega_{base} = \frac{\sqrt{2}V_a}{I_n \sqrt{L_{sd}^2 + L_{sq}^2}} \quad \rightarrow \quad \boxed{\omega_{base} = \frac{\sqrt{2}V_a}{I_n L_{sd} \sqrt{1 + \frac{L_{sq}^2}{L_{sd}^2}}} \quad (1.20)$$

Nell'ultima espressione si è voluto evidenziare l'effetto del rapporto di anisotropia della macchina, che sarà utile nel confronto con il sistema Dual Inverter.

Ora è possibile passare al calcolo della MTPV, ovvero la curva da inseguire per massimizzare la coppia, quando il limite è dettato dall'ellisse di tensione, che restringe il i suoi assi all'aumentare della velocità di macchina  $\omega$ .

Quindi occorre fare ricorso all'espressione della coppia e del limite in tensione, descritti dalle equazioni (1.21):

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} \\ |V_a|^2 = \omega^2 |L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2| \end{cases} \quad (1.21)$$

Scrivendo anche in questo caso la Lagrangiana e le sue derivare parziali secondo le correnti di asse d e q è possibile trovare la MTPV:

$$L(i_{sd}, i_{sq}, \lambda) = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} + \lambda[\omega^2(L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2) - V_a^2] \quad (1.22)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sd}} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sq} + 2\lambda(\omega^2 L_{sd}^2 i_{sd}) = 0 \quad (1.23)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sq}} = 0 \quad \rightarrow \quad \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd} + 2\lambda(\omega^2 L_{sq}^2 i_{sq}) = 0 \quad (1.24)$$

Facendo il rapporto delle due derivate si ottiene:

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{L_{sd}^2 i_{sd}}{L_{sq}^2 i_{sq}} \quad \rightarrow \quad \frac{i_{sq}^2}{i_{sd}^2} = \frac{L_{sd}^2}{L_{sq}^2} \quad \rightarrow \quad \boxed{\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{L_{sd}}{L_{sq}}} \quad (1.25)$$

L'espressione (1.25) rappresenta la curva MTPV per l'azionamento classico con singolo inverter, cioè una retta che attraversa il 2° e 4° quadrante, con una pendenza tanto minore quanto più il rapporto di anisotropia risulta elevato. Questa è una delle tante ragioni per avere tale valore il più alto possibile, poiché in questo modo si estende la regione di 1° deflussaggio, caratterizzato da potenza costante.

Con un ragionamento analogo al calcolo della velocità di base è possibile ricavare la velocità alla quale si passa dal 1° al 2° deflussaggio, ovvero la velocità di transizione fra la zona a potenza costante e quella a potenza decrescente, dove interviene il limite di tensione e non è più possibile utilizzare tutta la corrente nominale di macchina, ma è necessario diminuirla per andare a velocità più elevate.

Quindi per trovare la velocità di 2° deflussaggio, occorre mettere a sistema le espressioni del limite di corrente, dell'MTPV e della tensione di alimentazione in funzione dei parametri di macchina:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ \frac{i_{sd}}{i_{sq}} = \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \\ |V_a|^2 = \omega^2 |L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2| \end{cases} \quad (1.26)$$

Analizzando dapprima le espressioni delle correnti, mettendole in una forma in cui compaiano solamente la corrente nominale e le induttanze di asse d e q, si ottiene:

$$i_{sd}^2 + i_{sd}^2 \frac{L_{sd}^2}{L_{sq}^2} = I_n^2 \quad \rightarrow \quad i_{sd}^2 \left( \frac{L_{sq}^2 + L_{sd}^2}{L_{sq}^2} \right) = I_n^2 \quad (1.27)$$

$$\begin{cases} i_{sd}^2 = \frac{I_n^2}{L_{sd}^2 + L_{sq}^2} L_{sq}^2 \\ i_{sq}^2 = \frac{I_n^2}{L_{sd}^2 + L_{sq}^2} L_{sd}^2 \end{cases} \quad (1.28)$$

Quindi risolvendo la (1.26) rispetto alla velocità angolare  $\omega$ , si ha:

$$\omega^2 = \frac{V_a^2}{L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2} = \frac{V_a^2}{L_{sd}^2 \frac{I_n^2}{L_{sd}^2 + L_{sq}^2} L_{sq}^2 + L_{sq}^2 \frac{I_n^2}{L_{sd}^2 + L_{sq}^2} L_{sd}^2} \quad (1.29)$$

Da cui, facendone la radice quadrata e le relative semplificazioni, si ottiene il valore della velocità del passaggio dal 1° al 2° deflussaggio:

$$\omega_{pow}^2 = \frac{V_a^2 (L_{sd}^2 + L_{sq}^2)}{2 I_n^2 L_{sd}^2 L_{sq}^2} \quad \rightarrow \quad \boxed{\omega_{pow} = \frac{V_a \sqrt{L_{sd}^2 + L_{sq}^2}}{\sqrt{2} I_n L_{sd} L_{sq}}} \quad (1.30)$$

Ancora una volta si può notare l'effetto del rapporto di anisotropia che più elevato è, più risulta spinta la velocità del 2° deflussaggio verso valori maggiori, massimizzando il range di velocità a potenza costante.

Può essere utile andare a verificare l'andamento del rapporto tra le velocità di transizione tra le tre zone di funzionamento, rispettivamente tra la zona a potenza crescente e potenza costante ( $\omega_{base}$ ) e tra le zone a potenza costante e decrescente ( $\omega_{pow}$ ). Sfruttando le equazioni (1.20) e (1.30):

$$\frac{\omega_{pow}}{\omega_{base}} = \frac{\sqrt{L_{sd}^2 + L_{sq}^2} \sqrt{L_{sd}^2 + L_{sq}^2}}{\sqrt{2} L_{sd} L_{sq} \sqrt{2}} = \frac{L_{sd}^2 + L_{sq}^2}{2 L_{sd} L_{sq}} \quad (1.31)$$

Introducendo il rapporto di anisotropia, raccogliendo a numeratore e denominatore  $L_{sd}$ , si ottiene:

$$\frac{\omega_{pow}}{\omega_{base}} = \frac{1 + \frac{L_{sq}^2}{L_{sd}^2}}{2 \frac{L_{sq}}{L_{sd}}} \quad \rightarrow \quad \frac{\omega_{pow}}{\omega_{base}} = \frac{1 + \rho^2}{2\rho} \quad (1.32)$$

Dove  $\rho$  rappresenta il rapporto di anisotropia. Può essere utile graficare l'andamento di tale rapporto in funzione di vari valori di anisotropia, come evidenziato in Figura 1.6.

Come si poteva intuire, maggiori rapporti di anisotropia danno luogo a campi di funzionamento in 1° deflussaggio più elevati. Essendo che il rapporto di anisotropia della macchina analizzata è contenuto, il luogo di funzionamento a potenza costante risulta ristretto.

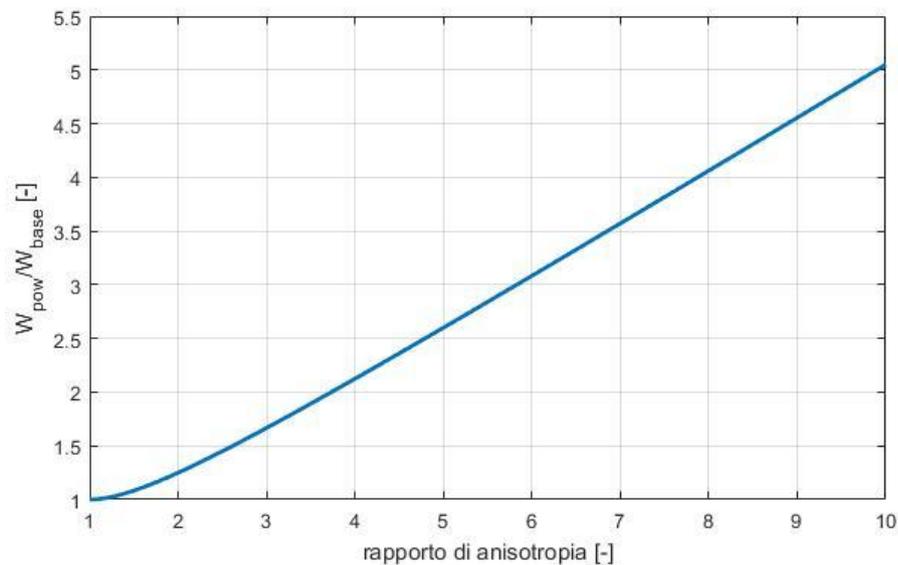


Figura 1.6 – rapporto tra  $\omega_{pow}/\omega_{base}$  in funzione dell'anisotropia.

Arrivati a questo punto, avendo definito le curve limite di corrente e di tensione e avendo stabilito i punti di funzionamento ottimali dell'azionamento, si può comporre la regione di funzionamento dell'azionamento nel piano delle correnti. Per fare ciò è necessario considerare anche l'andamento delle curve isocoppia, ottenute attraverso l'espressione 1.5. Nel caso della macchina a pura riluttanza, per valori di coppia positiva, tali curve risultano essere delle iperboli equilatera, del 2° e 4° quadrante, di cui vi è un esempio mostrato in Figura 1.7. Per concludere vengono tracciate tutte le curve ottenute fin ora, per una visione completa della regione di funzionamento sul piano delle correnti, dettata dai limiti di tensione e corrente che il sistema di controllo deve rispettare in Figura 1.8.

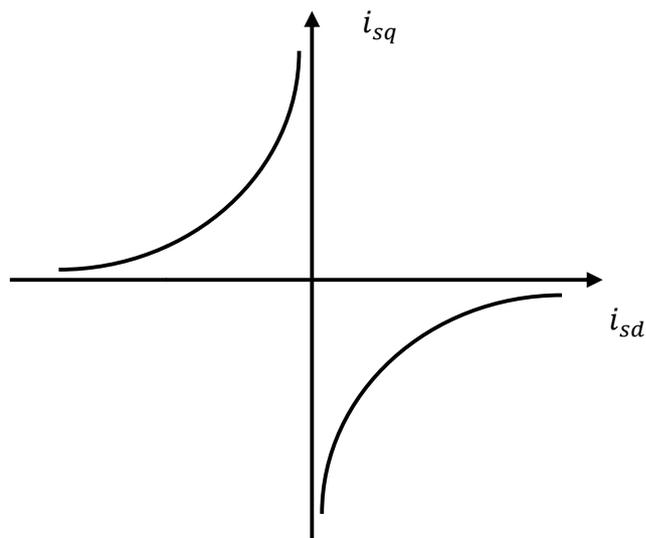


Figura 1.7 – Curve isocoppia.

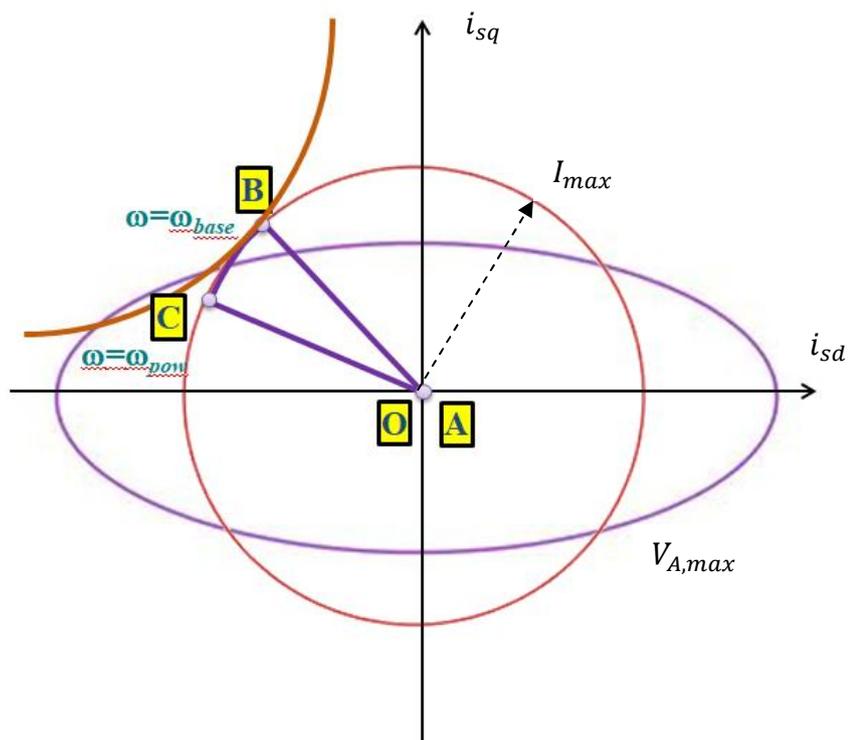


Figura 1.8 – Esempio di possibile campo di funzionamento dell'azionamento.

Il tratto A – B rappresenta la MTPA, la curva B – C evidenzia la zona di funzionamento a potenza costante, mentre il segmento C – 0 descrive la traiettoria della MTPV.

## **Capitolo 2**

# **Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza**

In questo secondo capitolo, viene presentata la caratterizzazione della macchina elettrica utilizzata, nei suoi veri parametri per poter generare un sistema di controllo opportuno.

Sarà necessario effettuare una prova Volt-amperometrica per la misura della resistenza statorica e una prova caratterizzata dall'iniezione di un campo pulsante per la stima delle induttanze caratteristiche di asse d e q.

### **2.1 Prova Volt-amperometrica**

La prova Volt-amperometrica si effettua semplicemente alimentando lo statore con una tensione ridotta tra le singole fasi, andando ad aprire il centro-stella e richiudendo il circuito tramite un generatore in corrente continua.

In questo modo tramite la misura di tensione e di corrente per le 3 fasi è possibile caratterizzare il valore di resistenza statorica  $R_s$ , di cui di seguito sono riportati i risultati sperimentali:

Tabella 2.1 – Prova Volt-amperometrica.

	<b>Fase 1 (Rossa)</b>		<b>Fase 2 (Nera)</b>		<b>Fase 3 (Blu)</b>	
	<i>1°Prova</i>	<i>2°Prova</i>	<i>1°Prova</i>	<i>2°Prova</i>	<i>1°Prova</i>	<i>2°Prova</i>
$V_s [V]$	0.80 V	0.90 V	0.80 V	0.90 V	0.60 V	0.90 V
$I_s [A]$	3.93 A	4.30 A	3.83 A	4.50 A	2.86 A	4.42 A
$R_s [\Omega]$	0.204 $\Omega$	0.209 $\Omega$	0.209 $\Omega$	0.200 $\Omega$	0.209 $\Omega$	0.204 $\Omega$

Come è possibile notare in Tabella 2.1, sono state eseguite due prove a tensione differenti per ogni fase e ne è conseguito un valore della resistenza statorica leggermente diverso nelle tre fasi. Per non appesantire la trattazione ed essendo poco rilevante, questa non perfetta simmetria è stata trascurata ed è stata considerata in seguito un'unica resistenza di fase data dal valor medio delle tre prove:

$$R_{s\_media} = 0.206 \Omega \quad (2.1)$$

Di seguito, in Figura 2.1 è rappresentato il circuito di misura.

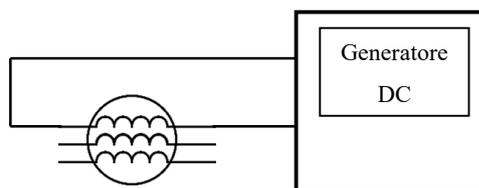


Figura 2.1 – Prova Volt-amperometrica.

## 2.2 Prova di caratterizzazione di $L_{sd}$ & $L_{sq}$

La prova di caratterizzazione delle induttanze  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  è stata effettuata adottando una alimentazione sinusoidale, monofase di tensione, collegando i terminali statorici di macchina in modo che facessero circolare correnti in grado di generare un campo magnetico pulsante.

Tramite l'utilizzo dei vettori di spazio è possibile scrivere:

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2) = \frac{3}{2}V \sin(\omega t) \quad (2.2)$$

$$dove: \quad \omega = 2\pi f \quad (2.3)$$

In questo modo il vettore di spazio assume un andamento sinusoidale sull'asse reale, alternandosi tra i valori minimi e massimi di  $-\frac{3}{2}V$  e  $\frac{3}{2}V$ . In seguito sarà dimostrato nel dettaglio.

In seguito in Figura 1.3 è mostrato il circuito di misura, per il quale sono stati utilizzati:

- una sonda Voltmetrica isolata, collegata al canale 1 dell'oscilloscopio in grado di misurare la tensione di fase;
- tre sonde Amperometriche, collegate ai tre canali rimanenti dell'oscilloscopio, di modo da poter visualizzare gli andamenti di corrente nelle tre fasi e individuare facilmente la posizione del rotore, essendo che quando si trova in una posizione corrispondente a uno degli assi d o q, le correnti nelle fasi 2 e 3 sono coincidenti;
- un oscilloscopio, per visualizzare gli andamenti di tensione e corrente nelle fasi e per la memorizzazione dei dati;
- un generatore di onde sinusoidali a frequenza variabile;
- un trasformatore trifase a rapporto variabile, a causa del fatto che il generatore risulta essere limitato in corrente, quindi è stato utilizzato come trasformatore abbassatore per poter aumentare il limite fino a 20 A efficaci.

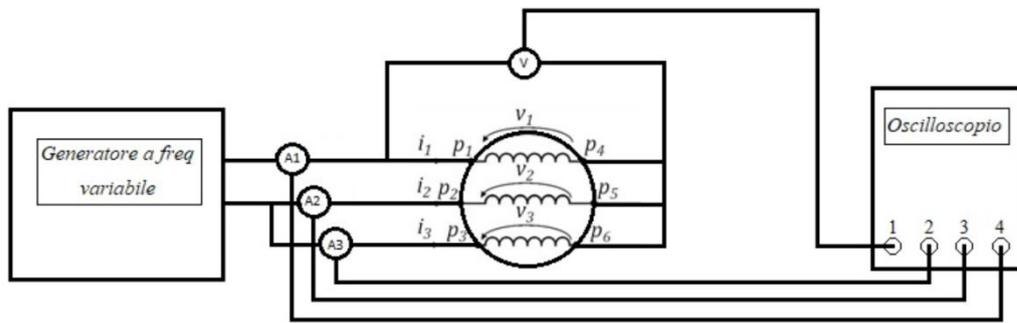


Figura 2.2 – Prova di caratterizzazione di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$ .

## 2.2.1 Simulazioni in ambiente FLUX

Per comprendere meglio i fenomeni che poi si andranno ad acquisire nella prova sperimentale, sono state effettuate misure accurate con il calibro di tutte le dimensioni del lamierino rotorico, compresa la larghezza delle barriere di flusso, per poter digitalizzare il rotore della macchina e disegnarla tramite l'applicativo *Lua Motor*.

Di seguito, in Figura 2.3 è rappresentato il disegno meccanico in ambiente *FEMM* del lamierino rotorico, dove sono evidenti le anisotropie e le 3 coppie di poli, per le quali sono presenti 4 barriere di flusso. Il rotore è stato poi alleggerito con dei fori triangolari in corrispondenza dell'asse in quadratura e dei fori rotondi in corrispondenza dell'asse diretto.

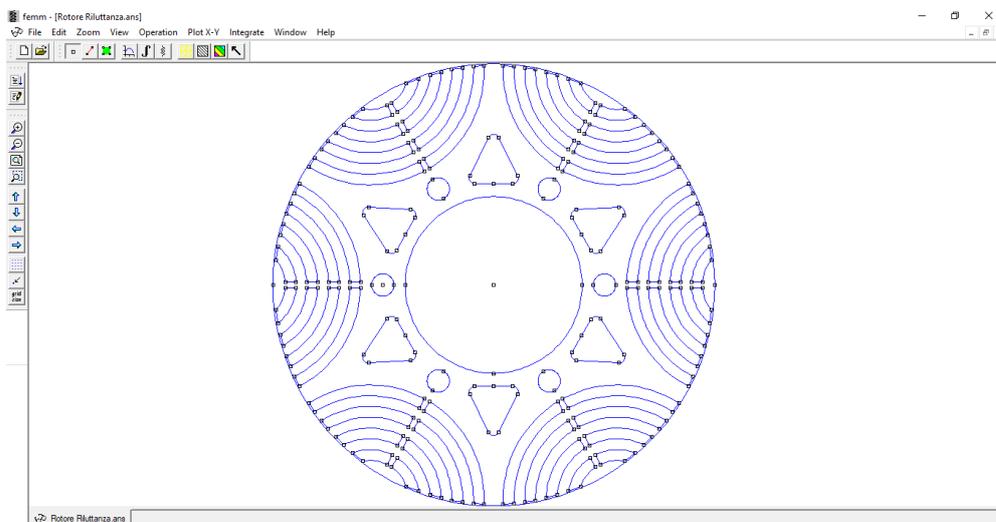


Figura 2.3 – Digitalizzazione del lamierino rotorico in ambiente FEMM.

Il disegno della macchina è stato quindi utilizzato in ambiente *FLUX* per effettuare diverse indagini:

- La prima simulazione è stata effettuata fissando una determinata densità di corrente in cava, ipotizzando un solo conduttore per cava, alimentando la macchina con una tensione di 8 V. Variando il valore di densità di corrente  $J$ , si modifica lo stato di saturazione di macchina, quindi i valori di induttanza di asse diretto e in quadratura.
- Una seconda prova è stata effettuata modificando la posizione del rotore per valori discreti, iniziando con una posizione del rotore disposta in corrispondenza dell'asse d e conclusa in allineamento con l'asse q. Anche in questo caso le simulazioni sono state effettuate per diversi valori di densità di corrente in cava.
- Un'ultima simulazione può essere fatta alimentando la macchina con una rampa di tensione sinusoidale e verificando gli andamenti della corrente nelle 3 fasi. Tali andamenti verranno poi confrontati con quelli derivanti dalle prove sperimentali.

I risultati della prima simulazione sono rappresentati in Tabella 2.2, la quale evidenzia i valori di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  e il rispettivo rapporto di anisotropia. Tale valore, in prima approssimazione, può essere considerato come un indicatore sulla coppia che la macchina sarà in grado di erogare.

Tabella 2.2 – Indagine su  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  a densità di corrente in cava fissata.

$J [A/mm^2]$	$L_{sd} [H]$	$L_{sq} [H]$	$L_{sq}/L_{sd}$
<b>0.5</b>	$1.23 \cdot 10^{-4}$	$1.26 \cdot 10^{-4}$	1.03
<b>1</b>	$9.45 \cdot 10^{-5}$	$1.26 \cdot 10^{-4}$	1.34
<b>2</b>	$6.40 \cdot 10^{-5}$	$1.26 \cdot 10^{-4}$	1.97
<b>3</b>	$5.18 \cdot 10^{-5}$	$1.26 \cdot 10^{-4}$	2.43
<b>4</b>	$4.51 \cdot 10^{-5}$	$1.25 \cdot 10^{-4}$	2.78
<b>5</b>	$4.07 \cdot 10^{-5}$	$1.22 \cdot 10^{-4}$	2.99
<b>6</b>	$3.77 \cdot 10^{-5}$	$1.17 \cdot 10^{-4}$	3.09
<b>7</b>	$3.55 \cdot 10^{-5}$	$1.11 \cdot 10^{-4}$	3.12

I valori assoluti di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  non sono veritieri in quanto, come detto in precedenza, il numero dei conduttori per cava non è quello reale, ma solamente un valore indicativo poiché non è stato possibile stimarne il numero esatto, essendo il motore già avvolto e non si conoscevano i dettagli progettuali, inoltre nella simulazione non si tiene conto delle testate degli avvolgimenti.

Discorso diverso va fatto per il valore dell'anisotropia, che risulta coerente con i valori reali, poiché gli errori commessi si compensano nell'effettuare il rapporto. Già da questa simulazione si capisce che la macchina in esame, per valori tipici di densità di corrente ( $3 - 4 - 5 \text{ A/mm}^2$ ), supera con difficoltà un rapporto di riluttanza di 3.

Di seguito le Figure 2.4 e 2.5 evidenziano i risultati ottenuti in maniera grafica.

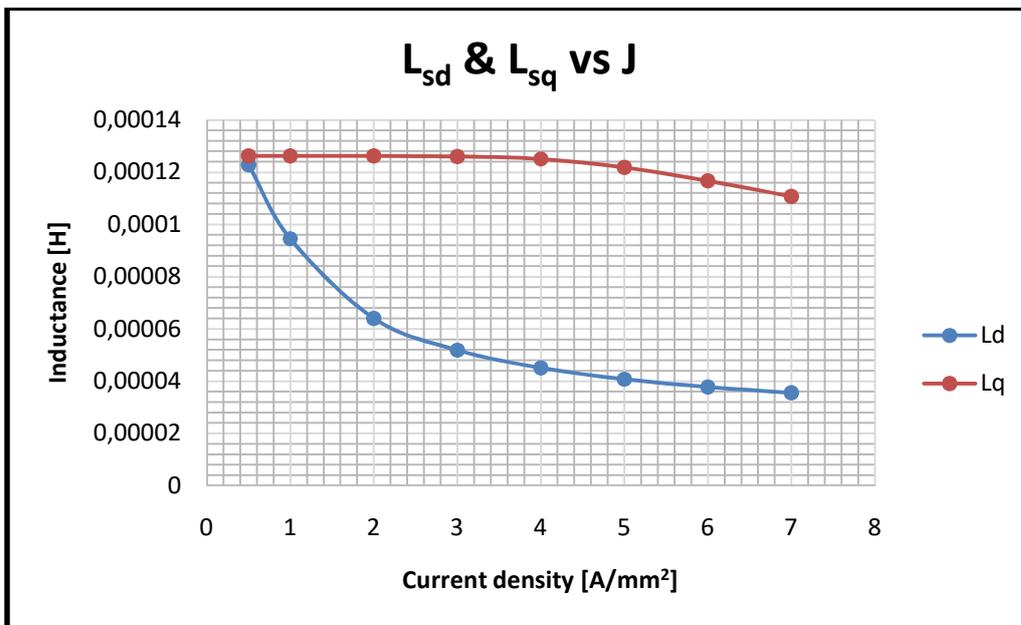


Figura 2.4 – Andamenti di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  valutati tramite FLUX.

Come si può apprezzare dal grafico, i valori di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  inizialmente tendono a coincidere con densità di correnti basse, poiché in questo caso i setti che congiungono le barriere di flusso dell'asse d non sono saturi e quindi le linee di campo magnetico possono restare nel ferro, rendendo le due induttanze simili. Per valori di densità di corrente crescenti si nota una forte diminuzione di  $L_{sd}$  dettata dalla saturazione dei setti in ferro, quindi le linee di campo magnetico sono costrette a percorrere tratti in aria.

Infine per valori di densità di corrente molto elevati si può osservare che il valore dell'induttanza di asse diretto tende a mantenere lo stesso valore, mentre l'induttanza dell'asse in quadratura comincia a diminuire, in quanto la macchina comincia a saturare nel suo complesso.

Per valori di densità di corrente ancora più elevata gli andamenti tenderanno nuovamente ad avvicinarsi rendendo la struttura magnetica della macchina di fatto isotropa, ed essendo che la macchina a pura riluttanza non possiede magneti permanenti per l'eccitazione, in tal caso la coppia prodotta sarà nulla.

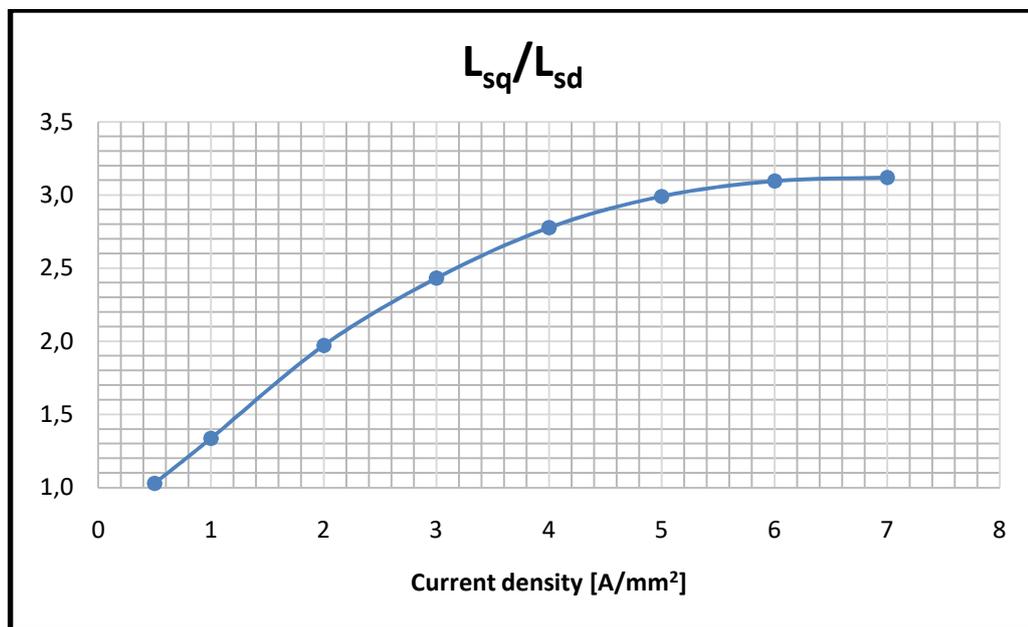


Figura 2.5 – Andamento del rapporto di anisotropia valutato tramite FLUX.

Da questo secondo grafico si conferma che per densità di correnti contenute la macchina risulta praticamente isotropa, quindi per correnti basse la coppia risulterà praticamente nulla. Questo fa presagire che la curva MTPA (“maximum torque per Ampere”) non sarà esattamente la bisettrice del 2°quadrante, ma partirà da un valore di corrente diverso da zero. Mentre per valori maggiori di densità di corrente, l'anisotropia tende ad un rapporto  $L_{sq}/L_{sd}$  di circa 3.

Per macchine a pura riluttanza prestanti tale valore dovrebbe aggirarsi intorno a 4÷5, quindi si preannuncia una macchina dalle prestazioni modeste.

Passando invece ai risultati ottenuti dalla seconda simulazione con il rotore in movimento, riassunti in Tabella 2.3, dove sono evidenti i valori di posizione del rotore e di coppia sviluppata per le diverse prove, si può apprezzare in maniera grafica l'andamento della coppia in funzione della posizione del rotore, in Figura 2.6.

Tabella 2.3 – indagine sulla coppia a densità di corrente fissata e rotore in movimento.

Torque								
$\theta$ (° elet)	0.5 A/mm <sup>2</sup>	1 A/mm <sup>2</sup>	2 A/mm <sup>2</sup>	3 A/mm <sup>2</sup>	4 A/mm <sup>2</sup>	5 A/mm <sup>2</sup>	6 A/mm <sup>2</sup>	7 A/mm <sup>2</sup>
0	0.000	0.00	0.00	0.01	0.02	0.04	0.05	0.07
6.413793	0.001	0.03	0.19	0.50	0.94	1.50	2.20	3.02
12.82759	0.001	0.05	0.38	1.00	1.90	3.08	4.53	6.26
19.24138	0.002	0.05	0.44	1.17	2.27	3.71	5.52	7.69
25.65517	0.002	0.06	0.58	1.58	3.10	5.14	7.69	10.73
32.06897	0.002	0.06	0.55	1.52	2.96	4.87	7.28	10.19
38.48276	0.002	0.06	0.70	2.02	4.01	6.64	9.88	13.66
44.89655	0.002	0.05	0.66	2.02	4.12	6.92	10.33	14.20
51.31034	0.002	0.03	0.56	1.73	3.54	5.99	8.99	12.20
57.72414	0.001	0.01	0.48	1.66	3.54	6.07	9.05	12.17
64.13793	0.001	0.01	0.25	1.01	2.21	3.69	5.16	6.60
70.55172	0.001	0.01	0.16	0.80	1.94	3.43	5.15	6.98
76.96552	0.001	0.00	0.04	0.37	1.04	1.98	3.03	4.08
83.37931	0.000	0.00	0.01	0.06	0.28	0.74	1.32	2.25
89.7931	0.000	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00

Come si era previsto, i valori di coppia per densità di corrente contenute sono praticamente nulle a causa del fatto che l'anisotropia risulta molto bassa.

Per quanto riguarda l'andamento, si può dire che la curva ideale della coppia deve risultare sinusoidale, il ripple mostrato è dovuto all'affacciamento tra apertura di cava e barriere di flusso, quello che sperimentalmente si ottiene è il valore medio, evidenziato dalla curva interpolante che è stata raffigurata solo per la curva di coppia a 7 A/mm<sup>2</sup> per non creare confusione.

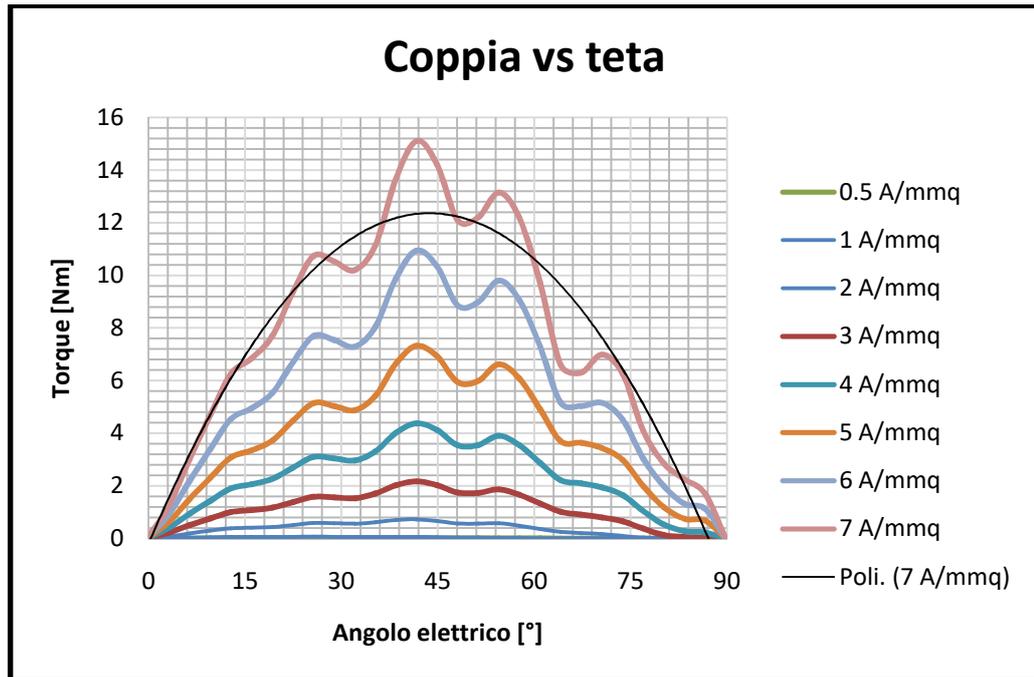


Figura 2.6 – Andamenti della coppia sviluppata in funzione della posizione del rotore.

Con la stessa simulazione si può andare ad indagare l'andamento dell'induttanza, in funzione della posizione del rotore, sempre confrontando i vari livelli di densità di corrente. In Figura 2.7 sono mostrati tali curve, dove l'inizio e la fine corrispondono ai valori di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  rispettivamente, delle prove precedenti.

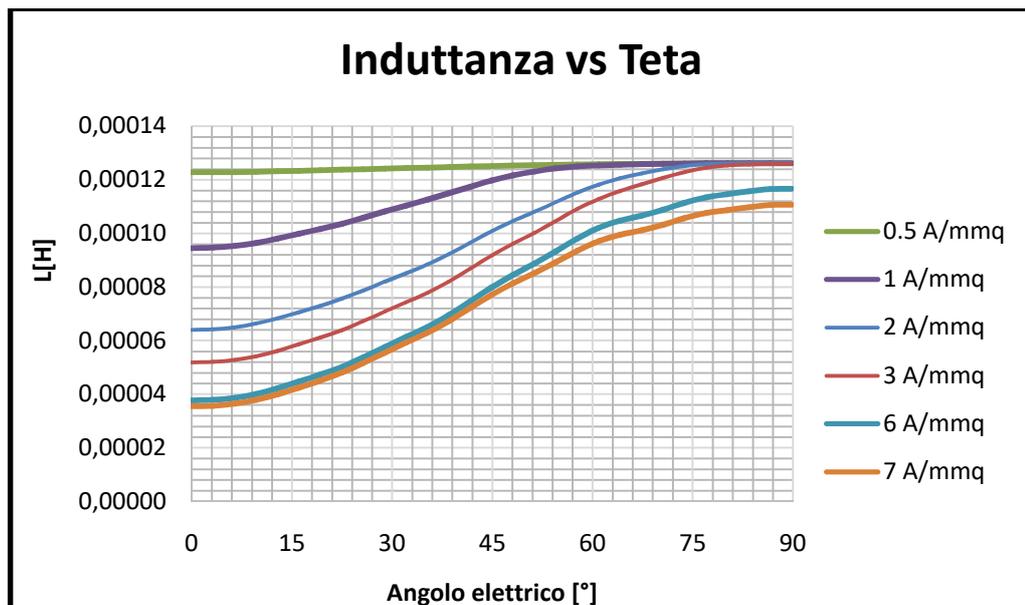


Figura 2.7 – Andamenti dell'induttanza in funzione della posizione del rotore.

## 2 – Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza

Ancora una volta, ma sotto un altro punto di vista, risulta evidente la poca anisotropia di macchina per valori contenuti di densità di corrente.

Infine si può passare all'ultima simulazione, relativa all'indagine sulle correnti. In Figura 2.8 si osserva quindi l'andamento della tensione applicata e in Figura 2.9 le curve di corrente, che sono state limitate solamente agli ultimi due periodi per evidenziare meglio il contenuto armonico.

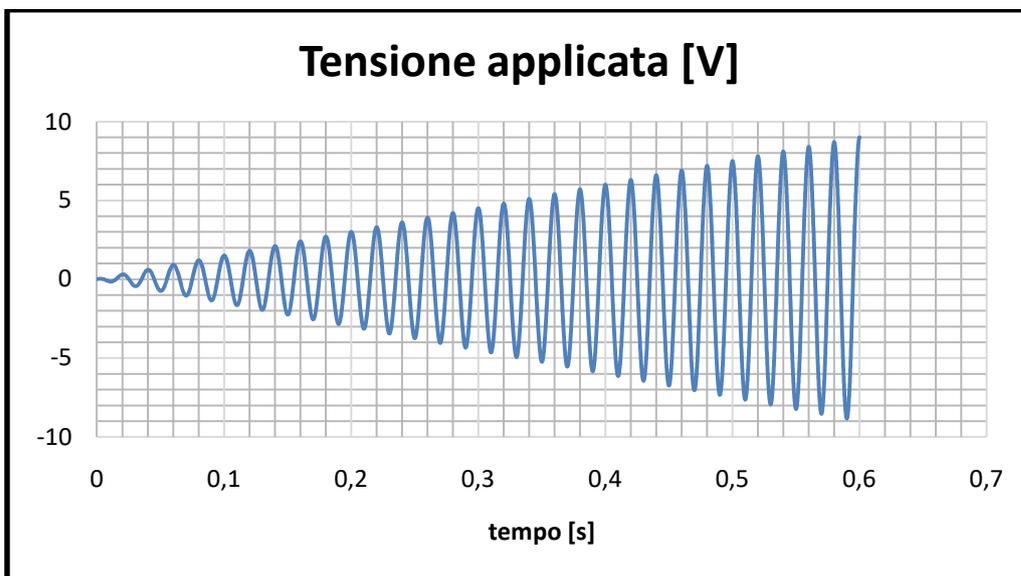


Figura 2.8 – Andamento della tensione applicata valutata tramite FLUX.

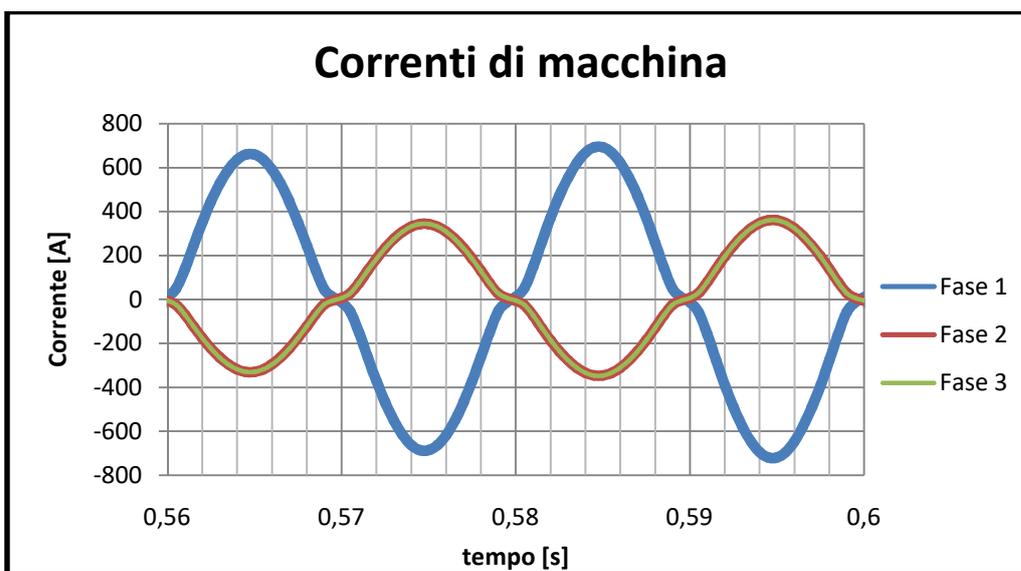


Figura 2.9 – Andamento delle correnti di macchina valutate tramite FLUX.

Quello che è possibile osservare è che la corrente di fase 1, quando il rotore coincide con l'asse d, presenta una ampiezza maggiore rispetto alle correnti delle altre due fasi, che risultano sovrapposte; questa differenza è dovuta al fatto che sono presenti dei forti contributi armonici. Tale aspetto dovrà essere preso in considerazione durante il calcolo delle induttanze caratteristiche durante l'acquisizione dei segnali delle prove pratiche.

## 2.2.2 Prova sperimentale

Per la caratterizzazione sperimentale di  $L_{sq}$  ed  $L_{sd}$  sono state eseguite delle prove a diverso valore di frequenza e di corrente, per mantenere la coerenza con le simulazioni effettuate tramite FLUX.

Le prime prove sono state eseguite alimentando la macchina nella configurazione già vista in precedenza, in grado quindi di creare un campo magnetico pulsante all'interno della macchina. È stato necessario però utilizzare un trasformatore abbassatore per raggiungere valori di corrente fino a 20 A efficaci, essendo che il generatore di tensione sinusoidale era limitato in corrente.

Quindi, grazie alla misura di tensione e corrente si può stimare il valore dell'impedenza, da cui eliminare il contributo della resistenza statorica e determinare il valore di induttanza:

$$Z = \frac{V}{I} = \sqrt{(\omega L)^2 + R_s^2} \quad \rightarrow \quad L = \frac{\sqrt{Z^2 - R_s^2}}{\omega} \quad (2.4)$$

$$\text{dove: } \omega = 2\pi f \quad (2.5)$$

Allineando il rotore al campo magnetico pulsante, rispettivamente secondo l'asse diretto e in quadratura si possono stimare i valori di  $L_{sd}$  ed  $L_{sq}$  a meno di un fattore 3/2.

Cerchiamo ora di dimostrare la precedente affermazione, partendo dalle condizioni di alimentazione della macchina, per le quali si può dire che:

$$E(t) = E_M \cos(\omega t) = v_1(t) - v_2(t) \quad (2.6)$$

$$v_2(t) - v_3(t) = 0 \quad (2.7)$$

Mentre il legame tra il flusso e la corrente si può descrivere tramite le equazioni (2.8), (2.9) e (2.10):

$$\overline{\varphi}_s = L_{sd}i_{sd} + jL_{sq}i_{sq} = A\overline{i}_s + B\overline{i}_s^* \quad (2.8)$$

$$\overline{\varphi}_s = A(i_{sd} + ji_{sq}) + B(i_{sd} - ji_{sq}) \quad (2.9)$$

$$\overline{\varphi}_s = i_{sd}(A + B) + j(A - B)i_{sq} \quad (2.10)$$

Dove  $\overline{\varphi}_s$  rappresenta il vettore complesso del flusso,  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  sono rispettivamente le correnti di asse diretto e in quadratura, che compongono il vettore complesso di corrente statorica  $\overline{i}_s$ . Avendo imposto che:

$$\begin{cases} A + B = L_{sd} \\ A - B = L_{sq} \end{cases} \quad (2.11)$$

Risolvendo rispetto A e B si possono definire le induttanze  $L_\Sigma$  e  $L_\Delta$ :

$$\begin{cases} A = \frac{L_{sd} + L_{sq}}{2} = L_\Sigma \\ B = \frac{L_{sd} - L_{sq}}{2} = L_\Delta \end{cases} \quad (2.12)$$

In questo modo il flusso statorico può essere rappresentato mediante la somma di due termini che contengono il vettore complesso di corrente e il suo coniugato, quindi la corrente  $\overline{i}_s$  diviene una funzione di  $\overline{\varphi}_s$ , come espresso dalla equazione (2.13):

$$\overline{\varphi}_s = L_\Sigma\overline{i}_s + L_\Delta\overline{i}_s^* \quad \rightarrow \quad i_s = f(\varphi_s) \quad (2.13)$$

Quindi in forma matriciale si possono descrivere le due equazioni che descrivono il flusso statorico e il suo coniugato, come:

$$\begin{bmatrix} \overline{\varphi_s} \\ \overline{\varphi_s^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\Sigma & L_\Delta \\ L_\Delta & L_\Sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{i_s} \\ \overline{i_s^*} \end{bmatrix} \quad \rightarrow \quad \begin{bmatrix} \overline{i_s} \\ \overline{i_s^*} \end{bmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} L_\Sigma & -L_\Delta \\ -L_\Delta & L_\Sigma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\varphi_s} \\ \overline{\varphi_s^*} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Dove  $\Delta$  è il determinante della matrice delle induttanze che può essere espresso attraverso qualche passaggio, tramite l'equazione (2.18):

$$\Delta = L_\Sigma^2 - L_\Delta^2 = \frac{1}{4} \left[ (L_{sd} + L_{sq})^2 - (L_{sd} - L_{sq})^2 \right] \quad (2.15)$$

$$\Delta = \frac{1}{4} \left[ (L_{sd} + L_{sq} + L_{sd} - L_{sq})(L_{sd} + L_{sq} - L_{sd} + L_{sq}) \right] \quad (2.16)$$

$$\Delta = \frac{1}{4} \left[ (2L_{sd})(2L_{sq}) \right] \quad (2.17)$$

$$\Delta = L_{sd}L_{sq} \quad (2.18)$$

Quindi, sostituendo tale determinante nella (2.14), si ricava il vettore complesso di corrente statorica, in funzione del flusso statorico:

$$\overline{i_s} = \frac{1}{L_{sd}L_{sq}} [L_\Sigma \overline{\varphi_s} - L_\Delta \overline{\varphi_s^*}] \quad (2.19)$$

Essendo che il flusso statorico è legato alla tensione tramite una derivata (2.20), sfruttando le equazioni (2.6) e (2.7), derivanti dal tipo di collegamento della macchina e attraverso la definizione di vettore di spazio dell'equazione (2.2), si può concludere che tale vettore si muova lungo l'asse reale con moto sinusoidale e che la parte immaginaria risulta quindi nulla. Per di più la parte reale assume un'ampiezza pari a  $3/2$  il segnale di tensione originario (2.23):

$$\overline{v_s} = \frac{d\overline{\varphi_s}}{dt} \quad (2.20)$$

$$\overline{v_s}(\overline{\alpha} - \overline{\alpha}^2) = j\sqrt{3}\overline{v_s} = 0 \quad \rightarrow \quad I_m\{\overline{v_s}\} = 0 \quad (2.21)$$

$$\bar{v}_s \equiv R_e\{\bar{v}_s\} \quad \rightarrow \quad \bar{\varphi}_s = R_e\{\bar{\varphi}_s\} \quad (2.22)$$

$$E(t) = v_1 - v_2 = \bar{v}_s \cdot (1 - \bar{\alpha}) = v_s \left(1 + \frac{1}{2}\right) = \frac{3}{2} v_s \quad (2.23)$$

Quindi, dalla relazione di tipo derivativo tra tensione e flusso, si può ricavare il flusso in funzione della tensione e in tal caso risulterà essere di tipo integrale:

$$v_1(t) = \frac{d\varphi_1(t)}{dt} \quad \rightarrow \quad \varphi_1(t) = \int v_1(t) dt \quad (2.24)$$

$$\varphi_1(t) = \int v_s(t) dt = \frac{2}{3} \int E(t) dt = \frac{2}{3} \frac{E}{\omega} \sin(\omega t) = \varphi_s \quad (2.25)$$

Dove nell'ultimo passaggio si è usufruito della relazione (2.22) di legame tra  $E(t)$  e la parte reale del vettore di spazio della tensione di alimentazione  $v_s$ .

Ritornando al legame flussi e correnti espresso dalla (2.19), si può esprimere il flusso statorico nel riferimento fisso andando a moltiplicare per un esponenziale  $e^{-j\theta}$ , che indica una rotazione del piano complesso dell'angolo  $\theta$  in senso antiorario:

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_{sd}L_{sq}} [L_\Sigma \bar{\varphi}_s e^{-j\theta} - L_\Delta \bar{\varphi}_s^* e^{j\theta}] \quad (2.26)$$

$$\text{Essendo: } \bar{\varphi}_s = R_e\{\bar{\varphi}_s\} = \varphi_s \quad (2.27)$$

$$\bar{i}_s = \frac{1}{L_{sd}L_{sq}} [L_\Sigma \varphi_s e^{-j\theta} - L_\Delta \varphi_s e^{j\theta}] \quad (2.28)$$

A questo punto si può descrivere anche la corrente statorica nel riferimento fisso. Sfruttando l'equazione precedente (2.28), si ottiene:

$$\bar{i}_s = \bar{i}_s e^{j\theta} = \frac{\varphi_s}{L_{sd}L_{sq}} [L_\Sigma - L_\Delta e^{j2\theta}] \quad (2.29)$$

$$i_s = R_e\{\bar{i}_s\} = \bar{i}_s \cdot 1 = \frac{\varphi_s}{L_{sd}L_{sq}} [L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta)] \quad (2.30)$$

Infine si sostituisce all'espressione appena valutata, l'equazione (2.22) del flusso statorico reale, ottenendo l'espressione definitiva della corrente:

$$i_s = \frac{2 E \sin(\omega t)}{3 \omega L_{sd} L_{sq}} [L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta)] \quad (2.31)$$

Quindi rapportando il valore di tensione  $E$  ed il valore di corrente  $i_s$  misurati, si ottiene un'impedenza che a meno delle resistenze ohmiche risulta essere proporzionale a  $L_{sd}$  e  $L_{sq}$ :

$$Z = \frac{|E|}{|i_s|} = \frac{E}{\frac{2 E \sin(\omega t)}{3 \omega L_{sd} L_{sq}} [L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta)]} \quad (2.32)$$

$$Z = \frac{3}{2} \frac{\omega L_{sd} L_{sq}}{L_\Sigma - L_\Delta \cos(2\theta)} \quad (2.33)$$

Usufruendo delle definizioni delle induttanze  $L_\Sigma$  e  $L_\Delta$ , espresse nella (2.12), si ottiene:

$$Z = \frac{3\omega L_{sd} L_{sq}}{(L_{sd} + L_{sq}) - (L_{sd} - L_{sq}) \cos(2\theta)} \quad (2.34)$$

Quindi in funzione dell'angolo  $\theta$  si ottengono vari valori di impedenza. Avendo però posto  $\theta = 0$ , la posizione del rotore con l'asse diretto posizionato lungo la direzione del campo magnetico pulsante e con  $\theta = \pi/2$ , la posizione del rotore con l'asse in quadratura allineato con il campo magnetico pulsante, si ha rispettivamente:

$$\theta = 0 \quad \rightarrow \quad \boxed{Z_{sd} = \frac{3\omega L_{sd} L_{sq}}{L_{sd} + L_{sq} - L_{sd} + L_{sq}} = \frac{3}{2} \omega L_{sd}} \quad (2.35)$$

$$\theta = \frac{\pi}{2} \quad \rightarrow \quad \boxed{Z_{sq} = \frac{3\omega L_{sd} L_{sq}}{L_{sd} + L_{sq} + L_{sd} - L_{sq}} = \frac{3}{2} \omega L_{sq}} \quad (2.36)$$

## 2 – Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza

In Figura 2.10 è mostrato, a titolo di esempio, la prova effettuata a 50 Hz, in cui il rotore è stato ruotato a velocità costante, per poter apprezzare l'allineamento con l'asse q (in basso a sinistra) e con l'asse d (in basso a destra). Si può notare che la traccia della tensione risulta pressoché sinusoidale, mentre in corrispondenza dell'asse d, le correnti presentano una forte componente di 3° armonica, sovrapposta alla fondamentale.

Come dichiarato in precedenza, sono state utilizzate tre sonde Amperometriche per poter visualizzare gli andamenti di corrente nelle tre fasi e individuare facilmente la posizione del rotore, poiché quando ci si trova in corrispondenza a uno degli assi, le correnti nelle fasi 2 e 3 sono coincidenti.

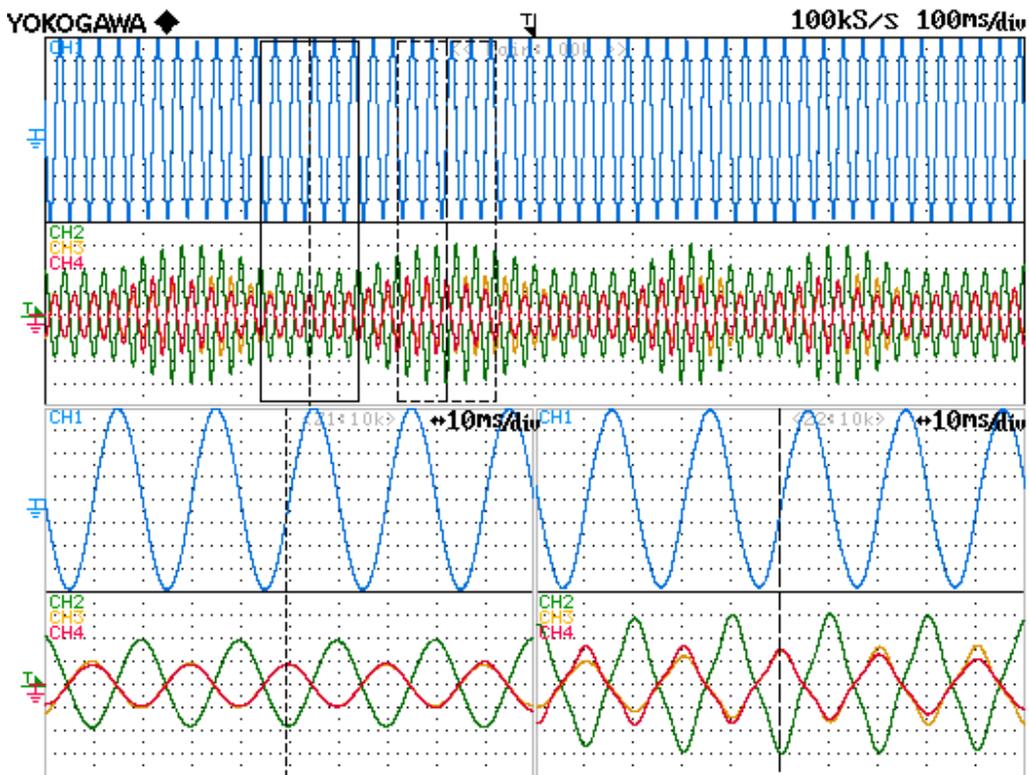


Figura 2.10 – Andamenti di: tensione del generatore (azzurro – 4V/div), corrente di fase 1 (verde – 2A/div), corrente di fase 2 (giallo – 2A/div), corrente di fase 3 (rosso – 2A/div) durante una rotazione a velocità costante. Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div nel main, 10ms/div negli zoom.

Sfruttando l'equazione (2.4), si ricava il valore di  $L_{sd}$  e in maniera analoga si procede per il calcolo di  $L_{sq}$ , portando il rotore in corrispondenza dell'asse q.

Di seguito, in Figura 2.11 e 2.12 sono riportati gli andamenti delle induttanze di asse d e di asse q, nelle rispettive prove a 50Hz, 100Hz e 150Hz, con valori differenti di corrente, senza depurarle del fattore  $3/2$ .

Si vuole sottolineare che in questo caso le prove sono state effettuate con step discreti di corrente di 1 A e considerando il contributo di tutte le armoniche sia di corrente che di tensione.

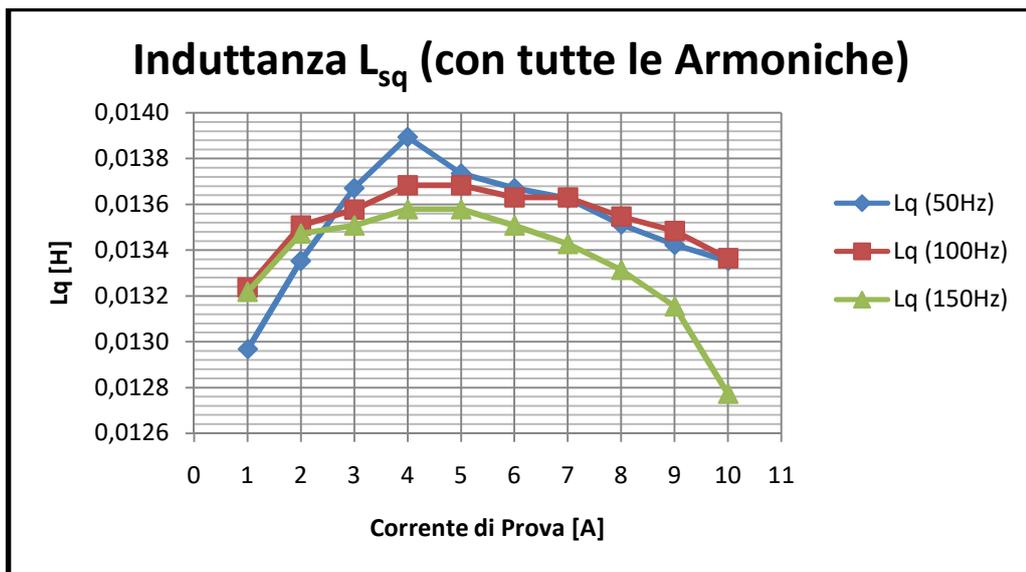


Figura 2.11 – Induttanze di asse q, in funzione della corrente di prova, per diversi valori di frequenza.

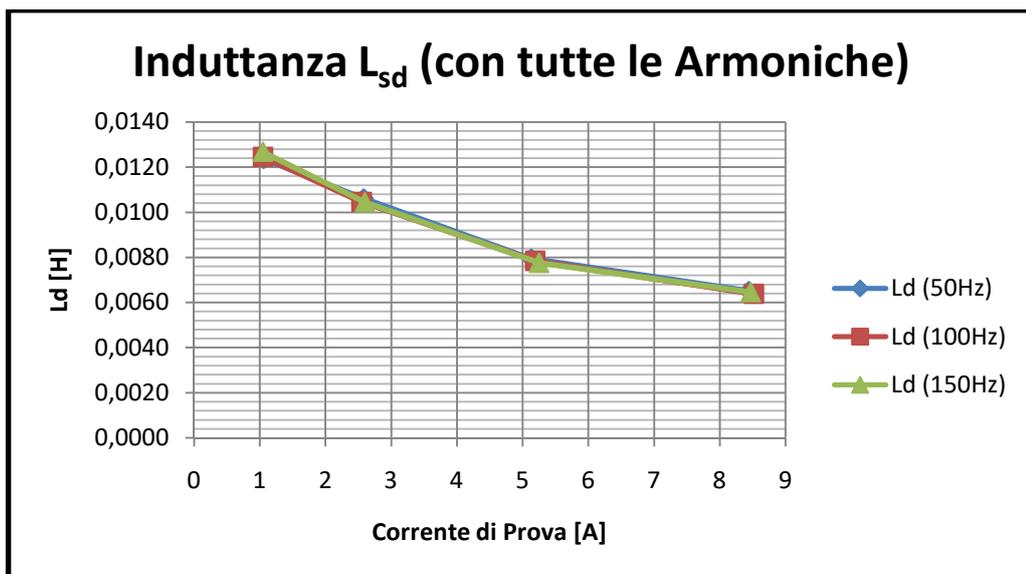


Figura 2.12 – Induttanze di asse d, in funzione della corrente di prova, per diversi valori di frequenza.

## 2 – Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza

Si nota una perfetta riproducibilità della curva dell'induttanza  $L_{sd}$  al variare della corrente e si conferma l'andamento stimato dalle prove di FLUX, mentre per l'induttanza di asse q il diverso valore di frequenza pone diversi valori di  $L_{sq}$ , anche se con variazioni percentuali minime, mantenendo però lo stesso andamento.

Successivamente ci si è concentrati sulla prova a 50 Hz, dove è stata valutata l'espressione dell'induttanza di asse d e q analizzando il rapporto tra tensione e corrente della sola 1°armonica, effettuando l'analisi spettrale dei segnali, estendendo la ricerca a valori di corrente fino a 18-20 A tramite l'utilizzo di un trasformatore abbassatore, che per sua natura distorce anche l'andamento della tensione.

I risultati sono graficati in Figura 2.13 ed in Figura 2.14 è raffigurato il rapporto di anisotropia, dove i valori delle induttanze sono state già scalate del fattore 2/3 caratteristico della misurazione dell'impedenza.

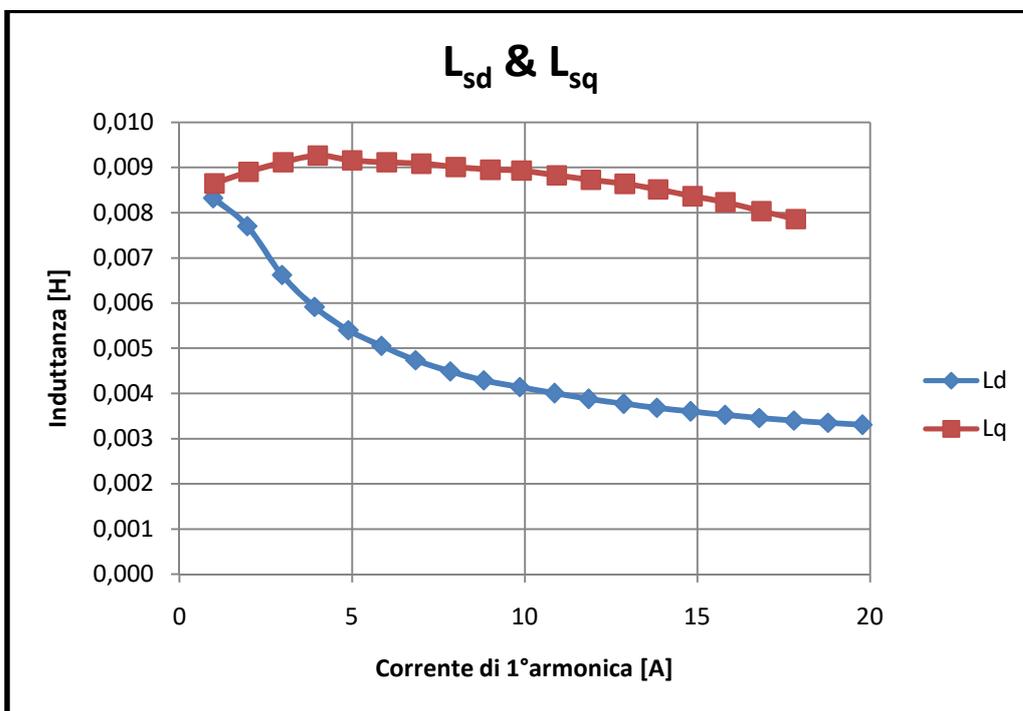


Figura 2.13 – Induttanze di asse d e q per diversi valori di corrente.

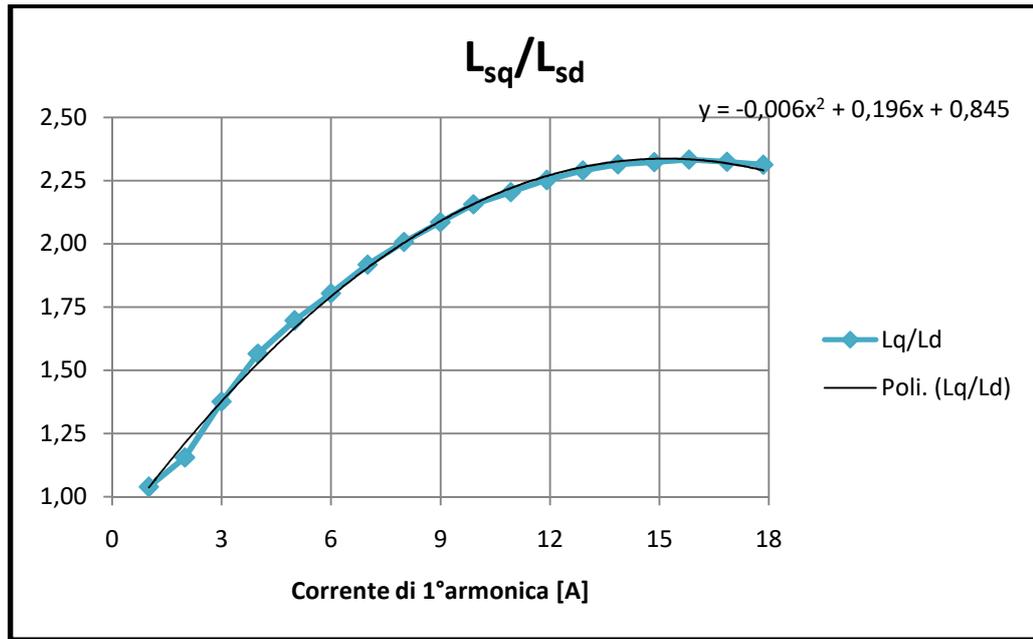


Figura 2.14 – Rapporto di anisotropia per diversi valori di corrente.

Come si può osservare dalle figure precedenti, gli andamenti delle due induttanze confermano le simulazioni fatte in FLUX, mentre per il rapporto di anisotropia il valore raggiunto alla corrente nominale di macchina, pari a 15 A, risulta di 2.36, che è ridotto rispetto alle stime delle simulazioni. Questo può essere imputato al fatto che il contributo della dispersione in testata non è contemplato in simulazione.

Per le analisi future è stato riportata una linea di tendenza del rapporto di anisotropia, utile nel controllo della macchina per seguire al meglio la curva MTPA e MTPV (“maximum torque per ampere, maximum torque per voltage”) dettati dal limite in corrente a bassa velocità e dai limiti in tensione ad alta velocità.

In conclusione, per i valori di  $L_{sd}$  e  $L_{sq}$  si possono considerare solamente quelli determinati per la prova a corrente nominale di 15 A, essendo che la macchina verrà utilizzata nell’intorno della  $I_n$  e non in campo di deflussaggio molto spinto, quindi i dati tecnici sperimentali della macchina sono quelli riepilogati in Tabella 2.4.

## 2 – Caratterizzazione della Macchina a Pura Riluttanza

Tabella 2.4 – Dati tecnici della macchina a pura riluttanza.

<b>Parametro</b>	<b>Simbolo</b>	<b>Valore</b>
<i>Tensione nominale</i>	$V_n$	220 V
<i>Corrente nominale</i>	$I_n$	15 A
<i>Coppia nominale</i>	$C_n$	4.8 Nm
<i>Velocità nominale</i>	$n_n$	1000 rpm
<i>Velocità massima</i>	$n_{max}$	6000 rpm
<i>Resistenza statorica</i>	$R_s$	0.206 $\Omega$
<i>Induttanza di asse diretto</i>	$L_{sd}$	3.60 mH
<i>Induttanza di asse in quadratura</i>	$L_{sq}$	8.36 mH

## **Capitolo 3**

### **Azionamento Dual Inverter**

Nel terzo capitolo viene presentato l'azionamento alimentato tramite singolo inverter ed equipaggiato di un compensatore del fattore di potenza, denominato Dual Inverter. Si comincia quindi con una breve panoramica sulle possibili configurazioni attualmente esistenti, per poi concentrarsi su quella che è oggetto di questo lavoro. Viene descritta la logica di funzionamento del sistema e la definizione del suo modello matematico, per poi passare alla rappresentazione delle prestazioni limite e la definizione della più opportuna strategia di controllo per un funzionamento ottimo dell'azionamento. Questa esposizione sarà utile nei paragrafi successivi per poter confrontare, a livello teorico, le prestazioni dei due azionamenti.

#### **3.1 Configurazione dei sistemi**

Con il termine Dual Inverter si indica un insieme di convertitori elettronici di potenza per il controllo di macchine elettriche a centro stella aperto, dette anche "open-winding machines" o "open-ended machines". Con questa configurazione, le estremità dell'avvolgimento statorico di macchina risultano

### 3 - Azionamento Dual Inverter

accessibili: questo permette di realizzare configurazioni a stella, a triangolo o, di mantenere indipendenti i sei terminali e controllare la macchina da entrambi i lati.

In letteratura sono descritte diverse tipologie di sistemi che differiscono in sostanza sulla base del collegamento dei bus DC dei due inverter. Di seguito sono riportati due esempi: in Figura 3.1, è schematizzata la configurazione con singola alimentazione e bus DC comune ai due inverter, e in Figura 3.2, la configurazione con bus DC isolati e connessi a sorgenti di alimentazione indipendenti.

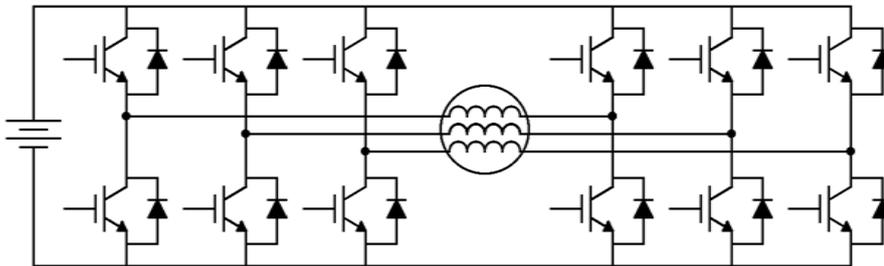


Figura 3.1 – Dual Inverter con bus DC in comune.

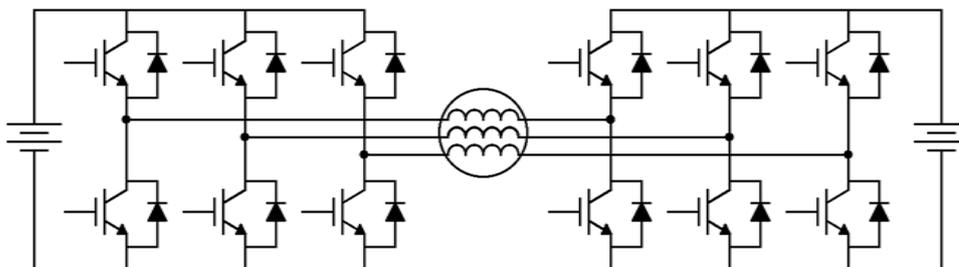


Figura 3.2 – Dual Inverter con bus DC isolati.

Infine, una configurazione studiata negli ultimi anni e pensata soprattutto per il settore automotive, è quella riportata in Figura 3.3. Tale sistema è costituito da un unico pacco batterie che alimenta il primo inverter, il quale risulta perfettamente isolato dal bus DC del secondo, su cui è posto un banco flottante di condensatori.

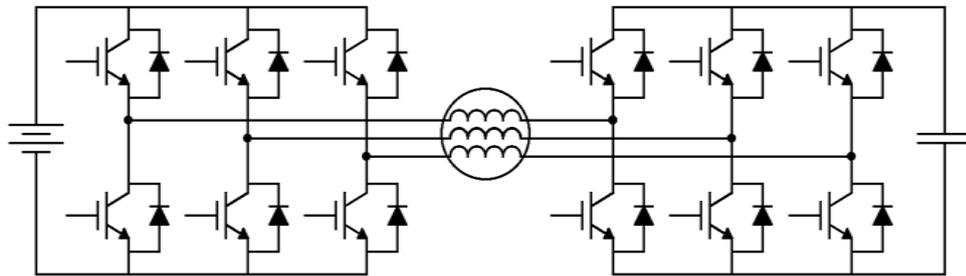


Figura 3.3 – Dual Inverter con bus DC isolati e condensatore flottante.

Le potenzialità di questo sistema di conversione statica sono numerose e permettono di migliorare notevolmente la performance del motore utilizzato. Le migliorie descritte nell'introduzione sono influenzate principalmente da due aspetti fondamentali: la definizione di una precisa strategia di controllo e la scelta dei livelli di tensione dei bus DC, sulla base della tensione disponibile di batteria e in base all'anisotropia mostrata dalla macchina elettrica.

È logico scegliere un livello di tensione del secondo inverter relativamente elevato, al fine di poter ridurre la tensione del pacco batterie in accordo con le normative vigenti e facilitarne l'equalizzazione, mantenendo alte le prestazioni del motore. Per quanto riguarda possibili strategie di controllo si potrebbe ad esempio pensare di escludere il secondo inverter a basse velocità per ridurre le perdite complessive oppure sfruttarlo sin da subito per compensare la potenza reattiva e permettere all'inverter principale di funzionare a fattore di potenza unitario: in quest'ultimo caso il primo inverter si troverebbe a gestire per un ampio intervallo di velocità solamente potenza attiva, permettendo una riduzione della taglia dei componenti.

Come descritto dalla teoria dei convertitori statici, affinché sia mantenuta una tensione sul lato DC sufficiente a permettere il corretto funzionamento del sistema, è necessario che la potenza scambiata istantaneamente sia a valor medio nullo nel periodo; ciò implica una condizione di ortogonalità tra i vettori di spazio della corrente e della tensione relativa all'inverter. Di questi aspetti si discuterà nei paragrafi successivi.

## 3.2 Modello matematico dell'azionamento

In questa analisi i due convertitori statici verranno indicati come inverter principale "A", utile all'alimentazione della macchina elettrica ed inverter secondario "B", collegato al condensatore flottante, per la compensazione della potenza reattiva. In Figura 3.4 è mostrato lo schema semplificato della configurazione, dove è indicata la nomenclatura delle principali grandezze necessarie alla trattazione teorica.

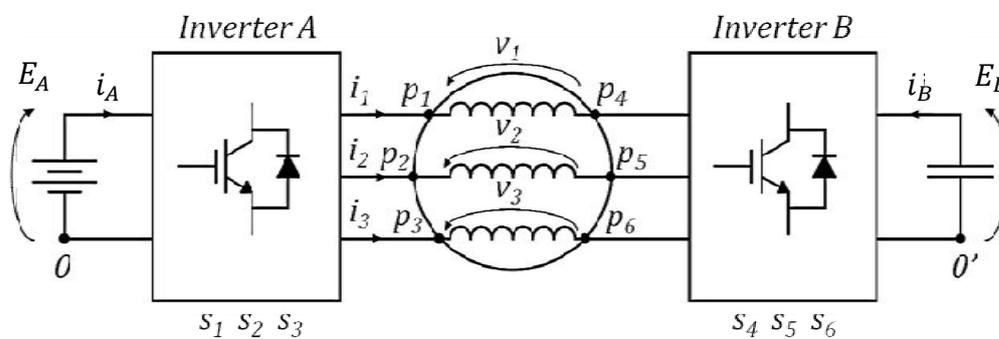


Figura 3.4 – Schema semplificato del Dual Inverter.

La tensione e la corrente dello stadio in continua dell'inverter A sono indicate con  $E_A$  e  $i_A$ , mentre quelle dell'inverter B con  $E_B$  e  $i_B$ ; con la lettera  $s$  vengono definite le funzioni di commutazione dei rami di inverter, mentre  $0$  e  $0'$  rappresentano i terminali di riferimento per le tensioni di polo.

Le grandezze relative alla macchina sono invece indicate con  $v_1, v_2, v_3$  per le tensioni e  $i_1, i_2, i_3$  per le correnti, mentre i morsetti degli avvolgimenti sono definiti con la lettera  $p$ .

Come noto dalla teoria degli inverter trifase, le tensioni di polo possono essere espresse in funzione della tensione sul bus DC e delle rispettive funzioni di commutazione.

$$\begin{aligned} v_{p1-0} &= s_1 E_A v_{p2-0} = s_2 E_A v_{p3-0} = s_3 E_A \\ v_{p4-0'} &= s_4 E_B v_{p5-0'} = s_5 E_B v_{p6-0'} = s_6 E_B \end{aligned} \quad (3.1)$$

Tali espressioni possono essere introdotte nelle equazioni delle tensioni dei circuiti di macchina:

$$\begin{cases} v_{p1-0} - v_1 - v_{p4-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p2-0} - v_2 - v_{p5-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p3-0} - v_3 - v_{p6-0'} + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

sostituendo:

$$\begin{cases} s_1 E_A - v_1 - s_4 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_2 E_A - v_2 - s_5 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_3 E_A - v_3 - s_6 E_B + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Da questo set di equazioni è possibile calcolare la componente omopolare e il vettore di spazio delle tensioni in questione; essendo quest'ultime nulle, risulteranno uguali a zero anche la componente omopolare e il vettore di spazio.

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 + s_3) E_A - (v_1 + v_2 + v_3) \\ & - (s_4 + s_5 + s_6) E_B + 3v_{0-0'}] = 0 \end{aligned} \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 \bar{\alpha} + s_3 \bar{\alpha}^2) E_A - (v_1 + v_2 \bar{\alpha} + v_3 \bar{\alpha}^2) \\ & - (s_4 + s_5 \bar{\alpha} + s_6 \bar{\alpha}^2) E_B + (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) v_{0-0'}] = 0 \end{aligned} \quad (3.5)$$

La grandezza indicata con  $\bar{\alpha}$  nelle equazioni precedenti, rappresenta l'operatore rotazione, cioè il vettore nel piano cartesiano di modulo unitario e argomento pari a  $2\pi/3$ .

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.6)$$

È semplice verificare che l'ultimo contributo presente nell'espressione (3.5) risulta essere nullo poiché descrive la somma di tre contributi uguali in modulo e sfasati di  $120^\circ$ :  $(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2 = 0)$ .

### 3 - Azionamento Dual Inverter

In maniera duale possono essere valutate le componenti omopolari e i vettori di spazio delle funzioni di commutazione degli inverter, nonché quelli riferiti alle tensioni ai capi della macchina.

$$s_{Ao} = \frac{2}{3}(s_1 + s_2 + s_3) \quad (3.7)$$

$$\bar{s}_A = \frac{2}{3}(s_1 + s_2\bar{\alpha} + s_3\bar{\alpha}^2) \quad (3.8)$$

$$s_{Bo} = \frac{2}{3}(s_4 + s_5 + s_6) \quad (3.9)$$

$$\bar{s}_B = \frac{2}{3}(s_4 + s_5\bar{\alpha} + s_6\bar{\alpha}^2) \quad (3.10)$$

$$v_{so} = \frac{2}{3}(v_1 + v_2 + v_3) \quad (3.11)$$

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2) \quad (3.12)$$

Essendo gli avvolgimenti simmetrici, la somma delle tensioni è nulla, pertanto la componente omopolare delle tensioni di avvolgimento, descritta dalla (3.11) risulta essere anch'essa uguale a zero.

Introducendo le espressioni (3.7) - (3.12) nelle (3.4) e (3.5) si ottengono le due relazioni seguenti:

$$s_{Ao}E_A - s_{Bo}E_B + 2v_{0-0'} = 0 \quad (3.13)$$

$$\bar{s}_AE_A - \bar{v}_s - \bar{s}_BE_B = 0 \quad (3.14)$$

Indicando con  $\bar{v}_A = \bar{s}_AE_A$  e  $\bar{v}_B = \bar{s}_BE_B$  i vettori di spazio delle tensioni ai morsetti dei rispettivi inverter, è possibile riscrivere la (3.14), ottenendo così la prima delle equazioni fondamentali del modello matematico dell'intero sistema.

$$\boxed{\bar{v}_s = \bar{v}_A - \bar{v}_B} \quad (3.15)$$

Ora è necessario introdurre la componente omopolare e il vettore di spazio delle correnti di macchina.

$$i_{so} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \quad (3.16)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_1 + i_2\bar{\alpha} + i_3\bar{\alpha}^2) \quad (3.17)$$

Per la legge di Kirchhoff ai nodi, le tre correnti di macchina risultano essere a somma nulla ( $i_1 + i_2 + i_3 = 0$ ); quindi se ne deduce che anche la componente omopolare delle correnti di fase (3.16) è anch'essa uguale a zero.

Le correnti che interessano i rami d'inverter possono essere descritte in funzione delle relative correnti di carico e delle funzioni di commutazione; in questo modo è possibile esprimere le correnti dei due bus DC, con i versi indicati in Figura 3.5, come segue:

$$i_A = i_1s_1 + i_2s_2 + i_3s_3 \quad (3.18)$$

$$i_B = -i_4s_4 - i_5s_5 - i_6s_6 \quad (3.19)$$

$$\text{dove: } \begin{cases} i_1 = -i_4 \\ i_2 = -i_5 \\ i_3 = -i_6 \end{cases} \quad (3.20)$$

Le equazioni (3.18) e (3.19) possono essere espresse in funzione dei vettori di spazio delle correnti di macchina e delle funzioni di commutazione.

$$i_A = \frac{3}{2}\bar{s}_A \cdot \bar{i}_s \quad (3.21)$$

$$i_B = -\frac{3}{2}\bar{s}_B \cdot \bar{i}_s \quad (3.22)$$

### 3 - Azionamento Dual Inverter

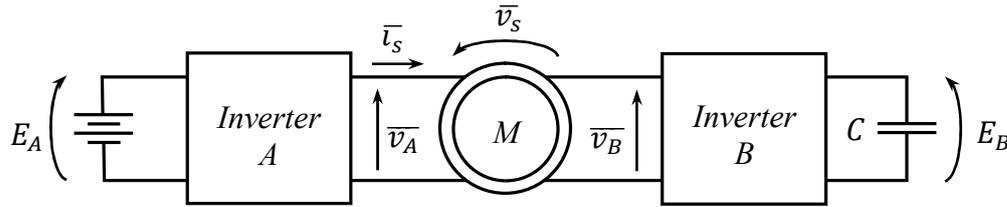


Figura 3.5 – Schema semplificato del Dual Inverter in termini di vettori di spazio.

A questo punto, è possibile definire la potenza istantaneamente scambiata tra il condensatore e il sistema come:

$$p_B = E_B i_B = E_B \left( -\frac{3}{2} \overline{s_B} \cdot \overline{i_s} \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} \quad (3.23)$$

Si deduce quindi, che la tensione  $\overline{v_B}$  è strettamente legata al livello di tensione  $E_B$  sul condensatore; difatti, l'energia elettrostatica immagazzinata varia con la potenza attiva assorbita dall'inverter B, secondo la (3.24).

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C E_B^2 \right) = \frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} \quad (3.24)$$

Per meglio comprendere il significato che assumono queste espressioni, torna utile scomporre la tensione dell'inverter B nei due termini  $v_B^p$  e  $v_B^q$ , ovvero la componente parallela e la componente ortogonale al vettore corrente  $\overline{i_s}$ .

$$\overline{v_B} = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (3.25)$$

Sostituendo la (3.25) nella (3.24) si ottiene:

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C E_B^2 \right) = \frac{3}{2} v_B^p |\overline{i_s}| \quad (3.26)$$

L'equazione appena ricavata conferma il fatto che solo la componente  $v_B^p$  può modificare l'energia immagazzinata dal condensatore, quindi la rimanente  $v_B^q$  potrà essere utilizzata ad altri scopi.

Per quanto detto, per garantire il corretto funzionamento del filtro attivo, e quindi per mantenere fissa la tensione sul bus DC dell'inverter B, è necessario che la potenza scambiata istantaneamente sia a valor medio nullo nel periodo. In questa trattazione si è scelto di imporre che la potenza attiva dell'inverter B, sia costantemente nulla; di conseguenza, si può affermare che dalla (3.23) deriva la seconda equazione fondamentale del modello matematico:

$$\boxed{\overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = 0} \quad (3.27)$$

Ricordando la definizione di prodotto scalare, secondo cui preso un vettore  $\vec{a}$  e un vettore  $\vec{b} \rightarrow \vec{a} \cdot \vec{b} = |\vec{a}| |\vec{b}| \cos(\vartheta_a - \vartheta_b)$ , se ne deduce che i vettori di spazio  $\overline{v_B}$  e  $\overline{i_s}$  devono mantenersi sempre perpendicolari.

Ne consegue che, se si desidera mantenere costante l'energia del condensatore a regime, deve essere nulla la variazione di potenza, cioè la componente parallela deve rimanere nulla:

$$v_B^p = 0 \quad (3.28)$$

Allora l'espressione della tensione dell'inverter secondario si semplifica come segue:

$$\overline{v_B} = j v_B^q \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (3.29)$$

Riassumendo, le equazioni fondamentali (3.15) e (3.27) indicano che in qualunque istante la tensione applicata alla macchina dovrà essere ottenuta dalla somma vettoriale delle tensioni ai morsetti dei due inverter, con il vincolo che la seconda delle due dovrà stabilmente rimanere ortogonale al vettore di spazio della corrente di macchina.

In Figura 3.6 è riportato, a livello qualitativo, l'esempio del diagramma vettoriale sul piano  $\alpha - \beta$  che mostra i concetti di ortogonalità appena descritti tra tali vettori di spazio.

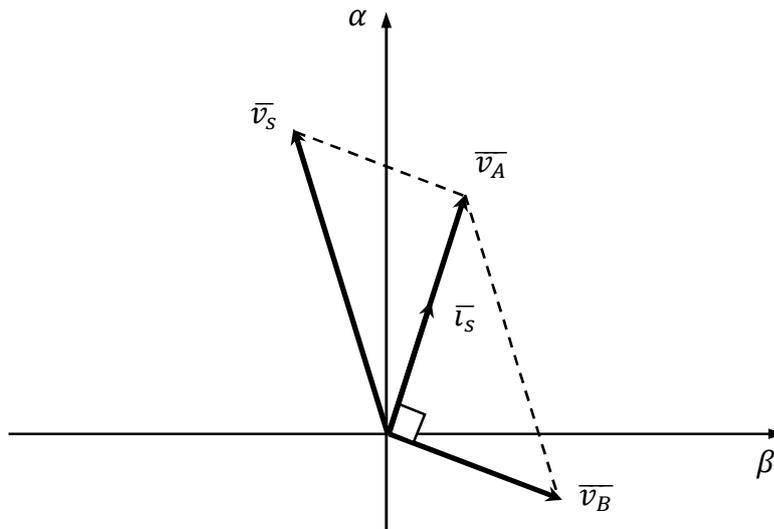


Figura 3.6 – Diagramma vettoriale del sistema considerato.

Si fa notare che si verifica una particolare condizione di funzionamento in cui si ha il posizionamento in fase della corrente e della tensione relativa al lato AC dell'inverter primario.

### 3.3 Analisi delle prestazioni limite

Lo studio delle prestazioni limite di una macchina controllata da un sistema Dual Inverter è più complesso rispetto al caso dell'azionamento classico. Come effettuato nel Capitolo 1, il primo passo da fare in questa direzione è quello di definire i vincoli che caratterizzano l'intero sistema.

Entrambi gli inverter risultano limitati sia in tensione che in corrente, a causa delle grandezze massime accettabili dagli interruttori statici e per l'inverter B anche dal tipo di condensatore utilizzato per il lato in continua.

Per quanto riguarda la macchina elettrica, i vincoli caratteristici sono determinati dalla massima tensione dettata dalla classe di isolamento, e dalla massima corrente che caratterizza il limite termico. Tali concetti sono riassunti in Tabella 3.1.

Tabella 3.1 – Grandezze limite del sistema.

<i>Unità</i>	<i>Grandezza</i>	<i>Limite</i>
<b>Inverter A</b>	$ \bar{v}_A $	$V_{A,max} = E_A/\sqrt{3}$
	$ \bar{i}_A $	$I_{A,max}$
<b>Inverter B</b>	$ \bar{v}_B $	$V_{B,max} = E_B/\sqrt{3}$
	$ \bar{i}_B $	$I_{B,max}$
<b>Macchina sincrona a riluttanza</b>	$ \bar{v}_s $	$V_{s,max}$
	$ \bar{i}_s $	$I_{s,max}$

Come per l'azionamento classico, nel caso in cui il più stringente fosse quello relativo agli avvolgimenti del motore, non sarebbe opportuno utilizzare tale macchina elettrica in quel sistema Dual Inverter, poiché se così fosse i convertitori si troverebbero a funzionare a basso carico e non sarebbero evidenti i vantaggi descritti in precedenza. Per questo motivo si considera come limite il massimo valore tra le tensioni dei due inverter. Per il limite di corrente, essendo meno gravoso del precedente, si sceglie semplicemente di fissare un unico limite in corrente per l'intero azionamento, corrispondente al minimo valore della massima corrente ammissibile dai componenti del sistema, come descritto dalle equazioni (3.30).

$$\begin{cases} V_{s,max} > \max(V_{A,max}, V_{B,max}) \\ I_{max} = \min(I_{A,max}, I_{B,max}, I_{s,max}) \end{cases} \quad (3.30)$$

Inoltre, va specificato che le tensioni continue dei due bus DC  $E_A$  ed  $E_B$  possono essere scelte per ottimizzare al meglio il progetto, anche sulla base dell'anisotropia mostrata dalla macchina elettrica. Pertanto si possono scegliere valori differenti, ad esempio  $3E_A = E_B$ , come nel caso qui sviluppato, in modo da sfruttare la possibilità di incremento della tensione che l'inverter secondario può fornire per massimizzare le velocità di ingresso al primo e secondo deflussaggio, e per riprodurre un sistema multilivello che offre una migliore qualità delle correnti statoriche. Questi argomenti saranno approfonditi nei paragrafi successivi.

### 3.3.1 Limite di corrente

Come descritto nella teoria degli azionamenti elettrici, il metodo di indagine del funzionamento limite è quello basato sul sistema di riferimento di assi ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) essendo le correnti le variabili manipolabili.

Il vincolo relativo alla corrente sarà ovviamente identico a quello presente per l'azionamento classico dotato di singolo inverter, quindi sarà rappresentato con una circonferenza con centro nell'origine degli assi e raggio  $I_{max}$ , come descritto nel Capitolo 1, nell'equazione (1.6) e in Figura 1.2.

### 3.3.2 Limiti di tensione

Drasticamente diverso dalla classica ellisse è invece il limite in tensione del sistema Dual Inverter. Difatti si dovrà tenere conto dei livelli di tensione di entrambi i bus DC dei convertitori, nonché dei vincoli posti dalle equazioni fondamentali (3.15) e (3.27).

Applicando alcune proprietà del calcolo vettoriale si possono ottenere i seguenti risultati:

$$\overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (i_{sd} + ji_{sq}) = v_{Bd}i_{sd} + v_{Bq}i_{sq} = 0 \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot j(i_{sd} + ji_{sq}) \\ &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (-i_{sq} + ji_{sd}) \\ &= -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} = |\overline{v_B}| |j\overline{i_s}| \cos(\theta_{v_B} - \theta_{i_s}) \quad (3.33)$$

dove  $\theta_{v_B}$  e  $\theta_{i_s}$  rappresentano gli argomenti dei vettori  $\overline{v_B}$  e  $\overline{i_s}$ .

Ricordando che, per ottenere potenza attiva nulla,  $\overline{v_B}$  e  $\overline{i_s}$  devono essere perpendicolari, allora il coseno dell'angolo espresso dalla (3.33) risulta essere

unitario (potenza reattiva massima). Quindi, esplicitando moduli dei due vettori lungo gli assi diretto e in quadratura, si può scrivere:

$$\begin{aligned} v_B &= |\overline{v_B}| = \sqrt{v_{Bd}^2 + v_{Bq}^2} \\ i_s &= |\overline{i_s}| = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \end{aligned} \quad (3.34)$$

La (2.38) può essere riscritta come:

$$\overline{v_B} \cdot \overline{j i_s} = v_B i_s \quad (3.35)$$

Eguagliando i risultati delle equazioni (3.32) e (3.35), si può concludere:

$$v_B i_s = -v_{Bd} i_{sq} + v_{Bq} i_{sd} \quad (3.36)$$

Quindi, partendo dalla coppia di equazioni (3.31) e (3.36) è possibile determinare le componenti di tensione di asse  $d$  e  $q$  in funzione delle componenti di corrente:

$$\begin{cases} v_{Bd} i_{sd} + v_{Bq} i_{sq} = 0 \\ -v_{Bd} i_{sq} + v_{Bq} i_{sd} = v_B i_s \end{cases} \rightarrow \begin{cases} v_{Bd} = -\frac{i_{sq}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = -\frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Bq} = \frac{i_{sd}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (3.37)$$

Ora, introducendo l'ipotesi di funzionamento ad alta velocità è possibile trascurare le cadute di tensione ohmiche e le variazioni di flusso; le equazioni (2.30) possono essere semplificate, come:

$$\begin{cases} v_{sd} = -\omega L_{sq} i_{sq} \\ v_{sq} = \omega L_{sd} i_{sd} \end{cases} \quad (3.38)$$

### 3 - Azionamento Dual Inverter

Scomponendole nei due assi di riferimento si ottiene:

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{Ad} - v_{Bd} \\ v_{sq} = v_{Aq} - v_{Bq} \end{cases} \quad (3.39)$$

perciò esplicitando nelle (3.39) le componenti di  $v_A$  e sostituendo le (3.37) e (3.38) si ricava:

$$\begin{cases} v_{Ad} = v_{sd} + v_{Bd} = -\omega L_{sq} i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Aq} = v_{sq} + v_{Bq} = \omega L_{sd} i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (3.40)$$

A questo punto si hanno a disposizione tutti gli strumenti per esprimere il limite in tensione per l'inverter A, a partire dal valore massimo indicato in Tabella 3.1.

$$v_{Ad}^2 + v_{Aq}^2 = v_A^2 \leq V_{A,max}^2 \quad (3.41)$$

Introducendo le (3.40) nella (3.41) si ottiene:

$$\left(-\omega L_{sq} i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B\right)^2 + \left(\omega L_{sd} i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B\right)^2 \leq V_{A,max}^2 \quad (3.42)$$

Eseguendo semplici passaggi si ricava la disuguaglianza rappresentativa del limite in tensione per l'inverter principale del sistema, poi nella (3.44) si è evidenziato il rapporto di anisotropia  $\rho$ :

$$\begin{aligned} \omega^2 (L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2) + v_B^2 + \frac{2\omega v_B}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} (L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2) \\ \leq V_{A,max}^2 \end{aligned} \quad (3.43)$$

$$\omega^2 L_{sd}^2 (i_{sd}^2 + \rho^2 i_{sq}^2) + v_B^2 + \frac{2\omega v_B L_{sd}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} (i_{sd}^2 + \rho i_{sq}^2) \leq V_{A,max}^2 \quad (3.44)$$

In Figura 3.11 è indicato un esempio della curva rappresentante il limite in tensione nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$ . Genericamente, tale luogo di punti può essere visto come una sorta di ellisse allungata orizzontalmente e deformata nella parte centrale. Il luogo dei punti riportato nella figura è ottenibile fissando la grandezza  $v_B$  ad un determinato valore costante (nel caso visualizzato a 300V). Nel paragrafo seguente viene svolta l'analisi che permette di chiarire come tale grandezza influenzi il limite in questione sotto particolari condizioni di funzionamento.

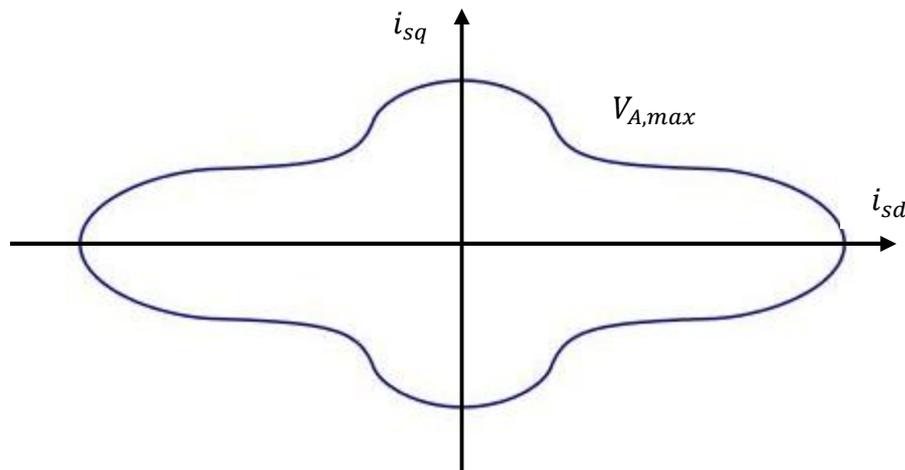


Figura 3.11 – Limite di tensione per l'inverter principale.

Il limite in tensione per l'inverter A è quindi strettamente dipendente dal modulo della tensione  $\overline{v_B}$ , e come accade per l'azionamento classico, dalla sua tensione di alimentazione  $V_{A,max}$ , dal rapporto di anisotropia  $\rho$  e dalla velocità di rotazione  $\omega$ . Per questa ultima dipendenza, gli assi delle curve limite descritte diminuiranno, collassando verso l'origine degli assi all'aumentare della velocità.

### 3.4 Condizione di funzionamento ottimo

Per far funzionare l'azionamento al meglio, si desidera massimizzare la coppia, quindi la potenza meccanica della macchina ed estendere il più possibile il suo intervallo di velocità a potenza costante.

È possibile riscrivere l'espressione della coppia elettromagnetica, come:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} = \frac{3}{2}p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) = \\ &= \frac{3}{2}p(j\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s) \end{aligned} \quad (3.45)$$

Sempre sotto l'ipotesi di funzionamento ad alta velocità, cioè trascurando la caduta di tensione ohmica e la variazione del flusso, le equazioni (3.38) possono essere riscritte in forma vettoriale, come:

$$\overline{v}_s = j\omega\overline{\varphi}_s \quad (3.46)$$

Quindi, grazie alle (3.15) e (3.29), l'espressione della coppia diviene:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2}p(j\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s) = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega}(\overline{v}_s \cdot \overline{i}_s) \\ &= \frac{3}{2}\frac{p}{\omega}\left[\left(\overline{v}_A - v_B^q \frac{j\overline{i}_s}{|\overline{i}_s|}\right) \cdot \overline{i}_s\right] = \frac{3}{2}\frac{p}{\omega}(\overline{v}_A \cdot \overline{i}_s) \end{aligned} \quad (3.47)$$

dove il contributo  $v_B^q$  si annulla poiché è moltiplicata scalarmente a un vettore a cui è ortogonale ( $j\overline{i}_s \cdot \overline{i}_s = 0$ ).

La (3.47) evidenzia come l'inverter secondario non fornisca nessun contributo alla coppia elettromagnetica del motore, la quale dipende esclusivamente dalla potenza attiva scambiata dall'inverter A con il sistema, che può essere espressa come:

$$P_A = \frac{3}{2}\overline{v}_A \cdot \overline{i}_s \quad (3.48)$$

mentre, la potenza reattiva dell'inverter A può essere definita come:

$$Q_A = \frac{3}{2} \bar{v}_A \cdot j\bar{i}_s \quad (3.49)$$

ed essendo che, la potenza apparente, è limitata dai parametri imposti in tensione e corrente di Tabella 3.1, è possibile scrivere la seguente disequazione quadratica:

$$P_A^2 + Q_A^2 = \left( \frac{3}{2} |\bar{v}_A| |\bar{i}_s| \right)^2 \leq \left( \frac{3}{2} V_{A,max} I_{max} \right)^2 \quad (3.50)$$

La (3.50) mostra come, per aumentare il più possibile le prestazioni dell'azionamento, sia necessario ridurre al minimo la potenza reattiva dell'inverter principale. Avvalendosi sempre delle (3.15), (3.29) e (3.46), tale potenza reattiva assume la seguente forma:

$$\begin{aligned} Q_A &= \frac{3}{2} (\bar{v}_s + \bar{v}_B) \cdot j\bar{i}_s = \frac{3}{2} \bar{v}_s \cdot j\bar{i}_s + \frac{3}{2} \bar{v}_B \cdot j\bar{i}_s \\ &= \frac{3}{2} (j\omega\bar{\varphi}_s) \cdot j\bar{i}_s + \frac{3}{2} v_B^q |\bar{i}_s| \end{aligned} \quad (3.51)$$

dove si può notare che il primo termine è relativo alla potenza reattiva scambiata dal motore, mentre il secondo termine è la potenza reattiva dell'inverter B.

Quindi, dalle due espressioni precedenti, per ottenere la massima potenza attiva dall'inverter A, la tensione  $\bar{v}_A$  e la corrente  $\bar{i}_s$  devono essere in fase; ciò equivale ad imporre a zero il valore di potenza reattiva  $Q_A$ , ovvero:

$$Q_A = \frac{3}{2} \bar{v}_A \cdot j\bar{i}_s = 0 \rightarrow (j\omega\bar{\varphi}_s) \cdot j\bar{i}_s + v_B^q |\bar{i}_s| = 0 \quad (3.52)$$

Quindi, per soddisfare la (3.52), la componente di tensione  $v_B^q$  deve assumere il valore ottimo  $v_{B,opt}^q$ :

$$\boxed{v_{B,opt}^q = -\frac{\omega(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s)}{|\overline{i}_s|}} \quad (3.53)$$

Va ricordato che, secondo la Tabella 3.1, anche la tensione dell'inverter secondario è limitata, quindi per la (3.29) si ha che  $|\overline{v}_B| = |v_B^q| \leq V_{B,max}$ ; ne consegue che a regime  $v_B^q$  potrà assumere valore uguale a  $v_{B,opt}^q$  solo se:

$$|v_{B,opt}^q| \leq V_{B,max} \rightarrow \frac{|\omega(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s)|}{|\overline{i}_s|} \leq V_{B,max} \quad (3.54)$$

In altre parole, se la (3.54) non è soddisfatta, allora la componente in quadratura di  $v_B$  assume la forma:  $v_B^q = -\frac{\omega}{|\omega|} V_{B,max}$ . In tal caso, la potenza reattiva dell'inverter A non potrà essere nulla, diventando così:

$$Q_A = \frac{3}{2} \omega \left( \overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s - \frac{V_{B,max}}{|\omega|} |\overline{i}_s| \right) \neq 0 \quad (3.55)$$

In questo modo il fattore di potenza dell'inverter A non potrà essere unitario.

Riepilogando, la scelta di fissare  $v_B^q = v_{B,opt}^q$  permette il miglioramento delle prestazioni dell'azionamento per due importanti motivi:

- l'inverter A può lavorare con  $\cos \varphi = 1$  a qualsiasi velocità sfruttando a pieno tutta la sua potenza e limitandone la taglia dei componenti;
- la coppia elettromagnetica aumenta alle alte velocità e la zona di funzionamento a potenza costante dell'azionamento risulta più ampia.

Per altra via, il primo punto implica che l'inverter principale sarà interessato da un flusso di potenza unicamente attiva e non dovrà farsi carico della potenza reattiva che verrà fornita interamente dall'inverter secondario. Questo fa sì che, in fase progettuale sarà possibile scegliere un inverter di taglia ridotta, rispetto a quello necessario con azionamento classico, rendendo inoltre inferiore il peso e costo dell'azionamento complessivo. Il secondo punto evidenzia un altro aspetto positivo del sistema Dual Inverter, ovvero il fatto che le velocità di

ingresso al 1° e 2° deflussaggio sono maggiori rispetto all'azionamento classico e ciò comporta una maggior potenza erogata a velocità elevate.

Nel seguito della trattazione tale condizione di funzionamento verrà indicata indistintamente come "ottimo" o "a fattore di potenza unitario".

Va ricordato che l'imposizione della componente in quadratura della tensione dell'inverter B pari al valore ottimo, comporta il rispetto di entrambi i limiti di tensione:

$$\begin{cases} |\bar{v}_A| \leq V_{A,max} \\ |\bar{v}_B| \leq V_{B,max} \end{cases} \quad (3.56)$$

considerando la seconda condizione delle (3.56), si possono applicare le equazioni (3.29) e (3.53):

$$|\bar{v}_B| = \left| v_B^q \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| = \left| \frac{\omega(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s) j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s| |\bar{i}_s|} \right| \leq V_{B,max} \quad (3.57)$$

Sostituendo i flussi e risolvendo il modulo di corrente in funzione di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , si ottiene l'equazione del limite in tensione per il convertitore secondario, ricordando che risulta veritiera nel solo caso di funzionamento ottimo, ovvero all'interno del limite descritto dall'equazione (3.54). Dopo rapidi passaggi si giunge all'espressione:

$$|\omega| L_{sd} \frac{i_{sd}^2 + \rho i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{B,max} \quad (3.58)$$

La curva che si determina assume una forma ellissoidale con l'asse maggiore orizzontale e ristretto nell'asse verticale, come rappresenta la Figura 3.14.

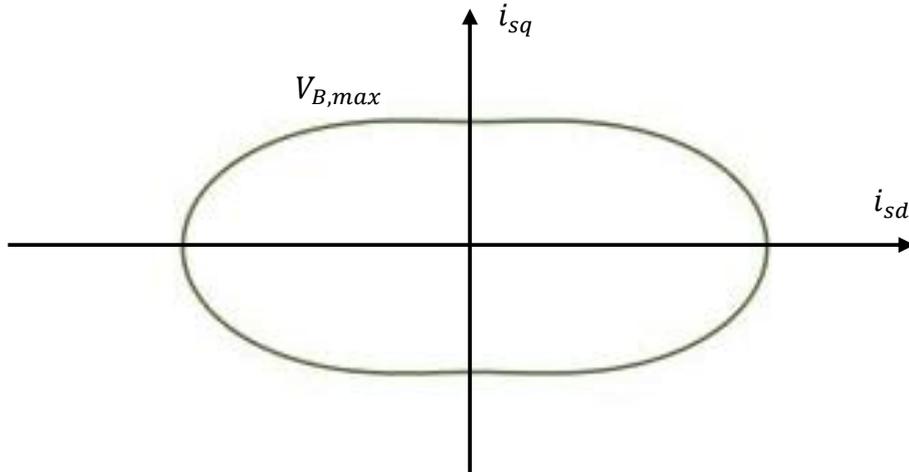


Figura 3.14 – Limite di tensione per l'inverter secondario in condizioni di funzionamento ottimo.

Osservando la (3.58), si può notare come anche in questo caso il limite di tensione dell'inverter B risulta dipendente dalla velocità di rotazione  $\omega$ , oltre che dal massimo valore di tensione consentito  $V_{B,max}$ . In analogia con la curva limite di tensione dell'inverter principale, all'aumentare della velocità la famiglia di curve che si ottiene tende a ridursi in modo concentrico verso l'origine degli assi.

Ora, quando la seconda espressione delle (3.56) è soddisfatta, allora è possibile semplificare la prima, applicando le equazioni (3.15), (3.29), (3.46) e (3.53), fin qui ricavate.

$$\begin{aligned} |\bar{v}_A| &= |\bar{v}_s + \bar{v}_B| = \left| j\omega\bar{\varphi}_s + v_B^q \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \\ &= \left| j\omega\bar{\varphi}_s - \frac{\omega(\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)}{|\bar{i}_s|} \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \leq V_{A,max} \end{aligned} \quad (3.59)$$

Risolvendo il modulo di corrente in funzione di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , si ottiene una formula alternativa del limite di tensione per l'inverter principale. Questa equazione risulta estremamente semplice e sintetica dal punto di vista analitico, ma ha validità nel solo caso di funzionamento ottimo, ovvero all'interno del limite descritto dall'equazione (3.54). Dopo semplici passaggi si ottiene:

$$\omega \frac{|i_{sd}i_{sq}|(L_{sq} - L_{sd})}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{A,max} \quad (3.60)$$

L'equazione (3.60) rappresenta le quattro iperboli disegnate in blu in Figura 3.15. Va ricordato però che risulta valida solo se ci si trova all'interno della regione individuata dalla (3.58), ovvero se è rispettato il limite di tensione dell'inverter B e l'inverter principale lavora a fattore di potenza unitario; altrimenti la (3.60) diviene:

$$\frac{\sqrt{[i_{sd}^2(\omega L_{sd}|\bar{v}_s| - V_{B,max}) + i_{sq}^2(\omega L_{sq}|\bar{v}_s| - V_{B,max})]}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{A,max} \quad (3.61)$$

Quest'ultima equazione, graficata nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$  forma le quattro "gocce" speculari rappresentate Figura 3.15 in colore rosso. L'intersezione delle due curve rappresentate, dà luogo al reale limite in tensione per l'inverter principale, che è quello discusso in precedenza in Figura 3.11.

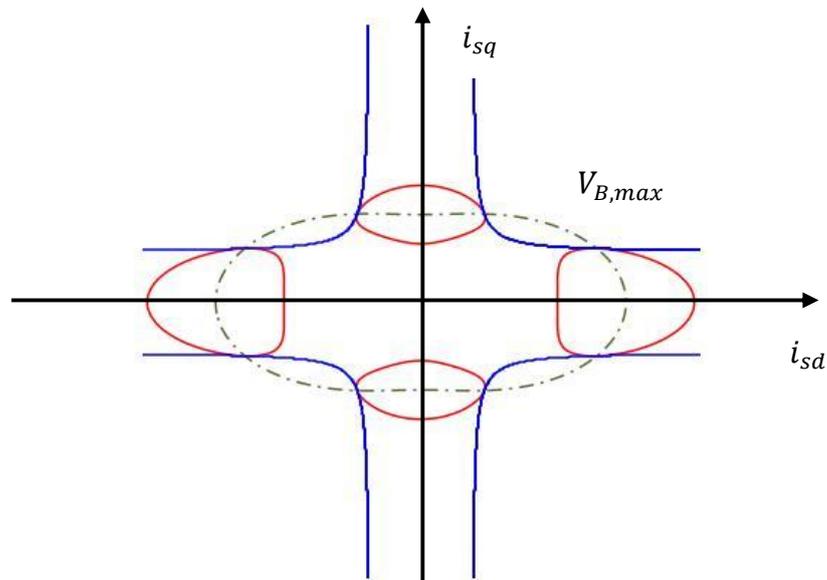


Figura 3.15 – Limite in tensione per l'inverter principale in condizioni di funzionamento ottimo, all'interno del limite di  $V_B$  (in blu) e all'esterno del limite di  $V_B$  (in rosso).

### 3.4.1 Punti di funzionamento sul piano delle correnti

In primo luogo è bene descrivere l'analisi delle espressioni analitiche delle velocità di ingresso al primo e secondo deflussaggio, delle curve MTPA ed MTPV e della loro influenza secondo i parametri di macchina e la scelta dei livelli di tensione dei due inverter, esprimibili come:

$$\begin{cases} |V_a| = \omega \frac{|i_{sd}i_{sq}(L_{sd} - L_{sq})|}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \\ |V_b| = \omega \frac{L_{sd}i_{sd}^2 + L_{sq}i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.62)$$

La curva MTPA rimane la stessa dell'azionamento classico, poiché l'espressione della coppia non cambia e il limite in corrente è lo stesso dell'azionamento dotato di singolo inverter, cioè la bisettrice del 2° e 4° quadrante, quindi le correnti di asse d e q saranno uguali in modulo e pari a  $i_{sd} = i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}}$ .

Quindi si può passare direttamente all'analisi della velocità di base, dove occorre separare il caso in cui sia più restrigente la curva limite di tensione dell'inverter A, piuttosto che quella dell'inverter B.

Se il limite è dettato dalla tensione dell'inverter A, per trovare la velocità di base, occorre mettere a sistema le espressioni del limite di corrente, dell'MTPA e della tensione  $V_a$  in funzione dei parametri di macchina:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ i_{sd} = i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \\ |V_a| = \omega \frac{|i_{sd}i_{sq}(L_{sd} - L_{sq})|}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.63)$$

Risolvendo rispetto alla velocità angolare  $\omega$ , si ha:

$$\omega = \frac{V_a \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}}{|i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})|} \rightarrow \omega = \frac{V_a I_n}{\frac{I_n^2}{2} (L_{sq} - L_{sd})} \quad (3.64)$$

$$\omega_{baseA} = \frac{2V_a}{I_n (L_{sq} - L_{sd})} \rightarrow \boxed{\omega_{baseA} = \frac{2V_a}{I_n L_{sd} \left( \frac{L_{sq}}{L_{sd}} - 1 \right)}} \quad (3.65)$$

Nell'ultima espressione si è voluto evidenziare l'effetto del rapporto di anisotropia della macchina, per il confronto con l'azionamento classico.

In maniera analoga, se il limite è dettato dalla tensione dell'inverter secondario, per trovare la velocità di base, occorre mettere a sistema le espressioni del limite di corrente, dell'MTPA e della tensione  $V_b$  in funzione dei parametri di macchina:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ i_{sd} = i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \\ |V_b| = \omega \frac{L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.66)$$

Risolvendo rispetto alla velocità angolare  $\omega$ , si ha:

$$\omega_{baseB} = \frac{2V_b}{I_n (L_{sd} + L_{sq})} \rightarrow \boxed{\omega_{baseB} = \frac{2V_b}{I_n L_{sd} \left( 1 + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \right)}} \quad (3.67)$$

Ancora una volta nell'ultima espressione si è voluto evidenziare l'effetto del rapporto di anisotropia della macchina, per il confronto con l'azionamento classico.

### 3 - Azionamento Dual Inverter

Ora si può confrontare i valori delle velocità di base fissati dai limiti di tensione dell'inverter A o B, in funzione del rapporto di anisotropia. Sfruttando le equazioni (3.65) e (3.67):

$$\frac{\omega_{baseB}}{\omega_{baseA}} = \frac{\frac{2V_b}{I_n L_{sd} \left(1 + \frac{L_{sq}}{L_{sd}}\right)}}{\frac{2V_a}{I_n L_{sd} \left(\frac{L_{sq}}{L_{sd}} - 1\right)}} \rightarrow \frac{\omega_{baseB}}{\omega_{baseA}} = \frac{V_b \rho - 1}{V_a (1 + \rho)} \quad (3.68)$$

A questo punto, per verificare di ricadere nella parte di teoria che tratta gli azionamenti Dual Inverter, descritta nei paragrafi precedenti, è necessario che le curve limite di tensione dei due inverter si intersechino, quindi sfruttando la (3.62) si ottiene che dal rapporto di  $V_b/V_a$ :

$$\frac{V_b}{V_a} = \frac{L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2}{i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})} \quad (3.69)$$

Risolvendo rispetto  $i_{sq}$ , si ottiene un'equazione di secondo grado:

$$L_{sq} i_{sq}^2 - \frac{V_b}{V_a} (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} + L_{sd} i_{sd}^2 = 0 \quad (3.70)$$

Le cui soluzioni reali esistono se il discriminante  $\Delta$  è positivo:

$$\Delta = \left(\frac{V_b}{V_a}\right)^2 (L_{sd} - L_{sq})^2 - 4L_{sq}L_{sd} > 0 \quad (3.71)$$

$$\left(\frac{V_b}{V_a}\right)^2 > \frac{4L_{sq}L_{sd}}{(L_{sd} - L_{sq})^2} \rightarrow \frac{V_b}{V_a} > \frac{2\sqrt{L_{sq}L_{sd}}}{L_{sd} - L_{sq}} \quad (3.72)$$

$$\frac{V_b}{V_a} > \frac{2\sqrt{\rho}}{\rho - 1} \quad (3.73)$$

Quindi risulta utile andare ad osservare l'andamento limite di  $V_b/V_a$  in funzione di  $\rho$ , ed in Figura 3.16 è stato evidenziato tale limite per la macchina

sincrona a riluttanza presa in esame, con un rapporto di anisotropia di circa  $\rho = 2.3$  alla corrente nominale:

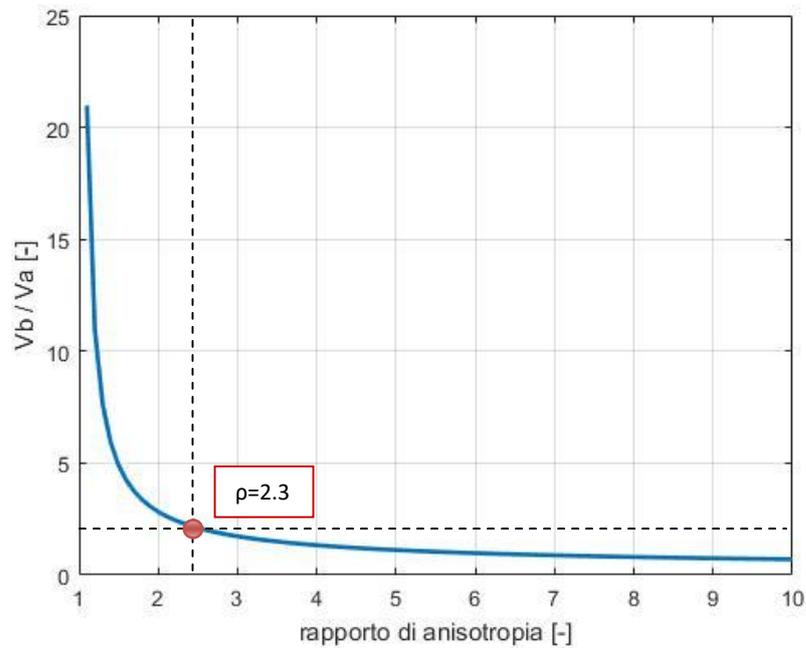


Figura 3.16 – rapporto  $V_b/V_a$  in funzione dell'anisotropia.

Quindi è necessario stare al di sopra di un rapporto 2.33 tra le tensioni dei bus DC degli inverter per avere l'intersezione, altrimenti il valore limite di tensione dell'inverter B rimane sempre interno a quello dell'inverter A.

Ora è possibile passare al calcolo della MTPV, quindi occorre fare ricorso all'espressione della coppia e del limite in tensione, anche in questo caso separando il caso in cui intervenga prima il limite di  $V_a$  o di  $V_b$ . Nel caso sia la seconda tensione ad intervenire, si ha:

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sd}i_{sq} \\ |V_b| = \omega \frac{L_{sd}i_{sd}^2 + L_{sq}i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.74)$$

### 3 - Azionamento Dual Inverter

Seguendo il procedimento duale a quello svolto nel Capitolo 1, ovvero scrivendo la Lagrangiana e le sue derivate parziali secondo le correnti di asse d e q è possibile trovare la MTPV:

$$L(i_{sd}, i_{sq}, \lambda) = \frac{3}{2} p i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq}) + \lambda \left( \omega \frac{L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} - V_b \right) \quad (3.75)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sd}} = 0 \quad \rightarrow$$

$$\frac{3}{2} p i_{sq} (L_{sd} - L_{sq}) + \frac{\lambda \omega}{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \left[ \frac{2L_{sd} i_{sd} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - i_{sd} (L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2)}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \right] = 0 \quad (3.76)$$

$$\frac{\partial L}{\partial i_{sq}} = 0 \quad \rightarrow$$

$$\frac{3}{2} p i_{sd} (L_{sd} - L_{sq}) + \frac{\lambda \omega}{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \left[ \frac{2L_{sq} i_{sq} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - i_{sq} (L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2)}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \right] = 0 \quad (3.77)$$

Facendo il rapporto delle due derivate e svolgendo i prodotti misti, si ottiene:

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{2L_{sd} i_{sd} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - i_{sd} (L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2)}{2L_{sq} i_{sq} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - i_{sq} (L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2)} \quad (3.78)$$

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{2L_{sd} i_{sd}^3 + 2L_{sd} i_{sd} i_{sq}^2 - L_{sd} i_{sd}^3 - L_{sq} i_{sd} i_{sq}^2}{2L_{sq} i_{sq}^3 + 2L_{sq} i_{sd}^2 i_{sq} - L_{sq} i_{sq}^3 - L_{sd} i_{sd}^2 i_{sq}} \quad (3.79)$$

$$\begin{aligned} & 2L_{sq} i_{sq}^4 + 2L_{sq} i_{sd}^2 i_{sq}^2 - L_{sq} i_{sq}^4 - L_{sd} i_{sd}^2 i_{sq}^2 \\ & = 2L_{sd} i_{sd}^4 + 2L_{sd} i_{sd}^2 i_{sq}^2 - L_{sd} i_{sd}^4 - L_{sq} i_{sd}^2 i_{sq}^2 \end{aligned} \quad (3.80)$$

L'equazione mista in  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , risulta del quarto ordine con i soli ordini pari, per continuare bisogna ipotizzare che esista una soluzione del tipo:

$$i_{sq} = \delta i_{sd} \quad (3.81)$$

Ovvero che la curva MTPV risulti essere una retta, quindi sostituendo la (3.81) nella (3.83), si ottiene un'equazione nella sola  $i_{sd}$ , che potrà essere semplificata:

$$\begin{aligned} 2L_{sq}\delta^4 i_{sd}^4 + 2L_{sq}\delta^2 i_{sd}^4 - L_{sq}\delta^4 i_{sd}^4 - L_{sd}\delta^2 i_{sd}^4 \\ = 2L_{sd}i_{sd}^4 + 2L_{sd}\delta^2 i_{sd}^4 - L_{sd}i_{sd}^4 - L_{sq}\delta^2 i_{sd}^4 \end{aligned} \quad (3.82)$$

$$2L_{sq}\delta^4 + 2L_{sq}\delta^2 - L_{sq}\delta^4 - L_{sd}\delta^2 = 2L_{sd} + 2L_{sd}\delta^2 - L_{sd} - L_{sq}\delta^2 \quad (3.83)$$

$$L_{sq}\delta^4 + \delta^2(2L_{sq} - L_{sd} - 2L_{sd} + L_{sq}) - L_{sd} = 0 \quad (3.84)$$

$$L_{sq}\delta^4 + 3\delta^2(L_{sq} - L_{sd}) - L_{sd} = 0 \quad (3.85)$$

L'espressione (3.85) rappresenta una quadratica in  $\delta$ , quindi può essere risolta sostituendo  $\varepsilon = \delta^2$ :

$$L_{sq}\varepsilon^2 + 3\varepsilon(L_{sq} - L_{sd}) - L_{sd} = 0 \quad (3.86)$$

Le sue soluzioni esistono se il discriminante è maggiore di zero e ciò è sempre verificato, siccome si hanno tutti termini maggiori di zero in una somma, come esprime la (3.87):

$$\Delta = 9(L_{sq} - L_{sd})^2 + 4L_{sd}L_{sq} > 0 \quad \text{sempre!} \quad (3.87)$$

Quindi le soluzioni della (3.86) sono esprimibili come:

$$\varepsilon_{1-2} = \frac{-3(L_{sq} - L_{sd}) \pm \sqrt{9(L_{sq} - L_{sd})^2 + 4L_{sd}L_{sq}}}{2L_{sq}} \quad (3.88)$$

La soluzione negativa è da scartare poiché risulterebbe negativa e per trovare  $\delta$  bisognerebbe poi effettuarne la radice, con la conseguenza che quest'ultimo

### 3 - Azionamento Dual Inverter

risulta essere un numero immaginario. Quindi le soluzioni dell'equazione quadratica (3.85) sono due e sono espresse nella (3.89):

$$\delta_B = \pm\sqrt{\varepsilon} = \pm \sqrt{\frac{-3(L_{sq} - L_{sd}) + \sqrt{9(L_{sq} - L_{sd})^2 + 4L_{sd}L_{sq}}}{2L_{sq}}} \quad (3.89)$$

$$\boxed{i_{sq} = \delta_B i_{sd}} \quad (3.90)$$

L'espressione (3.90) rappresenta la curva MTPV per l'azionamento Dual Inverter nel caso intervenga il limite di tensione del secondo inverter, cioè una retta che attraversa il 2° e 4° quadrante, con una pendenza minore della MTPA, nel caso in cui si considerasse la soluzione positiva.

Con un ragionamento analogo, omettendo i passaggi, si ottiene la curva MTPV nel caso di intervento del limite in tensione dell'altro inverter, quello principale:

$$\delta_A = \frac{-\frac{V_B}{V_A}(L_{sq} - L_{sd}) + \sqrt{\left(\frac{V_B}{V_A}\right)^2 (L_{sq} - L_{sd})^2 - 4L_{sd}L_{sq}}}{2L_{sq}} \quad (3.91)$$

$$\boxed{i_{sq} = \delta_A i_{sd}} \quad (3.92)$$

Si può osservare che tale pendenza, a differenza della precedente, dipende dalla scelta dei livelli di tensione oltre che dal rapporto di anisotropia, quindi la scelta di  $V_a$  e di  $V_b$  deve essere fatta in maniera tale da non rendere il discriminante negativo, che caratterizza valori di  $\delta_A$  complessi. Per questa ragione, nel paragrafo successivo, si analizzerà l'esistenza o meno di questa curva.

Con un ragionamento analogo al calcolo della velocità di base è possibile ricavare la velocità alla quale si passa dal 1° al 2° deflussaggio, ovvero la velocità di transizione fra la zona a potenza costante e quella a potenza

decescente, dove il limite di tensione interviene e non è più possibile utilizzare tutta la corrente nominale di macchina, ma occorre diminuirla per andare a velocità più elevate.

Quindi per trovare la velocità di 2° deflussaggio, occorre mettere a sistema le espressioni del limite di corrente, dell'MTPV e della tensione di alimentazione in funzione dei parametri di macchina. Nel caso intervenga prima il limite dettato da  $V_a$ , si ha:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ i_{sq} = \delta_A i_{sd} \\ |V_a| = \omega \frac{|i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})|}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.93)$$

Elaborando le espressioni delle correnti, mettendole in una forma in cui compaiano solamente la corrente nominale e le induttanze di asse d e q, si ha:

$$i_{sd}^2 + \delta_A^2 i_{sd}^2 = I_n^2 \quad \rightarrow \quad i_{sd}^2 = \frac{I_n^2}{1 + \delta_A^2} \quad (3.94)$$

$$\frac{i_{sq}^2}{\delta_A^2} + i_{sq}^2 = I_n^2 \quad \rightarrow \quad i_{sq}^2 = \frac{I_n^2}{1 + \delta_A^2} \delta_A^2 \quad (3.95)$$

Quindi risolvendo la (3.56) rispetto alla velocità angolare  $\omega$ , si ha:

$$\omega = \frac{V_a}{\frac{|i_{sd} i_{sq} (L_{sd} - L_{sq})|}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}}} = \frac{V_a I_n}{\left| \frac{I_n}{\sqrt{1 + \delta_A^2}} \frac{I_n}{\sqrt{1 + \delta_A^2}} \delta_A (L_{sd} - L_{sq}) \right|} \quad (3.96)$$

Da cui, con le relative semplificazioni, si ottiene il valore della velocità del passaggio dal 1° al 2° deflussaggio:

$$\omega_{powA} = \frac{V_a I_n (1 + \delta_A^2)}{I_n^2 \delta_A (L_{sq} - L_{sd})} \quad \rightarrow \quad \omega_{powA} = \frac{V_a (1 + \delta_A^2)}{I_n \delta_A (L_{sq} - L_{sd})} \quad (3.97)$$

### 3 - Azionamento Dual Inverter

$$\boxed{\omega_{powA} = \frac{V_a(1 + \delta_A^2)}{I_n \delta_A L_{sd}(\rho - 1)}} \quad (3.98)$$

Ancora una volta si può notare l'effetto del rapporto di anisotropia che più alto è, più risulta spinta la velocità del 2° deflussaggio verso valori più elevati, allungando la regione a potenza costante, come nel caso del singolo inverter.

Nel caso invece, intervenga prima il limite dettato da  $V_b$ , si ha:

$$\begin{cases} i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_n^2 \\ i_{sq} = \delta_A i_{sd} \\ |V_b| = \omega \frac{L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \end{cases} \quad (3.99)$$

Procedendo come nel caso precedente e usufruendo delle (3.94) e (3.95) si ottiene:

$$\omega = \frac{V_b}{\frac{L_{sd} i_{sd}^2 + L_{sq} i_{sq}^2}{I_n}} = \frac{V_b}{\frac{L_{sd} \frac{I_n^2}{1 + \delta_A^2} + L_{sq} \frac{I_n^2}{1 + \delta_A^2} \delta_A^2}{I_n}} \quad (3.100)$$

Da cui, con le relative semplificazioni, si ottiene il valore della velocità del passaggio dal 1° al 2° deflussaggio:

$$\omega_{powB} = \frac{V_a I_n (1 + \delta_A^2)}{I_n^2 (L_{sq} \delta_A^2 + L_{sd})} \rightarrow \omega_{powB} = \frac{V_a (1 + \delta_A^2)}{I_n (L_{sq} \delta_A^2 + L_{sd})} \quad (3.101)$$

$$\boxed{\omega_{powB} = \frac{V_b (1 + \delta_A^2)}{I_n L_{sd} (\rho \delta_A^2 + 1)}} \quad (3.102)$$

Ancora una volta si può notare l'effetto del rapporto di anisotropia che più alto è, più risulta spinta la velocità del 2° deflussaggio verso valori più elevati,

allungando la regione di funzionamento a potenza costante, come nel caso del singolo inverter.

Ovviamente nel caso si seguisse la MTPV relativa alla curva limite di tensione dell'altro inverter, al posto di  $\delta_A$  ci sarebbe stato  $\delta_B$ . In generale la strategia di controllo imporrà l'inseguimento della curva meno pendente.

### 3.5 Rappresentazione delle curve limite

Per la verifica del miglioramento delle prestazioni rispetto all'azionamento classico è necessario considerare anche l'andamento delle curve isocoppia, che risultano analoghe a quelle viste per l'azionamento dotato di un solo inverter, quindi rappresentano le iperboli equilateri già mostrate in Figura 1.7.

In analogia all'azionamento classico, si possono comporre le curve limite di corrente e di tensione, per una visione completa delle regioni di funzionamento sul piano delle correnti. In Figura 3.17 viene raffigurato un possibile campo di funzionamento dell'azionamento.

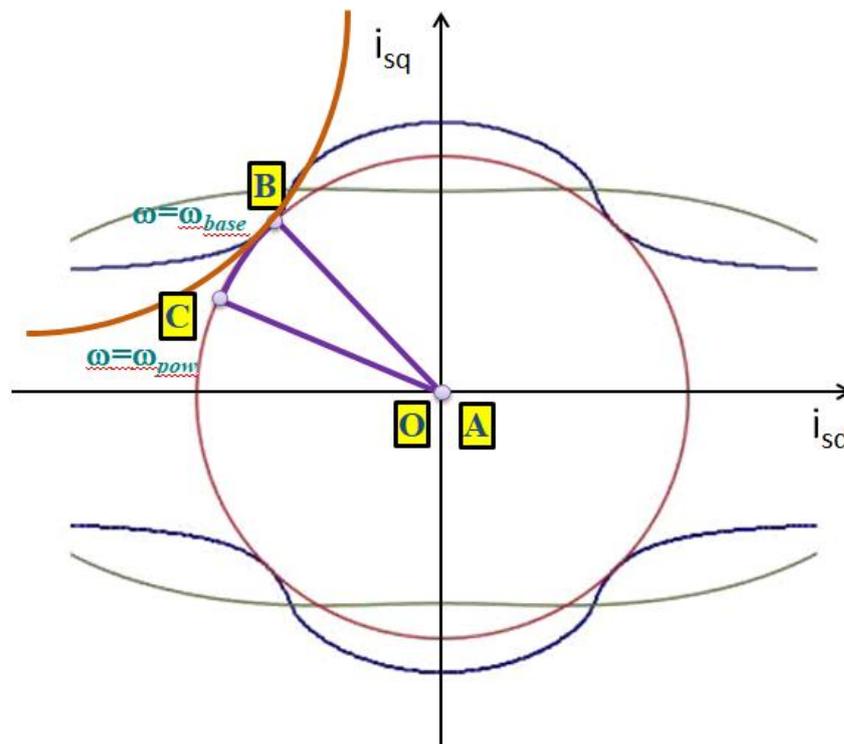


Figura 3.17 – Esempio di un possibile campo di funzionamento dell'azionamento.

Perciò, quando il sistema funziona in condizioni ottime, ovvero a fattore di potenza unitario, il controllo può far variare il vettore di corrente  $\bar{i}_s$  all'interno della regione delimitata dalle due curve limite viste nei paragrafi precedenti, con l'obiettivo di massimizzare la coppia.

### 3.6 Confronto analitico degli azionamenti

Come primo confronto tra l'azionamento dotato di singolo inverter e il sistema Dual Inverter, dotato di compensatore della potenza reattiva, si può effettuare quello relativo alla velocità di base, separando i 2 casi distinti in cui intervenga prima il limite di tensione dell'inverter A e il caso in cui intervenga il limite di tensione dell'inverter B.

Nel primo caso, sfruttando le equazioni delle velocità di base dei due azionamenti, dove la prima è stata ricavata nel primo capitolo nell'equazione (1.18) e la seconda nei paragrafi precedenti, ovvero la (3.65); si può effettuare il rapporto tra le due, ottenendo:

$$\frac{\omega_{baseA}}{\omega_{base\_single}} = \frac{\frac{2V_a}{I_n L_{sd} \left( \frac{L_{sq}}{L_{sd}} - 1 \right)}}{\frac{\sqrt{2}V_a}{I_n L_{sd} \sqrt{1 + \frac{L_{sq}^2}{L_{sd}^2}}}} \rightarrow \frac{\omega_{baseA}}{\omega_{base\_single}} = \frac{\frac{2V_a}{I_n L_{sd} (\rho - 1)}}{\frac{\sqrt{2}V_a}{I_n L_{sd} \sqrt{1 + \rho^2}}} \quad (3.103)$$

$$\frac{\omega_{baseA}}{\omega_{base\_single}} = \sqrt{2} \frac{\sqrt{1 + \rho^2}}{\rho - 1} \quad (3.104)$$

Tale rapporto risulta solamente funzione di  $\rho$ , e quindi indipendente dai livelli di tensione di alimentazione dei due inverter. Può essere utile graficare tale andamento in funzione di rapporti di anisotropia differenti, come evidenziato in Figura 3.18:

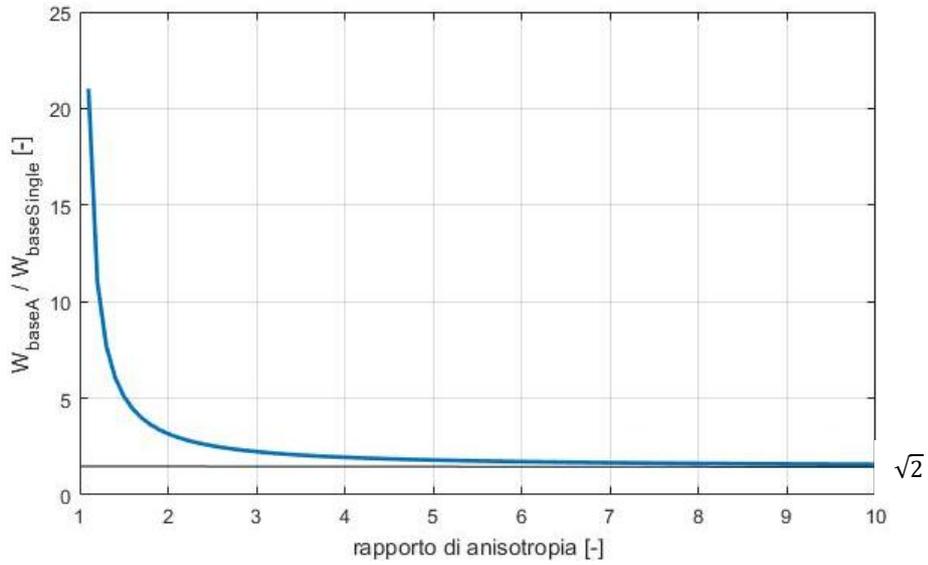


Figura 3.18 – rapporto tra  $\omega_{baseA}/\omega_{base\_single}$  in funzione dell'anisotropia.

Come si evince dalla figura soprastante, per ogni valore di anisotropia della macchina, la velocità corrispondente al 1° deflussaggio risulta sempre maggiore del caso dell'azionamento classico, portando quindi un vantaggio, essendo che si allunga il tratto a coppia costante. Nei casi reali però il valore di  $\rho$  supera con difficoltà 4÷5, inoltre sembrerebbe che minore sia tale valore e meglio sia, ma questo è dovuto al fatto che non si è preso in considerazione ancora il limite in tensione dell'altro inverter.

Nel secondo caso, sfruttando le equazioni (1.18) e (3.67), ed effettuandone il rapporto si ottiene:

$$\frac{\omega_{baseB}}{\omega_{base\_single}} = \frac{\frac{2V_b}{I_n L_{sd} \left(1 + \frac{L_{sq}}{L_{sd}}\right)}}{\frac{\sqrt{2}V_a}{I_n L_{sd} \sqrt{1 + \frac{L_{sq}^2}{L_{sd}^2}}}} \rightarrow \frac{\omega_{baseB}}{\omega_{base\_single}} = \frac{\frac{2V_b}{I_n L_{sd} (1 + \rho)}}{\frac{\sqrt{2}V_a}{I_n L_{sd} \sqrt{1 + \rho^2}}} \quad (3.105)$$

$$\frac{\omega_{baseB}}{\omega_{base\_single}} = \sqrt{2} \frac{V_b}{V_a} \frac{\sqrt{1 + \rho^2}}{1 + \rho} \quad (3.106)$$

In questo caso invece, il rapporto risulta funzione di  $\rho$  e dei livelli di tensione di alimentazione dei due inverter. Può essere utile graficare tale andamento in funzione di rapporti di anisotropia differenti, come evidenziato in Figura 3.19,

### 3 - Azionamento Dual Inverter

dove si è scelto come valori di tensione dei bus DC dei due inverter rispettivamente  $V_a = 100V$  e  $V_b = 300V$ , per non ricadere nel caso in cui le due curve limite di tensione non si intersecano e quindi una risulta più stringente dell'altra, portando alla non esistenza della MTPV chiamata  $\delta_A$ .

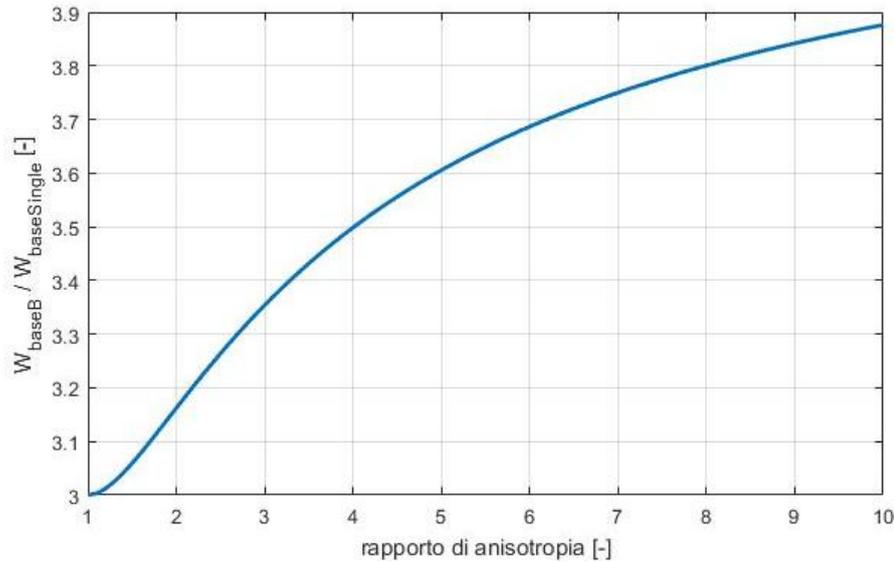


Figura 3.19 – rapporto tra  $\omega_{baseB} / \omega_{base\_single}$  in funzione dell'anisotropia.

Come si evince dalla Figura 3.19, anche in questo caso, per ogni valore di anisotropia della macchina, la velocità corrispondente al 1° deflussaggio risulta sempre maggiore del caso dell'azionamento classico, portando quindi un vantaggio, essendo che si allunga il tratto a coppia costante.

Componendo i due limiti precedenti di  $V_a$  e di  $V_b$  si ottiene il grafico di Figura 3.20, che evidenzia un valore ottimale di rapporto di anisotropia che massimizza la velocità base della configurazione Dual Inverter, rispetto la configurazione classica a singolo inverter. Tale valore può quindi essere modellizzato in funzione della macchina disponibile, con un rapporto di anisotropia fissato, o viceversa, fissata la tensione di batteria, scegliere il motore con un rapporto di riluttanza opportuno.

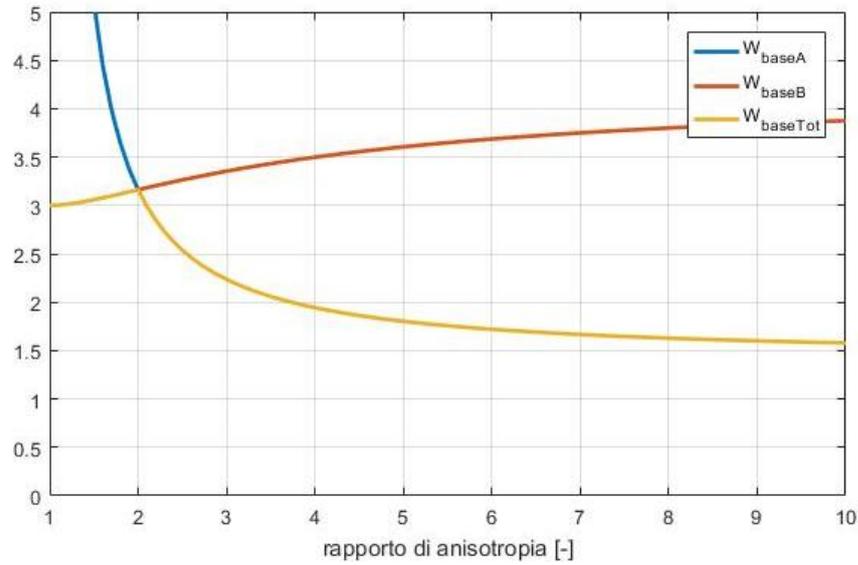


Figura 3.20 – rapporto tra  $\omega_{base\_dual}/\omega_{base\_single}$  in funzione dell'anisotropia.

Nel caso in analisi, il massimo vantaggio lo si ottiene con un rapporto di riluttanza di  $\rho = 2$ , che è un valore prossimo al reale rapporto di anisotropia della macchina utilizzata.

Un ulteriore confronto tra i due azionamenti si può effettuare sul secondo deflussaggio, caratterizzato da una retta di pendenza  $\delta_{single}$ ,  $\delta_A$  o  $\delta_B$  in funzione del fatto che si stia considerando il limite di tensione dettato dal primo o secondo inverter e dall'azionamento classico.

Quindi se si introduce  $\delta_{single}$  come parametro caratteristico della pendenza della MTPV dell'azionamento a singolo inverter, ovvero la (1.23):

$$i_{sq} = \delta i_{sd} \quad , \text{dove} \quad \delta = -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \quad \rightarrow \quad \delta_{single} = -\frac{1}{\rho} \quad (3.107)$$

Allora ricordando le pendenze delle MTPV descritte dalle (3.90) e (3.92), rispettivamente per i limiti di tensione di  $V_a$  e di  $V_b$ , e introducendo i rapporti di anisotropia si ha:

### 3 - Azionamento Dual Inverter

$$\delta_A = \frac{-\frac{v_b}{v_a}(\rho - 1) + \sqrt{\frac{v_b}{v_a}(\rho - 1)^2 - 4\rho}}{2\rho} \quad (3.108)$$

$$\delta_B = \sqrt{\frac{-3(\rho - 1) + \sqrt{9(\rho - 1)^2 + 4\rho}}{2\rho}} \quad (3.109)$$

Graficando anche in questo caso tali pendenze, in funzione del rapporto di anisotropia si ottiene ciò che è evidenziato in Figura 3.21.

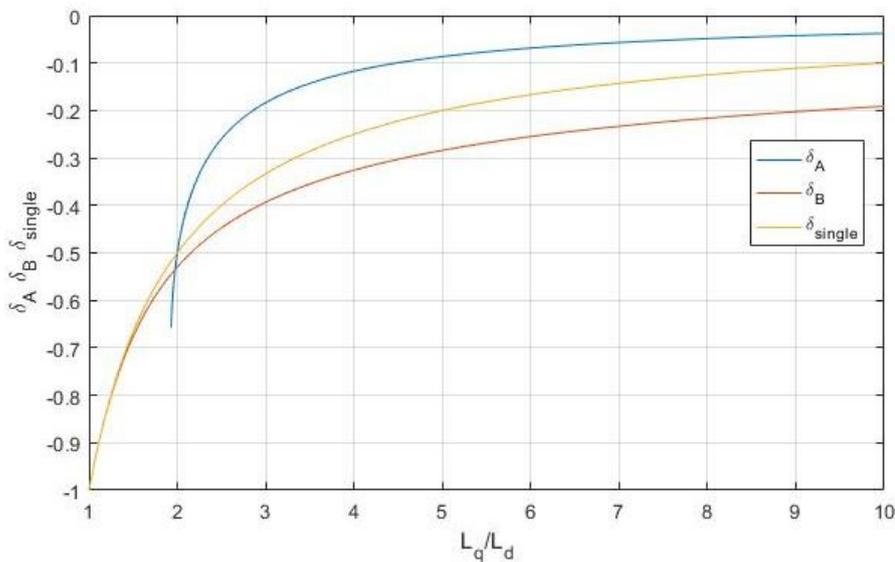


Figura 3.21 – pendenze delle MTPV in funzione dell'anisotropia.

Si osserva un diverso comportamento della pendenza di tale retta in funzione del rapporto di anisotropia. In particolare rispetto all'azionamento classico, l'intervento del limite di tensione dell'inverter B porta, per ogni valore di  $\rho$ , una pendenza meno elevata, mentre l'intervento dell'inverter A porta a rette più orizzontali, ma come esplicitato in precedenza, esiste solo per determinati valori del rapporto di anisotropia.

Un ulteriore confronto va effettuato sulla velocità di ingresso al secondo deflussaggio che per l'azionamento classico corrisponde alla (1.28), mentre per il sistema Dual Inverter sono rispettivamente le (3.98) e (3.102) nei due casi distinti. Quindi imponendo la MTPV che corrisponde alla minima pendenza tra

i due limiti di tensione mediante la (3.110), si può valutare il rapporto tra le velocità di ingresso al secondo deflussaggio:

$$\delta_{max} = \max \{ \delta_A, \delta_B \} \quad (3.110)$$

$$\frac{\omega_{pow\_dual}}{\omega_{pow\_single}} = \frac{V_b}{V_a} \frac{\rho(1 + \delta_{max}^2)\sqrt{2}}{\sqrt{\rho^2 + 1}(1 + \rho\delta_{max}^2)} \quad (3.111)$$

Si sottolinea che nell'equazione (3.110) si è considerato il massimo valore, essendo entrambe le pendenze negative. Graficando in funzione del rapporto di riluttanza si ottiene la Figura 3.22:

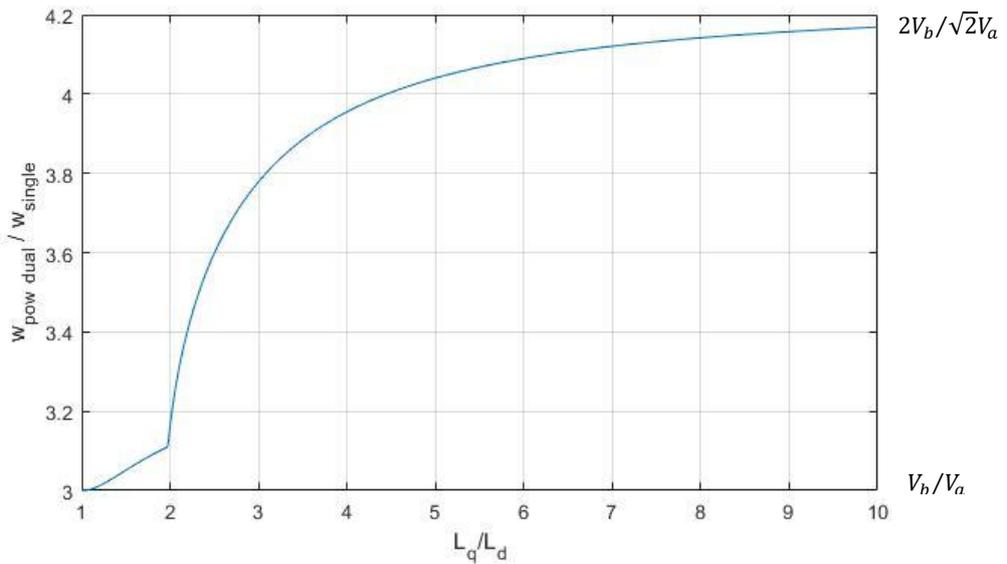


Figura 3.22 – rapporto tra  $\omega_{pow\_dual}/\omega_{pow\_single}$  in funzione dell'anisotropia.

Si osserva che il guadagno in termini di velocità di secondo deflussaggio risulta maggiore di una quantità  $V_b/V_a$  con un rapporto di anisotropia unitario e aumenta all'aumentare di  $\rho$ . Il massimo vantaggio si ottiene per un rapporto di anisotropia tendente all'infinito, in tal caso è pari a  $2V_b/\sqrt{2}V_a$ .

A questo punto è opportuno verificare il vantaggio del sistema Dual Inverter in termini di coppia prodotta e di potenza utile all'albero. Per fare ciò è necessario

### 3 - Azionamento Dual Inverter

descrivere le equazioni di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$  in funzione delle tensioni di alimentazione e della velocità di macchina nelle tre zone di funzionamento.

Nella zona a potenza crescente la curva MTPA è la stessa per i due azionamenti e le correnti di asse d e q possono essere ricavate in funzione della corrente nominale di macchina:

$$\begin{cases} i_{sd} = -\frac{I_n}{\sqrt{2}} \\ i_{sq} = \frac{I_n}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad (3.112)$$

Per velocità più elevate bisogna distinguere le espressioni per l'azionamento classico da quello del Dual Inverter. Nel primo caso, nella zona a potenza costante, bisogna rispettare il vincolo di tensione e di corrente:

$$\begin{cases} V_a = \omega \sqrt{L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2} \\ i_{sq} = \sqrt{I_n^2 - i_{sd}^2} \end{cases} \quad (3.113)$$

Risolvendo rispetto  $i_{sd}$  si ritrova l'espressione cercata:

$$i_{sd} = -\frac{\sqrt{\left(\frac{V_a}{\omega}\right)^2 - L_{sq}^2 I_n^2}}{\sqrt{(L_{sd}^2 - L_{sq}^2)}} \quad (3.114)$$

Nella zona a potenza decrescente bisogna invece rispettare il vincolo di tensione e rientrare nel cerchio limite di corrente seguendo la MTPV, quindi:

$$\begin{cases} V_a = \omega \sqrt{L_{sd}^2 i_{sd}^2 + L_{sq}^2 i_{sq}^2} \\ i_{sq} = -\frac{L_{sd}}{L_{sq}} i_{sd} \end{cases} \quad (3.115)$$

Risolvendo rispetto  $i_{sd}$  si ritrova l'espressione cercata:

$$i_{sd} = -\frac{V_a}{\sqrt{2}\omega L_{sd}} \quad (3.116)$$

In maniera analoga si procede con il sistema Dual Inverter, e nel caso intervenisse dapprima il limite di tensione del primo convertitore si ha:

$$\begin{cases} V_a = \omega \frac{|i_{sd}i_{sq}(L_{sd} - L_{sq})|}{I_n} \\ i_{sq} = \sqrt{I_n^2 - i_{sd}^2} \end{cases} \quad (3.117)$$

Risolvendo rispetto  $i_{sd}$  si ritrova un'espressione del 4° ordine, con quattro soluzioni, quella corretta è la seguente:

$$i_{sd} = -\sqrt{\frac{I_n^2 + \sqrt{I_n^4 - 4 \left[ \frac{V_a I_n}{\omega(L_{sd} - L_{sq})} \right]^2}}{2}} \quad (3.118)$$

Nella zona relativa al secondo deflussaggio bisogna invece rispettare il vincolo di tensione e rientrare nel cerchio limite di corrente seguendo la MTPV scelta tra il massimo di  $\delta_A$  e  $\delta_B$ , come espresso dalla (3.110):

$$\begin{cases} V_a = \omega \frac{|i_{sd}i_{sq}(L_{sd} - L_{sq})|}{I_n} \\ i_{sq} = \delta_{max} i_{sd} \end{cases} \quad (3.119)$$

Risolvendo rispetto  $i_{sd}$  si ritrova l'ultima espressione cercata:

$$i_{sd} = -\frac{V_a}{\omega \delta_{max}} \frac{\sqrt{1 + \delta_{max}^2}}{(L_{sd} - L_{sq})} \quad (3.120)$$

### 3 - Azionamento Dual Inverter

Quindi componendo le espressioni delle correnti di asse diretto e in quadratura, nelle rispettive regioni di funzionamento si può graficare il confronto delle traiettorie delle correnti sul piano  $i_{sd} - i_{sq}$ .

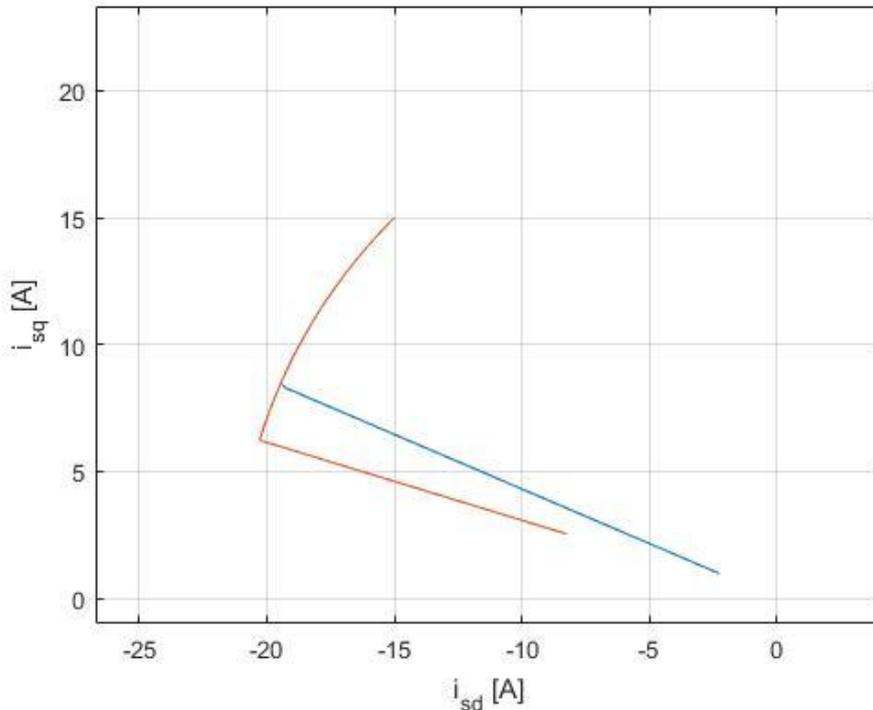


Figura 3.23 – confronto sull'andamento della corrente sul piano  $i_{sd} - i_{sq}$  dei due azionamenti: in blu l'azionamento classico, in rosso l'azionamento Dual Inverter.

Questo grafico è stato effettuato a parità di velocità di rotazione di macchina, quindi si osserva che, come dimostrato in precedenza, la MTPA è la medesima per i due azionamenti, mentre il primo deflussaggio risulta più lungo nel caso del sistema dotato di doppio inverter in configurazione 100V – 300V, questo poiché la MTPV risulta essere meno pendente del caso classico e con ciò la velocità finale di  $5000 \text{ rad/s}$  risulta essere in una zona di deflussaggio meno spinto.

Successivamente, sulla base della scelta dei livelli di tensione precedentemente descritti e inserendo i parametri di macchina del motore a pura riluttanza preso in esame, si può calcolare la coppia mediante l'equazione classica (3.5) e la

potenza semplicemente moltiplicando la coppia per la velocità angolare in  $rad/s$ . Quello che risulta è evidenziato in Figura 3.24:

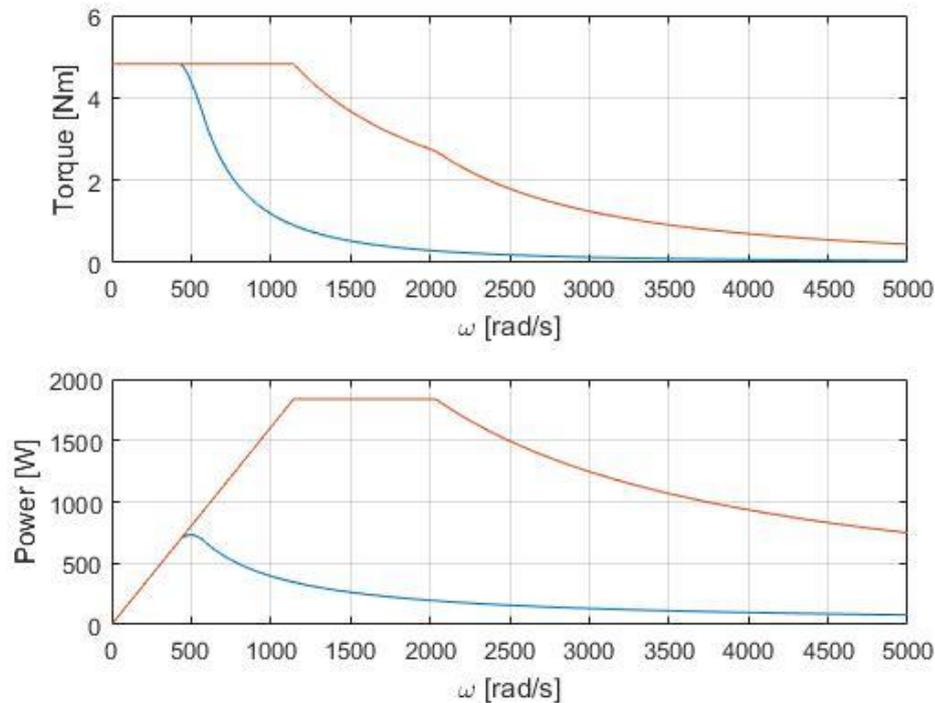


Figura 3.24 – confronto dell'andamento di coppia e di potenza dei due azionamenti in funzione della velocità di rotazione.

Si può osservare che, come precedentemente dimostrato, sia la velocità di 1° che di 2° deflussaggio con il sistema Dual Inverter sono più elevate e ciò comporta un aumento della coppia producibile ad alta velocità, ma un considerevole miglioramento della potenza prodotta ad alta velocità.

In definitiva, il vantaggio del sistema Dual Inverter si manifesta nell'aumento della velocità di ingresso sia del primo che del secondo deflussaggio, con un guadagno tanto maggiore in funzione del rapporto di tensione dei bus DC dei due inverter e del livello di anisotropia del circuito magnetico della macchina. Inoltre la curva MTPV risulta differente nei casi in cui intervenga prima il limite di  $V_a$  o di  $V_b$ , portando caratteristiche più o meno pendenti rispetto al

### *3 - Azionamento Dual Inverter*

caso dell'azionamento classico, in funzione del rapporto di tensione dei bus DC e del rapporto di riluttanza.

Come svantaggi, si ha una complicazione del sistema di controllo e l'introduzione di un ulteriore inverter che diminuisce inevitabilmente il rendimento e l'affidabilità del sistema nel suo complesso.

## Capitolo 4

### Sistema di Controllo

Dopo aver introdotto le equazioni analitiche che regolano il funzionamento del sistema Dual Inverter e confrontato le sue prestazioni, dal punto di vista teorico con l'azionamento classico, in questo capitolo viene descritto il sistema di controllo che ne regola il funzionamento.

Nella prima parte, si fornisce lo schema di controllo, che sta alla base dei concetti matematici descritti in precedenza, si descrive la procedura per il passaggio da tempo-continuo a tempo-discreto e si espone la tecnica di taratura dei regolatori. Successivamente, viene mostrato il modello completo dell'azionamento implementato in ambiente *Simulink* di *MATLAB*, finalizzato alla realizzazione delle simulazioni, in vista delle prove sperimentali a banco.

#### 4.1 Schema di controllo

Per la definizione di una logica di controllo atta al corretto funzionamento del sistema è necessario seguire le linee guida della teoria esposta nel Capitolo 3 sul Dual Inverter, mentre per l'azionamento a singolo inverter ci si rifà alla teoria classica degli azionamenti elettrici descritta brevemente nel Capitolo 1.



- Dual Inverter, dove sono ubicate le funzioni che simulano il comportamento dei due inverter che compongono l'azionamento;
- motore a pura riluttanza, schematizzato mediante le trasformazioni di Clarke e Park già accennate in precedenza;
- sistema meccanico, il quale rappresenta la dinamica del carico.

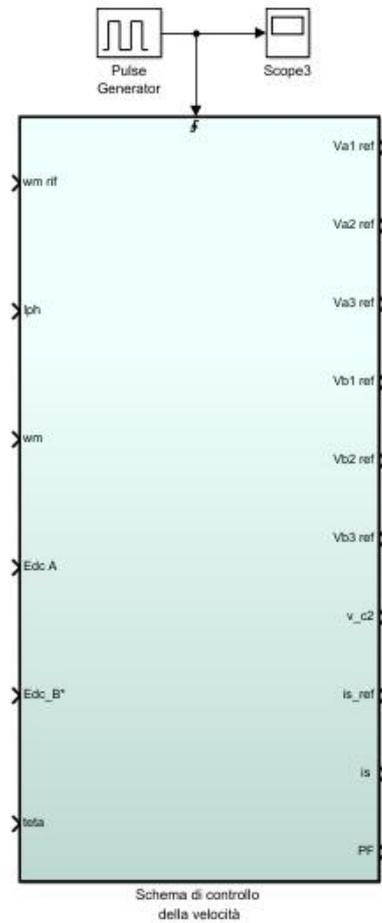


Figura 4.2 – Sottosistema dello schema di controllo della velocità.

#### 4 – Sistema di controllo

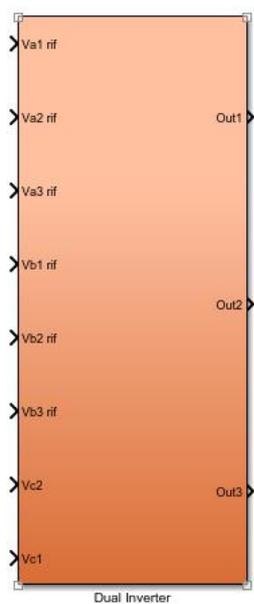


Figura 4.3 – Sottosistema del Dual Inverter.



Figura 4.4 – Sottosistema del motore a pura riluttanza.

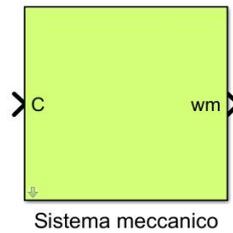


Figura 4.5 – Sottosistema del sistema meccanico.

Il modello utilizzato in simulazione è parametrizzato per rendere generale la trattazione, quindi è necessario associare uno script *MATLAB*, il quale definisca tutte le variabili necessarie richiamate dal sistema: in esso saranno fissati i parametri relativi alla macchina elettrica, al sistema di conversione statica, al carico e al sistema di controllo.

Prima di illustrare il modello dello schema di controllo è opportuno fare una premessa su alcuni aspetti teorici, relativi al metodo utilizzato per la discretizzazione del sistema e sulla taratura dei regolatori proporzionali-integrali.

#### 4.1.1 Implementazione in tempo-discreto

Lo schema di controllo è stato utilizzato sia per le simulazioni del funzionamento del sistema in vista delle prove a banco, che per lo svolgimento delle prove sperimentali stesse; quest'ultime sono state eseguite attraverso l'utilizzo di un ambiente di sviluppo denominato dSPACE e lo schema di controllo implementato dovrà interfacciarsi in maniera corretta con il controllore interno alla scheda hardware dello stesso. Per questo motivo, è stato necessario introdurre alcuni accorgimenti che lo rendono utilizzabile in entrambe le fasi del progetto.

Innanzitutto per quanto riguarda la discretizzazione di alcuni particolari elementi descritti di seguito, è possibile utilizzare una tra le procedure di discretizzazione più comuni:

- il metodo di Eulero all'indietro;
- il metodo di Eulero in avanti;
- il metodo trapezoidale di Tustin.

La Tabella 4.1 mostra le relazioni di discretizzazione per i metodi sopracitati, dove con  $T_c$  è indicato il periodo di campionamento.

Tabella 4.1 – Relazioni di discretizzazione.

<b>Tipologia di discretizzazione</b>	<b>Equivalenza</b>
<b>Eulero all'indietro</b>	$s = \frac{z - 1}{zT_c}$
<b>Eulero in avanti</b>	$s = \frac{z - 1}{T_c}$
<b>Tustin trapezoidale</b>	$s = \frac{2}{T_c} \frac{z - 1}{z + 1}$

Ovviamente è stato necessario utilizzare alcuni degli elementi presenti nella libreria *Discrete*, di *Simulink*, tra i quali le funzioni di trasferimento a tempo discreto e i blocchi *Unit Delay*, i quali restituiscono in uscita il valore assunto nell'intervallo di integrazione precedente dalla grandezza in ingresso. Inserendo questi blocchi in presenza di catene di retroazione, non essendo noto a priori il metodo di risoluzione utilizzato da *MATLAB* per tali operazioni, si evitano possibili loop algebrici.

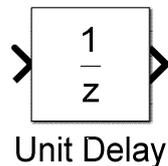


Figura 4.6 – Blocco Unit Delay di Simulink.

### 4.1.2 Regolatori in tempo-discreto

Per capire al meglio gli schemi di controllo presenti nei paragrafi successivi, è necessario illustrare le modalità adottate per implementare in tempo-discreto i regolatori proporzionali-integrali (PI).

Un tipico regolatore PI è mostrato in Figura 4.7, dove è mostrato il termine integrale e quello proporzionale in un unico blocco. In modo del tutto equivalente, si può scomporre il regolatore in due rami composti dai contributi proporzionale ed integrale; quest'ultima configurazione è riportata in Figura 4.8.

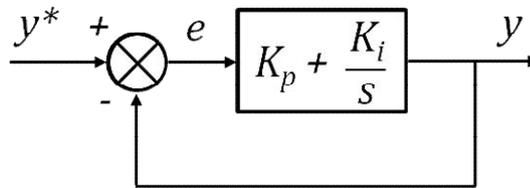


Figura 4.7 – Schema di controllo in retroazione basato su un regolatore PI.

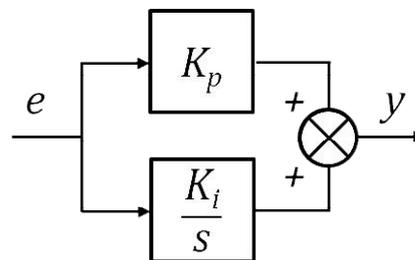


Figura 4.8 – Regolatore PI scomposto nelle due componenti.

In questa analisi, per applicare la discretizzazione degli elementi è stata utilizzata la tecnica trapezoidale di Tustin, la terza descritta in Tabella 4.1. La Figura 4.9 ne esemplifica il metodo di discretizzazione, caratterizzato dalla migliore approssimazione della grandezza continua, a parità di tempo di campionamento considerato.

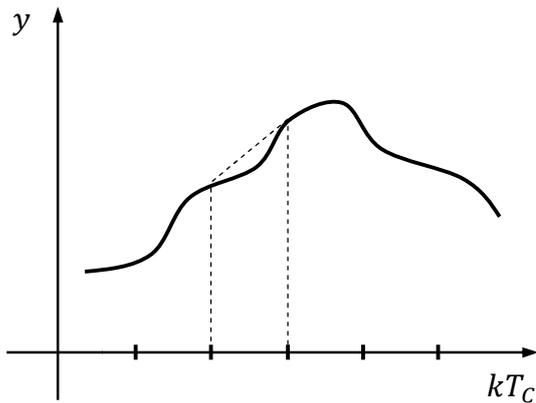


Figura 4.9 – Metodo di discretizzazione trapezoidale di Tustin.

Che applicata alla componente integrale, restituisce:

$$\frac{K_i}{s} = K_i \frac{T_c}{2} \frac{z + 1}{z - 1} \quad (4.1)$$

ed in Figura 4.10 è indicato lo schema a blocchi del generico regolatore PI modificato per operare in tempo-discreto.

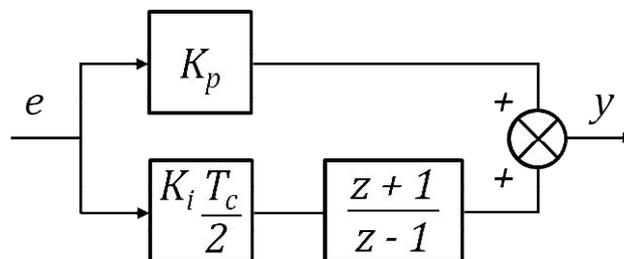


Figura 4.10 – Regolatore PI in tempo-discreto.

Per introdurre l'anti-windup sui regolatori proporzionali-integrali, al fine di ottimizzare il modello, è necessario applicare alcune semplici operazioni e trasformare il secondo blocco del ramo integrale in un sistema retroazionato con catena diretta a guadagno unitario, come esplicitato in Figura 4.11:

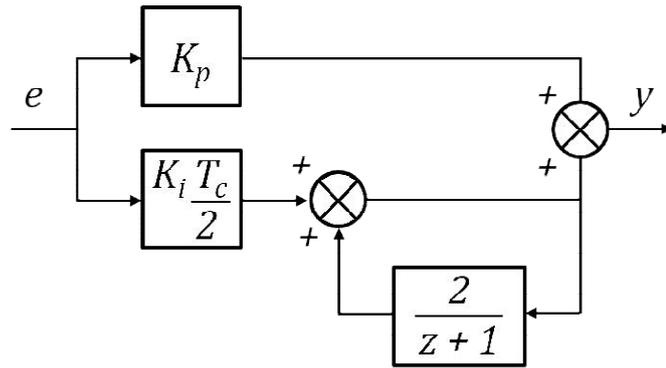


Figura 4.11 – regolatore PI in tempo-discreto atto all'introduzione dell'anti-windup.

Infine, per ottenere il modello dei regolatori utilizzato, bisogna introdurre dei blocchi di saturazione dinamica, i quali intervengono su entrambi i rami in maniera interdipendente, come rappresentato in Figura 4.12:

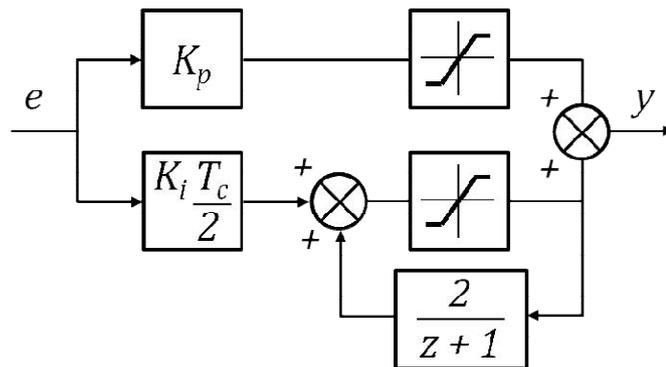


Figura 4.12 – Regolatore PI con anti-windup in tempo-discreto.

Indicando rispettivamente con  $y_{P,max}$ ,  $y_{I,max}$  e  $y_{max}$  i limiti del saturatore proporzionale, di quello integrale e del segnale in uscita dal regolatore, i valori in corrispondenza dei quali devono intervenire i rispettivi saturatori sono dettati dalle seguenti condizioni:

$$\begin{cases} y_{P,max}(kT_c) = y_{max} \\ y_{I,max}(kT_c) = y_{max} - K_p e(kT_c) \end{cases} \quad (4.2)$$

Quindi al posto dei classici blocchi della sezione *Discrete* della libreria *Simulink*, i regolatori possono essere sintetizzati, in modo equivalente,

attraverso precise procedure contenute in un blocco *MATLAB function*; in Figura 4.13 è possibile osservarne la semplice struttura.

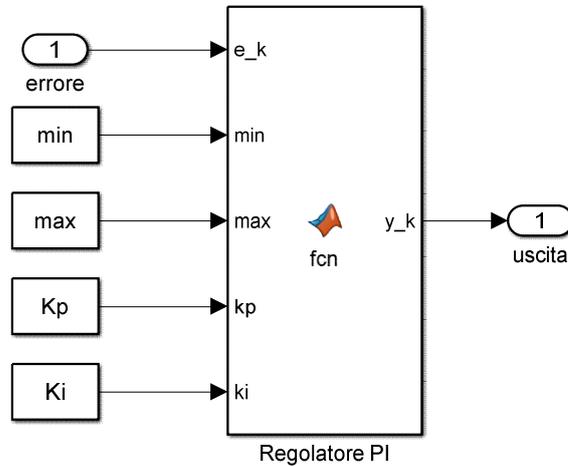


Figura 4.13 – Modello di un regolatore PI sintetizzato con un blocco *MATLAB function*.

L'anti-windup verrà applicata al regolatore di velocità e a quello di tensione, mentre quelli di corrente saranno semplici PI.

### 4.1.3 Taratura dei regolatori

Per quanto riguarda la taratura dei regolatori, è stato utilizzato lo strumento *Sisotool* integrato in *MATLAB*. Questo toolbox, mediante le funzioni di trasferimento della macchina e dei convertitori, permette di calcolare la funzione di trasferimento del regolatore e quindi di ricavare i coefficienti proporzionali e integrali, analizzare i diagrammi di Bode dei sistemi in retroazione e visualizzarne la risposta al gradino desiderata.

La logica utilizzata è quella classica descritta dalla teoria dei controlli applicati agli azionamenti elettrici, facendo le seguenti assunzioni:

- l'inerzia del carico è nota con scarsa precisione;
- il coefficiente di attrito è noto con scarsa precisione;
- la coppia resistente è trattata come un disturbo e il suo effetto deve essere poco rilevante;

- la dinamica di corrente non deve avere sovraelongazioni, oppure deve essere trascurabile;
- l'errore a regime al gradino di corrente deve essere nullo;
- il tempo di assestamento della corrente deve essere il minore possibile.

Partendo dall'analisi della taratura dei regolatori PI dell'azionamento classico, dotato di singolo inverter per l'alimentazione di macchina, è indispensabile ricavare le funzioni di trasferimento del motore e occorre tenere in considerazione la presenza dell'inverter. Entrambe le funzioni di trasferimento possono essere descritte con una funzione di trasferimento del primo ordine, del tipo:

$$\begin{cases} G_{inverter} = \frac{1}{1 + 0.5T_C s} \\ G_{motore\_d} = \frac{1}{L_{sd}s + R_s} \\ G_{motore\_q} = \frac{1}{L_{sq}s + R_s} \end{cases} \quad (4.3)$$

Dove  $T_c$  è il tempo di commutazione dell'inverter e si è assunto che le forze controlettromotrici siano già compensate in avanti, sia per l'asse d che per l'asse q, quindi risulta la seguente funzione di trasferimento tra tensione e corrente:

$$G_{v \rightarrow i\_d} = \frac{1}{1 + 0.5T_C s} \frac{1}{L_{sd}s + R_s} \quad (4.4)$$

$$G_{v \rightarrow i\_q} = \frac{1}{1 + 0.5T_C s} \frac{1}{L_{sq}s + R_s} \quad (4.5)$$

Le funzioni di trasferimento di asse d e q risultano essere del 2°ordine (i poli corrispondono alla costante di tempo dell'inverter e alla costante di tempo elettrica del motore).

Di seguito in Figura 4.14 vi è l'architettura dell'anello di corrente:

#### 4 – Sistema di controllo

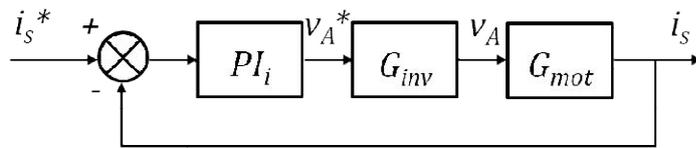


Figura 4.14 – Anello di regolazione della corrente.

In primo luogo, si aggiunge al regolatore un polo nell'origine per garantire che l'errore sia nullo a regime. Successivamente si aggiunge al regolatore lo zero, ponendolo in cancellazione del polo elettrico, il cui effetto utile consiste nell'anticipo di fase.

A questo punto, l'unico grado di libertà rimasto è il guadagno del PI, che viene aumentato il più possibile, compatibilmente con il margine di fase, che deve essere almeno  $75^\circ$ .

Di seguito viene proposta la taratura del PI di corrente per l'asse d. La Figura 4.15 mostra il comportamento della funzione di trasferimento  $G_{v \rightarrow i_d}$  chiusa in retroazione con il regolatore PI progettato e la forma d'onda della corrente a seguito di un gradino del riferimento.

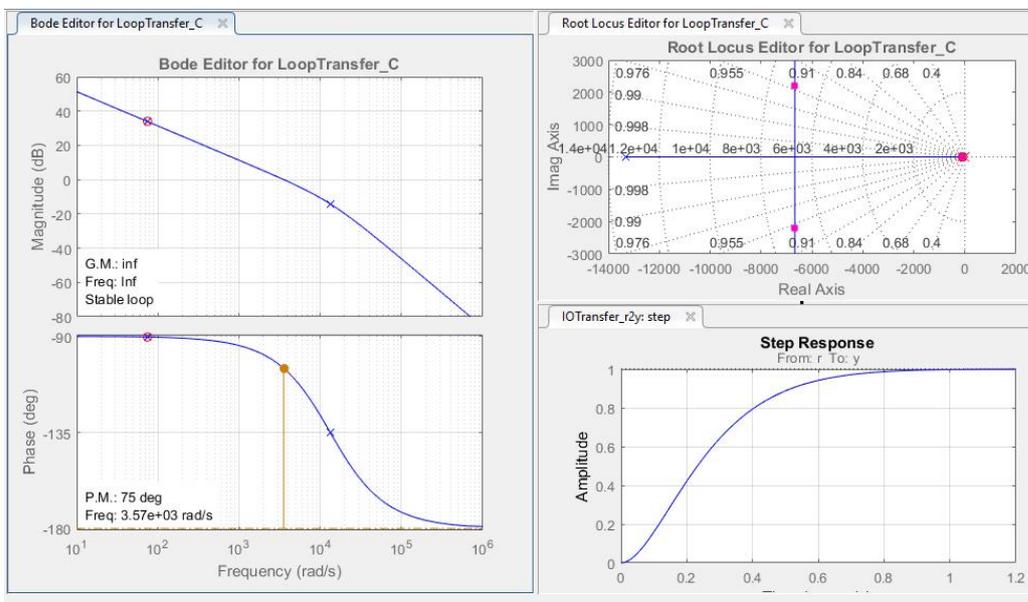


Figura 4.15 – comportamento della funzione di trasferimento  $G_{v \rightarrow i_d}$  chiusa in retroazione.

In maniera analoga si procede alla taratura del regolatore proporzionale-integrale dell'asse in quadratura, ottenendo un comportamento della funzione di trasferimento  $G_{v \rightarrow i_q}$  in catena chiusa analogo a quello mostrato in Figura 4.15.

Sia  $\omega_{ci}$  la pulsazione critica relativa ai loop di corrente. La funzione di trasferimento ad anello chiuso della regolazione di corrente può essere approssimata come:

$$G_{i_{ref} \rightarrow i} = \frac{1}{1 + 0.5T_C s} \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{ci}}} \left( \frac{3}{2} p \frac{I_n}{\sqrt{2}} |L_{sd} - L_{sq}| \right) \quad (4.6)$$

Quindi l'anello del regolatore di velocità è indicato in Figura 4.16, dove con  $G_i$  si evidenzia la funzione di trasferimento citata nella (4.6).

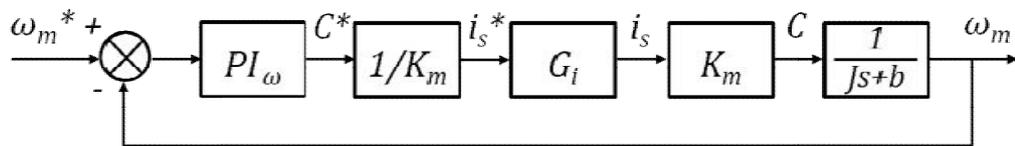


Figura 4.16 – Anello di regolazione della velocità.

La taratura del regolatore PI di velocità avviene tenendo conto di assunzioni del tutto analoghe a quelle fatte per quello di corrente. Si aggiunge al regolatore un polo nell'origine per garantire errore a regime nullo, successivamente si aggiunge al regolatore uno zero, ponendolo a bassa frequenza, almeno una o due decadi prima di  $\omega_{ci}$  (circa 3 rad/s). A questo punto, il guadagno del PI deve essere aumentato il più possibile, per rendere il margine di fase almeno a  $75^\circ$ .

La Figura 4.17 mostra il comportamento della funzione di trasferimento  $G_{i_{ref} \rightarrow i} * G_{carico}$  chiusa in retroazione con il regolatore PI di velocità e la forma d'onda della velocità a seguito di un gradino del riferimento.

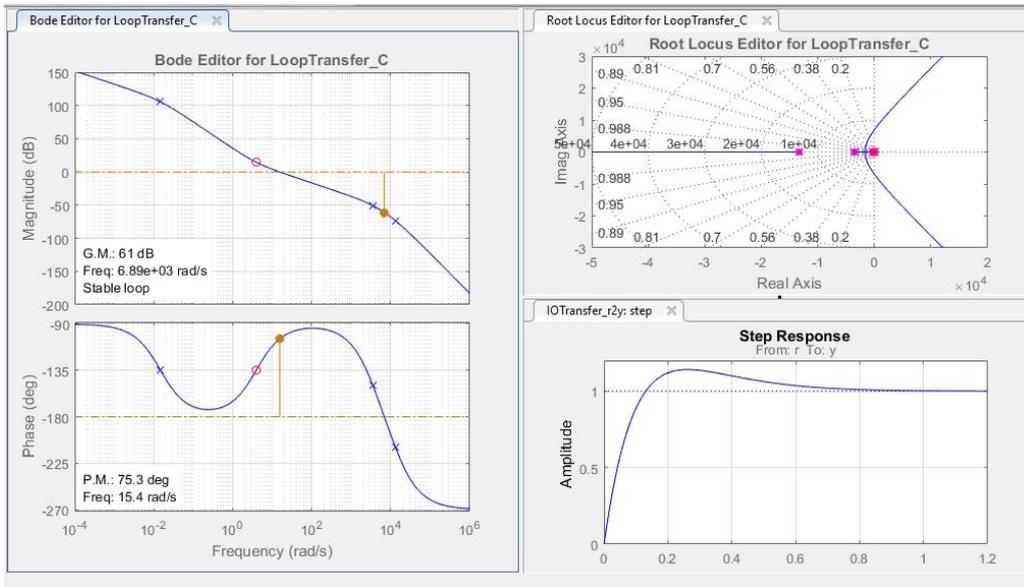


Figura 4.17 – comportamento della funzione di trasferimento  $G_{i_{ref} \rightarrow i} * G_{carico}$  chiusa in retroazione

L'ultimo dei quattro PI è caratterizzato da una forte non linearità, quindi risulta molto difficile la taratura con *Sisotool*, per questa ragione è stato tarato con la tecnica "Try and error".

Per il sistema Dual Inverter, il numero di regolatori aumenta e con essi la complessità. La logica utilizzata è ancora una volta quella classica descritta in precedenza. L'anti-windup è applicato al regolatore di velocità e a quello di tensione, mentre quelli di corrente e quello relativo alla potenza reattiva sono semplici PI.

Per quanto riguarda la taratura del PI relativo al controllo di tensione del bus DC del secondo inverter è necessario descrivere la funzione di trasferimento da controllare, con l'obiettivo di mantenere la tensione al valore di riferimento. Omettendo i passaggi, la funzione di trasferimento cercata è espressa nella (4.7), dove vi è l'effetto integrale del condensatore, il ritardo di un tempo di ciclo relativo all'inverter e la corrente di asse d, considerando il caso peggiore, ovvero quello in cui la corrente è massima:

$$G_{V_{bd\_ref} \rightarrow V_{bd}} = \frac{1}{sC} \frac{1}{1 + 0.5T_C s} I_n \quad (4.7)$$

A differenza degli altri questo regolatore può essere un proporzionale puro, poiché nel suo loop di controllo vi è già l'effetto integrale del condensatore e l'errore a regime sarà contenuto a pochissimi Volt, poiché è dovuto solamente al fatto che non si sono considerate le perdite dell'inverter. La Figura 4.18 mostra il comportamento della funzione di trasferimento  $G_{V_{bd\_ref} \rightarrow V_{bd}}$  chiusa in retroazione e la forma d'onda di tensione di uscita a fronte di un gradino del riferimento.

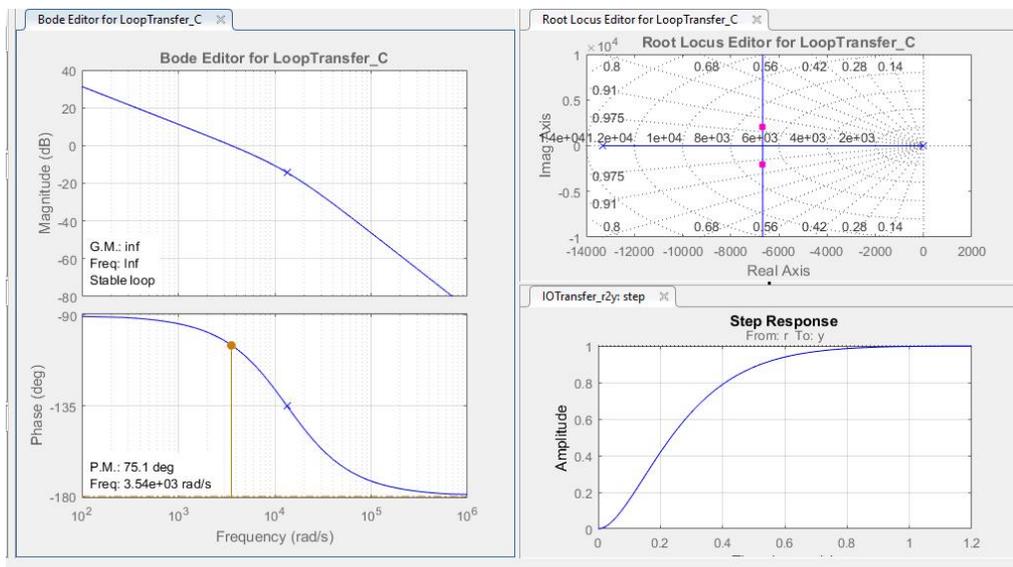


Figura 4.18 – comportamento della funzione di trasferimento  $G_{V_{bd\_ref} \rightarrow V_{bd}}$  chiusa in retroazione.

Per la taratura dell'ultimo PI, relativo alla compensazione della potenza reattiva di macchina, è stata imposta una dinamica lenta per evitare di avere una corrente con un ripple sovrapposto. Anche in questo caso è stato necessario utilizzare la tecnica “Try and error”.

## 4.2 Descrizione dei modelli

In questo paragrafo si andrà a descrivere nel dettaglio ciò che è stato introdotto precedentemente riguardo al sistema di controllo utilizzato in ambiente *Simulink*.

### 4.2.1 Modello del sistema di controllo di velocità

Come mostrato in Figura 4.2, all'ingresso del sottosistema di controllo della velocità giungono le tre correnti di statore prelevate dalla macchina nel riferimento trifase stazionario. Perciò il primo elemento da descrivere è proprio il blocco che ha lo scopo di portare tali correnti di macchina nel riferimento bifase rotante, cioè quello che effettua la trasformazione di Clarke e Park. In figura 4.19 è evidenziato il modello *Simulink*:

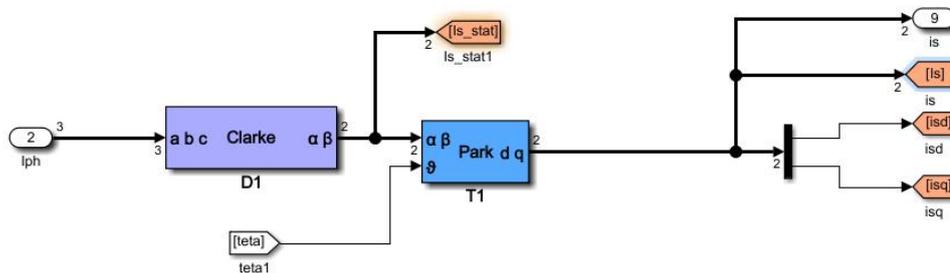


Figura 4.19 – Modello del sistema di trasformazione di Clarke e Park delle correnti.

Si ricorda che, partendo da un sistema trifase stazionario, tali operazioni vengono svolte applicando le matrici di trasformazione di Clarke e Park, denominate come matrici D e T, rispettivamente indicate in Figura 4.20 e Figura 4.21.

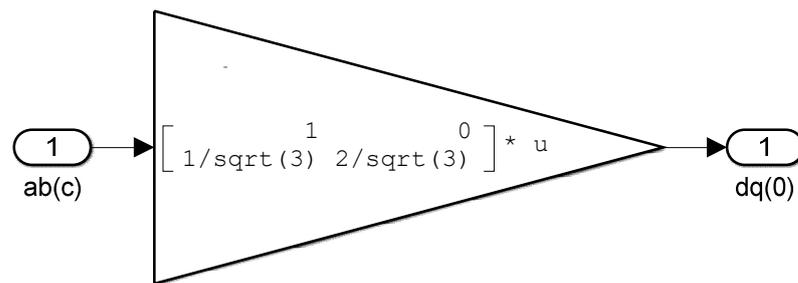


Figura 4.20 – Modello della matrice D.

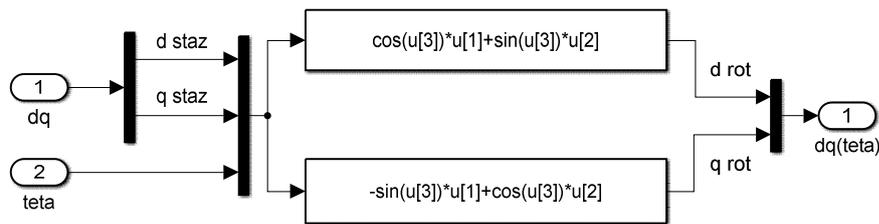


Figura 4.21 – Modello della matrice T.

Dopodiché si presentano gli schemi per il controllo dei due inverter, in accordo con quanto descritto nei paragrafi precedenti.

In Figura 4.22 è riportata la prima parte dello schema implementato per l'inverter A, relativamente all'asse diretto e all'asse in quadratura. Rispettivamente nella parte superiore della figura si distinguono i rami caratterizzati dai regolatori proporzionali-integrali che permettono di ricavare il valore delle componenti  $i_{sq}$ , sulla base della zona di funzionamento in cui si è; mentre nella parte inferiore, vi sono i regolatori di velocità e di corrente che sono tarati in maniera da restituire il complemento della  $i_{sq}$  al cerchio limite di corrente o un valore inferiore. Nella parte di destra vi è invece la parte relativa ai regolatori proporzionali-integrali che restituiscono i valori di tensione  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , necessari e successivamente viene effettuata la compensazione in avanti delle forze controlettromotrici dinamiche.

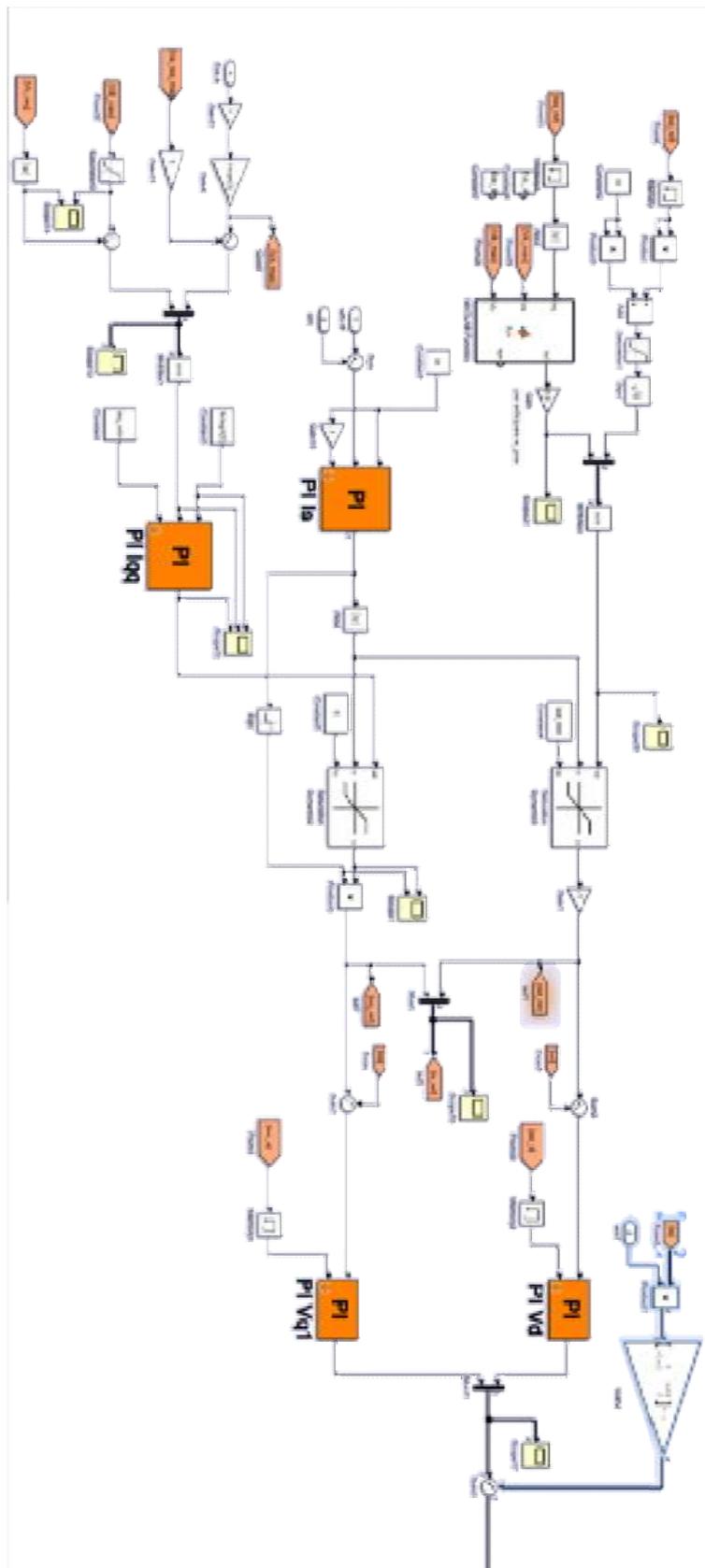


Figura 4.22 – Modello del sistema di controllo dell'inverter A (prima parte).



Questa sezione del controllo contiene i blocchi di antitrasformazione di Clarke e Park della tensione, la quale passa prima attraverso il blocco della funzione saturatrice che garantisce il mantenimento del vettore di tensione  $\overline{v}_A$  all'interno della regione definita dal limite in tensione. Questa funzione svolge l'operazione di saturazione senza privilegiare alcuna delle due componenti, ma semplicemente riportando il vettore di spazio all'interno della circonferenza limite imposta da  $V_{A,max} = E_{DC,A}/\sqrt{3}$  e mantenendone la medesima direzione. In Figura 4.24 è riportato un esempio di quanto descritto.

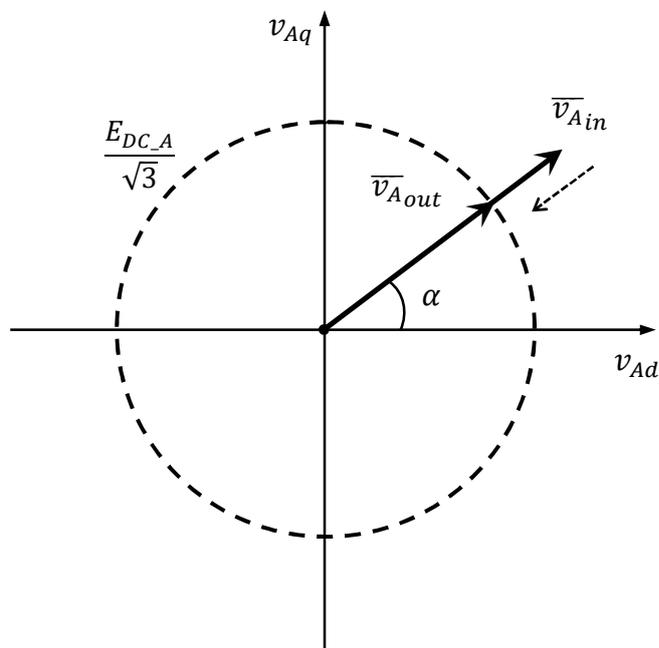


Figura 4.24 – Effetto della saturazione della tensione richiesta all'inverter A.

La tensione  $\overline{v}_A$ , espressa nel riferimento bifase rotante, viene poi trasformata ad opera delle matrici di trasformazione inversa di Park e Clarke, rispettivamente esplicitate in Figura 4.25 e Figura 4.26.

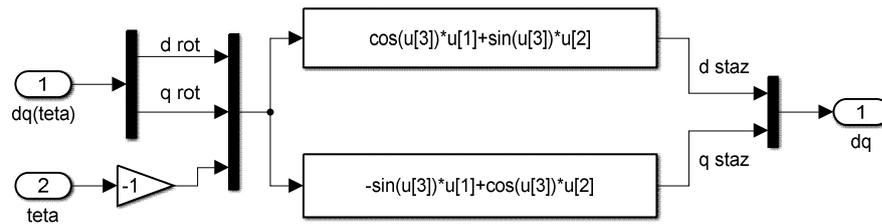


Figura 4.25– Modello della matrice T inversa.

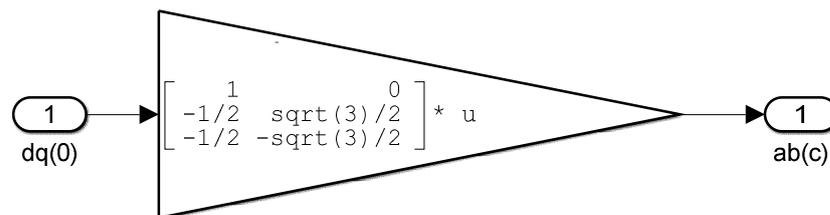


Figura 4.26 – Modello della matrice D inversa.

Descritto il sistema di controllo relativo al primo inverter, si passa al modello di quello dell'inverter B, rappresentato anche in questo caso in due figure. In Figura 4.27 è rappresentata la struttura che rispetta fedelmente l'algoritmo descritto nei paragrafi precedenti: nella parte superiore il controllo della componente di tensione  $\overline{v_B}$  parallela al vettore  $\overline{i_s}$ , necessaria al mantenimento della tensione sul condensatore. Tale sistema di regolazione è stato reso lineare considerando come ingresso  $E_{DCB}^2$ , altrimenti sarebbe stato quadratico e difficilmente tarabile tramite l'utilizzo di *Sisotool*. Per tale motivo, nel sistema di controllo della tensione sul lato in continua del secondo inverter è stato scelto di inserire un semplice regolatore proporzionale senza necessità di applicare il meccanismo anti-windup. Il motivo di questa decisione è legato al fatto che nella trattazione si suppone di mantenere la tensione in questione ad un valore costante durante il funzionamento dell'azionamento (o comunque non variabile con elevata dinamica); questo presuppone quindi una fase iniziale di carica del condensatore prima dell'avvio del motore.

Nella parte inferiore del modello si ha il ramo di controllo per la componente di tensione  $\overline{v_B}$  ortogonale al vettore  $\overline{i_s}$ , utile alla regolazione della potenza reattiva dell'inverter principale; questa sezione richiede perciò il calcolo di quel valore

4 – Sistema di controllo

$v_{B,opt}^q$  tale da rendere nulla  $Q_A$ , necessario perciò per lo scopo prefissato di funzionamento ottimo del sistema a fattore di potenza unitario.

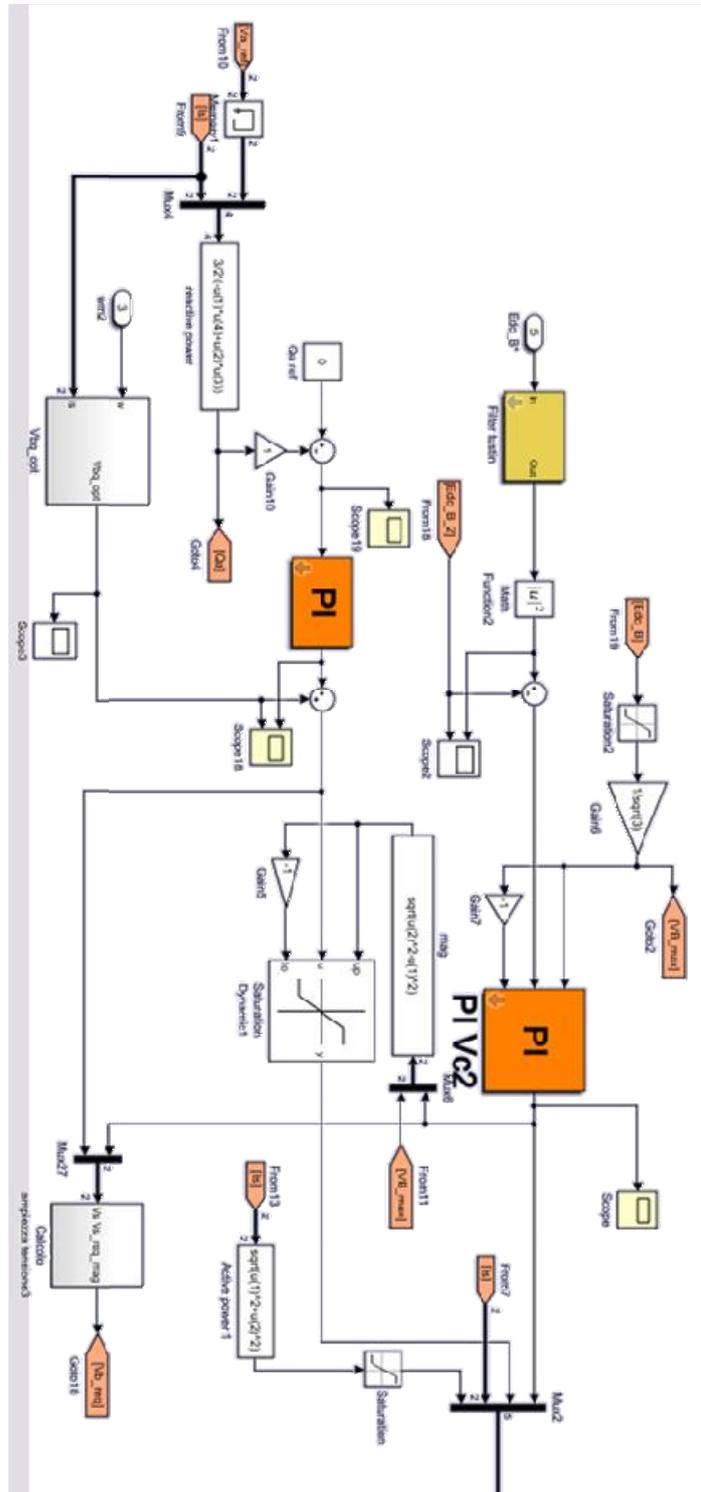


Figura 4.27 – Modello del sistema di controllo dell'inverter B (prima parte).

In Figura 4.28 è rappresentata la seconda parte del controllo dell'inverter B, posta in cascata a quanto appena descritto. In questa fase viene calcolato il valore di tensione di riferimento per il convertitore secondario e riportato nel sistema di riferimento trifase stazionario, con l'ausilio delle antitrasformazioni di Clarke e Park.

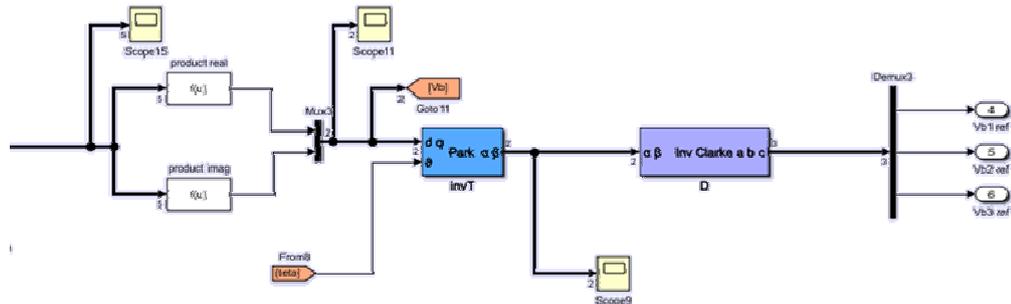


Figura 4.28 – Modello del sistema di controllo dell'inverter B (seconda parte).

In Figura 4.29, invece è mostrato il calcolo del fattore di potenza. Ricavate la potenza attiva e reattiva scambiata dall'inverter A con il sistema, è immediato trovare il fattore di potenza come segue:

$$P_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot \overline{i_s} \quad (4.8)$$

$$Q_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot j \overline{i_s} \quad (4.9)$$

$$\cos \varphi = \cos \left( \tan^{-1} \frac{Q_A}{P_A} \right) \quad (4.10)$$

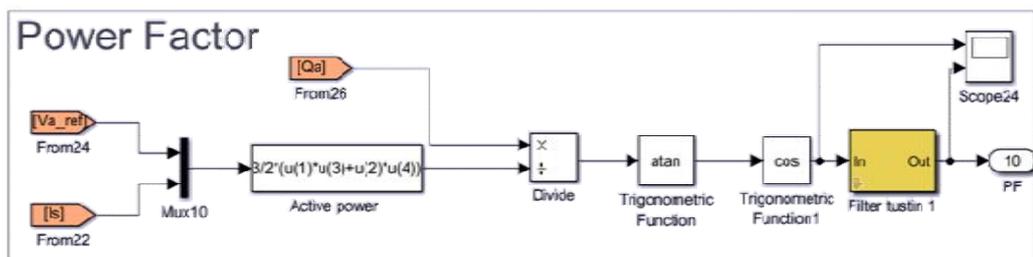


Figura 4.29 – Modello per il calcolo del fattore di potenza.

L'ultimo sottosistema presente nel modello del sistema di controllo di velocità è quello che riguarda la gestione della tensione ai capi del condensatore flottante posto sul lato in continua dell'inverter secondario. Mediante la regolazione della tensione di bus DC e della potenza reattiva dell'inverter principale è possibile mantenere sotto controllo la potenza attiva  $P_B$  che fluisce tra lo stabilizzatore della tensione dell'inverter secondario e il resto del sistema, in modo che il condensatore rimanga sempre carico; perciò, si modella tale sistema attraverso un bilancio di potenze legato alle perdite sul bus DC:

$$P_B = \frac{3}{2} \bar{v}_B \cdot \bar{i}_s = \frac{E_B^2}{R_0} + \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C E_B^2 \right) + R_l I^2 \quad (4.11)$$

Dove il primo termine è la potenza relativa alla resistenza  $R_0$  posta in parallelo al condensatore per garantirne la scarica, il secondo membro è la potenza dovuta alla variazione dell'energia elettrostatica immagazzinata dal condensatore e l'ultimo termine tiene conto delle perdite per effetto Joule sulla linea, le quali però possono considerarsi trascurabili insieme al primo contributo. Si semplifica la (4.11) riscrivendola nel dominio di Laplace come segue:

$$P_B = \frac{1}{2} s C E_B^2 \quad (4.12)$$

Ora si può facilmente ricavare la tensione di bus DC che vale:

$$E_B = \sqrt{\frac{2P_B}{sC}} \quad (4.13)$$

dove al posto della variabile  $s$  si è considerato un'integrazione discreta. In Figura 4.30 è mostrato il modello implementato secondo la (4.13).

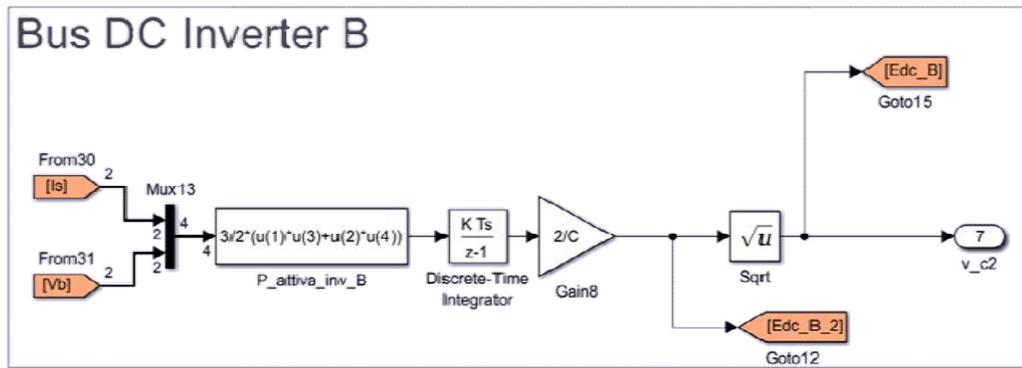


Figura 4.30 – Modello del sistema bus DC dell’inverter secondario.

### 4.2.2 Modello del Dual Inverter

I modelli utilizzati per i due inverter sono semplificati al caso di convertitori ideali, cioè sprovvisti di interruttori statici reali in commutazione durante il funzionamento e dell’inserimento dei relativi tempi morti; così facendo si è considerata accettabile l’approssimazione del valore istantaneo delle tensioni con il loro valor medio nel periodo di ciclo. In Figura 4.31 sono rappresentati i modelli degli inverter, all’interno del sottosistema Dual Inverter.

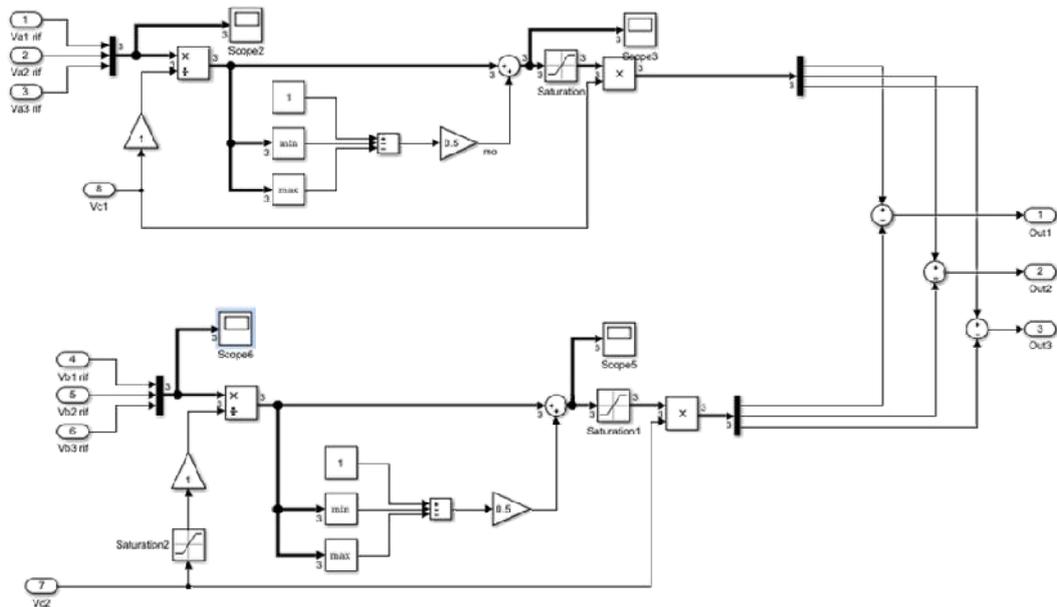


Figura 4.31 – Modello degli inverter principale e secondario.

Come si può notare, si è scelto di implementare la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica, in questo modo gli interruttori superiori e inferiori sono sollecitati allo stesso modo durante tutto il periodo di ciclo  $T_C$ . Dalla teoria dei convertitori statici, le modulanti vengono calcolate nel seguente modo:

$$\begin{cases} m_1 = m_0 + \frac{v_{1,rif}}{E} \\ m_2 = m_0 + \frac{v_{2,rif}}{E} \\ m_3 = m_0 + \frac{v_{3,rif}}{E} \end{cases} \quad (4.14)$$

$$m_0 = \frac{1}{2} \left( 1 - \min \left( \frac{v_{1,rif}}{E}, \frac{v_{2,rif}}{E}, \frac{v_{3,rif}}{E} \right) - \max \left( \frac{v_{1,rif}}{E}, \frac{v_{2,rif}}{E}, \frac{v_{3,rif}}{E} \right) \right) \quad (4.15)$$

### 4.2.3 Modello della macchina a pura riluttanza

Per il modello completo della macchina a pura riluttanza si è scelto di realizzarlo nel riferimento bifase rotante. Quindi per passare dal sistema di riferimento trifase a quello bifase e viceversa è necessario utilizzare la matrice di Clarke e Park e la sua inversa. Tale modello è indicato in Figura 4.32.

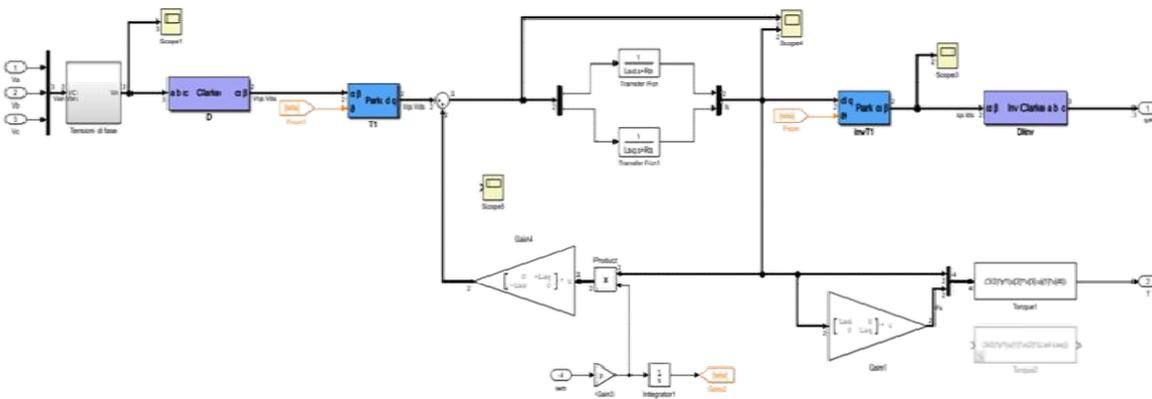


Figura 4.32 – Modello del motore a pura riluttanza.

La prima parte del modello è designata al calcolo delle tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina a partire dalla differenza tra le tensioni di polo dei due inverter; per fare ciò, sfruttando il sistema di equazioni (3.2), si procede nel seguente modo:

$$\begin{cases} v_1 = v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{0-0'} \\ v_2 = v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{0-0'} \\ v_3 = v_{p3-0} - v_{p6-0'} + v_{0-0'} \end{cases} \quad (4.16)$$

$$\begin{aligned} v_{0-0'} &= \frac{1}{3} [(v_1 + v_2 + v_3) - (v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{p2-0} \\ &- v_{p5-0'} + v_{p3-0} - v_{p6-0'})] = -\frac{1}{3} (v_{p1-0} - v_{p4-0'} \\ &+ v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{p3-0} - v_{p6-0'}) \end{aligned} \quad (4.17)$$

essendo che il carico è simmetrico e supposto collegato a stella, quindi il contributo  $(v_1 + v_2 + v_3)$  risulta essere nullo. In Figura 4.33 è riportato il blocco che svolge tale operazione.

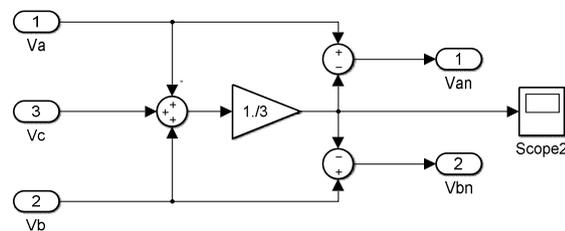


Figura 4.33 – Modello del sistema di calcolo della tensione sugli avvolgimenti.

Nella parte finale della Figura 4.32 si può notare invece il calcolo della coppia prodotta sulla base dell'anisotropia di macchina, mediante l'equazione classica (3.2).

### 4.2.4 Modello del carico

L'ultimo sottosistema previsto nella simulazione è quello relativo al sistema meccanico del carico applicato alla macchina elettrica. L'equazione che si utilizza per la descrizione del sistema è la seguente:

$$C_m - C_r = C_m - K_c \omega_m = (J_m + J_c) \frac{d\omega_m}{dt} \quad (4.18)$$

Cioè, per la coppia resistente  $C_r$  è stato ipotizzato un andamento lineare in funzione della velocità. Il momento di inerzia totale  $J$  è calcolato come somma dei contributi dati dal motore  $J_m$  e dal carico  $J_c$ .

In Figura 4.34 è riportato il modello implementato in ambiente Simulink.

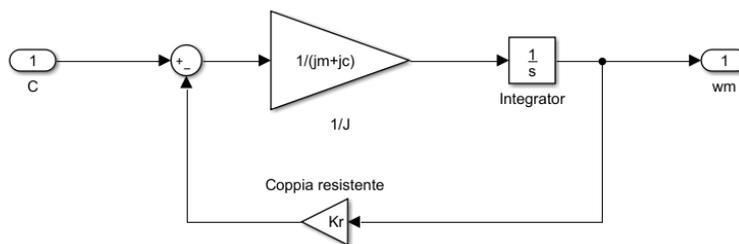


Figura 4.34 – Modello del sistema meccanico.

Esternamente al sottosistema relativo al carico, vi è il blocco che esegue il calcolo dell'angolo meccanico di rotazione, ottenuto integrando la velocità angolare.

## **Capitolo 5**

### **Analisi Numerica con Simulink**

In questa sezione, dopo aver descritto ampiamente nel capitolo precedente la logica di controllo e l'implementazione del modello dell'azionamento in Simulink, si mostrano i risultati ottenuti dalle simulazioni effettuate. Quest'ultimi risultano utili per verificare la bontà del modello, ma anche per stimare qualitativamente il comportamento dell'azionamento reale, che si andrà a testare durante le prove sperimentali.

#### **5.1 Risultati della simulazione**

Con lo strumento creato si possono effettuare diverse tipologie di simulazioni più o meno gravose per l'azionamento, ma per coerenza con le prove sperimentali, si riportano le simulazioni effettuate riproducendo il sistema che verrà realmente utilizzato durante le prove a banco. Per fare ciò sono state necessarie le informazioni ricavate dalle prove di caratterizzazione atte a stimare le grandezze elettriche del circuito equivalente, descritte nella tabella

1.4. Come dichiarato nel capitolo precedente, è stato realizzato uno script di MATLAB contenente tutte le grandezze di interesse dell'azionamento:

- parametri del motore a riluttanza;
- grandezze limite dell'azionamento;
- parametri del carico;
- coefficienti relativi al sistema di controllo.

Quanto esposto è elencato nel dettaglio in Tabella 5.1:

Tabella 5.1 - Parametri nello script MATLAB per le simulazioni.

	<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>	<i>Unità di misura</i>
<i>Motore</i>	Induttanza statorica di asse d	$L_{sd}$	0.0036	$H$
	Induttanza statorica di asse q	$L_{sq}$	0.008636	$H$
	Resistenza statorica	$R_s$	0.2059	$\Omega$
	Coppia di poli	$p$	3	-
	Pulsazione statorica	$\omega_s$	314.16	$rad/s$
	Corrente nominale	$I_n$	15	$A$
	Momento d'inerzia macchina	$J_m$	0.0038	$Kg \cdot m^2$
<i>Azionamento</i>	Tensione bus dc inverter A	$E_A$	100	$V$
	Tensione bus dc inverter B	$E_B$	300	$V$
	Corrente massima	$I_{max}$	$15 \cdot \sqrt{2}$	$A$
	Condensatore bus DC inverter B	$C$	2.2	$mF$
	Resistenza bus DC inverter B	$R_0$	23500	$\Omega$
	Periodo di commutazione	$T_c$	$150 \cdot 10^{-6}$	$s$
<i>Carico</i>	Momento d'inerzia carico	$J_c$	0.00	$Kg \cdot m^2$
	Momento d'inerzia totale	$J$	0.0038	$Kg \cdot m^2$
	Coefficiente di attrito	$b$	0.001	$N \cdot m \cdot s/rad$
	Costante di coppia resistente	$K_r$	$1 \cdot 10^{-3}$	-
<i>Controllo corrente</i>	Coefficiente proporzionale $i_{sd}$	$K_{p,isd}$	3.6	$V/A$
	Coefficiente integrale $i_{sd}$	$K_{i,isd}$	270	$V/(A \cdot s)$
	Coefficiente proporzionale $i_{sq}$	$K_{p,isq}$	8.5	$V/A$
	Coefficiente integrale $i_{sq}$	$K_{i,isq}$	1100	$V/(A \cdot s)$

<b>Controllo velocità</b>	Coefficiente proporzionale velocità	$K_{p,\omega}$	0.536	$A/(rad/s)$
	Coefficiente integrale velocità	$K_{i,\omega}$	2.188	$A/(rad/s^2)$
<b>Controllo Inverter A</b>	Coefficiente proporzionale $V_a$	$K_{p,V_A}$	0.01	$A/V$
	Coefficiente integrale $V_a$	$K_{i,V_A}$	16	$A/(V \cdot s)$
<b>Controllo Inverter B</b>	Coefficiente proporzionale $V_b$	$K_{p,V_B}$	0.38	$V/V$
<b>Controllo <math>\cos\phi</math></b>	Coefficiente proporzionale $Q_a$	$K_{p,Q_A}$	0.03	$V/VAr$
	Coefficiente integrale $Q_a$	$K_{i,Q_A}$	7.5	$V/VAr$

### 5.1.1 Simulazione del sistema a singolo inverter

I parametri elencati in tabella 5.1 sono stati utilizzati per svolgere simulazioni della durata di 5 s, basate sul modello Simulink del sistema dotato di un solo inverter. Di seguito sono riportati gli andamenti nel tempo delle principali grandezze d'interesse. Si è scelto di applicare al modello un riferimento in velocità costituito da un gradino di ampiezza pari a 4000 rpm all'istante  $t = 0.5$  s, per osservare tutte le fasi dell'azionamento.

In Figura 5.1 sono rappresentati quattro sotto grafici, i quali rappresentano rispettivamente:

- *correnti di fase*: sono rappresentate in alto a sinistra, in particolare si è voluto evidenziare il dettaglio del transitorio d'avviamento, ove si apprezza la classica terna simmetrica sinusoidale in cui la frequenza aumenta; data la piccola inerzia in gioco è possibile apprezzare anche la diminuzione dell'ampiezza durante il secondo deflussaggio;
- *velocità meccanica*: la risposta in velocità al riferimento in ingresso è indicata in alto a destra; per via dell'inerzia, il sistema insegue molto rapidamente il riferimento, arrivando a regime in circa 1 s;
- *coppia elettromagnetica*: in basso a sinistra è riportato l'andamento della coppia all'albero della macchina; il grafico mostra un valore di coppia massima pari a circa 4.8 Nm durante la prima zona di funzionamento, poi scende durante il primo deflussaggio in maniera inversamente proporzionale a  $\omega$  e nel secondo deflussaggio secondo

$1/\omega^2$ . Quando poi la velocità arriva ad eguagliare il riferimento la coppia si annulla;

- *correnti di asse d e q*: nell'ultimo riquadro in basso a destra sono indicati gli andamenti, di riferimento e del valore reale, delle componenti in corrente relative al sistema di riferimento bifase rotante di assi d e q; si osserva che i riferimenti vengono seguiti fedelmente e si è scelto di lavorare nel secondo quadrante, quindi con una  $i_{sd}$  negativa e una  $i_{sq}$  positiva; inoltre si nota un differente andamento tra il primo e secondo deflussaggio, rispettivamente a 0.6 s (corrispondente a circa 1250 rpm) e a 0.65 s (corrispondente a circa 1700 rpm), coerenti con quelli valutati nel paragrafo finale del confronto teorico degli azionamenti.

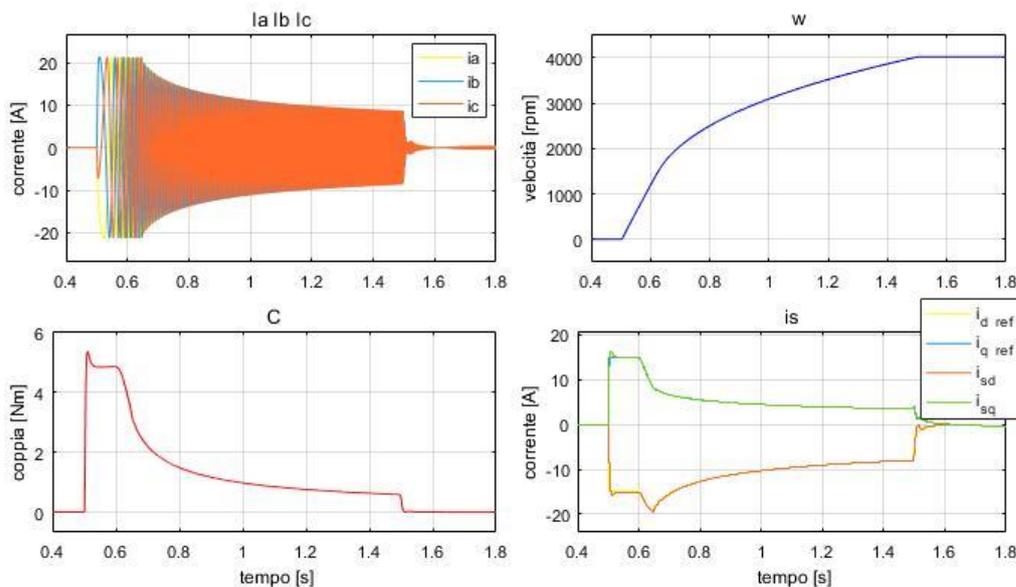


Figura 5.1 – Principali grandezze di interesse relativi alla simulazione del sistema dotato di singolo inverter.

Si vuole sottolineare che in questo caso, con l'utilizzo della macchina a pura riluttanza, è possibile lavorare con coppie positive indistintamente nel secondo o quarto quadrante, poiché non vi è alcun magnete e non si rischia la smagnetizzazione.

### 5.1.2 Simulazione del sistema Dual Inverter

In maniera analoga sono state effettuate le simulazioni della durata di 10 s per il sistema dotato di compensatore della potenza reattiva, basate sul modello Simulink descritto nel capitolo precedente. Si è scelto di applicare al modello un riferimento in velocità costituito da un gradino di ampiezza pari a 6000 rpm (che corrisponde al valore di velocità massima di macchina) all'istante  $t = 4$  s, per aspettare la carica del condensatore flottante e osservare tutte le fasi dell'azionamento.

La risposta in velocità al riferimento in ingresso è indicata in Figura 5.2. Per via della bassa inerzia, il sistema insegue molto rapidamente il riferimento, arrivando a regime in circa 1 s. Si osserva inoltre una leggera sovraelongazione dettata dalla non perfetta taratura dei regolatori, che però in fase sperimentale verrà ridotta a causa delle coppie resistenti degli attriti.

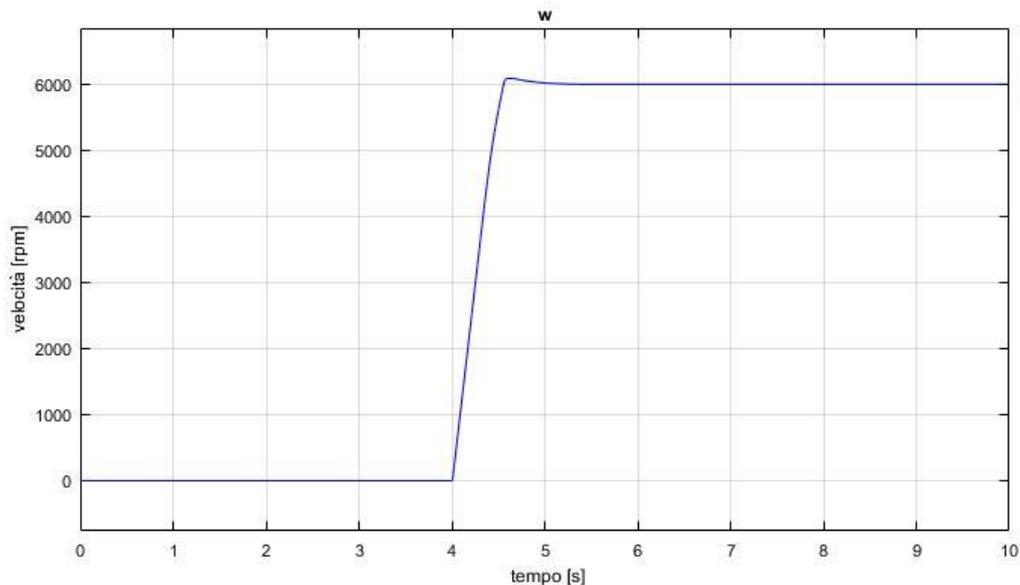


Figura 5.2 – Velocità di rotazione meccanica in rpm.

In Figura 5.3 è riportato l'andamento della coppia elettromagnetica all'albero della macchina, il cui intervallo temporale è stato limitato a 3.5 – 6 s per evidenziarla meglio. Il grafico mostra un valore di coppia massima pari a circa 4.8 Nm, durante la prima zona di funzionamento, ovvero il tratto a potenza

crescente, poi scende durante il primo deflussaggio in maniera inversamente proporzionale a  $\omega$  e nel secondo deflussaggio secondo  $1/\omega^2$ . Quando la velocità arriva ad eguagliare il riferimento la coppia si inverte leggermente per dare luogo ad una coppia frenante e smorzare la sovraelongazione di velocità.

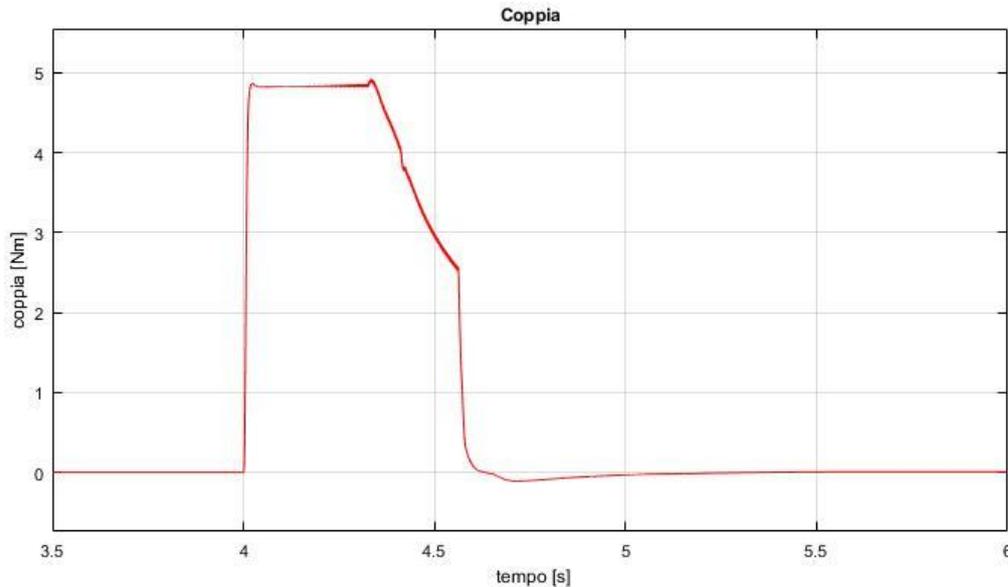


Figura 5.3 – Coppia elettromagnetica.

In Figura 5.4 sono indicati gli andamenti, di riferimento e del valore reale, delle componenti in corrente relative al sistema di riferimento bifase rotante di assi d e q, si osserva che i riferimenti vengono seguiti fedelmente e come nel caso a singolo inverter si è scelto di lavorare nel secondo quadrante, quindi con una  $i_{sd}$  negativa e una  $i_{sq}$  positiva; inoltre si nota un differente andamento tra il primo e secondo deflussaggio, rispettivamente a 4.3 s (corrispondente a circa 4000 rpm) e a 4.4 s (corrispondente a circa 5000 rpm).

Si può osservare che la velocità di 2° deflussaggio è stata ridotta rispetto al caso analizzato nel paragrafo del confronto teorico degli azionamenti, dove risultava essere maggiore di 6000 rpm. Questa scelta è stata fatta per mantenere la coerenza con le prove sperimentali che verranno discusse nei capitoli successivi. Anche in questo caso si è optato per limitare l'intervallo di osservazione di tali grandezze a 3.5 – 6 s.

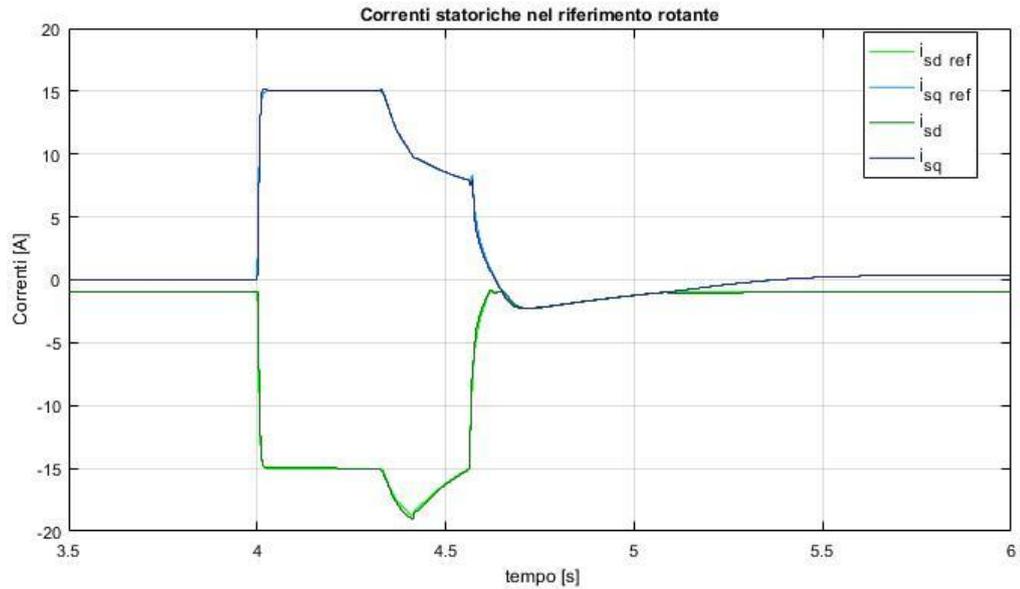


Figura 5.4 - Corrente di asse d e di asse q, con i rispettivi riferimenti.

Per comprendere meglio la dinamica del controllo, nella Figura 5.5 è mostrata l'evoluzione delle due precedenti correnti di assi d e q, nel corrispondente piano  $i_{sd} - i_{sq}$ . Si osserva come l'andamento del vettore di spazio della corrente statorica sia coerente con quello desiderato dal punto di vista teorico, inoltre la corrente  $i_{sd}$  risulta avere un valore minimo per garantire la carica iniziale del condensatore flottante e per magnetizzare la macchina e saturare le barriere di flusso, altrimenti l'anisotropia sarebbe nulla.

Si può apprezzare anche la minore pendenza della curva MTPV rispetto all'azionamento classico, che caratterizza una velocità  $\omega_{pow}$  maggiore. Inoltre, durante l'inversione di coppia, la corrente torna verso l'origine seguendo un tratto lievemente in salita, essendo che ritorna disponibile parte della tensione, riportandosi alla MTPA di coppia positiva, fino al valore  $(-1; 0)$  che identifica il minimo di corrente di asse d, e infine invertirsi e creare coppia frenante, inseguendo la MTPA di coppia negativa nel 3°quadrante.

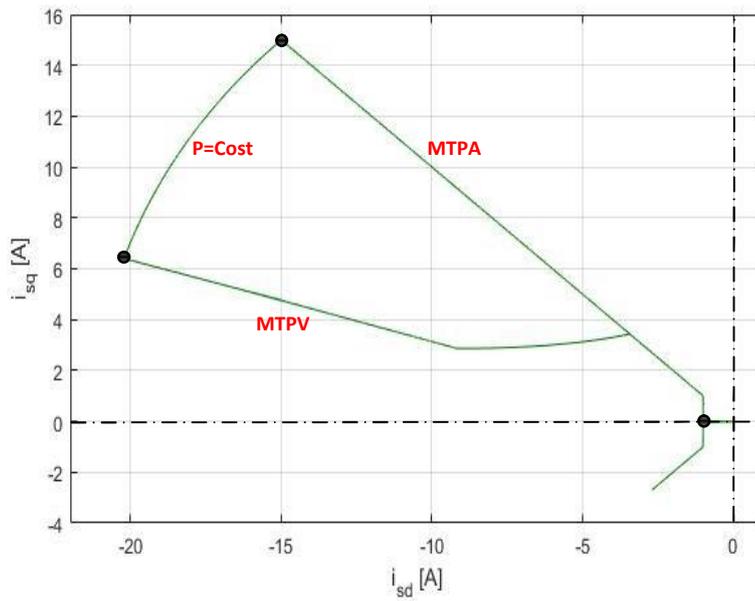


Figura 5.5 – Dinamica temporale del vettore  $\bar{i}_s$  sul piano  $i_{sd} - i_{sq}$ .

In Figura 5.6 sono rappresentati gli andamenti delle correnti di fase, in particolare si è voluto evidenziare la diminuzione dell'ampiezza durante il secondo deflussaggio e il mantenimento di un valore contenuto di corrente, una volta esaurito il transitorio, per mantenere l'anisotropia nella macchina.

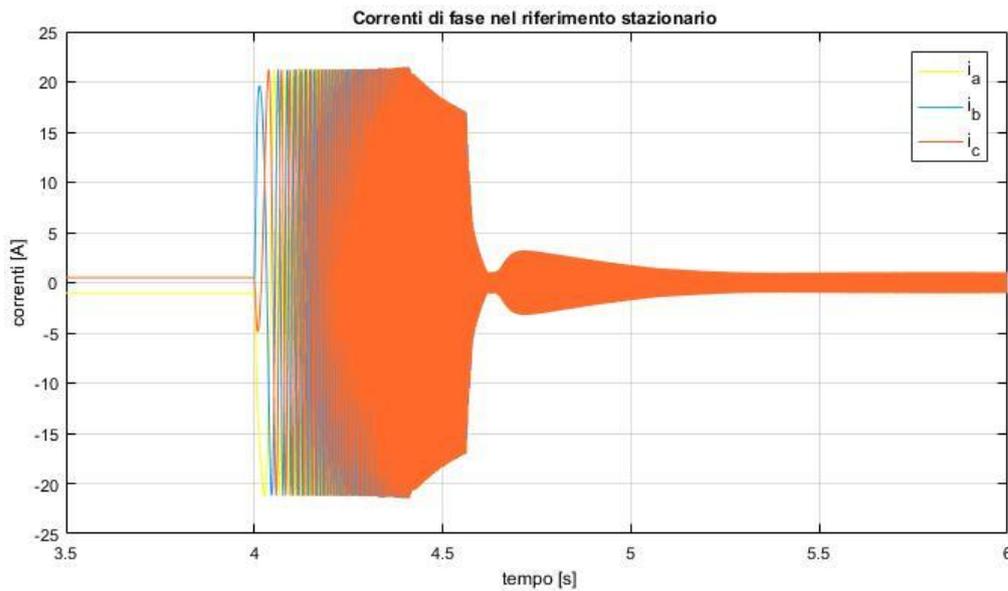


Figura 5.6 – Correnti di fase della macchina.

Anche per le correnti di fase è stato scelto di limitare l'osservazione all'intervallo di tempo 3.5 – 6 s, dove si può apprezzare il dettaglio del transitorio d'avviamento, caratterizzato dalla classica terna simmetrica sinusoidale.

In Figura 5.7 è rappresentato l'andamento della tensione presente ai capi del condensatore relativo al bus DC dell'inverter B. Si nota come il condensatore si carichi con un veloce transitorio iniziale partito a 0.5 s, per poi mantenere la sua tensione costante al valore prestabilito pari a 300 V; questo dimostra la corretta taratura del sistema di regolazione relativo alla grandezza in questione.

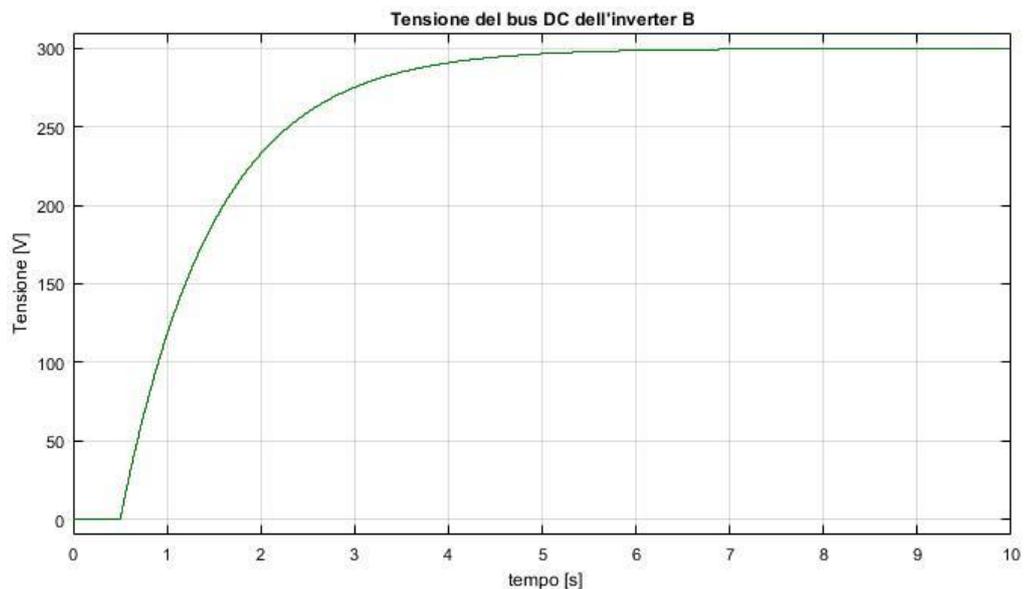


Figura 5.7 – Tensione ai capi del condensatore flottante.

Come verifica del soddisfacimento della condizione di funzionamento ottimo, fondamentale per il corretto funzionamento del sistema, si fornisce in Figura 5.8 il fattore di potenza dell'inverter primario; quest'ultimo si mantiene costantemente a uno, a meno di qualche oscillazione nella fase conclusiva del transitorio dove, in due occasioni la corrente di asse q si azzerava, rendendo nulla la potenza attiva, quindi portando il  $\cos\phi$  a zero. Queste oscillazioni potrebbero essere eliminate attraverso una taratura dei regolatori che non dia luogo a sovraelongazioni di velocità, ma renderebbero la dinamica del sistema molto più lenta.

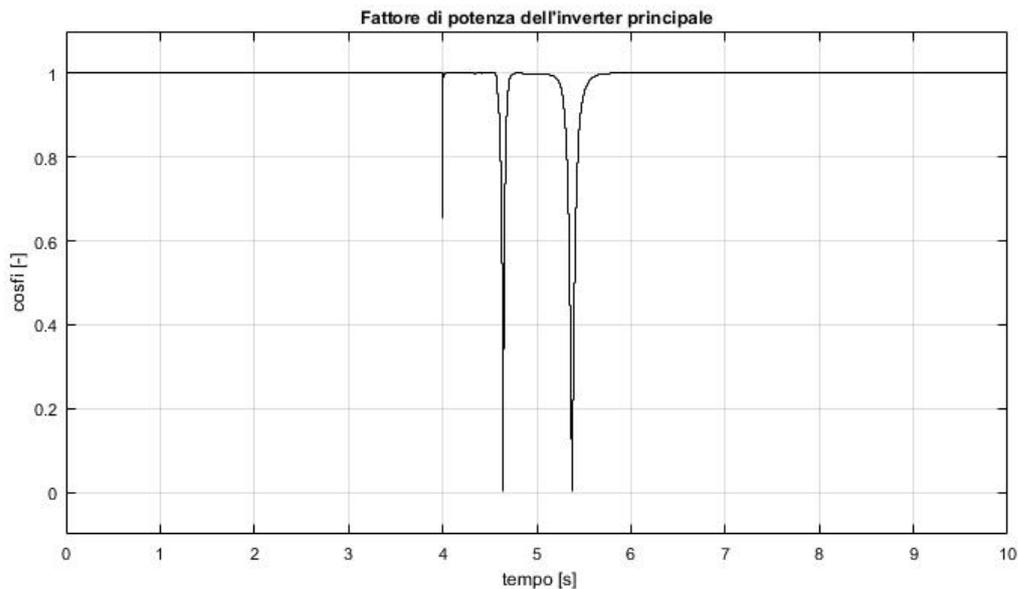


Figura 5.8 – Power factor dell'inverter principale.

A conferma di quanto appena dichiarato, è possibile osservare la Figura 5.9 dove sono raffigurate la potenza attiva e reattiva dell'inverter A, limitate al solito intervallo temporale 3.5 – 6 s.

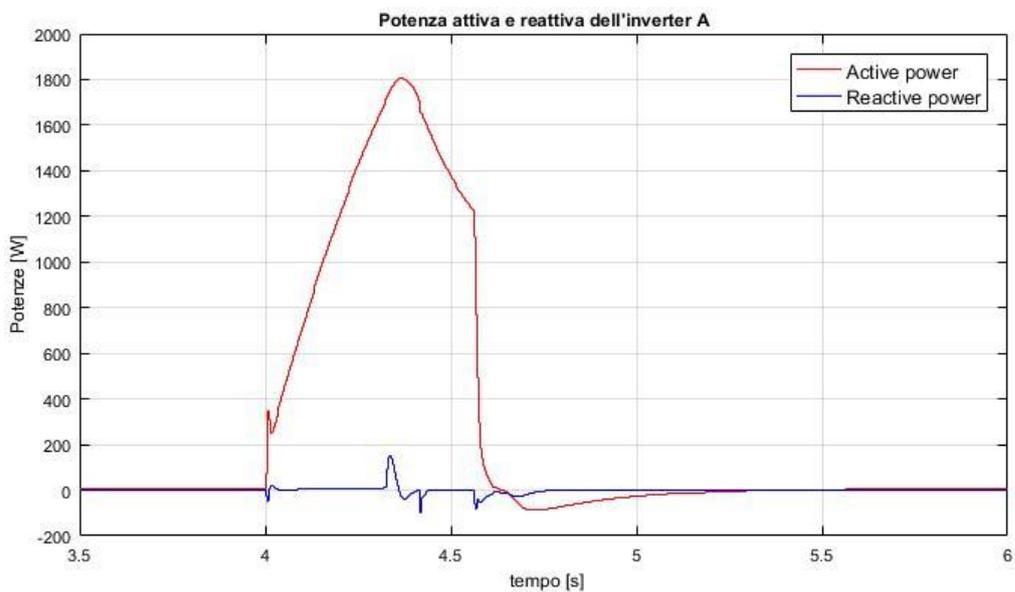


Figura 5.9 – Potenza attiva (rossa) e reattiva (blu) dell'inverter principale.

Per completezza, in Figura 5.10 sono mostrati i contributi di potenza attiva e reattiva, fornite dall'inverter con condensatore flottante che provvederà quindi a compensare la potenza reattiva richiesta dalla macchina.

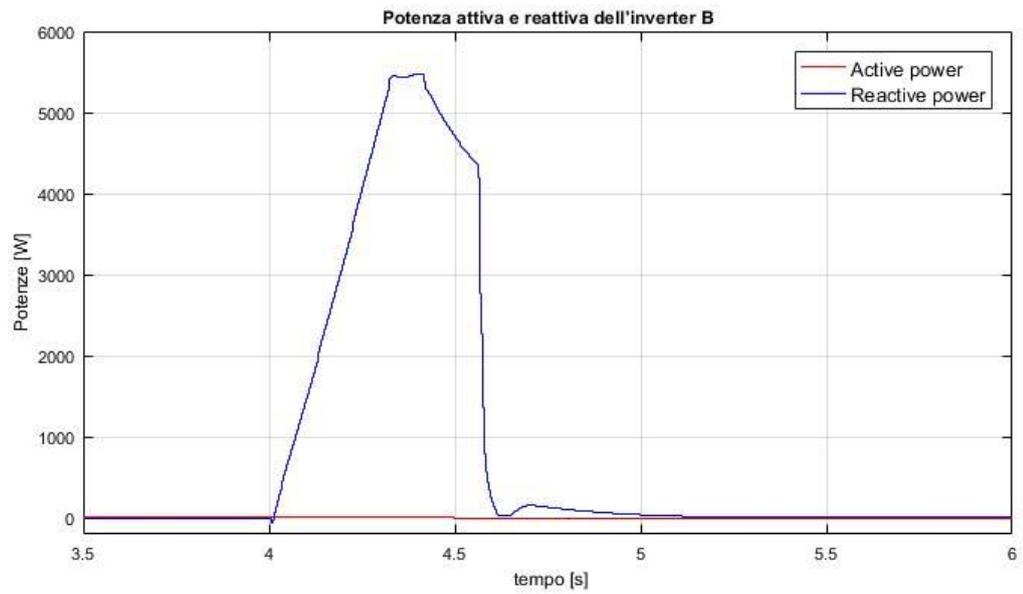


Figura 5.10 – Potenza attiva (rossa) e reattiva (blu) dell'inverter secondario.



## **Capitolo 6**

# **Prototipazione Rapida e Banco di Prova**

Nella prima parte del capitolo verranno descritti gli strumenti atti alla realizzazione pratica del sistema. Vengono poi elencati gli elementi del sistema dSPACE e del software ControlDesk per dirigere i test, nonché i primi accorgimenti da adottare durante l'allestimento della prova. Quindi, viene illustrata l'interfaccia utente atta allo svolgimento della fase di collaudo e delle prove. Nella parte conclusiva viene descritto nel dettaglio il banco utilizzato per lo svolgimento dei test sulle due tipologie di azionamenti.

### **6.1 Sistema dSPACE**

Il sistema dSPACE è un ambiente di sviluppo integrato per il "rapid control prototyping", metodo di progettazione atto alla verifica e al perfezionamento delle strategie di controllo sin dalle prime fasi operative. Ad esempio si può confermare o modificare i termini proporzionali e/o integrali dei regolatori per avere una risposta in velocità migliore. Questa correzione può risultare necessaria, a causa del fatto che la simulazione su cui sono stati tarati i

regolatori, non tiene conto di alcuni aspetti che vengono messi in luce durante le prove a banco.

La procedura prevede la realizzazione preliminare di un modello di controllo in un ambiente di simulazione, che verrà poi tradotto mediante un generatore di codice automatico in un linguaggio compatibile col controllore interno all'hardware direttamente dalla scheda dSpace, in sostituzione di un DSP "Digital Signal Processor". Il modello della scheda utilizzata durante lo svolgimento delle prove sperimentali è il 'DS1104', il quale è riportata in Figura 6.1, mentre in Figura 6.2 è riportata la panoramica dell'architettura con le relative sottounità funzionali.



Figura 6.1 – Scheda dSPACE 'DS1104'.

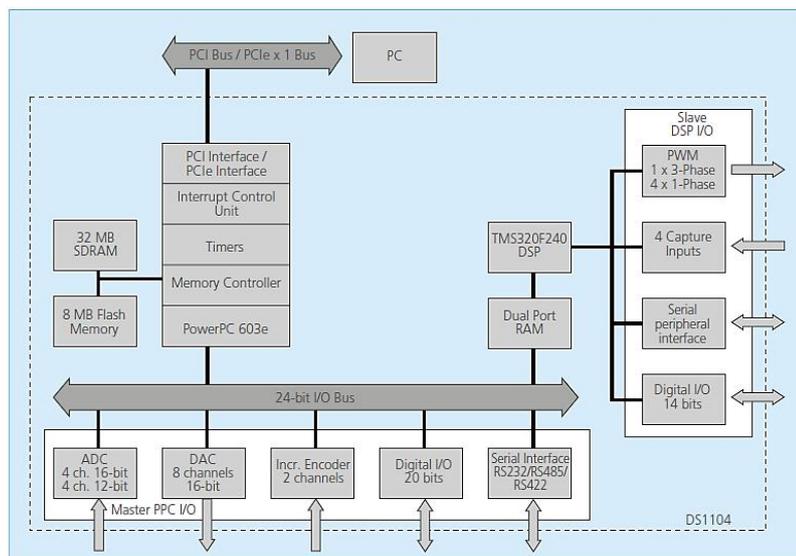


Figura 6.2 – Architettura della scheda 'DS1104'.

In Tabella 6.1 – 6.2, sono elencati tutti i parametri e specifiche della scheda ‘DS1104’, ovvero il suo datasheet.

Tabella 6.1 – Prima parte del Datasheet della scheda ‘DS1104’.

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals</li> <li>■ 64-bit floating-point processor</li> <li>■ CPU clock: 250 MHz</li> <li>■ 2 x 16 KB cache, on-chip</li> </ul>
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by hardware</li> <li>■ 80-ns resolution</li> </ul>
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 32-bit down counter</li> <li>■ Reload by software</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 64-bit up counter</li> <li>■ 40-ns resolution</li> </ul>
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 5 timer interrupts</li> <li>■ 2 incremental encoder index line interrupts</li> <li>■ 1 UART interrupt</li> <li>■ 1 slave DSP interrupt</li> <li>■ 1 slave DSP PWM interrupt</li> <li>■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts</li> <li>■ 1 host interrupt</li> <li>■ 4 external interrupts (user interrupts)</li> </ul>
A/D converter	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ 4 multiplexed channels equipped with one sample &amp; hold A/D converter (1x16-bit)</li> <li>■ 4 parallel channels each equipped with one sample &amp; hold A/D converter (4x12-bit)</li> <li>■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously</li> </ul>
	Resolution	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: 16 bit</li> <li>■ Parallel channels: 12 bit</li> </ul>
	Input voltage range	■ ±10 V
	Conversion time	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: 2 <math>\mu</math>s<sup>1)</sup></li> <li>■ Parallel channels: 800 ns<sup>1)</sup></li> </ul>
	Offset error	■ ±5 mV
	Gain error	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: ±0.25%</li> <li>■ Parallel channels: ±0.5%</li> </ul>
	Offset drift	■ 40 $\mu$ V/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	<ul style="list-style-type: none"> <li>■ Multiplexed channels: &gt;80 dB</li> <li>■ Parallel channels: &gt;65 dB</li> </ul>
D/A converter	Channels	■ 8 channels
	Resolution	■ 16-bit
	Output range	■ ±10 V
	Settling time	■ Max. 10 $\mu$ s (full-scale, accuracy 1/2 LSB)
	Offset error	■ ±1 mV
	Gain error	■ ±0.1%
	Offset drift	■ 130 $\mu$ V/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	■ >80 dB
	I <sub>max</sub>	■ ±5 mA

Tabella 6.2 – Seconda parte del Datasheet della scheda ‘DS1104’.

Parameter		Specification
Digital I/O	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>20-bit parallel I/O</li> <li>Single bit selectable for input or output</li> </ul>
	Voltage range	<ul style="list-style-type: none"> <li>TTL input/output levels</li> </ul>
	$I_{out, max}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>±5 mA</li> </ul>
Digital incremental encoder interface	Channels	<ul style="list-style-type: none"> <li>2 independent channels</li> <li>Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)</li> </ul>
	Position counters	<ul style="list-style-type: none"> <li>24-bit resolution</li> <li>Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz</li> <li>Counter reset or reload via software</li> </ul>
	Sensor supply voltage	<ul style="list-style-type: none"> <li>5 V/0.5 A</li> </ul>
Serial interface	Configuration	<ul style="list-style-type: none"> <li>Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO</li> <li>PLL-driven UART for accurate baud rate selection</li> <li>RS232/RS422/RS485 compatibility</li> </ul>
	Baud rate	<ul style="list-style-type: none"> <li>Up to 115.2 kBd (RS232)</li> <li>Up to 1 MBd (RS422/RS485)</li> </ul>
Slave DSP	Type	<ul style="list-style-type: none"> <li>Texas Instruments TMS320F240 DSP</li> <li>16-bit fixed-point processor</li> </ul>
	Clock rate	<ul style="list-style-type: none"> <li>20 MHz</li> </ul>
	Memory	<ul style="list-style-type: none"> <li>64Kx16 external code memory</li> <li>28Kx16 external data memory</li> <li>4Kx16 dual-port memory for communication</li> <li>32 KB flash memory</li> </ul>
	I/O channels <sup>1)</sup>	<ul style="list-style-type: none"> <li>10 PWM outputs</li> <li>4 capture inputs</li> <li>1 serial peripheral interface</li> </ul>
	Input voltage range	<ul style="list-style-type: none"> <li>TTL input/output level</li> <li>A/D converter inputs: 0 ... 5 V</li> </ul>
	Output current	<ul style="list-style-type: none"> <li>Max. ±13 mA</li> </ul>
	Host interface (requires one PCI or one PCIe x 1 slot)	PCI
Physical characteristics	Physical size	<ul style="list-style-type: none"> <li>185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)</li> <li>220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)</li> </ul>
	Ambient temperature	<ul style="list-style-type: none"> <li>0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</li> <li>0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</li> </ul>
	Cooling	<ul style="list-style-type: none"> <li>Active cooling by fan</li> <li>Active cooling by fan</li> </ul>
	Power consumption	<ul style="list-style-type: none"> <li>18.5 W</li> </ul> Please inquire
	Power supply	<ul style="list-style-type: none"> <li>+5 V ±5%, 2.5 A</li> <li>+12 V ±5%, 0.3 A</li> <li>-12 V ±5%, 0.2 A</li> </ul> Please inquire

Per comunicare con la scheda hardware è predisposto un pannello connettore, denominato ‘CP1104’, il quale permette l'acquisizione e l'invio dei segnali della scheda. L'interfaccia è provvista di:

- 16 connettori BNC relativi ai canali ADC/DAC utili per la misurazione delle grandezze di interesse;
- un connettore sub-D a 37 pin per i segnali di modulazione PWM;
- una serie di led indicanti lo stato degli input e output.

Ciò indica che i dispositivi che vengono utilizzati durante le prove potranno essere collegati e scollegati agilmente, senza la necessità di essere saldati. Una foto del pannello connettore è riportata in Figura 6.3.

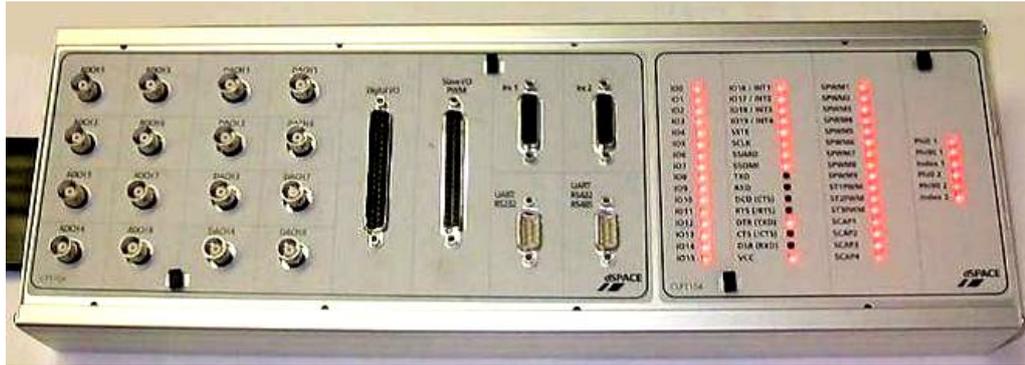


Figura 6.3 – Pannello connettore 'CP1104'.

### 6.1.1 Implementazione dello schema di controllo

Seguendo la procedura descritta in precedenza, lo schema di controllo è stato realizzato tramite Simulink, a cui sono inseriti degli accorgimenti in modo da poterlo utilizzare direttamente durante le prove sperimentali.

Tali accorgimenti sono:

- la scelta del metodo di integrazione a passo fisso al posto del passo variabile utilizzato nelle simulazioni;
- l'utilizzo dei blocchi presenti nella sezione *Discrete* della libreria di Simulink, per la modifica dei regolatori.

Ora, è necessario descrivere il metodo di interfacciamento tra il modello realizzato e il banco prova esterno. Per l'acquisizione e l'invio dei segnali viene utilizzata una particolare libreria fornita assieme all'hardware, denominata RTI "Real-Time Interface", alla quale è possibile accedere tramite la libreria di Simulink o digitando nel *CommandWindow* di MATLAB il comando "rti1104".

Così facendo apparirà una finestra di dialogo come quella riportata in Figura 6.4, con la quale è possibile iniziare la prototipazione.

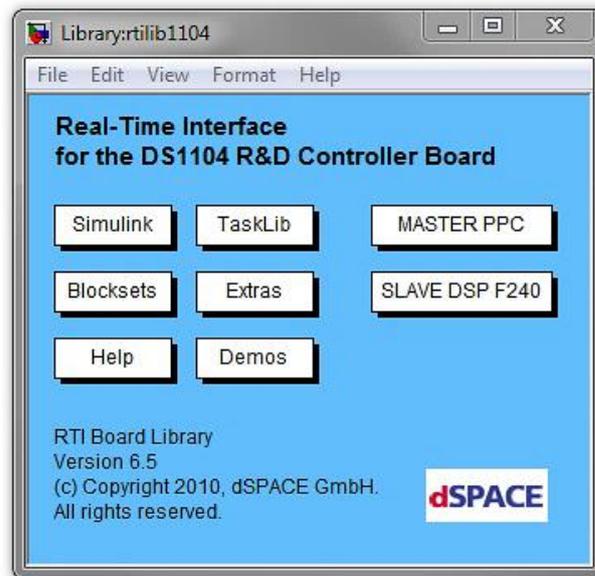


Figura 6.4 – Finestra di dialogo della libreria RTI.

In Figura 6.5 e Figura 6.6 sono indicati i due sottomenù accessibili selezionando le caselle *Master PPC* o *Slave DSP F240* della libreria RTI. In essi sono presenti i principali blocchi utilizzati nel modello dello schema di controllo.

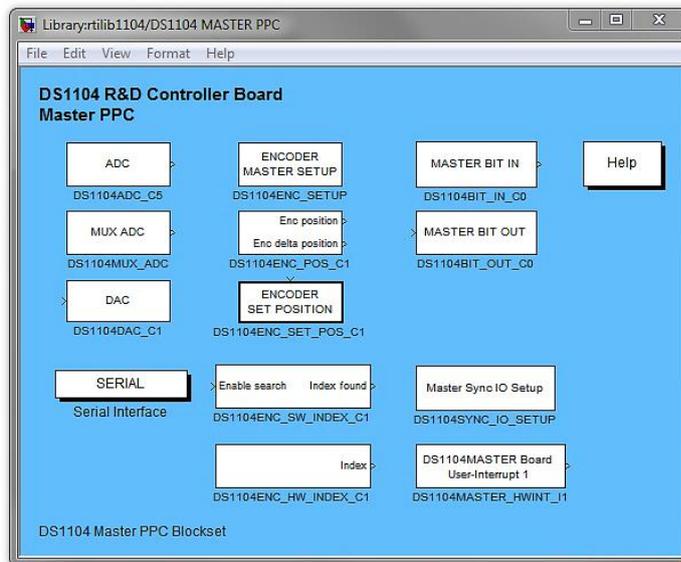


Figura 6.5– Sottomenù Master PPC.

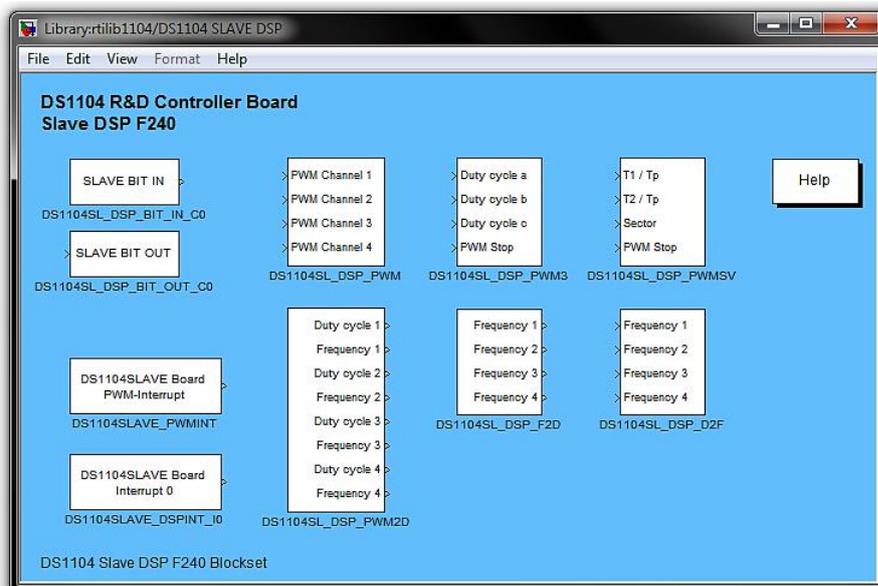


Figura 6.6 – Sottomenù Slave DSP F240.

Dei vari blocchi presenti in questa libreria, vengono brevemente descritti solamente quelli utilizzati ai fini della trattazione, sia per l'acquisizione che per l'invio di segnali e grandezze, tramite software:

- *DS1104MUX\_ADC*: utilizzato per l'acquisizione dei segnali tramite i canali del convertitore analogico/digitale, accetta in ingresso segnali con tensione  $[-10\text{ V}, +10\text{ V}]$  e fornisce in uscita la lettura dei primi quattro canali tramite un output che varia tra  $[-1\text{ V}, +1\text{ V}]$ ; l'uscita è unica quindi dovrà essere applicato un demultiplexer;
- *DS1104ADC\_Cx*: è analogo al precedente, ma differisce sulla lettura, che può essere singola di uno tra i quattro canali analogico/digitali rimanenti. Gli ingressi fisici dei canali in questione sono facilmente distinguibili tra i connettori BNC presenti all'estremità sinistra della scheda di interfaccia 'CP1104';
- *DS1104DAC\_Cx*: utilizzati per l'invio di segnali in uscita dalla scheda 'CP1104'; questi canali di conversione digitale/analogica funzionano in maniera opposta a quelli precedenti: a fronte di un segnale in ingresso al blocco Simulink compreso tra  $[-1\text{ V}, +1\text{ V}]$ , l'output analogico che si ottiene in uscita dal connettore hardware va da  $[-10\text{ V}, +10\text{ V}]$ .

Per quanto riguarda l'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, esistono diversi blocchi nella libreria, ognuno dei quali svolge funzioni diverse:

- *DS1104SL\_DSP\_PWM3*: genera direttamente i tre duty cycle della PWM per sistema trifase; il sistema si occupa automaticamente di eseguire l'intersezione tra portante e modulante e invia il relativo segnale ai gate degli interruttori statici. È presente un quarto ingresso che funge da segnale di stop in grado di interrompere tempestivamente il funzionamento dell'hardware;
- *DS1104SL\_DSP\_PWM* : prevede quattro ingressi destinati all'invio dei segnali per la modulazione PWM, mentre il segnale di stop va inviato tramite multiplexer ad ogni porta. Non essendo disponibili i sei segnali complessivamente necessari ad un sistema trifase (tre segnali di gate e di rispettivi negati), sono stati scelti solamente tre canali del blocco (per comodità i canali 2,3 e 4), mentre la generazione dei rispettivi segnali invertiti è stata attribuita ad una scheda hardware appositamente realizzata.

In Tabella 6.3 è mostrato il pin out del connettore Slave I/O PWM (C18) che permette l'invio dei segnali di controllo ai rispettivi convertitori statici.

Tabella 6.3 – Pin out del connettore Slave I/O PWM (CP18).

Connector (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND						
	2	SCAP1	11	SPWM9	20	GND	29	SPWM8
	3	SCAP3	12	GND	21	SCAP2	30	GND
	4	GND	13	GND	22	SCAP4	31	GND
	5	ST2PWM	14	GND	23	ST1PWM	32	GND
	6	GND	15	GND	24	ST3PWM	33	GND
	7	SPWM1	16	SSIMO	25	GND	34	SSOMI
	8	SPWM3	17	SCLK	26	SPWM2	35	SSTE
	9	SPWM5	18	VCC (+5 V)	27	SPWM4	36	GND
	10	SPWM7	19	VCC (+5 V)	28	SPWM6	37	GND

In Tabella 6.4 sono invece indicati i segnali destinati alla modulazione dei due inverter con relativi pin del connettore CP18, blocco RTI di provenienza e unità di destinazione.

Tabella 6.4 – Segnali utilizzati del connettore Slave I/O PWM (CP18).

<i>Segnale</i>	<i>Pin C18</i>	<i>Blocco RTI</i>	<i>Unità hardware</i>	<i>Funzione</i>
<b>SPWM1</b>	7	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 1</i>
<b>SPWM3</b>	8	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 2</i>
<b>SPWM5</b>	9	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 3</i>
<b>SPWM2</b>	26	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 1 (negato)</i>
<b>SPWM4</b>	27	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 2 (negato)</i>
<b>SPWM6</b>	28	<i>DS1104SL_DSP_PWM3</i>	<i>Inverter A</i>	<i>Fase 3 (negato)</i>
<b>SPWM7</b>	10	<i>DS1104SL_DSP_PWM</i>	<i>Inverter B</i>	<i>Fase 1</i>
<b>SPWM8</b>	29	<i>DS1104SL_DSP_PWM</i>	<i>Inverter B</i>	<i>Fase 2</i>
<b>SPWM9</b>	11	<i>DS1104SL_DSP_PWM</i>	<i>Inverter B</i>	<i>Fase 3</i>

A questo punto è necessario rendere il modello Simulink compatibile con il controllore interno della dSPACE. Mediante il comando *Tools\Real time workshop\Build model* o digitando “Ctrl+B”, viene generato il codice C, creato il collegamento dei file e della libreria con un'applicazione eseguibile e caricato il tutto sull'hardware; tra i file creati tramite questa procedura, vi è quello con estensione *.sdf*, che servirà in seguito durante la fase preliminare di preparazione dell'esperimento.

## 6.1.2 Software ControlDesk

Il software ControlDesk, permette la gestione in tempo reale dell'applicazione caricata sul sistema dSPACE, attraverso un'interfaccia grafica, la cui finestra principale si presenta come riportato in Figura 6.7.

## 6 - Prototipazione Rapida e Banco di Prova

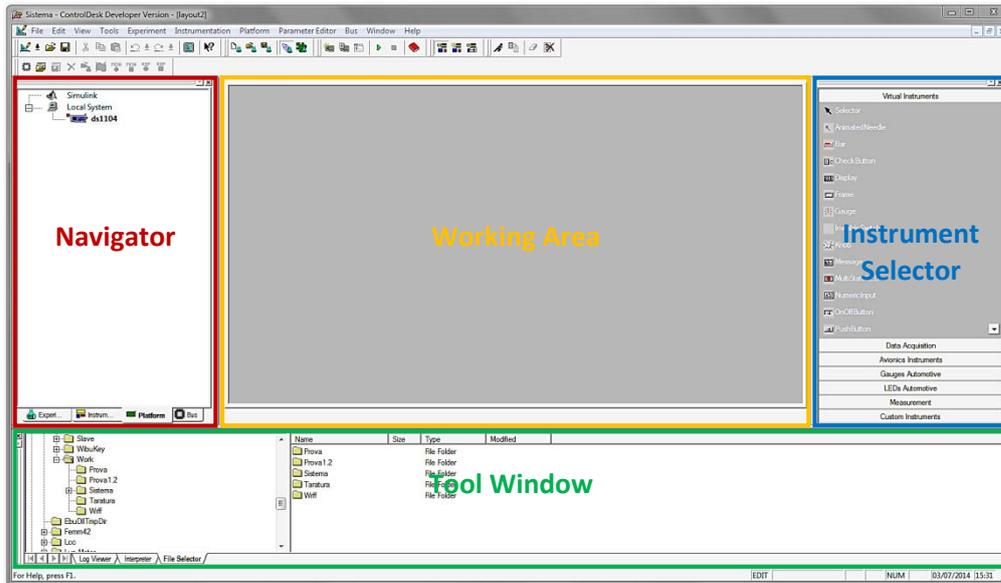


Figura 6.7 – Finestra principale del ControlDesk.

In questo modo, l'utente ha a disposizione un gran numero di strumenti virtuali, che gli permettono di variare i parametri in ingresso, rilevare le grandezze misurate e memorizzarne l'andamento. In questo modo l'analisi dei test effettuati risulta notevolmente agevolata.

Nella struttura con la quale si presenta il software, si possono distinguere quattro riquadri principali:

- *Navigator*: è il settore a sinistra della finestra ed è composto da quattro unità selezionabili dalle linguette poste sul bordo inferiore; tra di esse le più utili sono descritte in Tabella 6.5;

Tabella 6.5 – Unità del riquadro Navigator.

<b>Unità</b>	<b>Funzione</b>
<b>Experiment</b>	<i>Visualizzazione e gestione dei file relativi all'esperimento in esecuzione.</i>
<b>Instrumentation</b>	<i>Elenco dei layout aperti e dei relativi strumenti virtuali.</i>
<b>Platform</b>	<i>Elenco delle piattaforme di simulazione con cui il ControlDesk può interfacciarsi.</i>

- *ToolWindow*: è la sezione in basso e anch'essa è divisa in un insieme di unità, come indicato in Tabella 6.6;

Tabella 6.6 – Unità del riquadro *ToolWindow*.

<i>Unità</i>	<i>Funzione</i>
<b>Log Viewer</b>	<i>Visualizzazione messaggi, avvisi ed errori.</i>
<b>File Selector</b>	<i>Selezione e scaricamento dell'applicazione sulla scheda.</i>
<b>Interpreter</b>	<i>Visualizzazione messaggi dell'interprete Python.</i>
<b>Variable Manager</b>	<i>Elenco ad albero delle variabili e dei parametri del programma caricato sulla scheda.</i>

- *InstrumentSelector*: è l'area a destra e contiene la libreria di tutti gli strumenti virtuali che possono essere posizionati sui layout ed utilizzati durante l'esperimento;
- *Working Area*: è il riquadro principale e ha lo scopo di visualizzare e modificare l'esperimento tramite i vari strumenti virtuali, con i quali è possibile interagire con la scheda modificando parametri in ingresso o elaborando segnali in uscita provenienti dall'hardware, in tempo reale.

Una volta aperto il software, bisogna creare un nuovo esperimento tramite il comando *File\New experiment* e, successivamente, trascinare il file con estensione *.sdf* dal *File selector* della *ToolWindow* sull'icona *ds1104* presente nell'unità *Platform* del riquadro *Navigator* (Figura 6.7). Così facendo viene caricata l'applicazione creata durante la precedente fase di compilazione. Al termine della procedura, nella *ToolWindow* comparirà una lista delle variabili presenti nell'applicazione caricata.

A questo punto, si passa alla creazione dell'interfaccia grafica sulla quale si potrà gestire la prova. Per fare ciò basta fare click su *File\New\Layout*, selezionare gli strumenti virtuali desiderati dalla sezione *InstrumentSelector* e posizionarli sul pannello di controllo appena realizzato. Per associare ad un generico strumento una variabile è necessario selezionarla dalla finestra

*Variable Manager* della sezione *ToolWindow* e trascinarla sulla rappresentazione grafica dello strumento stesso presente nella *Working Area*.

Tale procedura di creazione e modifica dei layout viene svolta in una particolare modalità di utilizzo del ControlDesk, denominata *Edit Mode*, selezionabile dal menù *Instrumentation*.

I principali strumenti virtuali a disposizione, sono:

- *strumenti di comando*: pulsanti, interruttori, manopole, cursori e finestre per l'inserimento dei dati da tastiera;
- *strumenti indicatori*: display, led multistato e caselle di testo;
- *strumenti di acquisizione ed elaborazione*: Plotter e CaptureSettings.

Le altre modalità di utilizzo del ControlDesk sono: la *Test Mode*, utile a collaudare i pannelli di controllo creati, e l'*Animation Mode*, con la quale l'esperimento viene mandato in esecuzione.

Una volta creato l'esperimento e il layout desiderato è possibile avviare e terminare l'esecuzione attraverso i comandi *Run* e *Stop*, le cui icone sono presenti direttamente nella toolbar.

## 6.2 Modello del sistema

Lo schema di controllo utilizzato per le prove sperimentali è basato essenzialmente su quello descritto nel Capitolo 4, ma sono state eseguite delle piccole modifiche all'interno del sottosistema di controllo e sono stati introdotti i modelli necessari per acquisire/inviare segnali da/verso la parte hardware del banco prova. Naturalmente i blocchi che simulavano il comportamento della macchina elettrica a riluttanza e del carico sono stati eliminati e sostituiti con il motore e il carico reale.

In Figura 6.8 è indicato il modello completo.

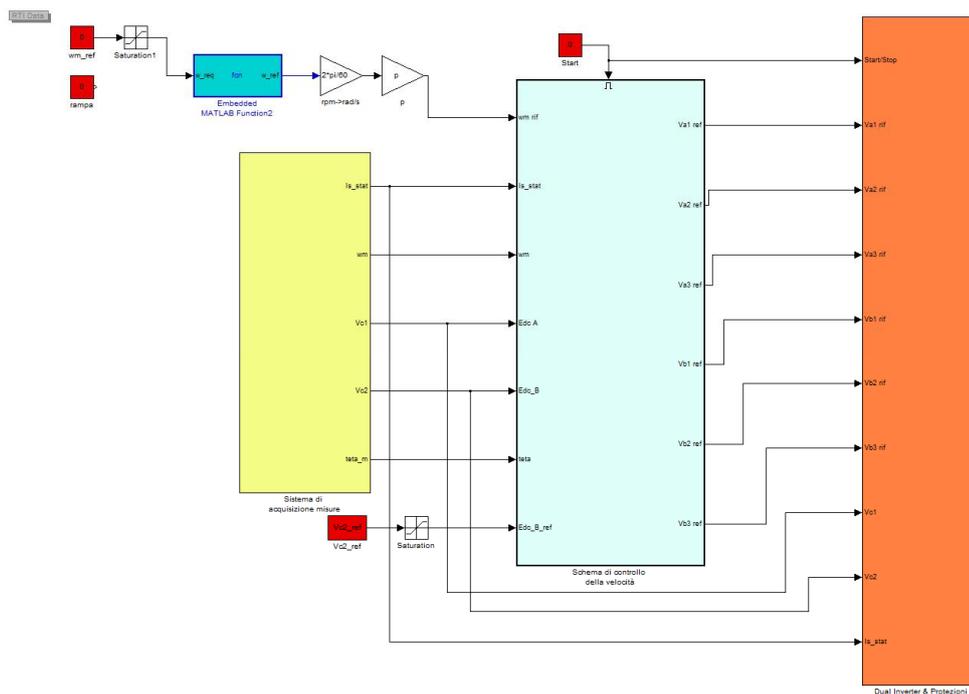


Figura 6.8 – Modello completo dello schema di controllo.

## 6.2.1 Modello del sistema di acquisizione

Il modello del sistema di acquisizione ha lo scopo di prelevare dal banco le grandezze necessarie al corretto funzionamento del controllo dell'azionamento elettrico.

Per l'acquisizione delle correnti, come dichiarato in precedenza, i canali di conversione analogico/digitale danno in uscita un segnale compreso tra  $[-10\text{ V}, +10\text{ V}]$  a fronte di un ingresso espresso in per unità. Per questo è necessaria una conversione realizzata con un blocco *Gain* (nel caso in esame di  $-10$ ). In serie sono previsti ulteriori blocchi finalizzati all'adattamento del segnale: un coefficiente di guadagno, un fattore di scala ed coefficiente di offset. Il fattore di scala è fissato ad un valore preciso legato alla modalità di realizzazione della scheda hardware esterna utilizzata per acquisire le grandezze (1/6), mentre l'offset e il guadagno (6.76) sono stati impostati durante prove preliminari di taratura, collegando un generatore di corrente alla scheda di acquisizione e confrontando il valore in ingresso indicato nel display dello strumento con quello visualizzato tramite ControlDesk. Ai segnali

## 6 - Prototipazione Rapida e Banco di Prova

ottenuti è stata poi sottratta la componente omopolare; quel che si ottiene è l'acquisizione corretta delle correnti di fase.

In Figura 6.9 è riportato il modello completo di quanto descritto fin qui.

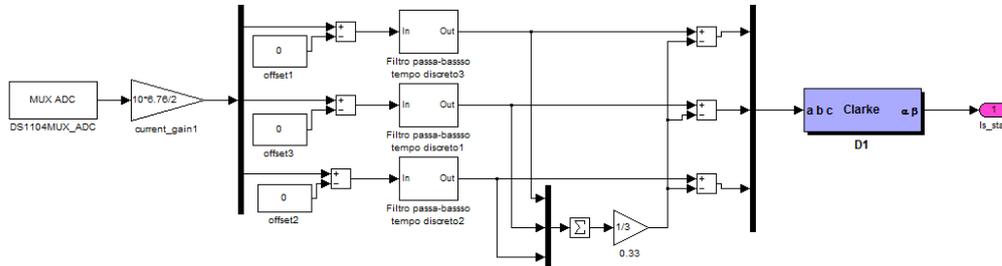


Figura 6.9 – Sistema di acquisizione delle correnti.

Per l'acquisizione delle tensioni dei bus DC è stata utilizzata sostanzialmente la stessa procedura: sono presenti lo stadio di conversione da per unità a Volt, il coefficiente di offset e quello di guadagno, definiti attraverso prove di taratura analoghe a quelle precedentemente descritte. Inoltre, sono stati introdotti filtri passa-basso con costante di tempo regolabile.

In Figura 6.10 i modelli completi di acquisizione delle tensioni:

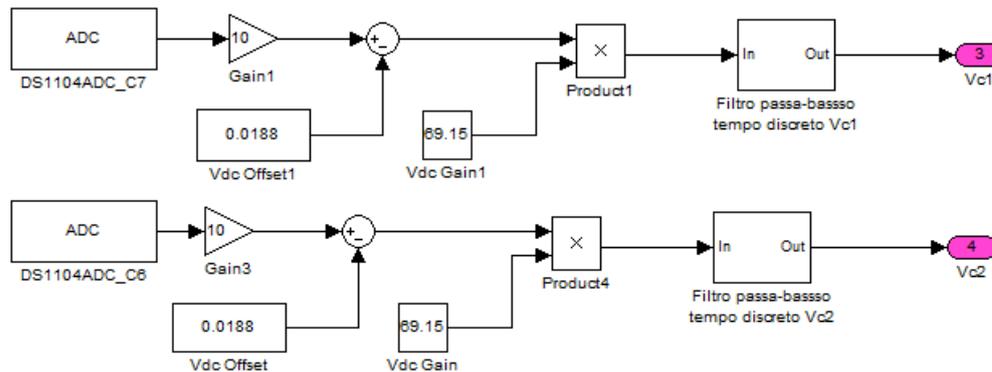


Figura 6.10 – Modello del sistema di acquisizione delle tensioni.

Di seguito, in Figura 6.11 è indicato il modello del sistema di acquisizione della velocità meccanica di rotazione con la conversione  $rad/s \rightarrow rpm$  e dell'acquisizione della posizione del rotore. Per questo tipo di macchina è necessario conoscere anche quest'ultima grandezza, per individuare

correttamente gli assi d e q, quindi è stata creata una *Matlab function* che restituisse in uscita il contatore dell'encoder sincrono con l'asse diretto.

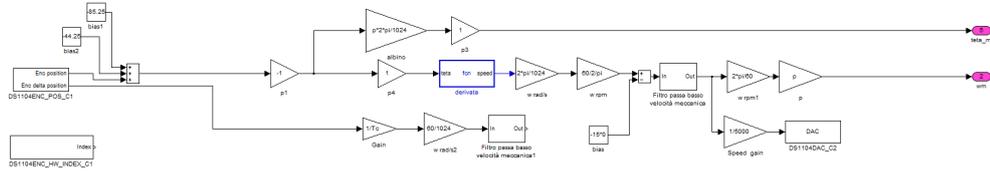


Figura 6.11 – Modello del sistema di acquisizione della velocità.

Per completezza, in Figura 6.12 sono mostrati i tre segnali dell'encoder, cioè l'impulso di zero e le due onde quadre A e B, sfasate di 90°.

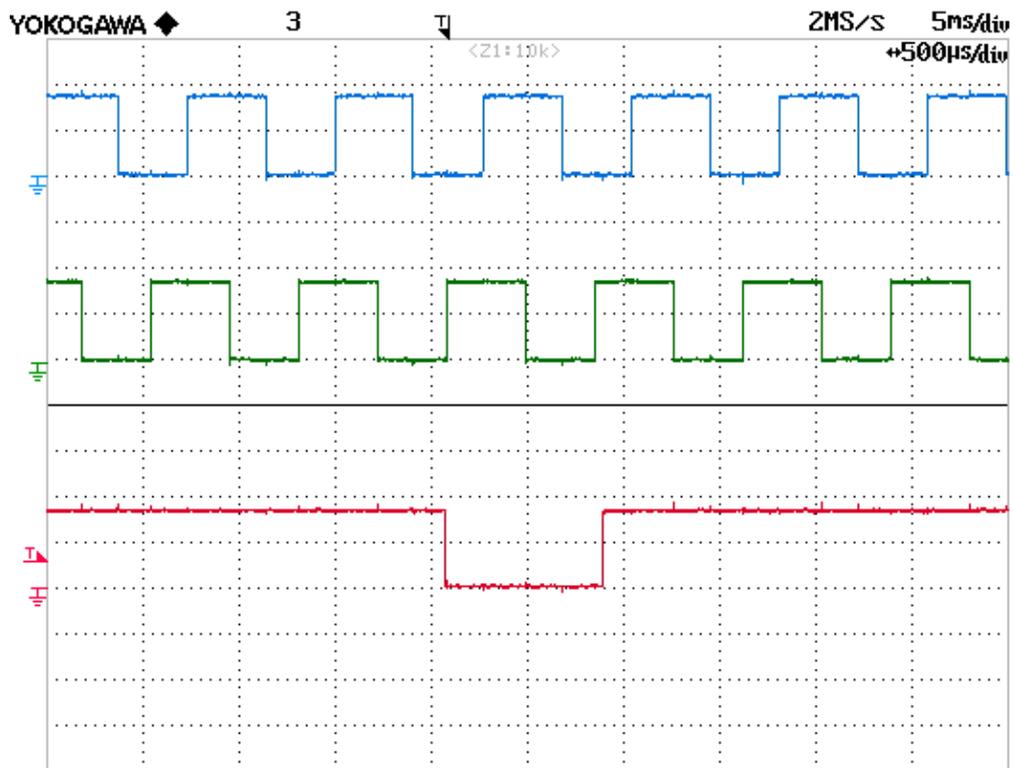


Figura 6.12 – Segnali derivanti dall'Encoder: in blu il segnale A (2V/div), in verde il segnale B (2V/div) e in rosso l'impulso di zero (2V/div).

## 6.2.2 Modello dello schema di controllo

Come dichiarato, il modello è formalmente identico a quello utilizzato per le simulazioni in ambiente Simulink, ma con due piccole modifiche, di seguito descritte:

- essendo il modello risolto con metodo d'integrazione a passo fisso, non è più necessario l'utilizzo di un sottosistema "triggerato", in compenso è opportuno aggiungere un blocco *Enable* con funzionalità di reset che azzeri tutte le grandezze calcolate quando viene eseguito l'arresto mediante ControlDesk, come visibile in Figura 6.8.
- l'altro accorgimento riguarda la struttura dei regolatori PI, per la quale si preferisce la sintetizzazione tramite una *MATLABFunction* alla realizzazione mediante schemi a blocchi. In questo modo si ottimizza la risposta dei regolatori, migliorando la dinamica complessiva del sistema di controllo.

Una procedura duale è stata seguita per l'ottimizzazione della struttura dei sistemi di saturazione delle componenti in tensione richieste ad entrambi gli inverter.

## 6.2.3 Modello del sistema di modulazione

Il modello del sistema di modulazione è del tutto equivalente a quello presente nel sottosistema Dual Inverter del modello utilizzato nel Capitolo 4, con l'aggiunta del segnale di start/stop e dell'intervento delle protezioni.

L'invio dei duty cycle all'hardware è eseguito tramite i blocchi *DS1104SL\_DSP\_PWM3* e *DS1104SL\_DSP\_PWM*, precedentemente descritti, con la differenza che prevedono in ingresso anche il segnale di start/stop per avviare/interrompere l'esecuzione della modulazione. A tale scopo è stato utilizzato lo stesso segnale *Enable* dello schema di controllo, ma negato a causa della logica inversa di funzionamento. Inoltre sono state inserite anche le

logiche relative all'intervento delle protezioni, nel caso in cui si superi il limite di corrente in macchina o un limite di tensione nei due bus DC.

Di seguito, in Figura 6.12, lo schema completo.

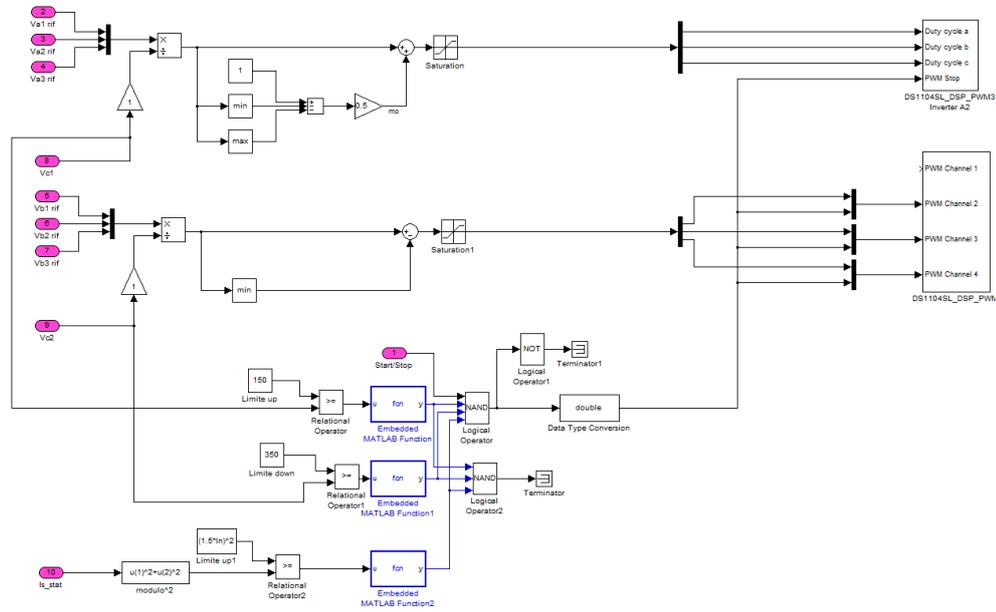


Figura 6.13 – Modello del sistema di modulazione del Dual Inverter e protezioni.

## 6.2.4 Modello del sistema di visualizzazione

Il modello del sistema di visualizzazione è stato inglobato all'interno dello schema di controllo della velocità per semplicità realizzativa, siccome in questo sottosistema sono presenti tutte le grandezze di interesse. Esso ha il compito di inviare le grandezze fondamentali direttamente all'ingresso di un oscilloscopio, in modo da poterne osservare gli andamenti ed eventualmente di verificarle a monitor tramite il ControlDesk.

Per inviare i segnali in uscita dalla dSPACE sono stati utilizzati i blocchi *DS1104DAC\_Cx*, introducendo uno stadio di conversione da Volt a per unità, un coefficiente di guadagno e un filtro passa-basso per ogni tipo di grandezza, come fatto per il sistema di acquisizione.

In Figura 6.14 è riportato il modello per la visualizzazione delle correnti di riferimento e le correnti reali nel sistema di riferimento rotorico; queste sono state calcolate a partire dalle correnti in riferimento bifase stazionario tramite

l'utilizzo delle matrici di Clarke e Park. Tramite un selettore e una funzione di Matlab è possibile scegliere il tipo di grandezza da visualizzare direttamente on-line durante lo svolgimento della prova.

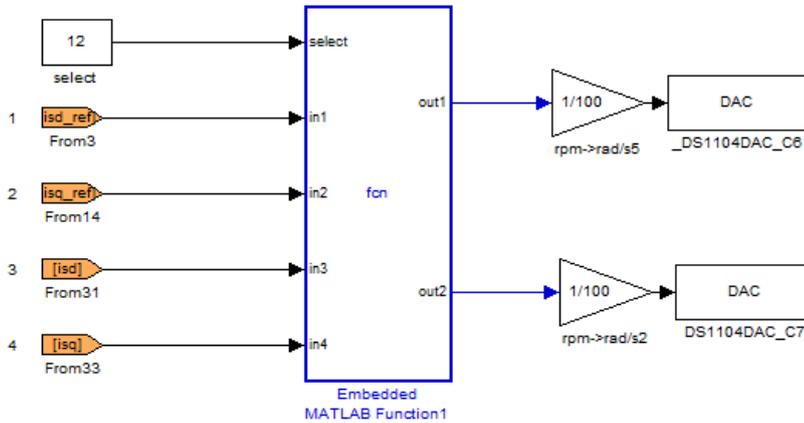


Figura 6.14 – Modello del sistema di visualizzazione delle correnti.

Infine, in Figura 6.15 sono riportati i modelli per il sistema di calcolo e la visualizzazione della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica, le cui equazioni sono ripetute nelle (6.1-6.2):

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\varphi_{sd}i_{sq} - \varphi_{sq}i_{sd}) = \frac{3}{2}p(L_{sd} - L_{sq})i_{sq}i_{sd} \quad (6.1)$$

$$P_m = C_{em}\omega_m \quad (6.2)$$

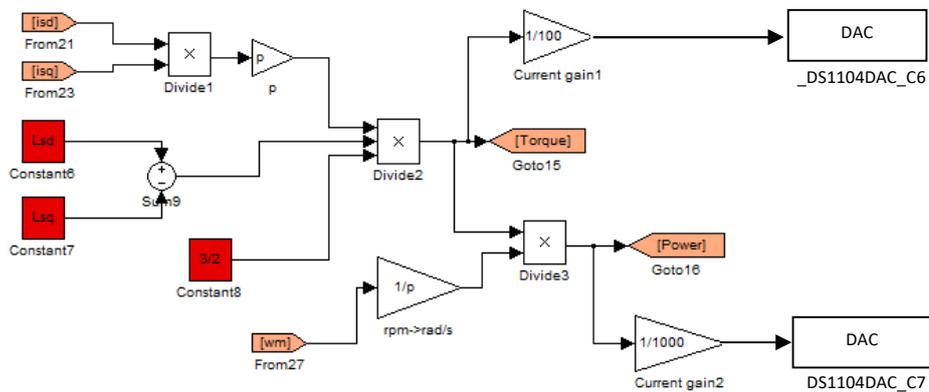


Figura 6.15 – Modello del sistema di visualizzazione della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica.

## 6.3 Esperimento in ControlDesk

Seguendo la procedura precedentemente descritta, per la creazione dei layout è possibile procedere alla realizzazione dell'*Experiment* (file con estensione *.cdx*) che, se salvato correttamente, conterrà tutti i collegamenti al modello Simulink utilizzato per la creazione del codice C.

Di seguito sono riportate le immagini dei due layout utilizzati in questo esperimento, rispettivamente riguardo gli strumenti di comando e le acquisizioni delle grandezze. In Figura 6.16 è indicato il pannello degli strumenti di comando, dove sono presenti:

- il pulsante di start e quello di stop alla prova;
- le luci di segnalazione dell'avviamento del programma e l'eventuale intervento delle protezioni;
- gli strumenti che permettono la visualizzazione e la variazione dei riferimenti di velocità (sia positivi che negativi) e di tensione sul condensatore flottante.

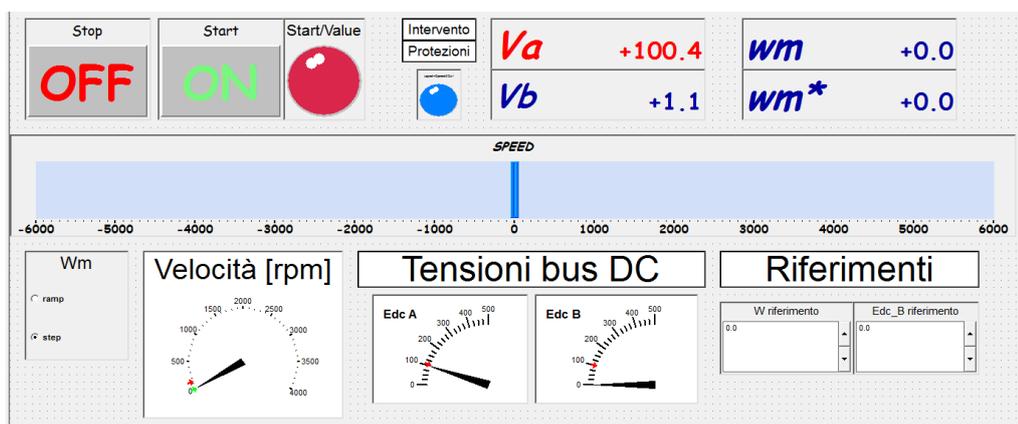


Figura 6.16 – Layout degli strumenti di comando.

L'altro layout costruito è quello relativo ai Plotter di alcune grandezze fondamentali, estremamente utili da visualizzare durante la fase di collaudo del sistema, le quali possono mettere in luce eventuali migliorie o modifiche da eseguire nello schema di controllo.

Tali modifiche sono state possibili grazie a un gruppo di strumenti, utili alla correzione della taratura dei regolatori proporzionali-integrali, i quali si occupano del controllo di un sistema relativamente diverso da quello implementato in fase di simulazione. Basti pensare che i parametri di macchina ricavati dalle prove di caratterizzazione variano con la corrente di macchina e che nel modello Simulink non si considerano alcuni fenomeni, che nella prova reale esistono.

In Figura 6.17 sono mostrate le caselle per la digitazione da tastiera dei guadagni proporzionali e integrali di ogni regolatore e i plotter delle grandezze fondamentali.

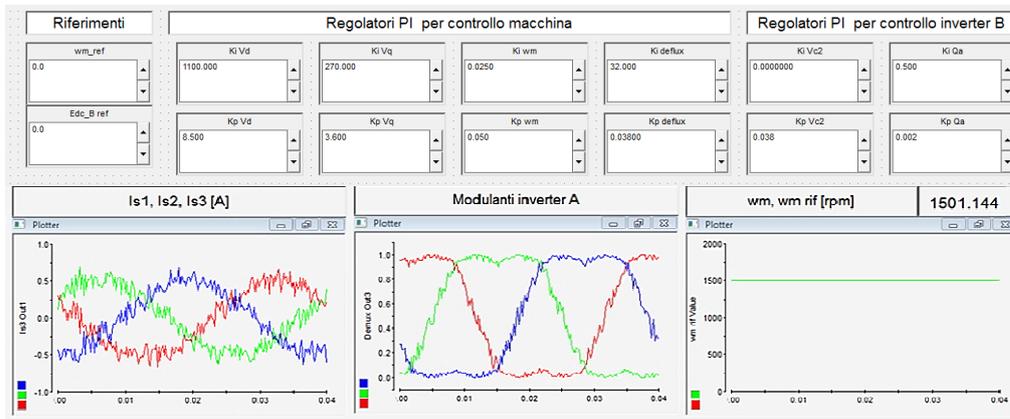


Figura 6.17 – Layout degli strumenti di acquisizione.

## 6.4 Descrizione del banco di prova

Il banco utilizzato durante le prove sperimentali è rappresentato nel diagramma a blocchi di Figura 6.18. Esso è caratterizzato da due sezioni:

- *interfacciamento dSpace-hardware*: la scheda ‘DS1104’ viene comandata dal software ControlDesk. Tale scheda si occupa dell'invio dei segnali per la modulazione PWM degli inverter, dell'acquisizione

delle grandezze e dell'invio delle misure da visualizzare all'oscilloscopio;

- *azionamento Dual Inverter*: costituito dalla macchina elettrica a pura riluttanza, il ponte raddrizzatore e i due inverter, il tutto alimentato da rete.

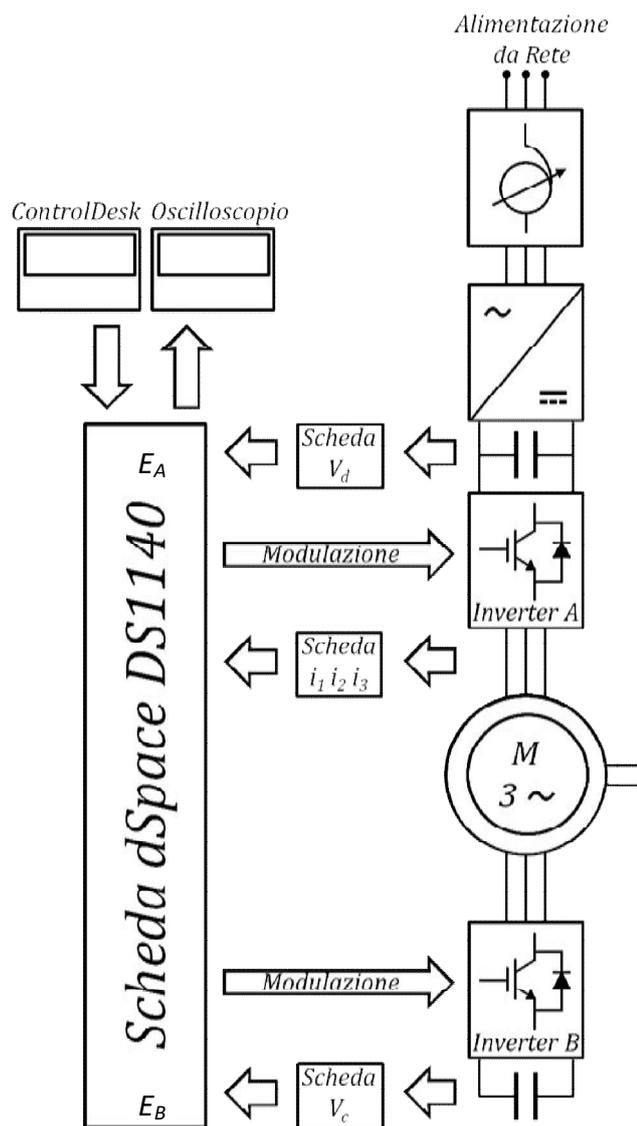


Figura 6.18 – Schema a blocchi del banco di prova.

In Figura 6.19 sono riportate due prospettive dell'elettronica di potenza utilizzata, ovvero il ponte raddrizzatore trifase, i due inverter con i relativi banchi di condensatori per il bus DC e il ramo di frenatura; mentre in Figura

## 6 - Prototipazione Rapida e Banco di Prova

6.20 è mostrata la foto del collegamento della macchina elettrica impiegata sul banco prova. I singoli elementi che caratterizzano l'intero sistema saranno descritti di seguito.

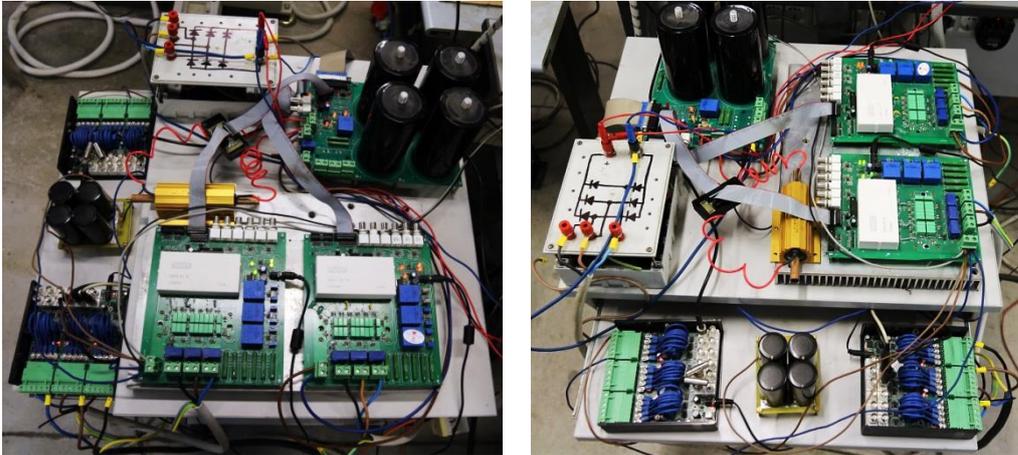


Figura 6.19 – Dispositivi di controllo e conversione del banco di prova.



Figura 6.20 – Motore a pura riluttanza.

### 6.4.1 Inverter principale

L'alimentazione per l'inverter principale è stata ricavata dalla rete elettrica del laboratorio, attraverso una blindosbarra; questo implica la necessità di un variac, di un raddrizzatore e di un condensatore collegato sul lato continua, come indicato nelle figure successive. Il variac è stato necessario per impostare la tensione di alimentazione ad un valore consono alle prove simulative effettuate, che è stata scelta per massimizzare le prestazioni dell'azionamento Dual Inverter, come descritto nel capitolo relativo al confronto teorico con l'azionamento classico.



Figura 6.21 – Variac di alimentazione dell'inverter A.

Per garantire un certo livello di sicurezza durante lo svolgimento delle prove è stato installato, tra il variac e il raddrizzatore trifase, un quadro generale munito di protezioni magneto-termiche, che in caso di intervento accendono un led multistato del ControlDesk. Tale quadro è inoltre collegato ad una pulsantiera posta a fianco della postazione di controllo e avente lo scopo di comandare in remoto l'apertura dell'interruttore in caso di eventuali condizioni di guasto.



Figura 6.22 – Quadro generale e ponte raddrizzatore dell'inverter A.

L'inverter A può anche essere visto come un convertitore facente parte di un sistema back-to-back, i cui componenti elettronici sono alimentati tramite una rete ausiliaria ad una tensione di 15 V. Tale convertitore può essere controllato sia tramite DSP che tramite sistema dSpace ed è costituito essenzialmente da 5 parti: sistema di alimentazione, interfaccia di comando, driver, circuito di potenza e di acquisizione. In Figura 6.23 è riportata la foto dell'inverter principale e del banco di condensatori utilizzati sul relativo bus DC.

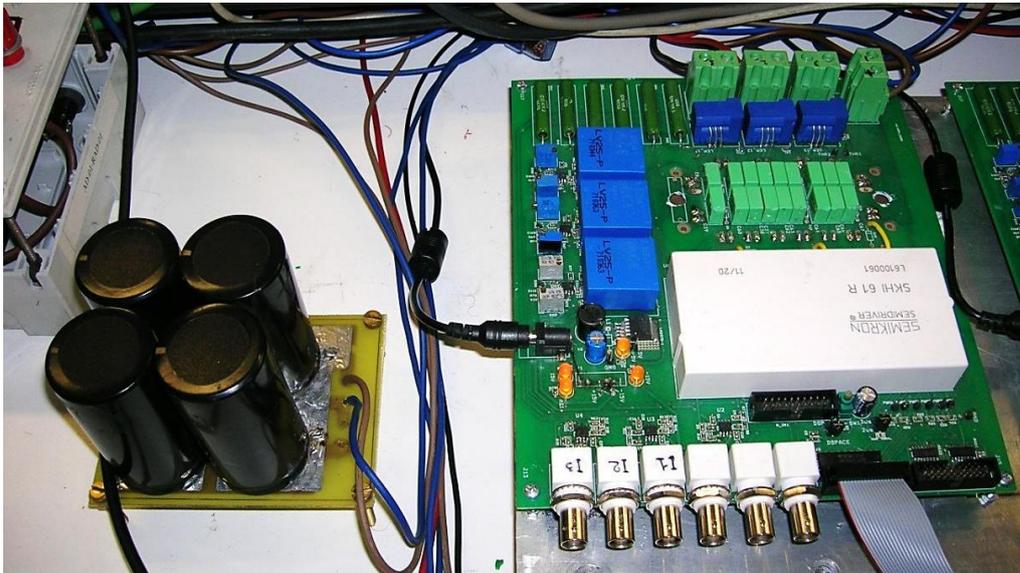


Figura 6.23 – Inverter A e relativo bus DC.

## 6.4.2 Inverter secondario

L'inverter B, atto alla compensazione della potenza reattiva, è realizzato in maniera del tutto identica all'inverter principale, e può essere visto come il secondo convertitore statico del sistema back-to-back di cui si è parlato precedentemente. Tale convertitore è rappresentato in Figura 6.24.



Figura 6.24 – Inverter B.

In Figura 6.25 è mostrata la scheda hardware che compone il banco di condensatori elettrolitici dell'inverter secondario; tale blocco è realizzato da quattro condensatori da 2.2 mF, disposti in configurazione serie-parallelo, a cui sono poste in parallelo delle resistenze da 10 k $\Omega$  adibite a velocizzare la fase di scarica. La scheda prevede poi un'interfaccia di comando e delle morsettiere per la misura delle grandezze elettriche. Come per gli inverter, anche questa scheda è alimentata a 15 V, da un alimentatore esterno.



Figura 6.25 – Bus DC dell'inverter B.

Per la modulazione dell'inverter B si utilizza il blocco precedentemente descritto *DS1104SL\_DSP\_PWM*, della libreria RTI della dSPACE. Esso possiede quattro ingressi destinati all'invio dei segnali PWM, quindi si è scelto di sfruttare solamente tre di essi e di attribuire la generazione dei rispettivi segnali negati ad una scheda hardware. In Figura 6.26 è riportato l'elemento in questione.

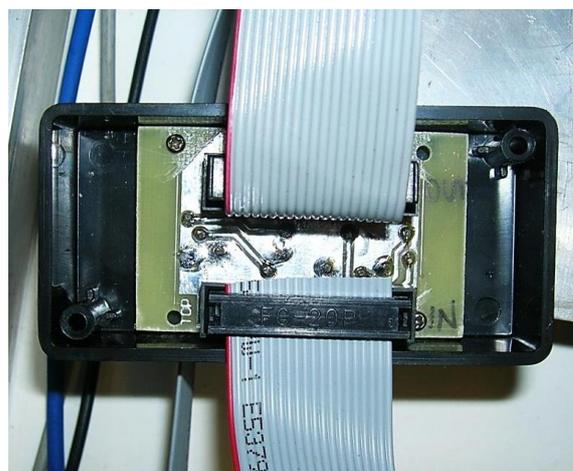


Figura 6.26 – Scheda di generazione delle modulanti dell'inverter B.

### 6.4.3 Macchina elettrica a pura riluttanza

Della macchina elettrica utilizzata per tutte le prove sperimentali è riportata una foto in Figura 6.20, i cui dati di targa sono stati ricavati dalle prove di caratterizzazione descritti nel Capitolo 1 e riassunti in Tabella 6.7.

Tabella 6.7 – Dati di targa della macchina a riluttanza.

Grandezza	Simbolo	Valore	Unita di misura
Tensione nominale	$V_n$	220	V
Corrente nominale	$I_n$	15	A
Coppia nominale	$C_n$	4.8	Nm
Velocità nominale	$n_n$	1000	rpm
Velocità massima	$n_{max}$	6000	rpm
Resistenza statorica	$R_s$	0.206	$\Omega$
Induttanza di asse diretto	$L_{sd}$	3.60	mH
Induttanza di asse in quadratura	$L_{sq}$	8.36	mH

### 6.4.4 Sistema di interfacciamento dSPACE - banco

Come introdotto in precedenza, il sistema di interfacciamento tra la scheda dSPACE 'DS1104' e il banco è costituito essenzialmente da due parti. La prima parte è costituita dal pannello di connessione 'CP1104' che permette l'invio dei segnali per la modulazione PWM degli inverter, l'acquisizione delle grandezze elettriche e l'invio delle grandezze di interesse all'oscilloscopio. Tale pannello è riportato in Figura 6.27.

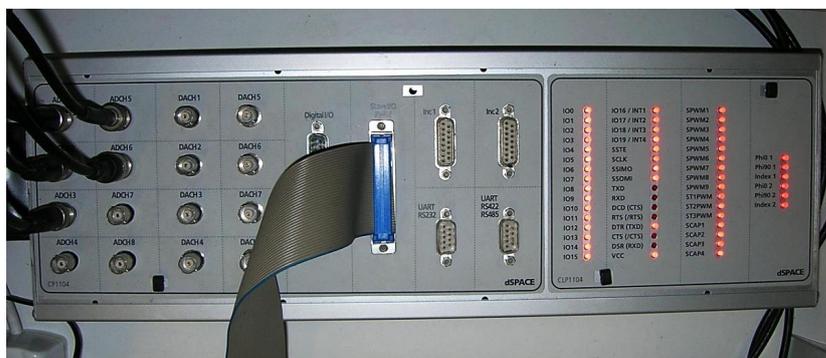


Figura 6.27 – Pannello connettore del sistema dSPACE.

La seconda parte, mostrata in Figura 6.28, è invece costituita dalle schede di acquisizione delle correnti di fase e delle tensioni sui bus DC dei due inverter. Queste unità sono alimentate tramite alimentazione ausiliaria a 15 V e sono responsabili dell'adattamento delle grandezze in ingresso, per restituire in uscita segnali compatibili con il sistema dSPACE.



Figura 6.28 – Schede di acquisizione delle correnti e delle tensioni.

## 6.4.5 Postazione di controllo

La postazione di controllo è essenzialmente costituita dalla workstation sulla quale è montata la scheda dSPACE e installato il software ControlDesk; come si nota in Figura 6.29, ad essa è stata associata la strumentazione di controllo e di acquisizione delle grandezze di interesse.



Figura 6.31 – Postazione di controllo.

Per motivi di sicurezza e di ridondanza delle letture, sono stati utilizzati due multimetri per monitorare direttamente le tensioni presenti sul bus DC di entrambi gli inverter; è stata inoltre aggiunta una pulsantiera direttamente collegata al quadro generale, che permetta la tempestiva apertura degli interruttori di alimentazione dell'inverter principale collegato alla rete. Inoltre sono stati utilizzati il display del torsionmetro calettato all'albero della macchina elettrica e un oscilloscopio.



# Capitolo 7

## Prove Sperimentali

Per completare le fasi di modellizzazione e prototipazione del sistema, descritte dettagliatamente nel capitolo precedente, in questa fase della trattazione si propone la presentazione dei risultati più significativi delle prove sperimentali eseguite in laboratorio.

### 7.1 Risultati delle prove

Dopo aver preventivamente caricato il software del sistema di controllo, a partire dal modello realizzato in ambiente Simulink, nella scheda hardware interna al sistema dSPACE, viene generato il relativo codice C. Come descritto in precedenza, è stato utilizzato uno script di MATLAB contenente tutte le variabili e grandezze di cui necessita il modello stesso. In Tabella 7.1 sono elencati tutti i parametri utilizzati durante lo svolgimento delle prove sperimentali. Si può comprendere facilmente come l'incertezza con la quale sono state stimate le grandezze elettriche del circuito equivalente della macchina possano rendere necessaria una correzione della taratura dei regolatori.

## 7 - Prove Sperimentali

Di seguito vengono indicati gli andamenti delle grandezze di maggior interesse visualizzate attraverso l'oscilloscopio collegato al banco prova.

Tabella 7.1 – Parametri nello script MATLAB per le prove sperimentali.

	<b>Parametro</b>	<b>Simbolo</b>	<b>Valore</b>	<b>Unità di misura</b>
<b>Motore</b>	Induttanza statorica di asse d	$L_{sd}$	0.0036	$H$
	Induttanza statorica di asse q	$L_{sq}$	0.008636	$H$
	Resistenza statorica	$R_s$	0.2059	$\Omega$
	Coppia di poli	$p$	3	-
	Pulsazione statorica	$\omega_s$	314.16	$rad/s$
	Corrente nominale	$I_n$	15	$A$
	Momento d'inerzia macchina	$J_m$	0.0038	$Kg \cdot m^2$
<b>Azionamento</b>	Tensione bus dc inverter A	$E_A$	100	$V$
	Tensione bus dc inverter B	$E_B$	100-300	$V$
	Corrente massima	$I_{max}$	$15 \cdot \sqrt{2}$	$A$
	Condensatore bus DC inverter B	$C$	2.2	$mF$
	Resistenza bus DC inverter B	$R_0$	23500	$\Omega$
	Periodo di commutazione	$T_c$	$150 \cdot 10^{-6}$	$s$
<b>Carico</b>	Momento d'inerzia carico	$J_c$	0.00	$Kg \cdot m^2$
	Momento d'inerzia totale	$J$	0.0038	$Kg \cdot m^2$
	Coefficiente di attrito	$b$	0.001	$N \cdot m \cdot s/rad$
	Costante di coppia resistente	$K_r$	$1 \cdot 10^{-3}$	-
<b>Controllo corrente</b>	Coefficiente proporzionale $i_{sd}$	$K_{p,isd}$	3.6	$V/A$
	Coefficiente integrale $i_{sd}$	$K_{i,isd}$	270	$V/(A \cdot s)$
	Coefficiente proporzionale $i_{sq}$	$K_{p,isq}$	2.1	$V/A$
	Coefficiente integrale $i_{sq}$	$K_{i,isq}$	270	$V/(A \cdot s)$
<b>Controllo velocità</b>	Coefficiente proporzionale velocità	$K_{p,\omega}$	0.05	$A/(rad/s)$
	Coefficiente integrale velocità	$K_{i,\omega}$	0.025	$A/(rad/s^2)$
<b>Controllo Inverter A 100V-100V</b>	Coefficiente proporzionale $V_a$	$K_{p,V_A}$	0.018	$A/V$
	Coefficiente integrale $V_a$	$K_{i,V_A}$	5	$A/(V \cdot s)$

<b>Controllo Inverter A</b> <i>100V-300V</i>	Coefficiente proporzionale $V_a$	$K_{p,V_A}$	0.03	$A/V$
	Coefficiente integrale $V_a$	$K_{i,V_A}$	1	$A/(V \cdot s)$
<b>Controllo Inverter B</b>	Coefficiente proporzionale $V_b$	$K_{p,V_B}$	0.38	$V/V$
<b>Controllo <math>\cos\phi</math></b>	Coefficiente proporzionale $Q_a$	$K_{p,Q_A}$	0.002	$V/VAr$
	Coefficiente integrale $Q_a$	$K_{i,Q_A}$	0.5	$V/VAr$

### 7.1.1 Prove dell'azionamento classico

Si inizia l'analisi delle prestazioni con le prove relative alla macchina elettrica controllata da azionamento classico dotato di singolo inverter, così da avere un riferimento per una rapida valutazione delle successive prove del sistema Dual Inverter. Per fare ciò, partendo dalla macchina a centro stella aperto, è sufficiente chiudere il lato non alimentato da rete degli avvolgimenti statorici in un collegamento a stella oppure richiudere il circuito attraverso il secondo inverter, imponendo una configurazione nulla. Per coerenza con le simulazioni, la tensione di bus DC dell'inverter principale è mantenuta a 100 V.

Al sistema è stato applicato un gradino di velocità di ampiezza pari a 5000 rpm; la finestra temporale è stata fissata con una scala di 100 ms/div, quindi su una finestra di 10 divisioni si ha una visualizzazione della prova della durata di 1 s.

In Figura 7.1 sono indicati, in ordine dal canale 1 al canale 4 dell'oscilloscopio, gli andamenti delle correnti di assi d e q reali, della velocità di rotazione e della corrente di fase; i colori utilizzati e le scale di rappresentazione verranno di volta in volta indicate in didascalia.

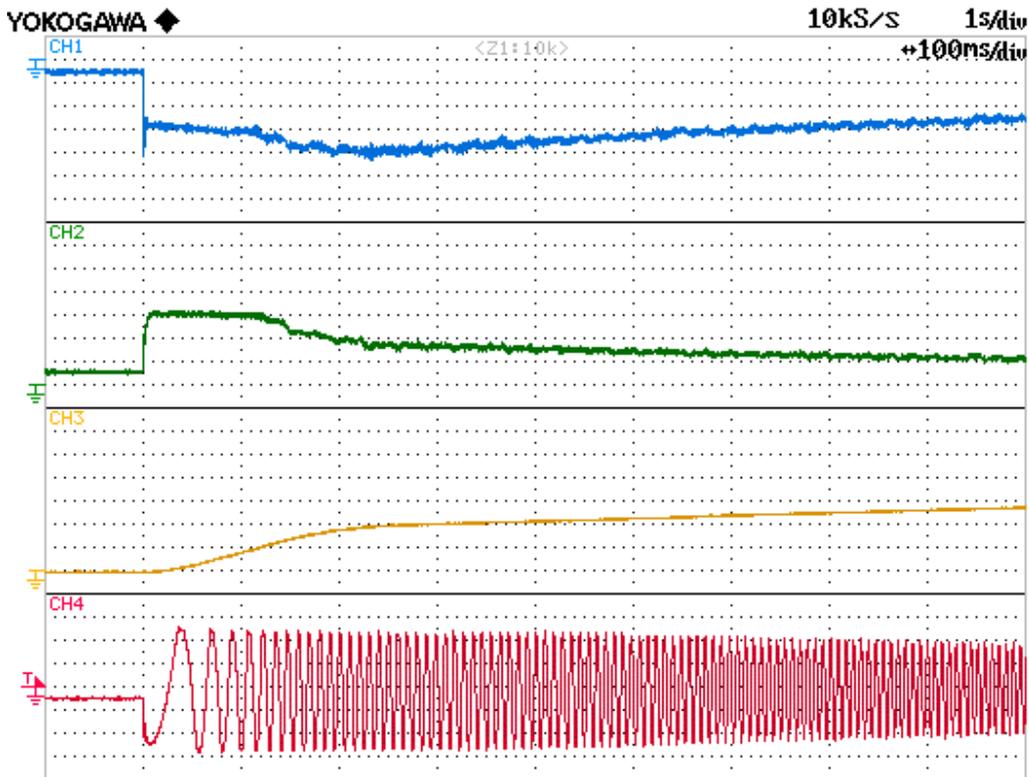


Figura 7.1 – Andamenti di: corrente di asse d (blu - 5A/div), corrente di asse q (verde - 5A/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

Dalla figura si vede che la macchina con singolo inverter ha una dinamica molto pronta, infatti dopo 0.9 s si è portata ad una velocità di rotazione di quasi 3000 rpm. Inoltre si nota una velocità  $\omega_{base}$  di ingresso al primo deflussaggio di circa 1000 rpm e una velocità  $\omega_{pow}$  di ingresso al secondo deflussaggio pari a circa 2000 rpm.

In Figura 7.2 è evidenziato il percorso del vettore di spazio della corrente statorica di riferimento, nel piano complesso delle correnti; si riconosce la MTPV con pendenza  $L_{sq}/L_{sd}$  caratteristica del secondo deflussaggio, la zona di primo deflussaggio, dove il vettore di corrente percorre il cerchio limite di raggio pari alla corrente nominale di macchina e la MTPA è praticamente istantanea, quindi non è evidente in figura a causa dei pochi punti a disposizione.

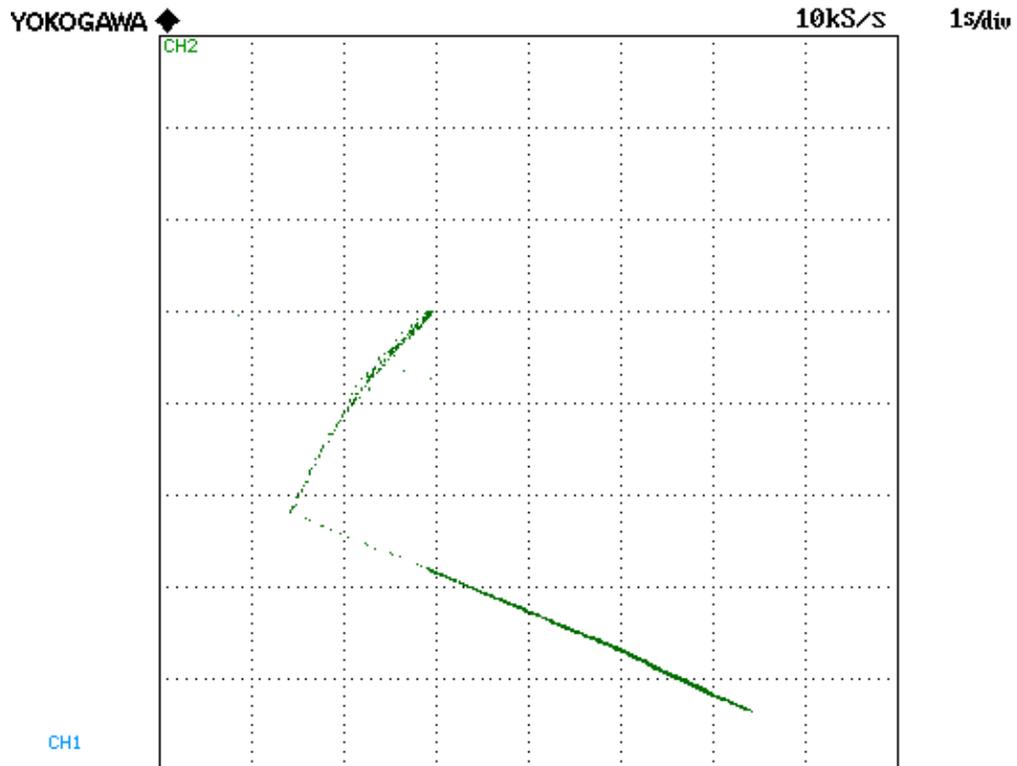


Figura 7.2 – Andamento del vettore di corrente di riferimento nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$ , con origine corrispondente all'angolo in basso a destra, scala 3A/div.

Si può inoltre apprezzare anche la corrente necessaria saturare le barriere di flusso per creare l'anisotropia nella fase iniziale, con coordinate  $(-1; 0)$ , come è stato spiegato nei capitoli precedenti.

In Figura 7.3 sono invece indicati, in ordine a partire dall'alto, gli andamenti della potenza meccanica, della coppia elettromagnetica, della velocità di rotazione e della corrente di fase.

Potenza e coppia risultano molto rumorose a causa del fatto che sono state calcolate attraverso le equazioni di macchina (6.1 e 6.2), non avendo a disposizione un torsiometro.

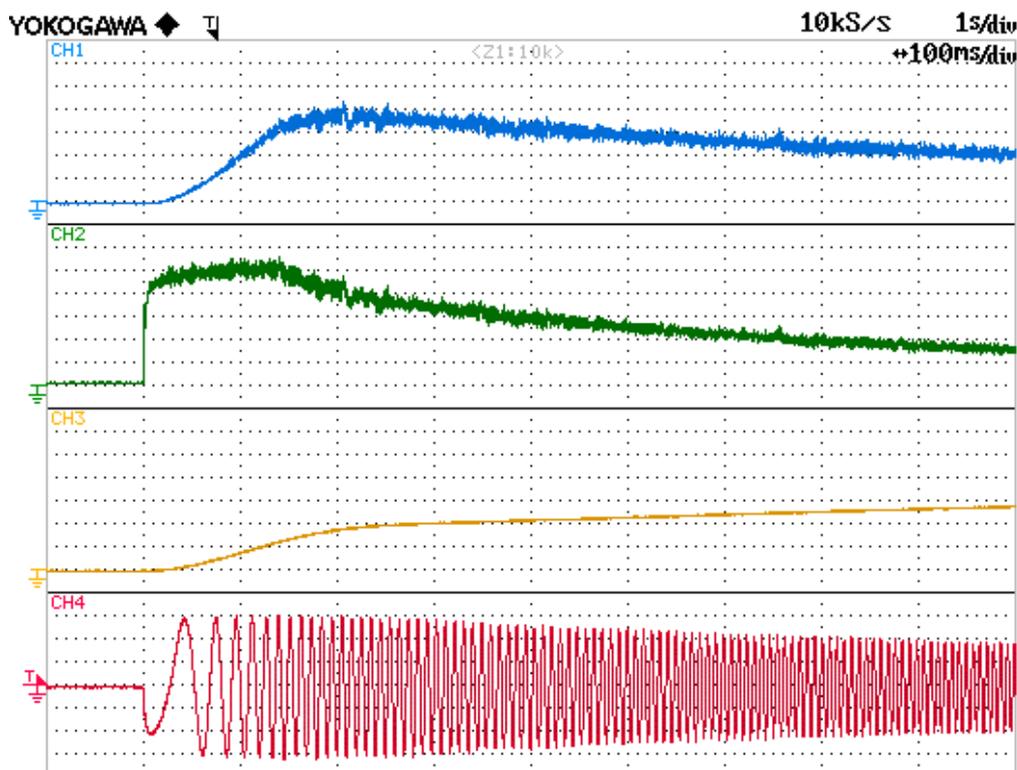


Figura 7.3 – Andamenti di: potenza meccanica (blu - 200W/div), coppia elettromagnetica (verde - 1Nm/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

Da questa figura si può facilmente ritrovare gli andamenti di potenza e di coppia stimati in simulazione, ovvero un primo tratto a potenza crescente, fino un massimo di 700 W, per poi entrare nel primo breve deflussaggio, con coppia decrescente dal valore di circa 5 Nm, per terminare nel tratto caratteristico del secondo deflussaggio con alte velocità, dove la potenza decresca lentamente restando vicino ai 400 W.

Infine, l'ultima prova è stata effettuata applicando un gradino di velocità di 500 rpm, visualizzando dall'oscilloscopio la tensione e la corrente di una fase, per apprezzare il ritardo della seconda rispetto alla prima.

In Figura 7.4, in alto, è illustrata tutta la durata della prova, mentre in basso sono evidenziati il transitorio e la condizione di regime. Si può apprezzare il contenuto fattore di potenza negli istanti iniziali del transitorio e il fatto che a regime la tensione sia quasi in quadratura anticipo rispetto alla tensione,

essendo che la prova è stata effettuata a vuoto, quindi il carico visto dall'inverter è quasi puramente induttivo.

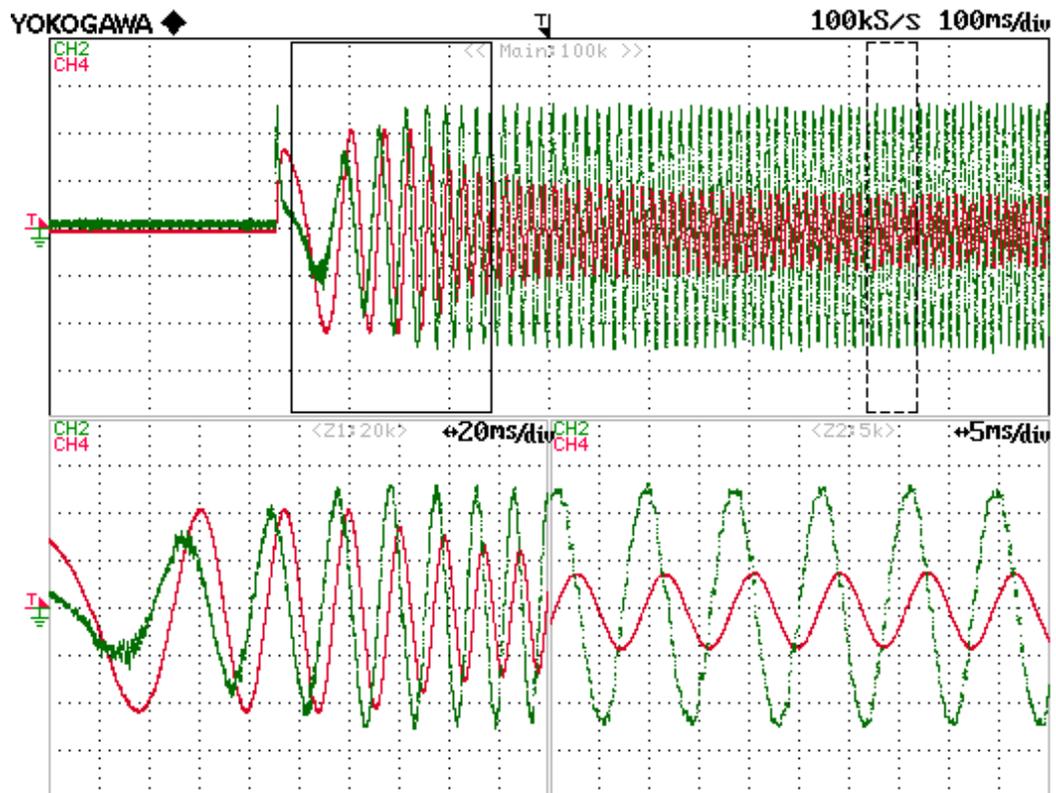


Figura 7.4 – Andamenti di: corrente di fase 1 (rosso – 10A/div), tensione di fase 1 (verde - 20V/div), durante il transitorio e a regime. Scala dell'asse dei tempi: 20ms/div nel transitorio e 5ms/div a regime.

## 7.1.2 Prove dell'azionamento Dual Inverter

La seconda e più produttiva parte delle prove prevede di testare le capacità della macchina elettrica in configurazione Dual Inverter.

Sono state studiate due configurazioni diverse per quanto riguarda i livelli di tensione del bus DC dell'inverter secondario, rispettivamente 100 V e 300 V, mentre l'inverter principale veniva mantenuto a 100 V. Nel primo caso il rapporto tra  $E_{DCB}$  ed  $E_{DCA}$  è unitario, quindi si ricade nel caso in cui il limite di tensione più stringente è quello dell'inverter secondario; nel secondo caso il rapporto tra le tensioni continue è pari a 3, perciò il limite di tensione è caratterizzato dall'intersezione delle curve limite offerte dai due inverter.

## 7 - Prove Sperimentali

Con la configurazione 100 V - 100 V, per prima cosa è stata effettuata la carica del condensatore flottante, per poi applicare un gradino di velocità di ampiezza pari a 6000 rpm; la finestra temporale è stata fissata con una scala di 100 ms/div, per coerenza con le prove svolte nel sistema a singolo inverter.

In Figura 7.5 sono presentati i risultati corrispondenti per le stesse prove eseguite in Figura 7.1.

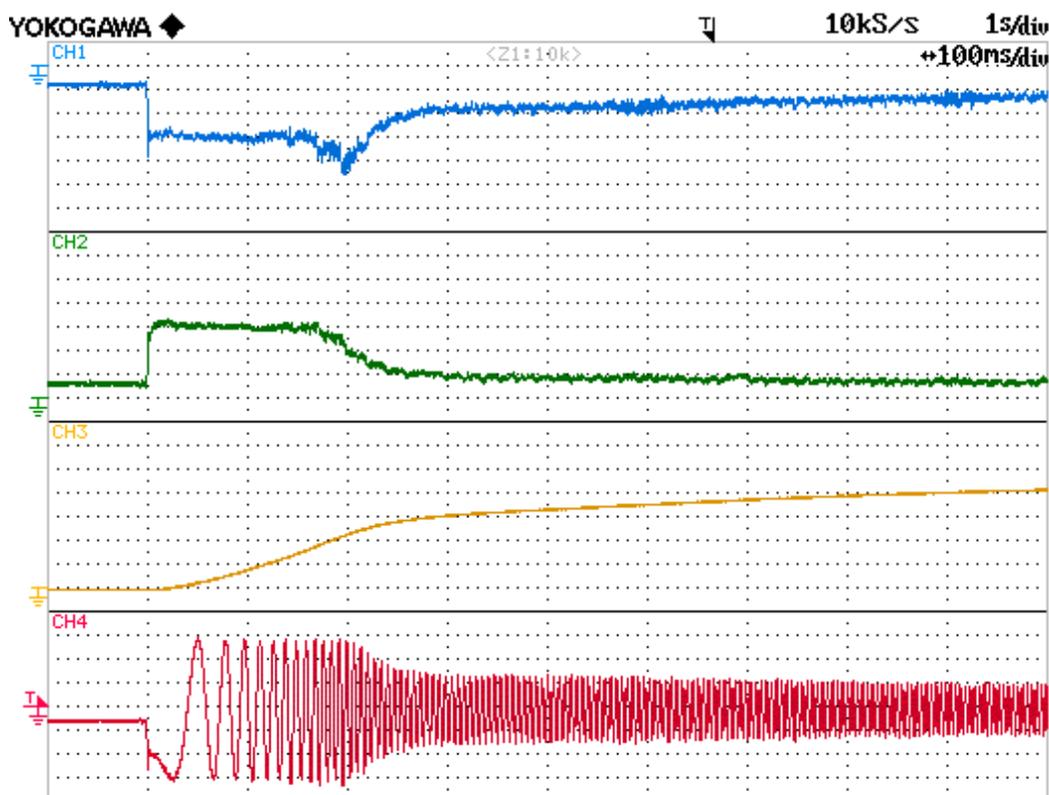


Figura 7.5 – Andamenti di: corrente di asse d (blu - 5A/div), corrente di asse q (verde - 5A/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

Rispetto all'azionamento classico, si può notare una accelerazione maggiore, poiché già dopo 0.9 s, la velocità di rotazione arriva a 4000 rpm.

In Figura 7.6 sono presentati i risultati corrispondenti alla Figura 7.1, con in più gli andamenti dei riferimenti di corrente nel tempo. Si possono apprezzare le estensioni delle regioni a coppia e potenza costante, le cui velocità di ingresso sono ritardate di molto rispetto all'azionamento tradizionale a singolo inverter,

rispettivamente a circa 2000 rpm e 2500 rpm. Inoltre la pendenza della curva di secondo deflussaggio, ovvero la MTPV, risulta più pendente.

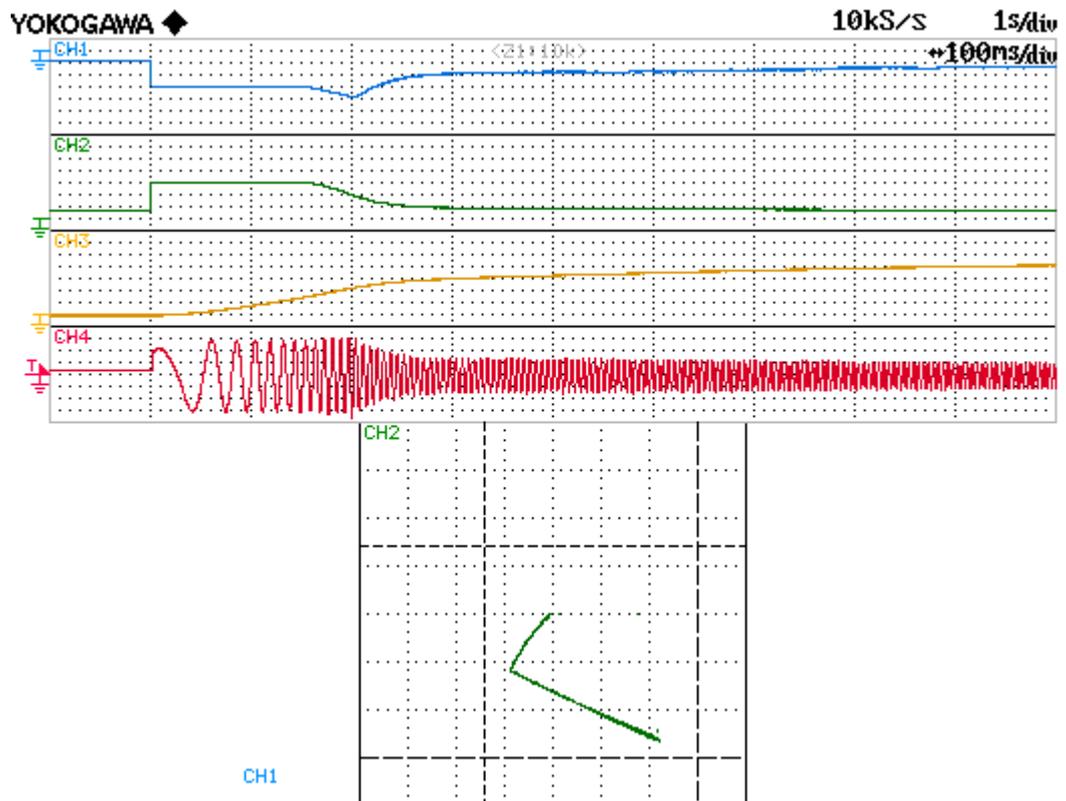


Figura 7.6 – Andamenti di: corrente di riferimento di asse d (blu - 5A/div), corrente di riferimento di asse q (verde - 5A/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div), corrente di fase (rosso - 7A/div), vettore di corrente di riferimento nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$  (verde 5A/div).

Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

In Figura 7.7 si può apprezzare invece l'andamento della coppia e della potenza, in maniera duale alla Figura 7.3 per l'azionamento classico.

Il ritardo nell'ingresso al primo deflussaggio fa aumentare la zona a potenza crescente, portando la potenza massima da 700 W a quasi 1000 W, mentre la durata della zona di secondo deflussaggio rimane pressoché invariata.

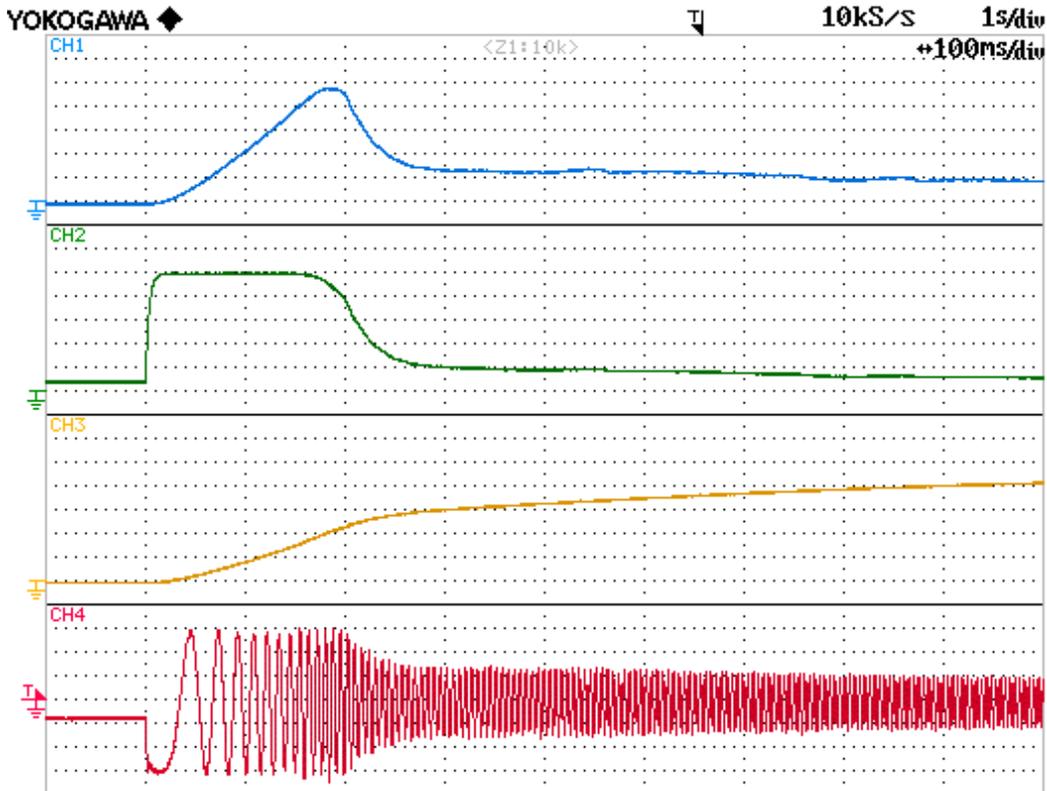


Figura 7.7 – Andamenti di: potenza meccanica (blu - 200W/div), coppia elettromagnetica (verde - 1Nm/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

Infine, l'ultima prova è stata effettuata applicando un gradino di velocità di 3000 rpm, visualizzando dall'oscilloscopio le tensioni prodotte da una fase dei due inverter e la corrente della rispettiva fase, per apprezzare il fattore di potenza con cui lavorano i due convertitori.

In Figura 7.8, in alto, è illustrata tutta la durata della prova, mentre in basso sono evidenziati il transitorio e la condizione di regime. Si osserva che il fattore di potenza dell'inverter principale si mantiene elevato fin da subito, per poi diventare unitario dopo circa 100 ms, quando la tensione e la corrente diventano in fase; per l'inverter secondario il discorso è opposto, ovvero il  $\cos\phi$  agli istanti iniziali è molto basso, per poi azzerarsi anch'esso dopo circa 100 ms, quando tensione e corrente risultano sfasate di  $90^\circ$ .

Si osserva inoltre che le tensioni hanno un evidente contenuto armonico, che può essere causato dall'affacciamento tra apertura di cava e barriere di flusso, essendo la prova a vuoto; mentre la corrente è pressoché sinusoidale.

Tali risultati sono analoghi anche nella configurazione 100 V – 300 V, quindi non sono state riportate per questa prova.

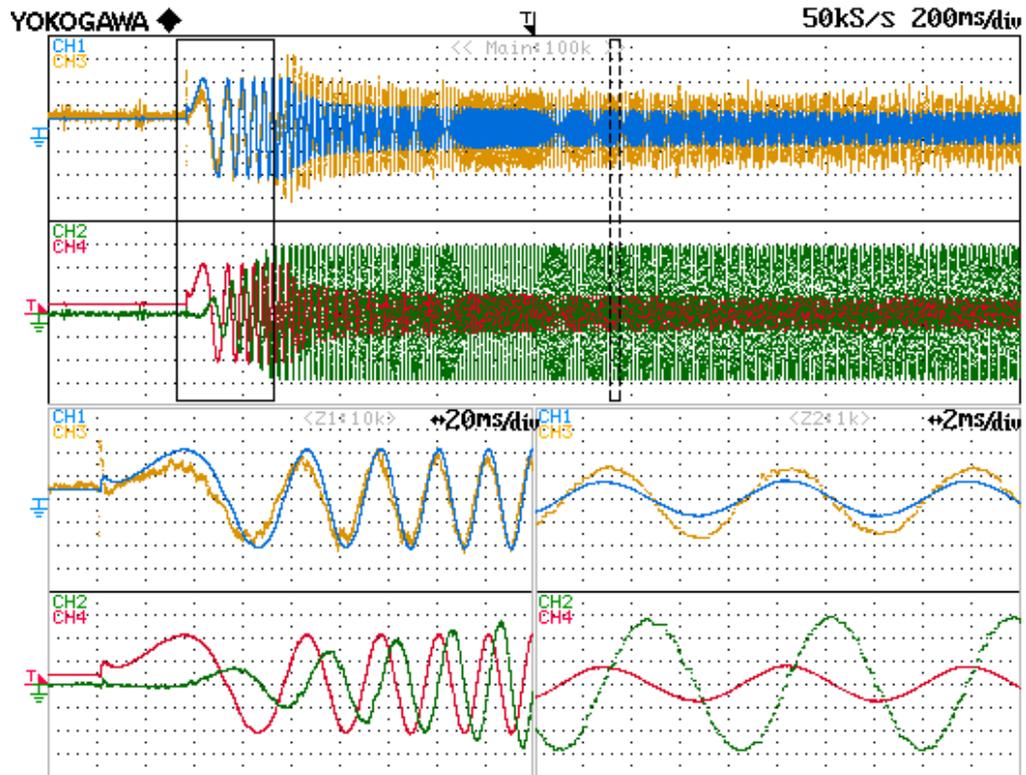


Figura 7.8 – Andamenti di: corrente di fase 1 (blu e rosso – 10A/div), tensione di fase 1 dell'inverter principale (giallo - 10V/div), tensione di fase 1 dell'inverter secondario (verde - 20V/div) durante il transitorio e a regime. Scala dell'asse dei tempi: 20ms/div nel transitorio e 2ms/div a regime.

Anche per la configurazione 100 V – 300 V, per prima cosa è stata effettuata la carica del condensatore flottante, per poi applicare un gradino di velocità di ampiezza pari a 6000 rpm con la medesima finestra, per coerenza con le prove svolte nel sistema a singolo inverter.

In Figura 7.8 sono presentati i risultati corrispondenti per le stesse prove eseguite in Figura 7.1 e 7.5.

Rispetto all'azionamento classico e alla configurazione 100 V – 100 V, si osserva una accelerazione ancora più forte, poiché la velocità di rotazione raggiunge i 6000 rpm dopo 0.7 s, poi ha una leggera sovraelongazione e arriva a regime.

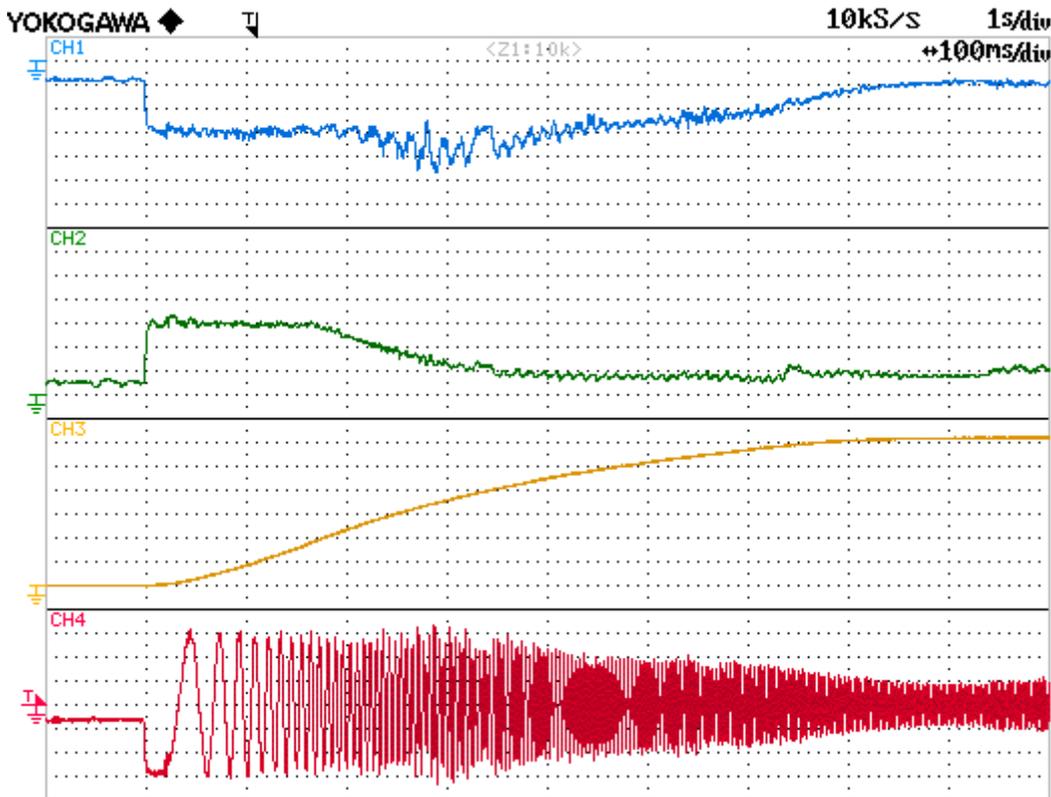


Figura 7.9 – Andamenti di: corrente di asse d (blu - 5A/div), corrente di asse q (verde - 5A/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

In Figura 7.10 sono presentati i risultati corrispondenti alla Figura 7.1 e 7.6, relativamente al percorso del vettore di spazio delle correnti sul piano  $i_{sd} - i_{sq}$ . Le velocità di ingresso al primo e secondo deflussaggio sono ulteriormente ritardate, rispettivamente a circa 2000 rpm e 3500 rpm, inoltre la curva MTPV risulta più orizzontale rispetto alle altre due.

In questo caso si può apprezzare anche il termine del transitorio dettato dall'uscita del vettore di corrente dalla traiettoria della MTPV, con il corrispondente ingresso nella MTPA per minimizzare la corrente, fino al raggiungimento della  $i_{d\ min} = 4\ A$ , utile alla carica iniziale del condensatore.

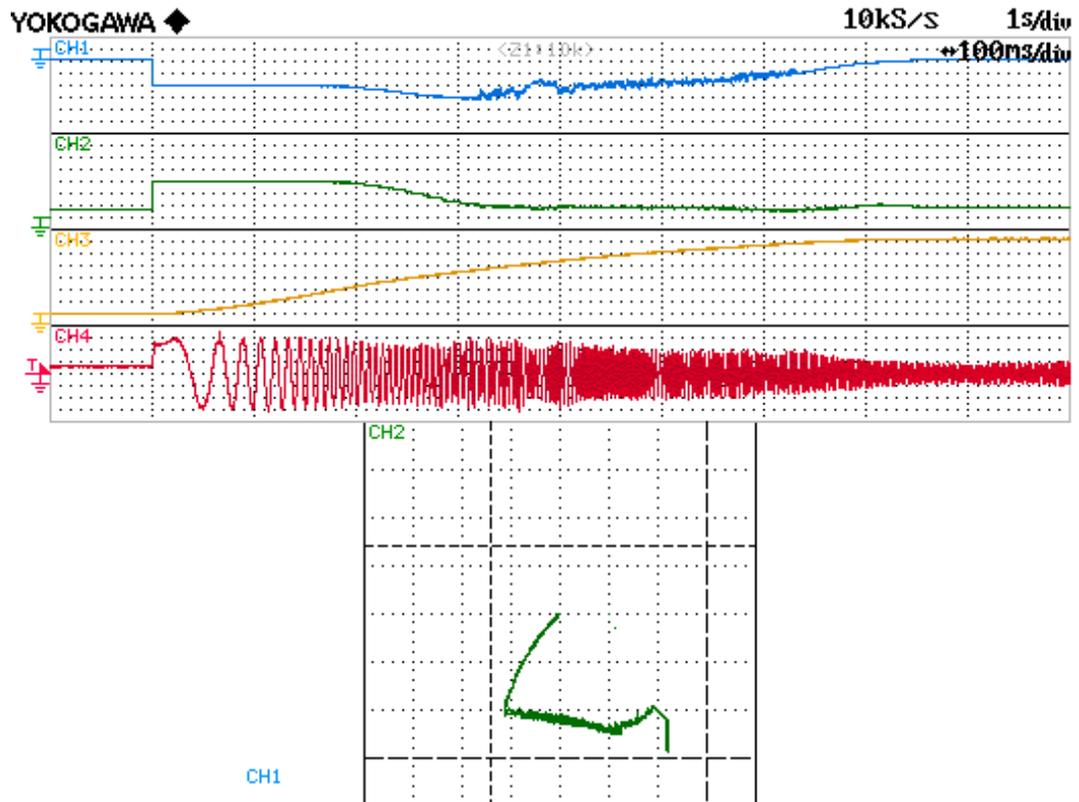


Figura 7.10 – Andamenti di: corrente di riferimento di asse d (blu - 5A/div), corrente di riferimento di asse q (verde - 5A/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div), corrente di fase (rosso - 7A/div), vettore di corrente di riferimento nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$  (verde 5A/div).

Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

In Figura 7.11 si può apprezzare invece l'andamento della coppia e della potenza, in maniera duale alla Figura 7.3 per l'azionamento classico e alla Figura 7.7 per l'azionamento Dual Inverter in configurazione 100 V – 100 V. Come per quest'ultimo caso, il ritardo nell'ingresso al primo deflussaggio fa aumentare la zona a potenza crescente, portando la potenza massima da 700 W a circa 1300 W, inoltre il vantaggio si estende anche nella zona di secondo deflussaggio dove la potenza è quasi triplicata rispetto l'azionamento a singolo inverter.

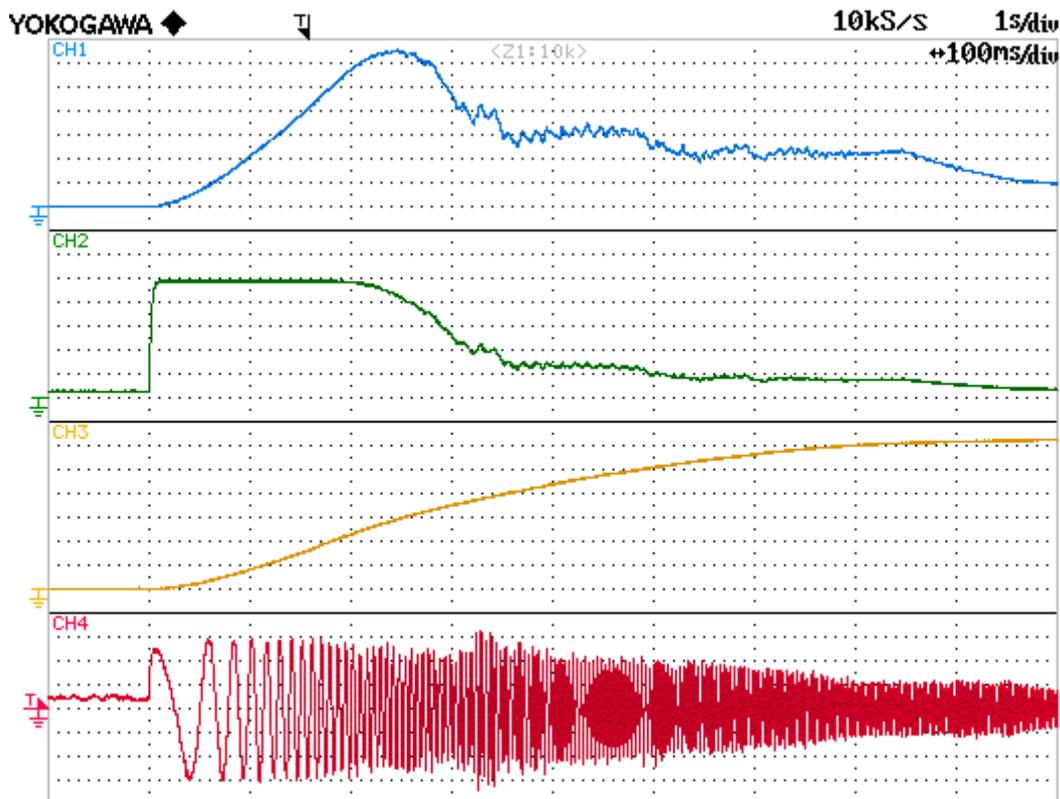


Figura 7.11 – Andamenti di: potenza meccanica (blu - 200W/div), coppia elettromagnetica (verde - 1Nm/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) e corrente di fase (rosso - 7A/div). Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

Infine in Figura 7.12 si evidenzia l'evoluzione di due grandezze molto importanti per determinare il buon funzionamento del sistema, ovvero il fattore di potenza che rimane unitario per tutta la durata della prova, così come la tensione continua ai capi del condensatore flottante che resta fissa a 300 V, mentre nell'immagine successiva si apprezza il transitorio iniziale di crescita della tensione  $E_{DCB}$ , fino al valore di regime, quando la macchina è ancora ferma e il  $\cos\varphi$  rimane unitario.

Tali risultati sono analoghi per la configurazione 100 V – 100 V, quindi non sono stati riportati.

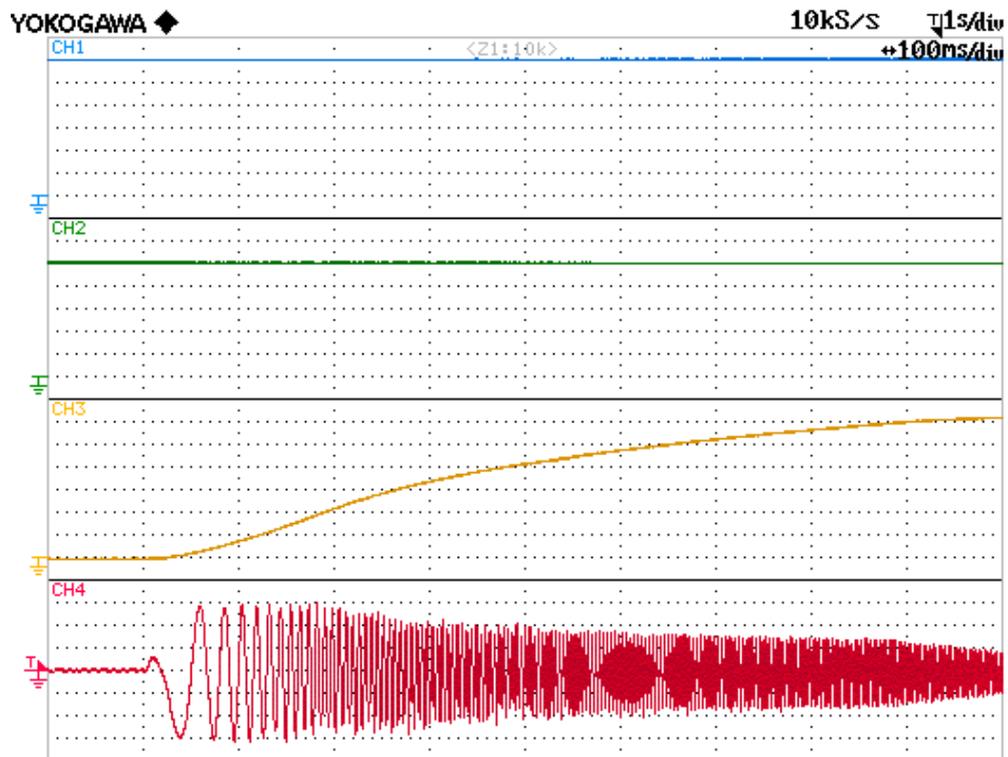


Figura 7.12 – Andamenti di: tensione ai capi del condensatore flottante (blu – 50V/div), fattore di potenza (verde – 0.2pu/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div), corrente di fase (rosso - 7A/div) durante il transitorio di velocità. Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

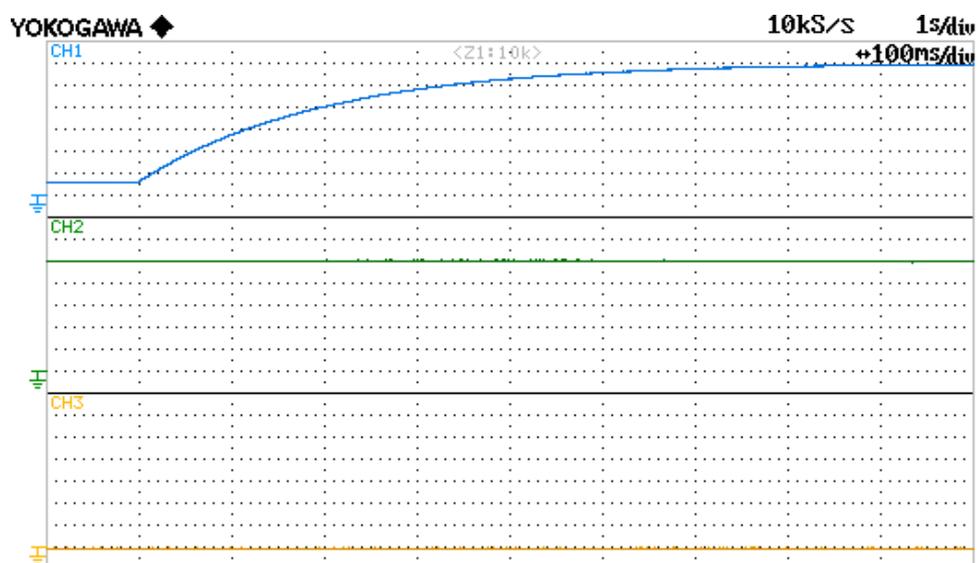


Figura 7.13 – Andamenti di: tensione ai capi del condensatore flottante (blu – 50V/div), fattore di potenza (verde – 0.2pu/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div) durante il transitorio di carica. Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

### 7.1.3 Confronto degli azionamenti

Avendo commentato i risultati dei due azionamenti, il primo dotato di singolo inverter, il secondo con l'aggiunta del compensatore della potenza reattiva di macchina, si può ora passare al confronto sperimentale.

Il primo vantaggio evidente lo si osserva in Figura 7.14, dove sono mostrate le diverse fasi di accelerazione a un gradino di 6000 rpm. L'azionamento classico, nella finestra di tempo visualizzata di 1 s non riesce a raggiungere nemmeno i 3000 rpm; fa meglio il sistema Dual Inverter nella configurazione 100V – 100V, portandosi a 1000 rpm in più; ma la configurazione Dual Inverter 100V – 300V, nello stesso tempo, raggiunge la velocità di regime.

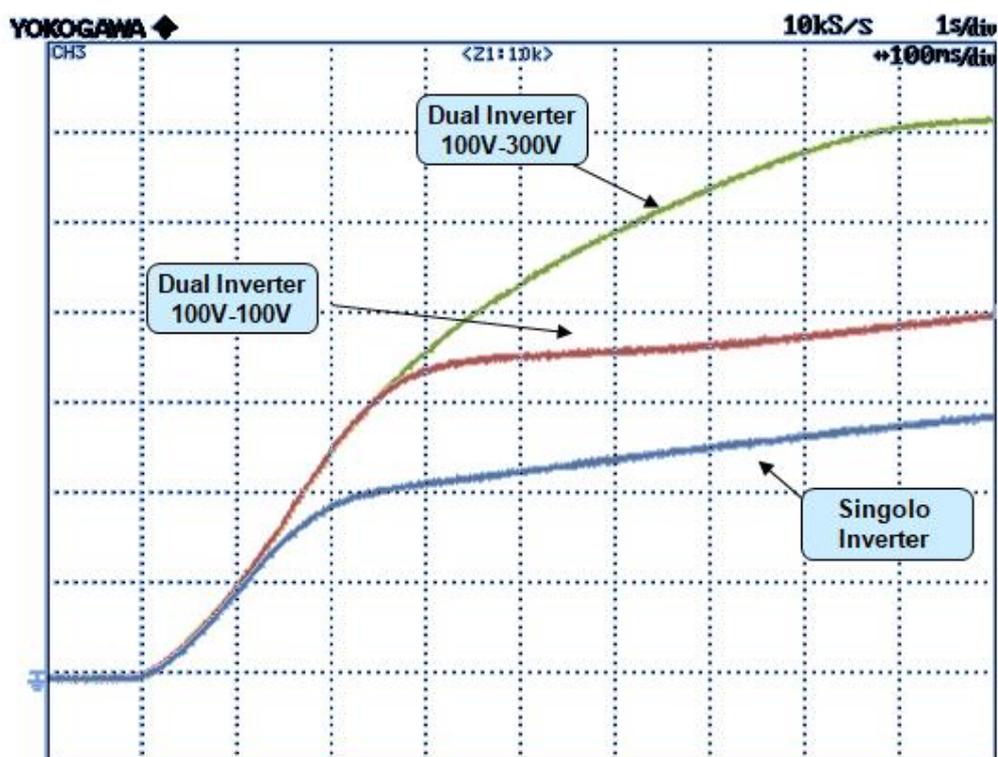


Figura 7.14 – Andamenti della velocità di rotazione dei due azionamenti nelle configurazioni studiate (1000rpm/div), durante il transitorio di velocità. Scala dell'asse dei tempi: 100ms/div.

In Figura 7.15 sono mostrate le diverse traiettorie del vettore di spazio della corrente statorica nel piano  $i_{sd} - i_{sq}$ . Si apprezza come tutti gli azionamenti

percorrere la curva MPTA, definita dalla bisettrice del 2°quadrante (tratto A-B), per entrare nella zona a potenza costante, mantenendosi sul limite di corrente (tratto B-C) e rientrare dentro il cerchio caratteristico con diverse pendenze (tratto C-0).

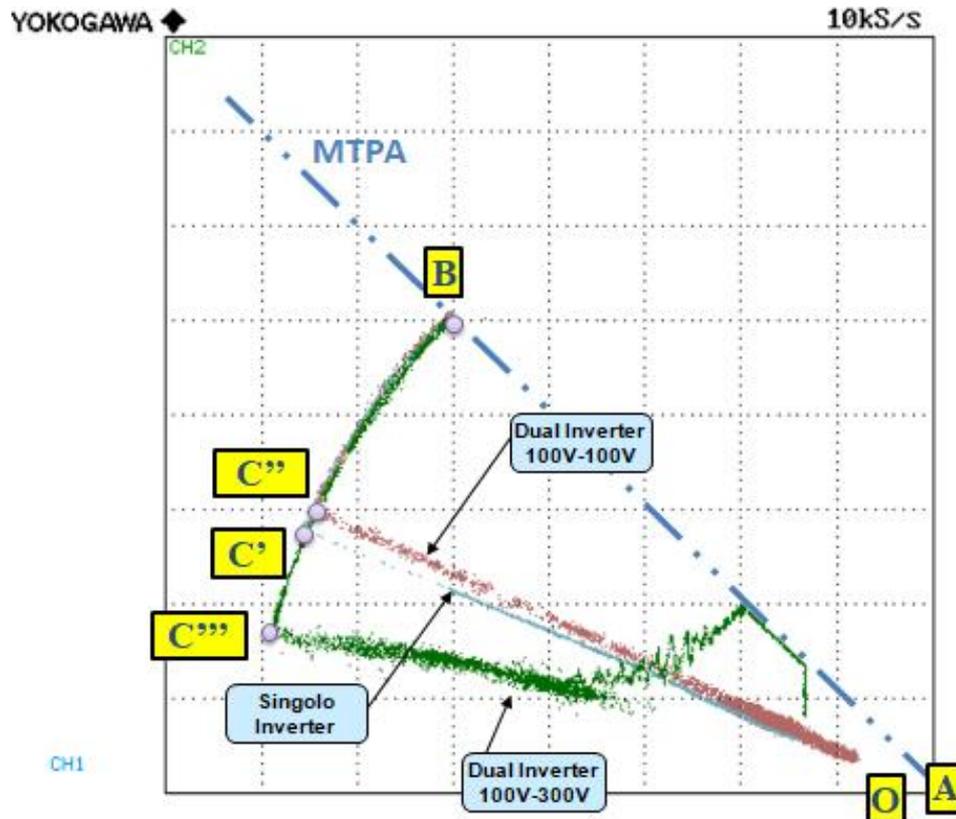


Figura 7.15 – Andamenti del vettore di spazio della corrente statorica sul piano  $i_{sd} - i_{sq}$  dei due azionamenti nelle configurazioni studiate (3A/div), durante il transitorio di velocità.

Gli ultimi due confronti sono stati effettuati a parità di velocità di rotazione, graficando la coppia elettromagnetica, calcolata attraverso i parametri di macchina non avendo a disposizione un torsionmetro, e la potenza erogata, stimata attraverso il prodotto tra coppia e velocità.

In Figura 7.16 e 7.17 sono evidenziati i vantaggi dell'azionamento Dual Inverter in entrambe le configurazioni studiate. Sono state estese le regioni a coppia e a potenza costante, in questo modo la macchina è in grado di erogare più coppia e quindi più potenza.

## 7 - Prove Sperimentali

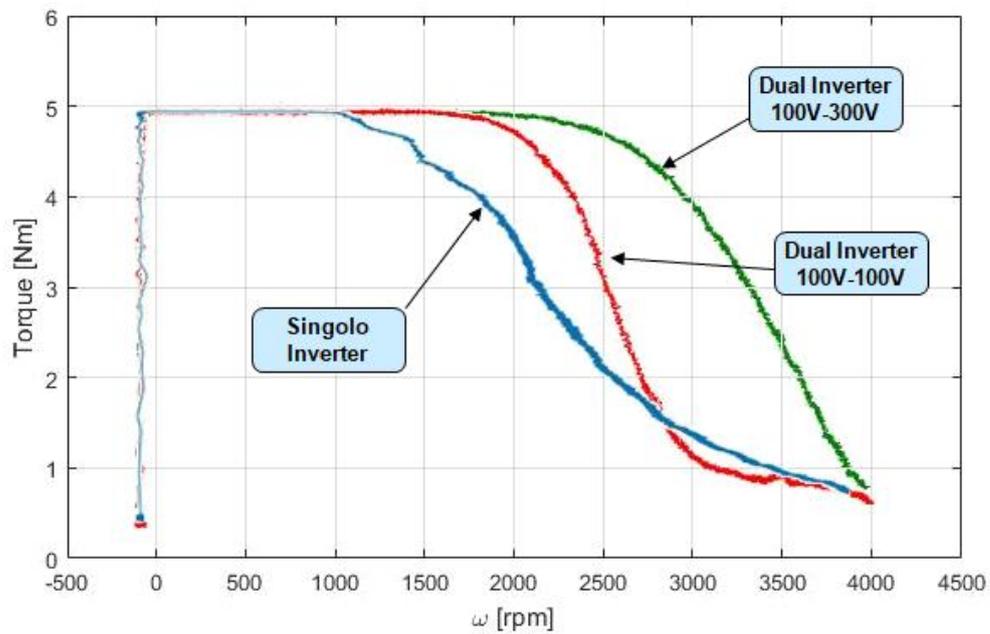


Figura 7.16 – Andamenti della coppia elettromagnetica dei due azionamenti nelle configurazioni studiate durante il transitorio di velocità.

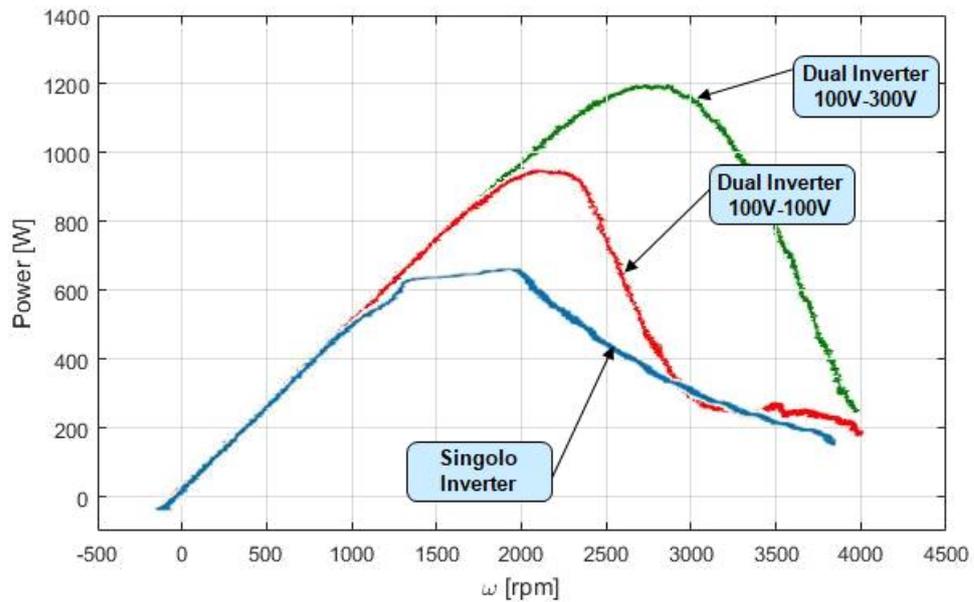


Figura 7.17 – Andamenti della potenza erogata dei due azionamenti nelle configurazioni studiate durante il transitorio di velocità.

Si nota una sovrapposizione tra le curve di coppia e di potenza tra l'azionamento classico e il sistema Dual Inverter, nella configurazione 100V –

100V. Questo fenomeno è dovuto al fatto che nel sistema di controllo si è scelto di utilizzare parte della tensione  $v_B$  per far continuare a lavorare l'inverter principale a fattore di potenza unitario, riducendo di fatto il limite di tensione dell'inverter secondario e anticipando il secondo deflussaggio, ma rendendo possibile una riduzione della taglia dei componenti dell'inverter A. Una alternativa può essere quella di privilegiare la produzione di coppia, a scapito del power factor che non potrà più essere unitario, rendendo vana la possibilità di una riduzione di taglia dell'inverter A.



## Conclusioni

L'oggetto della tesi consiste nella progettazione e realizzazione di un azionamento Dual Inverter a singola alimentazione per il controllo di macchine elettriche sincrone a pura riluttanza con centro stella aperto. Il sistema è costituito da due inverter rispettivamente collegati ai capi degli avvolgimenti statorici del motore elettrico: il primo inverter è direttamente collegato ad una sorgente di potenza attiva ed è perfettamente isolato dal bus DC del secondo, sul quale è posto un banco di condensatori; il secondo inverter ha lo scopo di fornire la potenza reattiva richiesta dalla macchina elettrica, per far funzionare l'inverter principale a fattore di potenza unitario.

La configurazione studiata possiede le potenzialità per essere utilizzata sia in ambito automotive e della trazione elettrica, sia in applicazioni industriali. Tale sistema, oltre a migliorare lo sfruttamento del convertitore principale facendolo lavorare a fattore di potenza unitario, accresce il limite di tensione disponibile ai capi degli avvolgimenti della macchina a parità di tensione del pacco batterie e amplia la regione a coppia e a potenza costante, ritardando i deflussaggi per ottenere maggior coppia elettromagnetica ad elevate velocità.

L'elaborato realizzato prevede dapprima una descrizione dell'azionamento classico, su cui si farà riferimento per un confronto dettagliato sulle prestazioni; una caratterizzazione sperimentale della macchina elettrica utilizzata allo scopo di realizzare un sistema di controllo ottimizzato e una comparazione analitica tra l'azionamento classico e quello dotato di compensatore della potenza reattiva, per la verifica delle basi teoriche presenti

## *Conclusioni*

in letteratura. Tutto ciò è stato poi confermato attraverso simulazioni in ambiente Simulink e prove sperimentali eseguite mediante sistema di prototipazione rapida dSPACE.

L'azionamento è stato collaudato, testato e risulta essere funzionante per ogni valore del rapporto di tensione dei bus DC; dalle varie fasi del progetto sono stati ricavati risultati omogenei e concordi, che certificano l'efficienza del sistema e confermano la validità dei vantaggi dedotti dallo studio preliminare.





## Bibliografia

- [1] R. U. Haque, A. Kowal, J. Ewanchuk, A. Knight e J. Salmon, «PWM Control of a Dual Inverter Drive Using an Open-Ended Winding Induction Motor», in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2013.
- [2] Y. Lee e J.-I. Ha, «Power Enhancement of Dual Inverter for Open-End Permanent Magnet Synchronous Motor», in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2013.
- [3] Z. Du, B. Ozpineci, L. M. Tolbert e J. N. Chiasson, «DC-AC Cascaded H-Bridge Multilevel Boost Inverter with No Inductors for Electric/Hybrid Electric Vehicle Applications», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 45, n. 3, pp. 963-970, 2009.
- [4] J. Kim, J. Jun e K. Nam, «Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 51, n. 2, pp. 312-320, 2004.
- [5] J. S. Park e K. Nam, «Dual Inverter Strategy for High Operation of HEV Permanent Magnet Synchronous Motor», in *Industry Applications Conference*, Tampa, FL, 2006.
- [6] R. U. Haque, M. S. Toulabi, A. M. Knight e J. Salmon, «Wide Speed Range Operation of PMSM using an Open Winding and a Dual Inverter Drive with a Floating Bridge», in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, CO, 2013.

- [7] J. Ewanchuk, J. Salmon e C. Chapelsky, «A Method for Supply Voltage Boosting in an Open-Ended Induction Machine Using a Dual Inverter System With a Floating Capacitor Bridge», *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, n. 3, pp. 1348-1357, 2012.
- [8] M. Mengoni, A. Amerise, L. Zarri, A. Tani, G. Serra e D. Casadei, «Robust Control of an Open-Ended Induction Motor Drive with a Floating Capacitor Bridge over a Wide Speed Range», in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Milwaukee, WI, 2016.
- [9] A. Tani, Dispense del corso di "Conversione Statica dell'Energia Elettrica M", Università di Bologna, 2015.
- [10] M. Mengoni, A. Tani, L. Zarri, G. Rizzoli, G. Serra e D. Casadei, «Control of an Open-Ended Induction Machine using a Dual Inverter System with a Floating Capacitor Bridge», in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Montreal, CA, 2015.
- [11] D. Casadei, L. Zarri, Dispense del corso di "Azionamenti Elettrici per Applicazioni Industriali ed Eoliche M", Università di Bologna, 2015.
- [12] F. Venieri, Tesi di Laurea Magistrale "Controllo di una macchina asincrona a fasi statoriche aperte con singolo inverter e compensatore del fattore di potenza", Università di Bologna, 2016.
- [13] D. Casadei, L. Zarri, Esercitazioni del corso di "Dinamica degli Azionamenti Elettrici LS", Università di Bologna, 2010.



