

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
Modellistica dei Sistemi Elettromeccanici M

**CONTROLLO DI UNA MACCHINA ASINCRONA A FASI
STATORICHE APERTE ALIMENTATA TRAMITE DOPPIO
INVERTER IN PRESENZA DI SOVRAMODULAZIONE**

CANDIDATO:

ANDREA CACCIA

RELATORE:

Chiar.mo Prof. ANGELO TANI

CORRELATORI:

Dott. Ing. MICHELE MENGONI
Chiar.mo Prof. LUCA ZARRI

Anno Accademico 2016/2017

Sessione III

Indice

Introduzione	1
1 Azionamento Dual Inverter	5
1.1 Descrizione del sistema	5
1.2 Analisi teorica e modello matematico	9
1.2.1 Equazioni fondamentali dell'azionamento	10
1.2.2 Equazioni fondamentali della macchina asincrona.....	17
1.3 Analisi delle prestazioni limite	22
1.3.1 Limiti in corrente	25
1.3.2 Limiti in tensione	26
1.4 Regime di sovramodulazione dell'inverter A.....	31
1.5 Condizione di funzionamento ottimo	33
1.6 Rappresentazione delle curve limite.....	40
2 Il sistema di controllo	43
2.1 Logica di controllo.....	43
2.1.1 Sistema di controllo dell'inverter A.....	46

Indice

2.1.2	Sistema di controllo dell'inverter B.....	51
2.1.3	Sistema di controllo completo	55
2.2	I regolatori PIR	56
3	Implementazione del modello Simulink.....	59
3.1	Introduzione all'implementazione in tempo-discreto	60
3.1.1	Regolatori in tempo-discreto.....	62
3.1.2	Taratura dei regolatori.....	67
3.1.3	Osservatore di flusso in tempo-discreto.....	68
3.2	Modello del sistema	73
3.2.1	Modello del sistema di controllo della velocità	75
3.2.1	Modello del dual inverter	86
3.2.2	Modello della macchina asincrona.....	88
3.2.4	Modello del carico meccanico	91
4	Simulazione numerica	93
4.1	Risultati della simulazione.....	94
5	Prototipazione rapida e banco di prova.....	109
5.1	Introduzione al sistema dSPACE.....	110
5.1.1	Implementazione dello schema di controllo	113
5.1.2	Software ControlDesk.....	118
5.2	Modello del sistema	121
5.2.1	Modello del sistema di acquisizione	123
5.2.2	Modello del sistema di controllo della velocità	125
5.2.3	Modello del sistema di modulazione	127

5.3	Esperimento in ControlDesk	129
5.4	Descrizione del banco di prova	132
5.4.1	Inverter principale	135
5.4.2	Inverter secondario	138
5.4.3	Macchina asincrona	139
5.4.4	Macchina in corrente continua.....	140
5.4.5	Sistema di interfacciamento dSPACE-banco	142
5.4.6	Postazione di controllo.....	143
6	Prove sperimentali	145
6.1	Risultati delle prove.....	145
6.1.1	Prove dual inverter in presenza di sovramodulazione dell'inverter principale.....	147
6.1.2	Confronti.....	156
	Conclusioni.....	169
	Bibliografia.....	171

Introduzione

Recentemente, con l'aumento del prezzo del combustibile fossile e con la crescente sensibilità verso le problematiche relative al cambiamento climatico, sono aumentati l'interesse e la ricerca verso sistemi basati su motori elettrici ad elevate prestazioni per quanto riguarda il settore dell'automotive, delle fonti rinnovabili di energia e delle applicazioni industriali. Sono stati sviluppati nuovi sistemi di conversione energetica e nuove tecniche di controllo allo scopo di aumentare le prestazioni degli azionamenti elettrici, con particolare attenzione all'ampliamento delle regioni di funzionamento ad elevata velocità.

Quando questi sistemi sono alimentati a batteria è inevitabile che il loro funzionamento sia fortemente limitato. Il progetto di veicoli elettrici (in inglese "Electric Vehicles", EV) e veicoli ibridi (in inglese "Hybrid Electric Vehicles", HEV) è un chiaro esempio di come la presenza di un sistema di accumulo, rappresentato dal pacco batterie, renda necessaria un'attenta valutazione dei concetti quali dimensioni, peso, costo e rendimento del sistema. Negli anni sono stati sviluppati e proposti molteplici sistemi elettronici di potenza in grado di aumentare il livello di tensione disponibile, ma in alcuni casi i vantaggi ottenuti non sono in grado di giustificare il contemporaneo aumento del costo dei componenti aggiuntivi, l'aumento di peso e di ingombro o la riduzione dell'efficienza complessiva di conversione [1]. Per esempio, in letteratura sono

descritti sistemi di innalzamento del livello di tensione realizzati tramite chopper boost collegato sul bus DC a monte dell'inverter; tutto ciò a discapito dell'introduzione di ulteriori interruttori statici e di induttanze che riducono il rendimento complessivo [2].

Di recente la ricerca si è concentrata verso un sistema basato su un convertitore statico di tipo dual inverter che permette di controllare una macchina elettrica a centro stella aperto tramite l'utilizzo di due inverter collegati alle due estremità degli avvolgimenti statorici. Tale sistema può essere realizzato in diverse configurazioni, la cui scelta viene fatta prevalentemente in funzione del tipo di sorgente di alimentazione disponibile: in alcuni casi si è optato per un unico bus DC comune ad entrambi gli inverter, mentre in altri casi per due bus DC completamente isolati oppure collegati tramite un collegamento di sequenza omopolare [2].

Un'ulteriore configurazione prevede il collegamento di un unico pacco batterie collegato al primo inverter, mentre il secondo è collegato solamente ad un condensatore flottante posizionato sul rispettivo bus DC. Tale struttura può essere considerata come se fosse alimentata da un singolo inverter affiancato ad un compensatore della potenza reattiva di macchina. Il sistema sopra citato ha come scopo principale quello di permettere un migliore sfruttamento della potenza disponibile sul veicolo, giustificando così l'aumento di costo, peso, ingombro e complessità del sistema di controllo. In letteratura si trovano diversi studi relativi alla configurazione dual inverter con condensatore flottante; essa è utilizzata per applicazioni come: HEV con motore asincrono (in inglese "Induction Motor", IM) [1], alternatori con funzionalità di starter per EV con IM [3], HEV con macchina sincrona a magneti permanenti (in inglese "Permanent Magnets Synchronous Motor", PMSM) [4] [5] ed applicazioni industriali con IM [6].

Un altro importante aspetto da considerare riguarda la scelta della tipologia di motore elettrico da utilizzare. La macchina sincrona a magneti permanenti presenta caratteristiche ottimali in termini di alta efficienza e densità di coppia, tuttavia il recente aumento del prezzo delle terre rare con cui vengono realizzati

i magneti, la scarsa efficienza nel funzionamento ad alta velocità e le problematiche relative nel malaugurato caso di spegnimento dell'inverter ad alta velocità hanno reindirizzato le richieste di mercato verso la macchina asincrona [7]. I suoi principali vantaggi sono rappresentati dagli alti valori di robustezza e affidabilità, la ridotta manutenzione e i bassi costi; tuttavia come è noto la macchina asincrona presenta anche dei difetti, tra i quali elevate perdite, basso rendimento e limitato fattore di potenza; proprio per fronteggiare questi aspetti problematici la ricerca si è concentrata sulla definizione di innovative tecniche di controllo e sempre più efficienti sistemi di conversione dell'energia.

Grazie al dual inverter con condensatore flottante è possibile, definendo particolari algoritmi di controllo, ottenere importanti vantaggi tra cui:

- Aumento del limite di tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina, a parità di tensione del pacco batterie;
- Ampliamento della regione a coppia costante, posticipando di conseguenza l'inizio della regione di deflussaggio, in termini di velocità;
- Incremento della regione a potenza costante, nonché l'aumento della coppia elettromagnetica per un più ampio intervallo di funzionamento;
- Miglior sfruttamento dell'inverter principale, grazie alla possibilità di funzionamento a fattore di potenza unitario;
- Possibilità di compensazione di eventuali armoniche di corrente indesiderate negli avvolgimenti di macchina.

L'elaborato realizzato prevede la verifica delle basi teoriche presenti in letteratura relativamente al sistema in analisi, nonché la definizione di un modello matematico completo e di un nuovo schema di controllo ottimizzato. In particolare, l'oggetto di questo lavoro consiste nel dimostrare i vantaggi relativi ad una specifica logica di comando che consiste nel far operare l'inverter di alimentazione in regime di sovrarmodulazione, sfruttando la caratteristica dell'altro di poter abbattere le armoniche indesiderate che tale regime introduce nelle forme d'onda delle grandezze elettriche di macchina.

Introduzione

Lo studio è stato poi validato attraverso un ciclo di simulazioni iniziali in ambiente Simulink seguite da prove sperimentali eseguite su un sistema reale, mediante sistema di prototipazione rapida dSPACE, presente nel laboratorio LEMAD del Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione dell'università di Bologna.

Capitolo 1

Azionamento Dual Inverter

In questo capitolo è mostrato l'azionamento elettrico realizzato mediante un singolo inverter di potenza e un secondo inverter funzionante come filtro attivo, chiamato anche "Dual Inverter". Sempre in questo capitolo viene mostrata una breve panoramica sulle possibili configurazioni "dual inverter" studiate in letteratura per poi concentrarsi principalmente su quella adottata in questo lavoro; vengono poi forniti un'analisi teorica e un modello matematico con cui definire la logica di funzionamento. In seguito, è presentato lo studio delle prestazioni limite.

1.1 Descrizione del sistema

Con il termine "dual inverter" si identifica una famiglia di convertitori elettronici di potenza utilizzati per il controllo di macchine a centro stella aperto, chiamate

anche “open-winding machines” oppure “open-end machines”. Come suggerisce il nome, la caratteristica di queste macchine elettriche è rappresentata dall’accessibilità di entrambe le estremità dell’avvolgimento statorico. Ciò permette di realizzare la configurazione a stella, a triangolo oppure mantenere indipendenti i terminali. Una macchina così realizzata può quindi essere alimentata su entrambe le estremità degli avvolgimenti attraverso due stadi di conversione dell’energia, costituiti da due inverter a tensione impressa, realizzando così il sistema dual inverter.

In letteratura sono descritte diverse possibilità di configurazione per tali sistemi, che differiscono sostanzialmente sulla base del collegamento dei bus DC dei due convertitori. Due esempi sono riportati di seguito: in Figura 1.1 è schematizzata la configurazione che presenta un’unica alimentazione comune ad entrambi gli inverter, collegati sullo stesso stadio in continua. Invece in Figura 1.2 i due bus DC sono galvanicamente separati e connessi a sorgenti di alimentazione indipendenti.

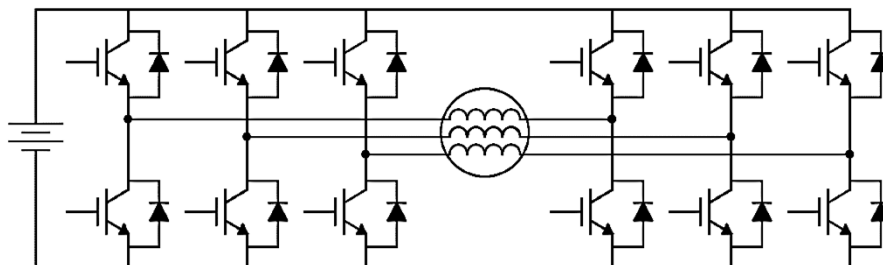


Figura 1.1 - Dual Inverter con bus DC in comune.

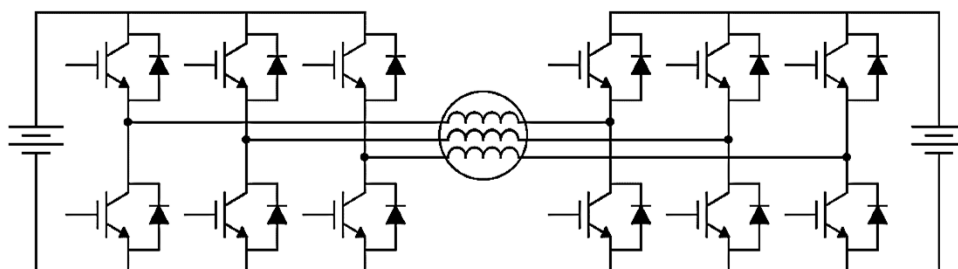


Figura 1.2 – Dual inverter con bus DC separato.

Infine, una configurazione pensata soprattutto per il settore automotive è quella mostrata in Figura 1.3. Il sistema in questione è caratterizzato dalla presenza di un unico pacco batterie che alimenta il primo inverter mentre il secondo inverter, il cui bus DC è completamente isolato dal primo, è collegato ad un banco flottante di condensatori [5].

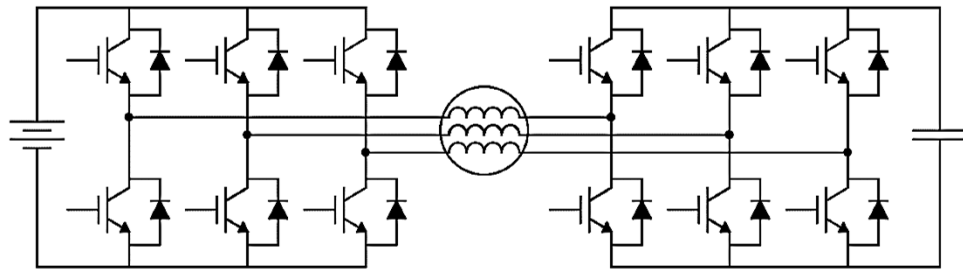


Figura 1.3 - Dual Inverter con bus DC isolati e condensatore flottante.

Le potenzialità di questo sistema di conversione statica sono numerose e permettono un notevole miglioramento delle prestazioni del motore utilizzato. I principali vantaggi ottenibili sono l'ampliamento della regione a coppia costante ritardando così il funzionamento in deflussaggio, incrementare la regione a potenza costante e ottenere maggior coppia elettromagnetica ad elevate velocità, migliorare lo sfruttamento dell'inverter principale consentendone il funzionamento a fattore di potenza unitario.

In generale, non esiste una configurazione strettamente migliore poiché essa dipenderà molto dal settore di applicazione di interesse. In ambito automotive, per esempio, le normative prevedono limiti al massimo valore di tensione del pacco batterie. Per questo motivo si può pensare di adottare la configurazione con condensatore flottante il cui livello di tensione viene scelto relativamente elevato, in modo da mantenere alte le prestazioni dell'azionamento nel rispetto dei limiti imposti dalle normative. Considerazioni analoghe possono essere fatte per quanto riguarda le strategie di controllo: è possibile scegliere di escludere il secondo inverter durante il funzionamento a bassa velocità, in modo da ridurre le perdite ad esso associate, oppure mantenerlo sempre in funzione facendo

lavorare il primo inverter con fattore di potenza unitario, permettendo così la riduzione della taglia dei componenti elettronici di potenza.

Un inverter con stadio in continua chiuso su un condensatore rappresenta la tipica struttura di un filtro attivo, ovvero un sistema di condizionamento della potenza (in inglese “Power Conditioning System”, PCS), la cui rappresentazione circuitale è riportata in Figura 1.4.

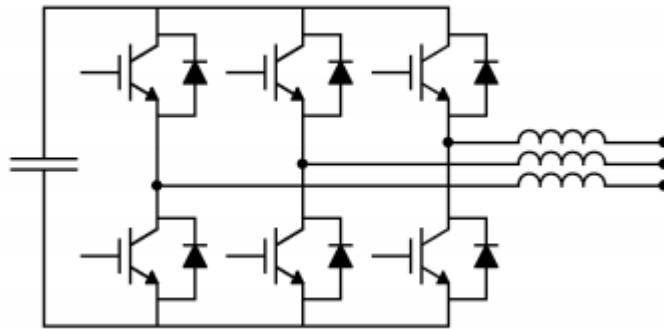


Figura 1.4 - Filtro attivo.

Il filtro attivo è un dispositivo che, opportunamente controllato, è in grado di compensare la potenza reattiva, eventuali squilibri del carico e le distorsioni armoniche. Quest’ultima caratteristica è di fondamentale importanza per quanto riguarda il lavoro oggetto di questa trattazione.

Come ampiamente descritto dalla teoria dei convertitori statici, la tensione del condensatore deve essere mantenuta ad un valore sufficiente tale da poter garantire il corretto funzionamento del filtro attivo: perciò è necessario che lo scambio di potenza istantanea sia a valor medio nullo. Questo implica che la potenza attiva scambiata sia nulla, condizione che comporta che i vettori di tensione e corrente relativi al secondo inverter siano ortogonali [8]. Tali aspetti verranno descritti nel dettaglio nei paragrafi successivi.

1.2 Analisi teorica e modello matematico

Durante la trattazione i due convertitori statici verranno indicati con inverter principale “A” e inverter secondario “B”, collegati rispettivamente al pacco batterie e al condensatore flottante. In Figura 1.5 è mostrato lo schema semplificato della configurazione, in cui sono mostrati i nomi e i versi convenzionali delle principali grandezze elettriche necessarie per la trattazione teorica.

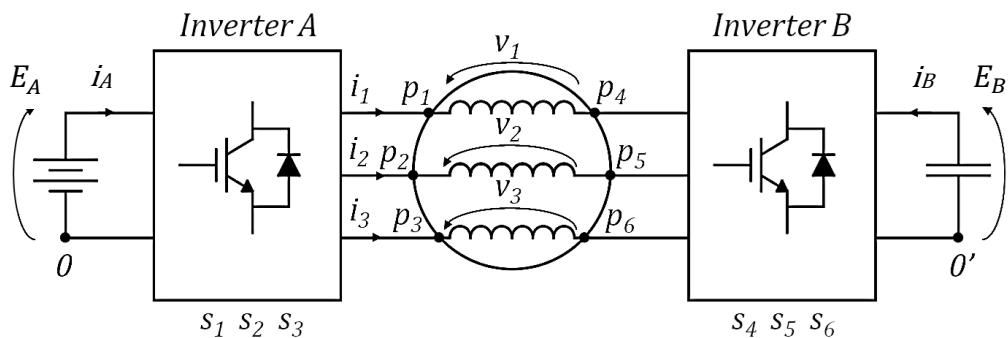


Figura 1.5 – Schema semplificato del sistema Dual inverter e grandezze elettriche di interesse.

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 .

1.2.1 Equazioni fondamentali dell'azionamento

Come ampiamente descritto nella teoria degli inverter trifase, le tensioni di polo possono essere espresse in funzione della tensione del rispettivo stadio in continua e delle funzioni di commutazione dei rami di inverter:

$$\begin{aligned} v_{p1-0} &= s_1 E_A & v_{p4-0} &= s_4 E_B \\ v_{p2-0} &= s_2 E_A & v_{p5-0} &= s_5 E_B \\ v_{p3-0} &= s_3 E_A & v_{p6-0} &= s_6 E_B . \end{aligned} \quad (1.1)$$

Queste espressioni possono essere introdotte nelle equazioni che esprimono le tensioni delle maglie relative ai tre avvolgimenti di macchina:

$$\begin{cases} v_{p1-0} - v_1 - v_{p4-0} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p2-0} - v_2 - v_{p5-0} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p3-0} - v_3 - v_{p6-0} + v_{0-0'} = 0 . \end{cases} \quad (1.2)$$

si ottiene così:

$$\begin{cases} s_1 E_A - v_1 - s_4 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_2 E_A - v_2 - s_5 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_3 E_A - v_3 - s_6 E_B + v_{0-0'} = 0 . \end{cases} \quad (1.3)$$

Per i sistemi trifase, spesso può risultare conveniente lo studio delle grandezze in termini di vettori di spazio e componenti omopolari. Per quanto riguarda la terna di tensioni sopra descritte, essendo queste ultime uguali a zero allora saranno nulli sia il vettore di spazio che la componente omopolare:

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 + s_3) E_A - (v_1 + v_2 + v_3) - \\ (s_4 + s_5 + s_6) E_B + 3v_{0-0'}] = 0 . \end{aligned} \quad (1.4)$$

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} [(s_1 + s_2\bar{\alpha} + s_3\bar{\alpha}^2)E_A - (v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2) \\ & - (s_4 + s_5\bar{\alpha} + s_6\bar{\alpha}^2)E_B + (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2)v_{0-0'}] = 0. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Si ricorda che la grandezza indicata con $\bar{\alpha}$ rappresenta l'operatore di rotazione, ovvero il numero complesso di modulo unitario e argomento pari a $2\pi/3$:

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (1.6)$$

In base alla definizione di $\bar{\alpha}$ fornita è facile verificare come il termine $(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) = 0$ in quanto rappresenta la somma di tre vettori di ugual modulo sfasati tra loro di 120° .

Analogamente si procede al calcolo del vettore di spazio e della componente omopolare anche per le funzioni di commutazione dei due inverter e per le tensioni di fase ai capi della macchina:

$$s_{Ao} = \frac{2}{3}(s_1 + s_2 + s_3) \quad (1.7)$$

$$\bar{s}_A = \frac{2}{3}(s_1 + s_2\bar{\alpha} + s_3\bar{\alpha}^2) \quad (1.8)$$

$$s_{Bo} = \frac{2}{3}(s_4 + s_5 + s_6) \quad (1.9)$$

$$\bar{s}_B = \frac{2}{3}(s_4 + s_5\bar{\alpha} + s_6\bar{\alpha}^2) \quad (1.10)$$

$$v_{so} = \frac{2}{3}(v_1 + v_2 + v_3) \quad (1.11)$$

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2). \quad (1.12)$$

Essendo gli avvolgimenti elettricamente simmetrici allora la somma delle tensioni $v_1 + v_2 + v_3 = 0$; perciò la componente omopolare delle tensioni di fase, espressa dalla (1.11), risulta essere nulla.

Inserendo le espressioni (1.7) - (1.12) nelle (1.4) e (1.5) si ricavano le due espressioni seguenti:

$$s_{A0}E_A - s_{B0}E_B + 2v_{0-0'} = 0 \quad (1.13)$$

$$\bar{s}_A E_A - \bar{v}_s - \bar{s}_B E_B = 0. \quad (1.14)$$

Esprimendo i vettori di spazio delle tensioni ai rispettivi morsetti dei due inverter come $\bar{v}_A = \bar{s}_A E_A$ e $\bar{v}_B = \bar{s}_B E_B$, è possibile riscrivere la (1.14) per ottenere così la prima equazione fondamentale del modello matematico dell'intero sistema [9]:

$$\bar{v}_s = \bar{v}_A - \bar{v}_B. \quad (1.15)$$

La componente omopolare e il vettore di spazio della corrente di macchina sono definite come:

$$i_{s0} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \quad (1.16)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 \bar{\alpha} + i_3 \bar{\alpha}^2). \quad (1.17)$$

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 è possibile dedurre che anche la componente omopolare delle correnti di fase (1.16) sia anch'essa uguale a zero.

È possibile esprimere le correnti di ramo d'inverter come funzione delle relative correnti di carico e delle funzioni di commutazione; in questo modo si esprimono

le correnti dei due bus DC, con i versi convenzionali mostrati in Figura 1.5, nella maniera seguente:

$$i_A = i_1 s_1 + i_2 s_2 + i_3 s_3 \quad (1.18)$$

$$i_B = -i_4 s_4 - i_5 s_5 - i_6 s_6 . \quad (1.19)$$

dove:

$$\begin{cases} i_1 = -i_4 \\ i_2 = -i_5 \\ i_3 = -i_6 . \end{cases} \quad (1.20)$$

Le espressioni (1.18) e (1.19), espresse in funzione dei vettori di spazio delle correnti di fase e delle funzioni di commutazione diventano:

$$i_A = \frac{3}{2} \bar{s}_A \cdot \bar{i}_s \quad (1.21)$$

$$i_B = -\frac{3}{2} \bar{s}_B \cdot \bar{i}_s . \quad (1.22)$$

Uno schema semplificato del sistema in termini di vettore di spazio è mostrato in Figura 1.6:

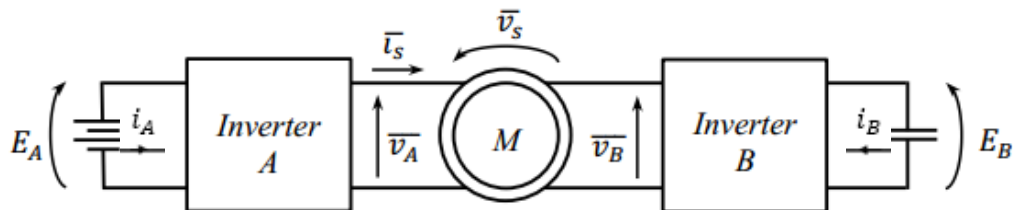


Figura 1.6 – Schema sistema in termini di vettori di spazio.

È possibile definire la potenza istantaneamente scambiata tra il condensatore C e il sistema come:

$$p_B = E_B i_B = E_B \left(-\frac{3}{2} \bar{s}_B \cdot \bar{i}_s \right) = -\frac{3}{2} \bar{v}_B \cdot \bar{i}_s . \quad (1.23)$$

Come già accennato in precedenza, per garantire il corretto funzionamento dell'inverter B (che funziona come filtro attivo) è necessario che la potenza scambiata dal condensatore col sistema sia a valor medio nullo nel periodo, ovvero che sia nulla la potenza attiva scambiata.

In questa trattazione si è scelto di imporre che la potenza p_B sia nulla istante per istante; di conseguenza, dalla (1.23) si ricava la seconda equazione fondamentale del sistema:

$$\bar{v}_B \cdot \bar{i}_s = 0 . \quad (1.24)$$

Dalla definizione di prodotto scalare, ovvero $\bar{a} \cdot \bar{b} = |\bar{a}| |\bar{b}| \cos(\vartheta_a - \vartheta_b)$, è possibile dedurre che i vettori di spazio \bar{v}_B e \bar{i}_s devono mantenersi sempre perpendicolari.

Scomponendo la tensione dell'inverter B nelle sue due componenti v_B^p e v_B^q , rispettivamente ortogonale e parallela al vettore \bar{i}_s , è possibile scrivere:

$$\bar{v}_B = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} . \quad (1.25)$$

Inserendo l'espressione (1.25) nella (1.24) ottengo che, a regime, deve valere la seguente espressione:

$$v_B^p = 0 . \quad (1.26)$$

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

$$\overline{v_B} = jv_B^q \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|}. \quad (1.27)$$

La tensione $\overline{v_B}$ è strettamente legata al livello di E_B applicata al condensatore C; infatti, se si esprime la potenza p_B , espressa nell'equazione (1.23), come variazione dell'energia accumulata sul condensatore e tenendo in considerazione la (1.27), si ottiene:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} C E_B^2 \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = \frac{3}{2} v_B^p |\overline{i_s}|. \quad (1.28)$$

L'equazione appena descritta mostra come solo la componente di $\overline{v_B}$ parallela alla corrente statorica può modificare l'energia immagazzinata sul condensatore.

L'equazione (1.26), derivante dalla scelta di imporre sempre $p_B = 0$, ci permette di evidenziare che la tensione E_B rimane costante, escludendo i transitori, durante tutto il funzionamento.

Riassumendo, le equazioni fondamentali (1.15) e (1.24) definiscono come in qualunque istante la tensione applicata alla macchina dovrà essere ottenuta come somma vettoriale delle tensioni ai morsetti dei due inverter, rispettando stabilmente il vincolo di ortogonalità della tensione dell'inverter B rispetto alla corrente di macchina.

Le Figure 1.7 e 1.8 riportate di seguito presentano, a livello qualitativo, i concetti sopra descritti espressi per mezzo di diagrammi vettoriali rappresentati in un generico sistema di riferimento α - β .

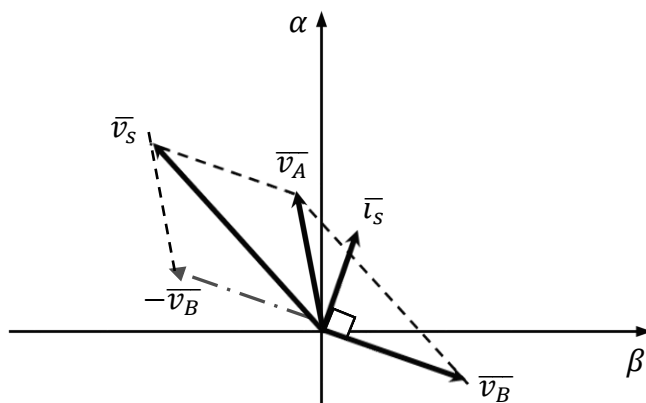


Figura 1.7 – Esempio di diagramma vettoriale (caso generico).

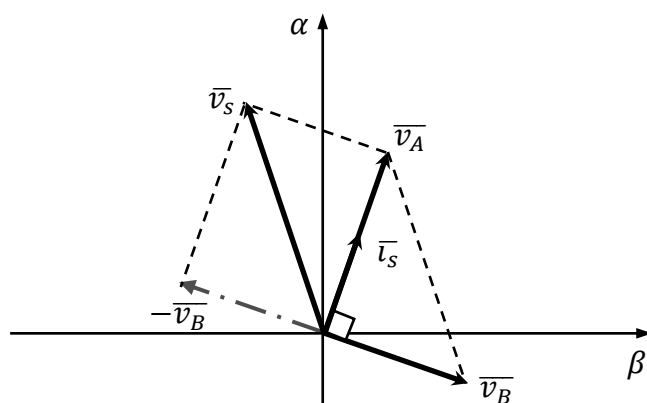


Figura 1.8 – Esempio di diagramma vettoriale (caso particolare).

Il caso riportato in Figura 1.8 rappresenta una particolare condizione di funzionamento caratterizzata dal posizionamento in fase della corrente di macchina e della tensione ai morsetti dell'inverter principale. In questa condizione l'inverter secondario compensa completamente la potenza reattiva di macchina, consentendo all'inverter A un funzionamento caratterizzato da fattore di potenza unitario. Questo aspetto verrà descritto e analizzato più in dettaglio nel paragrafo 1.5.

1.2.2 Equazioni fondamentali della macchina asincrona

In questo paragrafo viene definito il modello matematico ai valori istantanei della macchina asincrona trifase. Per lo studio del modello dinamico della macchina si applicano le matrici di trasformazione di Clarke e Park, grazie alle quali è possibile passare da una rappresentazione trifase (a, b, c) ad una rappresentazione bifase rotante (d, q) con una velocità angolare genericamente indicata con ω_g , passando attraverso un sistema bifase stazionario (d^s, q^s) per lo statore ed un sistema bifase rotante (d^r, q^r) per il rotore [10]. Tali trasformazioni sono rappresentate in Figura 1.9.

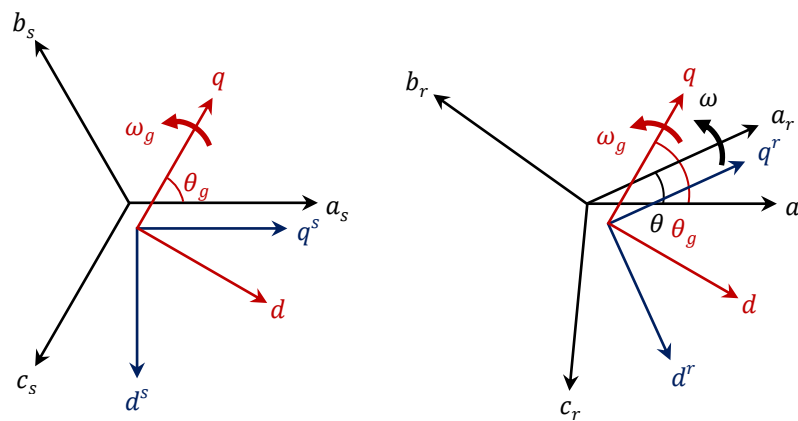


Figura 1.9 – Diagrammi vettoriali delle trasformazioni di Clarke (blu) e Park (rosso) per statore e rotore.

Di seguito sono riportate le equazioni fondamentali statoriche, rotoriche e di coppia espresse in un generico sistema di riferimento bifase rotante e scomposte nelle due componenti di asse d e asse q :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_g \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_g \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.29)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (1.30)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_g - \omega) \varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_g - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.31)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.32)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}); \quad (1.33)$$

v_{sd} e v_{sq} sono le componenti della tensione di statore, v_{rd} e v_{rq} di rotore; i_{sd} e i_{sq} sono le componenti delle correnti di statore, i_{rd} e i_{rq} di rotore; φ_{sd} e φ_{sq} sono i flussi concatenati di statore, φ_{rd} e φ_{rq} sono i flussi concatenati di rotore, R_s e R_r sono le resistenze rispettivamente di statore e rotore, L_s , L_r e M sono le autoinduttanze e la mutua induttanza, $\omega = p\omega_m$ 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, nella macchina asincrona, le estremità degli avvolgimenti rotorici sono cortocircuitate tra loro, perciò entrambe le componenti della tensione, espresse nelle (1.31), sono pari a zero.

Si prosegue con l'analisi del sistema facendo riferimento a due ipotesi semplificative:

- funzionamento a regime: le grandezze elettriche possono considerarsi costanti, quindi le loro derivate sono nulle;
- tecnica di controllo ad orientamento di campo rotorico: il sistema di riferimento scelto per rappresentare le componenti di assi (d, q) ruota alla

stessa velocità del flusso rotorico φ_r e presenta l'asse d orientato nella direzione del flusso stesso.

Sotto queste ipotesi si può scrivere:

$$\omega_g = \omega_{\varphi_r} \quad (1.34)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = |\overline{\varphi_r}| \\ \varphi_{rq} = 0. \end{cases} \quad (1.35)$$

In Figura 1.10 è mostrato il diagramma vettoriale relativo alla condizione di orientamento di campo.

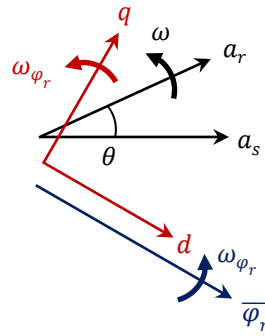


Figura 1.10 – Diagramma vettoriale secondo il controllo ad orientamento di campo.

Tenendo conto delle considerazioni sopra citate, è possibile riscrivere le (1.29) e (1.31) come indicato di seguito:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_{\varphi_r} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi_r} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.36)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_{\varphi_r} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.37)$$

Con riferimento alla prima delle (1.37) è immediato dedurre che la componente di asse d della corrente rotorica risulta essere nulla ($i_{rd} = 0$).

Risulta comodo introdurre il concetto di coefficiente di dispersione totale, definito come:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}; \quad (1.38)$$

il quale può essere anche riscritto come:

$$\sigma L_s = L_s - \frac{M^2}{L_r}. \quad (1.39)$$

Utilizzando la (1.39) e la seconda delle (1.32), è possibile riscrivere la componente di asse q del flusso statorico, espressa dalla (1.30), come:

$$\begin{aligned} \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} = L_s i_{sq} + M \left(-\frac{M}{L_r} i_{sq} \right) \\ &= \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} = \sigma L_s i_{sq}. \end{aligned} \quad (1.40)$$

Applicando alle equazioni dei flussi (1.30) e (1.32) le semplificazioni ottenute, essi assumono l'espressione:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq}. \end{cases} \quad (1.42)$$

Dalle (1.42) è possibile ricavare due nuove espressioni per le correnti i_{sd} e i_{rq} :

$$i_{sd} = \frac{\varphi_{rd}}{M} = \omega_{\varphi r} \quad (1.43)$$

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}; \quad (1.44)$$

si possono così ottenere espressioni alternative per la coppia elettromagnetica, come indicato di seguito:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M (-i_{sd} i_{rq}) = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq}. \quad (1.45)$$

Per concludere, di seguito è riportato il riepilogo delle equazioni di macchina (1.30) – (1.34), scritte in accordo con le ipotesi di funzionamento a regime, rotore cortocircuitato e controllo ad orientamento di campo rotorico:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_{\varphi r} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi r} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.36)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.41)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_{\varphi r} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.37)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.42)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq}. \quad (1.46)$$

1.3 Analisi delle prestazioni limite

Lo studio delle prestazioni limite di un sistema dual inverter, come quello in esame, risulta concettualmente identico rispetto a quello di un azionamento tradizionale caratterizzato da un unico inverter. Rispetto ad esso si ottengono delle equazioni che, dal punto di vista analitico, risulteranno relativamente più difficili ma la cui comprensione è sensibilmente facilitata dall'analisi grafica delle curve limite, che verrà esposto nel paragrafo finale di questo capitolo.

Per iniziare occorre definire i vincoli che caratterizzano l'intero sistema: gli inverter sono limitati sia in tensione che in corrente, in accordo con le grandezze elettriche massime accettabili dai componenti elettronici di potenza di cui sono costituiti. In questa trattazione si è scelto di far lavorare l'inverter principale in tutta la sua regione di funzionamento ammissibile, rappresentata in Figura 1.11.

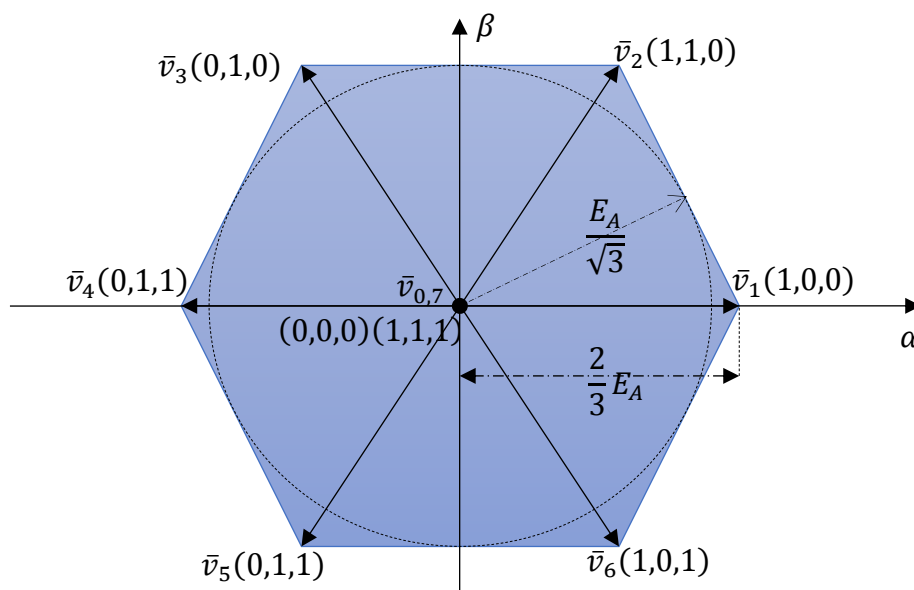


Figura 1.11 – Regione di validità per il vettore di tensione di riferimento di un inverter alimentato tramite tensione continua E_A .

tale regione è rappresentata, nel piano complesso $\alpha - \beta$, come un esagono i cui vertici sono rappresentati dai 6 vettori caratteristici delle configurazioni attive di un inverter. I vantaggi e gli svantaggi di questa caratteristica saranno analizzati

più nel dettaglio nel paragrafo 1.4. Per quanto riguarda l’inverter secondario, invece, il limite adottato è quello tipico relativo al funzionamento in regime lineare, limitato al cerchio inscritto nell’esagono, apprezzabile sempre in Figura 1.11.

Per quanto riguarda la macchina elettrica, i vincoli caratteristici sono la tensione di isolamento degli avvolgimenti, il limite di massima corrente e il limite di flusso rotorico nominale legato al fenomeno della saturazione magnetica del ferro di cui il motore è composto. In Tabella 1.1 sono mostrati in modo riassuntivo questi concetti.

Tabella 1.1 – Valori limite di alcune grandezze del sistema.

<i>Elemento</i>	<i>Grandezza</i>	<i>Limite</i>
<i>Inverter A</i>	$ \bar{v}_A $	$V_{A,max} = \frac{2}{3} E_A$
	$ \bar{i}_A $	$I_{A,max}$
<i>Inverter B</i>	$ \bar{v}_B $	$V_{B,max} = \frac{E_B}{\sqrt{3}}$
	$ \bar{i}_B $	$I_{B,max}$
<i>Macchina asincrona</i>	$ \bar{v}_s $	$V_{s,max}$
	$ \bar{i}_s $	$I_{s,max}$
	φ_{rd}	$\varphi_{rd,nom}$

A questo punto, è utile svolgere due considerazioni. Per quanto riguarda i limiti in tensione: nel caso in cui il più stringente fosse quello relativo agli avvolgimenti del motore, non sarebbe opportuno utilizzare tale macchina elettrica in un sistema dual inverter poiché non sarebbero ottenibili i vantaggi precedentemente descritti e in più ciò comporterebbe un sovradimensionamento dei componenti elettronici di potenza, con relativo costo iniziale maggiore, non giustificabile, dei convertitori statici. Per questo motivo si esclude dalla trattazione il limite in tensione di macchina, considerando di scegliere in fase di

progetto un motore con un opportuno isolamento delle parti attive. La seconda osservazione riguarda i limiti di corrente e, considerando tale aspetto meno gravoso del precedente, si sceglie semplicemente di fissare un unico limite in corrente per l'intero azionamento; tali considerazioni sono descritte come:

$$V_{s,max} > \max(V_{A,max}, V_{B,max}) \quad (1.47)$$

$$I_{max} = \min(I_{A,max}, I_{B,max}, I_{s,max}) .$$

Infine, va specificato che la tensione continua E_A è fissata dal sistema di alimentazione dell'inverter principale mentre il valore di E_B è un grado di libertà del progetto. Pertanto, esistono due possibili opzioni: impostare le due tensioni ad un egual valore ($E_A = E_B$) per garantire una maggiore modularità e flessibilità del sistema, facendo lavorare gli inverter nelle stesse condizioni, oppure scegliere un valore maggiore di E_B in modo da sfruttare la possibilità di incremento della tensione che l'inverter secondario può fornire. In questa trattazione si è scelto $E_B = 2E_A$. La Figura 1.12 mostra, nel sistema di riferimento statorico, il set di tensioni generabili dagli inverter A e B e dal sistema completo dual inverter nel caso in esame:

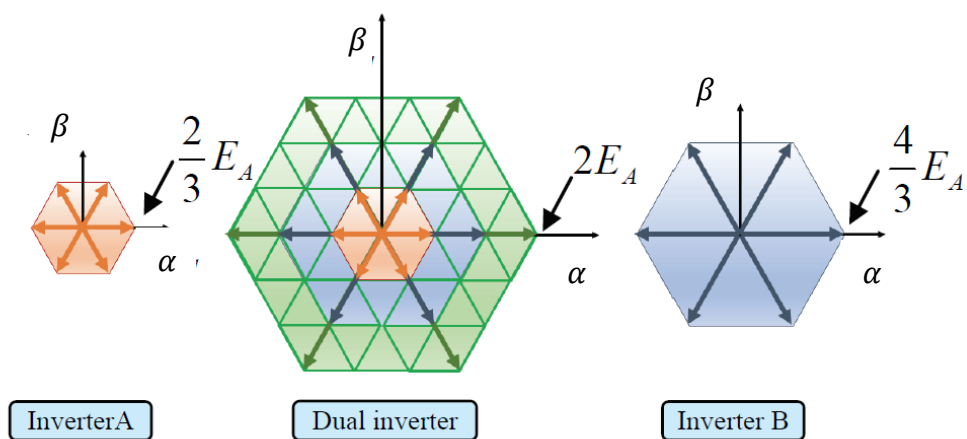


Figura 1.12 – Vettori di tensione generabili dagli inverter A, B e dal sistema dual inverter nel caso di $E_B = 2E_A$.

Come si vede, i vettori di tensione generabili dal sistema completo sono del tutto analoghi a quelli relativi ad un sistema con singolo inverter a 4 livelli alimentato sullo stadio in continua da una tensione totale di valore pari a $3E_A$. Questa caratteristica permette di ottenere un minor ripple della corrente di macchina.

1.3.1 Limiti in corrente

Un metodo di analisi molto utilizzato nella teoria degli azionamenti elettrici è quello basato sul sistema di riferimento di assi (i_{sd}, i_{sq}) . Si nota infatti dalle equazioni (1.36), (1.37), (1.41), (1.42) e (1.46) che, fissati i valori delle componenti della corrente, è possibile dedurre qualsiasi altra grandezza caratteristica. Raffigurare sul piano (i_{sd}, i_{sq}) le curve rappresentative dei limiti del sistema permette di comprendere più facilmente le regioni di possibile funzionamento e le strategie di controllo più opportune in relazione al tipo di applicazione.

I vincoli relativi a corrente e flusso saranno ovviamente identici a quelli presenti per l'azionamento classico dotato di singolo inverter. Il limite in corrente sarà rappresentato con una circonferenza con centro nell'origine degli assi e raggio I_{max} :

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = i_s^2 \leq I_{max}^2; \quad (1.48)$$

mentre quello relativo al flusso verrà raffigurato come una retta parallela all'asse i_{sq} e passante per il punto $i_{sd,nom}$:

$$i_{sd} \leq i_{sd,nom} = \frac{\varphi_{rd,nom}}{M} \quad (1.49)$$

Tali vincoli sono rappresentati nel piano (i_{sd}, i_{sq}) in Figura 1.13.

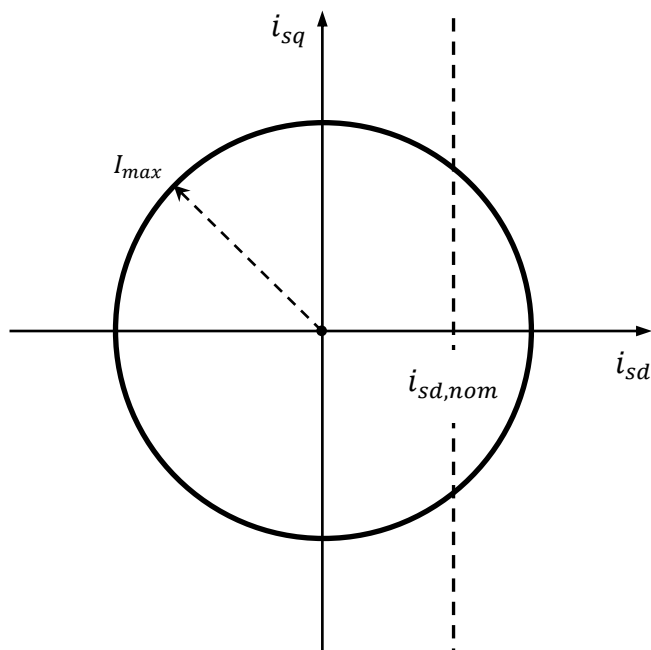


Figura 1.13 – Esempio di limite in corrente e limite di flusso magnetico.

1.3.2 Limiti in tensione

Il luogo dei punti relativo al limite in tensione è invece decisamente diverso dall'ellisse caratteristica dell'azionamento classico con singolo inverter: esso infatti dovrà tenere conto dei livelli di tensione dei bus DC di entrambi i convertitori, nonché dei vincoli posti dalle equazioni fondamentali (1.15) e (1.24). Partendo dal concetto di perpendicolarità espresso dalla (1.24), è possibile applicare alcune proprietà del calcolo vettoriale ed ottenere i seguenti risultati:

$$\begin{aligned} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (i_{sd} + ji_{sq}) \\ &= v_{Bd}i_{sd} + v_{Bq}i_{sq} = 0 \end{aligned} \tag{1.50}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot j(i_{sd} + ji_{sq}) \\
 &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (-i_{sq} + ji_{sd}) \\
 &= -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd}
 \end{aligned} \tag{1.51}$$

$$\overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} = |\overline{v_B}| |j\overline{i_s}| \cos(\theta_{v_B} - \theta_{ji_s}) ; \tag{1.52}$$

dove θ_{v_B} e θ_{i_s} rappresentano gli argomenti dei due vettori in questione.

Ricordando che, per ottenere potenza attiva nulla, $\overline{v_B}$ e $\overline{i_s}$ devono essere perpendicolari, la funzione trigonometrica $\cos(\theta_{v_B} - \theta_{ji_s})$ risulta essere unitaria (potenza reattiva massima). Quindi, indicando per semplicità i moduli dei vettori con la notazione v_B e i_s , si può scrivere:

$$\begin{aligned}
 v_B = |\overline{v_B}| &= \sqrt{v_{Bd}^2 + v_{Bq}^2} \\
 i_s = |\overline{i_s}| &= \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} .
 \end{aligned} \tag{1.53}$$

La (1.52) può essere riscritta, quindi, come:

$$\overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} = v_B i_s . \tag{1.54}$$

Eguagliando i risultati delle equazioni (1.51) e (1.54), si può concludere:

$$v_B i_s = -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} . \tag{1.55}$$

Ora, partendo dalla coppia di equazioni (1.50) e (1.55):

$$\begin{cases} v_{Bd}i_{sd} + v_{Bq}i_{sq} = 0 \\ -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} = v_B i_s \end{cases} ; \tag{1.56}$$

è possibile determinare le componenti di tensione di asse d e q in funzione delle componenti di corrente:

$$\begin{cases} v_{Bd} = -\frac{i_{sq}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = -\frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Bq} = \frac{i_{sd}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (1.57)$$

Ora, introducendo l'ipotesi di funzionamento ad alta velocità, che consente di non considerare le cadute di tensione ohmiche divenute trascurabili, le equazioni (1.36) possono essere semplificate:

$$\begin{cases} v_{sd} = -\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = \omega_{\varphi r} L_s i_{sd} \end{cases} \quad (1.58)$$

Scomponendo la (1.15) nei due assi di riferimento si ottiene:

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{Ad} - v_{Bd} \\ v_{sq} = v_{Aq} - v_{Bq} \end{cases} \quad (1.59)$$

Perciò esplicitando nelle (1.59) le componenti di v_A e sostituendo le (1.57) e (1.58) si ricava:

$$\begin{cases} v_{Ad} = v_{sd} + v_{Bd} = -\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Aq} = v_{sq} + v_{Bq} = \omega_{\varphi r} L_s i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (1.60)$$

Adesso si è in grado di esprimere il limite in tensione per l'inverter A, a partire dal valore massimo indicato in Tabella 1.1:

$$v_{Ad}^2 + v_{Aq}^2 = v_A^2 \leq V_{A,max}^2. \quad (1.61)$$

Introducendo le (1.60) nella (1.61) si ottiene:

$$\left(-\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B\right)^2 + \left(\omega_{\varphi r} L_s i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B\right)^2 \leq V_{A,max}^2. \quad (1.62)$$

Eseguendo semplici passaggi analitici, si ricava la disuguaglianza rappresentativa del limite in tensione per l'inverter principale del sistema:

$$\omega_{\varphi r}^2 L_s^2 (i_{sd}^2 + \sigma^2 i_{sq}^2) + v_B^2 + 2\omega_{\varphi r} L_s \frac{i_{sd}^2 + \sigma i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B \leq V_{A,max}^2. \quad (1.63)$$

In Figura 1.14 è indicato un esempio della curva rappresentante il limite in tensione nel piano cartesiano di assi (i_{sd}, i_{sq}) . Genericamente, tale luogo dei punti può essere visto come una sorta di ellisse allungata verticalmente e deformata nella parte centrale.

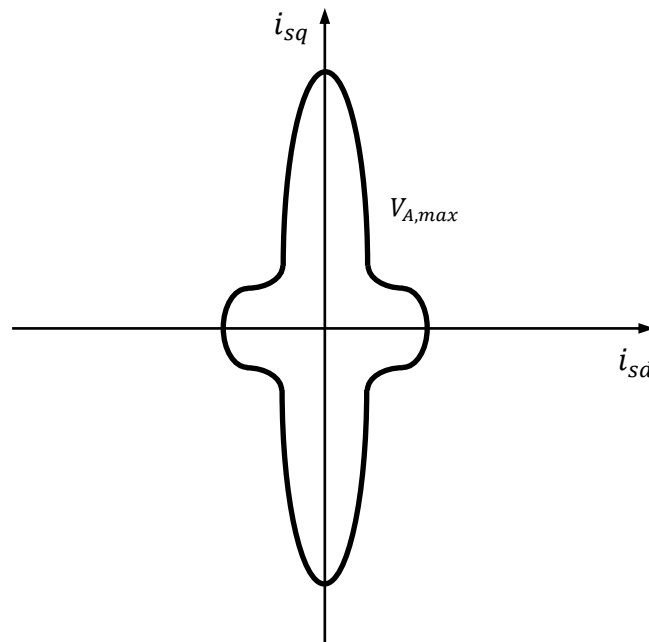


Figura 1.14 – Esempio di limite in tensione per l'inverter principale.

Il luogo dei punti riportato nella Figura precedente è ottenibile fissando la grandezza v_B ad un generico valore costante. Nel paragrafo 1.5 viene svolta l'analisi che mostra come tale grandezza influenzi il limite in questione sotto particolari condizioni di funzionamento.

L'equazione (1.63) mostra come il limite di tensione per l'inverter A sia strettamente dipendente, come accade per l'azionamento classico, dalla sua tensione di alimentazione $V_{A,max}$ e dalla velocità di rotazione $\omega_{\varphi r}$. Le curve limite tendono perciò a rimpicciolirsi, collassando verso l'origine degli assi all'aumentare della velocità, come illustrato in Figura 1.15. Un elemento di novità è invece rappresentato dalla dipendenza del limite in esame dal modulo della tensione $\overline{v_B}$.

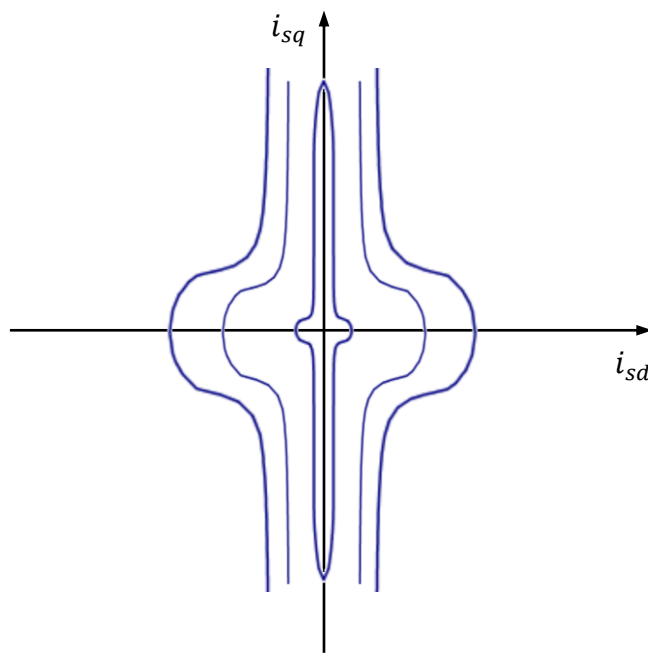


Figura 1.15 – Curve limite dell'inverter principale al variare di $\omega_{\varphi r}$.

1.4 Regime di sovramodulazione dell'inverter A

Come è noto dalla teoria dei convertitori statici, il limite di funzionamento in regime simmetrico sinusoidale dell'inverter è rappresentato dal cerchio inscritto nell'esagono mostrato in precedenza. Entro questo limite, di raggio $\frac{E_A}{\sqrt{3}}$, il convertitore è in grado di generare una terna di tensioni simmetriche sinusoidali. Ogni qual volta la richiesta di tensione, che deve sempre avere come limite massimo l'esagono, supera il cerchio inscritto, l'inverter principale lavora in regime di sovramodulazione. Questi disturbi comportano effetti indesiderati, come per esempio un andamento oscillante della coppia generata dalla macchina. Tuttavia, la presenza dell'inverter B collegato su un condensatore flottante permette, con una opportuna logica di controllo che verrà analizzata nel capitolo 2, di abbattere le componenti armoniche indesiderate, in maniera del tutto analoga a un filtro attivo collegato alla rete elettrica.

Dalla teoria dei convertitori statici, è noto che all'aumentare della sovramodulazione si tende asintoticamente alla modulazione ad onda quadra. Essa è caratterizzata da tensioni stellate di carico molto distorte: possono assumere solo 4 livelli pari a $\pm \frac{2}{3}E_A$ e $\pm \frac{1}{3}E_A$. Si può dimostrare che il valore massimo della componente fondamentale della tensione stellata di carico assume valore pari a $\frac{2}{\pi}E_A$ [8]. Per questo motivo, come verrà mostrato nel capitolo sul sistema di controllo, nonostante il limite teorico dell'aumento di tensione sia pari a $\frac{2}{3}E_A$, ci si limiterà a chiedere valori di riferimento di tensione all'inverter A che saranno al massimo pari a $\frac{2}{\pi}E_A$. Richieste maggiori di tale valore, infatti, non si tradurrebbero in un ulteriore aumento del valore massimo della prima armonica di tensione, ma solo in un aumento sconsigliabile delle componenti armoniche indesiderate di disturbo. A livello teorico, perciò, ci si aspetta di ottenere un aumento di tensione massima generabile dall'inverter principale in presenza sovramodulazione, rispetto al funzionamento in regime simmetrico sinusoidale,

pari a $\frac{2}{\pi}\sqrt{3}$, circa il 10% in più. Tenendo inizialmente in considerazione le sole perdite per effetto joule, è possibile scrivere la potenza meccanica erogata dalla macchina come:

$$p_m = \frac{3}{2}|V_A||I| - \frac{3}{2}RI^2. \quad (1.64)$$

Esprimendo il rapporto tra la potenza generata con sovramodulazione p'_m e senza sovramodulazione p_m , posso scrivere

$$\frac{p'_m}{p_m} = \frac{\frac{3}{2}\left(\frac{2 * \sqrt{3}}{\pi}V\right)I - \frac{3}{2}RI^2}{\frac{3}{2}VI - \frac{3}{2}RI^2}. \quad (1.65)$$

Svolgendo i calcoli, considerando $V = 150/\sqrt{3}$ [V], $I = 10$ [A] e $R = 1$ [Ω], otteniamo un aumento della potenza dell'ordine dell'11.3%.

Se ipotizziamo che le ulteriori perdite non considerate siano circa costanti in entrambi i casi, posso riscrivere, in modo generale, il rapporto espresso dalla (1.65) come: $f(x) = \frac{p'_m}{p_m} = \frac{(1.1 * C) - x}{C - x}$, dove C è la potenza elettrica in ingresso nel caso senza sovramodulazione, mentre x rappresentano le perdite. Rappresentando f(x) in funzione di x, ottengo

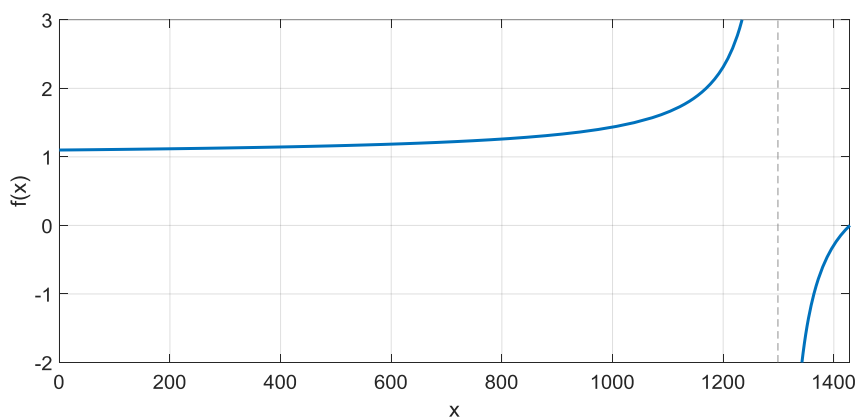


Figura 1.16 – Andamento di f(x) in funzione di x.

Come si vede, all'aumentare di x il rapporto pm'/pm aumenta, perciò ci si aspetterà almeno un 11% di aumento della potenza.

1.5 Condizione di funzionamento ottimo

Per far funzionare l'azionamento al meglio delle sue prestazioni, si desidera massimizzare la coppia, quindi la potenza meccanica della macchina ed estendere il più possibile il suo intervallo di velocità a potenza costante [9].

A tale scopo, si riscrive l'espressione della coppia elettromagnetica:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} p (L_s - \sigma L_s) i_{sd} i_{sq} \\ &= \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p (j \bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s). \end{aligned} \quad (1.66)$$

Sempre sotto l'ipotesi di funzionamento ad alta velocità, in modo equivalente si possono scrivere le (1.58) come:

$$\bar{v}_s = j \omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s. \quad (1.67)$$

Ricordando la (1.15) e la (1.27), l'espressione della coppia diviene:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} p (j \bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s) = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} (\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} \left[\left(\bar{v}_A - v_B^q \frac{j \bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right) \cdot \bar{i}_s \right] = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} (\bar{v}_A \cdot \bar{i}_s). \end{aligned} \quad (1.68)$$

La (1.68) evidenzia chiaramente come l'inverter B non fornisca nessun contributo diretto allo sviluppo della coppia elettromagnetica, la quale dipende unicamente dalla potenza attiva scambiata dall'inverter A con il sistema:

$$P_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot \overline{i_s} \quad (1.69)$$

Si può definire la potenza reattiva dell'inverter principale come:

$$Q_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot \overline{j i_s}. \quad (1.70)$$

La potenza attiva P_A risulta comunque limitata dai vincoli imposti in Tabella 1.1. Pertanto, utilizzando la definizione di potenza apparente ($S_A^2 = P_A^2 + Q_A^2$), è possibile scrivere la seguente disequazione:

$$P_A^2 + Q_A^2 = \left(\frac{3}{2} |\overline{v_A}| |\overline{i_s}| \right)^2 \leq \left(\frac{3}{2} V_{A,max} I_{max} \right)^2. \quad (1.71)$$

La (1.71) mostra come, per estendere l'intervallo di potenza attiva dell'inverter principale, sia necessario ridurre al minimo la sua potenza reattiva. Avvalendosi sempre delle (1.15), (1.27) e (1.67), tale potenza reattiva viene riscritta come segue:

$$\begin{aligned} Q_A &= \frac{3}{2} (\overline{v_s} + \overline{v_B}) \cdot \overline{j i_s} = \frac{3}{2} \overline{v_s} \cdot \overline{j i_s} + \frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{j i_s} \\ &= \frac{3}{2} (j \omega_{\varphi r} \overline{\varphi_s}) \cdot \overline{j i_s} + \frac{3}{2} v_B^q |\overline{i_s}|. \end{aligned} \quad (1.72)$$

È facile notare che il primo termine corrisponde alla potenza reattiva scambiata dal motore mentre il secondo termine è la potenza reattiva scambiata dall'inverter secondario.

Perciò, per ottenere come prefissato la massima potenza attiva dall'inverter principale, la tensione \overline{v}_A deve essere in fase con la corrente \overline{i}_s . Ciò equivale ad imporre a zero il valore di Q_A , ovvero deve valere la seguente condizione:

$$(j\omega_{\varphi r}\overline{\varphi}_s) \cdot j\overline{i}_s + v_B^q |\overline{i}_s| = 0. \quad (1.73)$$

Per soddisfare la (1.73), la componente di tensione v_B^q deve assumere il valore ottimo $v_{B,opt}^q$, che vale:

$$v_{B,opt}^q = -\frac{\omega_{\varphi r}(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s)}{|\overline{i}_s|}. \quad (1.74)$$

Occorre ricordare che, secondo la Tabella 1.1, anche la tensione dell'inverter secondario è limitata, quindi per la (1.27) 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:

$$\frac{|\omega_{\varphi r}(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s)|}{|\overline{i}_s|} \leq V_{B,max}. \quad (1.75)$$

Quando la (1.75) non è soddisfatta, allora $v_B^q = -\frac{\omega_{\varphi r}}{|\omega_{\varphi r}|} V_{B,max}$. Se si abbandona la condizione di funzionamento ottimo, la potenza reattiva dell'inverter A non potrà essere nulla, diventando così:

$$Q_A = \frac{3}{2} \omega_{\varphi r} \left(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s - \frac{V_{B,max}}{|\omega_{\varphi r}|} |\overline{i}_s| \right). \quad (1.76)$$

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 principale può lavorare con fattore di potenza unitario a qualsiasi velocità sfruttando a pieno tutta la sua potenza;
- la coppia elettromagnetica aumenta alle alte velocità e l'intervallo di velocità a potenza costante dell'azionamento diventa maggiore.

Il primo punto implica che l'inverter principale sarà interessato da un flusso di potenza unicamente attiva e quindi non dovrà farsi carico della potenza reattiva che, nel sistema dual inverter, viene fornita interamente dall'inverter secondario. In fase di progetto è quindi possibile scegliere un inverter principale di taglia ridotta rispetto a quello necessario con azionamento classico a singolo inverter. Questo si traduce inoltre nella riduzione del peso e del costo complessivo dell'azionamento.

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

Occorre precisare che, imponendo il valore della componente in quadratura della tensione uguale a quello ottimo, si ottiene il rispetto simultaneo di entrambi i limiti di tensione. I vincoli in tensione da rispettare rimangono i medesimi illustrati in Tabella 1.1:

$$|\bar{v}_A| \leq V_{A,max} \quad (1.77)$$

$$|\bar{v}_B| \leq V_{B,max} \cdot$$

Prendendo in esame la seconda equazione delle (1.77), si possono applicare le equazioni (1.27) e (1.74) ottenendo:

$$|\bar{v}_B| = \left| v_B^q \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| = \left| \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)}{|\bar{i}_s|} \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \leq V_{B,max} \cdot \quad (1.78)$$

Avvalendosi delle (1.41) e risolvendo $|\bar{v}_s|$ in funzione di i_{sd} e i_{sq} , si ottiene la formula del limite in tensione per l'inverter B. Questa ha validità nel solo caso di funzionamento ottimo. Dopo rapidi passaggi si giunge all'espressione:

$$|\omega_{\varphi r}| L_s \frac{i_{sd}^2 + \sigma i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{B,max} \cdot \quad (1.79)$$

La curva che si determina assume una forma simile ad un ellissoide schiacciato al centro, riportata in Figura 1.17.

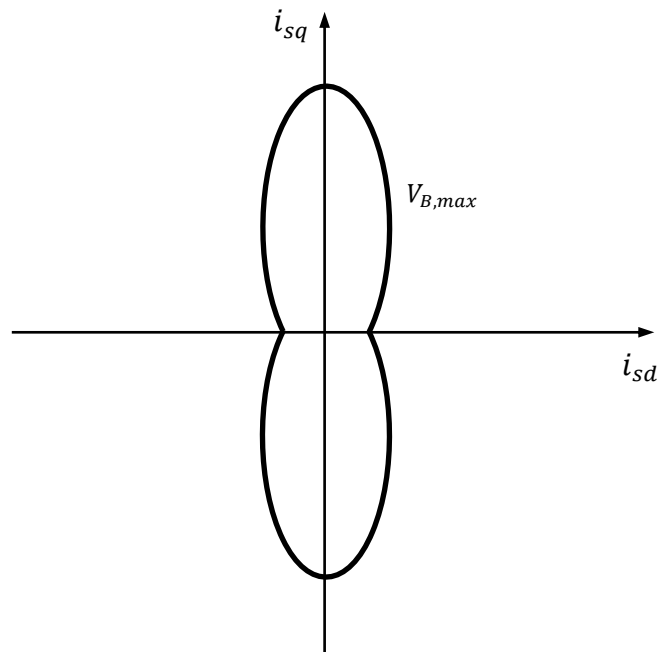


Figura 1.17 – Esempio di limite in tensione per l'inverter secondario in condizioni di funzionamento ottimo.

Osservando l'equazione (1.79), si può notare che anche il limite di tensione dell'inverter B dipende dalla velocità di rotazione $\omega_{\varphi r}$, oltre che dal $V_{B,max}$ consentito. All'aumentare della velocità la famiglia di curve che si ottiene dalla (1.79) tende a ridursi verso l'origine degli assi; un esempio è mostrato in Figura 1.18.

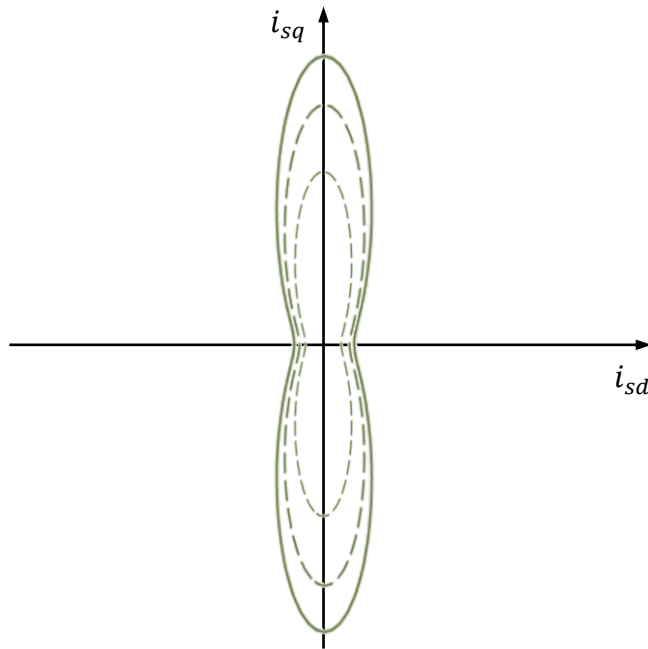


Figura 1.18 – Curve limite dell'inverter secondario al variare di $\omega_{\varphi r}$.

Quando la seconda espressione delle (1.76) è soddisfatta, è possibile semplificare la prima delle (1.76) applicando le equazioni (1.15), (1.27), (1.67) e (1.74), fin qui ricavate.

$$\begin{aligned}
 |\bar{v}_A| &= |\bar{v}_s + \bar{v}_B| = \left| j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s + v_B^q \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \\
 &= \left| j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s - \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)}{|\bar{i}_s|} \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \leq V_{A,max} .
 \end{aligned} \tag{1.80}$$

Avvalendosi delle (1.41) e risolvendo $|\bar{i}_s|$ in funzione di i_{sd} e i_{sq} , si ottiene una formula alternativa del limite in tensione per l'inverter A. Questa risulta essere estremamente semplice e sintetica dal punto di vista analitico ed ha validità nel solo caso di funzionamento ottimo. Dopo semplici passaggi si giunge all'espressione:

$$\frac{M^2 |\omega_{\varphi r} i_{sd} i_{sq}|}{L_r \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{A,max} \cdot \quad (1.81)$$

Grazie alla nuova equazione (1.81) è possibile caratterizzare meglio la curva rappresentata in Figura 1.14, la quale assume una forma simile a quella di una iperbole se ci si trova all'interno della regione individuata dalla (1.79). Un possibile andamento di tale funzione è mostrato in Figura 1.19.

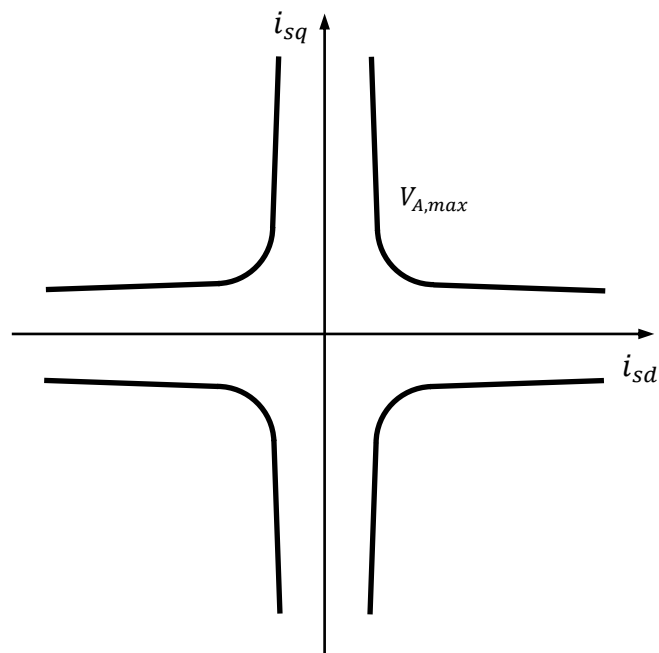


Figura 1.19 – Esempio di limite in tensione per l'inverter principale in condizioni di funzionamento ottimo.

Va precisato che la (1.81) rimane valida finché la (1.75), e di conseguenza la (1.79), sono soddisfatte; altrimenti la (1.80) diviene [11]:

$$|\bar{v}_A| = \left| j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s - V_{B,max} \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \leq V_{A,max} \cdot \quad (1.82)$$

1.6 Rappresentazione delle curve limite

Una volta definite tutte le curve limite, è possibile comporre la regione di funzionamento dell'azionamento nel piano (i_{sd}, i_{sq}) .

Per l'ottimizzazione delle prestazioni è necessario considerare anche l'andamento della coppia elettromagnetica. A tale scopo, si riprende la seguente espressione di coppia:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (1.46)$$

Le curve isocoppia, descritte dalla (1.46), rappresentano delle iperboli equilateri nel piano delle correnti, come mostrato in Figura 1.20.

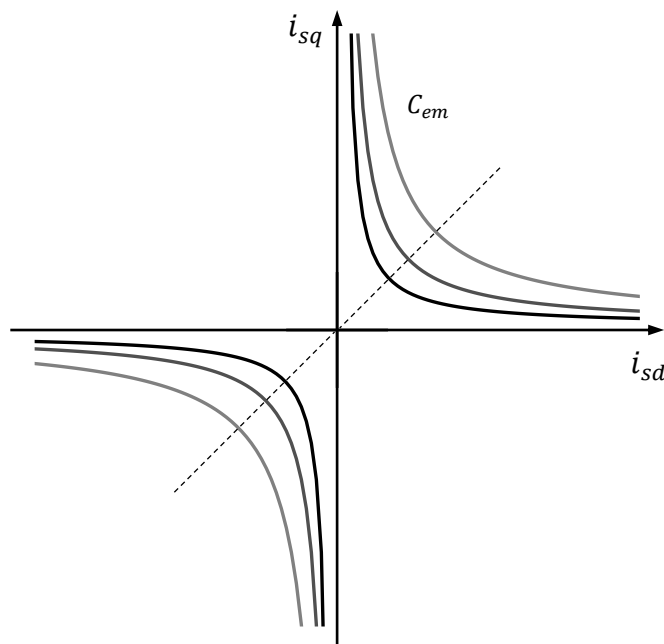


Figura 1.20 – Curve isocoppia.

Ora, tracciando tutte le curve fin qui ricavate, si ottiene una visione completa della regione di funzionamento, definita dalle prestazioni limite, che il sistema di controllo è tenuto a rispettare. In Figura 1.21 viene raffigurato un possibile campo di funzionamento dell'azionamento, evidenziato in grigio.

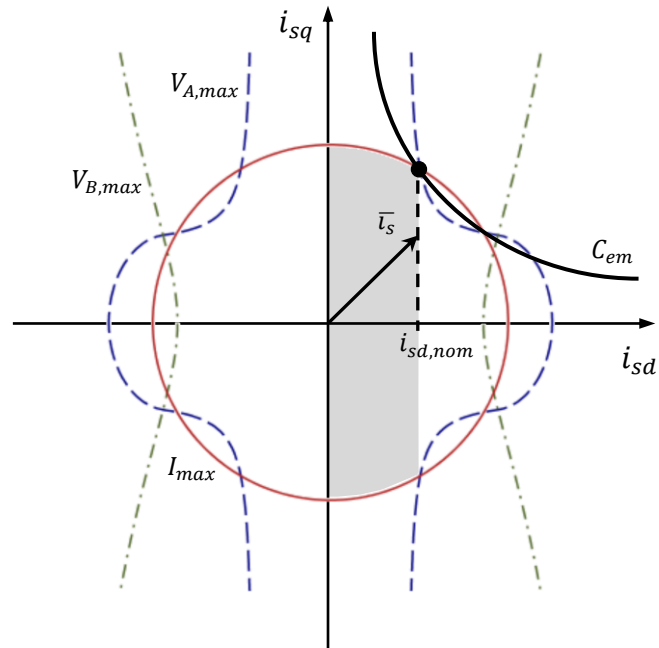


Figura 1.21 – Esempio di possibile campo di funzionamento dell'azionamento.

Per concludere, quando il sistema si trova in condizioni di funzionamento ottimo, il controllo può far variare il vettore \bar{i}_s solo all'interno della regione delimitata dalle curve limite viste nei paragrafi precedenti, nel rispetto del limite massimo del flusso rotorico.

Capitolo 2

Il sistema di controllo

In questo capitolo viene descritto e mostrato il sistema di controllo che permette il corretto funzionamento dell'azionamento e il perseguimento degli obiettivi descritti e prefissati nel capitolo precedente.

Per iniziare si fornisce, partendo dalle equazioni matematiche, la logica di controllo della macchina asincrona e in seguito vengono mostrati i concetti alla base dei sistemi di controllo dei due inverter. Per finire è mostrato uno schema descrittivo del sistema di controllo completo.

2.1 Logica di controllo

La logica di controllo del motore asincrono si ricava a partire dalle equazioni di macchina, le quali vengono scritte nel sistema di riferimento bifase rotante (d, q) in condizioni di orientamento di campo. Il sistema di riferimento ruota alla stessa

velocità del flusso rotorico φ_r e presenta l'asse d orientato nella direzione del flusso stesso. In questo modo, come è stato già analizzato nel capitolo precedente, la componente φ_{rq} risulta nulla mentre la componente φ_{rd} coincide col modulo del vettore del flusso rotorico.

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_{\varphi r} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_{\varphi r} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_r}{dt} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_{\varphi r} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (2.3)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} = \varphi_r \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} = 0. \end{cases} \quad (2.4)$$

Riscrivendo le equazioni (2.4) è possibile esplicitare le componenti della corrente rotorica:

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq}. \end{cases} \quad (2.5)$$

Queste possono essere introdotte nelle (2.3) e, ricordando la definizione di coefficiente di dispersione: $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, si ottiene:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M \left(\frac{\varphi_r}{L_r} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \right) = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M \left(-\frac{M}{L_r} i_{sq} \right) = \sigma L_s i_{sq} . \end{cases} \quad (2.6)$$

Per completare lo sviluppo delle equazioni statoriche (2.1) occorre calcolare l'espressione delle derivate dei flussi statorici. Dalla prima delle (2.4) è possibile ottenere:

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = -R_r i_{rd} = \frac{R_r}{L_r} (M i_{sd} - \varphi_r) . \quad (2.7)$$

Quindi derivando direttamente le (2.6) si ottiene:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_r}{dt} \cong \frac{M R_r}{L_r L_r} (M i_{sd} - \varphi_r) \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} \cong 0 . \end{cases} \quad (2.8)$$

Il termine σL_s è molto piccolo, perciò è possibile trascurare, nelle equazioni (2.8), i termini che presentano tale termine. Inserendo nelle (2.1) le (2.6) e le (2.8) si ottiene:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{M R_r}{L_r L_r} (M i_{sd} - \varphi_r) - \omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi r} \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) . \end{cases} \quad (2.9)$$

Nel sistema in esame, la tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina è ottenuta come differenza tra i vettori di spazio delle tensioni di polo relative ai

due inverter, come espresso dall'equazione fondamentale $\overline{v}_S = \overline{v}_A - \overline{v}_B$. Ricordando la (1.59) è possibile scrivere:

$$\begin{cases} v_{Ad} - v_{Bd} = R_s i_{sd} + \frac{M R_r}{L_r L_r} (M i_{sd} - \varphi_r) - \omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} \\ v_{Aq} - v_{Bq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi r} \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_r \right) \end{cases} \quad (2.10)$$

Le equazioni (2.10) rappresentano l'insieme dei contributi di tensione che devono essere forniti agli avvolgimenti di macchina dai due inverter.

2.1.1 Sistema di controllo dell'inverter A

Lo schema di controllo relativo all'inverter A è costituito essenzialmente da cinque regolatori proporzionali-integrali (regolatori PI, ciascuno caratterizzato dal proprio guadagno proporzionale K_p e integrale K_i), tre per il ramo di controllo della componente d e due per il ramo di controllo della componente q .

Per la componente di asse d , si inizia con la regolazione del flusso rotorico mediante l'impiego di due retroazioni concatenate. Il valore del flusso viene gestito dal regolatore PI (blocco 'e', in Figura 2.4) in base al minore di due limiti di tensione imposti; è valutato il vincolo più restrittivo da soddisfare. Se una delle due tensioni richieste è superiore al massimo consentito il flusso va ridotto; in caso contrario, il flusso può essere aumentato. Allora in ingresso al regolatore si ha il minimo errore di tensione:

$$e_{V,min} = \min(V_{A,max}^* - |\overline{v}_A|; V_{B,max} - |\overline{v}_B|) \quad (2.11)$$

$$\varphi_r = \left(K_{p,V} + \frac{K_{i,V}}{s} \right) e_{V,min} \cdot \quad (2.12)$$

Il valore di flusso restituito, mostrato nella (2.12), viene limitato (blocco ‘f’) tra un minimo $\varphi_{r,min}$, tipicamente un numero positivo molto piccolo, ed un massimo $\varphi_{r,max}$, scelto come minimo tra due valori [11]:

- flusso nominale $\varphi_{rd,nom} = M i_{sd,nom}$;
- flusso $M \frac{V_{B,max}}{\omega_{\varphi r} L_s}$.

Il secondo termine viene determinato per garantire una dinamica più stabile dell’azionamento in fase di deflussaggio a bassa coppia. Quando i_{sq} è molto piccola o addirittura nulla, il limite $V_{B,max}$ risulta più vincolante del limite $V_{A,max}$, quindi il sistema tenta di lavorare con $|\bar{v}_B| = V_{B,max}$. Con questa soluzione si riesce ad evitare che il controllo utilizzi la regione evidenziata in grigio in Figura 2.1. Tale regione non rappresenta di per sé un problema per il funzionamento, ma essa comporterebbe un transitorio indesiderato del flusso rotorico. Si ricorda che alla variazione di i_{sd} è associata la variazione del flusso rotorico, secondo la relazione valida ai valori istantanei: $\varphi_{rd} = \frac{M i_{sd}}{(1 + s\tau_r)}$. Essa rappresenta la tipica funzione di trasferimento di un filtro passa basso con costante di tempo $\tau_r = L_r/R_r$ che risulta elevata.

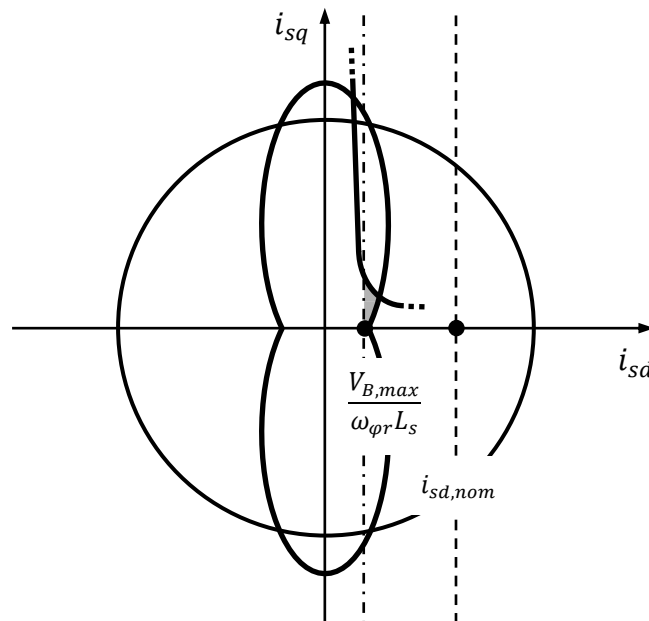


Figura 2.1 – Esempio di limite in corrente per la saturazione del flusso rotorico

nel caso di $\frac{V_{B,max}}{\omega_{\varphi r} L_s} < i_{sd,nom}$.

Il valore di flusso limitato viene poi confrontato con il valore stimato: in base all'errore si ha la regolazione della corrente tramite un secondo regolatore PI (blocco 'g'), che genera in uscita:

$$i_{sd} = \left(K_{P,\varphi r} + \frac{K_{I,\varphi r}}{s} \right) (\varphi_r^* - \hat{\varphi}_r). \quad (2.13)$$

Il termine $\hat{\varphi}_r$ indica il valore stimato dall'osservatore di flusso, elemento che verrà analizzato più avanti. Anche in questo caso, l'uscita del regolatore viene saturata tra $-I_{max}$ e $+I_{max}$ (blocco 'h').

Infine, si giunge al controllo della tensione in funzione dell'errore di corrente tramite un regolatore PI (blocco 'a'):

$$v_{sd} = \left(K_{P,i_{sd}} + \frac{K_{I,i_{sd}}}{s} \right) (i_{sd}^* - i_{sd}). \quad (2.14)$$

Passando ora alla componente di asse q , si calcola la corrente a partire dall'errore di velocità meccanica grazie al regolatore PI (blocco 'c').

$$i_{sq} = \left(K_{P,\omega} + \frac{K_{I,\omega}}{s} \right) (\omega^* - \omega). \quad (2.15)$$

Il segnale in uscita dal regolatore viene limitato (blocco d) tra $-i_{sq,max}$ e $+i_{sq,max}$, dove $i_{sq,max} = \min(i_{sq,1}; i_{sq,2})$, ovvero il minimo tra due correnti, che vengono determinate in base all'attuale regione di funzionamento del sistema [11].

- nelle regioni a coppia costante e a potenza costante (primo deflussaggio da

B a C in Figura 2.2) si ha $i_{sq,1} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{sd}^2}$;

- nella regione a potenza decrescente (secondo deflussaggio da C a 0 in Figura 2.2) si ha $i_{sq,2} = i_{sd} \tan(\alpha)$, dove α è l'angolo del vettore \bar{i}_s . In questa

regione si può assumere $\alpha \approx \frac{\pi}{2}$, quindi si ottiene l'espressione approssimata

$$\tan(\alpha) \cong \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{V_{B,max}}{V_{A,max}^*}.$$

La definizione delle correnti $i_{sq,1}$ e $i_{sq,2}$ è conseguenza della strategia di deflussaggio adottata, la quale si fonda semplicemente sul comportamento del sistema nel piano (i_{sd}, i_{sq}) mostrato in Figura 2.2:

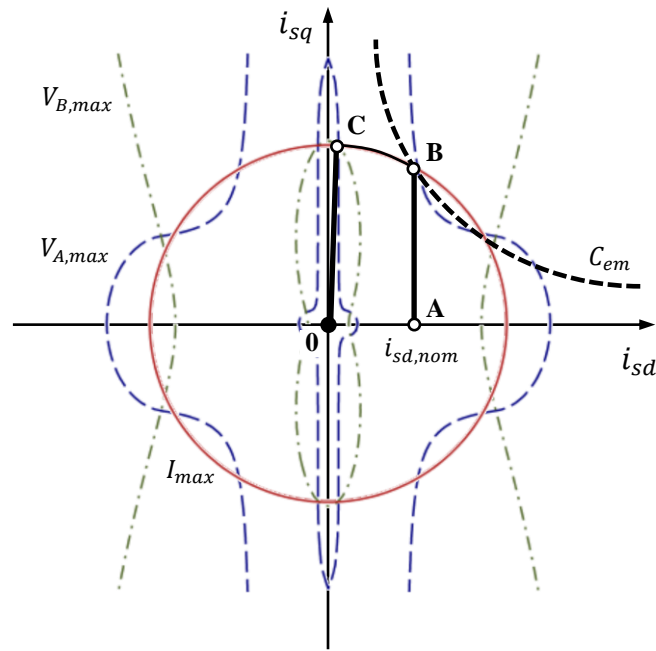


Figura 2.2 – Dinamica del sistema nel rispetto dei limiti imposti al variare della velocità.

Osservando la Figura 2.2, per velocità inferiori alla velocità base (punto B), la massima coppia disponibile rimane costante ed è data dal punto B, mentre le correnti sono limitate dai valori I_{max} e $i_{sd,nom}$ (regione a coppia costante). Al di sopra della velocità base, la coppia decresce con l'aumentare della velocità seguendo l'arco di circonferenza dal punto B al punto C, quindi il flusso cala e con lui la corrente i_{sd} (regione a potenza costante), pertanto rimane I_{max} come unico vincolo di corrente. Infine, aumentando ulteriormente la velocità, insieme al continuo diminuire del flusso, si produce una riduzione della tensione disponibile tale da non poter più sostenere la corrente I_{max} . Di conseguenza la

coppia si riduce ulteriormente lungo il segmento dal punto C al punto 0 (regione a potenza decrescente).

Per concludere, si controlla la tensione di asse q in funzione dell'errore di corrente, per mezzo del regolatore PI (blocco 'b'), che realizza:

$$v_{sq} = \left(K_{P, isq} + \frac{K_{I, isq}}{s} \right) (i_{sq}^* - i_{sq}). \quad (2.16)$$

Una volta ricavati entrambe le componenti d e q della tensione, si somma ai termini ottenuti v_{sd} e v_{sq} la compensazione in avanti dei termini relativi alla forza contro-elettromotrice, al flusso e alla derivata del flusso, visti all'inizio di questo capitolo.

Dopo aver calcolato le componenti del vettore \bar{v}_s , è possibile ricavare le componenti d e q della tensione \bar{v}_A che deve generare l'inverter principale, riscrivendo la relazione (1.59) nella forma:

$$\begin{cases} v_{Ad} = v_{sd} + v_{Bd} \\ v_{Aq} = v_{sq} + v_{Bq} \end{cases} \quad (2.17)$$

Per poter utilizzare le (2.17) per calcolare la tensione \bar{v}_A occorre conoscere, oltre alla \bar{v}_s , la tensione \bar{v}_B : il calcolo della tensione richiesta all'inverter secondario verrà mostrato nel paragrafo successivo.

Prima di essere impiegato per comandare l'inverter principale, il vettore di tensione \bar{v}_A viene trattato mediante una funzione saturatrice (blocco 'j'), che ha il compito di riportare tale vettore all'interno della regione di funzionamento consentita, qualora esso non rispetti il relativo limite imposto; tale funzione verrà analizzata più nel dettaglio nel capitolo seguente.

2.1.2 Sistema di controllo dell'inverter B

Come visto nel primo capitolo, all'inverter secondario è chiesto di adempiere a tre compiti fondamentali. Il primo è quello più importante e prevede il mantenimento della tensione del condensatore flottante ad un valore costante ad un valore tale da permettere il corretto funzionamento del sistema. Il secondo prevede la compensazione della potenza reattiva di macchina in modo da rendere possibile in funzionamento ottimo dell'azionamento, che si concretizza nel funzionamento a fattore di potenza unitario dell'inverter A. Infine l'inverter secondario ha il compito di compensare le armoniche indesiderate di disturbo che sono introdotte durante il funzionamento in regime di sovrarmodulazione dell'inverter principale.

Per poter implementare queste richieste si ripropone la definizione della tensione \bar{v}_B in termini di componenti parallela e ortogonale alla corrente di macchina \bar{i}_s :

$$\bar{v}_B = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|}. \quad (2.18)$$

Per poter svolgere il primo compito è già stato dimostrato nel capitolo precedente che deve valere $v_B^p = 0$; tale grandezza viene regolata per mezzo di un regolatore proporzionale-integrale (regolatore PI con guadagno proporzionale K_p e integrale K_i , blocco 'i'). Il regolatore accetta in ingresso il segnale di errore quadratico tra la tensione di riferimento (in questa trattazione i valori di riferimento delle grandezze in esame saranno sempre indicati con il simbolo dell'asterisco: “*”) e la tensione misurata al condensatore flottante e il suo compito è quello di generare un segnale di uscita, tale da annullare quella differenza, di valore [3]:

$$v_B^p = K_{P,EB} (E_B^{*2} - E_B^2). \quad (2.19)$$

Per soddisfare la seconda richiesta, invece, occorre eguagliare la componente in quadratura della tensione dell'inverter B al suo valore ottimo, descritto dalla (1.74) mostrata nel capitolo precedente, che può essere riscritta, tenendo conto delle (2.6), come segue:

$$v_{B,opt}^q = -\frac{\omega_{\varphi r}(\overline{\varphi}_s \cdot \overline{i}_s)}{|\overline{i}_s|} = -\omega_{\varphi r} \left(\sigma L_s |\overline{i}_s| + \frac{M}{L_r} \frac{\varphi_r i_{sd}}{|\overline{i}_s|} \right). \quad (2.20)$$

La (2.20) fornisce il valore della componente in quadratura della tensione dell'inverter B che consente di annullare la potenza reattiva dell'inverter A: ciò equivale a disporre i vettori \overline{v}_B e \overline{i}_s in fase tra loro. Con l'introduzione di un altro regolatore PI (blocco 'm') è possibile imporre questa condizione.

$$v_B^q = \left(K_{P,QA} + \frac{K_{I,QA}}{s} \right) (Q_A^* - Q_A) = \left(K_{P,QA} + \frac{K_{I,QA}}{s} \right) (-Q_A). \quad (2.21)$$

Il significato dei concetti qui ripresi è indicato per via grafica in Figura 2.3.

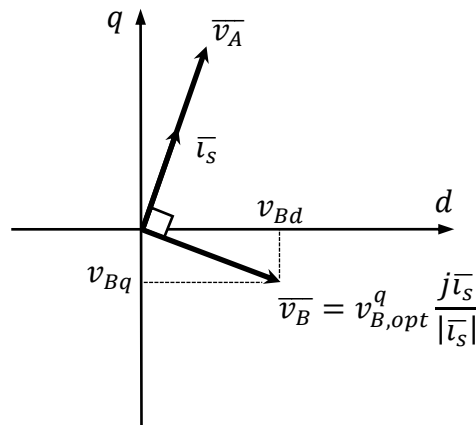


Figura 2.3 – diagramma vettoriale della tensione dell'inverter B in funzionamento ottimo.

Occorre sottolineare che, come descritto nel Capitolo 1, la condizione per il funzionamento a fattore di potenza unitario non è ottenibile sempre, ma solo se è rispettata la condizione (1.75); allora la richiesta di tensione (2.19) e di

conseguenza la (2.21) devono essere limitate in funzione del livello di tensione presente sul lato in continua dell'inverter secondario. Tali operazioni nel sistema di controllo sono svolte da due semplici blocchi saturatori in cascata ai due regolatori. L'uscita del regolatore che agisce sulla componente v_B^p viene limitata (blocco '1') tra $-V_{B,max}$ e $+V_{B,max}$, mentre l'uscita dell'altro regolatore, il quale agisce su v_B^q , è limitata (blocco 'n') tra $-v_{B,max}^q$ e $+v_{B,max}^q$, con $v_{B,max}^q = \sqrt{V_{B,max}^2 - (v_B^p)^2}$.

I valori in uscita dai due regolatori limitati compongono la tensione dell'inverter secondario nelle componenti parallela e ortogonale al vettore \bar{i}_s ; quindi, adottando la definizione (2.18), si può riportare \bar{v}_B nelle componenti originali di assi d e q .

$$\begin{cases} v_{Bd} = (v_B^p i_{sd} - v_B^q i_{sq}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} \\ v_{Bq} = (v_B^p i_{sq} + v_B^q i_{sd}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} \end{cases} \quad (2.22)$$

Questa grandezza rappresenta la tensione che viene impiegata per comandare l'inverter B al fine di controllare la tensione ai capi del condensatore flottante.

L'ultimo compito fondamentale che deve svolgere l'inverter B è analogo a quello chiesto ad un filtro attivo collegato alla rete: rendere sinusoidale la corrente nel punto in cui esso è collegato. In questo caso la corrente da rendere sinusoidale è quella di macchina. Risulta utile definire l'errore di corrente dell'inverter A come:

$$\bar{e}_1 = (i_{sd}^* - i_{sd}) + j(i_{sq}^* - i_{sq}). \quad (2.23)$$

Tale errore, espresso dalla (2.23) è, a regime, composto esclusivamente dalle componenti dei disturbi armonici introdotti dalla sovrarmodulazione. I regolatori PI che producono i_{sd}^* e i_{sq}^* , visti nel capitolo precedente, riescono infatti ad

annullare l'errore a regime solo nel sistema di riferimento rotante (d, q) nei quali sono implementati, che corrisponde alla prima armonica delle grandezze elettriche di macchina. Perciò, durante il funzionamento in regime di sovrarmodulazione, trascurando le componenti ad alta frequenza dovute alla commutazione degli inverter, si può esprimere la tensione $\overline{v_A}$ generata dall'inverter principale come una componente di prima armonica $\overline{v_{A1}}$ e una componente $\overline{\Delta v_A}$ che è dovuta alle armoniche indesiderate:

$$\overline{v_A} = \overline{v_{A1}} + \overline{\Delta v_A}. \quad (2.24)$$

Regolando gli errori di corrente di asse d e q per mezzo di un banco di regolatori proporzionali-integrali risonanti, si ottiene:

$$\begin{aligned} \overline{\Delta v_A} &= \left(K_{P,\Delta} + K_{I,\Delta} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) (\overline{e_1^*} - \overline{e_1}) \\ &= \left(K_{P,\Delta} + K_{I,\Delta} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) (-\overline{e_1}). \end{aligned} \quad (2.25)$$

il motivo che ha portato alla scelta dei regolatori PIR per realizzare l'abbattimento delle armoniche indesiderate verrà analizzato più nel dettaglio nel paragrafo finale.

Ricordando l'equazione fondamentale (1.15): $\overline{v_s} = \overline{v_A} - \overline{v_B}$, per avere una tensione applicata alla macchina $\overline{v_s} \equiv \overline{v_{s1}}$, ovvero per soddisfare l'ultimo compito richiesto all'inverter B e annullare le armoniche indesiderate, occorre che l'inverter secondario produca un contributo addizionale del tipo:

$$\overline{\Delta v_B} = -\overline{\Delta v_A}. \quad (2.26)$$

In conclusione, posso esprimere le componenti di tensione richieste all'inverter secondario come:

$$\begin{cases} v_{Bd} = (v_B^p i_{sd} - v_B^q i_{sq}) \frac{1}{|\bar{l}_s|} + \Re e[\overline{\Delta v_B}] \\ v_{Bq} = (v_B^p i_{sq} + v_B^q i_{sd}) \frac{1}{|\bar{l}_s|} + \Im m[\overline{\Delta v_B}]. \end{cases} \quad (2.27)$$

Oppure in forma vettoriale come:

$$\overline{v_B} = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} + \overline{\Delta v_B}. \quad (2.28)$$

2.1.3 Sistema di controllo completo

Nei precedenti paragrafi sono stati trattati gli elementi fondamentali necessari a definire l'algoritmo di controllo per il sistema dual inverter nel suo complesso. In Figura 2.4 è riportato lo schema a blocchi completo:

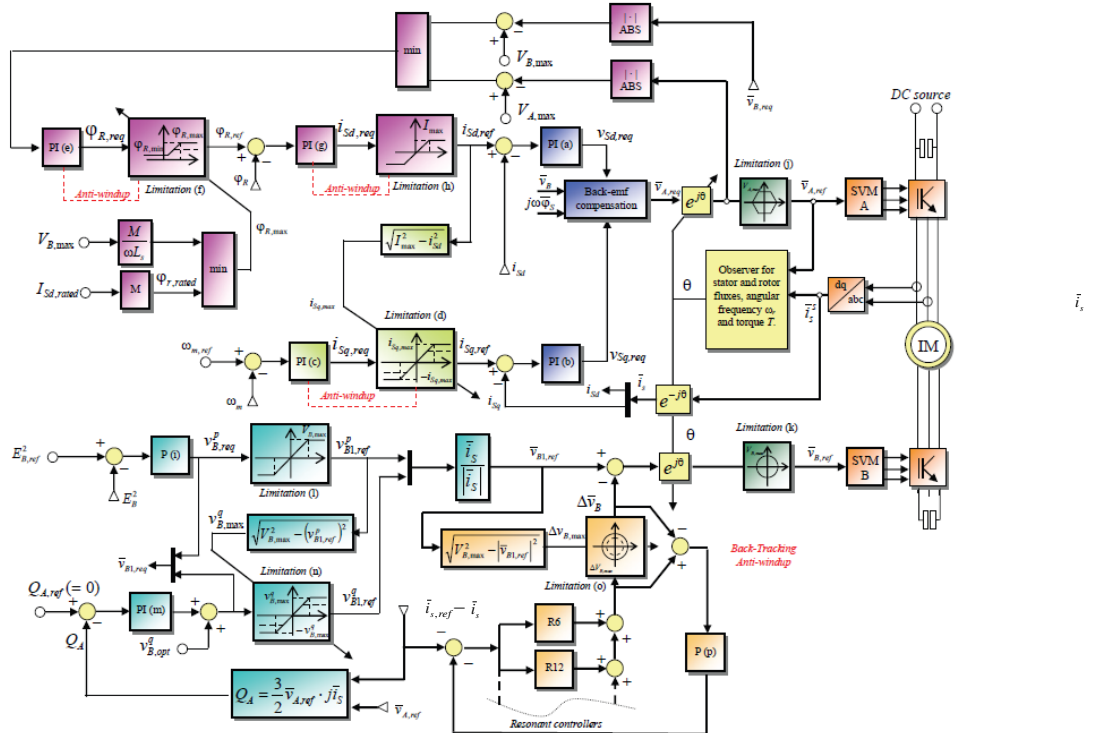


Figura 2.4 – Schema di controllo completo del sistema dual inverter.

Nella parte superiore è rappresentata la logica di controllo dell'inverter principale, mentre in basso quella relativa all'inverter secondario. In particolare

Nel capitolo successivo saranno descritte in maniera più dettagliata le unità presenti in figura e indicati i relativi modelli di implementazione in ambiente Simulink, tra cui l'osservatore di flusso, elemento inizialmente trascurato per non appesantire la trattazione analitica.

2.2 I regolatori PIR

I regolatori risonanti sono in grado di inseguire riferimenti sinusoidali, di sequenza diretta e inversa simultaneamente, con errore a regime nullo. Essi sono infatti equivalenti a regolatori PI classici implementati in due sistemi di riferimento aventi pulsazione uguale ed opposta. Il loro utilizzo è molto diffuso nell'elettronica di potenza, come ad esempio filtri attivi, raddrizzatori attivi, turbine eoliche, turbine idrauliche, inverter per applicazione fotovoltaica, sistemi di continuità, etc.

La funzione di trasferimento di un regolatore proporzionale-integrale risonante (PIR), nel dominio di Laplace, è generalmente espressa come:

$$G_{PIR}(s) = k_p + k_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} = k_p + k_i R(s); \quad (2.29)$$

dove k_p e k_i rappresentano rispettivamente il guadagno proporzionale e integrale, mentre $R(s)$ rappresenta il termine risonante, che ha guadagno infinito alle pulsazioni di risonanza $\pm\omega_0$. Come si può facilmente vedere dalla (2.29), imponendo il valore di $\omega_0 = 0$ posso ottenere la tipica funzione di trasferimento di un regolatore proporzionale-integrale tradizionale:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s}. \quad (2.30)$$

Quest'ultimo infatti è in grado di inseguire riferimenti costanti con errore a regime nullo.

I motivi che hanno portato alla scelta dei regolatori PIR per regolare l'errore di corrente e annullare i disturbi armonici introdotti dalla sovrarmodulazione sono principalmente due:

- 1) con un singolo regolatore PIR posso implementare la compensazione contemporanea di due componenti armoniche: nelle macchine elettriche rotanti infatti, le armoniche di disturbo principali sono quelle relative alla quinta, settima, undicesima e tredicesima armonica; in particolare la quinta e la undicesima armonica sono di sequenza inversa. Ciò significa che, nel sistema di riferimento (d, q) rotante sincronizzato con la prima armonica, le armoniche 5^a e 7^a ruotano entrambe a velocità sei volte maggiore rispetto alla fondamentale, la prima in verso opposto rispetto alla fondamentale, mentre la seconda in verso concorde. In questa maniera, introducendo un unico regolatore PIR con pulsazione di risonanza pari a sei volte la pulsazione fondamentale, si riesce a compensare entrambe le componenti armoniche di disturbo. Oltre a ciò, i regolatori risonanti non necessitano della trasformata di Park per inseguire riferimenti sinusoidali; perciò l'utilizzo di questo tipo di regolatori permette una sostanziale riduzione dei tempi di calcolo;
- 2) Per elevati valori della frequenza di risonanza, il ritardo introdotto dalla tecnica di modulazione dell'inverter può determinare un calo nelle prestazioni dei regolatori o addirittura situazioni di instabilità: quando un riferimento varia ad alta frequenza può infatti accadere che, a causa dei ritardi intrinseci del sistema, l'effetto di regolatore comporti un aumento dell'errore stesso che sta tentando di annullare. Ciò accade indipendentemente per i regolatori PIR e PI.

Per quanto mostrato nel secondo punto, è necessario effettuare una compensazione del ritardo e di altri eventuali ritardi che possono essere introdotti dai sensori di corrente: per quanto riguarda i regolatori PIR ciò può essere realizzato introducendo una modifica dell'espressione del termine risonante [12]:

$$G_{PIR}^d(s) = k_p + k_i \frac{s \cos(\omega_0 N T_c) - \omega_0 \cos(\omega_0 N T_c)}{s^2 + \omega_0^2}; \quad (2.31)$$

dove N rappresenta il numero dei periodi di campionamento T_c da compensare: $N = 2$ rappresenta il valore ottimale [12].

Capitolo 3

Implementazione del modello Simulink

Grazie alle fondamenta analitiche poste nel primo capitolo e allo studio dell'algoritmo alla base della logica di controllo della configurazione dual inverter, mostrata nel capitolo precedente, in questo terzo capitolo viene presentata l'implementazione di un modello completo che simuli il comportamento della macchina asincrona e del sistema nel suo complesso, realizzato in ambiente Simulink. Il modello di simulazione introdotto è associato ad uno script MATLAB (estensione .m) che gestisce tutti i parametri necessari richiamati nel sistema: in esso sono stati definiti i parametri relativi alla macchina asincrona, al sistema di conversione statica, al carico e al sistema di controllo. Le grandezze in questione saranno mostrate nel capitolo dedicato ai risultati delle simulazioni.

3.1 Introduzione all'implementazione in tempo-discreto

Come verrà descritto nel Capitolo 5, lo schema di controllo realizzato in ambiente Simulink è stato utilizzato sia per le simulazioni dell'intero sistema, sia per lo svolgimento delle prove sperimentali; queste ultime sono state realizzate tramite l'utilizzo di un ambiente di sviluppo denominato dSPACE. Lo schema di controllo che verrà implementato dovrà interfacciarsi in maniera corretta con il controllore interno alla scheda hardware del dSPACE. Per questo motivo, lo schema di controllo è stato realizzato con alcuni accorgimenti che lo renderanno utilizzabile in entrambe le fasi del progetto.

Per prima cosa, il modello del sistema di controllo deve essere realizzato con metodo di integrazione a passo fisso (*Fixed step*) e tutti i blocchi all'interno del relativo sottosistema dovranno essere compatibili con tale caratteristica. Perciò a tale scopo, essendo il resto del modello risolto con metodo d'integrazione a passo variabile (*Variable step*), è stato inserito nel sottosistema del controllo il blocco *Trigger* controllato mediante un generatore di impulsi (*Pulse Generator*) che genera segnali di trigger in accordo col periodo di commutazione. È possibile notare tale aspetto osservando il blocco azzurro, denominato appunto sistema di controllo della velocità, in Figura 3.11.

Per quanto riguarda la discretizzazione necessaria alla realizzazione 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 e Tustin con pre-warping. La Tabella 3.1 mostra le relazioni di discretizzazione per i metodi sopracitati. Con T_c è indicato il periodo di campionamento.

Tabella 3.1 – Relazioni di discretizzazione.

Metodo di discretizzazione	Equivalenza
<i>Eulero all'indietro</i>	$s = \frac{z - 1}{zT_c}$
<i>Eulero in avanti</i>	$s = \frac{z - 1}{T_c}$
<i>Tustin trapezoidale</i>	$s = \frac{2}{T_c} \frac{z - 1}{z + 1}$
<i>Tustin con pre-warping</i>	$s = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T_c}{2}\right)} \frac{z - 1}{z + 1}$

Ovviamente è stato necessario utilizzare gli elementi presenti nella sezione *Discrete* della libreria di Simulink, tra i quali le funzioni di trasferimento a tempo discreto e i blocchi *Unit Delay*, un cui esempio è mostrato in Figura 3.1. Questi ultimi danno 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.

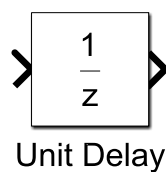


Figura 3.1 – Blocco Unit Delay di Simulink.

3.1.1 Regolatori in tempo-discreto

Al fine di comprendere gli schemi di controllo descritti nei paragrafi seguenti, è opportuno illustrare le modalità utilizzate per implementare in tempo-discreto i regolatori proporzionali-integrali e proporzionali-integrali risonanti.

Un tipico schema di controllo in retroazione basato su un regolatore PI è mostrato in Figura 3.2:

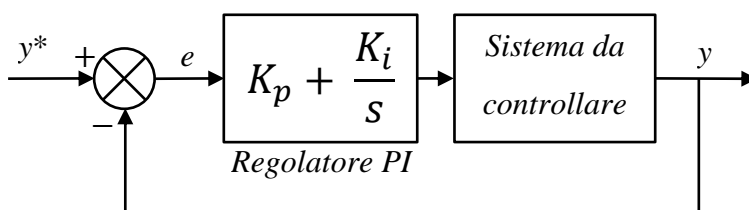


Figura 3.2 – Schema di controllo in retroazione basato su un regolatore PI.

Al posto dei classici blocchi della sezione *Discrete* della libreria Simulink, i regolatori possono essere implementati analiticamente, in modo del tutto equivalente, per mezzo del blocco *MATLAB function*. Facendo riferimento allo schema di Figura 3.2, si può discretizzare un regolatore PI adottando uno dei precedenti metodi, con opportune funzioni scritte in codice MATLAB e richiamabili da Simulink. Si è scelta, per semplicità di implementazione del codice, la tecnica di Eulero all'indietro, mostrata in Figura 3.3 e descritta dalla prima corrispondenza indicata in Tabella 3.1.

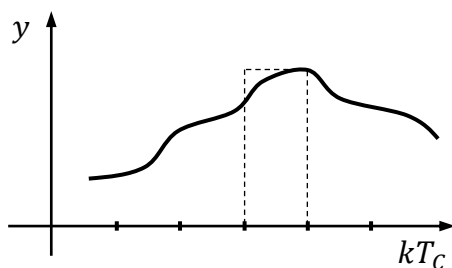


Figura 3.3 - Metodo di Eulero all'indietro.

$$s = \frac{z - 1}{zT_c}. \quad (3.1)$$

Si può procedere quindi al cambiamento di variabile per la funzione di trasferimento del regolatore PI:

$$\frac{y(s)}{e(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p + \frac{zT_c}{z - 1} K_i. \quad (3.2)$$

La funzione di trasferimento nel dominio discreto z è esprimibile come:

$$\frac{y(z)}{e(z)} = \frac{K_p(z^1 - z^0) + K_i T_c z^1}{z^1 - z^0}. \quad (3.3)$$

Sviluppando l'equazione fratta (3.3) si ottiene:

$$y(z^1 - z^0) = e[K_p(z^1 - z^0) + K_i T_c z^1]. \quad (3.4)$$

Le corrispondenze tra una generica funzione $x(z)$ nella variabile discreta z ed i suoi valori discretizzati nei vari istanti di campionamento k sono mostrati dalle relazioni seguenti:

$$\begin{cases} xz^{-1} = x_{k-1} \\ xz^0 = x_k \\ xz^1 = x_{k+1} \\ \vdots \\ xz^n = x_{k+n}. \end{cases} \quad (3.5)$$

Esplicitando l'uscita all'istante k -esimo si ottiene un'espressione facile da implementare in codice MATLAB:

$$y_k = y_{k-1} + K_p(e_k - e_{k-1}) + K_i T_c e_k. \quad (3.6)$$

In queste funzioni MATLAB è possibile realizzare l'anti-windup, inserendo due semplici condizioni sul segnale di uscita. Fissati i limiti di saturazione (min ; max), si determinano le ulteriori istruzioni da aggiungere:

- se $y_k > max$ allora $y_k = max$ e si aggiorna l'errore $e_k = (max - y_{k-1} + K_p e_{k-1}) / (K_p + K_i T_c)$;
- se $y_k < min$ allora $y_k = min$ e si aggiorna l'errore $e_k = (min - y_{k-1} + K_p e_{k-1}) / (K_p + K_i T_c)$.

In Figura 3.4 è possibile osservare la semplice struttura Simulink di un generico regolatore PI sintetizzato mediante una *MATLAB function*. All'interno del blocco è implementata l'equazione (3.5) e le condizioni dell'anti-windup sopra descritte.

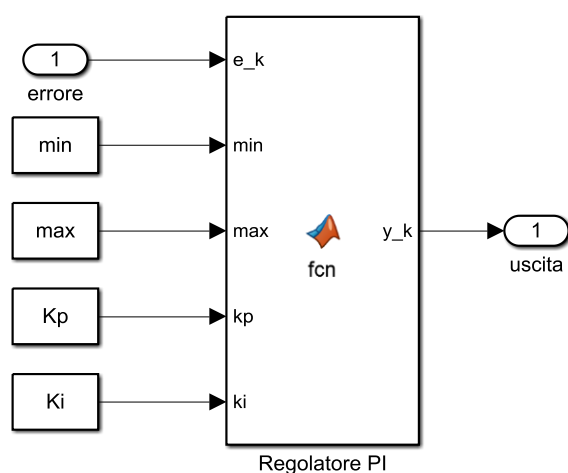


Figura 3.4 – Modello di un regolatore proporzionale-integrale con blocco MATLAB function.

Come verrà descritto di seguito, la funzionalità anti-windup verrà applicata al regolatore di velocità, a quelli di tensione e a quello di flusso rotorico. Al contrario, quelli di corrente saranno semplici PI, così come quello relativo alla potenza reattiva e quello di tensione dell'inverter B. L'azione di limitazione delle componenti in uscita a questi ultimi verrà svolta da sistemi di saturazione dinamica posti a valle.

Per quanto riguarda i regolatori PIR adotteremo la stessa scelta di implementazione analitica descritta precedentemente per i regolatori PI.

Ricordiamo l'espressione (2.30) della funzione di trasferimento per questo tipo di regolatori, mostrata nel capitolo precedente:

$$\frac{y(s)}{e(s)} = k_p + k_i \frac{s \cos(\omega_0 NT_c) - \omega_0 \cos(\omega_0 NT_c)}{s^2 + \omega_0^2}. \quad (3.7)$$

Per questo tipo di regolatore si adotta come metodo di discretizzazione la tecnica di Tustin con pre-warping, mostrata nell'ultima corrispondenza della tabella 1.1.

$$s = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T_c}{2}\right)} \frac{z - 1}{z + 1}. \quad (3.8)$$

Il motivo che ha portato a questa scelta risiede nel fatto che, nel passaggio dal dominio continuo a quello discreto, il metodo di Tustin trapezoidale comporta uno spostamento della frequenza di risonanza effettiva rispetto a quella desiderata, come mostrato in Figura 3.5:

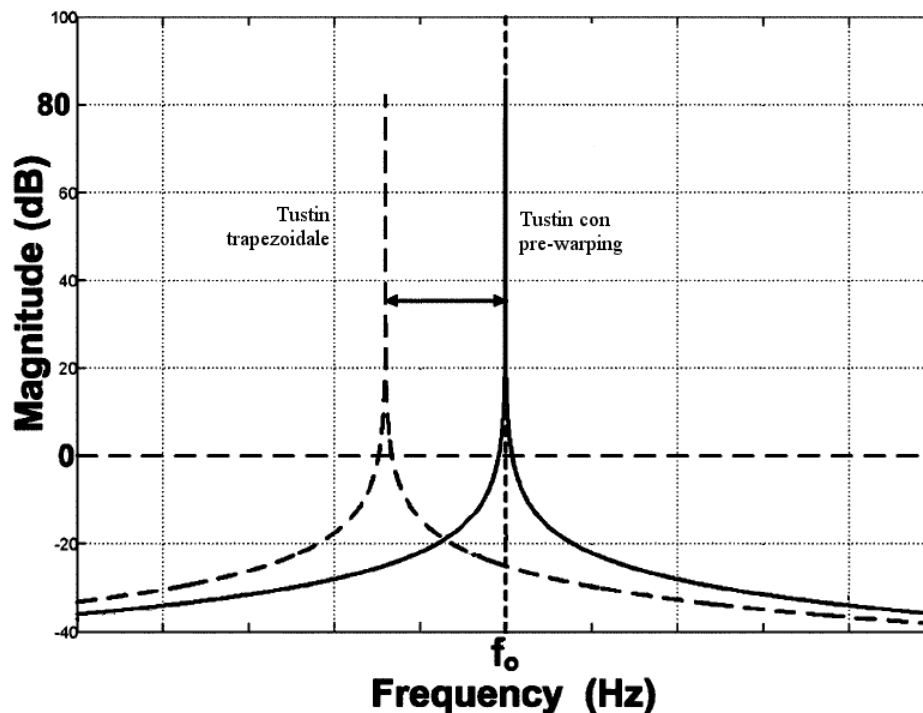


Figura 3.5 – Effetto del metodo di discretizzazione sul valore della frequenza di risonanza.

Invece, come è possibile vedere in Figura 3.5, l'utilizzo della tecnica Tustin con pre-warping permette di ottenere la corrispondenza del picco di risonanza con la frequenza di risonanza, indicata con f_0 [12].

In questo caso, risulta molto più complesso, una volta sostituita la (3.8) nella (3.7), svolgere la soluzione analitica per ottenere la formula discreta implementabile nel blocco *MATLAB function*. Per questo scopo si è utilizzato le potenzialità del calcolo simbolico offerte dal software *MuPAD* di *MATLAB*. Come mostrato in Figura 3.6, dopo aver definito le equazioni (3.7) e (3.8) è stato possibile ottenere, per mezzo di opportuni comandi come 'combine', 'select' e 'simplify', una formula semplificata facilmente implementabile. Con il termine fi si fa riferimento a $NT_s\omega_0$.

```

Resonant PI Regulator
PIR_s := (kp + ki * (s*cos(fi) - w0*sin(fi)) / (s^2 + w0^2)) * inn
inn ( kp + ki (s*cos(fi) - w0*sin(fi)) / (s^2 + w0^2) )

Tustin Pre-Warping
s := w0*cos(w0*Ts/2) / sin(w0*Ts/2) * (1-z_) / (1+z_)
- w0*cos(Ts*w0/2) (z_ - 1) / sin(Ts*w0/2) (z_ + 1)

PIR_z := collect( combine( collect( Simplify(PIR_s), [z_, inn] ), sincos), [z_, inn] )
(σ1 + 2 kp w0 - ki sin(fi)) z_^2 inn + (σ2 + σ1 - 2 ki sin(fi) - 4 kp w0 cos(Ts w0)) z_ inn + (σ2 + 2 kp w0 - ki sin(fi)) inn
(2 w0) z_^2 + (-4 w0 cos(Ts w0)) z_ + 2 w0

where
σ1 = ki sin(fi - Ts w0)
σ2 = ki sin(fi + Ts w0)
    
```

Figura 3.6 – Calcolo simbolico semplificativo svolto con MuPAD di MATLAB.

Tale espressione può essere riscritta, dopo semplici passaggi algebrici, nel modo seguente:

$$y_k = y_{k-2}k_1 + y_{k-1}k_2 + x_{k-2}k_3 + x_{k-1}k_4 + x_k k_5 \quad (3.9)$$

dove:

$$\begin{aligned}
k_1 &= -1 \\
k_2 &= 2 \cos(T_s \omega_0) \\
k_3 &= \frac{-k_i \sin(fi) + 2k_p \omega_0 + k_i \sin(fi - T_s \omega_0)}{2\omega_0} \\
k_4 &= \frac{-2k_i \sin(fi) + k_i \sin(fi - T_s \omega_0) + k_i \sin(fi + T_s \omega_0) - 4k_p \omega_0 \cos(T_s \omega_0)}{2\omega_0} \\
k_5 &= \frac{-k_i \sin(fi) + 2k_p \omega_0 + k_i \sin(fi - T_s \omega_0)}{2\omega_0}.
\end{aligned} \tag{3.10}$$

La struttura Simulink del regolatore PIR è del tutto analoga a quella mostrata in Figura 3.4, in cui è però implementata l'equazione (3.9) appena descritta.

3.1.2 Taratura dei regolatori

Per quanto riguarda la taratura dei regolatori, è stato utilizzato lo strumento SISOTool integrato in MATLAB. Questo toolbox, una volta noti i parametri di macchina e del carico, permette di calcolare i coefficienti proporzionali e integrali dei regolatori, analizzare i diagrammi di Bode dei sistemi in retroazione e visualizzarne la risposta al gradino.

Le procedure svolte in questa fase del progetto non verranno descritte nella trattazione, visto che la logica utilizzata è quella classica descritta dalla teoria dei controlli applicati agli azionamenti elettrici. Ponendo l'attenzione solo sulla catena di controllo dell'inverter A, ad esempio il regolatore di corrente riportato in Figura 3.7 è stato tarato in maniera tale da applicare il metodo di cancellazione polo-zero: è stato scelto lo zero del regolatore uguale al polo elettrico della macchina.

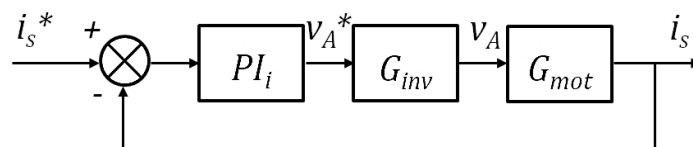


Figura 3.7 – Anello di regolazione della corrente.

In maniera altrettanto semplice è stato tarato il regolatore di velocità, il cui anello è indicato in Figura 3.8; in questo caso, come di norma, il comportamento del controllo è stato ottimizzato inserendo uno zero circa una decade prima del polo meccanico del carico.

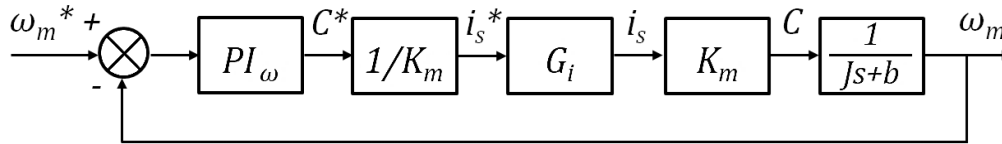


Figura 3.8 – Anello di regolazione della velocità.

Per quanto riguarda i regolatori PIR, la taratura può essere svolta allo stesso modo di un normale regolatore PI, in base alla caratteristica di equivalenza del regolatore risonante con due regolatori tradizionali implementati su due sistemi di riferimento aventi pulsazione uguale e opposta.

3.1.3 Osservatore di flusso in tempo-discreto

L'ultimo aspetto da determinare come premessa alla descrizione dell'intero schema di controllo implementato in Simulink riguarda il blocco relativo all'osservatore di flusso. Come noto, il sistema di controllo ad orientamento di campo rotorico è basato sulla determinazione dell'angolo che individua la posizione angolare del flusso rotorico. Tale operazione può avvenire mediante differenti metodologie, tra le quali le più diffuse sono:

- metodo diretto con misura delle correnti statoriche e del flusso al traferro;
- metodo diretto con misura delle correnti e delle tensioni statoriche;
- metodo indiretto con misura della velocità di rotazione meccanica all'albero.

Per rendere l'intero sistema più robusto e performante, si è realizzato l'osservatore di flusso implementando il metodo di tipo indiretto, il quale necessita della misura delle correnti di statore, oltre alla misura della velocità di rotazione. Tale tecnica si basa sul fatto di trovarsi implicitamente nella condizione di orientamento di campo rotorico: si assume infatti che siano soddisfatte le seguenti espressioni di rotore, scritte nel riferimento bifase rotante a velocità $\omega_g = \omega$ (riferimento di rotore) ed ottenute a partire dalle classiche equazioni di macchina:

$$\overline{v}_r^r = R_r \overline{i}_r^r + \frac{d\overline{\varphi}_r^r}{dt} = 0 \quad (3.11)$$

$$\overline{\varphi}_r^r = L_r \overline{i}_r^r + M \overline{i}_s^r. \quad (3.12)$$

Si esplicita dalla (3.12) la corrente rotorica.

$$\overline{i}_r^r = \frac{\overline{\varphi}_r^r - M \overline{i}_s^r}{L_r}. \quad (3.13)$$

L'espressione appena trovata viene sostituita nella (3.11) per ottenere:

$$\frac{R_r}{L_r} \overline{\varphi}_r^r - M \frac{R_r}{L_r} \overline{i}_s^r + \frac{d\overline{\varphi}_r^r}{dt} = 0. \quad (3.14)$$

Definendo la costante di tempo rotorica $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ed applicando la trasformata secondo Laplace alla (3.14) si può scrivere:

$$\overline{\varphi}_r^r = \frac{M}{1 + s\tau_r} \overline{i}_s^r. \quad (3.15)$$

Determinato il flusso rotorico, lo si porta da riferimento rotorico a riferimento statorico. In generale, è possibile esprimere il flusso rotorico nel sistema di riferimento statorico come:

$$\overline{\varphi}_r^s = |\overline{\varphi}_r| e^{j\theta_{\varphi r}} . \quad (3.16)$$

Quindi ora è possibile calcolare il modulo del flusso rotorico ed il suo argomento, ovvero la sua posizione angolare relativa. Si ricorda però che il sistema di controllo deve essere implementato in tempo-discreto. È necessario discretizzare la (3.15) secondo uno dei metodi esposti, ad esempio Eulero all'indietro. In questo modo si ricavano le espressioni tempo-discrete con le quali realizzare la *MATLAB Function* relativa all'osservatore di flusso velocità-correnti. Nella pagina seguente, in Figura 3.9, viene mostrato lo schema Simulink relativo all'osservatore di flusso appena descritto.

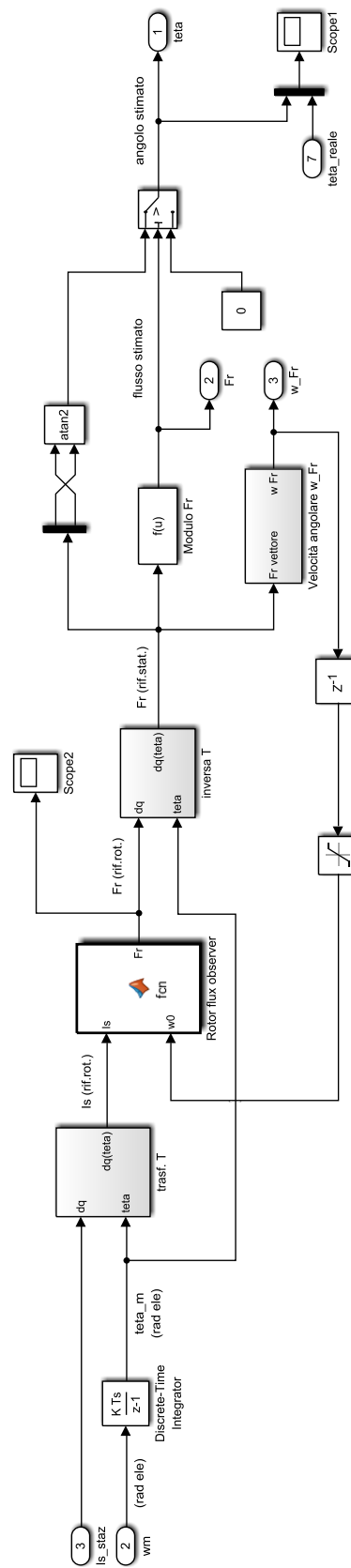


Figura 3.9 – Modello dell'osservatore di flusso.

Per determinare la velocità angolare del flusso rotorico, si svolge la procedura qui esposta, per evitare la derivazione diretta di $\theta_{\varphi r}$ [13]. Si definisce il versore del flusso rotorico:

$$\widehat{\varphi}_r^s = \frac{\overline{\varphi}_r^s}{|\varphi_r^s|} = e^{j\theta_{\varphi r}}. \quad (3.17)$$

Dopodiché si calcola la sua derivata:

$$\frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} = \frac{d(e^{j\theta_{\varphi r}})}{dt} = j \frac{d\theta_{\varphi r}}{dt} e^{j\theta_{\varphi r}} = j\omega_{\varphi r} \widehat{\varphi}_r^s; \quad (3.18)$$

esplicitando $\omega_{\varphi r}$ otteniamo:

$$\omega_{\varphi r} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \frac{1}{j\widehat{\varphi}_r^s} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \frac{(j\widehat{\varphi}_r^s)^*}{|\widehat{\varphi}_r^s|^2} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} (j\widehat{\varphi}_r^s)^*. \quad (3.19)$$

Infine, poiché la velocità angolare deve essere un valore reale, a dimostrazione si può scrivere questa uguaglianza del prodotto scalare:

$$\Re_e \left[\frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} (j\widehat{\varphi}_r^s)^* \right] = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \cdot j\widehat{\varphi}_r^s. \quad (3.20)$$

La Figura 3.10 illustra il modello, posto all'interno dell'osservatore di flusso, per il calcolo di $\omega_{\varphi r}$. Anche in questo caso, si adotta la tecnica di Eulero all'indietro per l'implementazione della derivata in tempo-discreto del versore del flusso.

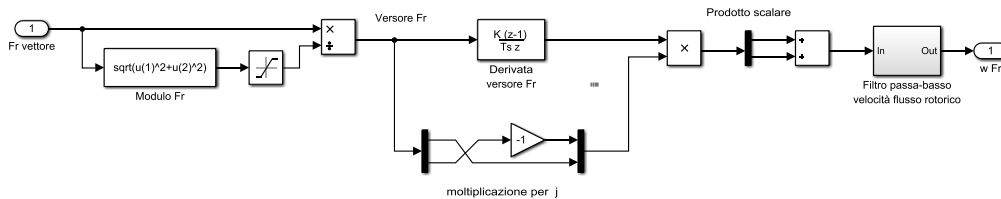


Figura 3.10 – Modello del sottosistema per il calcolo della velocità angolare del flusso.

3.2 Modello del sistema

Sulla base del modello matematico dell'azionamento dual inverter e dei principi fondamentali della logica di controllo mostrati nei capitoli precedenti, è possibile implementare un modello completo che simuli il comportamento della macchina asincrona e del sistema nel suo complesso. In Figura 3.11 è mostrato il modello nel suo complesso, realizzato in ambiente Simulink. Nei paragrafi seguenti verrà descritta nel dettaglio la struttura interna di ognuno di essi.

Il modello di simulazione presentato è associato ad uno script MATLAB (estensione .m) che definisce il valore di tutti i parametri necessari che vengono richiamati nel modello. In esso sono definiti i parametri relativi alla macchina asincrona, al sistema di conversione statica, al carico e al sistema di controllo. Le grandezze in questione sono state elencate nel prossimo capitolo, quello dedicato alle simulazioni realizzate con tale modello.

3 – Implementazione del modello

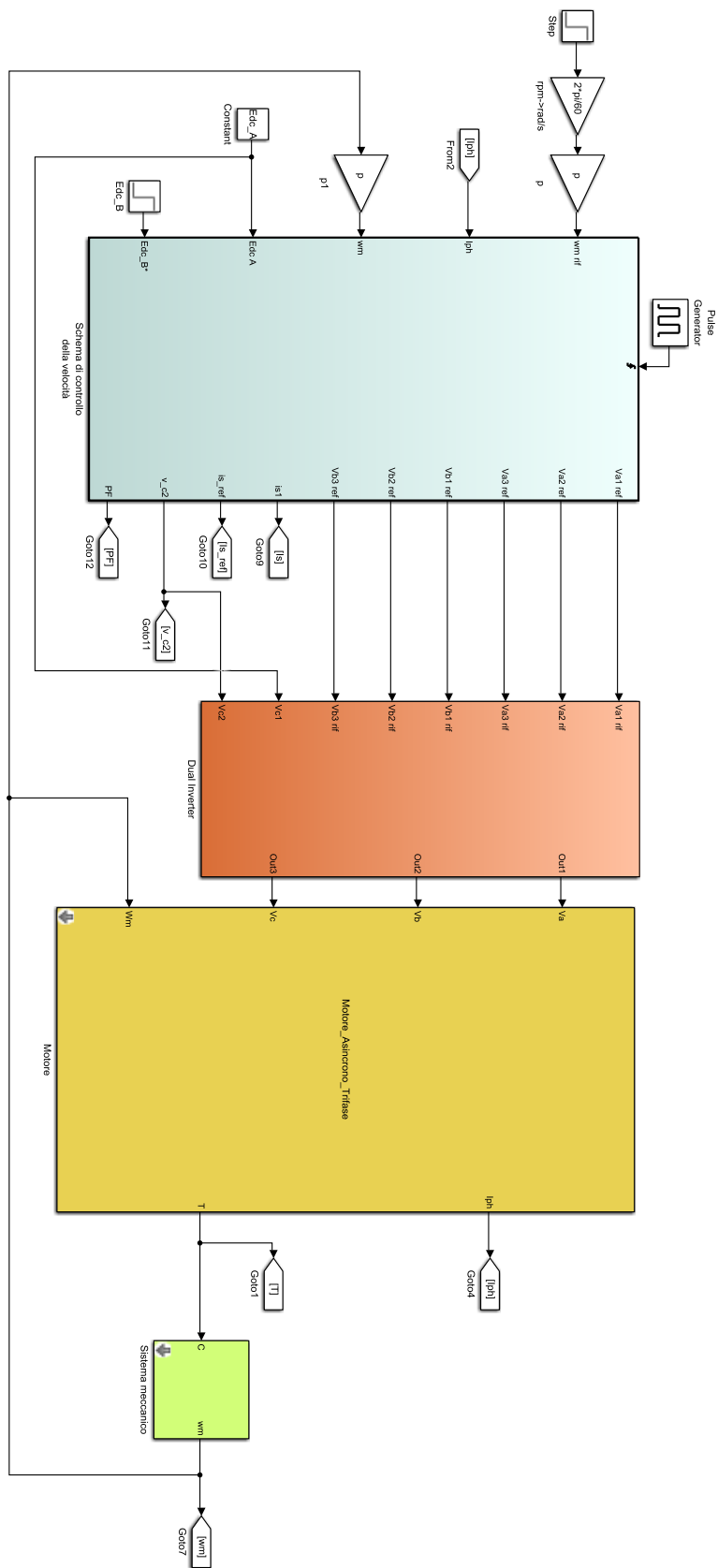


Figura 3.11 – Modello di simulazione completo.

3.2.1 Modello del sistema di controllo della velocità

Come mostrato in Figura 3.11, all'ingresso del sottosistema di controllo della velocità giungono le correnti di fase prelevate dalla macchina nel riferimento trifase stazionario. Per questo motivo i primi elementi da descrivere sono il blocco che ha lo scopo di portare tali correnti di macchina nel riferimento bifase stazionario (trasformazione di Clarke) e il blocco che porta dal sistema bifase stazionario a quello rotante (trasformazione di Park), in accordo con la teoria. In Figura 3.12 è visibile il modello che trasforma le tre correnti di macchina in un sistema bifase rotante.

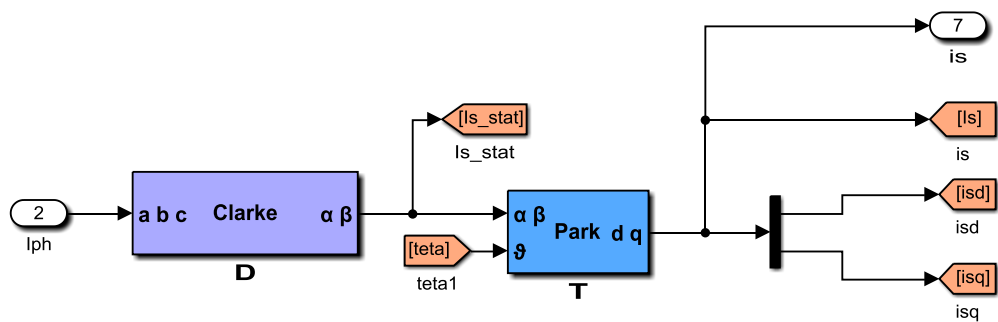


Figura 3.12 – Modello del sistema di trasformazione di Clarke e Park delle correnti.

Si ricorda che, partendo da un sistema trifase stazionario, tali operazioni vengono svolte applicando le matrici di trasformazione di Clarke e Park, rispettivamente indicate in Figura 3.13 e Figura 3.14 e denominate come matrici D e T.

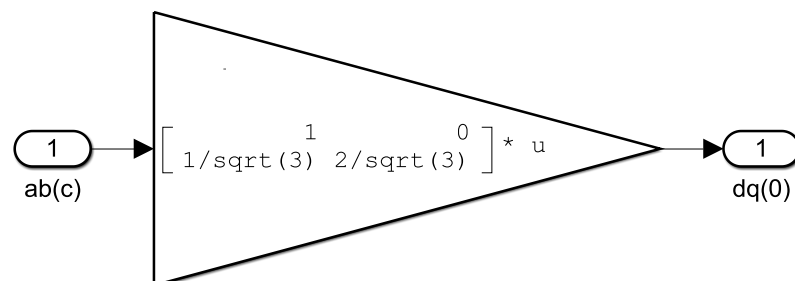


Figura 3.13 – Modello della matrice D.

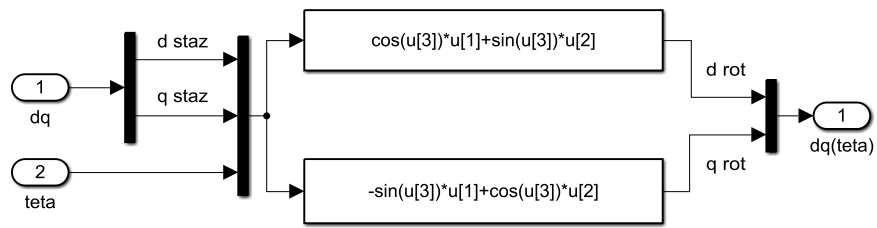


Figura 3.14 – Modello della matrice T.

In Figura 3.15 è riportata la prima parte dello schema implementato per l'inverter A, relativamente all'asse d e all'asse q , rispettivamente nella parte superiore ed inferiore della figura.

In essa si possono apprezzare i rami caratterizzati dalla cascata di regolatori proporzionali-integrali che permettono di ricavare i valori delle componenti in tensione v_{Ad} e v_{Aq} da richiedere all'inverter. È possibile vedere i blocchi per il calcolo del flusso statorico, necessario per realizzare la compensazione in avanti delle f.c.e.m.

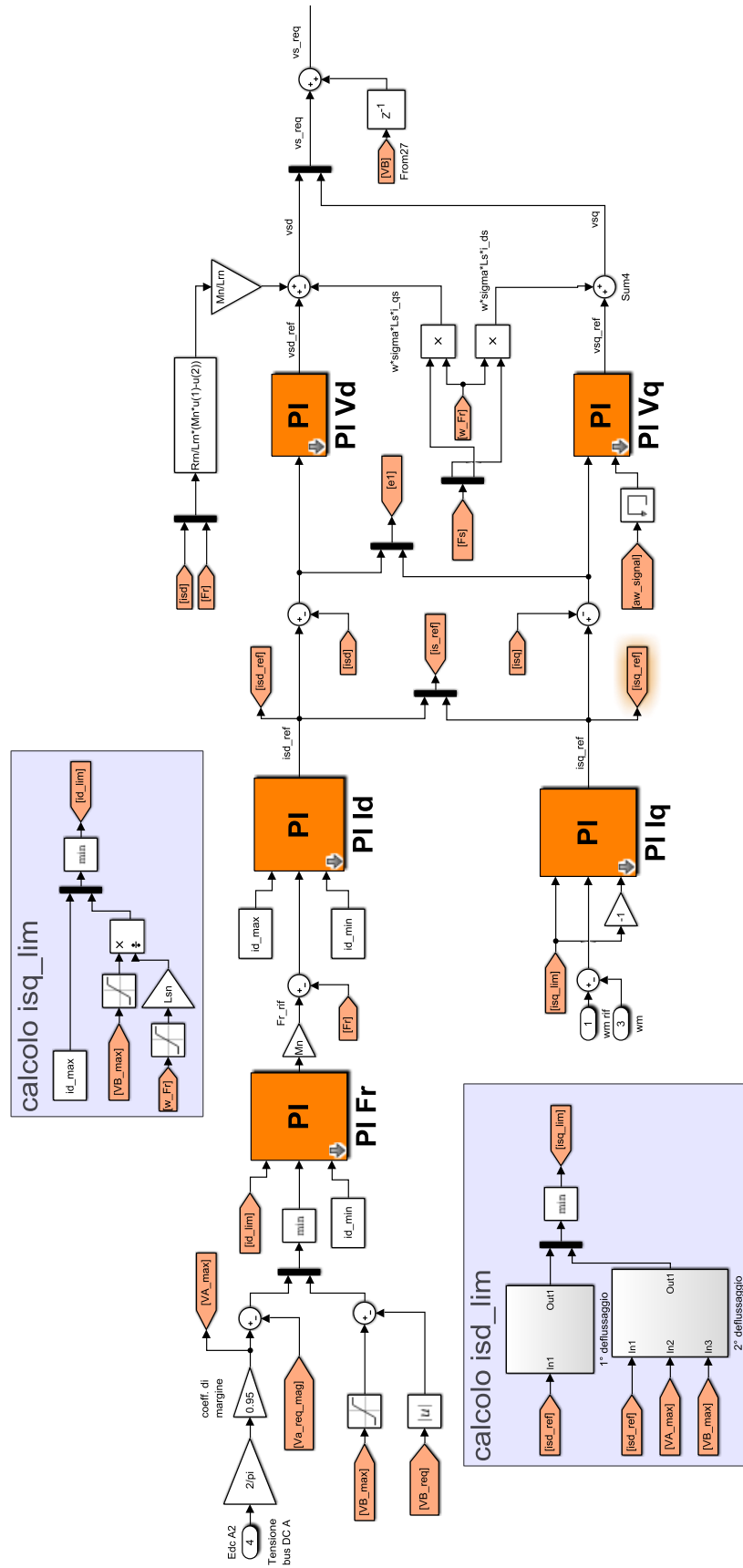


Figura 3.15 – Modello del sistema di controllo dell’inverter A (prima parte).

In Figura 3.16 è mostrata invece la seconda parte del sistema di controllo dell'inverter A, che è il proseguimento della prima:

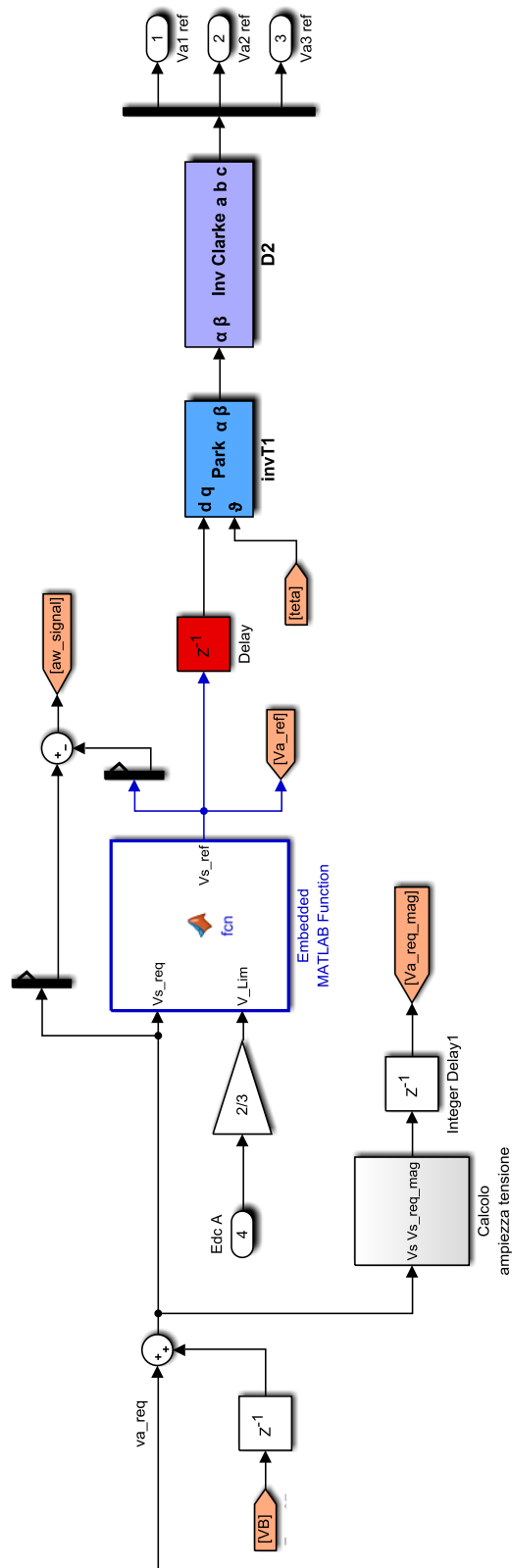


Figura 3.16 – Sistema di controllo dell'inverter A (seconda parte).

In questa seconda parte si può apprezzare il blocco blu, ‘*Embedded MATLAB function*’, che realizza la saturazione della tensione \bar{v}_A appena ricavata all’interno della regione definita dal limite di tensione per tale inverter, che si ricorda essere l’esagono caratteristico per l’inverter A. Come mostrato in Figura 3.17 questo blocco riporta la richiesta entro il limite mantenendo inalterata la direzione del vettore iniziale, agendo in modo identico sulle componenti d e q .

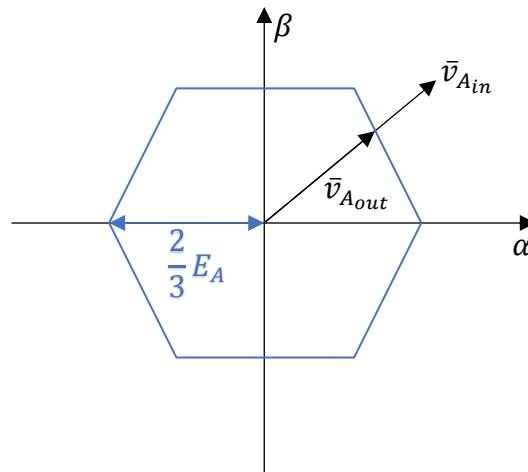


Figura 3.17 – Effetto della saturazione della tensione richiesta all’inverter A.

Il blocco in rosso invece, apprezzabile sempre in Figura 3.16, realizza un ritardo pari a un ciclo; esso è stato inserito per simulare il ritardo introdotto dall’inverter.

La tensione \bar{v}_A limitata, espressa nel riferimento bifase rotante, viene poi trasformata ad opera delle matrici di trasformazione inversa di Park e Clarke, rispettivamente esplicitate in Figura 3.18 e Figura 3.19.

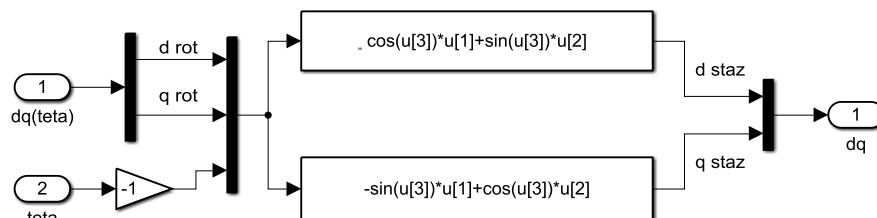


Figura 3.18 – Modello della matrice T inversa.

3 – Implementazione del modello

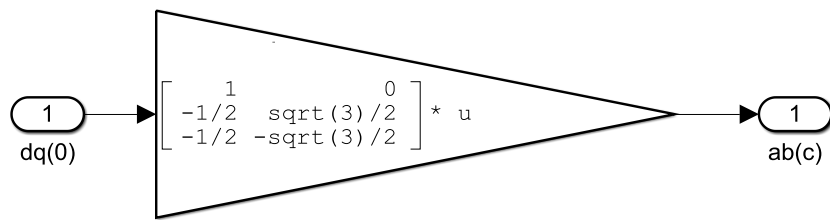


Figura 3.19 – Modello della matrice D inversa.

Si passa ora alla descrizione del sistema di controllo dell'inverter secondario, mostrato in Figura 3.20. In esso si può apprezzare come l'implementazione sia fedelmente basata sulle considerazioni svolte nei capitoli precedenti.

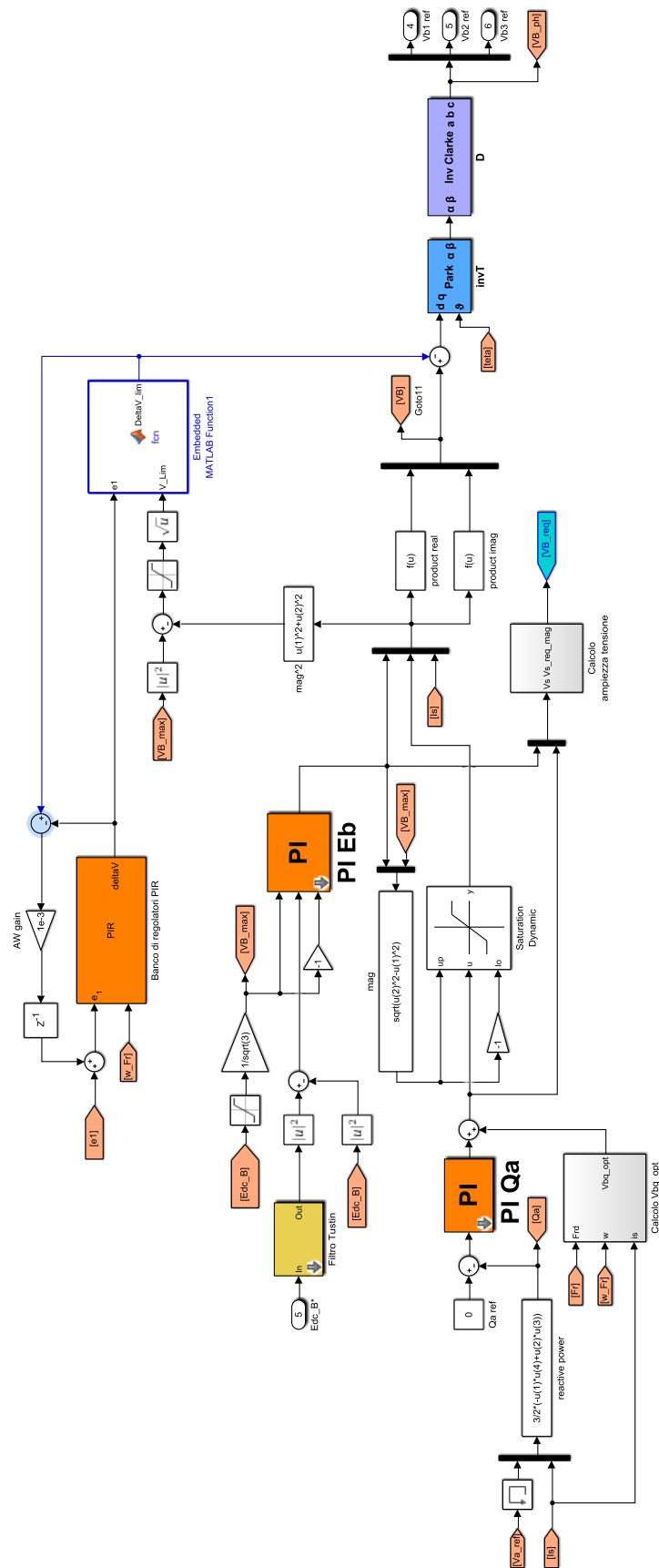


Figura 3.20 – Modello del sistema di controllo dell’inverter B.

Questo modello presenta, nella parte centrale, il regolatore PI della componente di tensione $\overline{v_B}$ parallela al vettore $\overline{t_s}$, necessaria al mantenimento della tensione sul condensatore ad un valore costante. 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 $\overline{t_s}$, utile alla regolazione della potenza reattiva dell'inverter principale. Questa sezione richiede perciò il calcolo del valore $v_{B,opt}^q$ tale da rendere nulla Q_A , necessario perciò per lo scopo prefissato di funzionamento ottimo del sistema, come descritto nel Paragrafo 1.5.

È importante ricordare, a tal proposito, che il sistema dual inverter può funzionare o meno a fattore di potenza unitario, ma per garantire il corretto funzionamento non può sottrarsi dal controllo della tensione sul condensatore.

Nella parte superiore di Figura 3.20 è possibile apprezzare il banco di regolatori PIR adibiti alla compensazione delle armoniche di disturbo generate dalla sovramodulazione dell'inverter principale. Come si può apprezzare in Figura 3.21, sono stati implementati due regolatori PIR con pulsazione di risonanza pari a sei volte e dodici volte la pulsazione fondamentale.

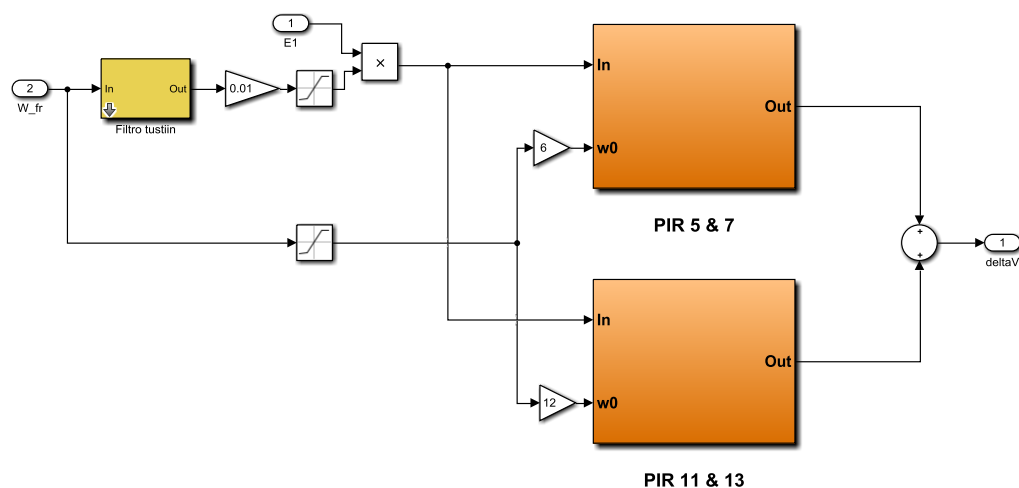


Figura 3.21 – Modello del banco di regolatori PIR.

Come spiegato nel Paragrafo 2.2, tali regolatori sono accordati per la compensazione rispettivamente della quinta e settima armonica e della undicesima e tredicesima armonica.

Per migliorare il comportamento dinamico dell'azionamento in fase di avviamento è stato deciso di moltiplicare l'errore \bar{e}_1 in ingresso ai regolatori PIR per una funzione algebrica che varia linearmente con la velocità di rotazione. Essa assume valore nullo a velocità zero e valore unitario alla velocità di 100 giri al minuto. In questo modo, all'avvio si esclude il banco di regolatori PIR mentre il loro funzionamento aumenta progressivamente fino ad entrare a pieno regime per velocità di rotazione superiori ai 100 giri/minuto.

La tensione $\overline{\Delta v_B}$ viene poi saturata per mezzo di una funzione analoga a quella analizzata per limitare la tensione dell'inverter A. Essa è limitata alla tensione ancora disponibile per l'inverter B, calcolata come differenza tra valore massimo producibile e la tensione ottenuta dagli altri due rami visti in precedenza. In questo modo si garantisce la priorità al mantenimento della tensione del condensatore ad un valore costante e alla compensazione della potenza reattiva. La compensazione armonica viene svolta solo se l'inverter B dispone di un margine di tensione. La funzione saturatrice, realizzata nel blocco '*Embedded MATLAB function1*' apprezzabile in Figura 3.20, riporta la tensione entro il limite operando sul modulo e mantenendo inalterata la direzione del vettore calcolato.

Sempre all'interno del sottosistema di controllo della velocità è implementato l'osservatore di flusso descritto nel Paragrafo 3.1.3 e mostrato in Figura 3.22.

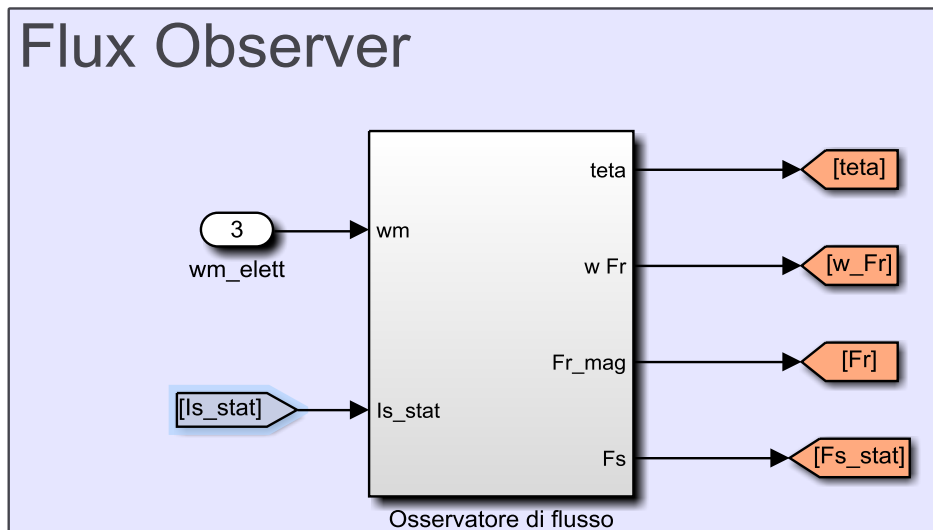


Figura 3.22 – Sottosistema dell'osservatore di flusso.

Infine, in Figura 3.23 sono mostrati il calcolo del fattore di potenza e il modello matematico che simula il bus DC dell'inverter secondario, comprensivo del condensatore flottante:

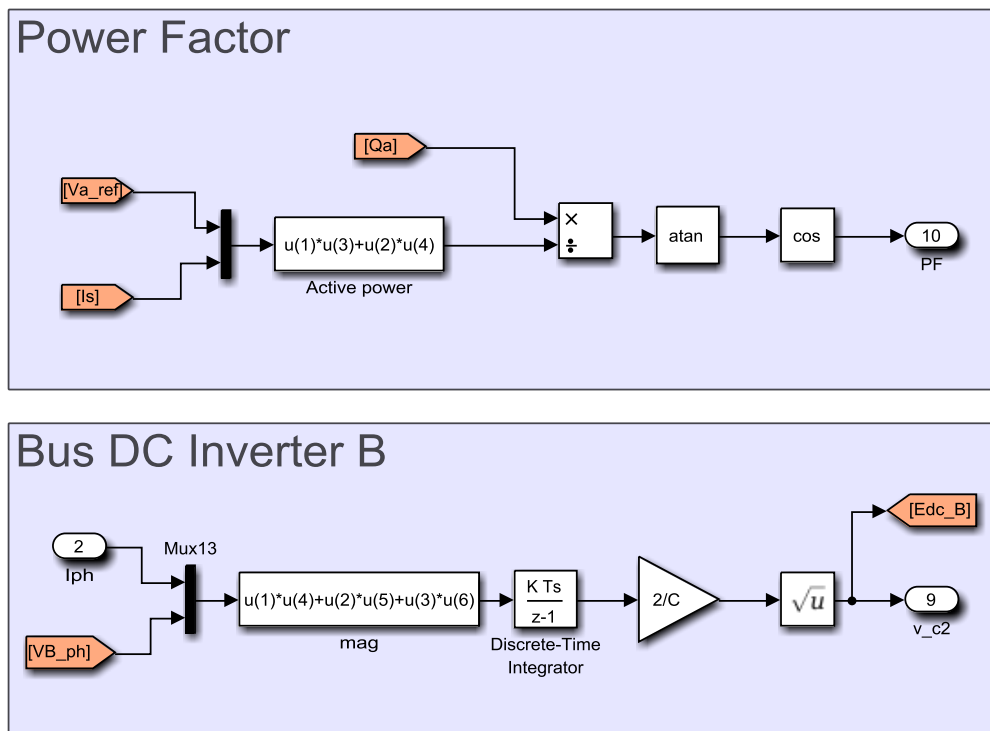


Figura 3.23 – Calcolo del fattore di potenza e modello matematico del bus DC secondario.

Il fattore di potenza si calcola, una volta ricavate la potenza attiva e reattiva scambiata dall'inverter A con il sistema, come segue:

$$P_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot \overline{i_s} \quad (3.21)$$

$$Q_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot j\overline{i_s} \quad (3.22)$$

$$\cos \varphi = \cos \left(\tan^{-1} \frac{Q_A}{P_A} \right). \quad (3.23)$$

La tensione sul condensatore, invece, è ricavata a partire dal calcolo della potenza in ingresso all'inverter B, calcolata come somma dei prodotti della corrente di fase di macchina e della tensione di fase dell'inverter secondario:

$$p_B = i_1 v_{B1} + i_2 v_{B2} + i_3 v_{B3}. \quad (3.24)$$

Trascurando le perdite dell'inverter, si può dire che p_B appena calcolata è la potenza sul condensatore, perciò integrando tale valore si ricava l'energia che interessa il condensatore flottante:

$$W_B = \int p_B dt \quad (3.25)$$

$$W_B = \frac{1}{2} C E_B^2 \quad (3.26)$$

Perciò è possibile esprimere la tensione del condensatore flottante, quindi la tensione del bus DC dell'inverter B, come:

$$E_B = \sqrt{\frac{2W_B}{C}}. \quad (3.27)$$

3.2.2 Modello del dual inverter

I modelli scelti per l'implementazione dei due inverter sono ideali: essi sono sprovvisti di reali interruttori statici in commutazione durante il loro funzionamento; così facendo si considera accettabile approssimare il valore istantaneo delle tensioni con il loro valor medio nel periodo di ciclo. In Figura 3.24 sono rappresentati i modelli degli inverter realizzati con la logica descritta in precedenza, all'interno del sottosistema dual inverter.

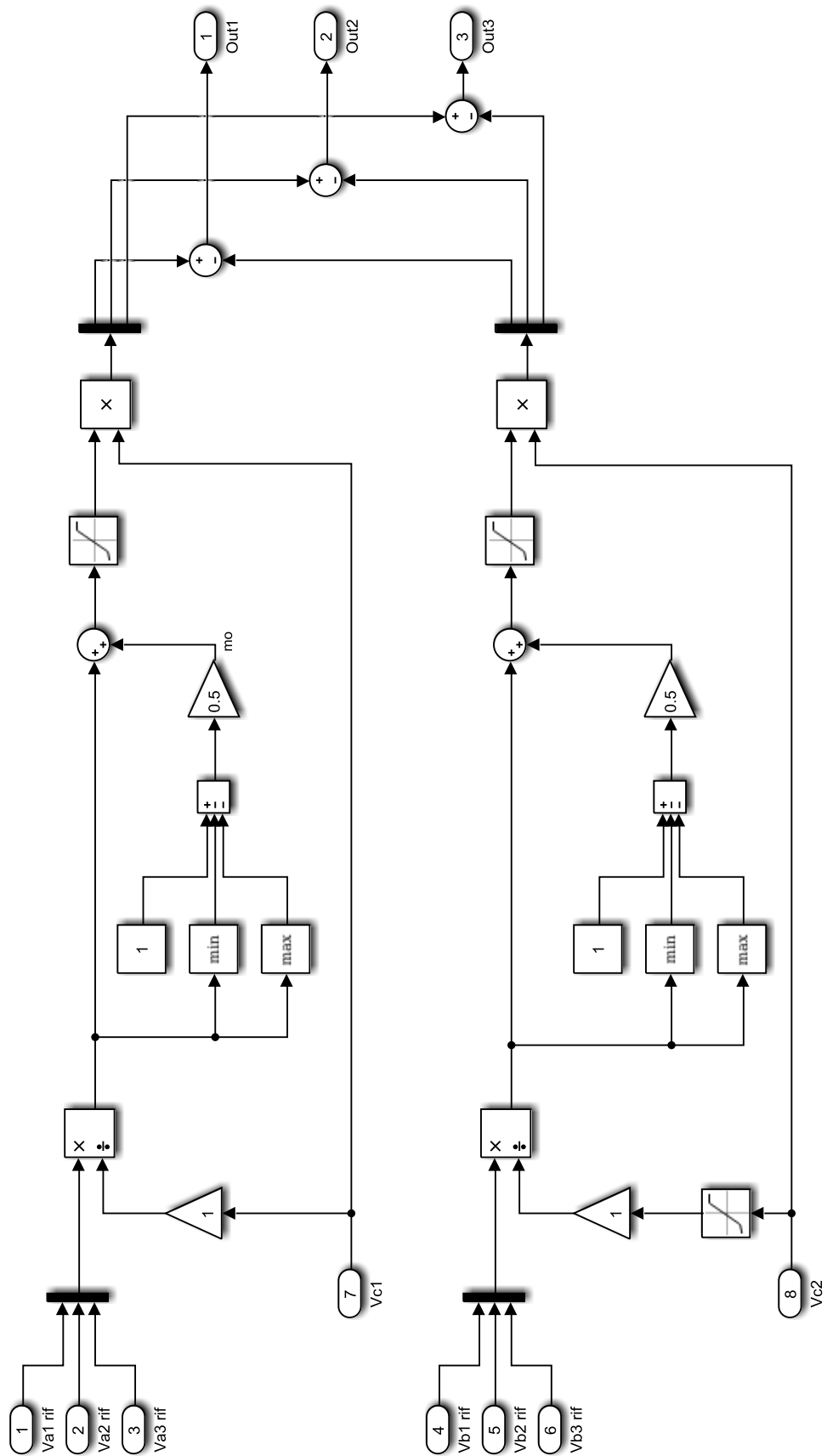


Figura 3.24 – Modello del dual inverter: inverter A a sinistra e inverter B a destra.

Lo schema proposto realizza il calcolo delle modulanti in modo da implementare dei limiti di tensione compatibili a quelli che si ottengono con la tecnica di modulazione a 7 intervalli simmetrica. Dalla teoria dei convertitori statici, per questa tecnica di modulazione, le modulanti sono calcolate nel modo seguente:

$$\begin{cases} m_1 = m_0 + \frac{v_{1,rif}}{E} \\ m_2 = m_0 + \frac{v_{2,rif}}{E} \\ m_3 = m_0 + \frac{v_{3,rif}}{E} \end{cases} \quad (3.28)$$

$$m_0 = \frac{1}{2} \left(1 - \min \left(\frac{v_{1,rif}}{E}, \frac{v_{2,rif}}{E}, \frac{v_{3,rif}}{E} \right) - \max \left(\frac{v_{1,rif}}{E}, \frac{v_{2,rif}}{E}, \frac{v_{3,rif}}{E} \right) \right) \quad (3.29)$$

La terna di tensioni in uscita rappresenta la differenza delle tensioni di polo dei due inverter.

3.2.3 Modello della macchina asincrona

Il modello del motore asincrono (sottosistema giallo in Figura 3.11) è realizzato nel sistema bifase stazionario, come mostrato in Figura 3.25. Per questo motivo, è inizialmente necessario trasformare il sistema trifase delle tensioni per mezzo della matrice D nelle componenti α e β , mentre alla fine occorre ritornare al sistema trifase per mezzo della matrice D inversa.

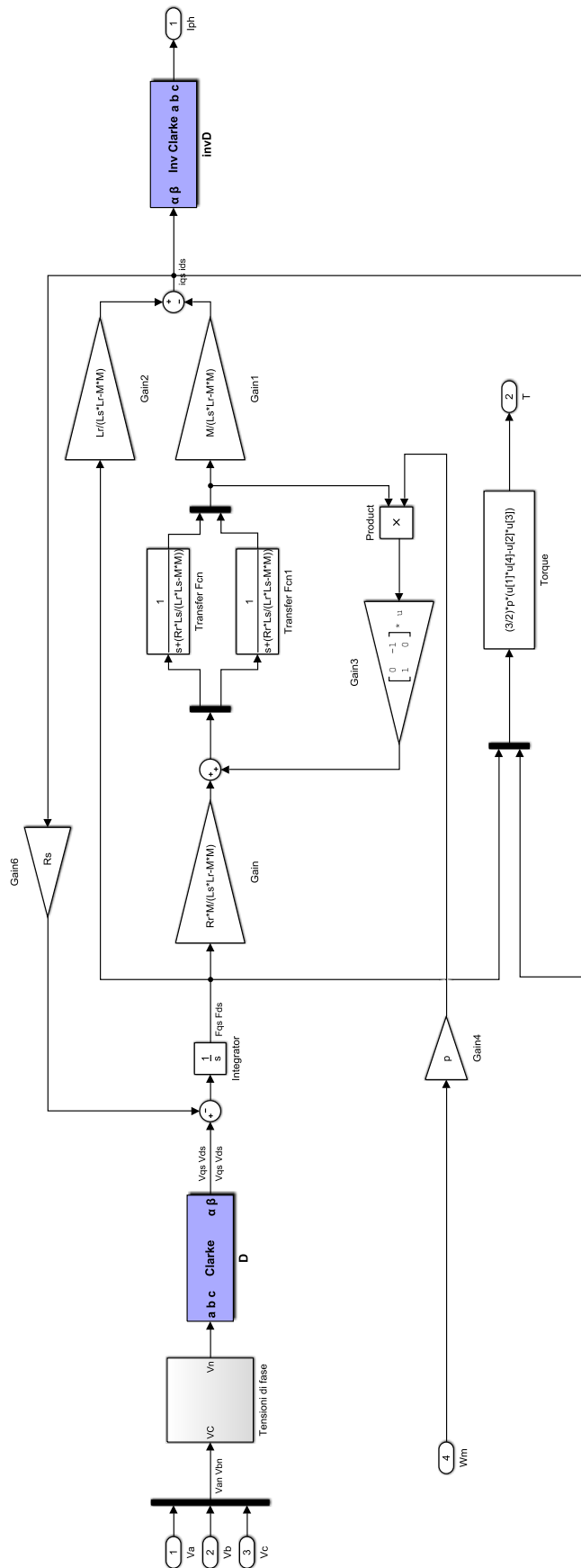


Figura 3.25 – Modello della macchina asincrona nel sistema di riferimento bifase stazionario.

Prima di eseguire la trasformazione, è necessario calcolare le tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina a partire dalla differenza tra le tensioni di polo dei due inverter. Per fare ciò, in accordo con il sistema di equazioni (1.2), si procede nel seguente modo:

$$\begin{cases} v_1 = v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{0-0'} \\ v_2 = v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{0-0'} \\ v_3 = v_{p3-0} - v_{p6-0'} + v_{0-0'} \end{cases} \quad (3.30)$$

$$\begin{aligned} v_{0-0'} &= \frac{1}{3} \left((v_1 + v_2 + v_3) - (v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{p2-0} \right. \\ &\quad \left. - v_{p5-0'} + v_{p3-0} - v_{p6-0'}) \right) \\ &= -\frac{1}{3} (v_{p1-0} - v_{p4-0'} + v_{p2-0} - v_{p5-0'} + v_{p3-0} - v_{p6-0'}) \end{aligned} \quad (3.31)$$

Si ricorda che il carico è simmetrico e supposto collegato a stella, quindi il contributo $(v_1 + v_2 + v_3)$ risulta essere nullo. In Figura 3.26 è riportato il blocco che svolge tale operazione.

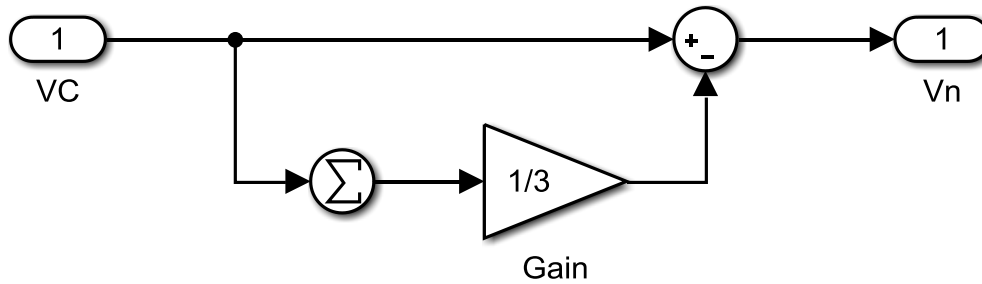


Figura 3.26 – Modello del sistema di calcolo delle tensioni sugli avvolgimenti.

3.2.4 Modello del carico meccanico

Il sistema meccanico, mostrato in Figura 3.27, è descritto dalla seguente equazione cinematica:

$$C_m - C_r = C_m - K_c \omega_m = (J_m + J_c) \frac{d\omega_m}{dt} \quad (3.32)$$

Questo sottosistema, apprezzabile in verde in Figura 3.11, accetta in ingresso il segnale di coppia ricavato dal modello della macchina asincrona e restituisce il valore della velocità meccanica di rotazione ω_m .

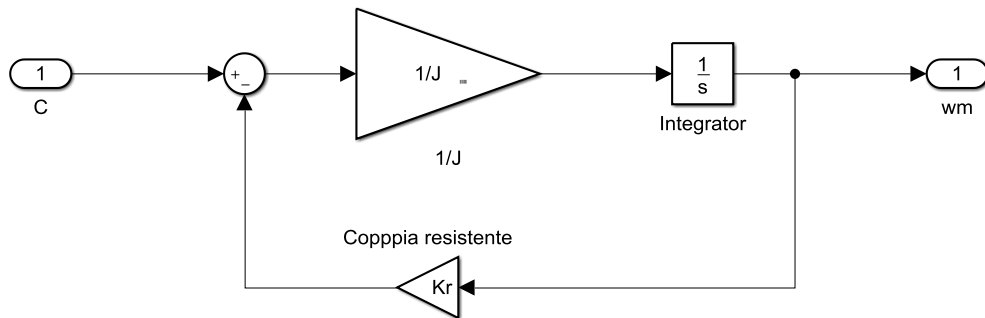


Figura 3.27 – Modello del sistema meccanico.

Occorre specificare che con J si fa riferimento al momento di inerzia totale, somma di quello di macchina J_m e quello del carico J_c . Inoltre, si è scelto di implementare per la coppia resistente C_r un andamento lineare funzione della velocità meccanica di rotazione.

Capitolo 4

Simulazione numerica

In questo capitolo, dopo aver descritto la logica di controllo e l'implementazione del modello dell'azionamento in ambiente Simulink, sono mostrati i risultati delle simulazioni numeriche svolte con tale modello. Questa fase preliminare di simulazione puramente numerica consente di verificare la fedeltà del modello, la bontà delle ipotesi fatte e soprattutto stimare qualitativamente il comportamento che avrà l'azionamento reale. Per quanto riguarda quest'ultimo, le simulazioni numeriche forniscono delle valide indicazioni per lo svolgimento delle prove sperimentali sul sistema reale.

4.1 Risultati della simulazione

Per rendere l'intera trattazione omogenea nelle sue varie parti, si è scelto di svolgere le simulazioni cercando di riprodurre il più realisticamente possibile il sistema che verrà adottato durante le prove sperimentali. Per questo motivo sono stati utilizzati i risultati ottenuti da prove di caratterizzazione della macchina elettrica utilizzata, che hanno permesso di stimare le grandezze elettriche del circuito equivalente. È stato quindi realizzato uno script di MATLAB contenente tutte le variabili e grandezze in gioco: i parametri del motore asincrono, le grandezze limite dell'azionamento, i parametri del carico, e i coefficienti relativi al sistema di controllo. Tutto ciò è elencato nel dettaglio in Tabella 4.1.

Tabella 4.1 – Parametri dello script MATLAB per le simulazioni numeriche.

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Induttanza statorica	L_s	0.1127	H
Induttanza rotorica	L_r	0.1127	H
Induttanza mutua	M	0.105	H
Coefficiente di dispersione totale	σ	0.1314	-
Resistenza statorica	R_s	1	Ω
Resistenza rotorica	R_r	1.22	Ω
Coppie di poli	p	2	-
Pulsazione statorica nominale	ω_s	$2\pi \cdot 50$	rad/s
Corrente nominale	I_n	10	A_{picco}
Corrente asse d nominale	i_{sdn}	5.7735	A_{picco}
Flusso rotorico nominale	φ_{rn}	0.6062	Wb
Momento d'inerzia macchina	J_m	0.03	$Kg \cdot m^2$
Tensione bus dc inverter A	E_A	150	V
Tensione bus dc inverter B	E_B	300	V
Tensione bus dc inverter B nella fase iniziale	E_B	30	V
Corrente massima	I_{max}	10	A_{picco}
Capacità condensatore bus DC inverter B	C	0.001	F

<i>Resistenza bus DC inverter B</i>	R_0	23500	Ω
<i>Periodo di commutazione</i>	T_c	$150 \cdot 10^{-6}$	s
<i>Momento d'inerzia carico</i>	J_c	0.19	$Kg \cdot m^2$
<i>Momento d'inerzia totale</i>	J	0.22	$Kg \cdot m^2$
<i>Coefficiente di attrito</i>	b	0.001	$N \cdot m \cdot s/rad$
<i>Costante di coppia resistente</i>	K_r	0.0001	-
<i>Coefficiente proporzionale corrente asse d</i>	$K_{p,isd}$	17.76	V/A
<i>Coefficiente integrale corrente asse d</i>	$K_{i,isd}$	1200	V/A
<i>Coefficiente proporzionale corrente asse q</i>	$K_{p,isq}$	17.76	V/A
<i>Coefficiente integrale corrente asse q</i>	$K_{i,isq}$	1200	V/A
<i>Coefficiente proporzionale velocità</i>	$K_{p,\omega}$	0.0792	A/rad/s
<i>Coefficiente integrale velocità</i>	$K_{i,\omega}$	0.006	A/rad/s
<i>Coefficiente proporzionale tensione A</i>	K_{p,V_A}	0.0006	Wb/V
<i>Coefficiente integrale tensione A</i>	K_{i,V_A}	0.6	Wb/V
<i>Coefficiente proporzionale flusso</i>	K_{p,ϕ_r}	36.97	A/Wb
<i>Coefficiente integrale flusso</i>	K_{i,ϕ_r}	400	A/Wb
<i>Coefficiente proporzionale tensione B</i>	K_{p,V_B}	0.055	V/V
<i>Coefficiente integrale tensione B</i>	K_{i,V_B}	0.00005	V/V
<i>Coefficiente proporzionale pot. reattiva A</i>	K_{p,Q_A}	0.001	V/VAr
<i>Coefficiente integrale pot. reattiva A</i>	K_{i,Q_A}	0.1	V/VAr
<i>Coefficiente proporzionale PIR</i>	$K_{p,PIR}$	4.44	V/A
<i>Coefficiente integrale PIR</i>	$K_{i,PIR}$	300	V/A

I parametri mostrati in Tabella 4.1 sono stati usati per realizzare simulazioni sulla base del modello Simulink descritto nel Capitolo 3. Di seguito sono riportati e descritti gli andamenti nel tempo delle principali grandezze di interesse durante un transitorio di accelerazione da fermo. Le simulazioni sono realizzate richiedendo al modello un riferimento di velocità a gradino di ampiezza pari a 5000rpm all'istante temporale $t = 4s$. La coppia resistente è proporzionale alla velocità mediante l'opportuna costante K_r , riportata in Tabella 4.1.

In Figura 4.1 è indicata la risposta di velocità del sistema al riferimento a gradino richiesto.

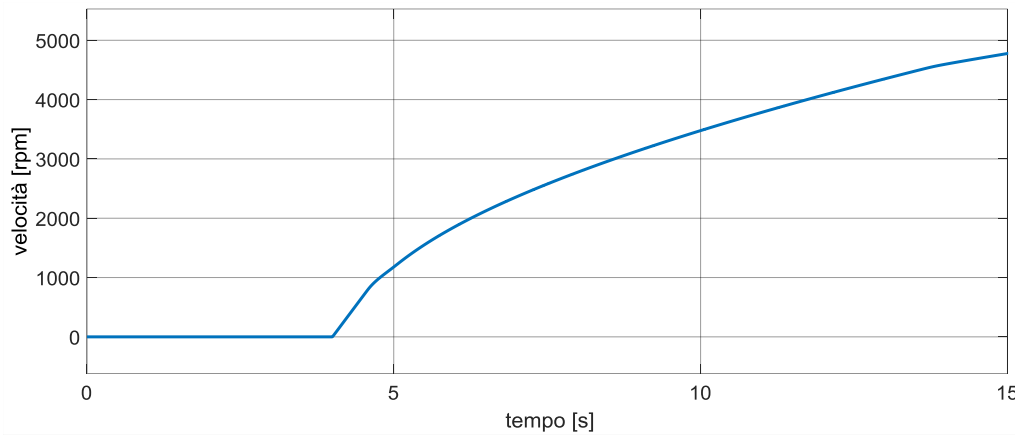


Figura 4.1 – Velocità di rotazione meccanica espressa in rpm.

In Figura 4.2 viene riportato l'andamento della curva di coppia elettromagnetica ottenuta. Il massimo di coppia erogata è di circa 14Nm.

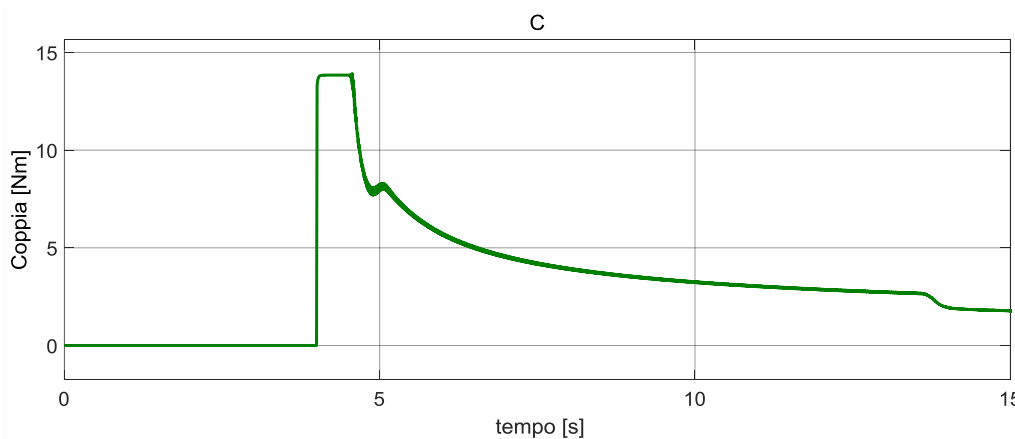


Figura 4.2 – Coppia elettromagnetica espressa in Nm.

In Figura 4.3 sono mostrati gli andamenti del flusso rotorico di riferimento (rosso) e di quello stimato dall'osservatore di flusso (verde): i due andamenti sono pressoché coincidenti durante tutta la durata della prova. All'inizio si può apprezzare la fase di magnetizzazione della macchina, precedente alla richiesta di velocità, nella quale il flusso raggiunge rapidamente il suo valore nominale. Passati 4 secondi, si può apprezzare come il flusso rotorico cali molto rapidamente, indicando come la macchina sia entrata nella regione di primo

deflussaggio. Questo comportamento è necessario per permettere al motore di poter inseguire la richiesta velocità.

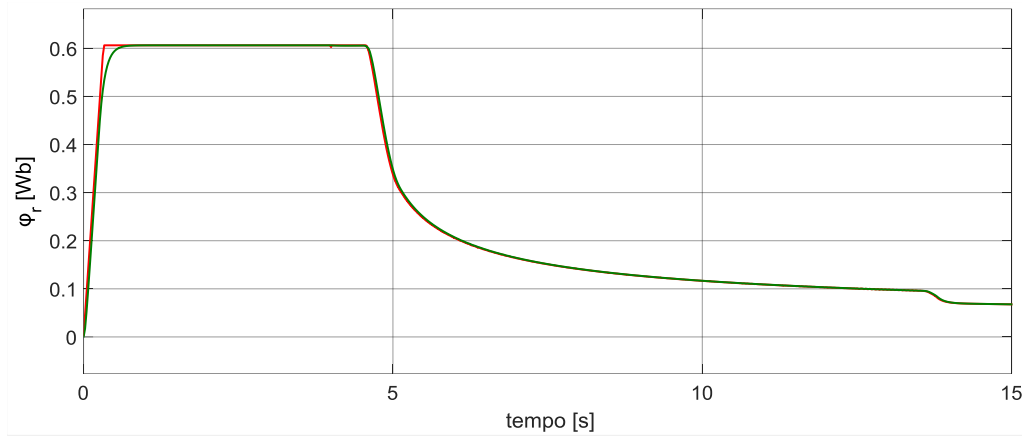


Figura 4.3 – Flusso rotorico di riferimento (rosso) e stimato dall'osservatore di flusso (verde).

In Figura 4.4 e Figura 4.5 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle correnti di riferimento (rosso) e misurate (verde) rispettivamente di asse d e asse q .

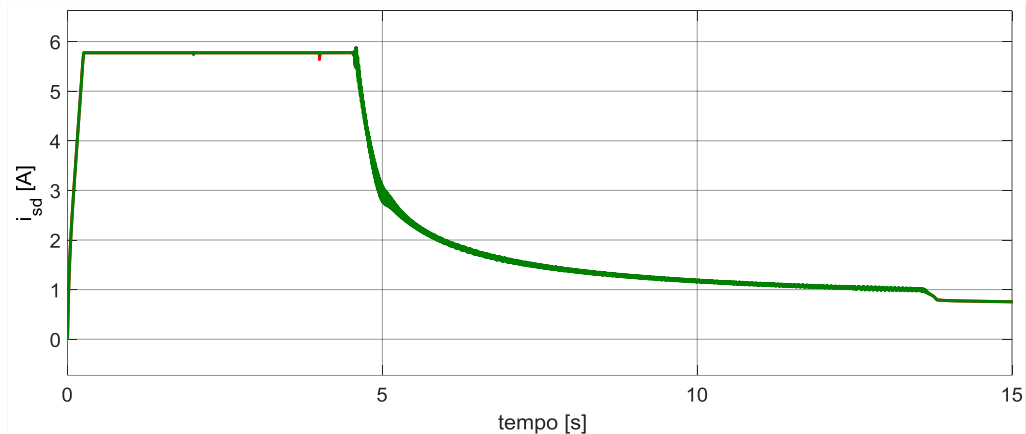


Figura 4.4 – Corrente di riferimento (rossa) e misurata (verde) di asse d .

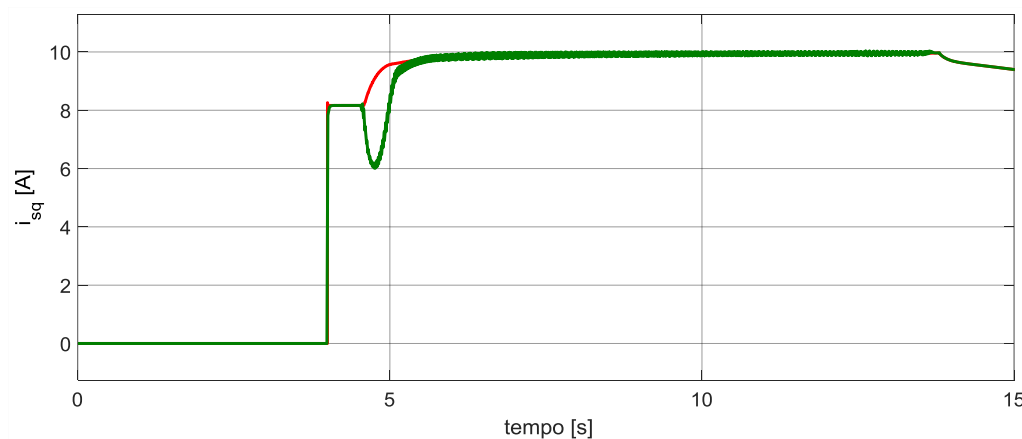


Figura 4.5 – corrente di riferimento (rosso) e misurata (verde) di asse q .

Il tratto in cui il valore misurato si discosta dal valore di riferimento è dovuto al fatto che la dinamica di riduzione del flusso in corrispondenza dell'ingresso nella zona di primo deflussaggio non è sufficientemente elevata, perciò per un breve periodo la tensione disponibile non è sufficiente a soddisfare la richiesta. Questo comportamento si traduce nel buco di corrente visibile nella forma d'onda delle correnti, mostrata in Figura 4.7, e anche nei risultati sperimentali mostrati nel capitolo 6.

Per comprendere meglio la dinamica del controllo, nella Figura 4.6 è riportata l'evoluzione temporale del punto delle precedenti correnti di assi d e q nel corrispondente piano $i_{sd} - i_{sq}$. Come si può vedere, l'andamento di Figura 4.6 è praticamente identico a quello determinato durante lo studio teorico della logica di controllo, il quale è rappresentato in Figura 2.2.

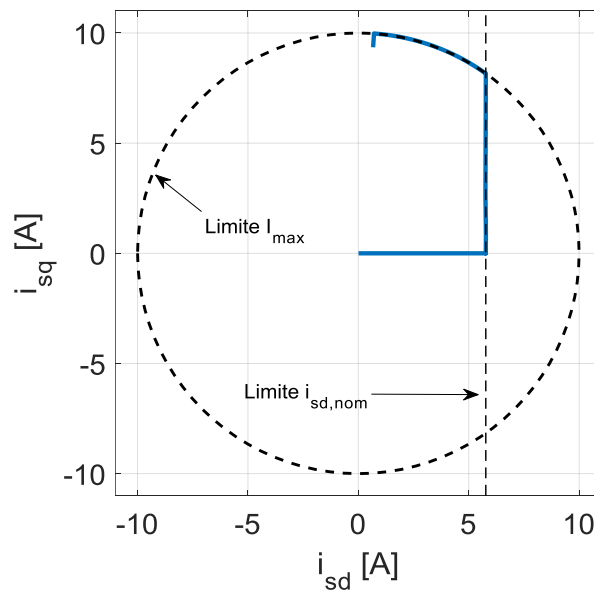


Figura 4.6 – Traiettoria nel piano complesso del vettore \bar{i}_s .

In Figura 4.7 è mostrato l'andamento nel tempo di una corrente di fase, in particolare la corrente di fase a, mentre in Figura 4.8 è mostrato l'andamento delle tre correnti di fase che formano la classica terna trifase simmetrica sinusoidale, durante il transitorio di avviamento.

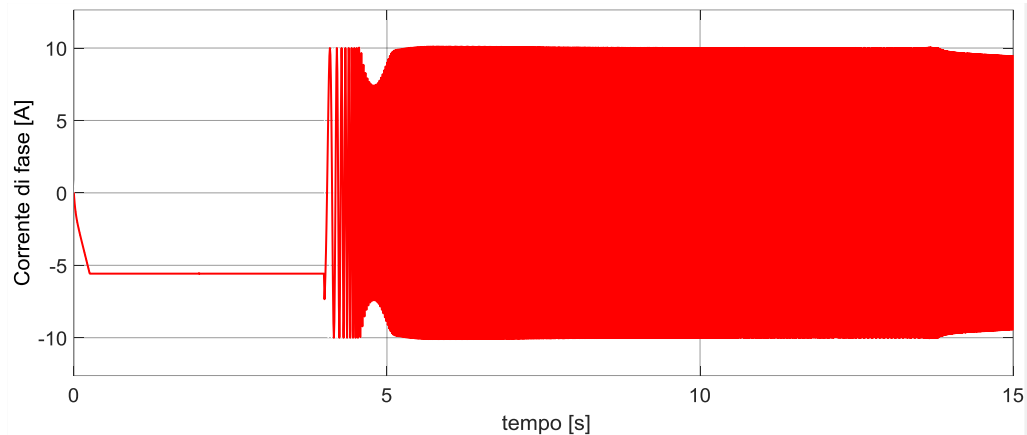


Figura 4.7 – Corrente di fase della macchina nella fase a.

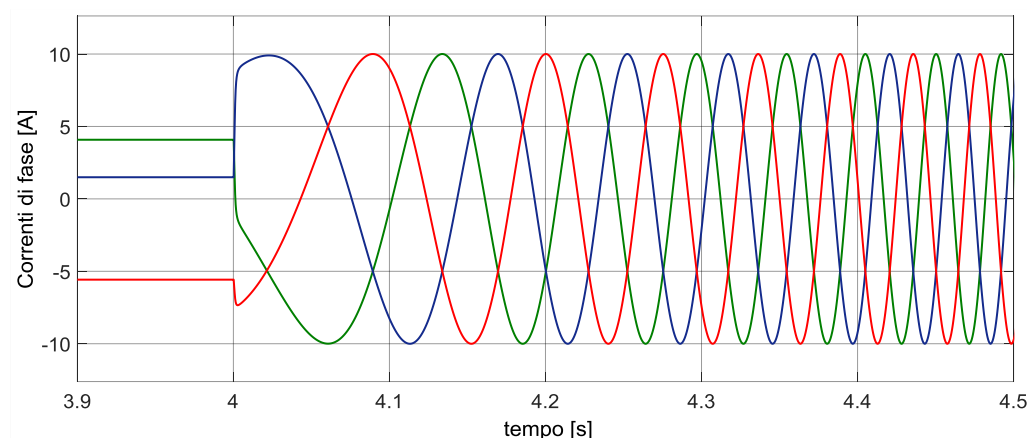


Figura 4.8 – Dettaglio delle correnti nelle tre fasi di macchina, all'avviamento.

In Figura 4.9 è mostrato l'andamento nel tempo della tensione ai capi del condensatore presente sul bus DC dell'inverter secondario. Si può notare come il condensatore si carichi rapidamente durante il transitorio iniziale precedente alla richiesta di velocità a gradino, per poi mantenere la tensione costante durante la durata della prova al valore imposto di 300V. Inizialmente si pone il valore di tensione a 30V per consentire il corretto funzionamento del controllo durante la fase iniziale di magnetizzazione della macchina.

4 – Simulazione numerica

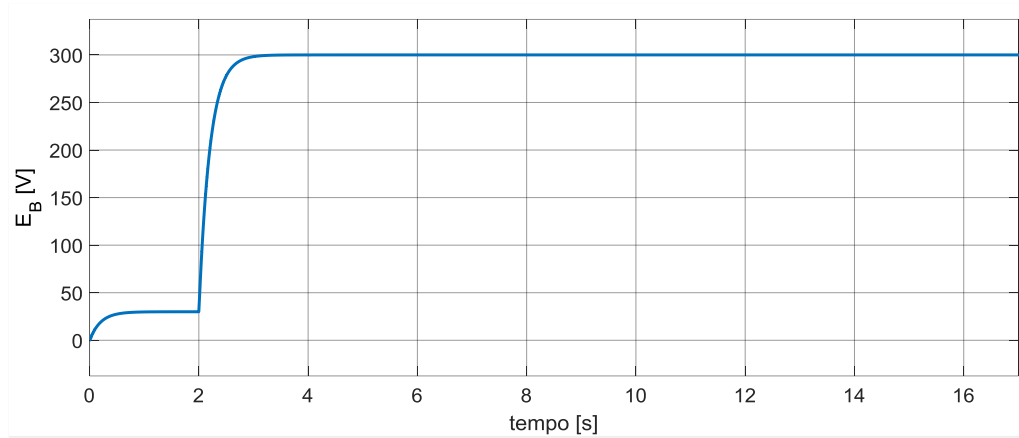


Figura 4.9 – Andamento nel tempo della tensione del condensatore del bus DC dell'inverter secondario.

Per verificare il soddisfacimento di una delle condizioni fondamentali per il corretto funzionamento del sistema, identificata nell'espressione (1.24), si fornisce in Figura 4.10 il power factor dell'inverter secondario. Questo, a meno di una fase iniziale di pochi secondi necessaria alla carica del condensatore, si mantiene costantemente a zero. A conferma dei dati del power factor, è possibile osservare nella Figura 4.11 gli andamenti della potenza attiva e reattiva dell'inverter B.

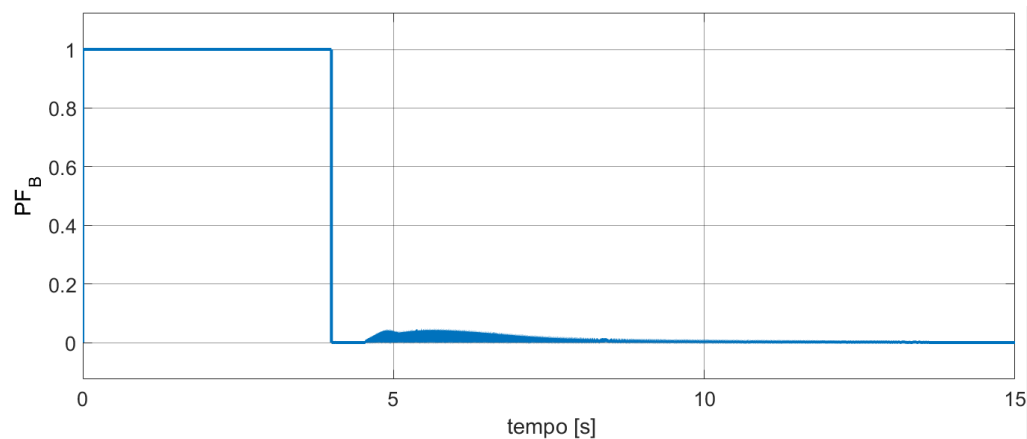


Figura 4.10 – Power Factor dell'inverter secondario.

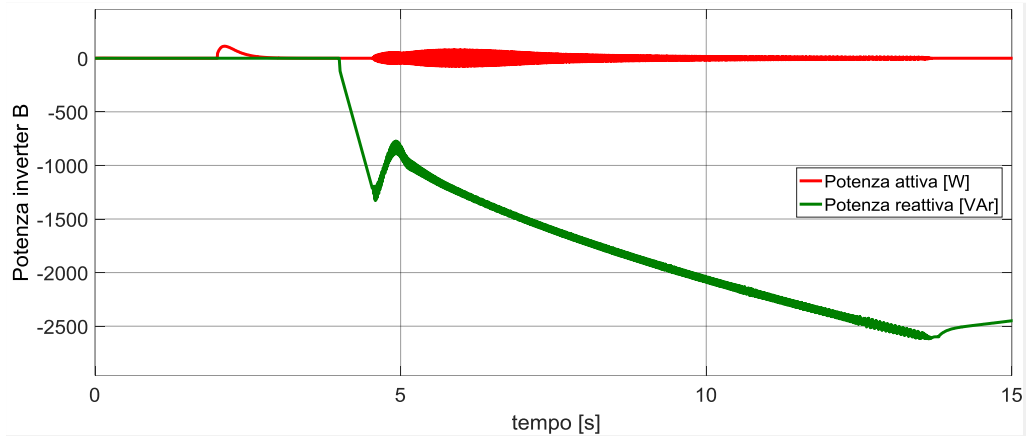


Figura 4.11 – Potenza attiva (rosso) e reattiva (verde) dell'inverter secondario.

A questo punto, per verificare che l'azionamento lavori in condizioni ottimali, si presenta in Figura 4.12 il power factor dell'inverter principale. Come ci si aspetta, esso si mantiene costantemente pari al valore unitario. A conferma dei dati del power factor, è possibile osservare la Figura 4.13 delle potenze attiva e reattiva dell'inverter A.

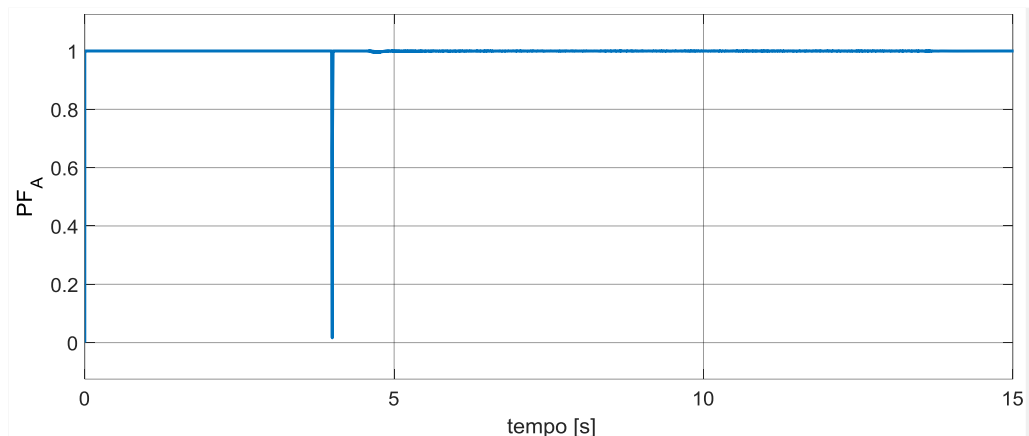


Figura 4.13 – Power Factor dell'inverter principale.

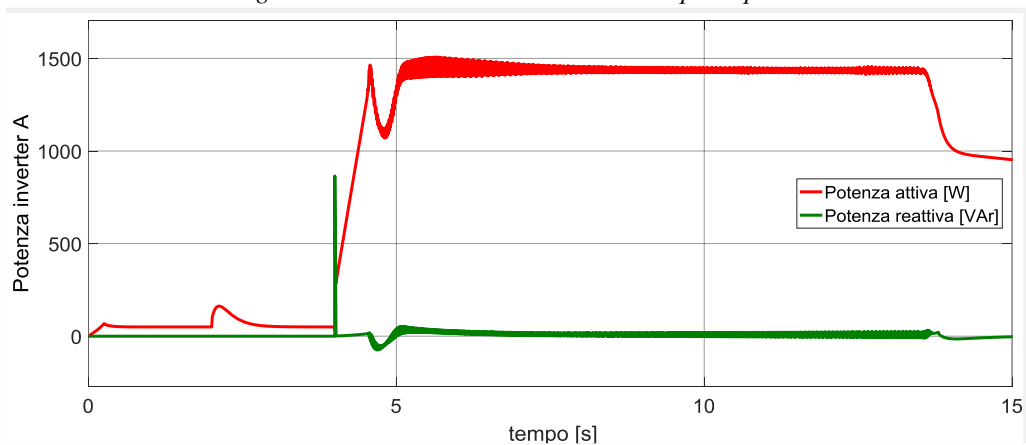


Figura 4.12 – Potenza attiva (rosso) e reattiva (verde) dell'inverte principale.

Dopo aver mostrato una panoramica sulle grandezze di maggior interesse, vengono riportati in seguito i grafici relativi ad aspetti più specifici del sistema di controllo. In Figura 4.14 viene mostrato come il modello sia in grado di rispettare i limiti in tensione imposti per il funzionamento: il valore in tensione v_A (verde) richiesto dal controllo si mantiene sempre inferiore o uguale al limite massimo $V_{A,max}$ (rosso), tranne che in corrispondenza dell'ingresso in primo deflussaggio, dove la tensione disponibile non è sufficiente a causa della lentezza nella dinamica di abbassamento del flusso. Allo stesso modo, il valore in tensione v_B (verde) è inferiore o uguale al limite massimo $V_{B,max}$ (rosso) per tutta la durata della simulazione. In particolare, il sistema lavora in prossimità del limite di tensione A durante il funzionamento in primo deflussaggio, mentre in secondo deflussaggio, questo si sposta sul limite di tensione B.

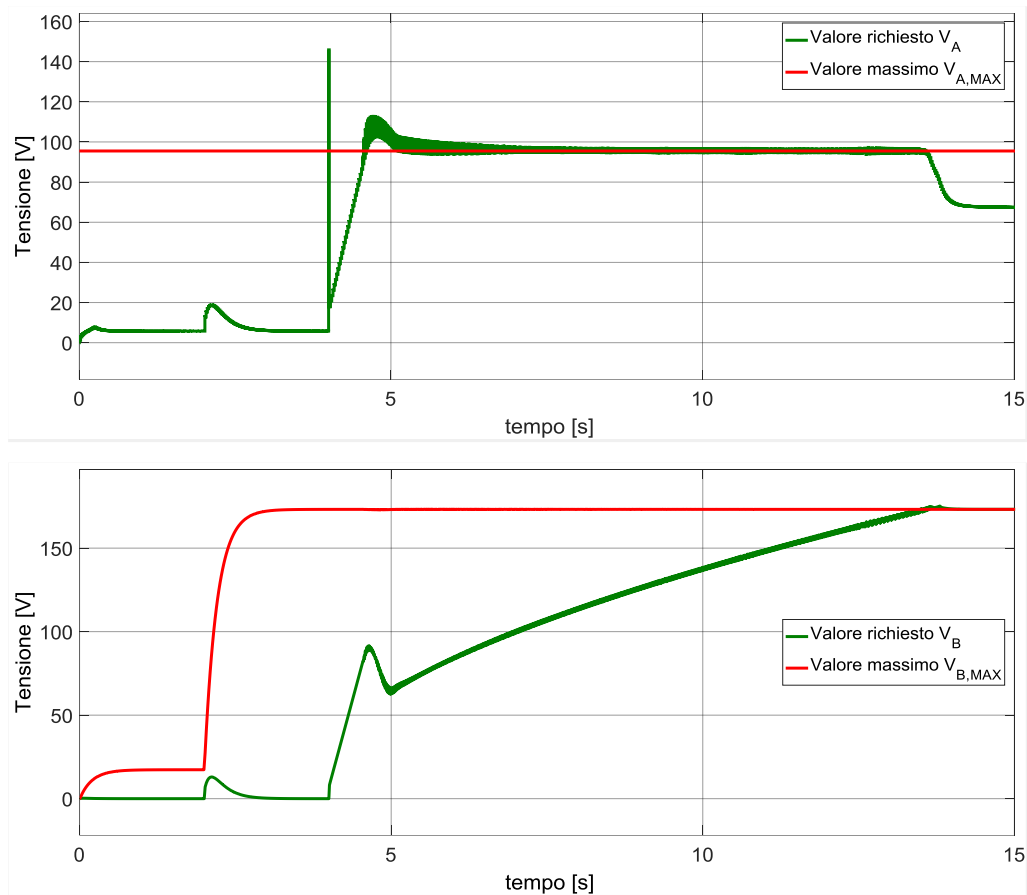


Figura 4.14 – Valori limite (rosso) e richiesto (verde) di tensione per l'inverter A (sopra) e inverter B (sotto).

Per il controllo implementato, si è scelto di regolare il flusso rotorico in funzione del minimo errore di tensione, cioè del vincolo più stringente. Perciò, conseguentemente agli andamenti della figura appena vista, si presentano in Figura 4.15 gli andamenti degli errori in tensione per l’inverter A (verde), per l’inverter B (rosso) e l’evoluzione del segnale di minimo tra i due errori (blu) che influenza il regolatore PI del flusso. Come si può vedere, all’avvio e in tutta la zona di primo deflussaggio è il limite corrispondente all’inverter A ad essere più restrigente, mentre dall’inizio della zona di secondo deflussaggio è il limite corrispondente all’inverter B.

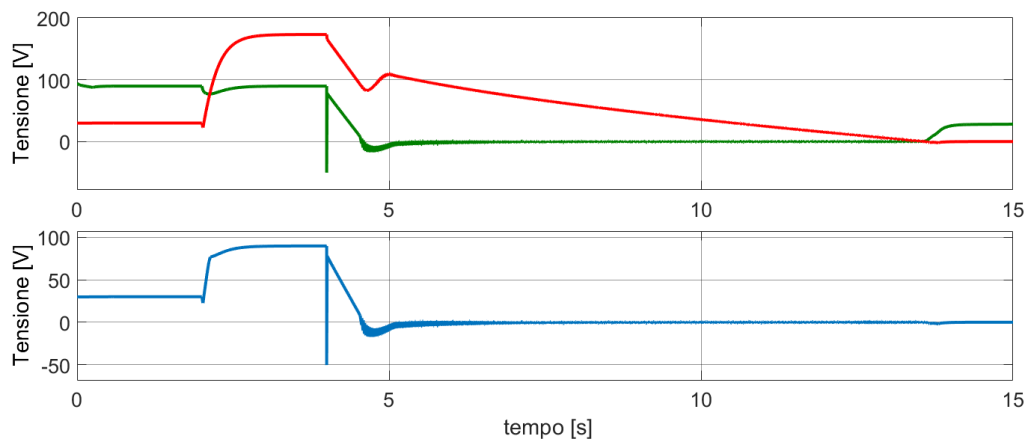


Figura 4.15 – Errori di tensione per l’inverter A (verde) e inverter B (rosso) e valore minimo dell’errore (blu).

Infine, si pone l’attenzione sul comportamento del vettore di tensione \overline{v}_B , scomposto nelle componenti parallela e in quadratura rispetto alla corrente \overline{i}_s . La Figura 4.16 mostra una crescita iniziale dovuta al transitorio di carica del condensatore, mentre in seguito il sistema tenta di mantenere la componente parallela sempre prossima a zero, così da mantenere stabile la tensione sul bus DC dell’inverter secondario e il condensatore sempre carico. Invece, in Figura 4.17 si può osservare come il controllo insegue efficacemente il valore ottimo per la componente in quadratura. Questo garantisce che il sistema funzioni in modo ottimale, cioè di sfruttare la massima potenza disponibile dall’inverter principale.

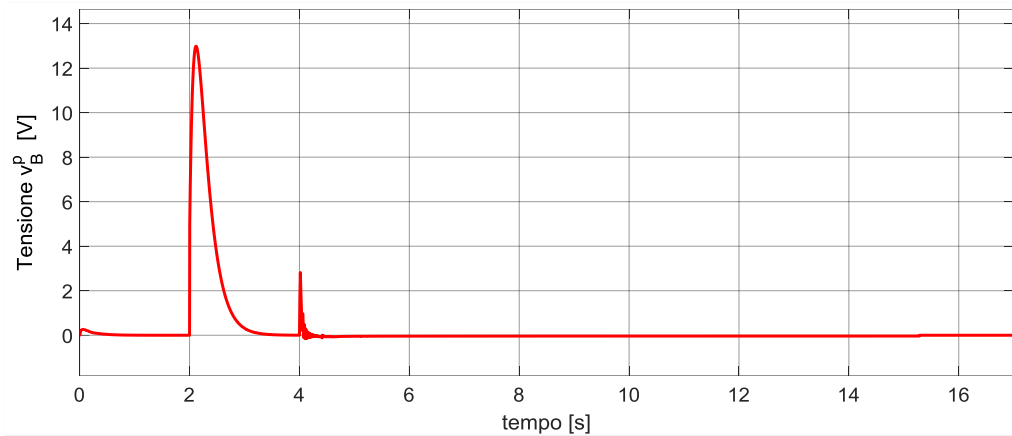


Figura 17 - Componente parallela v_B^p richiesta.

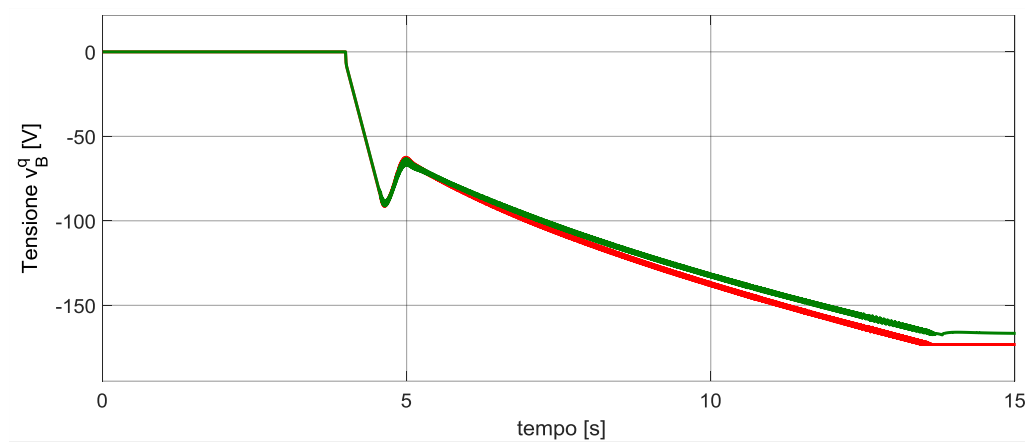


Figura 4.16 – Componente in quadratura v_B^q ottima (verde) e richiesta (rosso).

In seguito, vengono mostrate le traiettorie del vettore di spazio delle modulanti dei due inverter, rappresentate nel piano α e β . In Figura 4.18 sono mostrate le traiettorie del vettore di spazio dell'inverter A, rispettivamente a inizio transitorio e a fine transitorio. Come si vede, a inizio transitorio l'inverter principale sovramodula, in quanto lavora sul limite massimo rappresentato dall'esagono. A transitorio quasi concluso, essendo prossimi al raggiungimento della velocità di riferimento, l'inverter principale torna a lavorare in regime sinusoidale.

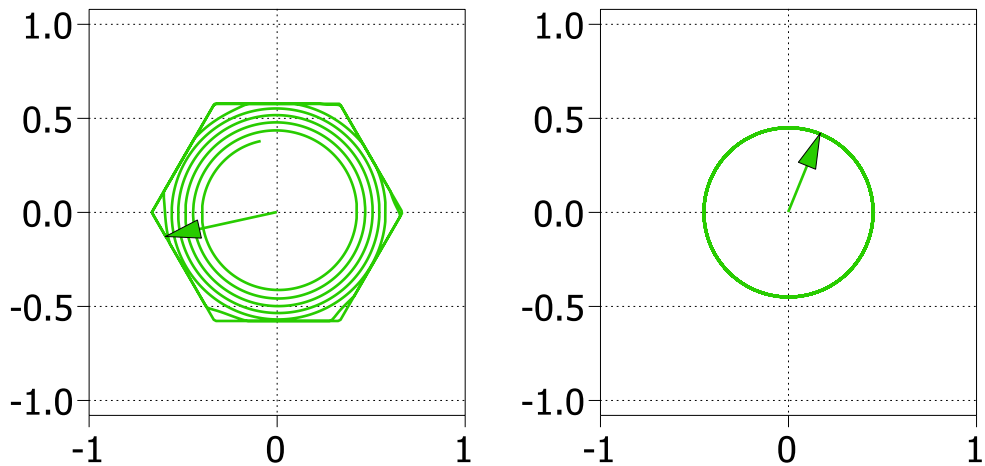


Figura 4.18 – Luoghi dei punti di funzionamento del vettore di spazio delle modulanti dell'inverter A a inizio transitorio (sinistra) e a transitorio quasi concluso (destra).

In Figura 4.19 sono mostrate le traiettorie analoghe relative all'inverter B. Ad inizio transitorio l'inverter B compensa correttamente le armoniche introdotte dal regime di sovramodulazione dell'inverter A: la traiettoria risulta essere infatti circolare a cui sono sommati i contributi necessari alla compensazione dei disturbi. A fine transitorio, come ci si aspetta, l'inverter B continua a lavorare in regime sinusoidale, non dovendo più incaricarsi della compensazione armonica.

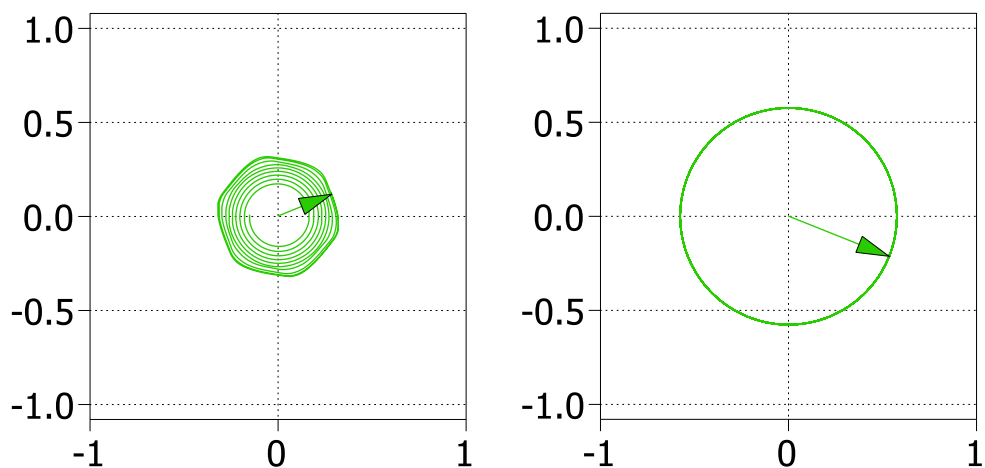


Figura 4.19 – Luoghi dei punti di funzionamento del vettore di spazio delle modulanti dell'inverter B a inizio transitorio (sinistra) e a transitorio quasi concluso (destra).

Infine, sono state svolte due prove stazionarie per mostrare l'effettiva capacità del banco di condensatori PIR di compensare le armoniche di disturbo introdotte dal regime di funzionamento di sovrarmodulazione dell'inverter principale. Entrambe le prove sono state eseguite applicando la stessa coppia frenante tale da far operare la macchina alla velocità costante di 1000rpm, in condizioni di massima coppia erogabile. La prima è stata realizzata sul sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione disabilitando il banco di condensatori PIR, in modo da evitare la compensazione dei disturbi. In Figura 4.20 sono mostrate la forma d'onda e lo spettro armonico delle tre correnti di fase che circolano nella macchina. Come si può chiaramente vedere, la corrente mostra un evidente distorsione, dovuta alle armoniche di disturbo non compensate. Come mostrato dallo spettro armonico, esse sono principalmente la quinta, settima, undicesima e tredicesima armonica. Per entrambi i grafici degli spettri armonici è mostrato uno zoom per meglio valutare le armoniche di disturbo. Per questo motivo occorre specificare che in entrambi i casi la prima armonica è tagliata, in quanto essa

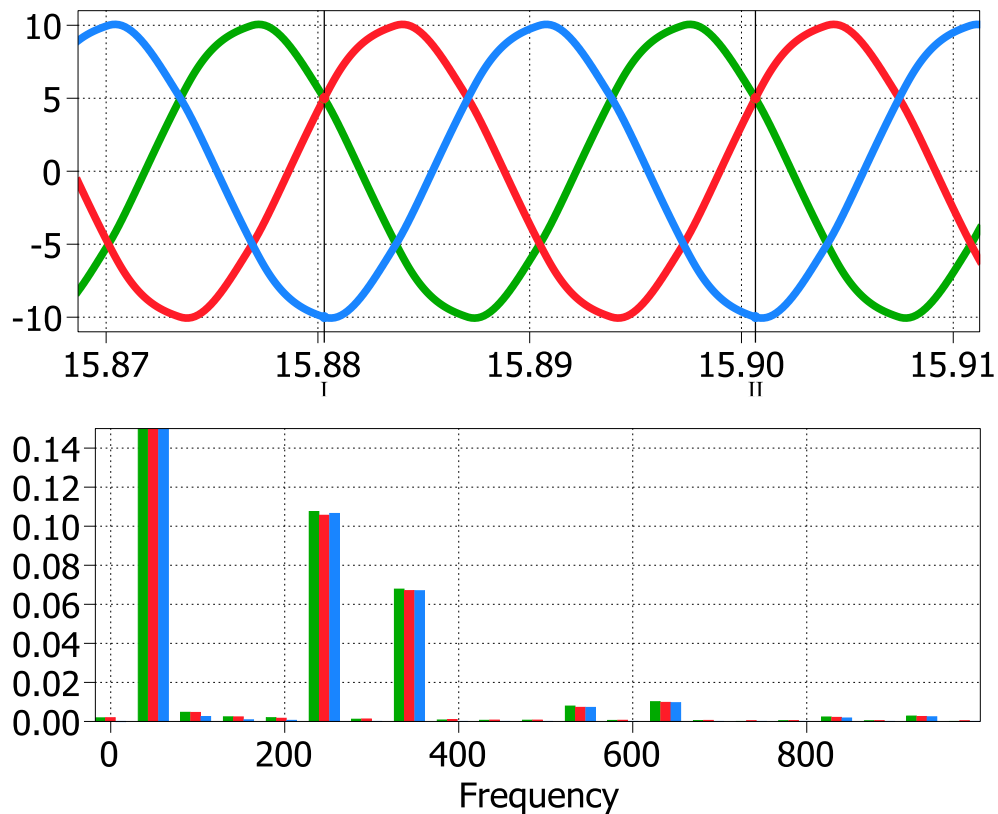


Figura 4.20 – Forme d'onda (sopra) e spettro armonico (sotto) delle correnti di fase di macchina, in presenza di sovrarmodulazione senza compensazione dei disturbi armonici.

assume ampiezza di 10A, come si vede chiaramente dalla figura delle forme d'onda delle correnti.

In figura 4.21 sono mostrate, invece, gli andamenti corrispondenti alla seconda prova, in cui è stata abilitata la compensazione delle armoniche di disturbo per mezzo del banco di regolatori PIR. Come si vede, la forma d'onda delle correnti è decisamente più pulita, mentre dallo spettro armonico si può apprezzare chiaramente la bontà dell'abbattimento delle armoniche di disturbo introdotte.

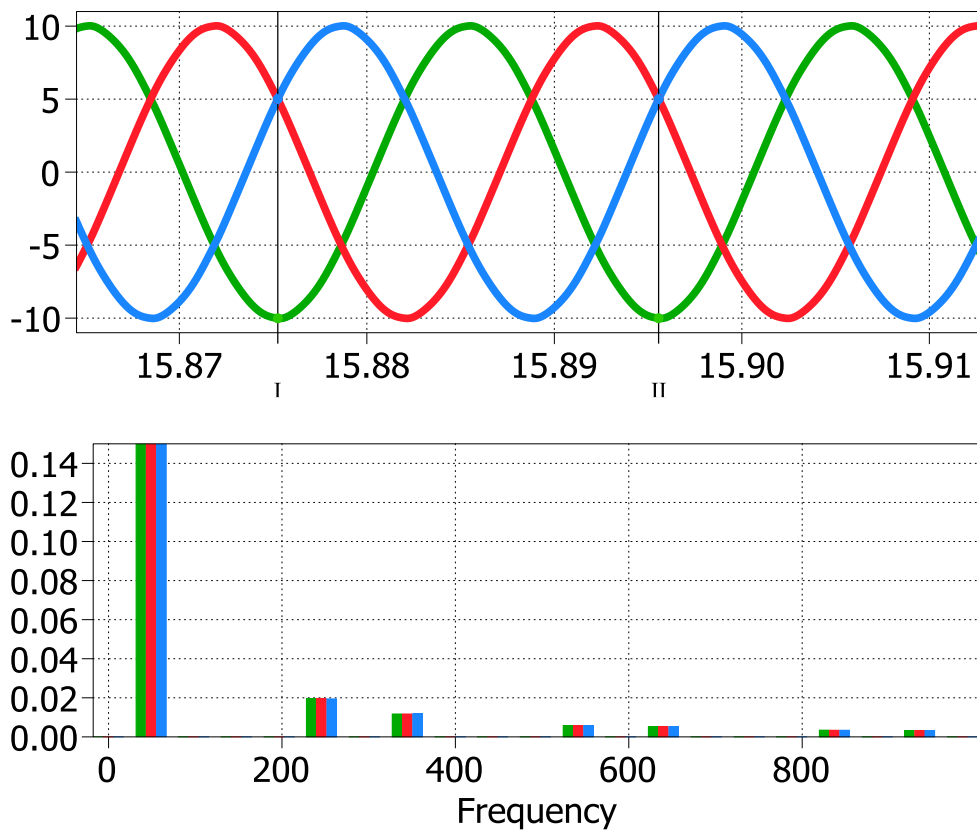


Figura 4.21 – Forme d'onda (sopra) e spettro armonico (sotto) delle correnti di fase di macchina, in presenza di sovramodulazione con compensazione dei disturbi armonici.

Capitolo 5

Prototipazione rapida e banco di prova

In questo capitolo vengono descritti gli strumenti utilizzati per la prototipazione del sistema e per il controllo in real-time dello stesso, in vista della realizzazione delle prove sperimentali, realizzate su un banco di prova all'interno del laboratorio LEMAD del Dipartimento di Ingegneria dell'Energia Elettrica e dell'Informazione "Guglielmo Marconi" dell'Università di Bologna. Inizialmente sono descritti gli elementi basilari del sistema dSPACE e del software ControlDesk, nonché i primi passi da svolgere durante l'allestimento dell'esperimento. Poi vengono illustrati il modello dello schema di controllo utilizzato e l'interfaccia utente realizzata per lo svolgimento della fase di collaudo e delle prove. Nella seconda parte del capitolo viene descritto nel dettaglio il banco utilizzato per lo svolgimento delle prove sull'azionamento.

5.1 Introduzione al sistema dSPACE

Il sistema dSPACE consiste in un ambiente di sviluppo integrato per il "rapid control prototyping", metodo di progettazione ampiamente utilizzato per verificare varie strategie di controllo in modo rapido e perfezionarle sin dalle prime fasi di design. Il sistema infatti integra svariate tecniche di controllo e permette di apportare modifiche e correggere errori in maniera agevole durante la fase di prototipazione, quando tali operazioni sono ancora poco costose.

La procedura prevede la realizzazione preliminare di un modello di controllo in un ambiente di simulazione (ad esempio Simulink), che verrà poi tradotto mediante un generatore di codice automatico in un linguaggio compatibile col controllore interno all'hardware. L'implementazione del codice viene affidata alla scheda dSPACE, in sostituzione di un Digital Signal Processor (DSP) [13]. Il modello della scheda utilizzata durante lo svolgimento delle prove sperimentali è il 'DS1104', del quale è riportata una foto in Figura 5.1.



Figura 5.1 – Scheda dSPACE 'DS1104'.

In Figura 5.2 e Tabella 5.1 sono rispettivamente riportate la panoramica dell'architettura con le relative sottounità funzionali e il datasheet della scheda 'DS1104'.

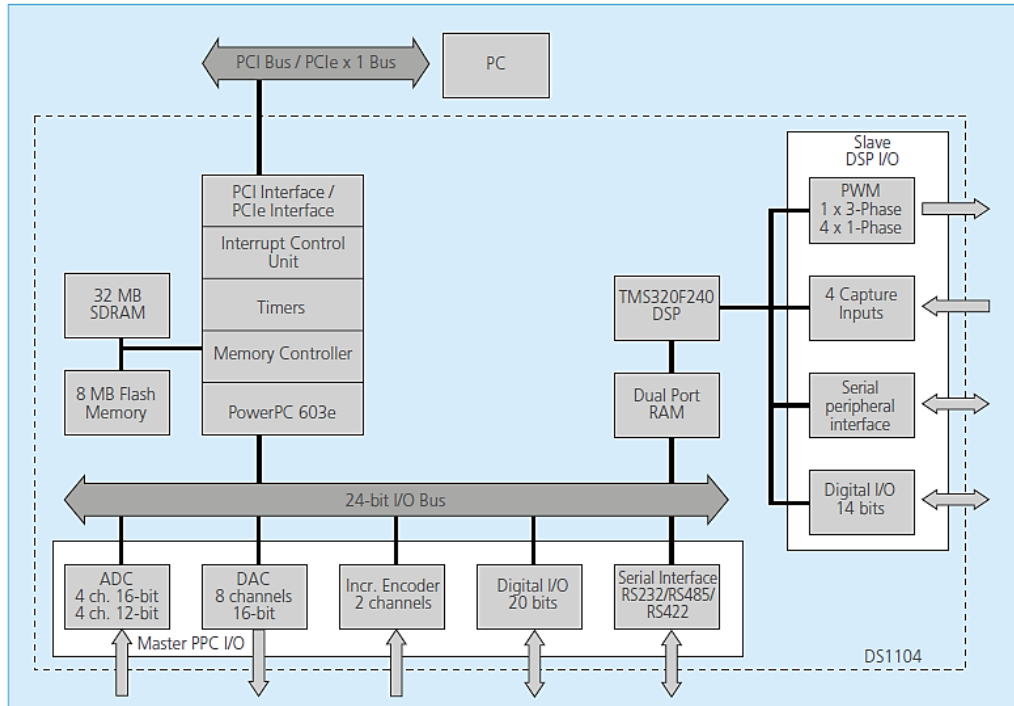


Figura 5.2 – Architettura della scheda 'DS1104'.

Tabella 5.1 – Datasheet della scheda 'DS1104'.

Parameter		Specification
Processor		<ul style="list-style-type: none"> ■ MPC8240 processor with PPC 603e core and on-chip peripherals ■ 64-bit floating-point processor ■ CPU clock: 250 MHz ■ 2 x 16 KB cache, on-chip
Memory	Global memory	■ 32 MB SDRAM
	Flash memory	■ 8 MB
Timer	4 general-purpose timers	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by hardware ■ 80-ns resolution
	1 sampling rate timer (decrementer)	<ul style="list-style-type: none"> ■ 32-bit down counter ■ Reload by software ■ 40-ns resolution
	1 time base counter	<ul style="list-style-type: none"> ■ 64-bit up counter ■ 40-ns resolution
Interrupt controller		<ul style="list-style-type: none"> ■ 5 timer interrupts ■ 2 incremental encoder index line interrupts ■ 1 UART interrupt ■ 1 slave DSP interrupt ■ 1 slave DSP PWM interrupt ■ 5 A/D converter (end of conversion) interrupts ■ 1 host interrupt ■ 4 external interrupts (user interrupts)
A/D converter	Channels	<ul style="list-style-type: none"> ■ 4 multiplexed channels equipped with one sample & hold A/D converter (1x16-bit) ■ 4 parallel channels each equipped with one sample & hold A/D converter (4x12-bit) ■ Note: 5 A/D converter channels (1x16-bit and 4x12-bit) can be sampled simultaneously
	Resolution	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: 16 bit ■ Parallel channels: 12 bit
	Input voltage range	■ ±10 V
	Conversion time	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: 2 μs¹⁾ ■ Parallel channels: 800 ns¹⁾
	Offset error	■ ±5 mV
	Gain error	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: ±0.25% ■ Parallel channels: ±0.5%
	Offset drift	■ 40 μV/K
	Gain drift	■ 25 ppm/K
	Signal-to-noise ratio	<ul style="list-style-type: none"> ■ Multiplexed channels: >80 dB ■ Parallel channels: >65 dB

Parameter		Specification												
D/A converter	Channels	■ 8 channels												
	Resolution	■ 16-bit												
	Output range	■ ± 10 V												
	Settling time	■ Max. 10 μ s (full-scale, accuracy $\frac{1}{2}$ LSB)												
	Offset error	■ ± 1 mV												
	Gain error	■ $\pm 0.1\%$												
	Offset drift	■ 130 μ V/K												
	Gain drift	■ 25 ppm/K												
	Signal-to-noise ratio	■ > 80 dB												
	I_{max}	■ ± 5 mA												
Digital I/O	Channels	■ 20-bit parallel I/O ■ Single bit selectable for input or output												
	Voltage range	■ TTL input/output levels												
	$I_{out, max}$	■ ± 5 mA												
Digital incremental encoder interface	Channels	■ 2 independent channels ■ Selectable single-ended (TTL) or differential (RS422) input (software programmable for each channel)												
	Position counters	■ 24-bit resolution ■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e., fourfold pulse count up to 6.6 MHz ■ Counter reset or reload via software												
	Sensor supply voltage	■ 5 V/0.5 A												
Serial interface	Configuration	■ Single UART (universal asynchronous receiver and transmitter) with FIFO ■ PLL-driven UART for accurate baud rate selection ■ RS232/RS422/RS485 compatibility												
	Baud rate	■ Up to 115.2 kBd (RS232) ■ Up to 1 MBd (RS422/RS485)												
Slave DSP	Type	■ Texas Instruments TMS320F240 DSP ■ 16-bit fixed-point processor												
	Clock rate	■ 20 MHz												
	Memory	■ 64Kx16 external code memory ■ 28Kx16 external data memory ■ 4Kx16 dual-port memory for communication ■ 32 KB flash memory												
	I/O channels ¹⁾	■ 10 PWM outputs ■ 4 capture inputs ■ 1 serial peripheral interface												
	Input voltage range	■ TTL input/output level ■ A/D converter inputs: 0 ... 5 V												
	Output current	■ Max. ± 13 mA												
Host interface (requires one PCI or one PCIe x 1 slot)		<table border="1"> <tr> <th>PCI</th> <th>PCIe</th> </tr> <tr> <td>Physical size</td> <td>■ 220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)</td> </tr> <tr> <td>Ambient temperature</td> <td>■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)</td> </tr> <tr> <td>Cooling</td> <td>■ Active cooling by fan</td> </tr> <tr> <td>Power consumption</td> <td>Please inquire</td> </tr> <tr> <td>Power supply</td> <td>Please inquire</td> </tr> </table>	PCI	PCIe	Physical size	■ 220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)	Ambient temperature	■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)	Cooling	■ Active cooling by fan	Power consumption	Please inquire	Power supply	Please inquire
PCI	PCIe													
Physical size	■ 220 x 111 mm (8.66 x 4.3 in)													
Ambient temperature	■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)													
Cooling	■ Active cooling by fan													
Power consumption	Please inquire													
Power supply	Please inquire													
Physical characteristics	Physical size	■ 185 x 107 mm (7.28 x 4.2 in)												
	Ambient temperature	■ 0 ... 55 °C (32 ... 131 °F)												
	Cooling	■ Active cooling by fan												
	Power consumption	■ 18.5 W												
	Power supply	■ +5 V $\pm 5\%$, 2.5 A ■ +12 V $\pm 5\%$, 0.3 A ■ -12 V $\pm 5\%$, 0.2 A												

Per comunicare con la scheda ‘DS1104’ è presente il pannello connettore ‘CP1104’, il quale permette l'acquisizione e l'invio dei segnali gestiti dalla scheda hardware. La scheda di interfaccia è provvista, tra gli altri, di sedici connettori BNC relativi ai canali ADC/DAC, di un connettore sub-D a 37 pin per i segnali di modulazione PWM e una serie di led indicanti lo stato degli input e output. In questo modo i dispositivi utilizzati durante le prove potranno essere agevolmente collegati e scollegati comodamente senza la necessità di saldare i vari componenti. Una foto del pannello connettore è riportata in Figura 5.3.



Figura 5.3 – Pannello connettore 'CP1104'.

5.1.1 Implementazione dello schema di controllo

Come già accennato all'inizio del Capitolo 3, lo schema di controllo realizzato in ambiente Simulink è stato creato in modo tale da poter essere utilizzato direttamente durante le prove sperimentali. Questo è stato possibile prendendo in considerazione alcuni accorgimenti come la scelta del metodo di integrazione a passo fisso e l'utilizzo dei blocchi presenti nella sezione *Discrete* della libreria di Simulink.

Per interfacciare il modello realizzato con il banco prova esterno, viene utilizzata una particolare libreria fornita assieme all'hardware, denominata RTI (dall'inglese "*Real Time Interface*"): essa può essere raggiunta dalla libreria di Simulink o digitando nella *Command Window* di MATLAB il comando "rti1104". Così facendo apparirà una finestra di dialogo come quella riportata in Figura 5.4. Tali blocchi permettono l'acquisizione dei segnali provenienti dal banco e l'invio di segnali generati via software al banco stesso.

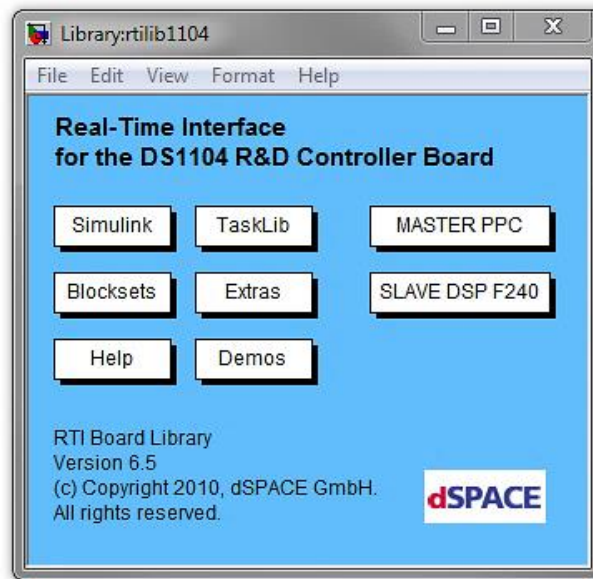


Figura 5.4 – Finestra di dialogo della libreria RTI.

In Figura 5.5 e 5.6 sono riportati 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.

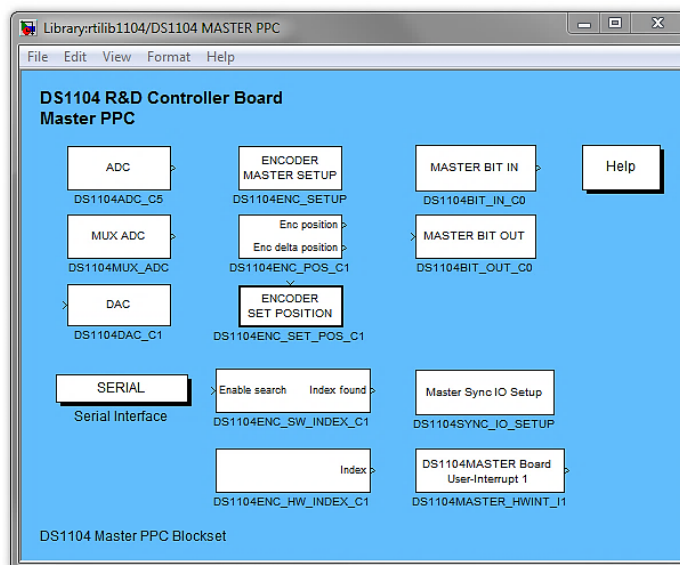


Figura 5.5 – Sottomenù Master PPC

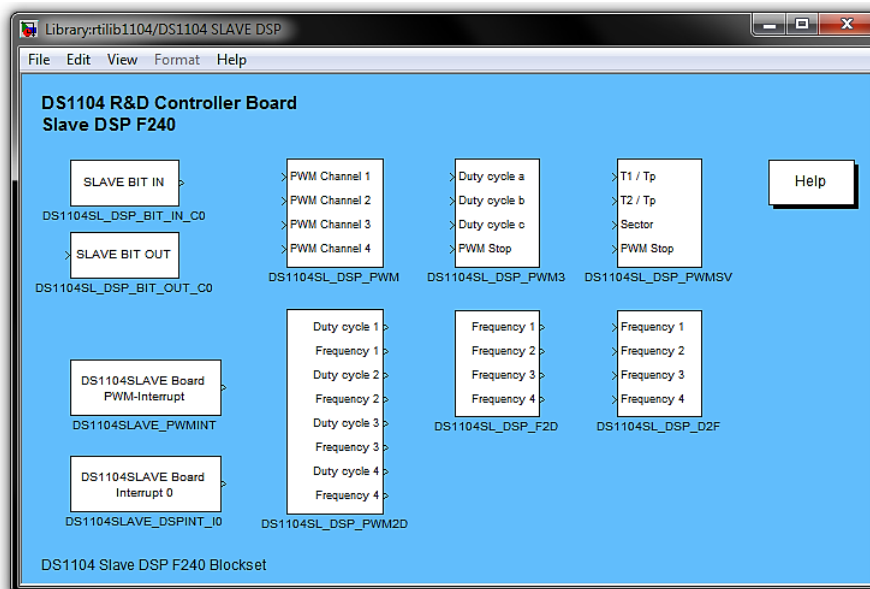


Figura 5.6 – Sottomenù Slave Dsp F240.

Dei vari blocchi presenti nella libreria RTI, vengono brevemente descritti quelli utilizzati ai fini della trattazione, sia per l'acquisizione delle grandezze che per l'invio di segnali tramite software.

Per quanto riguarda l'acquisizione dei segnali tramite i canali del convertitore analogico/digitale, il blocco *DS1104MUX_ADC* accetta in ingresso segnali con tensione compresa tra -10V e +10V e fornisce in uscita la lettura dei primi quattro canali tramite un output che varia tra -1 e +1. Come indicato dal nome stesso, l'uscita è unica quindi successivamente dovrà essere applicato un demultiplexer per estrarre la variabile desiderata. In alternativa a tale blocco è possibile utilizzare il *DS1104ADC_Cx*, che differisce dal precedente in quanto permette la lettura 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', mostrata in Figura 5.3.

L'invio di segnali in uscita dalla scheda 'CP1104' può invece essere realizzato tramite i blocchi *DS1104DAC_Cx*. Questi canali di conversione digitale/analogica funzionano specularmente a quelli precedentemente descritti: a fronte di un segnale in ingresso al corrispettivo blocco Simulink, compreso tra

-1 e +1, l'output analogico corrispondente che si ottiene in uscita dal connettore hardware spazia da -10V a +10V.

Per quanto riguarda l'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, esistono diversi blocchi nella libreria, ognuno dei quali svolge funzioni diverse. Il primo preso in esame è il *DS1104SL_DSP_PWM3*, il quale 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. Non essendo disponibili due blocchi di questo tipo, è stato necessario utilizzarne uno diverso, il *DS1104SL_DSP_PWM*, con il quale gestire il secondo inverter. Questo blocco 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 ed i 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 affidata ad una scheda hardware appositamente realizzata.

In Tabella 5.2 è mostrato il pinout del connettore Slave I/O PWM (C18) che permette l'invio dei segnali di controllo ai rispettivi convertitori statici, mentre in Tabella 5.3 sono indicati i segnali destinati alla modulazione dei due inverter con relativi pin del connettore CP18, blocco RTI di provenienza e unità di destinazione.

Tabella 5.2 – Pinout del connettore Slave I/O PWM (CP18).

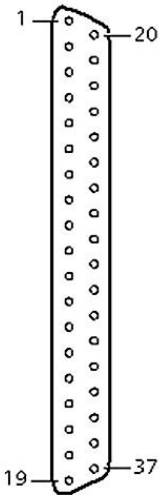
Connector (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND						
	2	SCAP1	11	SPWM9	20	GND	29	SPWM8
	3	SCAP3	12	GND	21	SCAP2	30	GND
	4	GND	13	GND	22	SCAP4	31	GND
	5	ST2PWM	14	GND	23	ST1PWM	32	GND
	6	GND	15	GND	24	ST3PWM	33	GND
	7	SPWM1	16	SSIMO	25	GND	34	SSOMI
	8	SPWM3	17	SCLK	26	SPWM2	35	SSTE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

Tabella 5.3 – Segnali utilizzati del connettore Slave I/O PWM (CP18).

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

Dopo l'implementazione dello schema di controllo seguendo le indicazioni sopracitate, è necessario rendere il modello Simulink compatibile con il controllore interno della dSPACE. Mediante il comando *Tools\Real time workshop\Build model* o digitando la combinazione di tasti “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, si pone l'accento su quello avente estensione .sdf, che servirà in seguito durante la fase preliminare di preparazione dell'esperimento.

Durante la fase di compilazione è possibile visualizzare le operazioni effettuate dal compilatore ed analizzare eventuali errori all'interno del *Workspace* di MATLAB.

5.1.2 Software ControlDesk

Il ControlDesk è il software di gestione in real-time dell'applicazione caricata sul sistema dSPACE; la sua finestra principale si presenta come riportato in Figura 5.7.

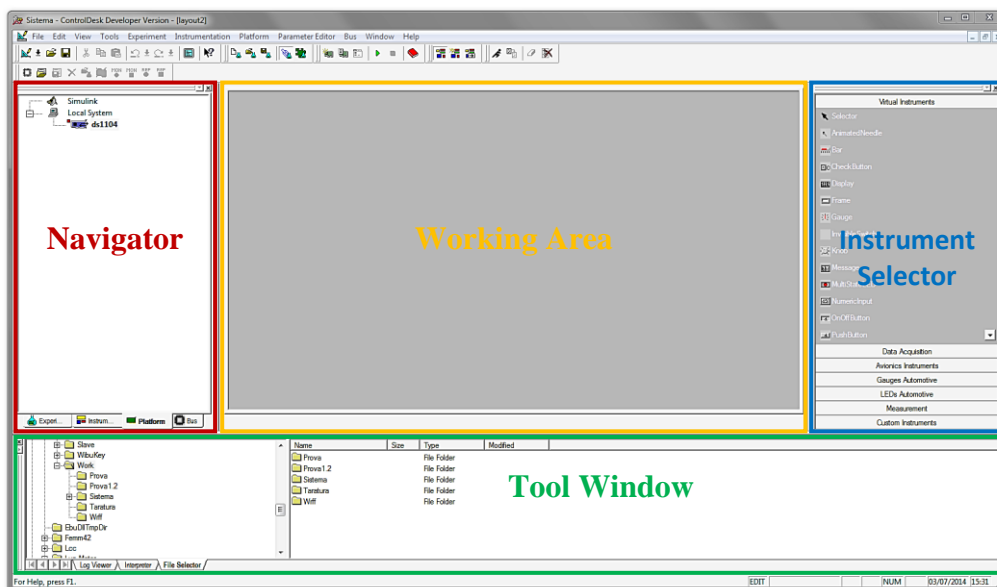


Figura 5.7 – Struttura del ControlDesk.

Grazie all'ausilio di un'interfaccia grafica, 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 delle prove sperimentali risulta notevolmente agevolata.

La struttura con la quale si presenta il software è riportata in Figura 5.7; in essa si possono distinguere quattro riquadri principali.

- Il settore a sinistra è il *Navigator* ed è composto da una serie di schede selezionabili dalle linguette poste sul bordo inferiore; tra di esse le più utili sono brevemente descritte in Tabella 5.4.

Tabella 5.4 – Unità del riquadro Navigator

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

- La sezione in basso è la *Tool Window* e anch'essa è divisa in un insieme di unità, come indicato in Tabella 5.5.

Tabella 5.5 – Unità del riquadro Tool Window.

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

- L'area a destra è l'*Instrument Selector* che permette l'accesso alla libreria di tutti gli strumenti virtuali che possono essere posizionati sui layout ed utilizzati durante l'esperimento.
- Il riquadro principale centrale è la *Working Area* e ha lo scopo di visualizzare e modificare l'esperimento tramite la creazione dei cosiddetti layout, ovvero pannelli di controllo che racchiudono i vari strumenti virtuali. Tramite questi è possibile interagire con la scheda in tempo reale modificando parametri in ingresso o elaborando segnali in uscita provenienti dall'hardware.

Detto questo, sarà ora descritta la procedura per lavorare col ControlDesk. Una volta aperto il software, è necessario creare un nuovo esperimento tramite il comando *File\New experiment* e, successivamente, trascinare il file con estensione *.sdf* dal *File selector* della *Tool Window* sull'icona *ds1104* presente nell'unità *Platform* del riquadro *Navigator* (Figura 5.7). Così facendo viene caricata l'applicazione creata durante la precedente fase di compilazione. Al termine della procedura, nella *Tool Window* comparirà una lista delle variabili presenti nell'applicazione caricata.

Una volta conclusa la fase preliminare di preparazione dell'esperimento, è necessario creare l'interfaccia grafica sulla quale l'utente opererà. Per fare ciò basta fare click su *File\New\Layout*, selezionare gli strumenti virtuali desiderati dalla sezione *Instrument Selector* 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 *Tool Window* e trascinarla sulla rappresentazione grafica dello strumento stesso presente nella *Working Area*.

Tra i principali strumenti virtuali a disposizione, sono presenti:

- strumenti di comando, quali pulsanti, interruttori, manopole, cursori e finestre per l'inserimento dei dati da tastiera;
- strumenti indicatori, quali display, led multistato e caselle di testo;

- strumenti di acquisizione ed elaborazione, quali *Plotter* e *Capture Settings*.

Tale procedura di creazione e modifica dei layout viene svolta in una particolare modalità di utilizzo del ControlDesk, l'*Edit Mode*. Oltre a questa è necessario ricordare le altre due condizioni di funzionamento del software, indispensabili allo svolgimento delle prove: la *Test Mode*, utile a collaudare i pannelli di controllo creati, e l'*Animation Mode*, con la quale l'esperimento viene mandato in esecuzione. Tali modalità di utilizzo sono selezionabili dal menu *Instrumentation* o tramite apposite combinazioni di tasti: “Maiusc + F5” per l'*Edit Mode*, “Alt + F5” per il *Test Mode* e semplicemente “F5” per l'*Animation Mode*.

Una volta creato l'esperimento e impostati gli strumenti virtuali desiderati è possibile avviare e terminare l'esecuzione attraverso i comandi *Run* e *Stop*, le cui icone sono presenti direttamente nella toolbar.

5.2 Modello del sistema

Lo schema di controllo utilizzato per le prove sperimentali è basato essenzialmente su quello impiegato in fase di simulazione (Capitolo 3); oltre a piccole modifiche eseguite all'interno del sottosistema di controllo, sono stati semplicemente introdotti i blocchi, già mostrati in Figure 5.5 e 5.6, necessari per acquisire/inviare segnali da/verso la parte hardware del banco prova. In Figura 5.8 è indicato il modello completo nel quale si possono apprezzare i tre sottosistemi principali: il sottosistema per l'acquisizione delle misure, quello del controllo della velocità e infine il sottosistema dual inverter.

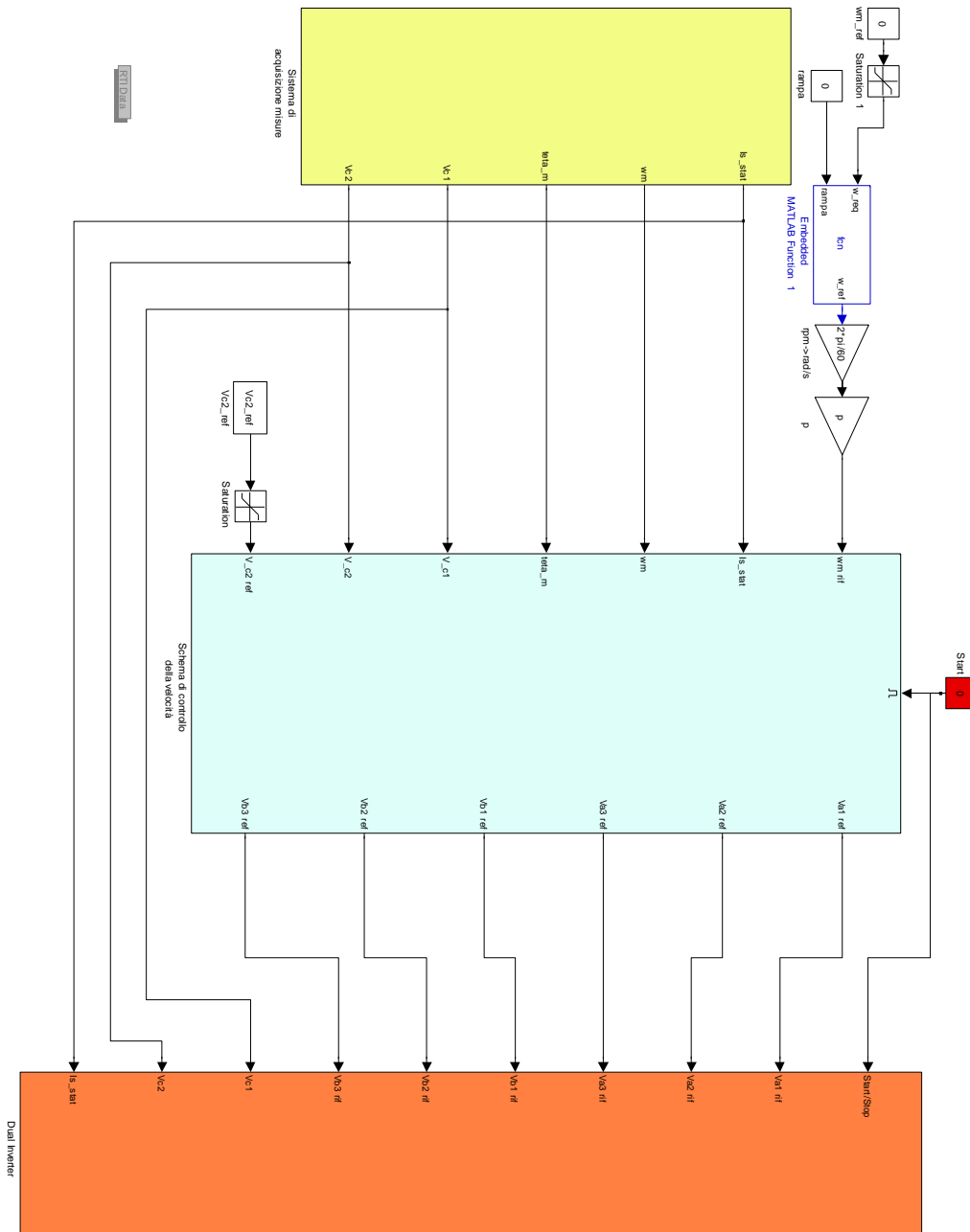


Figura 5.8 – Modello dello schema di controllo completo.

5.2.1 Modello del sistema di acquisizione

Il modello del sistema di acquisizione delle misure è incaricato di prelevare dal banco le grandezze necessarie per il funzionamento corretto del sistema di controllo dell'azionamento elettrico.

Come indicato precedentemente nella descrizione dei blocchi della libreria RTI utilizzati, i canali di conversione analogico/digitale forniscono in uscita un segnale compreso tra $-10V$ e $+10V$ a fronte di un ingresso al blocco Simulink compreso tra -1 e $+1$. Per questo motivo risulta necessaria una fase iniziale di conversione realizzata per mezzo di un semplice blocco *Gain*. Tale aspetto sarà condiviso da tutti i sistemi di acquisizione delle grandezze, per i quali cambierà solo il valore del fattore numerico di scala.

Analizziamo ora il sistema di acquisizione relativo alle correnti, mostrato in Figura 5.9. In seguito al fattore di conversione sopra descritto, che per le correnti è stato scelto pari a 10, sono presenti due ulteriori passaggi finalizzati all'adattamento del segnale: sono presenti un coefficiente di guadagno, uno di scala e un coefficiente di offset. Mentre il fattore di scala è fissato ad un valore preciso che dipende dalla modalità di realizzazione della scheda hardware esterna utilizzata per acquisire le correnti, l'offset e il guadagno sono stati ricavati in seguito a prove preliminari di taratura. Tali prove sono state eseguite semplicemente collegando un generatore di corrente alla scheda hardware di acquisizione e confrontando il valore iniettato con quello acquisito dalla dSPACE e visualizzato tramite il ControlDesk. Ai segnali ottenuti viene poi sottratta la componente omopolare. Ciò che si ottiene è l'acquisizione corretta delle correnti di fase. Nella catena di conversione si possono apprezzare anche tre filtri passa basso, anch'essi implementati in tempo discreto, il cui compito è quello di eliminare il rumore ad alta frequenza.

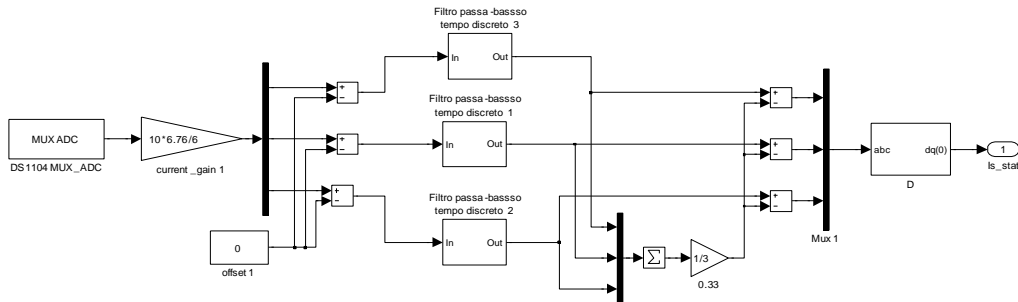


Figura 5.9 – Sistema di acquisizione delle correnti di fase.

Per l'acquisizione delle tensioni dei due bus DC è stata utilizzata sostanzialmente la stessa procedura. Come si può notare in Figura 5.10, sono presenti lo stadio di conversione, quello di guadagno e quello di offset; in questo caso non è presente il fattore di scala relativo alla scheda hardware poiché, per quest'applicazione, esso corrisponde al valore unitario. Analogamente a quanto fatto per la misura delle correnti, i valori dei coefficienti sono stati ricavati per mezzo di prove di taratura preliminari. Anche in questo caso sono stati introdotti dei filtri passa basso nella catena di acquisizione delle tensioni, a scopo precauzionale.

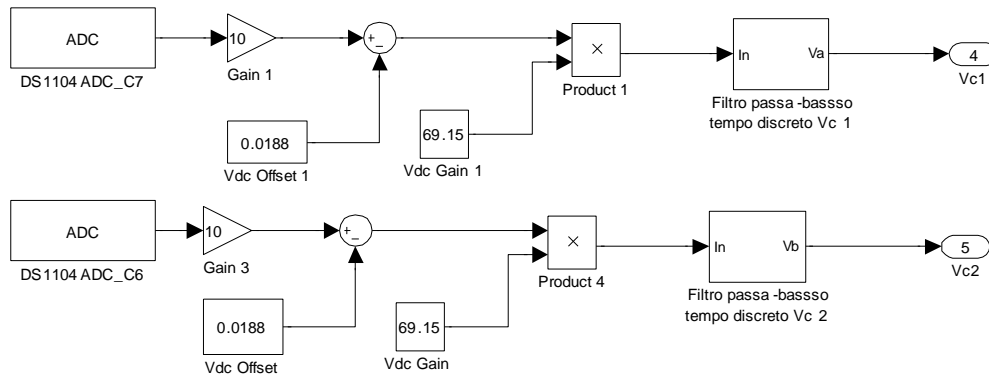


Figura 5.10 – Sistema di acquisizione delle tensioni dei due bus DC (A sopra e B sotto).

In Figura 5.11 è indicato il sistema di acquisizione della velocità meccanica di rotazione.

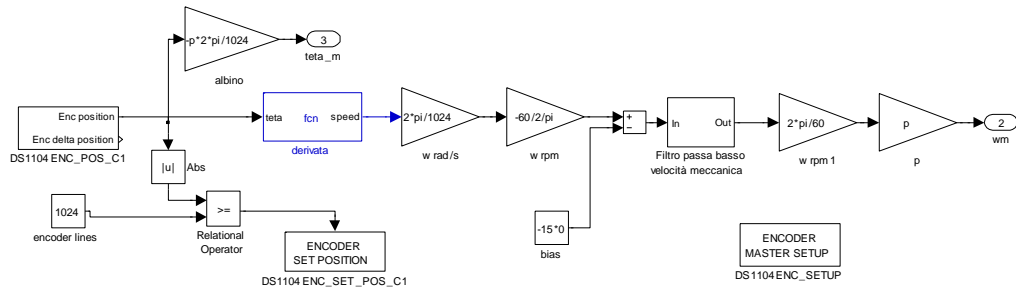


Figura 5.11 – Sistema di acquisizione della velocità meccanica.

5.2.2 Modello del sistema di controllo della velocità

Il modello del sistema di controllo della velocità è sostanzialmente identico a quello utilizzato per le simulazioni numeriche in ambiente Simulink, tranne che per una piccola modifica che riguarda il campionamento: essendo il modello risolto con metodo di integrazione a passo fisso (*Fixed step*), non è più necessario l'utilizzo di un sottosistema “triggerato” da un *Pulse Generator* con periodo pari al periodo di campionamento. Di contro, come si vede in Figura 5.8, è stato necessario aggiungere un blocco *Enable* con funzionalità di reset in modo da azzerare tutte le grandezze calcolate internamente quando viene eseguito l'arresto mediante ControlDesk. Come descritto nel Capitolo 3, ciò è stato possibile grazie alla scelta di realizzare il modello utilizzato in ambiente Simulink con opportuni accorgimenti atti a renderlo già compatibile con il sistema dSPACE.

Inoltre, siccome in questo blocco sono presenti praticamente tutte le grandezze di macchina, in esso sono stati implementati anche i blocchi con cui è possibile visualizzare le grandezze di interesse tramite un oscilloscopio appositamente collegato ai rispettivi canali di conversione Digitale/Analogica. Per inviare i segnali in uscita dal pannello connettore ‘CP1104’ della dSPACE sono stati utilizzati i blocchi *DS1104DAC_Cx* precedentemente descritti e, come fatto nel

sistema di acquisizione, per ciascuna grandezza è stato introdotto un opportuno stadio di scala da Volt a per unit. I coefficienti di guadagno e di offset, a differenza del sistema di acquisizione delle misure, non sono necessari.

Avendo a disposizione limitati blocchi DAC è stato necessario creare un sistema di visualizzazione in modo da poter velocemente cambiare di volta in volta le grandezze osservate in base al tipo di prova da eseguire. Ciò è stato realizzato per mezzo di un blocco Embedded MATLAB Function in cui è stato implementato una semplice struttura di controllo *switch* comandata dal parametro ‘Select’ modificabile dal ControlDesk. In questo modo è possibile cambiare velocemente le grandezze che si desidera di volta in volta acquisire con l’oscilloscopio senza dover cambiare il collegamento fisico con la dSPACE.

In Figura 5.12 è riportato il modello per la visualizzazione delle principali grandezze di interesse. La prima è la velocità meccanica di rotazione in rpm, ricavata a partire dalla velocità di rotazione in gradi elettrici espressa in radianti al secondo. Per essa è stato utilizzato $1/10000$ come coefficiente di scala. Le altre grandezze sono le correnti di asse d e q e le rispettive correnti di riferimento, ciascuna con fattore di scala pari a $1/100$. Infine, le ultime grandezze visualizzate sono il modulo del flusso rotorico e del flusso rotorico di riferimento, entrambi con coefficiente di scala pari a $1/10$.

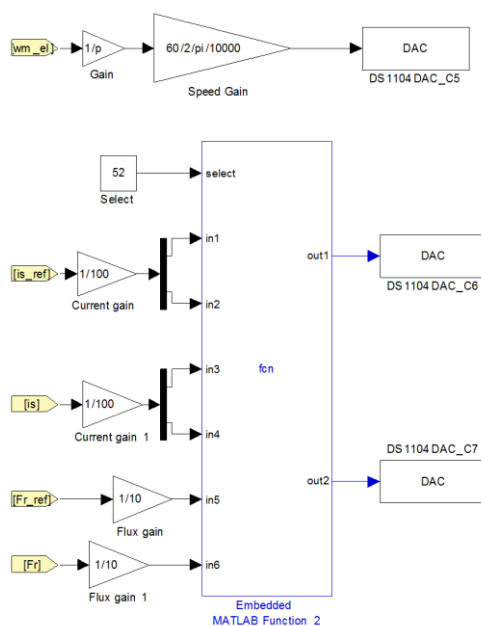


Figura 5.12 – Sistema di visualizzazione delle principali grandezze di macchina.

Per quanto riguarda le altre grandezze acquisite, invece, di volta in volta è stato collegato il rispettivo sistema di visualizzazione con uno dei canali DAC disponibili. Per esempio, in Figura 5.13, è mostrato il sistema di calcolo e visualizzazione della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica. La coppia elettromagnetica è stata ricavata in base all'espressione (1.33):

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}). \quad (4.1)$$

La potenza meccanica, invece, è stata calcolata moltiplicando la coppia appena ricavata con la velocità di rotazione espressa in radianti meccanici.

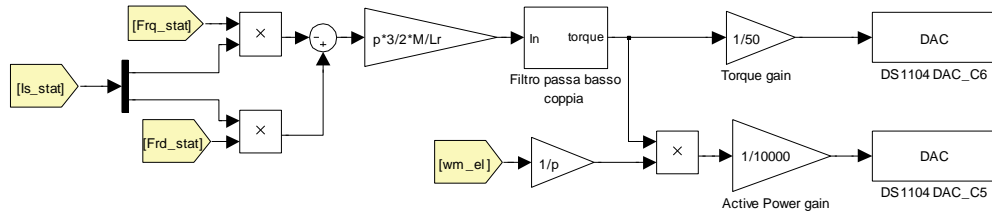


Figura 5.13 – Sistema di calcolo e visualizzazione della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica.

5.2.3 Modello del sistema di modulazione

Il modello del sistema di modulazione risulta essere equivalente a quello presente nel sottosistema dual inverter del modello utilizzato per le simulazioni, come indicato in Figura 5.14. Come descritto nei paragrafi precedenti, l'invio dei duty cycle all'hardware è eseguito tramite i blocchi *DS1104SL_DSP_PWM3* e *DS1104SL_DSP_PWM*. Questi elementi 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 associato all'*Enable* dello schema di controllo, con l'unica differenza che è stato negato a causa della logica inversa di funzionamento.

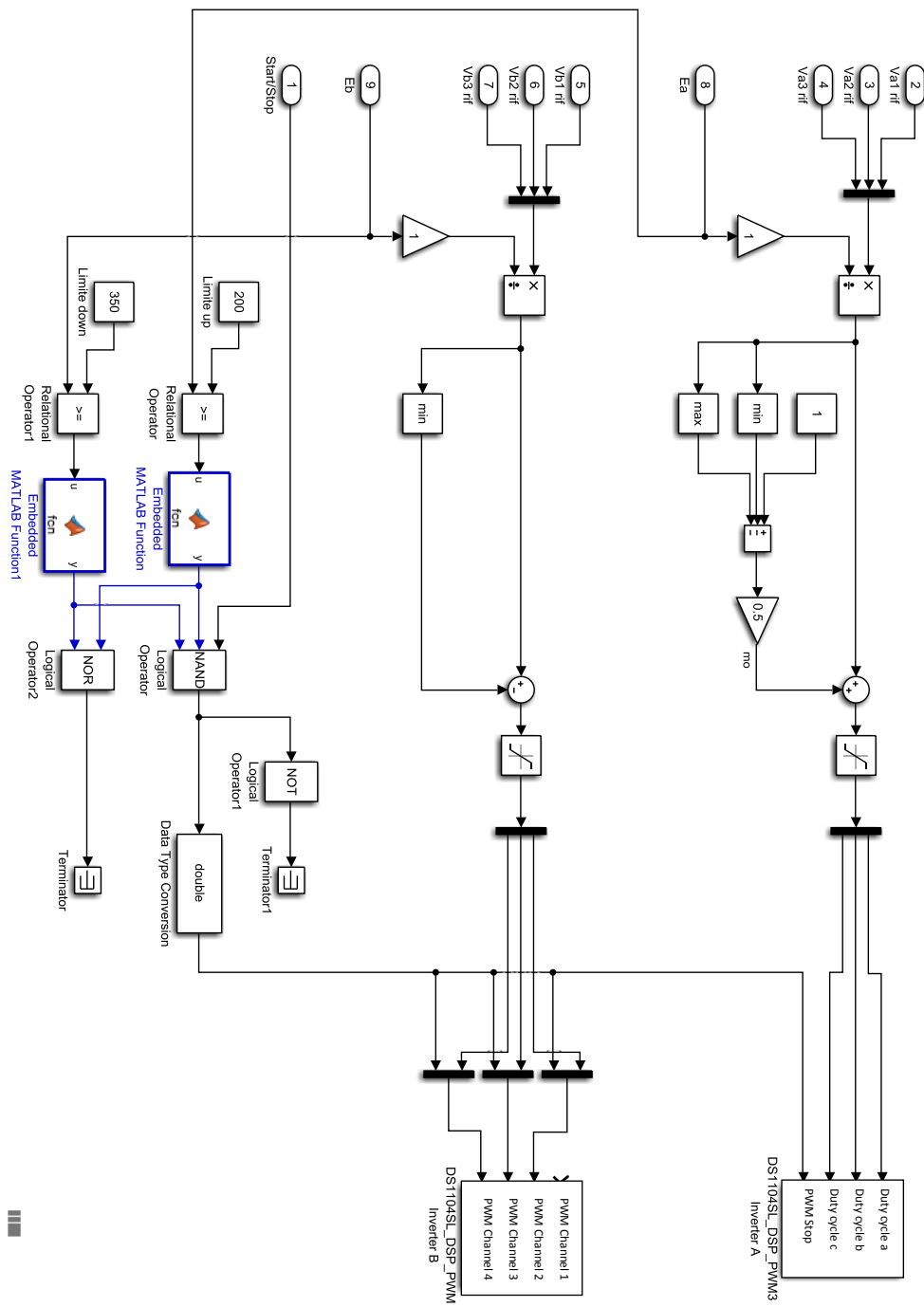


Figura 5.14 – Modello del sistema di modulazione del dual inverter.

5.3 Esperimento in ControlDesk

Come già menzionato nei precedenti paragrafi, una volta implementato il modello Simulink in modo tale da renderlo compatibile con il sistema dSPACE, è necessario creare l'apposito codice C e caricare i file così generati sulla scheda hardware 'DS1104'. A questo punto è stato realizzato l'*Experiment*, un file con estensione .cdx, che contiene tutti i collegamenti al modello Simulink e tutti i layout realizzati per interfacciarsi al sistema di controllo. Per la realizzazione di un nuovo pannello di controllo o l'apertura di uno già creato, si rimanda alla descrizione svolta nei paragrafi precedenti di questo capitolo.

Di seguito sono riportate le immagini dei layout realizzati in questo esperimento. In Figura 5.15 è indicato il layout degli strumenti di comando. Per il corretto funzionamento del sistema, esso potrebbe racchiudere solamente il pulsante di avvio/ interruzione e le caselle per la digitazione da tastiera dei riferimenti della velocità di rotazione e della tensione ai capi del condensatore. Tuttavia, sono stati introdotti anche dei *plotter* che permettono la rapida visualizzazione delle grandezze di macchina, utili soprattutto in fase preliminare di collaudo e taratura dei regolatori e, in generale, per verificare in tempo reale il corretto funzionamento dell'azionamento.

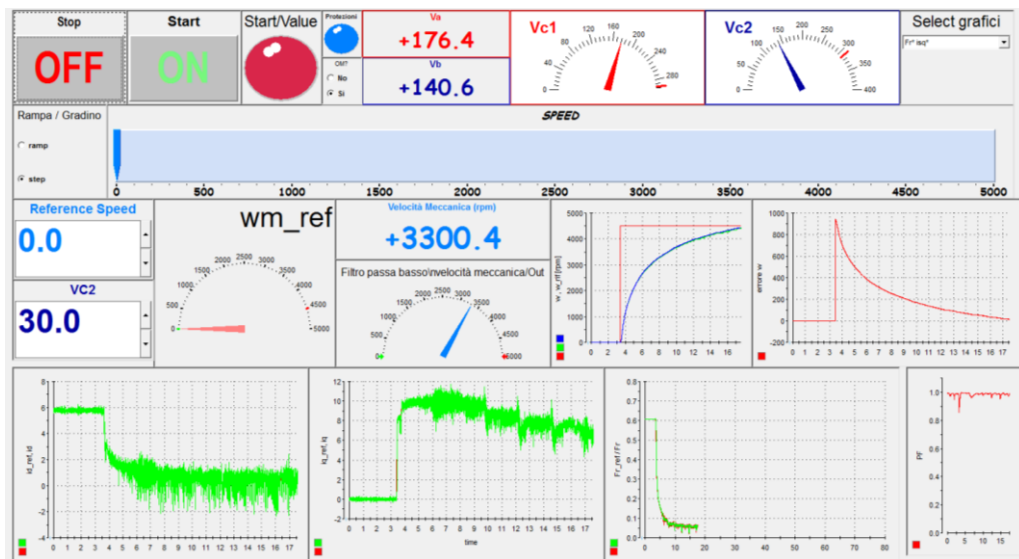


Figura 5.15 – Layout degli strumenti di comando.

Come si può notare in Figura 5.15, in questo layout sono stati implementati due strumenti utili durante lo svolgimento delle prove. Per prima cosa si può vedere la casella ‘Select grafici’ in cui si può cambiare il ‘Select’ descritto precedentemente, in modo da visualizzare sull’oscilloscopio le grandezze desiderate. Infine, si può vedere la casellina soprannominata ‘OM?’ il cui ruolo è quello di poter abilitare il funzionamento in sovramodulazione dell’inverter principale, qualora fosse selezionata la casella ‘si’, oppure, selezionando la casella ‘no, verrebbero disabilitati i banchi di condensatori PIR, e i limiti di tensione dell’inverter A verrebbero impostati al valore tipico del funzionamento in regime sinusoidale. In questo modo è possibile svolgere le prove in entrambi i casi senza apportare modifiche al software caricato sulla dSPACE.

Il secondo layout è quello soprannominato di taratura, mostrato in Figura 5.16. In esso sono stati introdotti altri strumenti che permettono di variare alcuni coefficienti del modello di simulazione, in particolare è risultato utile poter modificare le costanti dei regolatori PI e PIR. Questo è stato necessario per eseguire una preliminare fase di ritaratura dei regolatori dell'intero sistema. È comprensibile, infatti, che sia necessario correggere la taratura dei regolatori, che devono controllare un sistema relativamente diverso da quello implementato in fase di simulazione. Basti pensare, ad esempio, ai parametri di macchina che sono stimati tramite prove di caratterizzazione a carico, a vuoto e in cortocircuito.

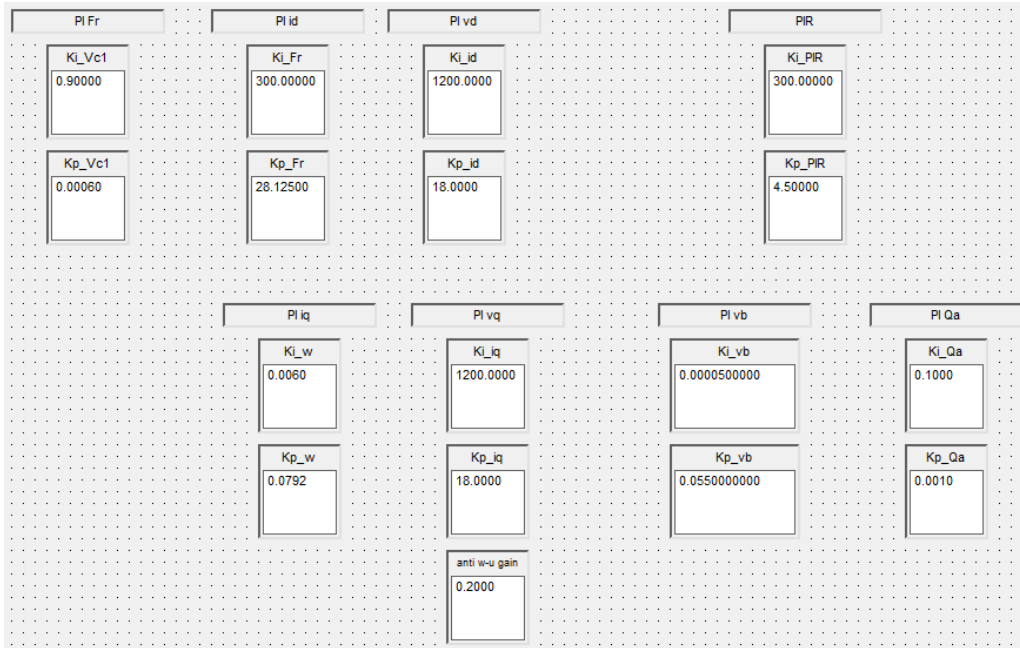


Figura 5.16 – Layout di taratura dei regolatori PI e PIR.

Infine, è presente un ultimo layout, detto di misura, in cui sono implementati altri *plotter* che visualizzano altre grandezze del sistema e uno strumento per variare le impostazioni di tutti i *plotter*. Questo layout è mostrato in Figura 5.17.

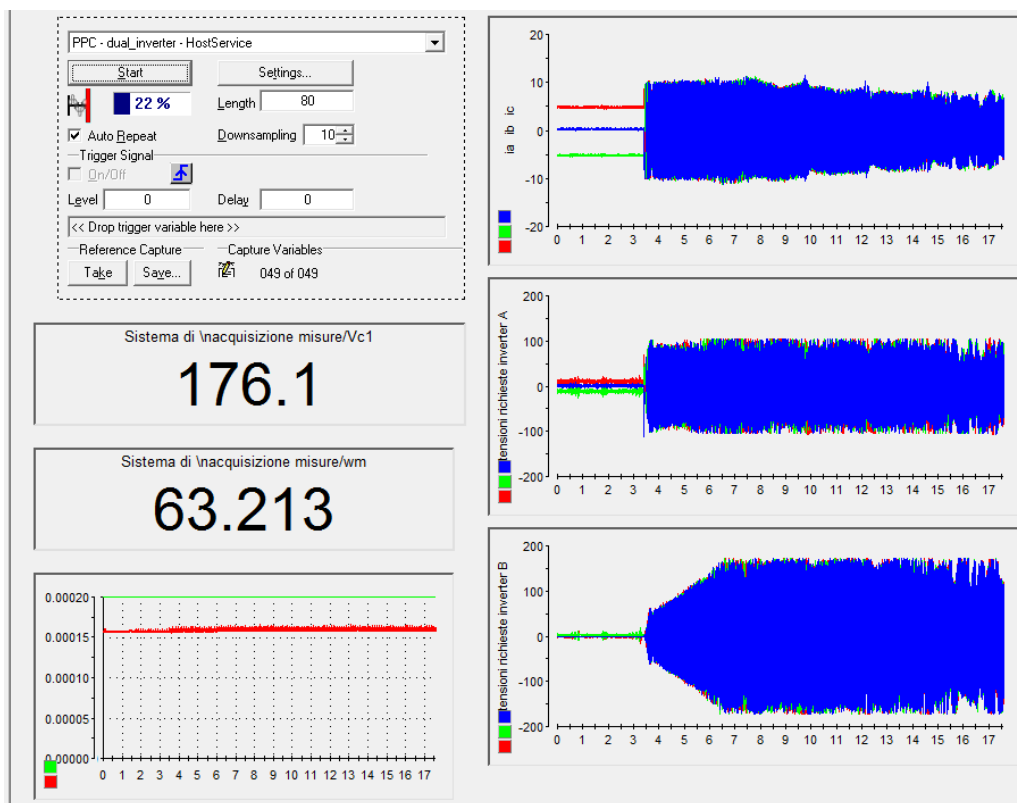


Figura 5.17 – Layout di misura.

In particolare, in basso a sinistra in Figura 5.17 è mostrato il tempo di esecuzione dell'algoritmo confrontato col periodo di campionamento. In questo modo è possibile controllare che non si verifichi mai la condizione di overrun, che implicherebbe il blocco dell'esecuzione del programma. Come si può vedere il tempo di esecuzione dell'algoritmo di poco superiore ai $150 \mu s$, ossia abbondantemente inferiore al periodo di campionamento, impostato a $200 \mu s$.

5.4 Descrizione del banco di prova

Il banco di prova utilizzato durante le prove sperimentali è rappresentato nello schema a blocchi riportato in Figura 5.18. Esso è caratterizzato da tre sezioni principali: a sinistra è indicato il sistema di interfacciamento tra la dSPACE e l'hardware. La scheda 'DS1104' viene comandata dal software ControlDesk e comunica con l'esterno tramite il pannello connettore 'CS1104', il quale si occupa dell'invio dei segnali per la modulazione agli inverter, dell'acquisizione delle grandezze dal banco e dell'invio delle grandezze da visualizzare all'oscilloscopio. Al centro dello schema è indicato l'azionamento dual inverter vero e proprio, che prevede l'alimentazione da rete, i convertitori statici e la macchina asincrona. Infine, a destra, calettata a quest'ultima tramite un torsionmetro, è presente la macchina in corrente continua utilizzata come carico; anch'essa è alimentata da rete tramite l'ausilio di un variac e di un ponte raddrizzatore.

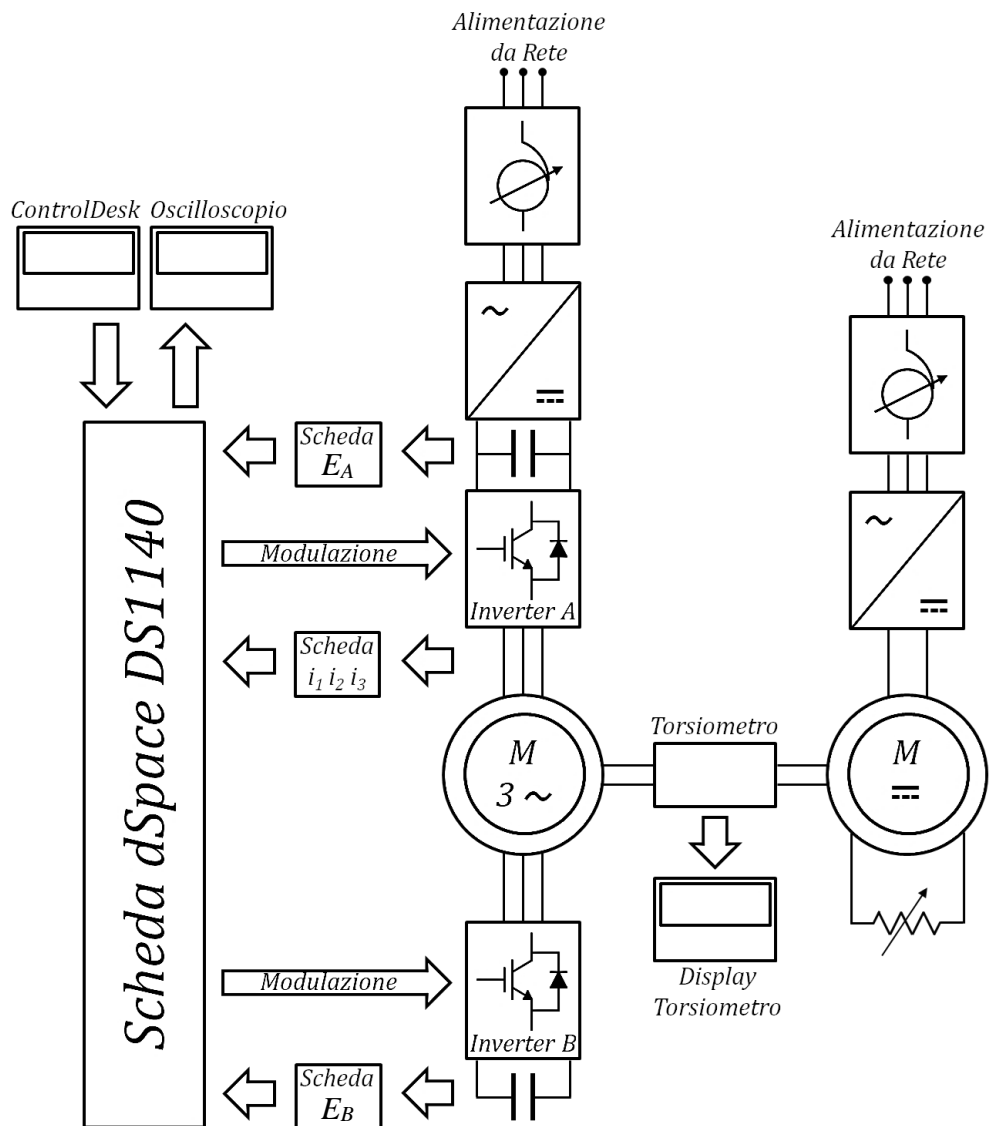


Figura 5.18 – Schema a blocchi del banco di prova.

In Figura 5.19 sono riportate due prospettive della stessa parte di controllo e conversione del banco prova, mentre in Figura 5.20 è mostrata la foto delle due macchine impiegate sul banco prova, il motore asincrono con il suo carico. I singoli elementi sono descritti nei paragrafi seguenti.

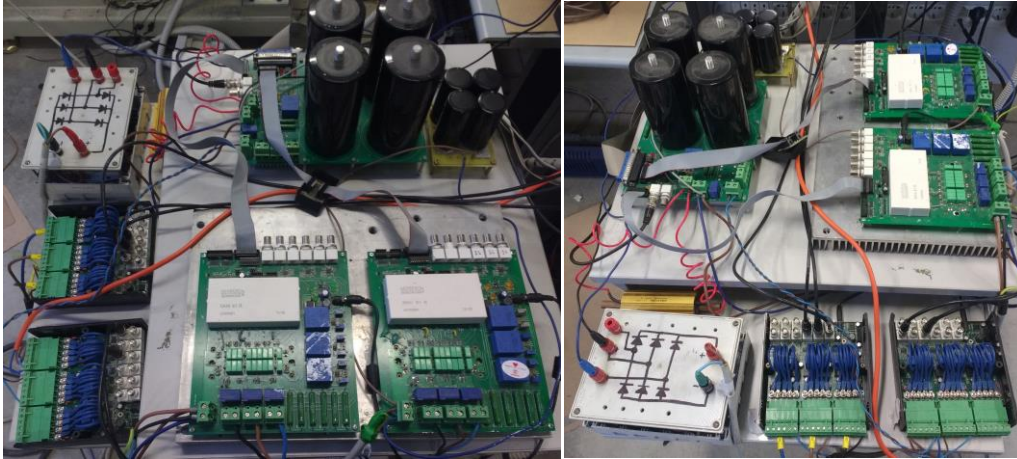


Figura 5.19 – Dispositivi di controllo e conversione del banco di prova.

Il motore è appositamente calettato alla macchina in corrente continua utilizzata come carico. Interposto tra di essi è presente un torsionmetro necessario per la lettura della velocità di rotazione e della coppia elettromagnetica applicata. Le due macchine elettriche sono mostrate in Figura 5.20.

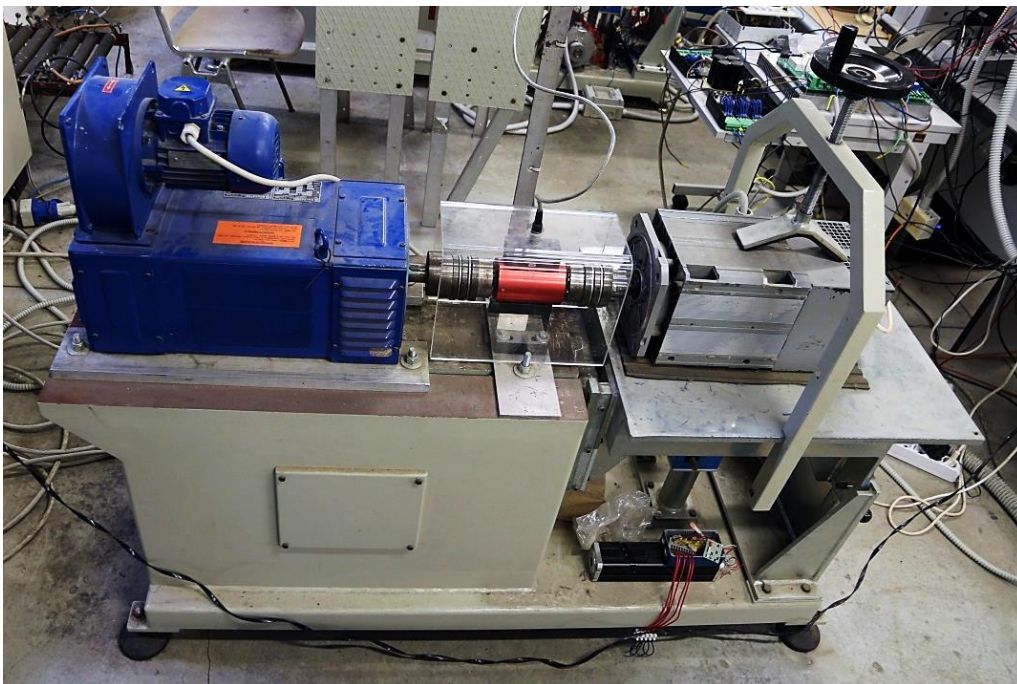


Figura 5.20 – Motore asincrono (destra) connesso al carico (sinistra) mediante albero di trasmissione.

5.4.1 Inverter principale

L'inverter principale è stato alimentato attraverso la rete elettrica del laboratorio. Per questo motivo è necessaria la presenza di un variac, di un ponte raddrizzatore e di un condensatore collegato sullo stadio in continua. Il variac, mostrato in Figura 5.21, ha lo scopo di impostare la tensione di alimentazione a piacimento durante lo svolgimento delle prove.



Figura 5.21 – Variac di alimentazione dell'inverter A.
Vista esterna (sinistra) e vista interna (destra).

A valle del variac, è presente il ponte raddrizzatore trifase, mostrato in Figura 5.22.

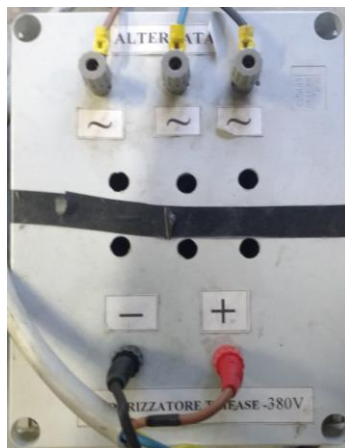


Figura 5.22 – Ponte raddrizzatore tra variac di alimentazione e bus DC inverter A

Per garantire un certo livello di sicurezza durante lo svolgimento delle prove, sono stati inseriti tre interruttori magneto-termici, posizionati rispettivamente tra la rete e il variac, tra il variac e l'inverter principale e tra l'inverter principale e la macchina asincrona. In Figura 5.23 è mostrato il quadro generale in cui sono inseriti le tre protezioni di sicurezza sopra descritte.

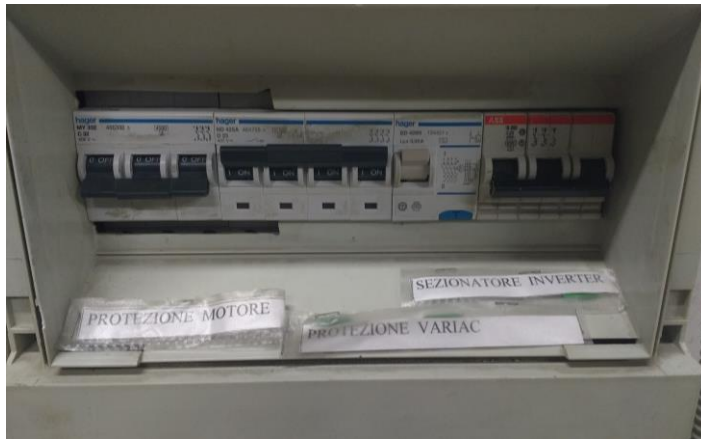


Figura 5.23 – Quadro generale.

L'inverter A è in realtà uno dei due convertitori costituenti un back-to-back. Esso può essere controllato sia tramite DSP che tramite sistema dSpace ed è costituito essenzialmente dalle seguenti parti: circuito di potenza, driver, sistema di alimentazione, interfaccia di comando e circuito di acquisizione delle misure [13]. In Figura 5.24 è riportata la foto dell'inverter A.



Figura 5.24 – Inverter principale.

I componenti elettronici dell'inverter sono alimentati tramite alimentazione ausiliaria ad una tensione di 15V.

In Figura 5.25 è mostrata la scheda hardware che comprende un ponte raddrizzatore e il banco di condensatori elettrolitici collegati all'inverter A. La scheda prevede un'interfaccia di comando e le morsettiere adibite alla misura delle grandezze elettriche. Il banco di condensatori è realizzato da quattro unità di capacità pari a 2,2mF disposte in configurazione serie-parallelo. In parallelo ad essi sono presenti resistenze da 10k Ω adibite a velocizzare la fase di scarica. Come gli inverter, anche tale scheda è alimentata da un alimentatore esterno da 15V.



Figura 5.25 – Bus DC dell'inverter A.

5.4.2 Inverter secondario

L'inverter con funzione di filtro attivo è realizzato in maniera del tutto identica all'inverter principale, come riportato in Figura 5.26. Esso risulta difatti essere il secondo convertitore statico del sistema back-to-back di cui si è parlato precedentemente.



Figura 5.26 – Inverter B.

In Figura 5.27 viene mostrato il banco di condensatori utilizzato per il bus Dc dell'inverter B.



Figura 5.27 – Bus DC dell'inverter B.

Per la modulazione dell'inverter B è stato utilizzato il blocco *DS1104SL_DSP_PWM* della libreria RTI della dSPACE. Il blocco in questione prevede 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. L'elemento in questione è riportato in Figura 5.28.

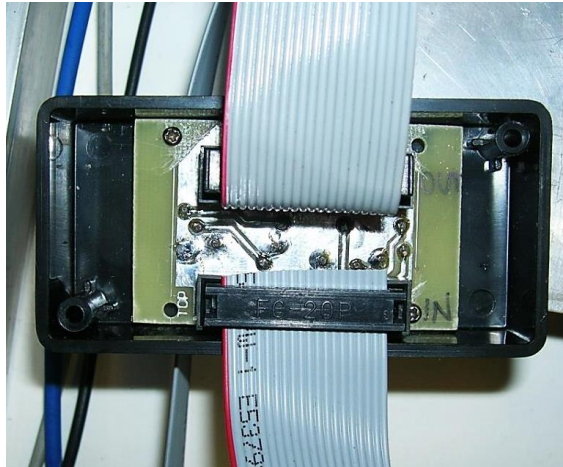


Figura 5.28 – Scheda di generazione delle modulanti dell'inverter B.

5.4.3 Macchina asincrona

La macchina asincrona utilizzata per le prove sperimentali è indicata in Figura 5.29. I dati di targa sono quelli indicati in Tabella 5.6.

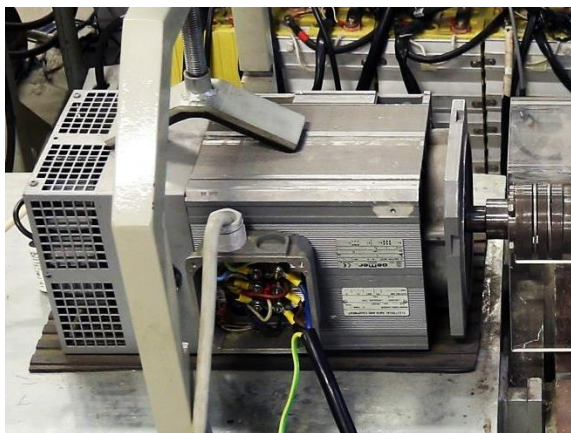


Figura 5.29 – Macchina asincrona.

Tabella 5.6 – Dati di targa della macchina asincrona

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>	<i>Unità di misura</i>
<i>Copia di poli</i>	p	2	–
<i>Potenza nominale</i>	P_n	4000	W
<i>Velocità meccanica nominale</i>	n_n	1500	rpm
<i>Tensione concatenata nominale</i>	V_n	190 – 330	V_{rms}
<i>Corrente nominale (coll. A triangolo)</i>	I_n	19.2	A_{rms}
<i>Frequenza nominale</i>	f_n	50	Hz

5.4.4 Macchina in corrente continua

Come anticipato, il carico meccanico applicato al motore asincrono è costituito da una macchina in corrente continua con eccitazione in serie. In Tabella 5.7 sono indicati i dati di targa, mentre in Figura 5.30 è riportata la foto.

Tabella 5.7 – Dati di targa della macchina in corrente continua.

<i>Parametro</i>	<i>Simbolo</i>	<i>Valore</i>	<i>Unità di misura</i>
<i>Potenza nominale</i>	P_n	14700	W
<i>Velocità meccanica nominale</i>	n_n	3000	rpm
<i>Tensione nominale</i>	V_n	440	V_{rms}
<i>Corrente nominale</i>	I_n	37	A_{rms}

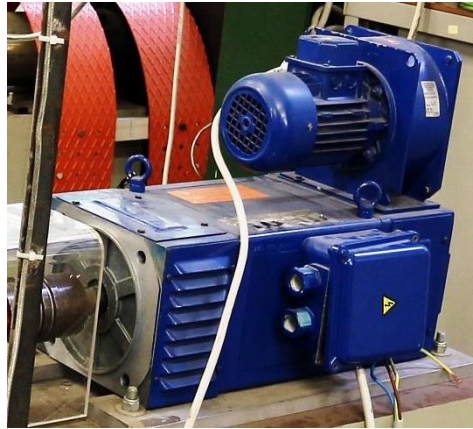


Figura 5.30 – Macchina in corrente continua.

Il circuito di eccitazione della macchina in corrente continua è stato collegato alla rete tramite l'utilizzo di un variac e di un ponte raddrizzatore, mostrati in Figura 5.31. Il variac è stato utilizzato per controllare a piacimento il carico resistente applicato all'albero della macchina asincrona durante lo svolgimento delle varie fasi delle prove.

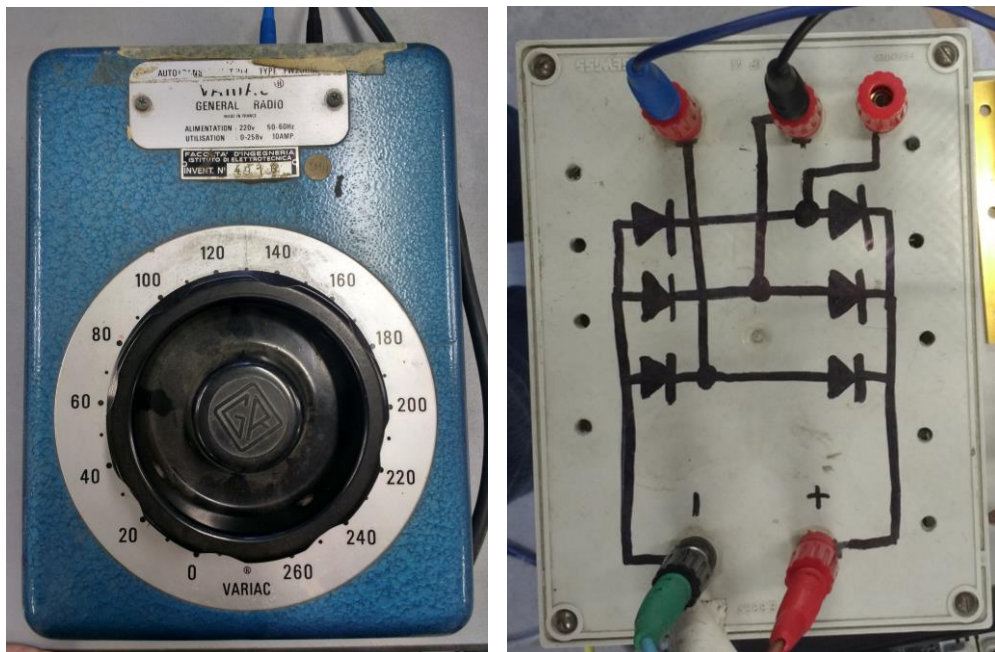


Figura 5.31 – Variac di alimentazione della macchina in corrente continua (sinistra) e ponte raddrizzatore (destra).

5.4.5 Sistema di interfacciamento dSPACE – banco

Il sistema di interfacciamento tra la scheda dSPACE ‘DS1104’ e la parte hardware del banco è realizzato essenzialmente da due parti. La prima, riportata in Figura 5.32, è il pannello di connessione ‘CP1104’ che permette l'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, l'acquisizione delle grandezze da banco e l'invio delle grandezze da visualizzare all'oscilloscopio. I connettori utilizzati per tali finalità sono gli ADC, i DAC e il connettore Slave I/O PWM C18.

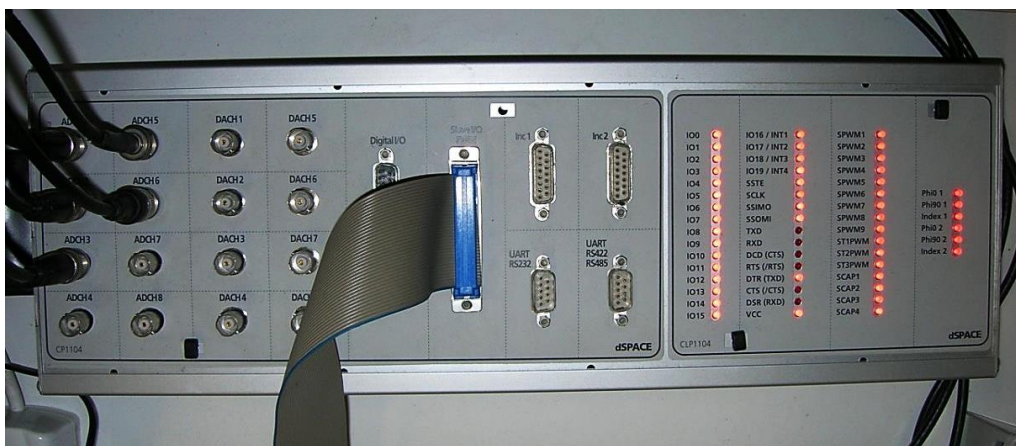


Figura 5.32 – Pannello connettore del sistema dSPACE.

La seconda parte, utile per l'acquisizione delle correnti di fase e delle tensioni sui lati continua dei due inverter, è costituita dalle schede di acquisizione mostrate in Figura 5.33. Queste unità sono state realizzate appositamente per adattare le grandezze in ingresso ad esse e dare in uscita segnali compatibili con il sistema dSPACE; anche tali schede sono alimentate tramite alimentazione ausiliaria da 15V.



Figura 5.33 – Schede di acquisizione delle correnti e delle tensioni.

5.4.6 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 5.34, ad essa è stata associata la strumentazione di controllo e di acquisizione delle grandezze di interesse.



Figura 5.34 – Postazione di controllo.

In Figura 5.35 è riportata la foto della strumentazione per il controllo del sistema e per l'acquisizione delle grandezze fondamentali. Per motivi di sicurezza, sono stati utilizzati due multimetri necessari a monitorare direttamente le tensioni presenti sul bus dc di entrambi gli inverter. Per la visualizzazione delle grandezze d'interesse è stato utilizzato l'oscilloscopio. Per avere un ulteriore riscontro, è possibile guardare i valori della velocità di rotazione e della coppia sviluppata direttamente dal display del torsionmetro, che si può notare in alto a destra in Figura 5.35.

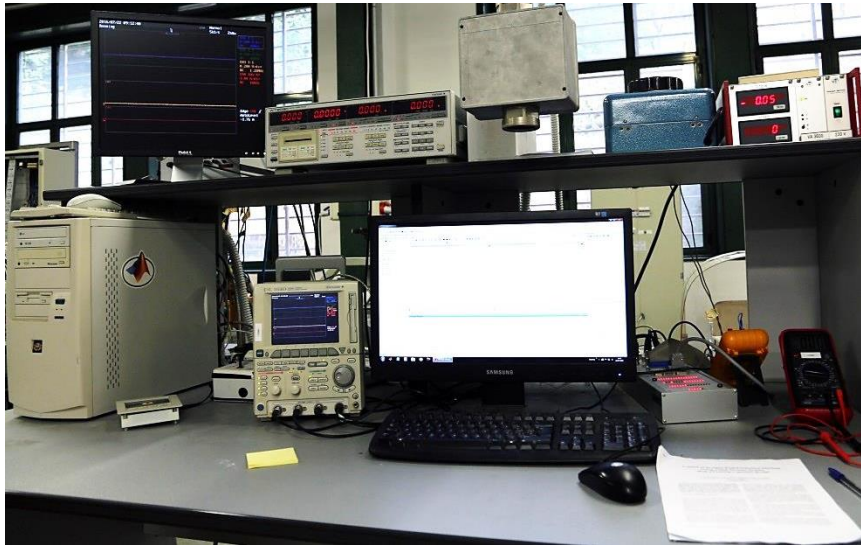


Figura 5.35 – Strumentazione di controllo e acquisizione.

Capitolo 6

Prove sperimentali

Questo capitolo completa la fase di modellizzazione e prototipazione del sistema, presentando i risultati più significativi delle prove sperimentali eseguite in laboratorio.

6.1 Risultati delle prove

Come descritto nel Capitolo 5, la scheda hardware all'interno della dSPACE richiede che il software del sistema di controllo sia caricato preventivamente. Questa operazione viene realizzata per mezzo della generazione di un codice C ottenuto a partire dal modello realizzato in ambiente Simulink.

Come per il modello Simulink utilizzato per la realizzazione della simulazione numerica, anche in questo caso è prevista la presenza di uno script di MATLAB contenente tutte i parametri e le grandezze necessarie al modello. In Tabella 5.1

sono elencati tutti i parametri utilizzati durante lo svolgimento delle prove sperimentali. Occorre specificare che le grandezze corrispondono a quelle adottate durante le simulazioni, elencate in Tabella 6.1.

Tabella 6.1 – Parametri dello script MATLAB per le prove sperimentali.

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Coppie di poli	p	2	-
Pulsazione statorica nominale	ω_S	$2\pi \cdot 50$	rad/s
Corrente nominale	I_n	10	A_{picco}
Corrente asse d nominale	i_{sdn}	5.7735	A_{picco}
Flusso rotorico nominale	φ_{rn}	0.6062	Wb
Tensione bus dc inverter A	E_A	150	V
Tensione bus dc inverter B	E_B	300	V
Tensione bus dc inverter B nella fase iniziale	E_B	30	V
Corrente massima	I_{max}	10	A_{picco}
Periodo di commutazione	T_c	$200 \cdot 10^{-6}$	s
Coefficiente proporzionale corrente asse d	$K_{p,isd}$	18	V/A
Coefficiente integrale corrente asse d	$K_{i,isd}$	1200	V/A
Coefficiente proporzionale corrente asse q	$K_{p,isq}$	18	V/A
Coefficiente integrale corrente asse q	$K_{i,isq}$	1200	V/A
Coefficiente proporzionale velocità	$K_{p,\omega}$	0.0792	A/rad/s
Coefficiente integrale velocità	$K_{i,\omega}$	0.006	A/rad/s
Coefficiente proporzionale tensione A	K_{p,V_A}	0.0006	Wb/V
Coefficiente integrale tensione A	K_{i,V_A}	0.9	Wb/V
Coefficiente proporzionale flusso	K_{p,φ_r}	28.125	A/Wb
Coefficiente integrale flusso	K_{i,φ_r}	300	A/Wb
Coefficiente proporzionale tensione B	K_{p,V_B}	0.055	V/V
Coefficiente integrale tensione B	K_{i,V_B}	0.00005	V/V
Coefficiente proporzionale pot. reattiva A	K_{p,Q_A}	0.001	V/VAr

<i>Coefficiente integrale pot. reattiva A</i>	K_{i,Q_A}	0.1	V/VAr
<i>Coefficiente proporzionale PIR</i>	$K_{p,PIR}$	4.5	V/V
<i>Coefficiente integrale PIR</i>	$K_{i,PIR}$	300	V/V

L'analisi delle prestazioni inizia con le prove svolte sul sistema dual inverter oggetto della tesi, ovvero in presenza di sovramodulazione dell'inverter principale. In seguito, per avere un metro di paragone, saranno mostrate le prove svolte sullo stesso sistema in caso di funzionamento dell'inverter A in regime sinusoidale e le prove svolte sulla macchina asincrona controllata da azionamento classico, formato da un singolo inverter di alimentazione. Per concludere verrà fatto un confronto tra i tre casi per meglio apprezzare i miglioramenti ottenuti.

Nei seguenti paragrafi verranno mostrati gli andamenti delle principali grandezze di interesse, acquisite per mezzo dell'oscilloscopio collegato al banco di prova. Per ciascuna delle prove svolte, oltre ad aver salvato le immagini dell'oscilloscopio, è stato salvato un file di dati contenente i valori assunti dalle grandezze osservate. In questo modo è possibile elaborare i dati, quando necessario, per mezzo di script MATLAB appositamente realizzati.

6.1.1 Prove dual inverter in presenza di sovramodulazione dell'inverter principale

Le prove sono state svolte applicando un riferimento di velocità a gradino di ampiezza pari a 4500rpm, all'istante temporale $t = 1s$. La finestra temporale è stata fissata con una scala di 1s/div, quindi su una finestra di 10 divisioni si ha una visualizzazione della prova della durata di 10s. La tensione di alimentazione dell'inverter principale è 150V mentre quella dell'inverter B è 300V.

In Figura 6.1 vengono mostrati, dall'alto al basso, a partire dal *channel 1* al *channel 4* dell'oscilloscopio, gli andamenti del flusso rotorico di riferimento, della corrente di riferimento di asse q , della velocità di rotazione e della corrente di fase a . I colori e le scale verranno indicati per ciascuna figura in didascalia.

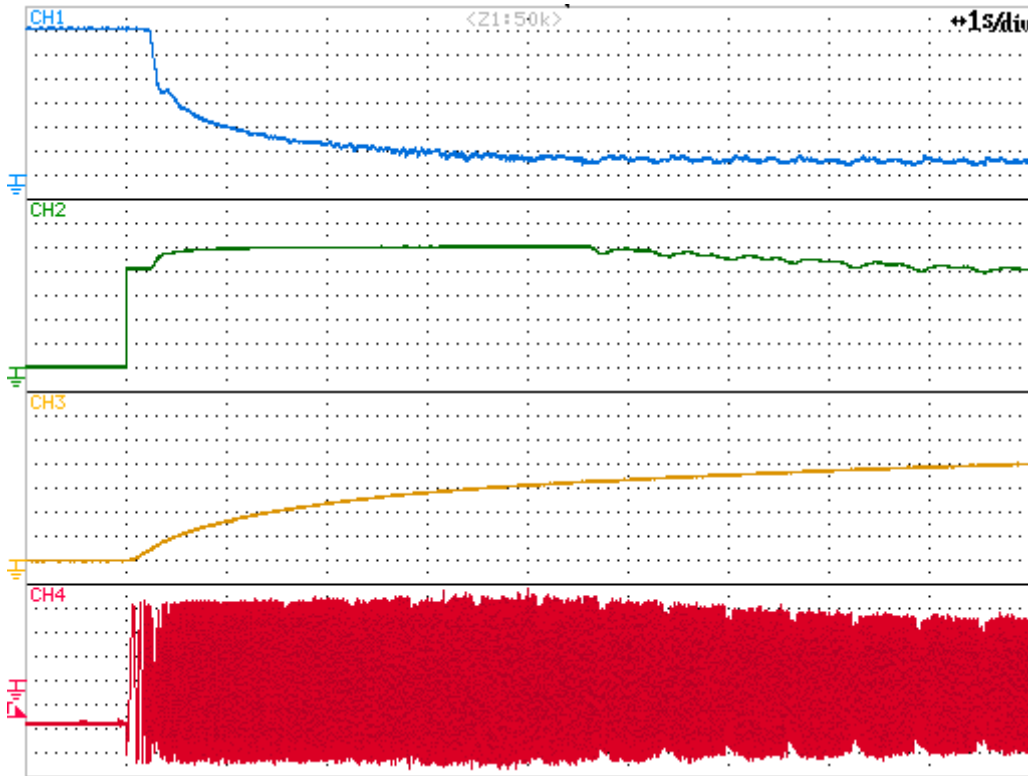


Figura 6.1 – Andamenti del flusso rotorico (blu – 0.1Wb/div),
 riferimento di corrente di asse q (verde – 2A/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div),
 corrente di fase a (rosso – 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione.
 Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

Come si vede dalla Figura 6.1, l'azionamento dual inverter in presenza di sovrarmodulazione insegue bene il riferimento di velocità: in 9 secondi la velocità di rotazione ha raggiunto i 4000rpm. Inoltre, la zona di primo deflussaggio è caratterizzata da una durata di poco inferiore ai 5 secondi.

In Figura 6.2 sono indicati, a partire dall'alto, gli andamenti della corrente di riferimento di asse d , della corrente di riferimento di asse q , della velocità di rotazione e della corrente di fase a .

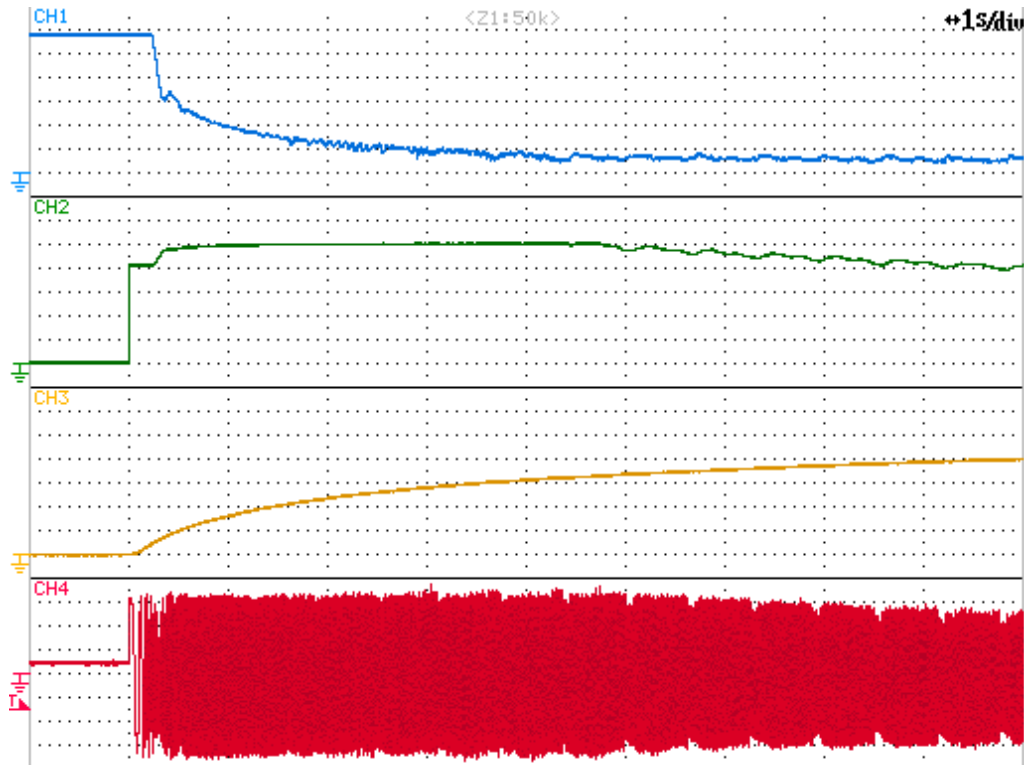


Figura 6.2 - Andamenti di riferimento di corrente di asse d (blu – 1A/div), riferimento di corrente di asse q (verde – 2A/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div), corrente di fase a (rosso – 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione.
Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

Con i dati salvati in questa prova, è stato possibile realizzare, tramite uno script di MATLAB opportunamente creato, un grafico che mostra i punti di funzionamento dell'azionamento nei 10 secondi di durata della prova. In Figura 6.3 sono mostrate la circonferenza limite di corrente in nero e il luogo dei punti in azzurro, rappresentati sul piano $i_d - i_q$. Come si può vedere, l'azionamento inizialmente parte dal punto A, caratterizzato da componente q nulla e componente d della corrente pari al valore nominale di magnetizzazione. In seguito al gradino di velocità il punto si alza fino ad arrivare al punto B, oltre il quale inizia il primo deflussaggio. Il punto di funzionamento segue la circonferenza fino al punto C, per il quale inizia la zona di secondo deflussaggio, nella quale si rientra all'interno del limite di corrente.

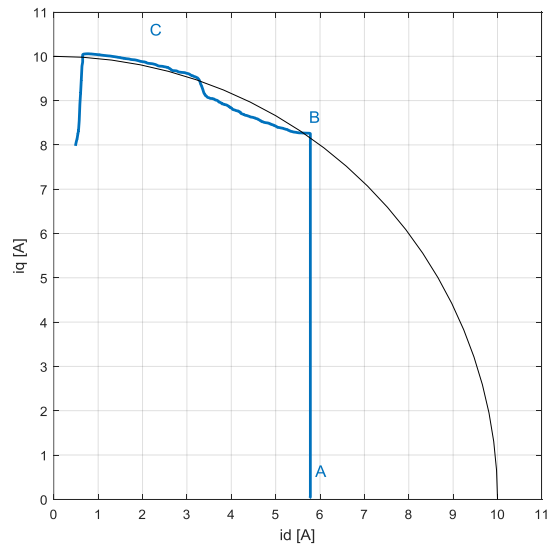


Figura 6.3 – Luogo dei punti di funzionamento dell'azionamento dual inverter in presenza di sovrarmodulazione.

In Figura 6.4 sono indicati, a partire dall'alto, gli andamenti della coppia elettromagnetica, della potenza meccanica, della velocità di rotazione e della corrente di fase a.

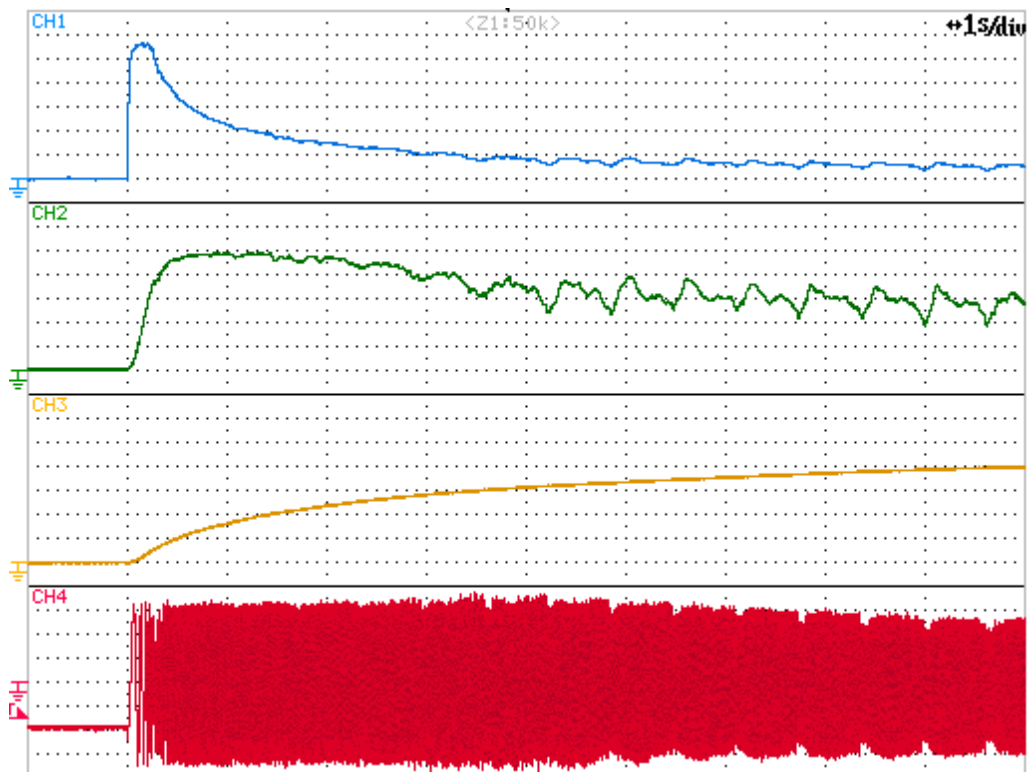


Figura 6.4 – Andamenti della coppia elettromagnetica (blu – 2,5Nm/div), potenza meccanica (verde – 200W/div) velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div), corrente di fase a (3A/div) in presenza di sovrarmodulazione. Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

Da questa figura si vede bene il tratto iniziale a coppia costante, caratterizzato da una massima potenza meccanica di circa 1000W, e il fatto che ad alte velocità la potenza decresce lentamente restando attorno ai 600W. Gli andamenti oscillanti sono causati dal fatto che, come abbiamo detto nel capitolo precedente, la coppia elettromagnetica è stimata a partire dalle grandezze elettriche di macchina. In particolare, la corrente di asse q risulta essere rumorosa, soprattutto a fine transitorio perché i regolatori sono tarati per funzionare in regime dinamico. Inoltre, la potenza soffre maggiormente di queste oscillazioni in quanto è ricavata moltiplicando la coppia stimata per la velocità di rotazione, espressa in gradi elettrici.

In Figura 6.5 è mostrato l'andamento di due grandezze molto importanti per quanto riguarda il buon funzionamento del controllo. Essi sono il fattore di potenza dell'inverter A e la tensione del condensatore, che restano entrambi costanti per la durata della prova, rispettivamente al valore unitario e a 300V.

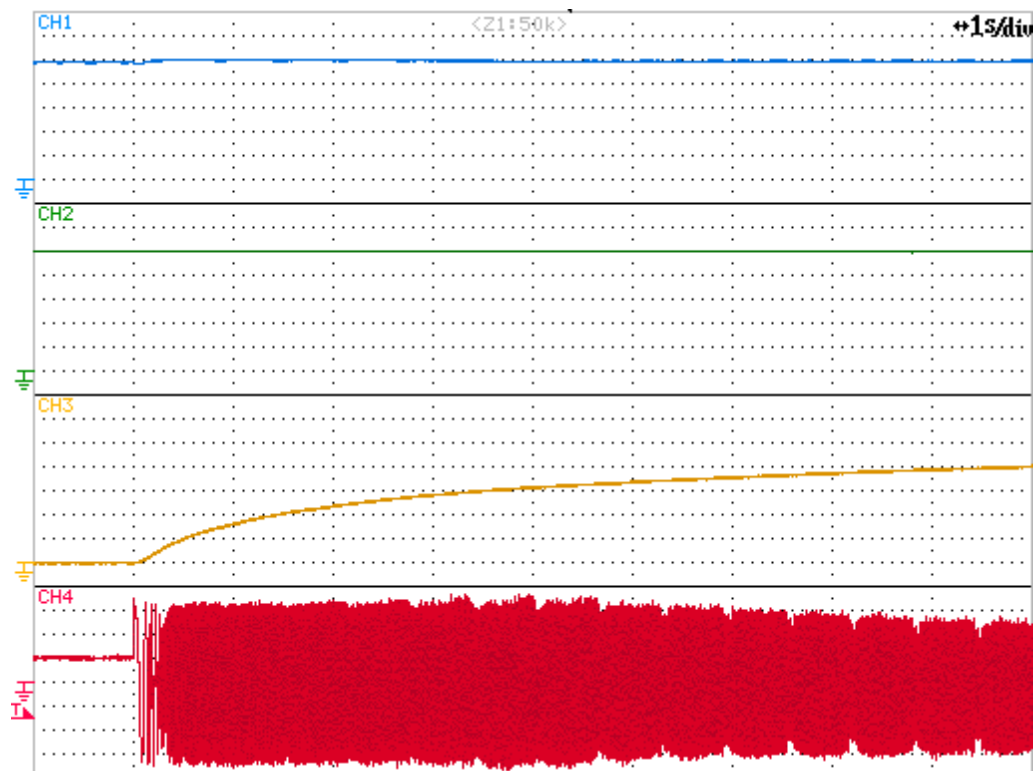


Figura 6.5 – Andamenti del fattore di potenza (blu - 0.2pu/div), tensione bus DC dell'inverter B (verde - 60V/div), velocità di rotazione (giallo - 1000rpm/div), corrente di fase a (rosso - 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione. Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

In Figura 6.6 sono mostrati invece gli andamenti degli errori di tensione dei due inverter, calcolati come differenza tra valore massimo disponibile e valore richiesto dal controllo. Come ci si aspetta, a regime raggiungono entrambi lo zero. Il primo limite di tensione a essere raggiunto è quello dell'inverter A, in quanto più restrigente a bassa velocità. Dopodiché viene raggiunto anche il limite per l'inverter B, determinando l'inizio della zona di secondo deflussaggio.



Figura 6.6 – Andamenti dell'errore di tensione V_A (blu – 15V/div), errore di tensione V_B (verde – 30V/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div), corrente di fase a (rosso – 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione. Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

In Figura 6.7 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle 3 modulanti, trasformate nel riferimento bifase stazionario $\alpha - \beta$, rispettivamente dell'inverter A e dell'inverter B.

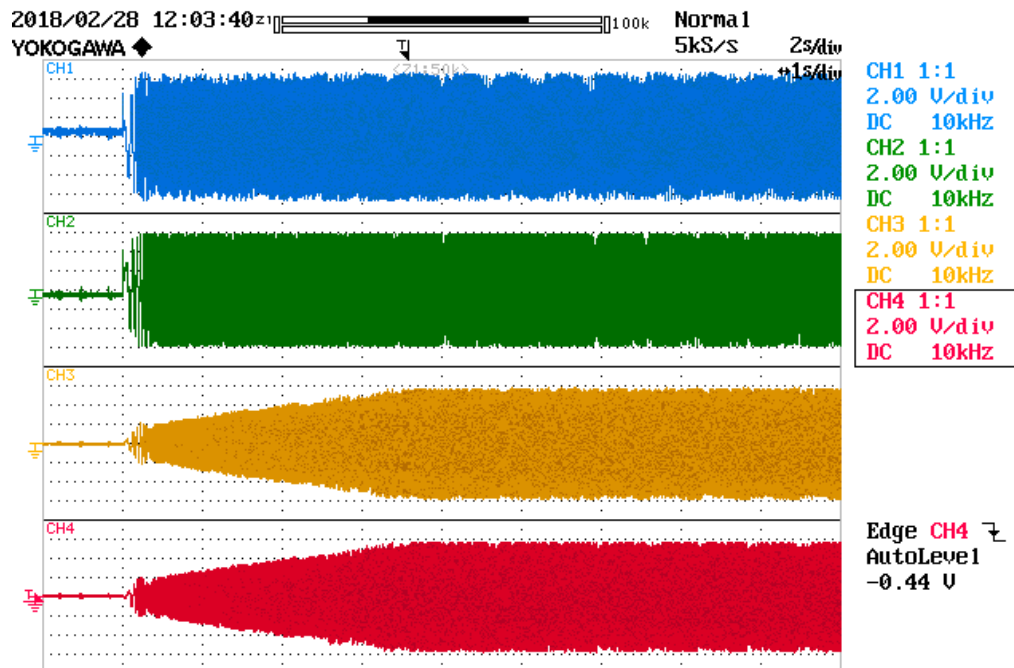


Figura 6.7 – Andamenti della componente α della modulante dell'inverter A (rosso – 0.2pu/div), della componente β della modulante dell'inverter A (verde – 0.2pu/div), della componente α della modulante dell'inverter B (giallo – 0.2pu/div), della componente β della modulante dell'inverter B (rosso – 0.2pu/div) in presenza di sovrarmodulazione.

Scala dell'asse dei tempi: 1s/div .

Con i dati acquisiti da questa prova è possibile realizzare un grafico, riportato in Figura 6.8, che mostra i punti di funzionamento di entrambi gli inverter espressi nel sistema di riferimento $\alpha - \beta$. Le figure sono state realizzate prendendo, per entrambi gli inverter, punti relativi a due diversi istanti: a inizio transitorio e a fine transitorio.

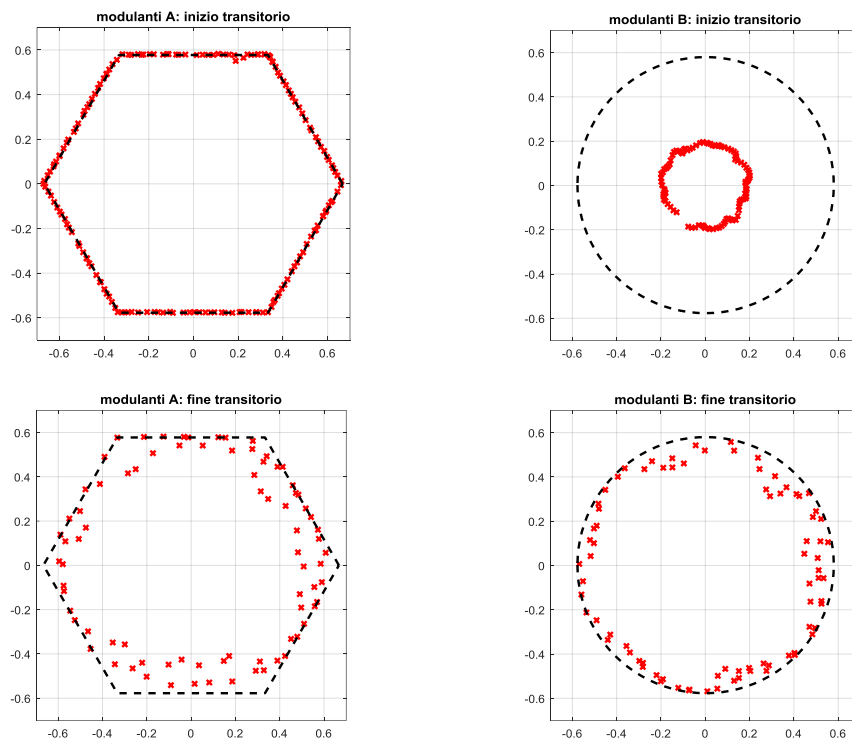


Figura 6.8 – Punti di funzionamento degli inverter A e B all’inizio del transitorio (sopra) e a fine transitorio (sotto) in presenza di sovrarmodulazione.

Come si vede in Figura 6.8, all’inizio del transitorio l’inverter A lavora sull’esagono, mentre l’inverter B lavora su un cerchio a cui è sommata la distorsione necessaria a compensare le armoniche introdotte dalla sovrarmodulazione dell’inverter principale. Inoltre, esso risulta essere ancora lontano dal suo limite di funzionamento. Alla fine del transitorio, invece, si può apprezzare come l’inverter A torni a lavorare su circonferenze interne all’esagono, mentre l’inverter B è arrivato al suo limite di funzionamento massimo.

Infine, in Figura 6.9 dall’alto al basso, sono riportati gli andamenti della tensione di fase a dell’inverter principale, della tensione di fase a dell’inverter secondario, la tensione di fase a di macchina, ottenuta come differenza delle prime due, e la corrente di fase.

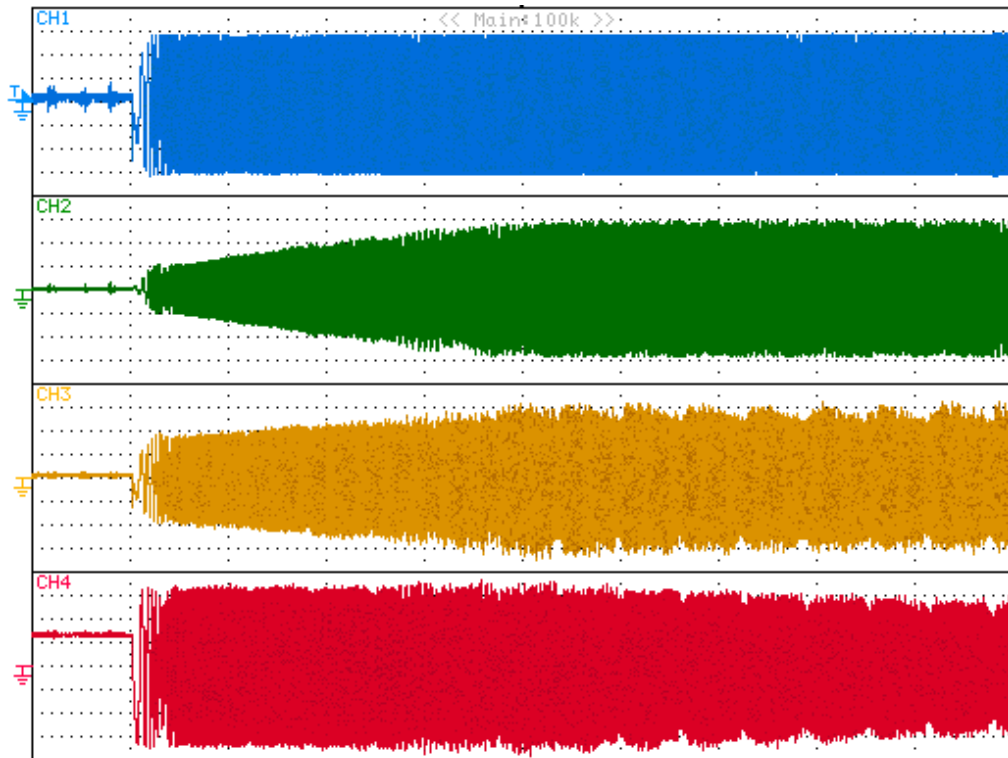


Figura 6.9 - Andamenti della tensione di fase a dell'inverter A (rosso – 30V/div), della tensione di fase a dell'inverter B (verde – 60V/div), della tensione di fase a di macchina (giallo – 60V/div), della corrente di fase a (rosso – 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione.
Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

In figura 6.10 sono riportati due zoom della figura precedente, che mostrano le forme d'onda delle grandezze. Come si vede, le tensioni dell'inverter A risultano saturate e in quadratura rispetto quelle dell'inverter B. La tensione di fase di macchina risulta correttamente sinusoidale. Gli zoom sono presi in corrispondenza degli indicatori neri dell'immagine principale.

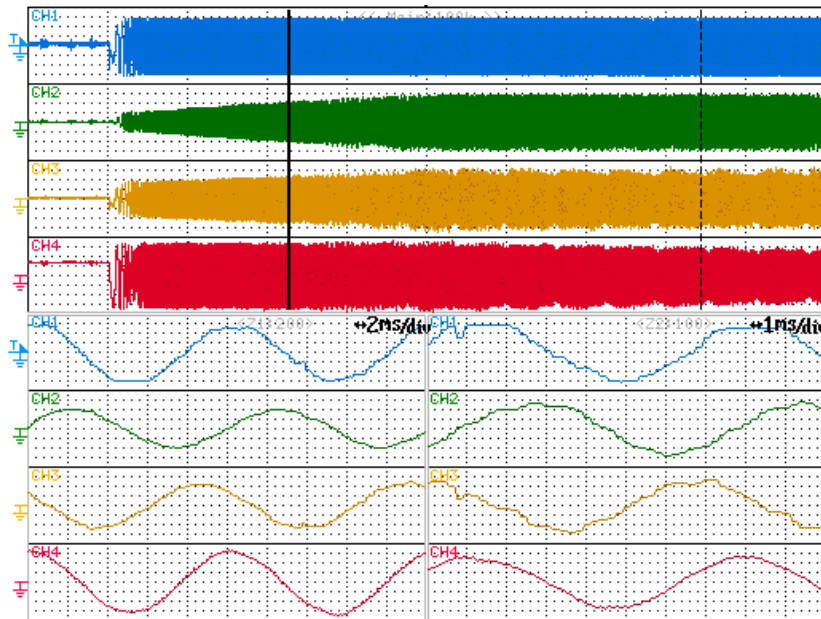


Figura 6.10 - Andamenti della tensione di fase a dell'inverter A (rosso – 30V/div), della tensione di fase a dell'inverter B (verde – 60V/div), della tensione di fase a di macchina (giallo – 60V/div), della corrente di fase a (rosso – 3A/div) in presenza di sovrarmodulazione.

6.1.2 Confronti

Come è già stato detto, per realizzare le prove in caso di funzionamento dell'inverter principale in regime sinusoidale basta selezionare la casella 'No' dallo strumento 'OM?' del layout di controllo del ControlDesk.

Per realizzare le prove dell'azionamento classico, dotato di singolo inverter, sul sistema hardware che abbiamo descritto, sarebbe sufficiente chiudere in cortocircuito il lato non alimentato degli avvolgimenti statorici oppure, come è stato eseguito in questa trattazione, disabilitare completamente il controllo dell'inverter B e imporre che realizzi una configurazione di tensione nulla, in modo da realizzare al suo interno il cortocircuito del secondo lato degli avvolgimenti statorici. In questo modo per realizzare questo tipo di prove non è risultato necessario apportare modifiche hardware al sistema ma è stato reso possibile con delle semplici modifiche del software di controllo.

In entrambi i casi le prove eseguite sono del tutto analoghe a quelle svolte per il sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione. Viene cioè applicato un gradino di velocità di ampiezza pari a 4500rpm all'istante temporale $t = 1s$. La finestra temporale è sempre fissata con una scala di 1s/div, per un totale di 10 secondi di durata totale delle prove. I valori di tensione dei due bus DC sono mantenuti coerenti con quelli utilizzati nelle prove mostrate nel paragrafo precedente, mentre la tensione di alimentazione dell'inverter principale, in caso di prove sull'azionamento classico, è mantenuta a 150V.

In Figura 6.11 e Figura 6.12 sono mostrati, in ordine dall'alto al basso, gli stessi andamenti mostrati in Figura 6.2, rispettivamente per il sistema dual inverter in caso di funzionamento in regime sinusoidale e per il sistema con azionamento classico. In entrambi i casi le scale utilizzate sono le stesse utilizzate per i risultati mostrati in Figura 6.2, in modo da poter meglio confrontare tra loro i risultati.

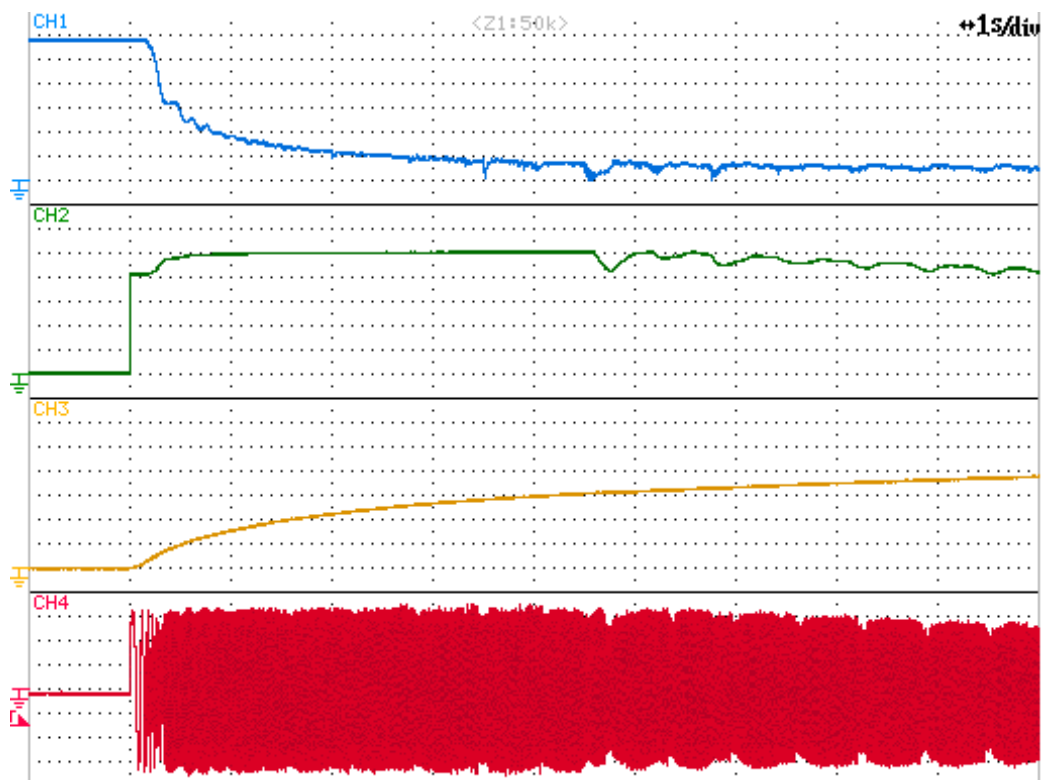


Figura 6.11 - Andamenti di: riferimento di corrente di asse d (blu – 1A/div), riferimento di corrente di asse q (verde – 2A/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div) e corrente di fase a (rosso - 3A/div) con sistema dual inverter senza sovrarmodulazione.
Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

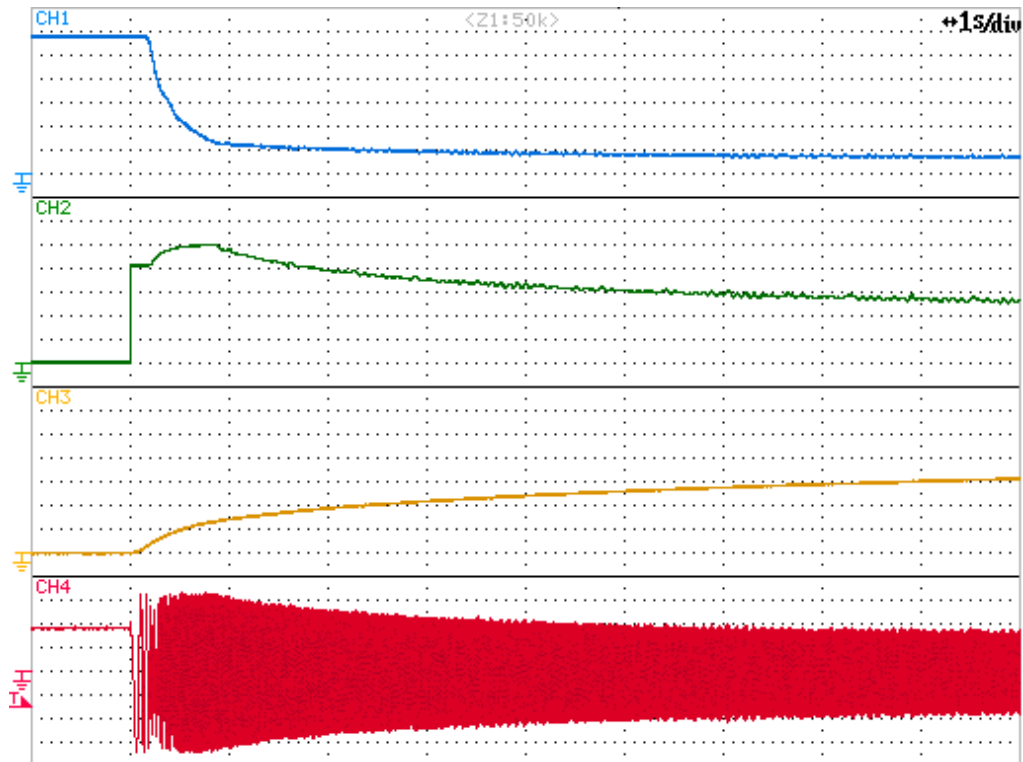


Figura 6.12 - Andamenti di: riferimento di corrente di asse d (blu – 1A/div), riferimento di corrente di asse q (verde – 2A/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div) e corrente di fase a (rosso - 3A/div) con azionamento classico. Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

Dalla Figura 6.11 si può vedere come gli andamenti dei riferimenti di corrente di assi d e q siano molto simili rispetto alla Figura 6.2. Tuttavia, in questo caso la velocità di rotazione raggiunta dopo 10 secondi è inferiore ai 4000rpm raggiunti precedentemente. Dalla Figura 6.12 si vede invece come la macchina con singolo inverter faccia fatica a inseguire rapidamente il riferimento di velocità impostato. Infatti, dopo 10 secondi, la velocità di rotazione ha di poco superato i 3000rpm. Inoltre, la zona di primo deflussaggio dura meno di 1 secondo.

In Figura 6.13 è mostrato più nel dettaglio il confronto dei transitori di velocità per i tre sistemi analizzati, in modo da poter meglio apprezzare i miglioramenti ottenuti nel sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione.

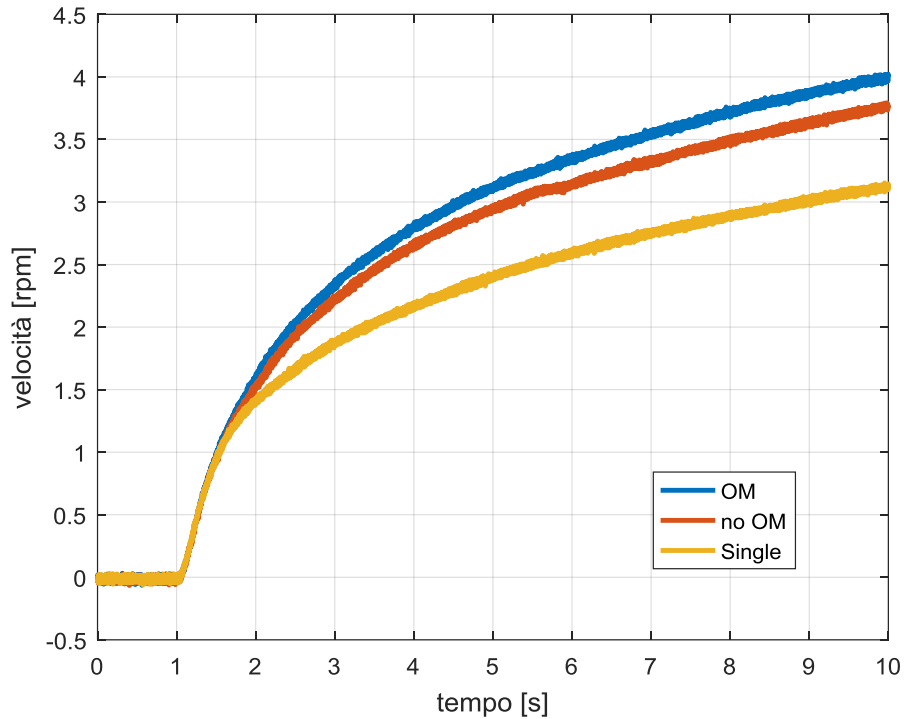


Figura 6.13 - Confronto delle velocità raggiunte. Dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu), dual inverter senza sovrarmodulazione (rosso) e azionamento classico (giallo).

In Figura 6.14 viene mostrato invece il confronto tra i luoghi dei punti di funzionamento nei tre casi in esame.

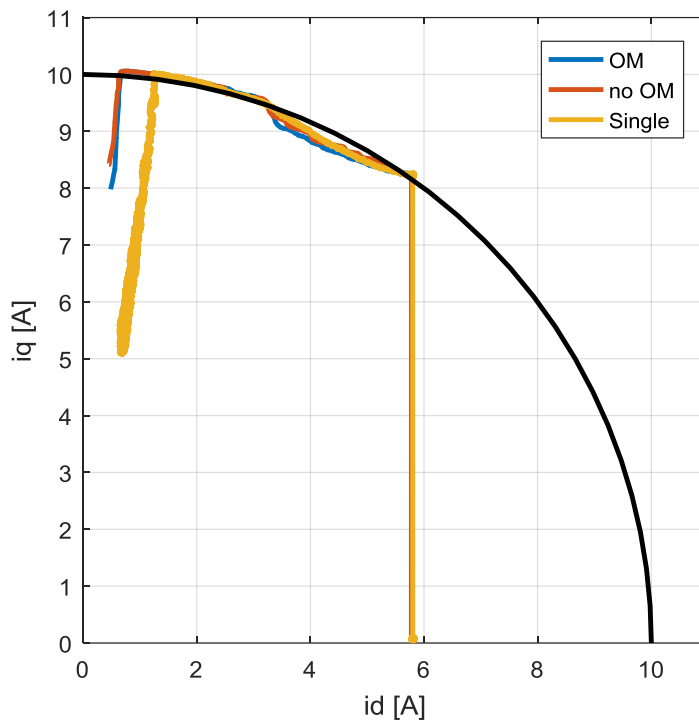


Figura 6.14 – Confronto dei luoghi dei punti di funzionamento degli azionamenti. Dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu), dual inverter senza sovrarmodulazione (rosso) e azionamento classico (giallo).

Come si può vedere in Figura 6.14, in tutti e tre i casi l'azionamento segue la medesima traiettoria iniziale di magnetizzazione. Come ci si aspettava, il *boost* di tensione offerto dalla configurazione dual inverter si traduce nell'aumento dell'estensione della zona di primo deflussaggio. A causa della minor tensione disponibile, il luogo dei punti di funzionamento dell'azionamento classico rientra all'interno della circonferenza limite prima. Inoltre, si può apprezzare come nel caso di sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione, il luogo dei punti di funzionamento finale raggiunto risulta più vicino all'origine. Ciò è dovuto al fatto che, essendo le figure realizzate su un tempo di prova costante di 10 secondi ed essendo la velocità finale raggiunta più elevata, il corrispondente limite di tensione è maggiormente ridotto rispetto al caso senza sovrarmodulazione.

Analogamente a quanto mostrato in Figura 6.4, in Figura 6.15 e Figura 6.16 sono mostrate, dall'alto al basso, gli andamenti della coppia elettromagnetica, della potenza meccanica, della velocità di rotazione e della corrente di fase a, rispettivamente per il sistema dual inverter senza sovrarmodulazione e per il sistema con azionamento classico.

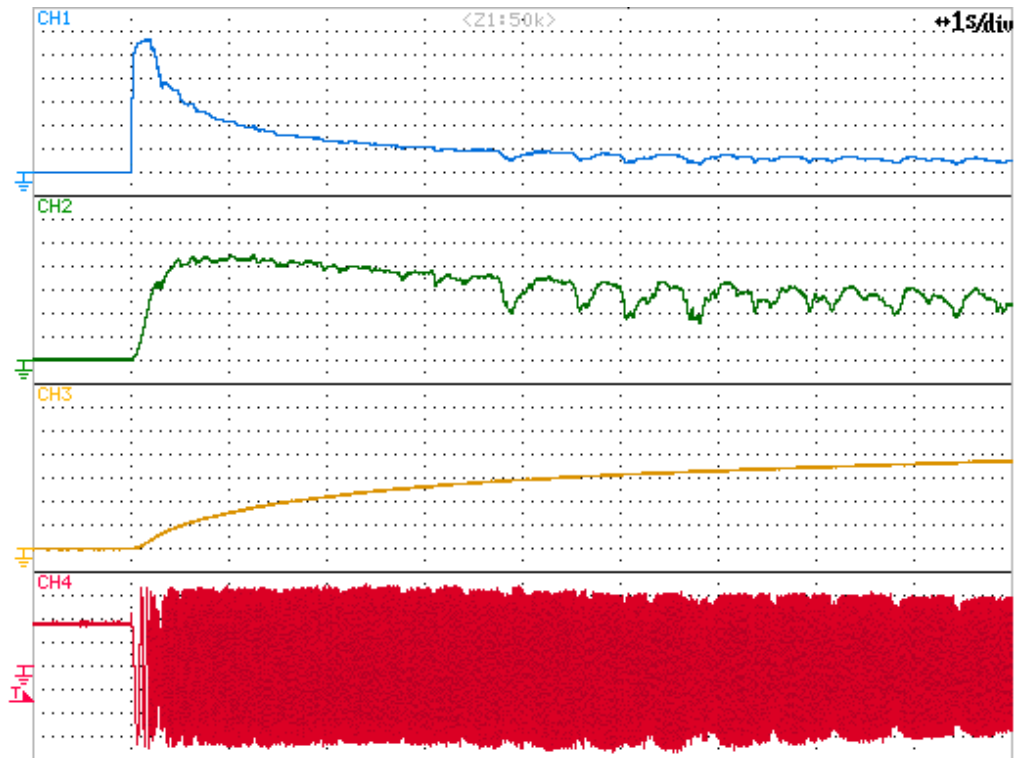


Figura 6.15 - Andamenti di: coppia elettromagnetica (blu – 2,5Nm/div), potenza meccanica (verde – 200W/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div), corrente di fase a (rosso – 3A/div) con azionamento dual inverter senza sovrarmodulazione.
Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

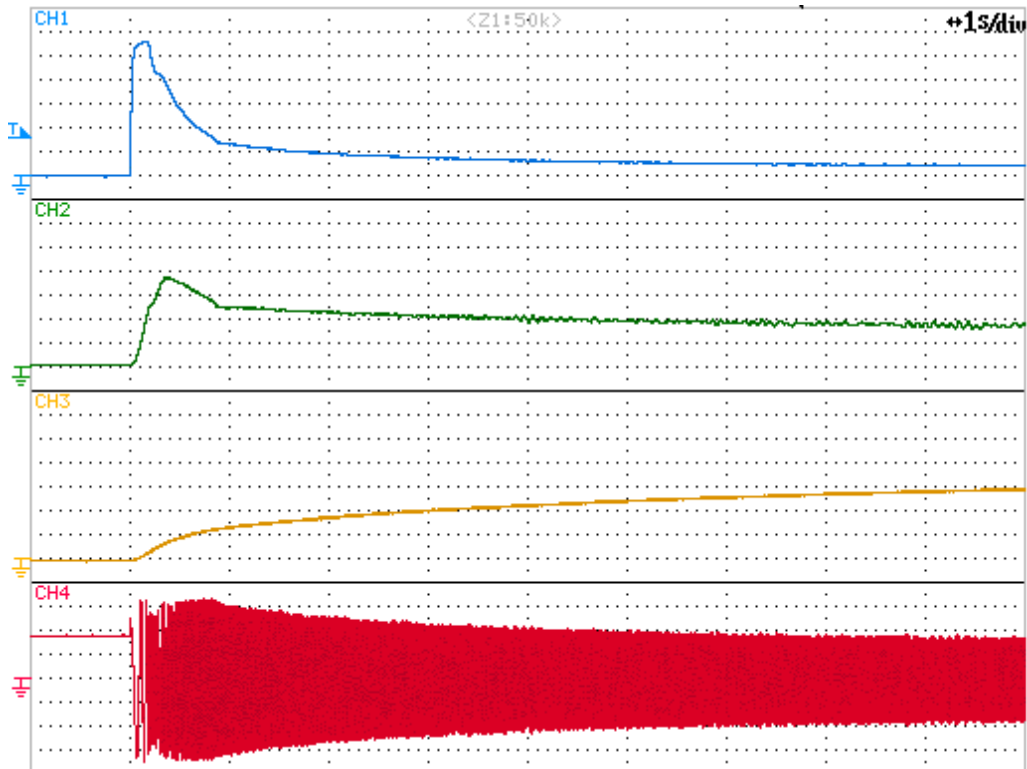


Figura 6.16 – Andamenti di: coppia elettromagnetica (blu – 2,5Nm/div), potenza meccanica (verde – 200W/div), velocità di rotazione (giallo – 1000rpm/div), corrente di fase a (rosso – 3A/div) con azionamento classico. Scala dell'asse dei tempi: 1s/div.

Dalla figura 6.16 si può notare come, per l'azionamento classico, la potenza meccanica alle alte velocità decresca lentamente restando vicina a 400W.

In modo analogo a quanto svolto per i punti di funzionamento e per le velocità, in Figura 6.17 e 6.18 sono realizzati i confronti della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica nei tre casi in esame. Per poter meglio apprezzare gli andamenti e svolgere un confronto più significativo, i dati della coppia elettromagnetica e della potenza meccanica acquisiti sono stati trattati per mezzo di un filtro di media mobile in modo da ridurre notevolmente l'oscillazione presente alle alte velocità.

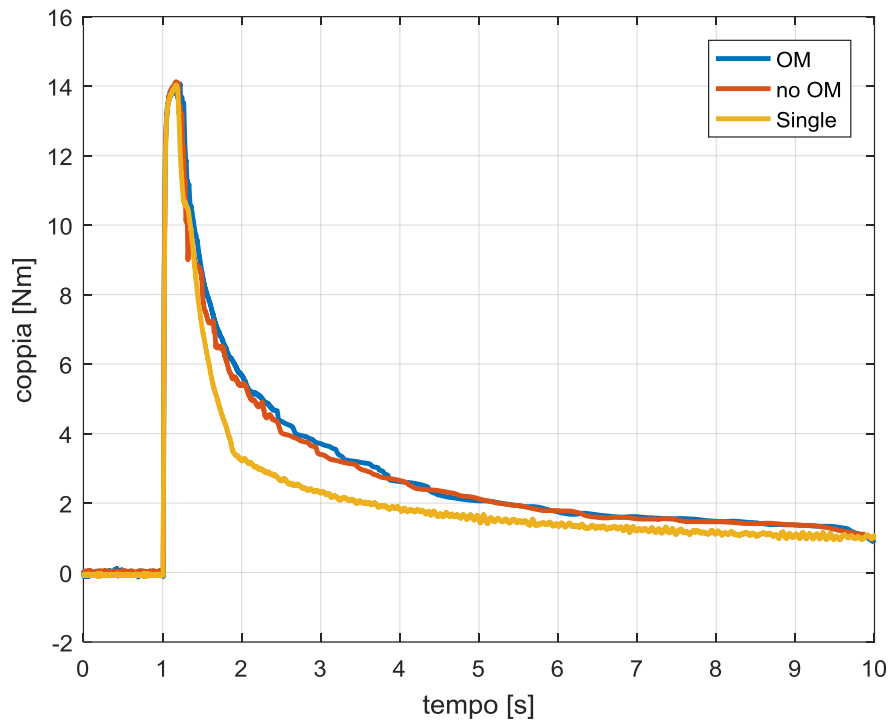


Figura 6.17 - Confronto della coppia elettromagnetica. Dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu), dual inverter senza sovrarmodulazione (rosso) e azionamento classico (giallo).

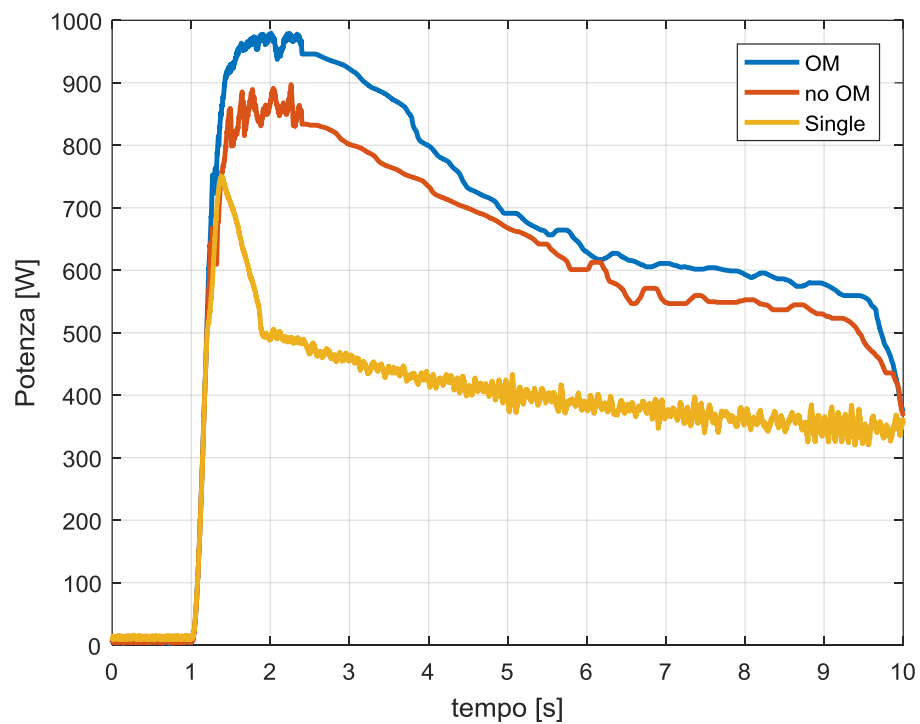


Figura 6.18 - Confronto della potenza meccanica. Dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu), dual inverter senza sovrarmodulazione (rosso) e azionamento classico (giallo).

Come si può vedere dalla Figura 6.18, l'aumento di potenza è più apprezzabile rispetto a quello di coppia.

Inoltre, sono state svolte due prove stazionarie per mostrare l'effettiva capacità del banco di condensatori PIR di compensare le armoniche di disturbo introdotte dal regime di funzionamento di sovramodulazione dell'inverter principale. Entrambe le prove sono state eseguite alla velocità costante di 1000rpm, regolando con il variac del motore asincrono il carico meccanico, in modo da porci nella condizione di massima coppia sviluppabile. La prima è stata realizzata sul sistema dual inverter in presenza di sovramodulazione disabilitando il banco di condensatori PIR, in modo da evitare la compensazione dei disturbi. In Figura 6.19 è mostrato lo spettro armonico della corrente di fase a.

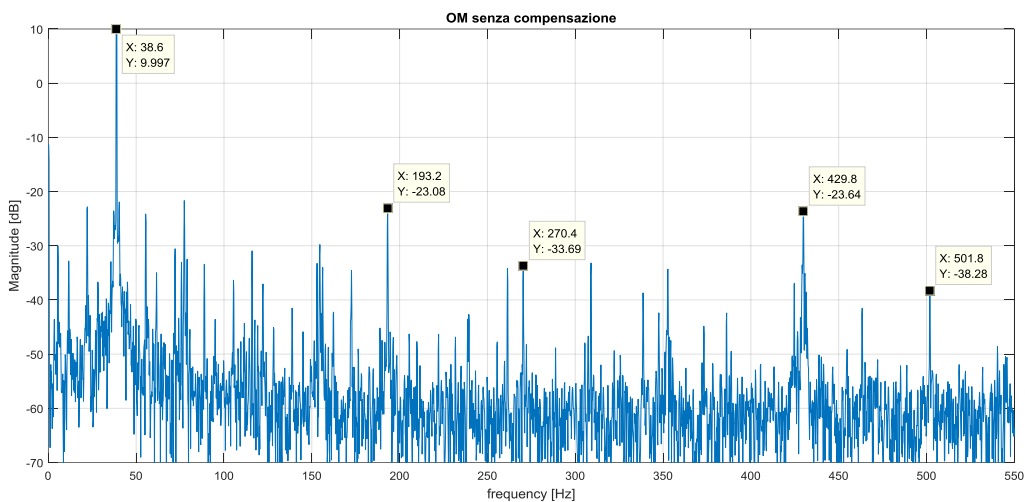


Figura 6.19 – Spettro armonico della corrente di fase a del sistema dual inverter in presenza di sovramodulazione, senza compensazione delle armoniche di disturbo.

In Figura 6.19 sono evidenziate la prima, la quinta, la settima, l'undicesima e la tredicesima armonica, con relativi valori di frequenza, espressi in Hertz, e ampiezza, espressi in scala logaritmica.

La seconda prova è stata svolta sul sistema dual inverter, in presenza di sovramodulazione, con il banco di regolatori PIR in funzione, in modo da

compensare le armoniche di disturbo introdotte. Lo spettro armonico della corrente di fase a, per questa prova, è mostrato in Figura 6.20.

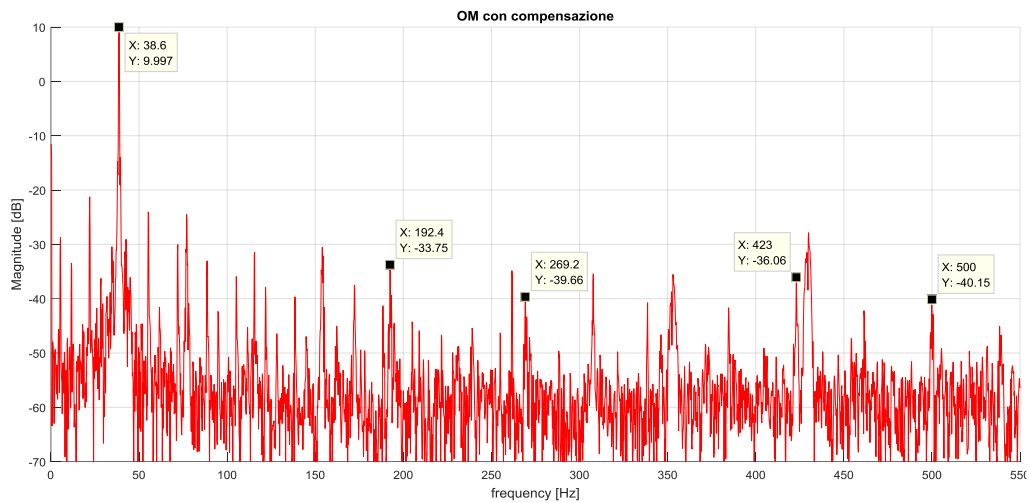


Figura 6.20 - Spettro armonico della corrente di fase a del sistema dual inverter in presenza di sovramodulazione, con compensazione delle armoniche di disturbo.

Confrontando le armoniche evidenziate in entrambe le figure, si può verificare come per ciascuna di esse l'ampiezza risulti inferiore. Come si può vedere quindi, i regolatori PIR compensano bene le principali armoniche di disturbo.

Infine, sono state realizzate altre due prove stazionarie allo scopo di ricavare sperimentalmente per punti l'andamento della curva di coppia in funzione della velocità, per il sistema dual inverter, in un caso in presenza di sovramodulazione dell'inverter A, mentre nell'altro con inverter principale in regime di funzionamento sinusoidale. Entrambe le prove sono state svolte variando la coppia resistente in modo da ricavare la massima coppia erogabile a intervalli costanti di velocità. I valori di velocità e di coppia per ciascun punto sono stati acquisiti dal display del torsionmetro e salvati in un file di dati. In Figura 6.21 è mostrata la caratteristica ricavata sperimentalmente per punti, realizzata graficando i valori ottenuti tramite foglio di calcolo Excel.

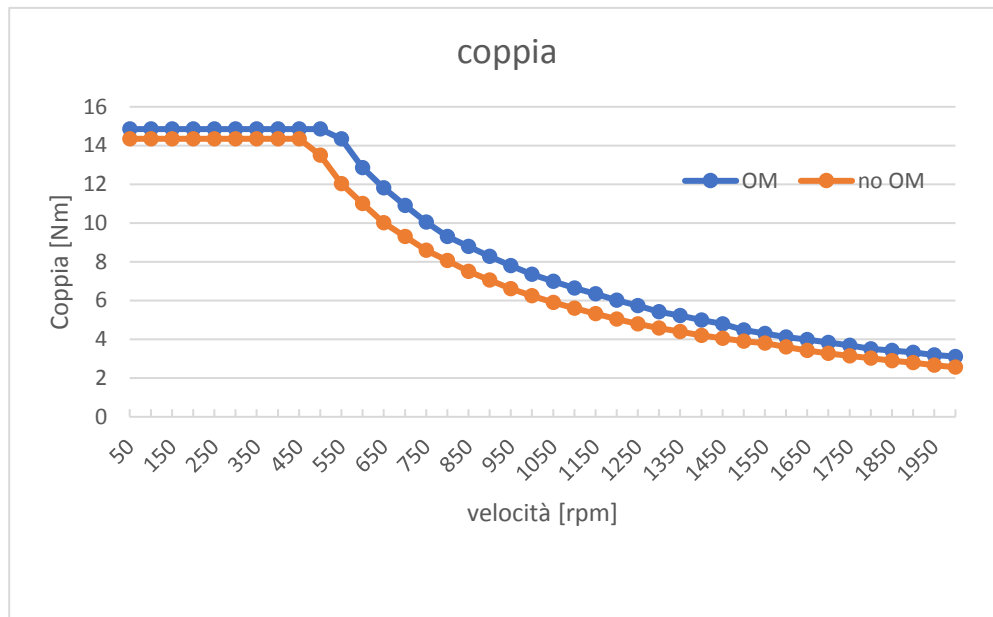


Figura 6.21 – Curve coppia-velocità ricavate per il sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu) e senza sovrarmodulazione (arancio).

In Figura 6.22 sono riportate le curve di potenza relative alle due prove precedenti, ottenute moltiplicando il valore di coppia misurata col valore di velocità misurata, trasformata da giri al minuti a radianti al secondo.

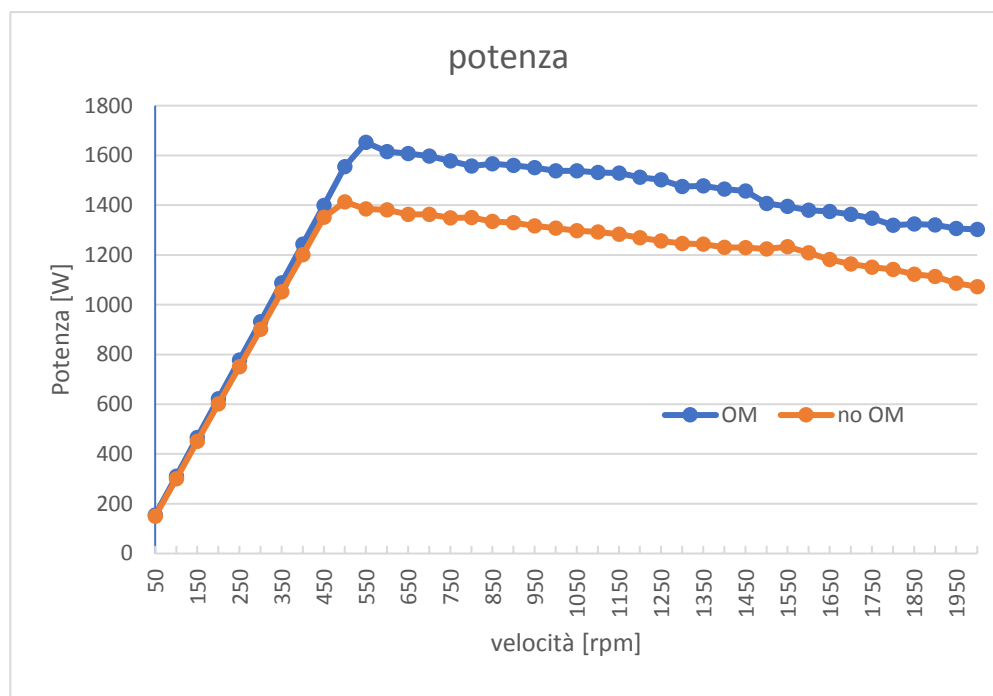


Figura 6.22 – Curva potenza-velocità ricavate per il sistema dual inverter in presenza di sovrarmodulazione (blu) e senza sovrarmodulazione (arancio).

Per finire è mostrato il rapporto tra la coppia erogata con inverter principale in regime di sovrarmodulazione e la coppia senza sovrarmodulazione, in modo da valutare l'aumento percentuale ottenuto, valutato dividendo i valori di coppia nei due casi ottenuti alla stessa velocità. Come si vede dalla Figura 6.23, l'aumento percentuale risulta dell'ordine del 16-18%.

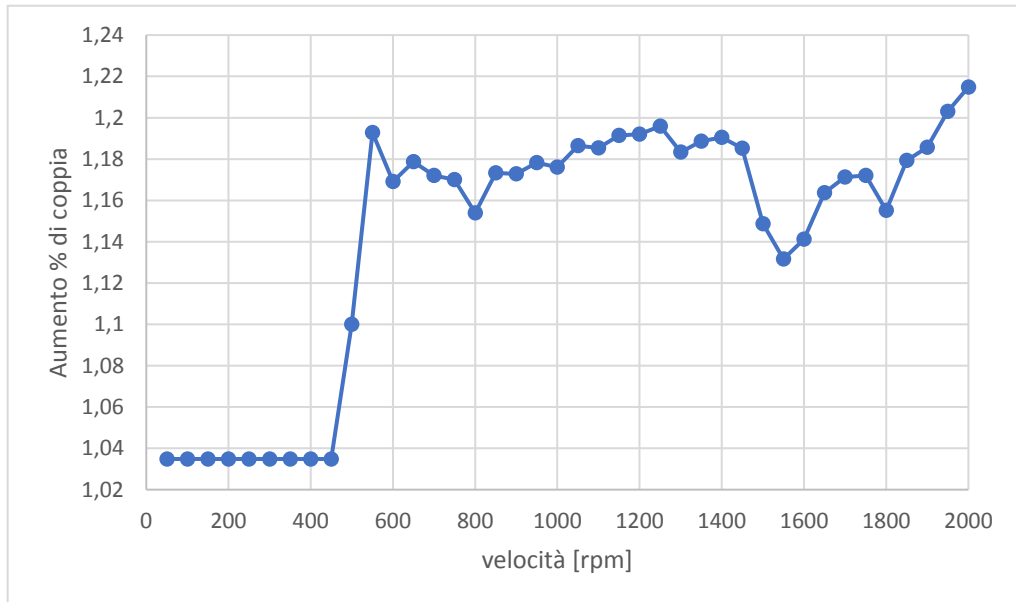


Figura 6.23 – Rapporto tra coppia in presenza di sovrarmodulazione e coppia senza sovrarmodulazione.

I valori di potenza massima ottenuti in Figura 6.22 risultano superiori a quelli di Figura 6.19. La potenza ottenuta in regime dinamico è infatti inferiore poiché parte di essa è spesa per la variazione del campo.

Conclusioni

L'oggetto della tesi qui esposta consiste nello studio e nella realizzazione di un'innovativa logica di controllo di un azionamento di tipo dual inverter a singola alimentazione per il controllo di macchine asincrone a centro stella aperto. Il sistema in esame è costituito da due inverter rispettivamente collegati a entrambi i capi degli avvolgimenti statorici della macchina e prevede la presenza di un'unica sorgente di alimentazione collegata ad un solo inverter. Il secondo inverter risulta invece chiuso su un banco di condensatori flottanti, nella tipica configurazione del filtro attivo. La configurazione studiata è stata pensata principalmente per il settore automotive e della trazione elettrica, in cui la sorgente di alimentazione è rappresentata dal pacco batterie, ma le potenzialità del sistema permettono di ottenere significativi vantaggi in altre applicazioni industriali.

Grazie al sistema dual inverter con condensatore flottante, è possibile accrescere il limite di tensione disponibile ai capi degli avvolgimenti statorici di macchina, a parità di tensione imposta dalla sorgente di alimentazione, ampliare la regione a coppia costante ritardando così il funzionamento in regione di deflussaggio, incrementare la regione a potenza costante, e ottenere maggiore coppia elettromagnetica ad elevate velocità e migliorare lo sfruttamento dell'inverter principale, favorendo il suo funzionamento a fattore di potenza unitario. In

particolare, l'implementazione dell'innovativo schema di controllo realizzato costituisce un ulteriore miglioramento delle prestazioni dell'azionamento, permettendo un ulteriore aumento del limite di tensione grazie alla possibilità dell'inverter principale di funzionare in regime di sovramodulazione, qualora sia necessario. In questo modo si ottiene un ulteriore aumento della zona a coppia costante e una coppia ancora maggiore erogata alle alte velocità. Grazie alla presenza del secondo inverter è stato inoltre possibile implementare nel suddetto controllo la compensazione delle componenti armoniche di disturbo che il funzionamento in regime di sovramodulazione comporta, permettendo di sfruttare i vantaggi descritti senza dover subire anche gli effetti collaterali. Questi miglioramenti sono stati ottenuti a pari configurazione hardware, quindi senza dover prevedere ulteriori costi per eventuali dispositivi aggiuntivi, implementando semplicemente un miglior schema di controllo.

L'elaborato realizzato prevede la verifica delle basi teoriche presenti in letteratura relativamente al sistema descritto, nonché la definizione di un modello matematico completo e di uno schema di controllo ottimizzato. Lo studio è stato poi confermato attraverso simulazioni in ambiente Simulink e prove sperimentali eseguite mediante sistema dSPACE.

L'azionamento è stato collaudato, testato e risulta essere funzionante; 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] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.

- [6] 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.
- [7] Y. Han e J.-I. Ha, «Single External Source Control of Doubly-Fed Induction Machine Using Dual Inverter», in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Denver, CO, 2013.
- [8] A. Tani, Dispense del corso di "Conversione Statica dell'Energia Elettrica M", Università di Bologna, 2013.
- [9] 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.
- [10] D. Casadei, Dispense del corso di "Azionamenti Elettrici per Applicazioni Industriali ed Eoliche M", Università di Bologna, 2014.
- [11] 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.
- [12] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, Ó Lopez, J. Malvar, P. Fernandez-Comesaña, «Effects of Discretization Methods on the Performance of Resonant Controllers», in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, n. 7, pp. 1692-1712, 2010.
- [13] R. Traversari, Tesi di Laurea Magistrale "Studio e Realizzazione di un Azionamento di Tipo Dual Inverter a Singola Alimentazione per Trazione Elettrica con Macchina Asincrona Open Winding", Università di Bologna, 2014.