

**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

Conversione statica dell'energia elettrica M

**CONTROLLO DI UNA MACCHINA ASINCRONA  
ALIMENTATA TRAMITE UN INVERTER FUNZIONANTE IN  
SOVRAMODULAZIONE E UN COMPENSATORE REATTIVO  
CON TENSIONE DEL BUS DC VARIABILE**

CANDIDATO:

GIANLUCA TEDESCO

RELATORE:

Chiar.mo Prof. ANGELO TANI

CORRELATORI:

Dott. Ing. MICHELE MENGONI

Dott. Ing. ALBINO AMERISE

Anno Accademico 2017/18

Sessione II







# Indice

<b>Introduzione .....</b>	<b>1</b>
<b>Descrizione del sistema .....</b>	<b>5</b>
1.1 Possibili configurazioni dell'azionamento .....	5
1.2 Analisi teorica e modello matematico .....	8
1.2.1 Equazioni della macchina asincrona .....	8
1.2.2 Equazioni dell'azionamento .....	14
1.3 Analisi delle prestazioni limite.....	19
1.3.1 Limite in corrente e limite di flusso rotorico.....	21
1.3.2 Limiti in tensione.....	23
1.3.3 Condizione di funzionamento ottimo .....	26
1.3.4 Rappresentazione delle curve limite.....	32
1.4 Sovramodulazione dell'inverter principale .....	34
<b>Sistema di controllo .....</b>	<b>37</b>
2.1 Logica di controllo .....	37
2.2 Sistema di controllo dell'inverter principale.....	40
2.3 Sistema di controllo dell'inverter secondario .....	44
2.3.1 I regolatori PIR .....	47

2.4 Sistema di controllo completo .....	49
<b>Modello di simulazione Simulink.....</b>	<b>51</b>
3.1 Modello dello schema di controllo della velocità.....	53
3.1.1 Implementazione in tempo discreto .....	53
3.1.2 Regolatori in tempo discreto .....	55
3.1.3 Taratura dei regolatori.....	60
3.1.4 Osservatore di flusso in tempo discreto .....	61
3.1.5 Descrizione del modello .....	65
3.2 Modello dei due inverter.....	75
3.3 Modello della macchina asincrona .....	77
3.4 Modello del carico meccanico .....	79
<b>Risultati delle simulazioni.....</b>	<b>81</b>
<b>Prototipazione rapida e banco di prova .....</b>	<b>93</b>
5.1 Sistema dSPACE .....	93
5.1.1 Implementazione dello schema di controllo .....	97
5.1.2 Software ControlDesk.....	101
5.2 Modello del sistema.....	103
5.2.1 Modello del sistema di acquisizione .....	104
5.2.2 Modello del sistema di controllo della velocità .....	105
5.2.3 Modello del sistema di modulazione .....	107
5.3 Esperimento in ControlDesk .....	109
5.4 Descrizione del banco di prova .....	111
5.4.1 Inverter principale .....	113
5.4.2 Inverter secondario.....	116
5.4.3 Macchina asincrona .....	118
5.4.4 Macchina in corrente continua.....	119

5.4.5 Sistema di interfacciamento dSPACE-banco .....	121
5.4.6 Postazione di controllo .....	122
<b>Risultati delle prove sperimentali.....</b>	<b>123</b>
6.1 Prove dinamiche.....	125
6.2 Prove stazionarie .....	131
<b>Conclusioni .....</b>	<b>141</b>
<b>Bibliografia.....</b>	<b>143</b>



# Introduzione

L'interesse e la ricerca verso gli azionamenti elettrici ad elevate prestazioni per il settore dell'automotive, delle fonti rinnovabili di energia e delle applicazioni industriali sono aumentati notevolmente negli ultimi anni, anche a causa di una crescente sensibilità verso le problematiche ambientali. Sono stati sviluppati nuovi sistemi di conversione energetica e nuove strategie di controllo allo scopo di migliorare le prestazioni degli azionamenti elettrici, con particolare attenzione alle regioni di funzionamento ad alta velocità.

Quando l'alimentazione di questi sistemi è rappresentata da un pacco batterie è inevitabile che il loro funzionamento sia fortemente vincolato. Il progetto di veicolo elettrici o veicoli ibridi è un chiaro esempio di come la presenza di un sistema di accumulo, rappresentato dal pacco batterie, renda necessaria un'attenta valutazione di concetti quali dimensione, peso e rendimento del sistema. Negli ultimi anni sono stati sviluppati svariati sistemi elettronici di potenza in grado di aumentare il livello di tensione disponibile, ma in diversi casi i possibili vantaggi non ne giustificano il contemporaneo aumento necessario di spazio o di peso o la riduzione dell'efficienza complessiva di conversione energetica [1]. Ad esempio, sono stati studiati sistemi di innalzamento del livello di tensione realizzati tramite chopper boost collegato sul bus DC a monte dell'inverter. Ciò comporta l'inevitabile introduzione di ulteriori interruttori statici e di induttanze che riducono il rendimento complessivo del sistema [2].

Il lavoro di tesi riguarda un azionamento elettrico denominato Dual Inverter. Questo è costituito da una macchina elettrica a centro stella aperto controllata tramite l'utilizzo di due inverter collegati alle due estremità degli avvolgimenti statorici. In letteratura sono presenti diverse configurazioni di questo azionamento, che differiscono fondamentalmente sulla base delle scelte fatte in relazione alle sorgenti di alimentazione: in alcuni casi si è optato per un unico bus DC per entrambi gli inverter, mentre in altri casi per due bus DC completamente isolati o messi in comunicazione tramite un collegamento di sequenza omopolare [2]. Un'ulteriore configurazione prevede il collegamento dell'alimentazione al primo inverter, mentre il secondo è collegato a un

condensatore flottante posizionato sul rispettivo bus DC. Tale struttura può essere considerata come un azionamento a singolo inverter affiancato ad un compensatore della potenza reattiva di macchina. Questo sistema ha lo scopo di migliorare lo sfruttamento di potenza disponibile, giustificando così l'incremento del numero di componenti necessari, del peso, del costo e la maggiore complessità del sistema di controllo.

Un importante aspetto da considerare riguarda la scelta della tipologia di motore elettrico da utilizzare nell'azionamento. 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 permanenti e le problematiche relative al caso di perdita di controllo dell'inverter ad alta velocità hanno indirizzato la richiesta di mercato verso la macchina asincrona [5]. Affidabilità, robustezza, ridotta manutenzione, bassi costi e capacità di operare in ambienti ostili sono alcuni tra i principali vantaggi che rendono il motore ad induzione un buon candidato per veicoli elettrici e ibridi. Come è noto, la macchina asincrona presenta anche dei difetti, tra i quali perdite elevate, basso rendimento e limitato fattore di potenza. Per fronteggiare questi aspetti problematici la ricerca sta concentrando i propri sforzi sulla definizione di innovative tecniche di controllo e sempre più efficienti sistemi di conversione dell'energia.

L'azionamento Dual Inverter con condensatore flottante, definendo particolari algoritmi di controllo, permette di ottenere importanti vantaggi, tra cui:

- aumento 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 e l'aumento della coppia elettromagnetica per un ampio intervallo di velocità;
- miglior sfruttamento dell'inverter principale, grazie alla possibilità di funzionamento a fattore di potenza unitario;
- compensazione di armoniche di corrente indesiderate negli avvolgimenti di macchina.

L'elaborato realizzato prevede la verifica delle basi teoriche presenti in letteratura relative al sistema in analisi, la definizione di un modello matematico completo e di un nuovo sistema di controllo ottimizzato. In particolare, l'oggetto di questa tesi consiste nel dimostrare i vantaggi relativi ad una specifica logica di controllo che implementa le seguenti funzioni:

- funzionamento dell'inverter di alimentazione in regime di modulazione ad onda quadra, sfruttando la possibilità di poter abbattere le armoniche indesiderate che tale regime introduce grazie alla presenza del secondo inverter, che funge da filtro attivo;

- regolazione della tensione del condensatore flottante in base alle condizioni di funzionamento e alla tensione richiesta all'inverter secondario.

Si fa notare che gli obiettivi del controllo appena descritti permettono l'abbattimento delle perdite di switching di entrambi gli inverter, migliorando di conseguenza l'efficienza del sistema.

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



# Capitolo 1

## Descrizione del sistema

In questo capitolo verrà descritto, dal punto di vista teorico, l'azionamento comunemente denominato "Dual Inverter". Esso è composto da un inverter di potenza, una macchina elettrica a centro stella aperto e un secondo inverter che funge da filtro attivo. Verranno mostrate le possibili configurazioni di questo azionamento studiate in letteratura per poi concentrarsi su quella oggetto di questo lavoro di tesi. Di essa verrà descritto la logica di funzionamento e il rispettivo modello matematico. Infine si passerà allo studio delle prestazioni limite dell'azionamento.

### 1.1 Possibili configurazioni dell'azionamento

Con il termine "Dual Inverter" si identifica una famiglia di azionamenti composti da macchine a centro stella aperto chiamate anche "open-windings machines" o "open-end machines". Come suggerisce il nome, in queste macchine entrambe le estremità dell'avvolgimento statorico sono accessibili. Grazie a ciò si può alimentare la macchina da entrambe le estremità attraverso due stadi di conversione dell'energia, costituiti da due inverter a tensione impressa, realizzando così il sistema Dual Inverter. Esistono diverse possibili configurazioni di questo azionamento che differiscono essenzialmente nel collegamento dei bus DC dei due inverter. Ad esempio, in Figura 1.1 è mostrata la configurazione che presenta un'unica alimentazione comune ad entrambi gli inverter, mentre in Figura 1.2 i due bus DC sono separati e connessi a due alimentazioni diverse.

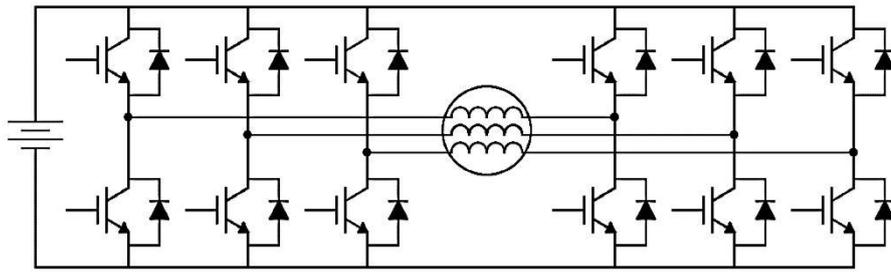


Figura 1.1 Dual Inverter con bus DC in comune.

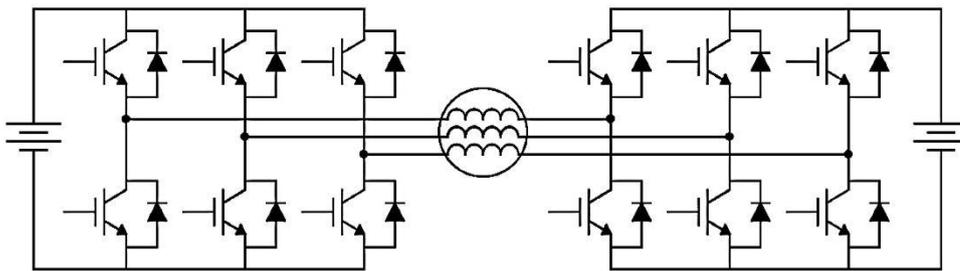


Figura 1.2 Dual Inverter con bus DC separati.

La configurazione oggetto di questa tesi è mostrata in Figura 1.3. Il primo inverter è collegato a una propria alimentazione che in ambito automotive potrebbe essere un pacco batterie, ma che può anche essere composta da un raddrizzatore collegato a rete, come nel caso delle prove sperimentali descritte più avanti in questa tesi. Il secondo inverter, invece, ha un bus DC completamente isolato dal primo e collegato a un banco flottante di condensatori [4].

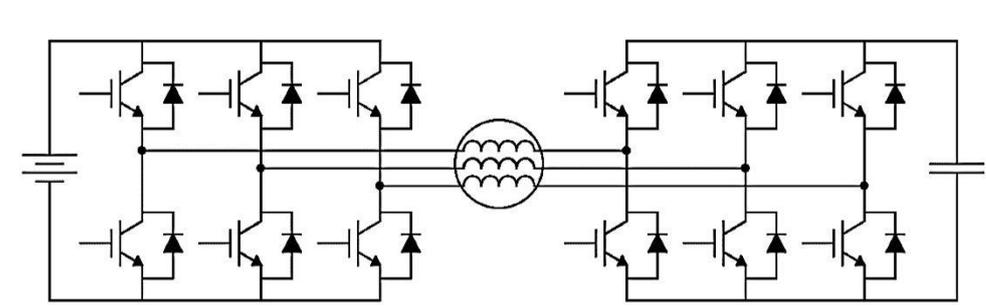


Figura 1.3 Dual Inverter con bus DC separati e condensatore flottante.

Le potenzialità di questo azionamento sono numerose e ampiamente descritte in letteratura. È possibile ampliare la regione a coppia costante, ritardando il deflussaggio, così come la regione a potenza costante e quindi ottenere una maggiore coppia ad alte velocità. Il funzionamento dell'inverter principale è ottimizzato in quanto con questo

azionamento è possibile lavorare a fattore di potenza unitario per qualsiasi velocità di funzionamento. Queste caratteristiche sono implementabili in misura diversa a seconda essenzialmente di due fattori: la strategia di controllo e i livelli di tensione dei due bus DC. Non è possibile individuare una configurazione migliore in assoluto in quanto essa dipende dall'applicazione. Ad esempio nel campo automotive, poiché vi sono dei limiti al massimo valore di tensione del pacco batterie si può pensare di scegliere il livello di tensione del condensatore flottante relativamente elevato in modo da rispettare la normativa senza sacrificare le prestazioni. Discorso analogo può essere fatto per la strategia di controllo: si può scegliere di mantenere il secondo inverter sempre attivo in modo da far lavorare il primo inverter sempre a fattore di potenza unitario, permettendo così una riduzione della taglia dei suoi componenti, oppure si può scegliere di disattivare il secondo inverter a basse velocità per eliminare le perdite ad esso associate e quindi aumentare l'efficienza. Un inverter con bus DC chiuso su un condensatore flottante, come mostrato in Figura 1.4, rappresenta la struttura di un filtro attivo. Esso è in grado di compensare potenza reattiva, distorsioni armoniche e squilibri e per questo è chiamato anche "Power Conditioning System" (PCS). Se si vuole mantenere la tensione del condensatore costante è necessario che la potenza scambiata istantaneamente sia a valore medio nullo, cioè che non ci sia potenza attiva scambiata. Ciò impone una condizione di ortogonalità tra i vettori di tensione e corrente relativi al secondo inverter [7].

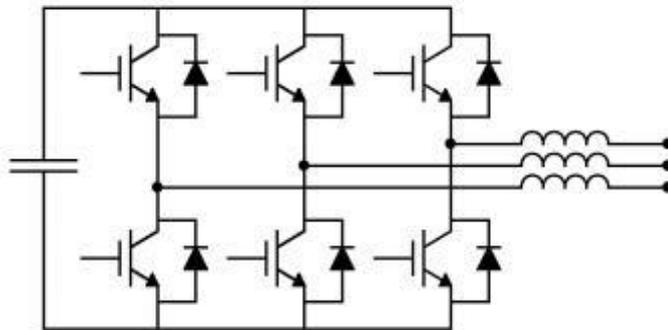


Figura 1.4 Filtro attivo.

## 1.2 Analisi teorica e modello matematico

Per convenzione in questa tesi verrà chiamato inverter principale o inverter A quello collegato all'alimentazione e inverter secondario o inverter B quello collegato al condensatore flottante. I versi convenzionalmente positivi delle grandezze elettriche principali, utili alla trattazione, sono indicati nello schema semplificato della configurazione di Figura 1.5.

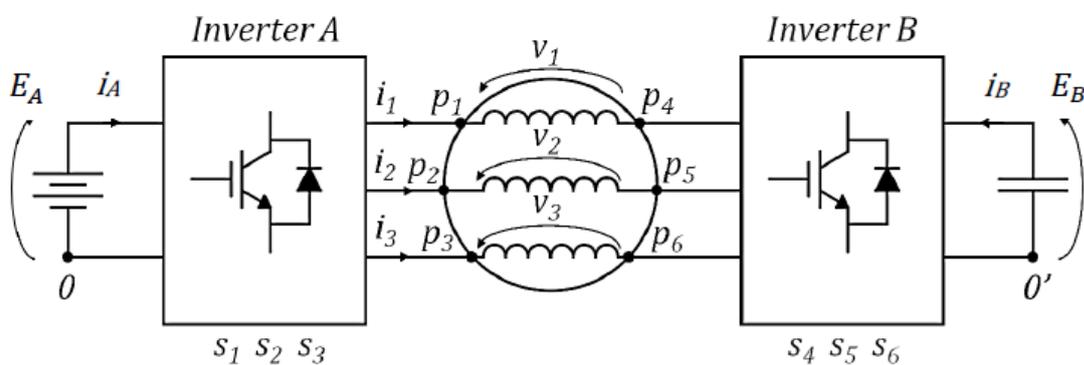


Figura 1.5 Schema della configurazione trattata e grandezze elettriche di interesse.

Le tensioni e le correnti di macchina sono indicate rispettivamente coi simboli  $v_1, v_2, v_3$  e  $i_1, i_2, i_3$ , mentre i sei morsetti della macchina sono indicati con la lettera p. La lettera s indica le funzioni di commutazioni dei rami di inverter e i terminali di riferimento per le tensioni di polo dei due inverter sono  $0$  e  $0'$ . Infine la tensione e la corrente di bus DC dell'inverter A sono indicati con  $E_A$  e  $i_A$  mentre quelle dell'inverter B con  $E_B$  e  $i_B$ .

### 1.2.1 Equazioni della macchina asincrona

In questo studio la macchina elettrica che fa parte dell'azionamento è una macchina asincrona trifase. Per descrivere il modello matematico ai valori istantanei di questa macchina è necessario introdurre le trasformate di Clarke e Park. La trasformata di Clarke permette di passare da un sistema trifase ( $a, b, c$ ) ad un sistema bifase stazionario per lo statore ( $d^s, q^s$ ) che inevitabilmente dal punto di vista del rotore sarà un sistema rotante ( $d^r, q^r$ ) [9]. La trasformata di Park permette di passare da questo sistema bifase a un altro

sistema bifase rotante con una velocità angolare generica ( $d, q$ ) indicata con  $\omega_g$ . Le due trasformate, per una generica grandezza  $x$ , si presentano nella seguente forma:

$$\begin{bmatrix} x_{d^s} \\ x_{q^s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_g & \sin \theta_g \\ -\sin \theta_g & \cos \theta_g \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{d^s} \\ x_{q^s} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

In Figura 1.6 sono mostrati i diagrammi vettoriali delle due trasformazioni.

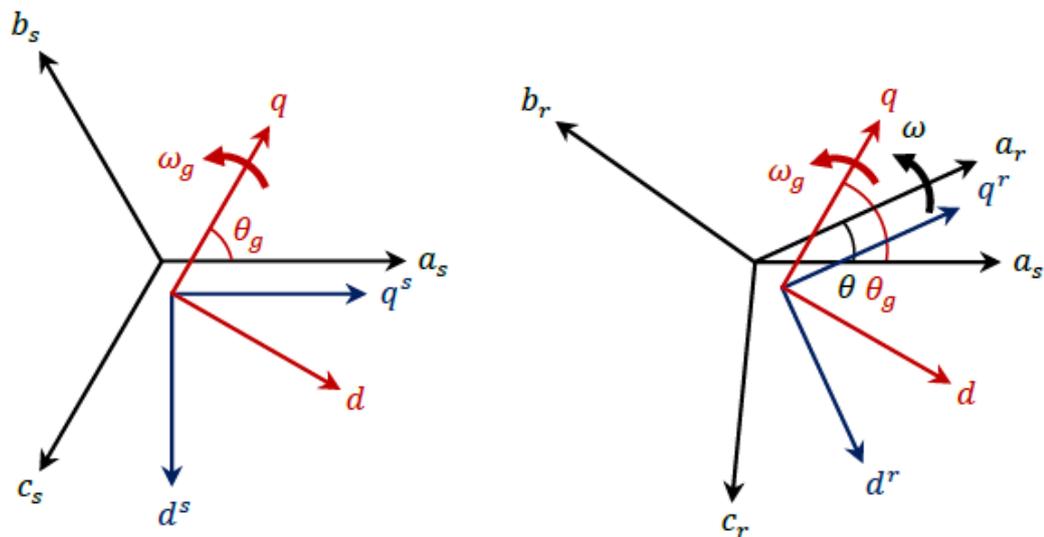


Figura 1.6 Diagrammi vettoriali delle trasformazioni di Clarke (blu) e Park (rosso) riferiti a statore e rotore.

Vengono qui di seguito riportate le equazioni statoriche, rotoriche e di coppia della macchina asincrona in un generico sistema di riferimento bifase rotante a velocità angolare  $\omega_g (d, q)$ :

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

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \end{cases} \quad (1.4)$$

$$\begin{cases} v_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - (\omega_g - \omega)\varphi_{rq} \\ v_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + (\omega_g - \omega)\varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.6)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (i_{sq} \varphi_{rd} - i_{sd} \varphi_{rq}) \quad (1.7)$$

Di seguito vengono chiariti i significati di tutti i simboli apparsi nelle equazioni precedenti:

$v_{sd}, v_{sq}$	componenti di asse d e q delle tensioni statoriche
$v_{rd}, v_{rq}$	componenti di asse d e q delle tensioni rotoriche
$i_{sd}, i_{sq}$	componenti di asse d e q delle correnti statoriche
$i_{rd}, i_{rq}$	componenti di asse d e q delle correnti rotoriche
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$	componenti di asse d e q dei flussi statorici concatenati
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$	componenti di asse d e q dei flussi rotorici concatenati
$R_s, R_r$	resistenze degli avvolgimenti statorici e rotorici
$L_s, L_r$	autoinduttanze degli avvolgimenti statorici e rotorici
$M$	mutua induttanza tra gli avvolgimenti statorici e rotorici
$p$	numero di coppie di poli della macchina
$\omega$	velocità angolare del motore in radianti elettrici
$C_{em}$	coppia elettromagnetica della macchina

I primi membri delle equazioni (1.5) sono entrambi pari a zero poiché gli avvolgimenti di rotore della macchina asincrona dell'azionamento considerato sono chiusi in cortocircuito.

Per semplificare la trattazione si applicano ora due ipotesi semplificative ampiamente usate nello studio delle macchine asincrone:

- la macchina funziona a regime, le grandezze elettriche possono essere considerate costanti e quindi le loro derivate sono nulle

- il sistema rotante di riferimento scelto è sincrono con il flusso rotorico e ha l'asse d orientato nella stessa direzione del flusso stesso (tecnica di controllo ad orientamento di campo rotorico)

$$\omega_g = \omega_{\varphi_r} \quad (1.8)$$

$$\begin{cases} \varphi_{rd} = |\overline{\varphi_r}| \\ \varphi_{rq} = 0. \end{cases} \quad (1.9)$$

In Figura 1.7 sono rappresentate le due ipotesi sopradescritte.

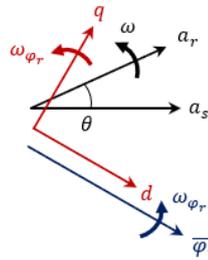


Figura 1.7 Diagramma vettoriale secondo il controllo ad orientamento di campo rotorico.

Tenendo conto di queste due ipotesi semplificative le equazioni (1.3), (1.5) e (1.6) possono essere riscritte nel seguente modo:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_{\varphi_r} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi_r} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_{\varphi_r} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.11)$$

$$\begin{cases} |\overline{\varphi_r}| = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.12)$$

Osservando la prima delle equazioni (1.11) si può immediatamente dedurre che in orientamento di campo rotorico la componente di asse d della corrente rotorica è nulla ( $i_{rd} = 0$ ).

Per ottenere una nuova formulazione delle equazioni dei flussi è utile introdurre il concetto di coefficiente di dispersione totale, definito come:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad (1.13)$$

da cui deriva immediatamente l'espressione:

$$\sigma L_s = L_s - \frac{M^2}{L_r} \quad (1.14)$$

Utilizzando la (1.14) e la seconda delle (1.12) è possibile riscrivere l'espressione della componente di asse q del flusso statorico, cioè la seconda delle (1.4), come:

$$\begin{aligned} \varphi_{sq} &= L_s i_{sq} + M i_{rq} = L_s i_{sq} + M \left( -\frac{M}{L_r} i_{sq} \right) \\ &= \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_{sq} = \sigma L_s i_{sq} . \end{aligned} \quad (1.15)$$

Le equazioni del flusso statorico e rotorico diventano quindi:

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} |\overline{\varphi_r}| = \varphi_{rd} = M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.17)$$

Dalle (1.17) si ricavano due nuove espressioni per le correnti  $i_{sd}$  e  $i_{rq}$ .

$$i_{sd} = \frac{\varphi_{rd}}{M} \quad (1.18)$$

$$i_{rq} = -\frac{M}{L_r} i_{sq} \quad (1.19)$$

La coppia elettromagnetica può quindi assumere espressioni alternative rispetto a quella già riportata.

$$C_{em} = \frac{3}{2} p M (-i_{sd} i_{rq}) = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq} \quad (1.20)$$

Per concludere si fa qui di seguito un riepilogo delle equazioni della macchina asincrona sotto le ipotesi di funzionamento a regime, rotore cortocircuitato e controllo ad orientamento di campo rotorico.

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_{\varphi r} \varphi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_{\varphi r} \varphi_{sd} \end{cases} \quad (1.10)$$

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s i_{sd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{rd} \\ 0 = R_r i_{rq} + (\omega_{\varphi r} - \omega) \varphi_{rd} \end{cases} \quad (1.11)$$

$$\begin{cases} |\overline{\varphi_r}| = \varphi_{rd} = M i_{sd} \\ 0 = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (1.17)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (1.21)$$

## 1.2.2 Equazioni dell'azionamento

Come è noto dalla teoria degli inverter trifase, le tensioni di polo di un inverter possono essere espresse in funzione della tensione del proprio stadio in continua e delle funzioni di commutazione dei rami [7].

$$\begin{cases} v_{p1-0} = s_1 E_A \\ v_{p2-0} = s_2 E_A \\ v_{p3-0} = s_3 E_A \end{cases} \quad \begin{cases} v_{p4-0} = s_4 E_B \\ v_{p5-0} = s_5 E_B \\ v_{p6-0} = s_6 E_B \end{cases} \quad (1.22)$$

Applicando la legge di Kirchhoff delle tensioni alle maglie relative ai tre avvolgimenti di macchina si ottengono le seguenti equazioni.

$$\begin{cases} v_{p1-0} - v_1 - v_{p4-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p2-0} - v_2 - v_{p5-0'} + v_{0-0'} = 0 \\ v_{p3-0} - v_3 - v_{p6-0'} + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (1.23)$$

Introducendo le (1.22) nelle (1.23) si ottengono:

$$\begin{cases} s_1 E_A - v_1 - s_4 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_2 E_A - v_2 - s_5 E_B + v_{0-0'} = 0 \\ s_3 E_A - v_3 - s_6 E_B + v_{0-0'} = 0 \end{cases} \quad (1.24)$$

Si calcola ora la componente omopolare e il vettore di spazio relativi alla terna di tensioni in questione. Essendo quest'ultime nulle, saranno uguali a zero anche la componente omopolare e il vettore di spazio ad esse associate.

$$\frac{2}{3} [(s_1 + s_2 + s_3) E_A - (v_1 + v_2 + v_3) - (s_4 + s_5 + s_6) E_B + 3v_{0-0'}] = 0 \quad (1.25)$$

$$\begin{aligned} & \frac{2}{3} [(s_1 + s_2 \bar{\alpha} + s_3 \bar{\alpha}^2) E_A - (v_1 + v_2 \bar{\alpha} + v_3 \bar{\alpha}^2) \\ & - (s_4 + s_5 \bar{\alpha} + s_6 \bar{\alpha}^2) E_B + (1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) v_{0-0'}] = 0 \end{aligned} \quad (1.26)$$

Si ricorda che  $\bar{\alpha}$  rappresenta il numero complesso di modulo unitario e argomento pari a  $2\pi/3$ .

$$\bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.27)$$

È facile verificare che l'ultimo contributo presente nell'espressione (1.26) risulta essere nullo in quanto si tratta della somma di tre vettori uguali in modulo sfasati fra loro di  $120^\circ$  ( $1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2 = 0$ ). In modo analogo si può procedere al calcolo delle componenti omopolari e dei vettori di spazio delle funzioni di commutazione dei due inverter e delle tensioni di macchina.

$$s_{Ao} = \frac{2}{3}(s_1 + s_2 + s_3) \quad (1.28)$$

$$\bar{s}_A = \frac{2}{3}(s_1 + s_2\bar{\alpha} + s_3\bar{\alpha}^2) \quad (1.29)$$

$$s_{Bo} = \frac{2}{3}(s_4 + s_5 + s_6) \quad (1.30)$$

$$\bar{s}_B = \frac{2}{3}(s_4 + s_5\bar{\alpha} + s_6\bar{\alpha}^2) \quad (1.31)$$

$$v_{so} = \frac{2}{3}(v_1 + v_2 + v_3) \quad (1.32)$$

$$\bar{v}_s = \frac{2}{3}(v_1 + v_2\bar{\alpha} + v_3\bar{\alpha}^2) \quad (1.33)$$

Essendo gli avvolgimenti della macchina elettricamente simmetrici la somma delle tensioni ad essi applicati è nulla ( $v_1 + v_2 + v_3 = 0$ ) e quindi la  $v_{so}$  risulta essere uguale a zero. Introducendo queste ultime sei relazioni nelle espressioni (1.25) e (1.26) si ottiene:

$$s_{Ao}E_A - s_{Bo}E_B + 2v_{0-0'} = 0 \quad (1.34)$$

$$\bar{s}_AE_A - \bar{v}_s - \bar{s}_BE_B = 0 \quad (1.35)$$

Se si esprimono i vettori di spazio delle tensioni ai morsetti dei due inverter come  $\bar{v}_A = \bar{s}_AE_A$  e  $\bar{v}_B = \bar{s}_BE_B$  si può riscrivere la (1.35) per ottenere la prima equazione fondamentale del modello del sistema [8].

$$\bar{v}_s = \bar{v}_A - \bar{v}_B \quad (1.36)$$

La corrente dello stadio in continua di un inverter trifase può essere espressa in funzione delle correnti di carico e delle funzioni di commutazione dei rami.

$$i_A = i_1s_1 + i_2s_2 + i_3s_3 \quad (1.37)$$

$$i_B = -i_4 s_4 - i_5 s_5 - i_6 s_6 \quad (1.38)$$

Dalla configurazione del sistema è facile verificare che:

$$\begin{cases} i_1 = -i_4 \\ i_2 = -i_5 \\ i_3 = -i_6 \end{cases} \quad (1.39)$$

La componente omopolare e il vettore di spazio delle correnti di macchina possono essere scritte come:

$$i_{s0} = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 + i_3) \quad (1.40)$$

$$\bar{i}_s = \frac{2}{3}(i_1 + i_2 \bar{\alpha} + i_3 \bar{\alpha}^2) \quad (1.41)$$

Per la legge di Kirchhoff ai nodi la somma delle tre correnti di macchina è zero, quindi la componente omopolare risulta essere nulla. Le relazioni ingresso-uscita riguardanti le correnti di un inverter trifase, cioè la (1.37) e la (1.38), possono essere scritte anche nel seguente modo:

$$i_A = \frac{3}{2} \bar{s}_A \cdot \bar{i}_s \quad (1.42)$$

$$i_B = -\frac{3}{2} \bar{s}_B \cdot \bar{i}_s \quad (1.43)$$

Uno schema semplificato dei vettori di spazio del sistema è mostrato in Figura 1.8.

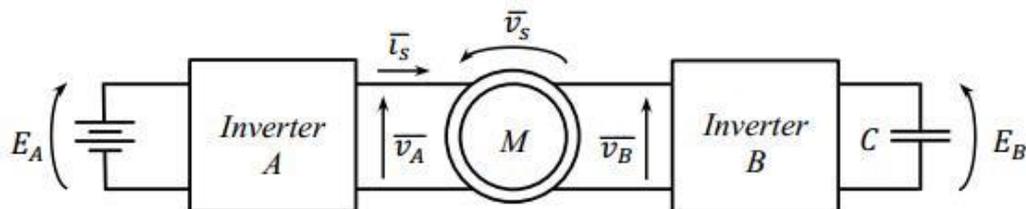


Figura 1.8 Vettori di spazio del sistema Dual Inverter.

La potenza istantaneamente scambiata tra il condensatore flottante e il sistema può essere espressa come:

$$p_B = E_B i_B = E_B \left( -\frac{3}{2} \overline{s_B} \cdot \overline{i_s} \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} \quad (1.44)$$

Per mantenere costante la tensione del bus DC dell'inverter secondario è necessario che la potenza scambiata istantaneamente dall'inverter sia nulla.

$$p_B = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C E_B^2 \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} \quad (1.45)$$

Mantenere costante la tensione  $E_B$  è fondamentale per il funzionamento dell'inverter come filtro attivo. A basse velocità di funzionamento della macchina, dove questa funzione di filtro non è indispensabile e l'inverter non deve fornire una tensione molto elevata, si potrebbe variare  $E_B$  per cercare di contenere le perdite di commutazione. Questo aspetto verrà però approfondito in seguito. Porre che la potenza istantaneamente scambiata,  $p_B$ , sia costantemente nulla, vista la (1.44), equivale a dire che:

$$\overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = 0 \quad (1.46)$$

La (1.46) è la seconda equazione fondamentale del sistema. Essa impone una condizione di ortogonalità tra i vettori di spazio  $\overline{v_B}$  e  $\overline{i_s}$ . Si può scrivere  $\overline{v_B}$  come la somma di due componenti, una parallela e una ortogonale al vettore  $\overline{i_s}$  [8].

$$\overline{v_B} = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (1.47)$$

Dalla (1.46) risulta che:

$$v_B^p = 0 \quad (1.48)$$

Quindi la (1.47) diventa:

$$\overline{v_B} = jv_B^q \frac{\overline{i_s}}{|\overline{i_s}|} \quad (1.49)$$

Se si sostituisce la (1.47) alla (1.45) si ottiene la seguente espressione:

$$p_B = \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{2} C E_B^2 \right) = -\frac{3}{2} \overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = -\frac{3}{2} v_B^q |\overline{i_s}| \quad (1.50)$$

La (1.50) mostra come solo la componente di  $\overline{v_B}$  parallela alla corrente statorica può modificare l'energia immagazzinata nel condensatore e quindi la  $E_B$ .

Per riassumere, le due equazioni fondamentali sono la (1.36) e la (1.46). La prima descrive come in ogni istante il vettore di spazio delle tensioni di macchina deriva dalla somma vettoriale delle tensioni ai morsetti dei due inverter, la seconda indica il vincolo di ortogonalità tra il vettore di spazio delle correnti di macchina e il vettore di spazio delle tensioni ai morsetti dell'inverter secondario. In Figura 1.9 e 1.10 sono mostrati due esempi qualitativi di diagrammi vettoriali che rispettano le condizioni delle due equazioni fondamentali del sistema.

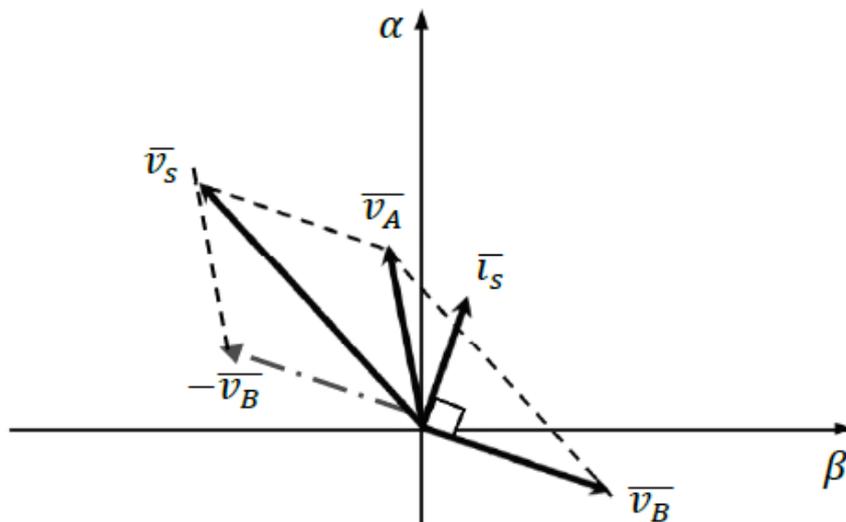


Figura 1.9 Esempio di diagramma vettoriale (caso generico).

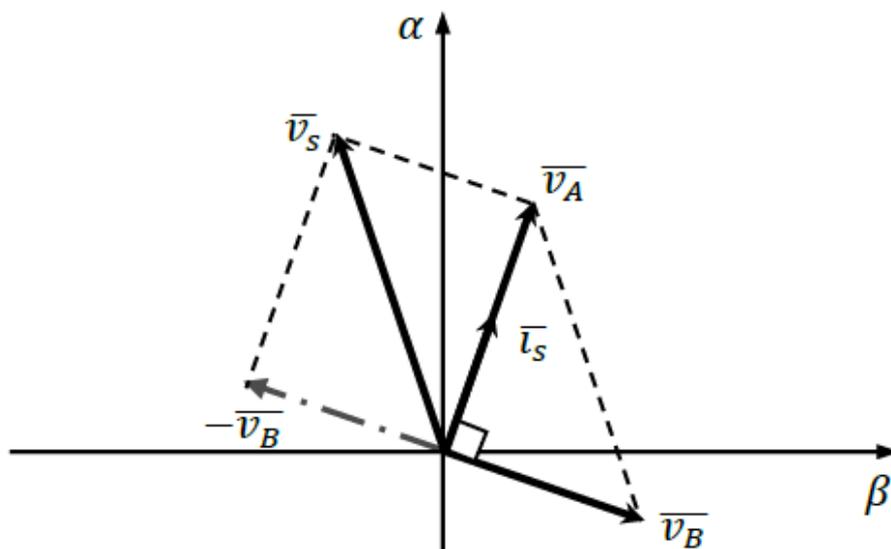


Figura 1.10 Esempio di diagramma vettoriale (caso particolare).

La Figura (1.10) mostra un caso particolare in cui il vettore di spazio delle correnti di macchina risulta in fase con il vettore di spazio delle tensioni ai morsetti dell'inverter principale. Questa è la condizione di funzionamento ottimo dell'azionamento Dual Inverter, in quanto l'inverter A lavora con fattore di potenza unitario, e sarà analizzata più in dettaglio nel seguito di questo capitolo.

### 1.3 Analisi delle prestazioni limite

Lo studio delle prestazioni limite di un azionamento Dual Inverter risulta più complesso rispetto al caso del classico azionamento dotato di un singolo inverter, ma la sua comprensione sarà notevolmente agevolata dall'analisi grafica delle curve limite presentata in un paragrafo successivo. Occorre innanzitutto definire i vincoli elettrici ai quali è sottoposto il sistema. Gli inverter sono limitati sia in tensione che in corrente in accordo con le caratteristiche elettriche dei componenti di elettronica di potenza di cui sono costituiti. Questa trattazione studia il comportamento del sistema in presenza di una sovrarmaturazione dell'inverter principale. Questo significa che i vettori di spazio di riferimento ammissibili dall'inverter A sono compresi nell'esagono di Figura 1.11, i cui vertici rappresentano le sei configurazioni attive dell'inverter.

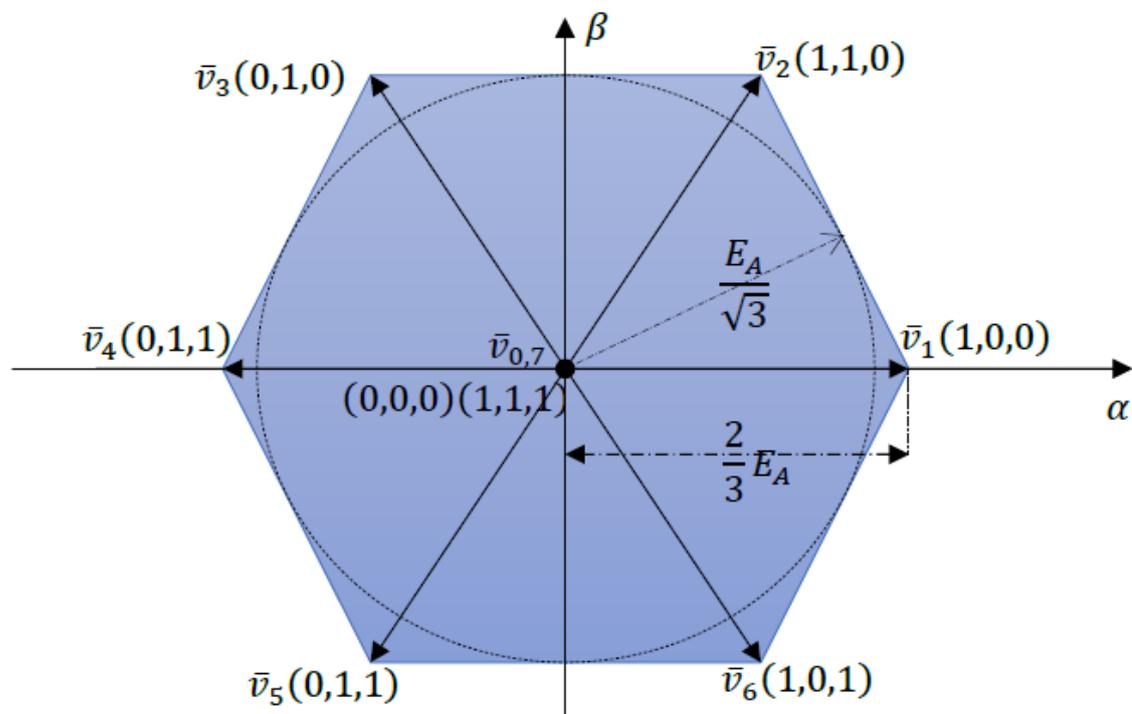


Figura 1.11 Regione di validità per il vettore di tensione di riferimento di un inverter alimentato da una tensione continua  $E_A$ .

L'inverter secondario, invece, è limitato al funzionamento in regime lineare, cioè i vettori di spazio di riferimento ammissibili sono compresi nel cerchio inscritto nell'esagono, visibile sempre in Figura 1.11. Per quanto riguarda la macchina asincrona, i vincoli elettrici sono rappresentati dalla tensione di isolamento degli avvolgimenti, dalla massima corrente ammissibile e dal flusso rotorico nominale, il cui limite è dovuto al fenomeno della saturazione magnetica del ferro della macchina. I vincoli elettrici finora citati sono riassunti in Tabella 1.1.

<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 $	$I_{s,max}$
	$\varphi_{rd}$	$\varphi_{rd,nom}$

Tabella 1.1 Valori limite di alcune grandezze del sistema.

Si possono ora fare alcune ipotesi per semplificare la trattazione. Per quanto riguarda i limiti di tensione, se il vincolo più stringente fosse quello relativo agli avvolgimenti di macchina vorrebbe dire che essa non è dimensionata opportunamente per l'utilizzo in un sistema Dual Inverter, in quanto, ad esempio, l'inverter principale non lavorerebbe mai in sovrarmodulazione e non sarebbero ottenibili i vantaggi precedentemente descritti. Per questo motivo si ignora il limite di tensione della macchina e si considerano i limiti relativi ai due inverter più stringenti. La seconda ipotesi prevede di considerare un unico limite di corrente per l'intero azionamento.

$$V_{s,max} > \sqrt{V_{A,max}^2 + V_{B,max}^2} \quad (1.51)$$

$$I_{max} = \min(I_{A,max}, I_{B,max}, I_{s,max}) \quad (1.52)$$

Per quanto riguarda le tensioni dei bus DC dei due inverter,  $E_A$  è fissata dal sistema di alimentazione mentre  $E_B$  è un grado di libertà del progetto. Come valore nominale si è scelto di porre  $E_B = 2E_A$  in modo da sfruttare la possibilità di incremento della tensione che l'inverter secondario può fornire. La Figura 1.12 mostra i vettori di tensione generabili dagli inverter A e B e dal sistema completo Dual Inverter nel caso in cui  $E_B = 2E_A$ .

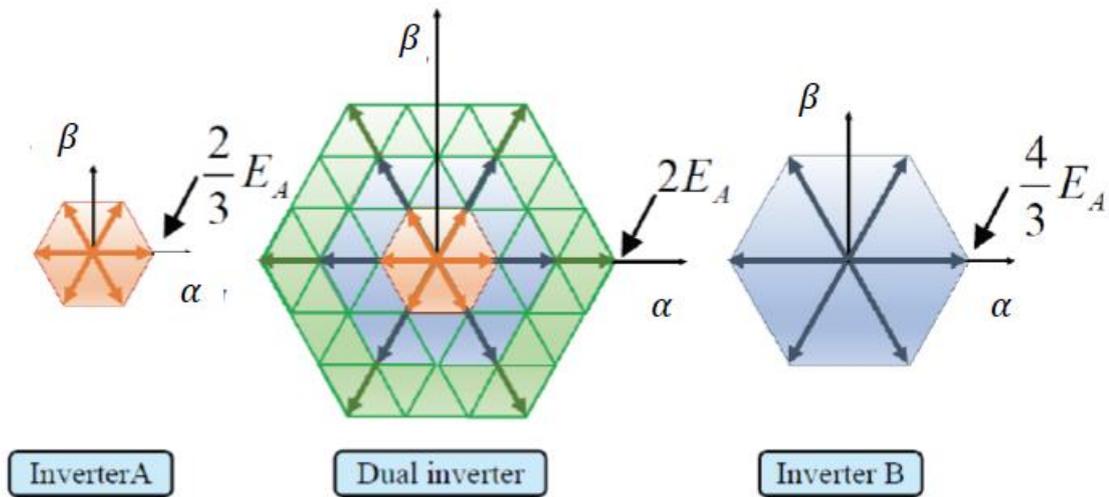


Figura 1.12 Vettori di tensione generabili dagli inverter A, B e dal sistema nel caso di  $E_B = 2E_A$ .

I vettori di tensione generabili dal sistema completo sono del tutto analoghi a quelli relativi a un azionamento con singolo inverter a 4 livelli alimentato sullo stadio in continua da una tensione pari a  $3E_A$ .

### 1.3.1 Limite in corrente e limite di flusso rotorico

Un metodo di analisi molto utilizzato nella teoria degli azionamenti elettrici, soprattutto nel controllo ad orientamento di campo rotorico, è quello basato sul sistema di riferimento che ha come ascissa la componente  $d$  della corrente statorica e come ordinata la componente  $q$  della corrente statorica. Si nota infatti dalle equazioni (1.10), (1.11), (1.16), (1.17) e (1.21) che, una volta fissati i valori di queste due variabili, è possibile dedurre i valori di quasi tutte le altre grandezze del sistema. Inoltre rappresentare sul piano ( $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$ ) le curve rappresentative dei limiti del sistema permette di comprendere più facilmente le regioni di funzionamento e le strategie di controllo più opportune. Il limite in corrente, in questo piano, sarà rappresentato con una circonferenza con centro nell'origine e raggio  $I_{max}$ .

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \leq I_{max}^2 \quad (1.53)$$

Il limite relativo al flusso rotorico verrà raffigurato come una retta parallela all'asse  $i_{sq}$  e passante per il punto corrispondente al valore nominale di  $i_{sd}$ , in accordo con la prima delle equazioni (1.17).

$$i_{sd} \leq i_{sd,nom} = \frac{\varphi_{rd,nom}}{M} \quad (1.54)$$

Questi primi due vincoli sono rappresentati in figura 1.13.

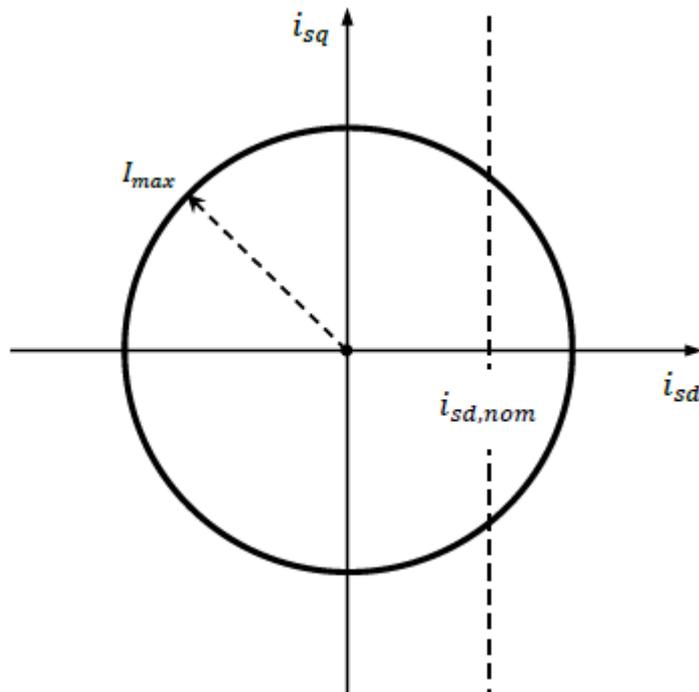


Figura 1.13 Limite in corrente e limite di flusso rotorico nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$ .

## 1.3.2 Limiti in tensione

Il limite in tensione dell'azionamento classico con singolo inverter è definito, nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$ , da un'ellisse. Nel sistema Dual Inverter questo limite assume una forma molto diversa, in quanto bisogna tenere conto dei livelli di tensione di entrambi i bus DC e dei vincoli posti dalle equazioni fondamentali (1.36) e (1.46). In particolare la (1.46) impone un vincolo di ortogonalità che porta alle seguenti considerazioni matematiche:

$$\overline{v_B} \cdot \overline{i_s} = (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (i_{sd} + ji_{sq}) = v_{Bd}i_{sd} + v_{Bq}i_{sq} = 0 \quad (1.55)$$

$$\begin{aligned} \overline{v_B} \cdot j\overline{i_s} &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot j(i_{sd} + ji_{sq}) \\ &= (v_{Bd} + jv_{Bq}) \cdot (-i_{sq} + ji_{sd}) \\ &= -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} \\ &= |\overline{v_B}| |j\overline{i_s}| \cos(\theta_{v_B} - \theta_{ji_s}) \end{aligned} \quad (1.56)$$

dove  $\theta_{v_B}$  e  $\theta_{ji_s}$  rappresentano gli argomenti di  $\overline{v_B}$  e di  $j\overline{i_s}$ .

Poiché  $\overline{v_B}$  e  $\overline{i_s}$  devono essere ortogonali, la funzione trigonometrica  $\cos(\theta_{v_B} - \theta_{ji_s})$  deve avere valore unitario (potenza reattiva massima). Per semplificare la notazione possiamo scrivere i moduli dei due vettori in questione come  $v_B$  e  $i_s$ .

$$\begin{aligned} v_B &= |\overline{v_B}| = \sqrt{v_{Bd}^2 + v_{Bq}^2} \\ i_s &= |\overline{i_s}| = \sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2} \end{aligned} \quad (1.57)$$

La (1.56) può essere riscritta come:

$$v_B i_s = -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} \quad (1.58)$$

Partendo dalle coppia di equazioni (1.55) e (1.58)

$$\begin{cases} v_{Bd}i_{sd} + v_{Bq}i_{sq} = 0 \\ -v_{Bd}i_{sq} + v_{Bq}i_{sd} = v_B i_s \end{cases} \quad (1.59)$$

si possono determinare le componenti di tensione di asse d e q in funzione delle due variabili  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ .

$$\begin{cases} v_{Bd} = -\frac{i_{sq}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = -\frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Bq} = \frac{i_{sd}}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B = \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (1.60)$$

Ipotizzando che la macchina stia lavorando a una velocità sufficientemente elevata le cadute ohmiche delle equazioni (1.10) possono essere trascurate rispetto ai termini in cui compare la velocità angolare del flusso rotorico. Si può quindi scrivere:

$$\begin{cases} v_{sd} = -\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = \omega_{\varphi r} L_s i_{sd} \end{cases} \quad (1.61)$$

Scomponendo la (1.36) negli assi d e q si ottiene:

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{Ad} - v_{Bd} \\ v_{sq} = v_{Aq} - v_{Bq} \end{cases} \quad (1.62)$$

Combinando le equazioni (1.60), (1.61) e (1.62) si possono ricavare le seguenti espressioni:

$$\begin{cases} v_{Ad} = v_{sd} + v_{Bd} = -\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B \\ v_{Aq} = v_{sq} + v_{Bq} = \omega_{\varphi r} L_s i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B \end{cases} \quad (1.63)$$

Adesso si può esprimere il limite di tensione per l'inverter A in funzione del valore massimo indicato nella Tabella 1.1.

$$v_{Ad}^2 + v_{Aq}^2 = v_A^2 \leq V_{A,max}^2 \quad (1.64)$$

Inserendo le (1.63) nella (1.64) si ottiene:

$$\left(-\omega_{\varphi r} \sigma L_s i_{sq} - \frac{i_{sq}}{i_s} v_B\right)^2 + \left(\omega_{\varphi r} L_s i_{sd} + \frac{i_{sd}}{i_s} v_B\right)^2 \leq V_{A,max}^2 \quad (1.65)$$

Dopo semplici passaggi algebrici si ricava la disuguaglianza rappresentativa del limite in tensione per l'inverter principale.

$$\omega_{\varphi r}^2 L_s^2 (i_{sd}^2 + \sigma^2 i_{sq}^2) + v_B^2 + 2\omega_{\varphi r} L_s \frac{i_{sd}^2 + \sigma i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} v_B \leq V_{A,max}^2 \quad (1.66)$$

Graficando questa disuguaglianza nel piano cartesiano di assi  $(i_{sd}, i_{sq})$  si ottiene una curva limite come quella rappresentata in Figura 1.14.

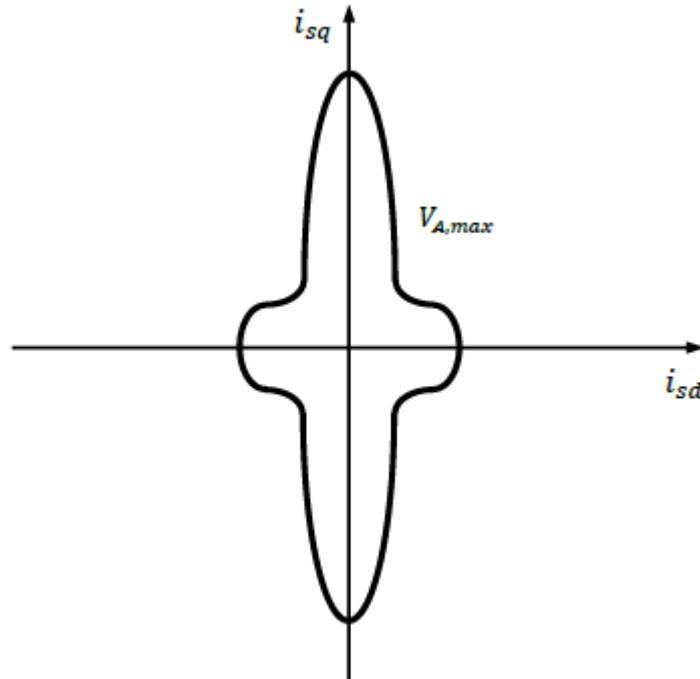


Figura 1.14 Esempio di curva limite per la tensione dell'inverter principale.

La Figura 1.14 è stata tracciata fissando  $v_B$  ad un generico valore costante, infatti l'equazione (1.66) mostra come il limite di tensione per l'inverter A sia dipendente dal modulo della tensione  $\overline{v_B}$  oltre che, come accade nell'azionamento a singolo inverter, dalla massima tensione di alimentazione  $V_{A,max}$  e dalla velocità di rotazione  $\omega_{\varphi r}$ . All'aumentare di quest'ultima le curve limite di tensione dell'inverter A tendono a rimpicciolirsi, collassando verso l'origine degli assi, come mostrato in Figura 1.15.

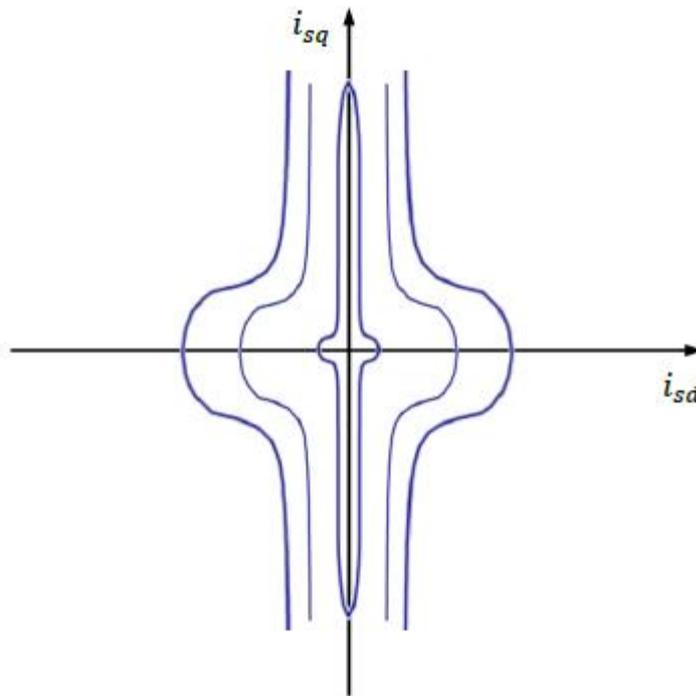


Figura 1.15 Curve limite in tensione dell'inverter principale al variare della velocità di rotazione.

### 1.3.3 Condizione di funzionamento ottimo

Per condizione di funzionamento ottimo si intende quella condizione di funzionamento che massimizza la coppia prodotta dalla macchina in tutto il range di velocità. Questo porta inevitabilmente ad un aumento della potenza meccanica della macchina ed a un'estensione dell'intervallo di velocità a potenza costante. Ricordando la (1.14), riscriviamo l'espressione della coppia prodotta dalla macchina, la (1.21), per comprendere meglio su quali variabili si può operare.

$$\begin{aligned}
 C_{em} &= \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = \frac{3}{2} p (L_s - \sigma L_s) i_{sd} i_{sq} \\
 &= \frac{3}{2} p (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p (j \bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)
 \end{aligned} \tag{1.67}$$

Sempre sotto l'ipotesi di funzionamento ad alta velocità si possono scrivere le (1.10) come:

$$\bar{v}_s = j \omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s \tag{1.68}$$

Ricordando i due vincoli fondamentali dell'azionamento:

$$\bar{v}_s = \bar{v}_A - \bar{v}_B \quad (1.36)$$

$$\bar{v}_B = jv_B^q \frac{\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \quad (1.49)$$

l'espressione della coppia può assumere la forma seguente:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2} p (j\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s) = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} (\bar{v}_s \cdot \bar{i}_s) \\ &= \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} \left[ \left( \bar{v}_A - v_B^q \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right) \cdot \bar{i}_s \right] = \frac{3}{2} \frac{p}{\omega_{\varphi r}} (\bar{v}_A \cdot \bar{i}_s) \end{aligned} \quad (1.69)$$

Quest'ultima espressione mette in evidenza come l'inverter B non fornisca alcun contributo diretto alla produzione di coppia, la quale dipende esclusivamente dalla potenza attiva dell'inverter A che si può scrivere come:

$$P_A = \frac{3}{2} \bar{v}_A \cdot \bar{i}_s \quad (1.70)$$

La potenza reattiva invece vale:

$$Q_A = \frac{3}{2} \bar{v}_A \cdot j\bar{i}_s \quad (1.71)$$

Affinché la potenza attiva dell'inverter principale sia la massima possibile, in accordo con i vincoli di Tabella 1.1, allo scopo di massimizzare la coppia, è necessario che la potenza reattiva  $Q_A$  sia nulla. Avvalendosi delle (1.36), (1.49) e (1.68) la potenza reattiva può essere riscritta:

$$\begin{aligned} Q_A &= \frac{3}{2} (\bar{v}_s + \bar{v}_B) \cdot j\bar{i}_s = \frac{3}{2} \bar{v}_s \cdot j\bar{i}_s + \frac{3}{2} \bar{v}_B \cdot j\bar{i}_s \\ &= \frac{3}{2} (j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s) \cdot j\bar{i}_s + \frac{3}{2} v_B^q |\bar{i}_s| \end{aligned} \quad (1.72)$$

È facile notare che il primo termine della (1.72) rappresenta la potenza reattiva scambiata col motore e il secondo la potenza reattiva scambiata con l'inverter secondario. Ponendo uguale a zero la potenza reattiva dell'inverter A si ottiene:

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

Imporre a zero il valore di  $Q_A$  equivale a imporre che i vettori di spazio della corrente di macchina e della tensione ai morsetti dell'inverter principale siano in fase. Dalla (1.73) si evince che esiste un valore ottimale della componente di tensione  $v_B^q$  che permette tale condizione.

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

Serve ricordare che anche la tensione dell'inverter secondario è limitata.

$$|\overline{v_B}| = |v_B^q| \leq V_{B,max} \quad (1.75)$$

Ne consegue che la componente  $v_B^q$  potrà assumere il valore di ottimo se e solo se:

$$\frac{|\omega_{\varphi r}(\overline{\varphi_s} \cdot \overline{i_s})|}{|\overline{i_s}|} \leq V_{B,max} \quad (1.76)$$

Se la (1.76) non è soddisfatta la componente  $v_B^q$  non può assumere il suo valore di ottimo e quindi assumerà il valore ammissibile più vicino possibile a  $v_{B,opt}^q$ , cioè  $\pm V_{B,max}$ .

$$v_B^q = -\frac{\omega_{\varphi r}}{|\omega_{\varphi r}|} V_{B,max} \quad (1.77)$$

Se la (1.76) non è soddisfatta e quindi  $v_B^q \neq v_{B,opt}^q$  la potenza reattiva dell'inverter A non potrà essere nulla diventando così:

$$Q_A = \frac{3}{2} \omega_{\varphi r} \left( \overline{\varphi_s} \cdot \overline{i_s} - \frac{V_{B,max}}{|\omega_{\varphi r}|} |\overline{i_s}| \right) \quad (1.78)$$

Fissare  $v_B^q = v_{B,opt}^q$  permette il miglioramento delle prestazioni dell'azionamento per due motivi:

- l'inverter principale può lavorare con fattore di potenza unitario a qualsiasi velocità;
- la coppia elettromagnetica aumenta alle alte velocità.

Il primo punto implica che l'inverter principale non deve farsi carico della potenza reattiva che, nel sistema Dual Inverter, viene fornita interamente dall'inverter secondario. È quindi possibile scegliere un inverter principale di taglia ridotta rispetto a quello necessario con azionamento a singolo inverter.

Questo si traduce nella riduzione del peso e del costo complessivo dell'azionamento. È utile precisare che imponendo  $v_B^q = v_{B,opt}^q$  si ottiene il rispetto simultaneo di entrambi i limiti di tensione:

$$\begin{aligned} |\bar{v}_A| &\leq V_{A,max} \\ |\bar{v}_B| &\leq V_{B,max} \end{aligned} \quad (1.79)$$

Applicando la condizione di ottimo la seconda delle (1.79) può essere scritta come:

$$|\bar{v}_B| = \left| v_B^q \frac{j\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} \right| = \left| \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{l}_s) j\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} \frac{j\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} \right| \leq V_{B,max} \quad (1.80)$$

Avvalendosi delle (1.16) si può riscrivere la (1.80) in funzione di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ , trovando così la disuguaglianza del limite di tensione per l'inverter B che può essere graficata. Essa ha validità solo nel caso di funzionamento ottimo.

$$|\omega_{\varphi r} L_s| \frac{i_{sd}^2 + \sigma i_{sq}^2}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{B,max} \quad (1.81)$$

La curva che ne deriva assume una forma ellissoide come quella rappresentata in Figura 1.16.

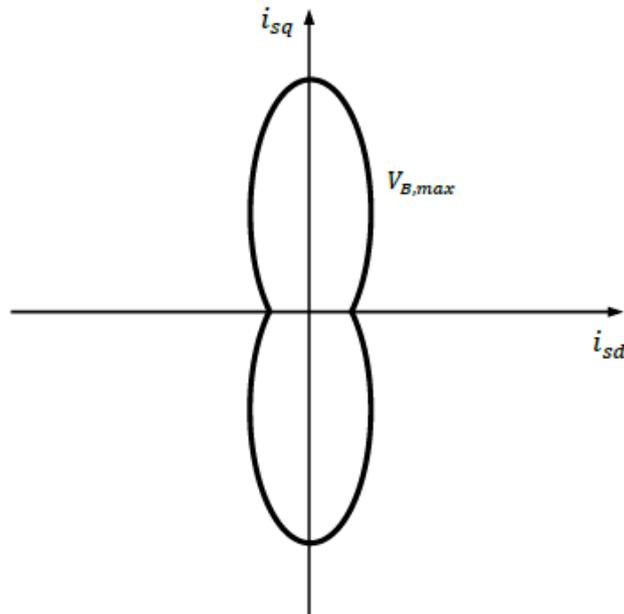


Figura 1.16 Esempio di curva limite per la tensione dell'inverter secondario in condizioni di funzionamento ottimo.

Dalla (1.81) si nota che anche il limite di tensione dell'inverter secondario è dipendente dalla velocità di rotazione. All'aumentare della velocità la curva tende a ridursi in modo concentrico verso l'origine degli assi, come è mostrato in Figura 1.17.

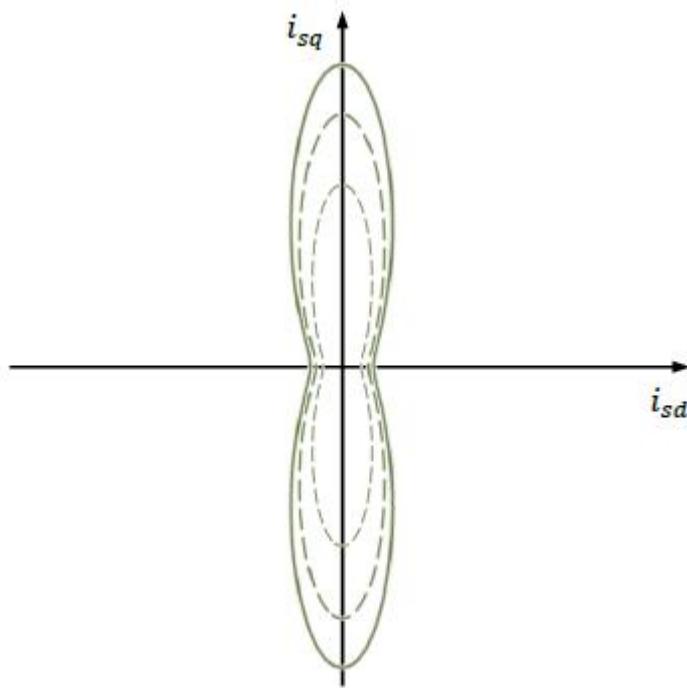


Figura 1.17 Curve limite di tensione dell'inverter secondario all'aumentare della velocità di rotazione.

Nel caso in cui la (1.76) sia rispettata si può ottenere una formula alternativa del limite di tensione dell'inverter principale. Riscrivendo la prima delle (1.79) applicando le equazioni (1.36), (1.49), (1.68) e (1.74) si ricava che:

$$\begin{aligned}
 |\bar{v}_A| &= |\bar{v}_s + \bar{v}_B| = \left| j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s + v_B^q \frac{j\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} \right| \\
 &= \left| j\omega_{\varphi r} \bar{\varphi}_s - \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{l}_s)}{|\bar{l}_s|} \frac{j\bar{l}_s}{|\bar{l}_s|} \right| \leq V_{A,max}
 \end{aligned}
 \tag{1.82}$$

Avvalendosi delle (1.16) si può risolvere il termine in valore assoluto in funzione di  $i_{sd}$  e  $i_{sq}$ . Dopo alcuni passaggi si giunge all'espressione seguente:

$$\frac{M^2}{L_r} \frac{|\omega_{\varphi r} i_{sd} i_{sq}|}{\sqrt{i_{sd}^2 + i_{sq}^2}} \leq V_{A,max}
 \tag{1.83}$$

Graficando questa equazione si ottiene una forma simile a quella di un'iperbole, mostrata in Figura 1.18.

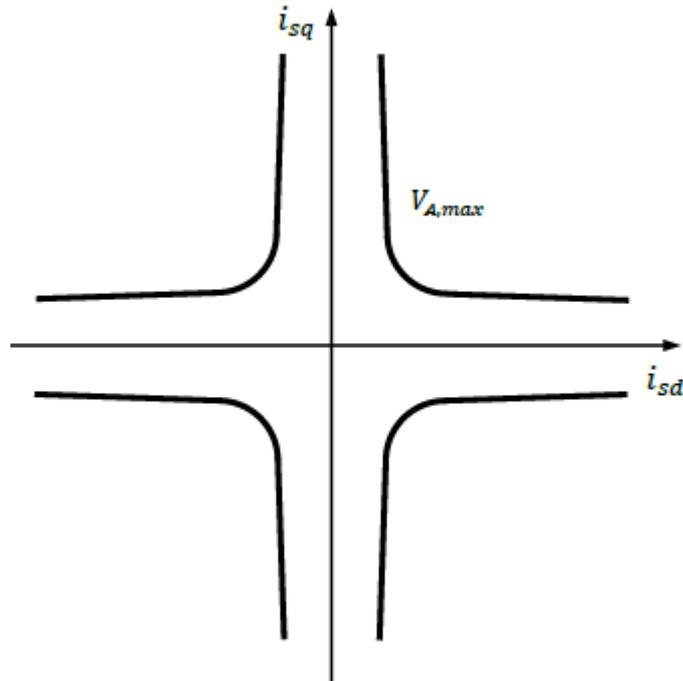


Figura 1.18 Esempio di limite di tensione per l'inverter A in condizioni di funzionamento ottimo.

Questa figura rappresenta il limite di tensione dell'inverter principale nel caso in cui la (1.76) sia sempre rispettata, ovvero nel caso in cui si possa sempre lavorare nelle condizioni di ottimo descritte dalla (1.74). Questo equivale alla richiesta, non realistica, che il massimo valore della tensione dell'inverter secondario  $V_{B,max}$  abbia valore infinito. Quando la (1.81) non è più valida la (1.82) diviene [6]:

$$|\bar{v}_A| = \left| j\omega_{\phi r} \bar{\varphi}_s - V_{B,max} \frac{j\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} \right| \leq V_{A,max} \quad (1.84)$$

e di conseguenza il limite di tensione dell'inverter A non avrà più la forma mostrata in Figura 1.18.

### 1.3.4 Rappresentazione delle curve limite

Una volta definite tutte le curve limite è possibile visualizzare la regione di funzionamento dell'azionamento nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$ . In questo piano le curve a coppia costante sono delle iperboli equilateri in quanto l'espressione della coppia è data dalla (1.21).

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (1.21)$$

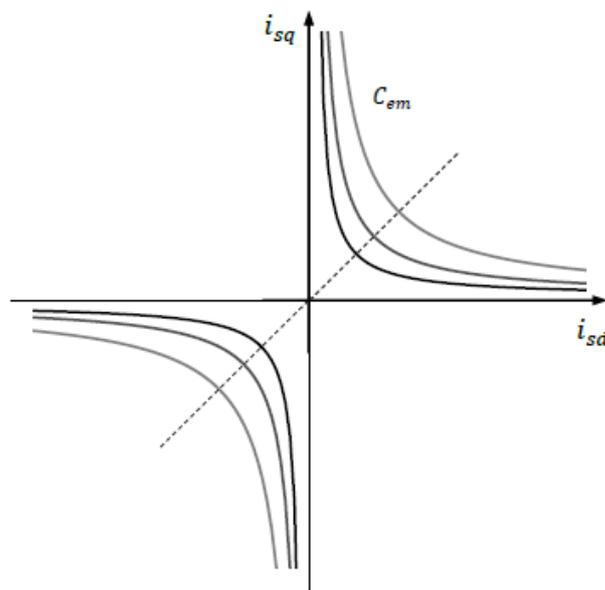


Figura 1.19 Esempio di curve isocoppia nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$ .

Tracciando in un unico grafico tutte le curve limite fin qui ricavate si riesce a evidenziare la regione di funzionamento, definita dalle prestazioni limite che il sistema è tenuto a rispettare. In Figura 1.20 una possibile regione di funzionamento è evidenziata in grigio. La curva limite di corrente è in rosso, la curva limite di tensione dell'inverter A è in blu, la curva limite di tensione dell'inverter B è in verde, la curva limite di flusso rotorico è in giallo e la curva isocoppia è in nero.

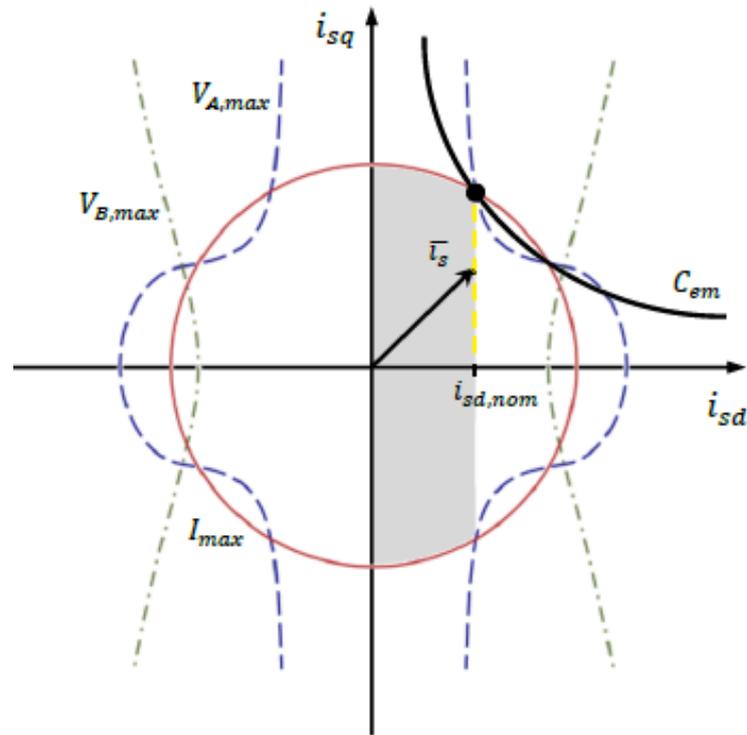


Figura 1.20 Esempio di un possibile campo di funzionamento dell'azionamento.

## 1.4 Sovramodulazione dell'inverter principale

Il limite di funzionamento in regime lineare di un inverter è rappresentato dal cerchio inscritto nell'esagono mostrato in Figura 1.11. Finché il vettore tensione di riferimento rimane all'interno del cerchio di raggio  $\frac{E_A}{\sqrt{3}}$  l'inverter è in grado di generare una terna di tensioni simmetriche sinusoidali [7]. Ogni qual volta la richiesta di tensione, che deve sempre avere come limite massimo l'esagono, supera il cerchio inscritto, l'inverter lavora in regime di sovramodulazione. Permettere all'inverter principale di sovramodulare porta a un aumento del limite di tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina e a tutti i benefici che ne derivano, come ad esempio l'ampliamento dell'intervallo di velocità a coppia costante. Il regime di sovramodulazione però crea anche delle armoniche indesiderate di tensione, che generano delle armoniche di corrente nella macchina che a loro volta sono causa di un andamento oscillante della coppia generata. La presenza dell'inverter B permette, con una opportuna logica di controllo che verrà analizzata nel capitolo successivo, di abbattere le componenti armoniche indesiderate. Esistono varie logiche di commutazione possibili per il regime di sovramodulazione di un inverter. In questa tesi si è scelta la tecnica di sovramodulazione di Bolognani, sia perché essa permette, al contrario di altre tecniche, il passaggio tra regime lineare e regime di sovramodulazione senza discontinuità nel vettore di tensione fornito dall'inverter, sia perché, se il vettore di riferimento ha modulo maggiore di  $\frac{2}{3}E_A$ , essa coincide con una modulazione ad onda quadra [12]. La modulazione ad onda quadra è caratterizzata da tensioni stellate di carico molto distorte che possono assumere solo 4 livelli pari a  $\pm \frac{2}{3}E_A$  e  $\pm \frac{1}{3}E_A$ . Queste tensioni sono composte dal più alto valore di prima armonica che un inverter è in grado di fornire, pari a  $\frac{2}{\pi}E_A$  [7]. Questo è il motivo dell'interesse posto su questo tipo di modulazione. Per chiarire come funziona la tecnica di sovramodulazione di Bolognani definiamo un generico vettore di tensione di riferimento, rotante nel piano complesso, come:

$$\overline{v}_{ref} = v_{ref} e^{j\theta_{ref}} \quad (1.85)$$

L'angolo del vettore effettivamente fornito dall'inverter invece è definito come:

$$\overline{v} = v e^{j\theta} \quad (1.86)$$

Il piano complesso può essere diviso in sei settori come mostrato in Figura 1.21. I ragionamenti che seguono sono relativi solo al primo settore ma possono essere ripetuti analogamente anche per gli altri settori.

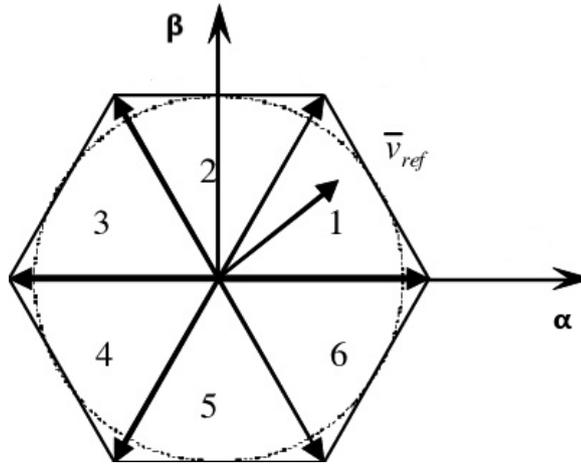


Figura 1.21 Divisione in settori del piano complesso e generico vettore di spazio di riferimento.

Ipotizziamo che  $\frac{E_A}{\sqrt{3}} \leq v_{ref} \leq \frac{2}{3}E_A$ . La tecnica di Bolognani esegue i seguenti step [12]:

- produce un vettore  $\bar{v} = \overline{v_{ref}}$  finché è possibile, ovvero finché la traiettoria di  $\overline{v_{ref}}$  non interseca il lato dell'esagono, in un angolo  $\theta_{int}$ . In questa fase  $\theta_{ref}$  varia da 0 a  $\theta_{int}$
- produce un vettore di ampiezza  $v$  (che dipende da  $\theta_{int}$ ) e fase  $\theta = \theta_{int}$  mentre  $\theta_{ref}$  varia da  $\theta_{int}$  a  $\pi/6$ . Dopodiché, in modo simmetrico, produce un vettore di ampiezza  $v$  e fase  $\theta = (\pi/3 - \theta_{int})$  mentre  $\theta_{ref}$  varia da  $\pi/6$  a  $(\pi/3 - \theta_{int})$ . In questa fase  $\bar{v}$  e  $\overline{v_{ref}}$  differiscono sia in fase che in ampiezza
- produce un vettore  $\bar{v} = \overline{v_{ref}}$  mentre  $\theta_{ref}$  varia da  $(\pi/3 - \theta_{int})$  a  $\pi/3$

Si raggiunge la modulazione ad onda quadra quando  $v_{ref} = \frac{2}{3}E_A$  poiché in questa situazione l'angolo  $\theta_{int}$  risulta essere uguale a 0.

L'aumento teorico di tensione generabile dall'inverter principale in presenza di modulazione ad onda quadra, rispetto al funzionamento in regime simmetrico sinusoidale, equivale a circa il 10%, infatti:

$$\frac{\frac{2}{\pi}E_A}{\frac{E_A}{\sqrt{3}}} = \frac{2}{\pi}\sqrt{3} \cong 1,10 \quad (1.87)$$

Tenendo inizialmente in considerazione le sole perdite per effetto Joule, è possibile scrivere la potenza meccanica erogata dalla macchina come:

$$p_m = \frac{3}{2}|V_A||I| - \frac{3}{2}R|I|^2 \quad (1.88)$$

Definendo  $p_m$  come la potenza meccanica generata in regime lineare e  $p'_m$  come la potenza generata in modulazione ad onda quadra, si può scrivere:

$$\frac{p'_m}{p_m} = \frac{\frac{3}{2} \left( \frac{2}{\pi} \sqrt{3} V \right) I - \frac{3}{2} R I^2}{\frac{3}{2} V I - \frac{3}{2} R I^2} \quad (1.89)$$

Se si svolgono i calcoli considerando i dati dell'azionamento, ovvero  $V = 150/\sqrt{3}$  [V],  $I = 10$  [A] e  $R = 1$  [ $\Omega$ ], si ottiene un aumento della potenza di circa 11,5%. Se ipotizziamo che le perdite Joule e le ulteriori non considerate siano circa costanti in entrambi i casi si può riscrivere la (1.89).

$$f(x) = \frac{p'_m}{p_m} = \frac{1.1 * C - x}{C - x} \quad (1.90)$$

C indica la potenza elettrica in ingresso nel caso di regime lineare, mentre x rappresenta le perdite. In Figura 1.22 è rappresentata  $f(x)$  in funzione di x.

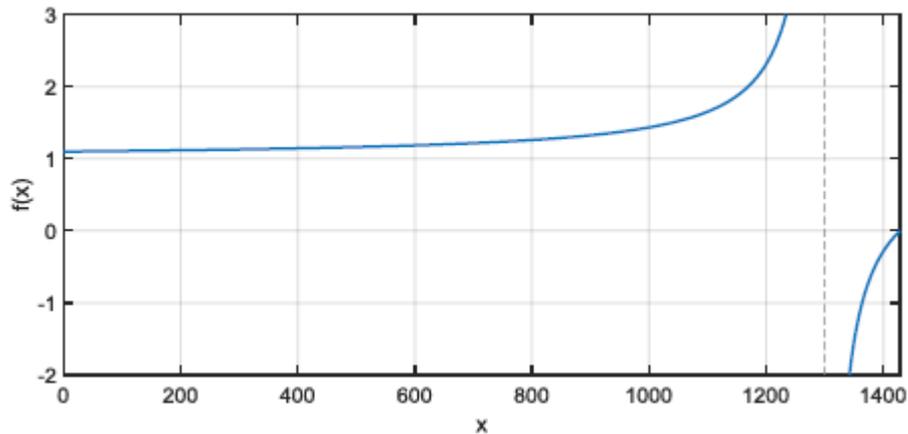


Figura 1.22 Andamento del rapporto fra le potenze in funzione delle perdite.

Come si vede più aumentano le perdite del sistema più il vantaggio, in termini di potenza, che si ha con la modulazione ad onda quadra aumenta. Per questo motivo ci si aspetta un aumento di potenza di almeno l'11,5%.

## Capitolo 2

### Sistema di controllo

In questo capitolo viene descritto il sistema di controllo che consente il corretto funzionamento dell'azionamento e il raggiungimento degli obiettivi prefissati. Si fornisce inizialmente, partendo dalle equazioni matematiche, la logica di controllo e successivamente si passa alla descrizione dello schema del sistema di controllo sviluppato.

#### 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 rotante (d, q) in condizioni di orientamento di campo rotorico. Il sistema di riferimento ruota alla stessa velocità del flusso rotorico  $\varphi_r$  e l'asse d ha la stessa direzione del flusso stesso. Sotto queste ipotesi, come già analizzato nel capitolo precedente, si possono ricavare le seguenti equazioni statoriche, rotoriche e dei rispettivi flussi.

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

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

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

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

L'espressione delle correnti rotoriche può essere esplicitata partendo dalle (2.4).

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

Tali espressioni possono essere introdotte nelle (2.3) e, con l'ausilio dell'espressione (1.14), si può ottenere:

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

Per scrivere le equazioni statoriche (2.1) in funzione delle correnti statoriche e del flusso rotorico, occorre calcolare le espressioni delle derivate dei flussi statorici. Sostituendo la prima delle (2.5) nella prima delle (2.2) è possibile scrivere:

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

Utilizzando quest'ultima espressione e derivando direttamente le (2.6) si ottiene:

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

Il termine  $\sigma L_s$  è stato considerato così piccolo da poter essere trascurato. Inserendo nelle equazioni statoriche le (2.6) e le (2.8) si ricavano le seguenti espressioni.

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

Si ricorda che 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 (1.36). Ricordando le (1.62) 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.

## 2.2 Sistema di controllo dell'inverter principale

Lo schema di controllo dell'inverter principale è costituito da cinque regolatori proporzionali-integrali, ciascuno caratterizzato dal proprio guadagno proporzionale  $K_p$  e integrale  $K_i$ . Tre di essi sono relativi al controllo della componente d'asse d e due al controllo della componente d'asse q. Il primo PI relativo alla componente d (blocco e in Figura 2.3) si occupa della regolazione del flusso rotorico, grazie a due retroazioni concatenate. Il valore del flusso viene diminuito se una delle due tensioni richieste dal sistema di controllo (relative all'inverter principale e al secondario) è superiore al massimo valore consentito. In caso contrario il flusso può essere aumentato. In ingresso al regolatore si ha quindi il minimo errore di tensione.

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

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

Il valore di flusso restituito in uscita dal regolatore viene limitato tra un valore minimo  $\varphi_{r,min}$ , un numero positivo molto piccolo, e un valore massimo  $\varphi_{r,max}$  che corrisponde al minimo tra i seguenti valori [6]:

- il valore del flusso nominale  $\varphi_{rd,nom} = M i_{sd,nom}$
- il valore di flusso pari a  $M \frac{V_{B,max}}{\omega_{\varphi_r} L_s}$

Questo secondo termine è stato determinato per garantire una dinamica dell'azionamento più stabile in fase di deflussaggio a bassa coppia. Quando  $i_{sq}$  è molto piccola (e quindi anche la coppia) il limite  $V_{B,max}$  risulta più vincolante del limite  $V_{A,max}$ , quindi il sistema tende a lavorare con  $|\bar{v}_B| = V_{B,max}$ . Imponendo che  $i_{sd}$  non possa superare il valore di  $\frac{V_{B,max}}{\omega_{\varphi_r} L_s}$  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 evitandola si previene un indesiderato transitorio del flusso rotorico. Si ricorda che alla variazione di  $i_{sd}$  è associata la variazione del flusso rotorico secondo la seguente relazione valida ai valori istantanei:  $\varphi_{rd} = \frac{M i_{sd}}{(1 + s\tau_r)}$ , dove  $\tau_r = L_r/R_r$  è la costante di tempo rotorica.

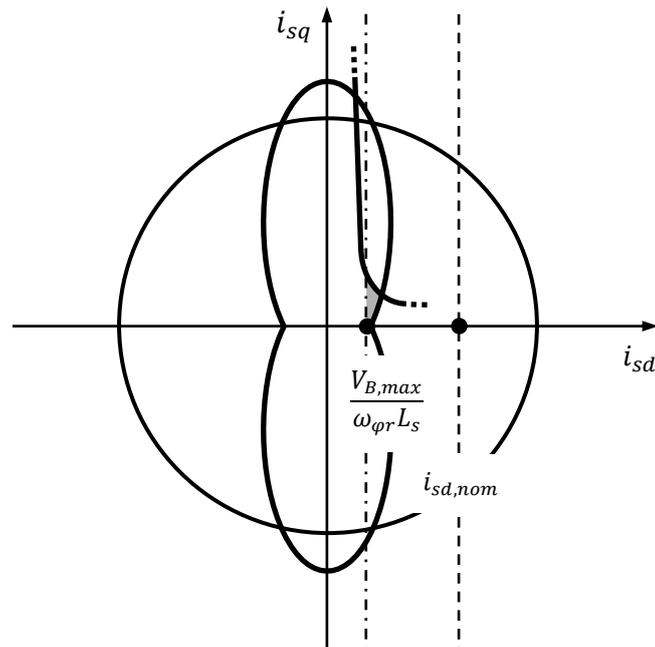


Figura 2.23 Esempio di limite in corrente per la saturazione del flusso rotorico nel caso che  $\frac{V_{B,max}}{\omega_{\phi r} L_s} < i_{sd,nom}$ .

Il valore di flusso saturato viene poi confrontato con il valore stimato. In base all'errore si ha la regolazione della corrente  $i_{sd}$  tramite un secondo regolatore PI (blocco g) che fornisce in uscita:

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

Il termine  $\hat{\varphi}_r$  indica il valore stimato dall'osservatore di flusso, elemento che verrà descritto in seguito. Anche in questo caso l'uscita del regolatore viene saturata tra  $i_{sd,min}$  e  $i_{sd,max}$  (blocco h). In cascata si ha il controllo della tensione in funzione dell'errore di corrente tramite un regolatore PI (blocco a):

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

Passando alla componente di asse q, si calcola la corrente a partire dell'errore di velocità meccanica (blocco c).

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

Il segnale in uscita da quest'ultimo regolatore viene limitato (blocco d) tra  $-i_{sq,max}$  e  $+i_{sq,max}$  dove  $i_{sq,max}$  equivale alla minore tra due correnti,  $i_{sq,1}$  e  $i_{sq,2}$ , determinate in base alla regione di funzionamento del sistema [6]:

- nelle regioni a coppia costante e a potenza costante (primo deflussaggio, da B a C in Figura 2.2) si ha  $i_{sq,max} = i_{sq,1} = \sqrt{I_{max}^2 - i_{sd}^2}$
- nella regione a potenza decrescente (secondo deflussaggio, da C a 0) si ha  $i_{sq,max} = i_{sq,2} = i_{sd} \tan(\alpha)$ , dove  $\alpha$  è l'angolo del vettore  $\bar{t}_s$ . 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 basa sul comportamento del sistema nel piano  $(i_{sd}, i_{sq})$  mostrato in Figura 2.2.

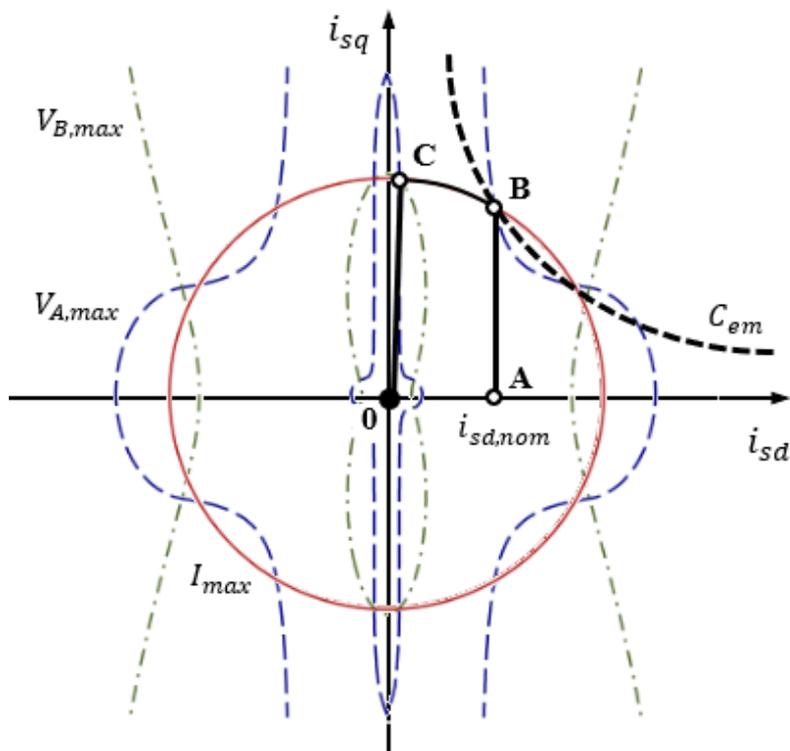


Figura 2.24 Punti di funzionamento del sistema nel rispetto dei limiti imposti al variare della velocità.

Dalla Figura 2.2 si evince che per velocità inferiori alla velocità base (punto B) la massima coppia disponibile rimane costante e corrisponde alle condizioni del punto B, poiché le correnti sono limitate dai valori  $I_{max}$  e  $i_{sd,nom}$  (regione a coppia costante). Per velocità maggiori della velocità base la coppia decresce seguendo l'arco di circonferenza da punto B al punto C, la corrente  $i_{sd}$  cala e quindi la macchina sta deflussando (regione

a potenza costante). Infine, aumentando ulteriormente la velocità, la tensione disponibile non è più sufficiente per sostenere la corrente  $I_{max}$ , di conseguenza la corrente di macchina diminuisce 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 tramite un ulteriore regolatore PI (blocco b).

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

Una volta ottenuti  $v_{sd}$  e  $v_{sq}$ , bisogna sommare a questi valori la compensazione in avanti dei termini relativi alla forza contro-elettromotrice, al flusso e alla derivata del flusso presenti nelle equazioni (2.10) all'inizio di questo capitolo. Dopo aver calcolato le componenti del vettore  $\bar{v}_s$  è possibile calcolare le componenti del vettore  $\bar{v}_A$ , che devono essere fornite dall'inverter principale, ricordando le (1.62) riscritte nella forma:

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

Come è evidente, per poter calcolare la tensione  $\bar{v}_A$  è indispensabile conoscere le componenti della tensione  $\bar{v}_B$ . Il calcolo della tensione richiesta all'inverter secondario verrà mostrato nel paragrafo successivo.

## 2.3 Sistema di controllo dell'inverter secondario

Il sistema di controllo adottato richiede che l'inverter secondario adempia a tre compiti fondamentali:

- controllare la tensione del condensatore flottante collegato al suo bus DC in modo tale che essa assuma un valore compatibile con il corretto funzionamento del sistema;
- compensare tutta la potenza reattiva del motore asincrono in modo tale da permettere all'inverter principale di lavorare con fattore di potenza unitario;
- compensare le armoniche di tensione indesiderate che inevitabilmente vengono introdotte nel momento in cui l'inverter principale si trova in regime di sovrarmodulazione.

Si ripropone la definizione del vettore di spazio della tensione dell'inverter secondario in termini di componenti parallela e ortogonale al vettore della corrente storica.

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

Come è già stato dimostrato in precedenza se si volesse mantenere costante la tensione del condensatore flottante la componente  $v_B^p$  risulterebbe costantemente nulla. Variare tale tensione però è più vantaggioso dal punto di vista del rendimento globale dell'azionamento, rispetto al mantenerla costante a un valore massimo. Infatti se la tensione del bus DC secondario è sempre di poco superiore a quella minima necessaria al corretto funzionamento dell'azionamento (che dipende dal punto di lavoro) le perdite di switching degli interruttori dell'inverter saranno sempre minimizzate [13]. Durante i transitori di tensione la  $v_B^p$  avrà un valore diverso da zero in quanto per scaricare o caricare il condensatore l'inverter secondario dovrà scambiare potenza elettrica istantanea con il resto del sistema.

Il sistema di controllo dell'inverter secondario è composto da due PI, uno per regolare  $v_B^p$  e l'altro per regolare  $v_B^q$ . Il regolatore di  $v_B^p$  (blocco i) prende come ingresso l'errore quadratico tra la tensione di riferimento e la tensione misurata al condensatore flottante e il suo compito è quello di generare un segnale di uscita tale da annullare questo errore [3].

$$v_B^p = \left( K_{P,Vc2} + \frac{K_{I,Vc2}}{s} \right) (E_B^{*2} - E_B^2) \quad (2.19)$$

Il valore in uscita viene limitato tra  $\pm \frac{E_B}{\sqrt{3}}$  in quanto sono i valori massimi di tensione applicabili dall'inverter. Il valore di riferimento  $E_B^{*2}$  viene calcolato in base alla richiesta di tensione che il sistema di controllo fa all'inverter secondario, in modo che la tensione del condensatore flottante non sia mai inferiore al valore minimo necessario [13].

$E_B^{*2}$  viene ovviamente saturato tra il minimo e il massimo valore di tensione quadratica che il condensatore è in grado di avere, prima di entrare nel regolatore PI. Per quanto riguarda il regolatore della componente di  $\bar{v}_B$  ortogonale alla corrente di macchina (blocco m), esso cerca di annullare la potenza reattiva dell'inverter principale fornendo in uscita un adeguato valore di  $v_B^q$ .

$$v_B^q = \left( K_{P,Q_A} + \frac{K_{I,Q_A}}{s} \right) (Q_A^* - Q_A) = \left( K_{P,Q_A} + \frac{K_{I,Q_A}}{s} \right) (-Q_A) \quad (2.20)$$

Ciò equivale a porre  $\bar{v}_A$  e  $\bar{i}_s$  in fase tra loro. Il valore ottimale di  $v_B^q$  che permette questa condizione è già noto dalla teoria descritta nel capitolo precedente e vale:

$$v_{B,opt}^q = - \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)}{|\bar{i}_s|} \quad (2.21)$$

Applicando le (2.6) si può scrivere:

$$v_{B,opt}^q = - \frac{\omega_{\varphi r} (\bar{\varphi}_s \cdot \bar{i}_s)}{|\bar{i}_s|} = -\omega_{\varphi r} \left( \sigma L_s |\bar{i}_s| + \frac{M}{L_r} \frac{\varphi_r i_{sd}}{|\bar{i}_s|} \right) \quad (2.22)$$

Questo valore viene compensato in avanti al regolatore per facilitarne il compito. La condizione di funzionamento a fattore di potenza unitario non è sempre ottenibile, ma solo se la tensione sul lato in continua dell'inverter secondario è sufficiente. Per questo motivo l'uscita del regolatore è saturata (blocco n) tra  $-v_{B,max}^q$  e  $+v_{B,max}^q$  dove:

$$v_{B,max}^q = \sqrt{\left( \frac{E_B}{\sqrt{3}} \right)^2 - (v_B^p)^2} \quad (2.23)$$

Questo stabilisce che è più importante mantenere sotto controllo la tensione del bus DC che lavorare con fattore di potenza unitario. I valori in uscita dai due regolatori saturati compongono la tensione richiesta all'inverter B. Ricordando la (2.18) le due componenti di asse d e q di  $\bar{v}_B$  possono essere scritte come:

$$\begin{cases} v_{Bd} = (v_B^p i_{sd} - v_B^q i_{sq}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} \\ v_{Bq} = (v_B^p i_{sq} + v_B^q i_{sd}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} \end{cases} \quad (2.24)$$

L'ultimo compito fondamentale che deve svolgere l'inverter B è quello di rendere la corrente statorica sinusoidale compensando le armoniche di tensione introdotte dall'inverter A in regime di sovramodulazione. Durante la sovramodulazione, trascurando le componenti ad alta frequenza dovute alla commutazione degli inverter, si può esprimere la tensione  $\overline{v_A}$  generata dall'inverter principale come la somma tra una prima armonica  $\overline{v_{A1}}$  e una componente  $\overline{\Delta_{v_A}}$  che è dovuta alle armoniche indesiderate:

$$\overline{v_A} = \overline{v_{A1}} + \overline{\Delta_{v_A}} \quad (2.25)$$

Queste armoniche di tensione creano inevitabilmente delle armoniche nella corrente di macchina che non risulterà più sinusoidale. È utile definire l'errore della corrente nel seguente modo:

$$\overline{e_1} = (i_{sd}^* - i_{sd}) + j(i_{sq}^* - i_{sq}) \quad (2.26)$$

I regolatori PI che producono  $i_{sd}^*$  e  $i_{sq}^*$  riescono ad annullare l'errore a regime solo nel sistema di riferimento rotante (d, q) in cui sono implementati, corrispondente alla prima armonica delle grandezze di macchina, per questo non possono annullare gli errori dovuti alle armoniche di frequenza maggiore.

Ricordando l'equazione fondamentale  $\overline{v_s} = \overline{v_A} - \overline{v_B}$ , affinché la tensione applicata alla macchina sia composta solo da una prima armonica occorre che l'inverter secondario produca un contributo addizionale del tipo:

$$\overline{\Delta_{v_B}} = \overline{\Delta_{v_A}} \quad (2.27)$$

Lo schema di controllo dell'inverter B è completato da un banco di regolatori proporzionali-integrali risonanti (regolatori PIR) che prendono in ingresso l'errore di corrente e restituiscono la componente  $\overline{\Delta_{v_B}}$  da applicare per annullare tale errore.

$$\begin{aligned} \overline{\Delta_{v_B}} &= \left( K_{P,PIR} + K_{I,PIR} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) (\overline{e_1}^* - \overline{e_1}) \\ &= \left( K_{P,PIR} + K_{I,PIR} \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} \right) (-\overline{e_1}) \end{aligned} \quad (2.28)$$

Per facilitare il lavoro di questi regolatori viene compensata in avanti la differenza tra l'uscita e l'ingresso del blocco di sovramodulazione, in quanto idealmente è questa la grandezza che i PIR devono fornire per rendere la corrente sinusoidale. Prima di essere riportato in avanti il valore viene filtrato attraverso un filtro di Notch per evitare che l'inverter secondario si trovi a dover compensare anche una prima armonica.

Il motivo che ha portato alla scelta dei regolatori PIR per realizzare l'abbattimento delle armoniche indesiderate verrà analizzato in seguito.

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

$$\begin{cases} v_{Bd} = (v_B^p i_{sd} - v_B^q i_{sq}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} + \Re[\overline{\Delta_{v_B}}] \\ v_{Bq} = (v_B^p i_{sq} + v_B^q i_{sd}) \frac{1}{|\bar{i}_s|} + \Im[\overline{\Delta_{v_B}}] \end{cases} \quad (2.29)$$

Oppure in forma vettoriale come:

$$\overline{v_B} = (v_B^p + jv_B^q) \frac{\bar{i}_s}{|\bar{i}_s|} + \overline{\Delta_{v_B}} \quad (2.30)$$

### 2.3.1 I regolatori PIR

I regolatori risonanti sono equivalenti a dei regolatori PI implementati in due sistemi di riferimento aventi pulsazione uguale e opposta. Essi sono quindi in grado di inseguire simultaneamente due riferimenti sinusoidali, di sequenza diretta e inversa, con errore a regime nullo. Il loro utilizzo è molto diffuso nell'elettronica di potenza, specialmente per i convertitori che si interfacciano con la rete. Nel dominio di Laplace, la funzione di trasferimento di un regolatore risonante è espressa come:

$$G_{PIR}(s) = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_0^2} = k_p + k_i R(s) \quad (2.31)$$

In questa espressione  $K_p$  è il guadagno proporzionale,  $K_i$  il guadagno integrale,  $R(s)$  il termine risonante e  $\omega_0$  è la pulsazione di risonanza. È facile verificare che il termine risonante presenta un guadagno infinito alle pulsazioni di risonanza  $\pm\omega_0$ . Se si impone che la pulsazione di risonanza abbia valore nullo il regolatore risonante assume la stessa forma di un classico regolatore proporzionale-integrale:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.32)$$

Il motivo principale che ha portato alla scelta dei regolatori PIR per annullare i disturbi armonici introdotti dalla sovrarmodulazione è che con un singolo regolatore si può implementare la compensazione contemporanea di due componenti armoniche. Nelle macchine elettriche rotanti le armoniche di disturbo principali sono la quinta, settima, undicesima e tredicesima, dove la quinta e l'undicesima sono di sequenza inversa. È quindi possibile implementare un unico regolatore PIR con pulsazione di risonanza pari a sei volte la pulsazione fondamentale per compensare sia la quinta che la settima armonica, poiché esse ruotano entrambe a velocità sei volte maggiore rispetto alla fondamentale, la settima in verso concorde e la quinta in verso discorde. Analogamente per compensare l'undicesima e la tredicesima armonica è sufficiente implementare un solo regolatore PIR con pulsazione di risonanza pari a dodici volte la pulsazione fondamentale.

Ad alte velocità di funzionamento la frequenza di risonanza di questi regolatori può assumere valori molto elevati. Quando un riferimento varia ad alta frequenza può accadere che, a causa dei ritardi intrinseci del sistema, l'effetto del regolatore comporti un aumento dell'errore stesso che sta tentando di annullare, portando a una situazione di instabilità. Ciò accade indipendentemente per i regolatori PI e PIR. Per questo motivo è necessario compensare il ritardo introdotto dalla tecnica di modulazione dell'inverter e altri eventuali ritardi che possono essere introdotti dal sistema. Per quanto riguarda i regolatori risonanti ciò può essere realizzato modificando l'espressione del termine risonante [11]:

$$G_{PIR}^{comp}(s) = K_p + K_i \frac{s \cos(\omega_0 NT_c) - \omega_0 \cos(\omega_0 NT_c)}{s^2 + \omega_0^2} \quad (2.33)$$

Nell'espressione (2.33) il numero dei periodi di campionamento da compensare è indicato con N. Compensare due periodi di campionamento viene considerata la scelta ottimale [11].

## 2.4 Sistema di controllo completo

In Figura 2.3 è riportato lo schema a blocchi del sistema di controllo completo. Nella parte superiore è rappresentato lo schema di controllo dell'inverter principale, mentre nella parte inferiore quello relativo all'inverter secondario. Nel capitolo successivo saranno descritte più dettagliatamente le unità presenti in figura (tra cui l'osservatore di flusso di cui non si è ancora parlato) e i relativi modelli di implementazione in ambiente Simulink.

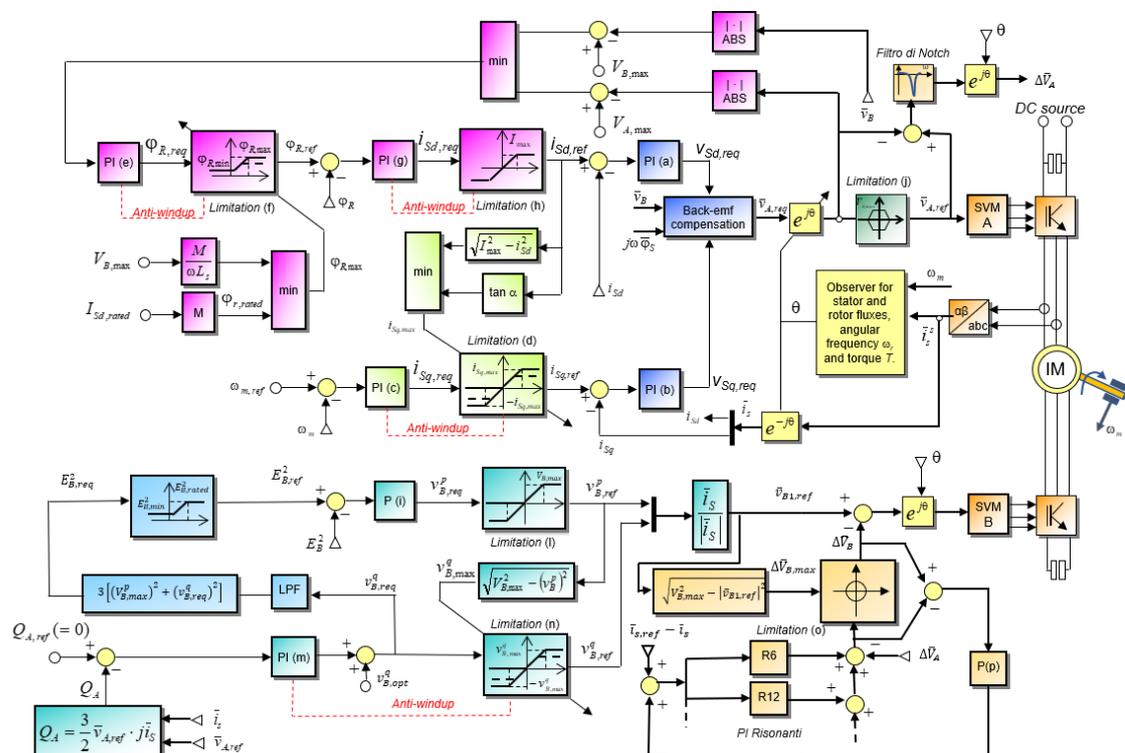


Figura 2.25 Schema di controllo completo del sistema.



## **Capitolo 3**

### **Modello di simulazione Simulink**

In questo terzo capitolo viene presentato il modello della simulazione implementato in ambiente Simulink. Esso ha lo scopo di simulare il comportamento del sistema reale al fine di verificare le prestazioni attese, prima di effettuare le prove sperimentali sull'azionamento vero e proprio. La simulazione è stata implementata sulla base del modello teorico e della logica di controllo presentati nei capitoli precedenti. Il modello di simulazione Simulink è associato a uno script di Matlab che contiene tutti i parametri necessari richiamati nel sistema: in esso sono definiti tutti i parametri relativi al motore asincrono, ai due convertitori statici, al carico e al sistema di controllo. In Figura 3.1 è riportato il modello completo della simulazione.

### 3 – Modello di simulazione Simulink

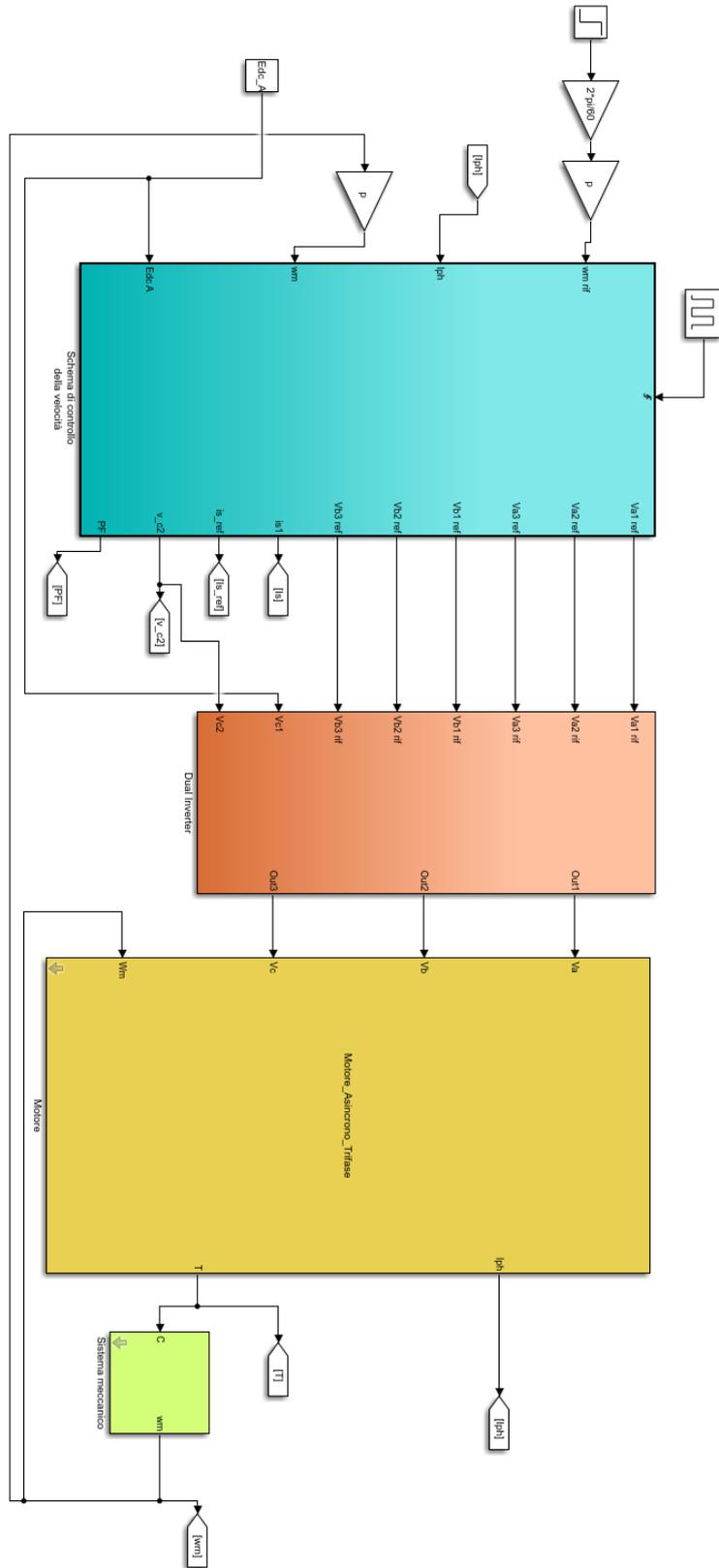


Figura 3.26 Modello di simulazione completo.

Per rendere più semplice la comprensione del modello, questo è stato suddiviso in 4 sottosistemi principali:

- sottosistema dello schema di controllo della velocità;
- sottosistema relativo ai due inverter;
- sottosistema della macchina asincrona;
- sottosistema del carico meccanico.

La struttura interna di ognuno di essi sarà descritta nei paragrafi successivi.

## **3.1 Modello dello schema di controllo della velocità**

Prima di illustrare il modello dello schema di controllo della velocità implementato in Simulink è opportuno fare una premessa su alcuni aspetti teorici di grande importanza.

Si desidera implementare il modello della simulazione in maniera tale da poter essere utilizzato anche durante le prove sperimentali. Come verrà chiarito nel quinto capitolo, queste ultime sono state realizzate tramite l'utilizzo di un ambiente di sviluppo denominato dSPACE. Risulta quindi necessario che il modello Simulink implementato si interfacci in maniera corretta con il controllore interno della scheda hardware del sistema dSPACE, al fine di poter essere utilizzato in entrambi le fasi di progetto. Perché ciò accada è indispensabile realizzare alcuni accorgimenti all'interno dello schema di controllo della velocità.

### **3.1.1 Implementazione in tempo discreto**

Innanzitutto il modello del sistema di controllo della velocità deve essere realizzato con metodo di integrazione a passo fisso (Fixed step) e tutti i blocchi all'interno di questo sottosistema devono essere compatibili con tale caratteristica. A tale scopo, essendo il resto del modello risolto con metodo di integrazione a passo variabile (Variable Step), è stato inserito all'interno di questo sottosistema il blocco Trigger controllato mediante un Pulse Generator impostato in accordo col periodo di commutazione. È possibile notare tale aspetto osservando il blocco viola in Figura 3.16.

Per quanto riguarda la discretizzazione degli elementi all'interno del sottosistema, è possibile scegliere tra i metodi di discretizzazione più comuni: il metodo di Eulero all'indietro, il metodo di Eulero in avanti, il metodo di Tustin trapezoidale e di 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.

<i>Metodo di discretizzazione</i>	<i>Equivalenza</i>
<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>	$s = \frac{\omega_0}{\tan\left(\frac{\omega_0 T_c}{2}\right)} \frac{z - 1}{z + 1}$

Tabella 3.1 Relazioni di discretizzazione di diversi metodi.

È stato inoltre necessario utilizzare gli elementi presenti nella sezione Discrete di Simulink, tra i quali i blocchi Unit Delay. Questi danno in uscita il valore assunto dalla grandezza in ingresso nell'intervallo precedente Un blocco Unit Delay è mostrato in Figura 3.2.

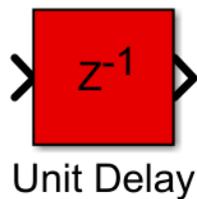


Figura 3.2 Blocco Unit Delay della libreria di Simulink.

Questi blocchi vengono inseriti in presenza di catene di retroazione per evitare possibili loop algebrici.

### 3.1.2 Regolatori in tempo discreto

Al fine di comprendere lo schema di controllo è necessario descrivere le modalità utilizzate per implementare in tempo discreto i regolatori proporzionali-integrali e proporzionali-integrali risonanti. Un generico schema di controllo in retroazione basato su un regolatore PI è mostrato in Figura 3.3.

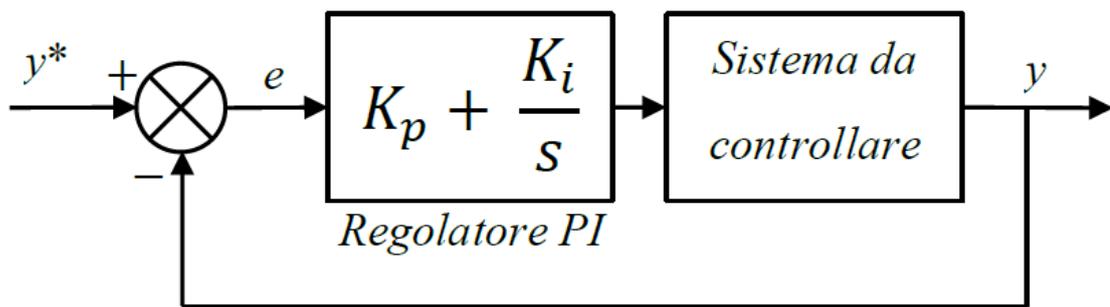


Figura 3.3 Schema di controllo in retroazione di un sistema basato su un regolatore PI.

Per l'implementazione in tempo discreto dei regolatori ci sono diverse possibilità. Nella simulazione utilizzata essi sono stati implementati analiticamente per mezzo di blocchi MATLAB Function, con opportune funzioni richiamabili da Simulink. Per quanto riguarda un regolatore proporzionale-integrale, non vi sono differenze apprezzabili nelle prestazioni dei metodi di discretizzazione citati precedentemente. Si è scelta, per semplicità di implementazione del codice, la tecnica di Eulero all'indietro, mostrata in Figura 3.4.

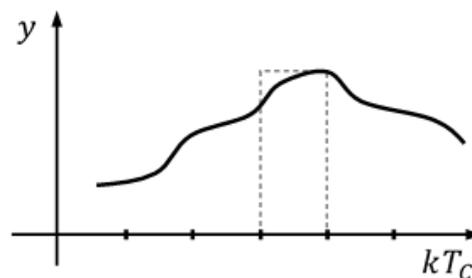


Figura 3.4 Metodo di Eulero all'indietro.

Per questo metodo l'equivalenza dal dominio di Laplace al dominio discreto è la seguente:

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

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

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

Dalla (3.2) si ricava facilmente la funzione di trasferimento del regolatore nel dominio discreto  $z$ .

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

Sviluppando quest'ultima equazione fratta si ottiene:

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

Applicando le proprietà della trasformata Zeta, è possibile scrivere le corrispondenze tra una generica funzione  $x(z)$  nella variabile discreta  $z$  ed i suoi valori discretizzati nei vari istanti di campionamento  $k$ :

$$\begin{cases} xz^{-1} = x_{k-1} \\ xz^0 = x_k \\ xz^1 = x_{k+1} \\ xz^2 = x_{k+2} \\ xz^n = x_{k+n} \end{cases} \quad (3.5)$$

Dividendo la (3.4) per  $z$  si può esplicitare l'uscita all'istante  $k$ -esimo e ottenere un'espressione facilmente implementabile in codice Matlab.

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

L'uscita dei regolatori sarà spesso saturata ed è quindi necessario realizzare anche l'anti-windup all'interno del codice Matlab dei regolatori. Per fare ciò occorre aggiornare l'errore in ingresso al PI nel caso l'uscita superi i limiti di saturazione:

- se  $y_k > \max$  (limite di saturazione superiore):

$$e_k = (\max - y_{k-1} + K_p e_{k-1}) / (K_p + K_i T_c)$$

- se  $y_k < \min$  (limite di saturazione inferiore):

$$e_k = (\min - y_{k-1} + K_p e_{k-1}) / (K_p + K_i T_c)$$

In Figura 3.5 si può osservare la struttura Simulink di uno dei regolatori PI presenti all'interno del modello realizzato mediante una MATLAB Function.

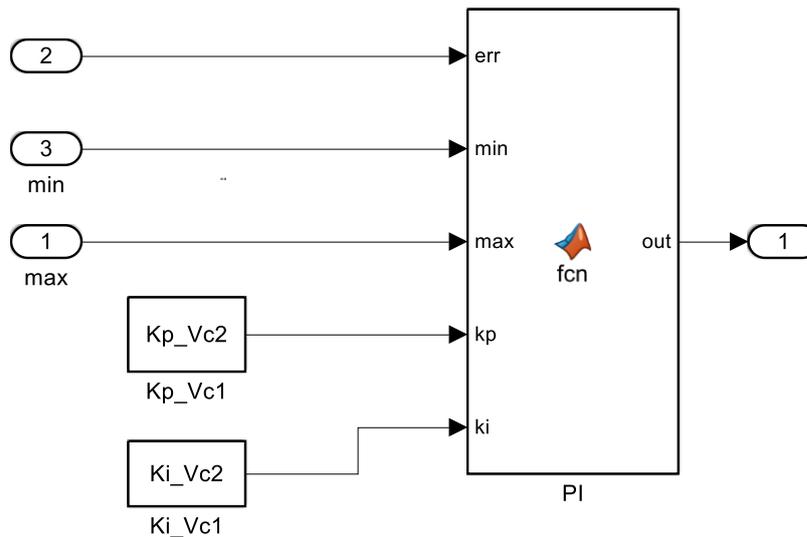


Figura 3.5 Modello di un regolatore proporzionale-integrale con blocco MATLAB Function.

All'interno del blocco è implementata l'equazione (3.6) e le condizioni di anti-windup sopradescritte, come mostrato in Figura 3.6.

```
function out = fcn(err,min,max,kp,ki,Tc)
persistent out_p
persistent err_p
persistent start

if (isempty(start))
    start=1;
    err_p=0;
    out_p=0;
end

out=out_p+kp*(err-err_p)+ki*err*Tc;

if out>max
    out=max;
    err=(max-out_p+(kp*err_p))/(kp+(ki*Tc));
elseif out<min
    out=min;
    err=(min-out_p+(kp*err_p))/(kp+(ki*Tc));
end

out_p=out;
err_p=err;
```

Figura 3.6 Script all'interno della MATLAB Function del regolatore PI.

La funzionalità anti-windup è stata applicata a tutti i regolatori PI presenti nello schema di controllo della velocità.

Per quanto riguarda i regolatori PIR riprendiamo l'espressione della funzione di trasferimento 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 regolatori si può apprezzare una differenza nelle prestazioni in base al tipo di metodo di discretizzazione che si adotta. Se non si opta per il metodo di Tustin con pre-warping, nel passaggio dal dominio continuo a quello discreto, è possibile constatare uno spostamento della frequenza di risonanza effettiva rispetto a quella desiderata [11]. In Figura 3.7 viene mostrato questo effetto nel confronto tra il metodo di Tustin con pre-warping e il metodo di Tustin trapezoidale.

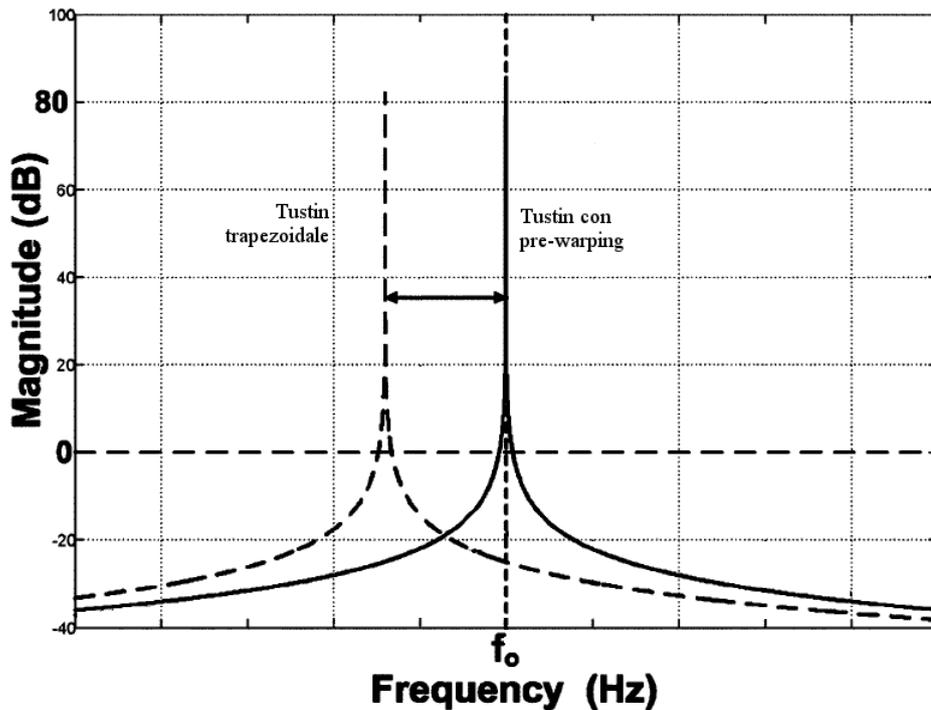


Figura 3.7 Effetto sul valore della frequenza di risonanza del metodo di discretizzazione scelto.

L'utilizzo della tecnica Tustin con pre-warping permette di ottenere il picco di risonanza in corrispondenza della frequenza di risonanza desiderata, indicata in figura con  $f_0$ .

In Tabella 3.1 si può vedere la relazione di equivalenza dal dominio di Laplace al dominio discreto del metodo di Tustin con pre-warping:

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

Sostituendo la (3.8) nella (3.7) si giunge, dopo alcuni passaggi matematici, alla seguente espressione:

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

dove:

$$k_1 = -1$$

$$k_2 = 2 \cos(T_c \omega_0)$$

$$k_3 = \frac{-K_i \sin(\varphi) + 2K_p \omega_0 + K_i \sin(\varphi - T_c \omega_0)}{2\omega_0} \quad (3.10)$$

$$k_4 = \frac{-2K_i \sin(\varphi) + K_i \sin(\varphi - T_c \omega_0) + K_i \sin(\varphi + T_c \omega_0) - 4K_p \omega_0 \cos(T_c \omega_0)}{2\omega_0}$$

$$k_5 = \frac{-K_i \sin(\varphi) + 2K_p \omega_0 + K_i \sin(\varphi - T_c \omega_0)}{2\omega_0}$$

Con il termine  $\varphi$  si fa riferimento a  $\omega_0 N T_c$ . La struttura Simulink dei regolatori PIR può essere implementata in maniera del tutto analoga a quella mostrata in Figura 3.5. All'interno della MATLAB Function viene inserito il codice appena descritto.

### 3.1.3 Taratura dei regolatori

Per tarare i regolatori è stato usato lo strumento SISOTool integrato in Matlab. Questo strumento, noti i parametri di macchina e del carico, permette di trovare i coefficienti proporzionali e integrali analizzando i diagrammi di Bode dei sistemi in retroazione e visualizzandone la risposta a gradino. La logica che è stata utilizzata è quella classica descritta dalla teoria dei controlli applicata agli azionamenti elettrici. Ad esempio, il regolatore di corrente dell'inverter A, il cui anello di regolazione è mostrato in Figura 3.8, è stato tarato in modo da applicare il metodo di cancellazione polo-zero: è stato scelto lo zero del regolatore uguale al polo elettrico della macchina.

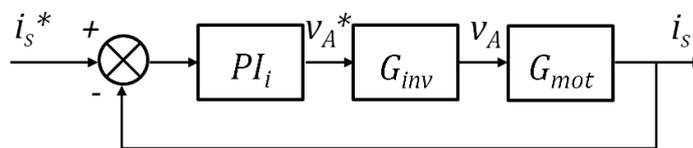


Figura 3.8 Anello di regolazione della corrente dell'inverter principale.

Il regolatore di velocità, il cui anello è indicato in Figura 3.9, è stato tarato in modo da inserire uno zero circa una decade prima del polo meccanico del carico, così da ottimizzare il comportamento del controllo.

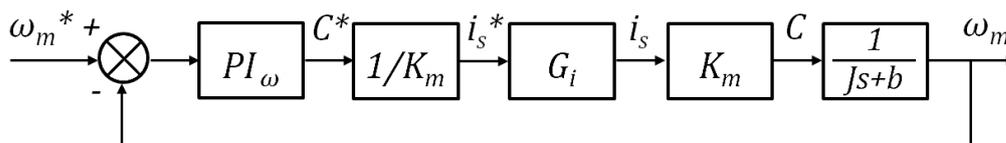


Figura 3.9 Anello di regolazione della velocità.

### 3.1.4 Osservatore di flusso in tempo discreto

Il sistema di controllo ad orientamento di campo rotorico è basato sulla stima della posizione del flusso rotorico, ovvero sulla determinazione dell'angolo che individua la sua posizione angolare nel sistema di riferimento bifase stazionario. Tale operazione può essere eseguita con differenti metodi, tra i quali i più diffusi sono [9]:

- metodo con misura delle correnti e delle tensioni statoriche;
- metodo con misura delle correnti statoriche e della velocità di rotazione meccanica.

L'osservatore di flusso implementato utilizza la misura delle correnti statoriche e della velocità meccanica. Note queste grandezze, attraverso opportune trasformazioni di Clarke e di Park, si possono scrivere le seguenti equazioni di rotore, scritte nel sistema di riferimento bifase sincrono con il rotore ed ottenute dalle classiche equazioni di macchina:

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

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

Esplicitando la corrente rotorica dalla (3.12) si ottiene:

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

La (3.13) viene sostituita nella (3.11):

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

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

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

Determinato il flusso rotorico, lo si porta dal riferimento rotorico a quello statorico ed è quindi possibile scrivere:

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

$\theta_{\varphi r}$  è l'angolo che individua la posizione angolare relativa del flusso rotorico, da noi ricercato. Poiché il sistema di controllo deve essere implementato in tempo discreto, la (3.15) deve essere discretizzata secondo uno dei metodi esposti, ad esempio Eulero all'indietro, ottenendo:

$$\varphi_k = \frac{\tau_r}{T_c + \tau_r} \varphi_{k-1} + \frac{MT_c}{T_c + \tau_r} i_k \quad (3.17)$$

In Figura 3.10 viene mostrato lo schema Simulink relativo all'osservatore di flusso appena descritto. All'interno della MATLAB Function denominata Rotor Flux Observer è stata implementata l'espressione (3.17). All'interno dello stesso modello è stato previsto il calcolo del flusso statorico, del modulo e dell'angolo del flusso rotorico e della velocità angolare del flusso rotorico. Per determinare quest'ultima si vuole evitare la derivazione diretta di  $\theta_{\varphi r}$  perché, per come l'angolo è stato calcolato, questo presenta inevitabilmente delle discontinuità. La procedura per il calcolo della velocità angolare passa per la definizione del versore del flusso rotorico e della sua derivata [10].

$$\widehat{\varphi}_r^s = \frac{\overline{\varphi}_r^s}{|\overline{\varphi}_r|} = e^{j\theta_{\varphi r}} \quad (3.18)$$

$$\frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} = \frac{d(e^{j\theta_{\varphi r}})}{dt} = j \frac{d\theta_{\varphi r}}{dt} e^{j\theta_{\varphi r}} = j\omega_{\varphi r} \widehat{\varphi}_r^s \quad (3.19)$$

Esplicitando la  $\omega_{\varphi r}$  si ottiene:

$$\omega_{\varphi r} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \frac{1}{j\widehat{\varphi}_r^s} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \frac{(j\widehat{\varphi}_r^s)^*}{|\widehat{\varphi}_r^s|^2} = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} (j\widehat{\varphi}_r^s)^* \quad (3.20)$$

La velocità angolare deve essere ovviamente un valore reale. Sfruttando una proprietà del prodotto scalare si può scrivere:

$$\omega_{\varphi r} = \Re_e \left[ \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} (j\widehat{\varphi}_r^s)^* \right] = \frac{d\widehat{\varphi}_r^s}{dt} \cdot j\widehat{\varphi}_r^s \quad (3.21)$$

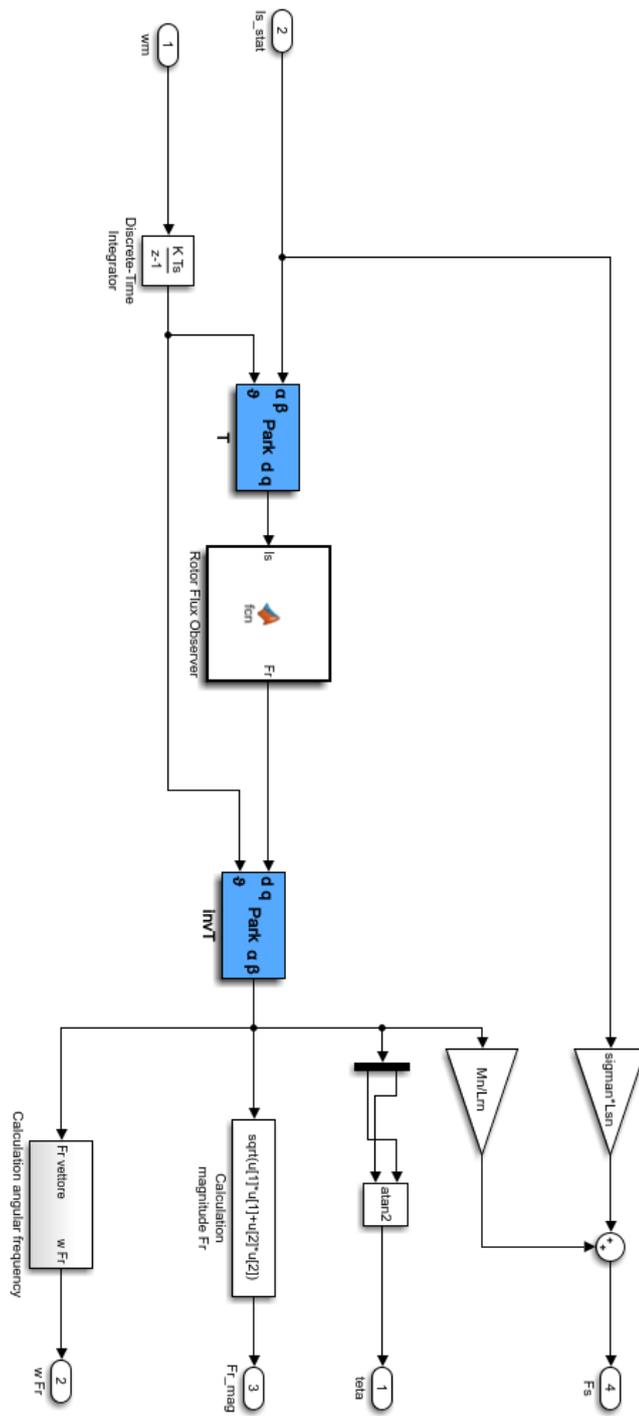


Figura 3.10 Modello Simulink dell'osservatore di flusso.

La Figura 3.11 illustra il modello per il calcolo della velocità angolare. Per l'implementazione della derivata in tempo discreto del versore del flusso rotorico si è adottato il metodo di Eulero all'indietro.

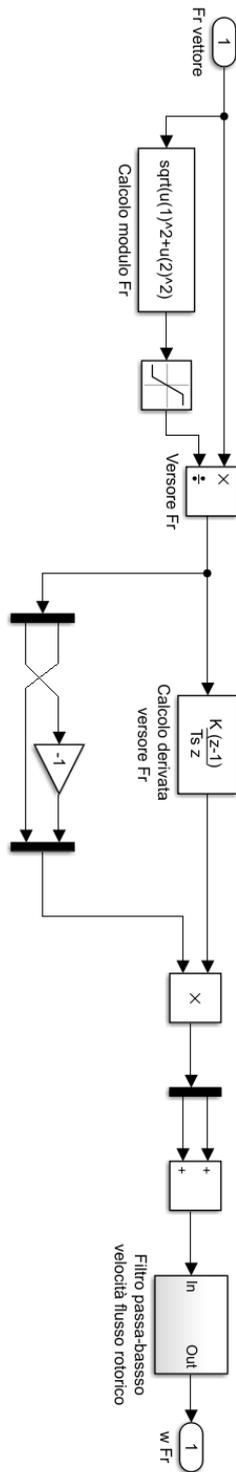


Figura 3.11 Modello Simulink per il calcolo della velocità angolare del flusso.

### 3.1.5 Descrizione del modello

In ingresso al sottosistema di controllo della velocità giungono le tre correnti statoriche di fase, prelevate dalla macchina asincrona. I primi elementi da descrivere, mostrati in Figura 3.12, sono i blocchi di trasformazione di Clarke e di Park che hanno lo scopo di portare le correnti nel sistema bifase rotante sincrono col flusso rotorico, in accordo con la teoria.

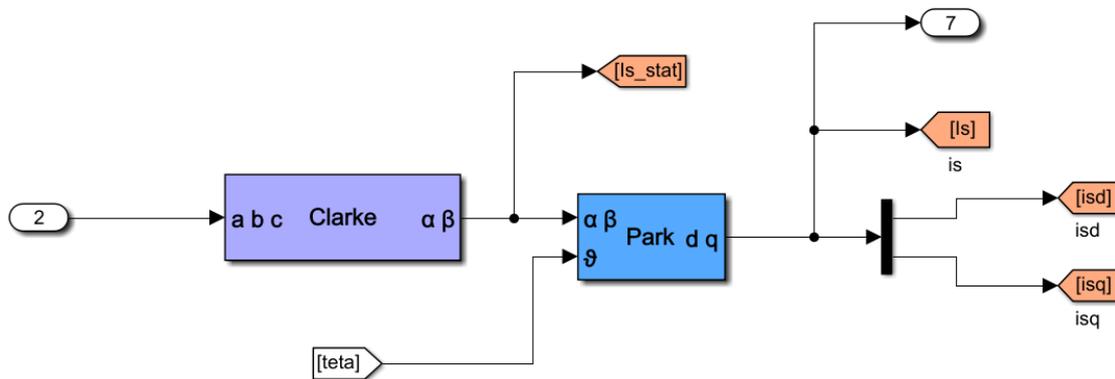


Figura 3.12 Modello dei sistemi di trasformazione di Clarke e di Park delle correnti.

Si ricorda che, partendo da un sistema trifase, le trasformazioni di Clarke e di Park vengono svolte applicando due matrici, i cui modelli Simulink sono indicati in Figura 3.13 e Figura 3.14.

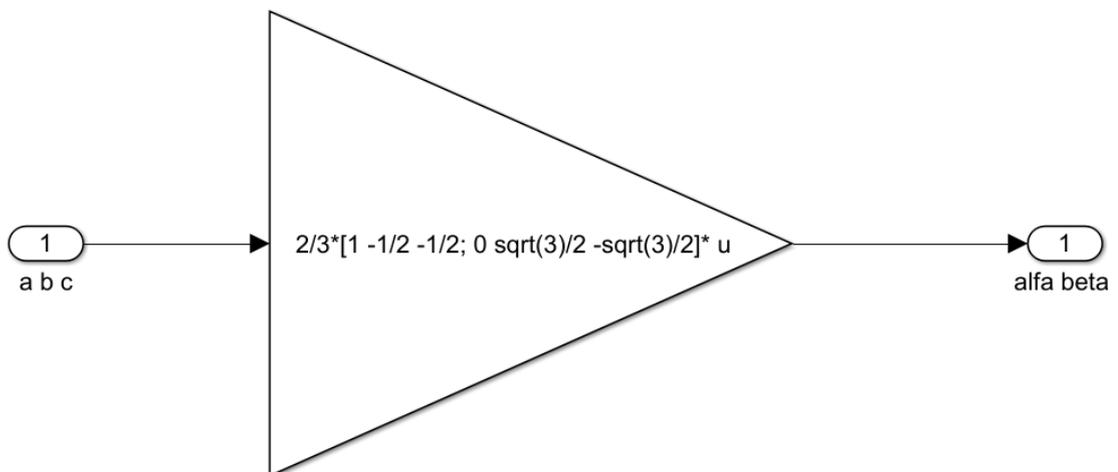


Figura 3.13 Modello Simulink della matrice di trasformazione di Clarke.

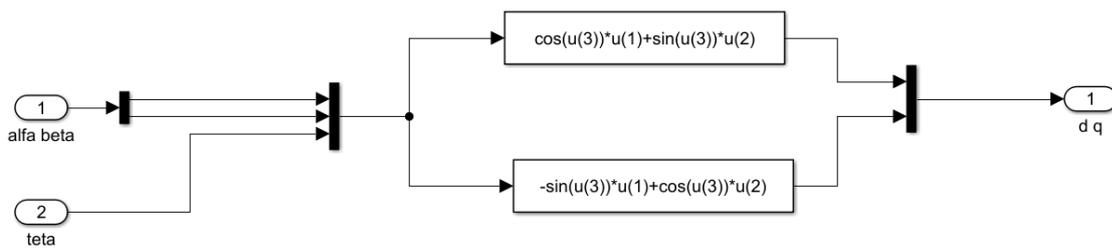


Figura 3.14 Modello Simulink della matrice di trasformazione di Park.

In Figura 3.15 è riportata la prima parte dello schema implementato per l’inverter principale. Si possono apprezzare i rami caratterizzati dai 5 regolatori proporzionali-integrali, descritti nel capitolo precedente, che permettono di ricavare i valori delle componenti di tensione  $v_{Ad}$  e  $v_{Aq}$  da richiedere all’inverter. In uscita dai regolatori di tensione, raggruppati in un unico blocco, si può notare anche il segnale del vettore di tensione richiesto prima della saturazione dei regolatori. L’errore di questo segnale, rispetto al massimo valore della tensione dell’inverter A, finisce in ingresso al regolatore che controlla il valore del flusso rotorico di riferimento. Questo perché se in ingresso a questo regolatore si mandasse l’errore della tensione richiesta dopo la saturazione, la macchina non deflusserebbe mai a causa dell’inverter principale.

I modelli per il calcolo del limite della corrente di asse d, del limite della corrente di asse q e delle forze contro elettromotrici da compensare in avanti ai regolatori di tensione sono mostrati rispettivamente in Figura 3.16, 3.17 e 3.18.



### 3 – Modello di simulazione Simulink

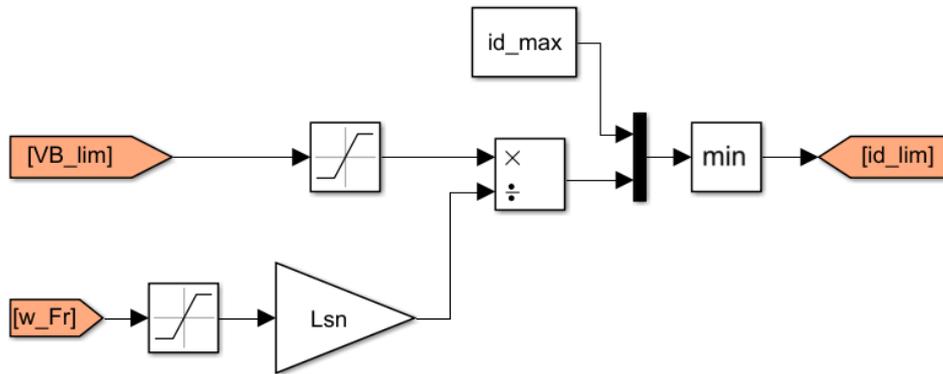


Figura 3.16 Modello per il calcolo del limite della corrente di asse d.

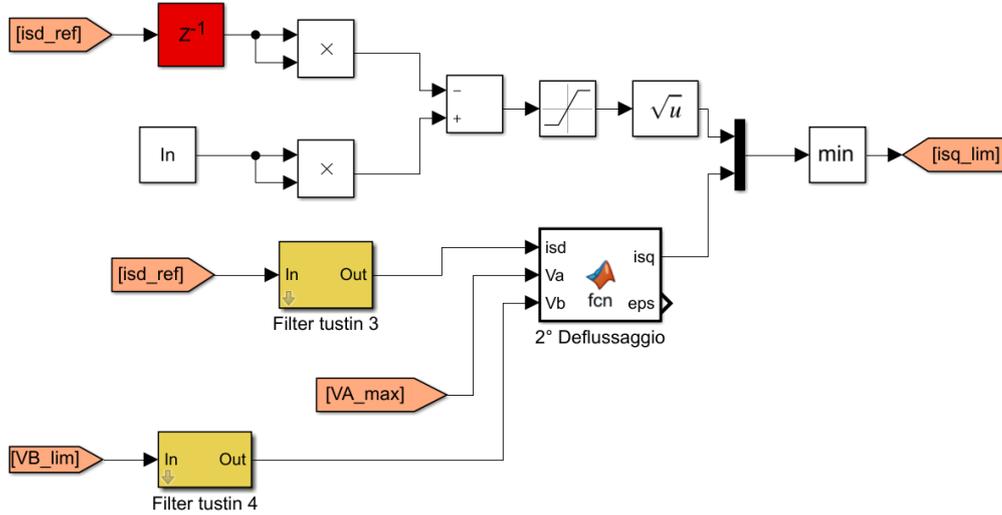


Figura 3.17 Modello per il calcolo del limite della corrente di asse q.

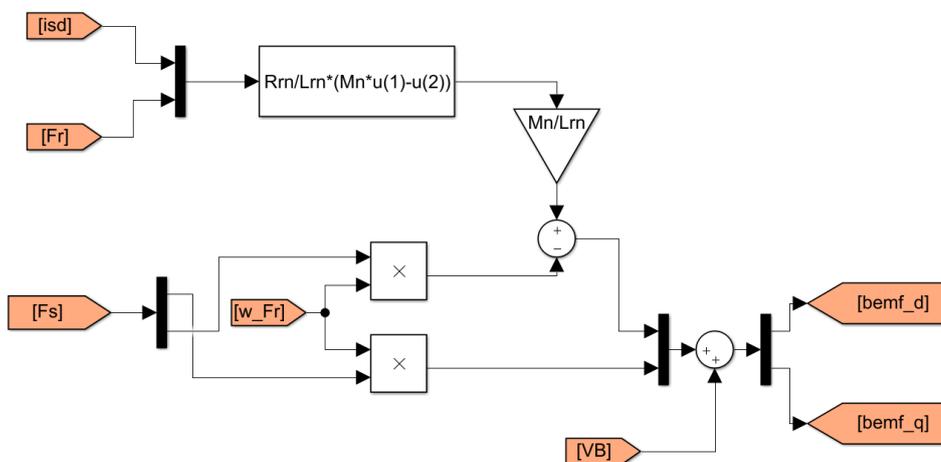


Figura 3.18 Modello per il calcolo delle forze controelettromotrici.



### 3 – Modello di simulazione Simulink

```

function V_out = Bolognani(in,edc)
V_out=zeros(2,1);
v_in=(in(1)+1i*in(2))/edc;
ph=angle(v_in);
mag=abs(v_in);
if ph<0
    ph=ph+2*pi;
end
ph_1=ph-floor(ph/(pi/3))*pi/3;
sec=floor(ph/(pi/3))+1;
v_out=v_in;
if mag <= 1/sqrt(3)
    v_out=v_in;
end
if mag >= 2/3
    if ph_1 < pi/6
        v_out=2/3*exp(1i*((sec-1)*pi/3));
    else
        v_out=2/3*exp(1i*(sec*pi/3));
    end
end
if 1/sqrt(3) < mag && mag < 2/3
    if ph_1 < pi/6
        alpha=asin(1/(sqrt(3)*mag))-pi/3;
        if ph_1 < alpha
            v_out=v_in;
        else
            v_out=2/3*exp(1i*(alpha+(sec-1)*pi/3));
        end
    else
        alpha=2/3*pi-asin(1/(sqrt(3)*mag));
        if ph_1 > alpha
            v_out=v_in;
        else
            v_out=2/3*exp(1i*(alpha+(sec-1)*pi/3));
        end
    end
end
end
V_out(1)=real(v_out*edc);
V_out(2)=imag(v_out*edc);

```

Figura 3.20 Script di Matlab della modulazione di Bolognani.

Per passare dal sistema di riferimento bifase rotante al sistema di riferimento bifase stazionario e successivamente a quello trifase sono necessarie le matrici di trasformazione inversa di Park e di Clarke, rispettivamente mostrate in Figura 3.21 e Figura 3.22.

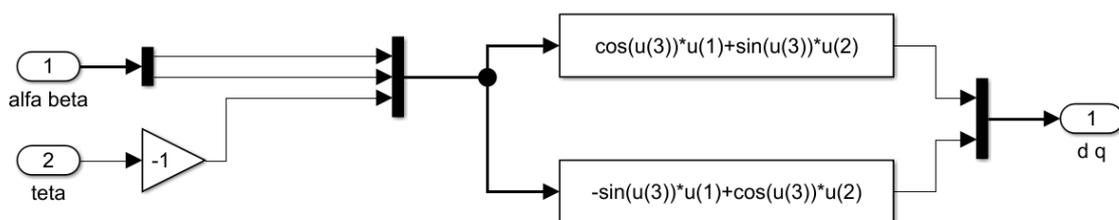


Figura 3.21 Modello Simulink della matrice di trasformazione inversa di Park.

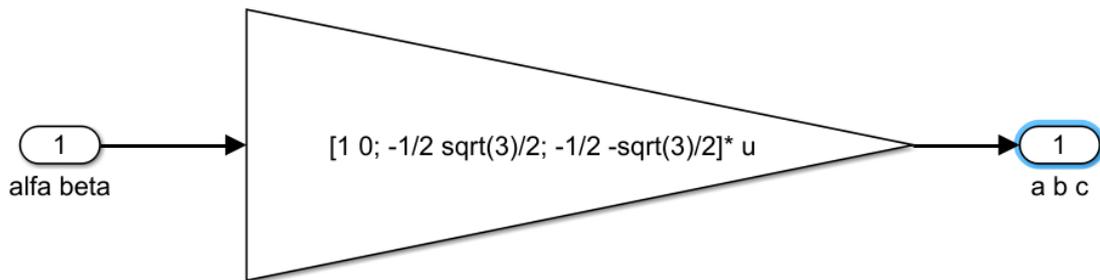


Figura 3.22 Modello Simulink della matrice di trasformazione inversa di Clarke.

Per quanto riguarda il sistema di controllo dell'inverter secondario si può vedere in Figura 3.23 come l'implementazione sia fedelmente basata sulle considerazioni svolte nei capitoli precedenti. Il modello presenta il regolatore proporzionale-integrale della componente  $\bar{v}_B$  parallela al vettore  $\bar{i}_s$ . Questo regolatore regola la tensione del condensatore flottante in base alla componente di tensione  $\bar{v}_B$  ortogonale al vettore  $\bar{i}_s$  ( $v_B^q$ ) richiesta e a un margine di tensione fissato per garantire una buona dinamica del sistema di controllo [13]. Nella parte inferiore del modello si ha il ramo di controllo della componente  $v_B^q$ , utile alla regolazione della potenza reattiva dell'inverter principale. Si può osservare il blocco per il calcolo della  $v_{B,opt}^q$  che viene compensata in avanti al PI. La soglia di saturazione di questo regolatore è calcolata in base al valore richiesto per regolare la tensione del bus DC, in quanto il sistema può funzionare a fattore di potenza non unitario ma non è ammissibile perdere il controllo sulla tensione del condensatore. In Figura 3.23 si possono apprezzare anche i regolatori proporzionali-integrali risonanti adibiti alla compensazione delle armoniche di disturbo generate dalla sovramodulazione dell'inverter principale. In Figura 3.24 si può vedere come sono stati implementati due regolatori PIR con pulsazione di risonanza pari a 6 e a 12 volte la pulsazione fondamentale, per annullare la quinta, settima, undicesima e tredicesima armonica di corrente. Per migliorare il comportamento dinamico dell'azionamento in fase di avviamento si è deciso di moltiplicare l'errore di corrente in ingresso ai regolatori PIR per una funzione algebrica che varia linearmente con la velocità di rotazione; essa assume valore nullo a velocità nulla e valore unitario alla velocità di 100 giri al minuto. In questo il banco di regolatori PIR viene escluso a velocità nulla mentre entra a pieno regime alla velocità di rotazione di 100 giri/minuto. La tensione in uscita dai regolatori risonanti viene poi saturata. Essa è limitata alla tensione ancora disponibile per l'inverter B, calcolata come differenza tra il valore massimo producibile e la tensione richiesta dagli altri due rami visti in precedenza. In questo modo si garantisce la priorità al controllo della tensione del condensatore e al mantenimento del fattore di potenza dell'inverter A al valore unitario: la compensazione armonica viene svolta solo se l'inverter B ha ancora tensione disponibile.



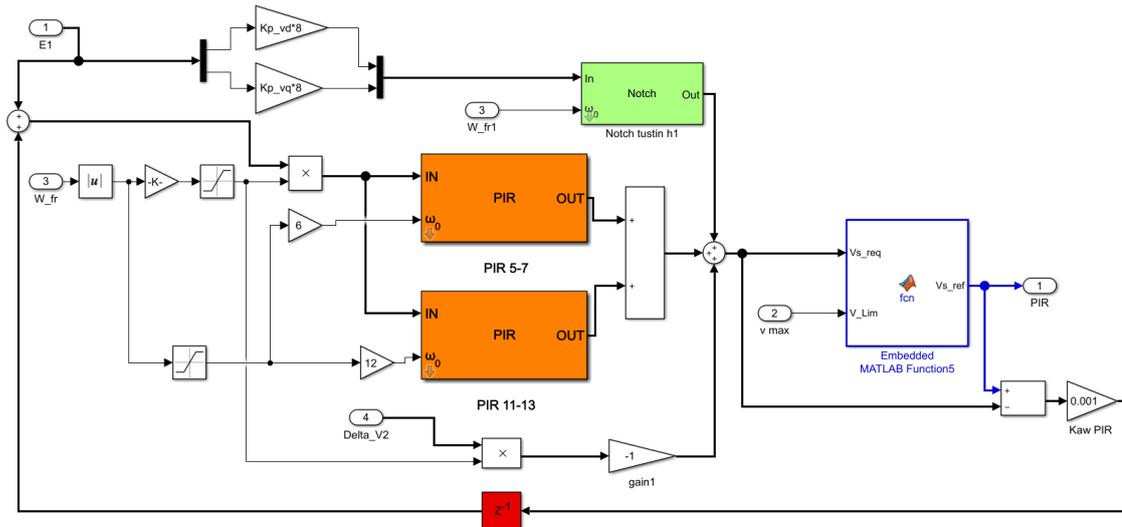


Figura 3.24 Modello dei regolatori risonanti.

All'interno del sottosistema di controllo della velocità sono implementati, oltre all'osservatore di flusso descritto nel paragrafo 3.1.4, anche un modello per il calcolo del fattore di potenza dell'inverter principale e un modello che simula il comportamento del condensatore flottante, mostrati rispettivamente in Figura 3.25 e in Figura 3.26.

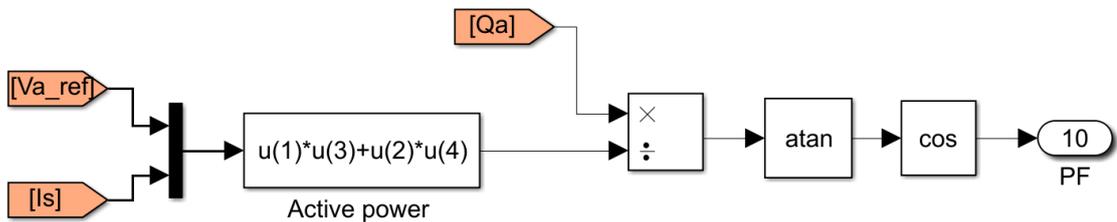


Figura 3.25 Modello per il calcolo del fattore di potenza dell'inverter A.

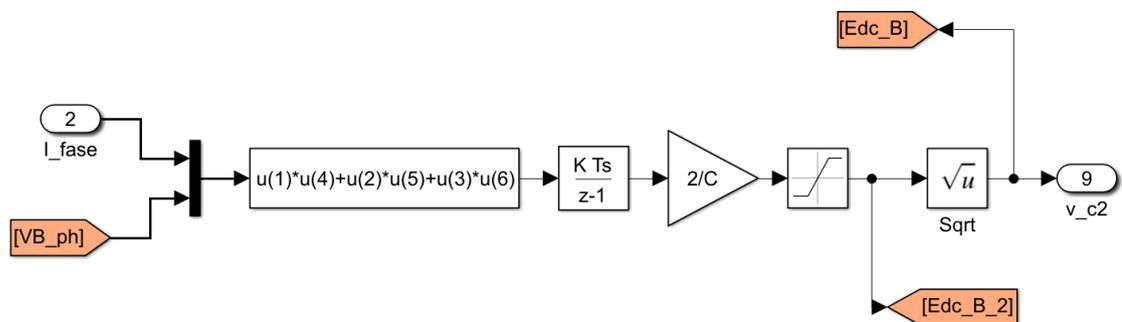


Figura 3.26 Modello del bus DC dell'inverter secondario.

Il fattore di potenza si calcola una volta ricavate la potenza attiva e la potenza reattiva scambiate dall'inverter principale:

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

$$Q_A = \frac{3}{2} \overline{v_A} \cdot j\overline{i_s} \quad (3.23)$$

$$\cos \varphi = \cos \left( \tan^{-1} \frac{Q_A}{P_A} \right). \quad (3.24)$$

La tensione sul condensatore è ricavata a partire dalla potenza istantanea che interessa l'inverter B:

$$p_B = i_1 v_{B1} + i_2 v_{B2} + i_3 v_{B3} \quad (3.25)$$

Trascurando le perdite dell'inverter, si può dire che questa potenza appena calcolata è la potenza scambiata dal condensatore flottante. L'energia di quest'ultimo è quindi calcolabile integrando  $p_B$ . L'integratore in tempo discreto in questo caso adotta il metodo di Eulero in avanti.

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

Si può quindi esprimere la tensione del bus DC dell'inverter B come:

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

## 3.2 Modello dei due inverter

Nel sottosistema rosso di Figura 3.1 si trova il modello relativo ai due inverter. Questo è stato implementato considerando i due inverter ideali, cioè senza reali interruttori statici in commutazione durante il funzionamento. Durante la simulazione sono quindi trascurate le perdite di switching e di conduzione degli interruttori. Da Figura 3.27 si può dedurre che la tecnica di controllo scelta per entrambi i convertitori è la modulazione a sette intervalli simmetrica.

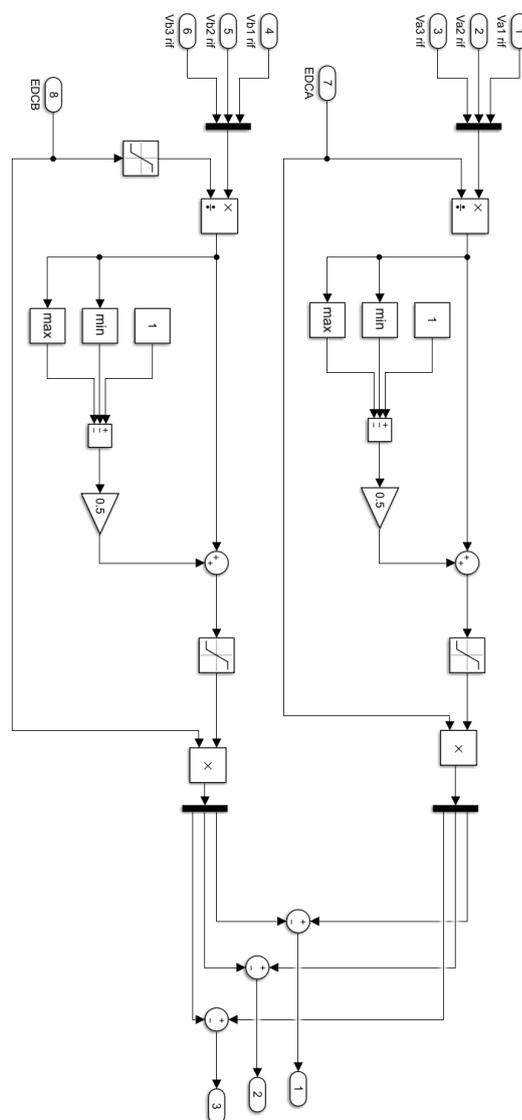


Figura 3.27 Modello Simulink dei due inverter: inverter A sopra e inverter B sotto.

Dalla teoria dei convertitori statici, per la tecnica di modulazione a sette intervalli simmetrica, le 3 modulanti e la componente omopolare sono calcolate nel seguente modo:

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

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

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

### 3.3 Modello della macchina asincrona

Il modello della macchina asincrona è contenuto del sottosistema giallo di Figura 3.1. Questo è realizzato nel sistema bifase stazionario, come mostrato in Figura 3.28, ed è perciò necessario cambiare il sistema trifase delle tensioni per mezzo di una trasformazione di Clarke e tornare al sistema trifase alla fine del modello attraverso una trasformazione inversa di Clarke.

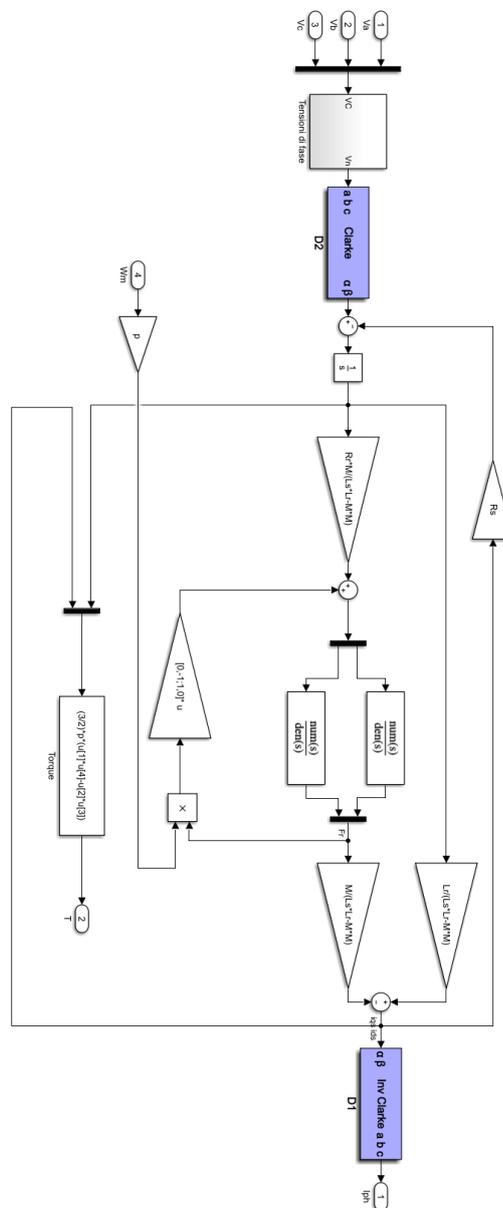


Figura 3.28 Modello della macchina asincrona.

Prima di eseguire la trasformazione si devono calcolare le tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina a partire dalla differenza tra le tensioni di polo dei due inverter. In accordo con le equazioni (1.23) si può scrivere:

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

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

Per comprendere le (3.31) si deve ricordare che il carico è supposto simmetrico e che quindi il termine  $(v_1 + v_2 + v_3)$  risulta essere nullo. In Figura 3.29 è riportato il modello che svolge queste operazioni.

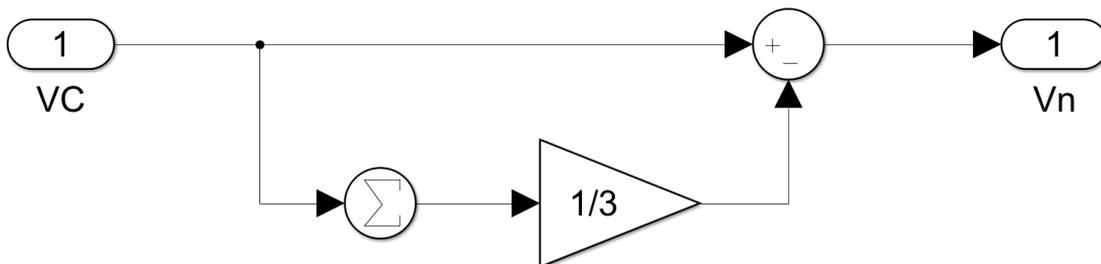


Figura 3.29 Modello del sistema di calcolo delle tensioni ai capi degli avvolgimenti di macchina.

### 3.4 Modello del carico meccanico

Il sistema meccanico, mostrato in Figura 3.30, è descritto dalla seguente equazione:

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

dove i vari simboli hanno i seguenti significati:

$C_m$	coppia motrice;
$C_r$	coppia resistente;
$K_r$	costante di coppia resistente;
$\omega_m$	velocità di rotazione meccanica;
$J_m$	momento d'inerzia del motore;
$J_c$	momento d'inerzia del carico.

La coppia resistente ha quindi un andamento lineare in funzione della velocità meccanica.

Questo sottosistema, apprezzabile in verde chiaro in Figura 3.1, accetta in ingresso il segnale di coppia in uscita dal modello della macchina asincrona e restituisce il valore della velocità di rotazione meccanica.

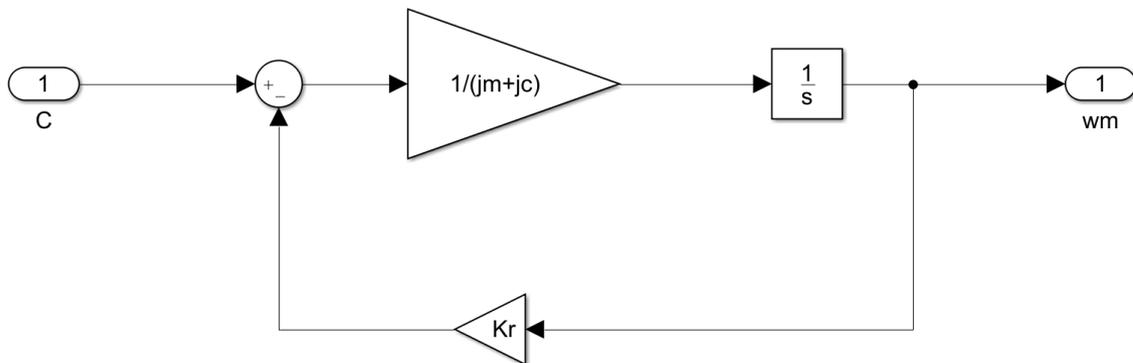


Figura 3.30 Modello del sistema meccanico.



## **Capitolo 4**

### **Risultati delle simulazioni**

In questo capitolo sono mostrati i risultati delle simulazioni numeriche svolte grazie alla logica di controllo e al modello Simulink descritti nei capitoli precedenti. Questa fase preliminare consente di verificare l'affidabilità del modello, la bontà delle ipotesi fatte e di stimare qualitativamente il comportamento che avrà l'azionamento reale. Si sono svolte le simulazioni cercando di riprodurre il più fedelmente possibile il sistema che verrà adottato durante le prove sperimentali. Per questo motivo i parametri del motore e del carico utilizzati in simulazione sono quelli ottenuti da prove di caratterizzazione sul banco reale. La simulazione Simulink richiama uno script di Matlab contenente tutte le variabili e le grandezze in gioco: i parametri del carico, le grandezze limite dell'azionamento, i parametri del motore asincrono e i coefficienti relativi al sistema di controllo. I principali parametri dello script di Matlab sono indicati in Tabella 4.1.

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Induttanza statorica	$L_s$	0.1127	H
Induttanza rotorica	$L_r$	0.1127	H
Mutua Induttanza	M	0.1050	H
Coefficiente di dispersione totale	$\sigma$	0.1314	-
Resistenza statorica	$R_s$	1	$\Omega$
Resistenza rotorica	$R_r$	1.22	$\Omega$
Coppie di poli	p	2	-
Corrente d'asse d nominale	$i_{sdn}$	5.7735	A
Flusso rotorico nominale	$\varphi_{rn}$	0.6062	Wb
Momento d'inerzia della macchina	$J_m$	0.03	$K_g \cdot m^2$
Tensione bus DC inverter A	$E_A$	150	V
Capacità condensatore bus DC inverter B	C	0.0022	F
Periodo di commutazione	$T_c$	$100 \cdot 10^{-6}$	s
Momento d'inerzia carico	$J_c$	0.19	$K_g \cdot m^2$
Momento d'inerzia totale	J	0.22	$K_g \cdot m^2$
Costante di coppia resistente	$K_r$	0.000023	$N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1}$
Coefficiente proporzionale tensione asse d	$K_{p,vd}$	7.4	$V \cdot A^{-1}$
Coefficiente integrale tensione asse d	$K_{i,vd}$	500	$V \cdot A^{-1} \cdot s^{-1}$
Coefficiente proporzionale tensione asse q	$K_{p,vq}$	7.4	$V \cdot A^{-1}$
Coefficiente integrale tensione asse q	$K_{i,vq}$	500	$V \cdot A^{-1} \cdot s^{-1}$
Coefficiente proporzionale velocità	$K_{p,\omega}$	1.65	$A \cdot s \cdot rad^{-1}$
Coefficiente integrale velocità	$K_{i,\omega}$	0.5	$A \cdot rad^{-1}$
Coefficiente proporzionale flusso	$K_{p,\varphi_r}$	0.036	$Wb \cdot V^{-1}$
Coefficiente integrale flusso	$K_{i,\varphi_r}$	2.4	$Wb \cdot V^{-1} \cdot s^{-1}$
Coefficiente proporzionale tensione bus DC B	$K_{p,Vc2}$	0.001	-
Coefficiente integrale tensione bus DC B	$K_{i,Vc2}$	0.001	$s^{-1}$
Coefficiente proporzionale corrente asse d	$K_{p,id}$	36.94	$A \cdot Wb^{-1}$
Coefficiente integrale corrente asse d	$K_{i,id}$	400	$A \cdot Wb^{-1} \cdot s^{-1}$
Coefficiente proporzionale potenza reattiva A	$K_{p,Qa}$	0.005	$A^{-1}$
Coefficiente integrale potenza reattiva A	$K_{i,Qa}$	0.5	$A^{-1} \cdot s^{-1}$
Coefficiente proporzionale PIR	$K_{p,PIR}$	59.2	$V \cdot A^{-1}$
Coefficiente integrale PIR	$K_{i,PIR}$	500	$V \cdot A^{-1} \cdot s^{-1}$

Tabella 4.1 Parametri dello script di Matlab per le simulazioni numeriche (seconda parte).

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 imponendo al modello un riferimento di velocità a gradino di ampiezza pari a 2500 giri al minuto, 3 secondi dopo l'inizio della simulazione.

La coppia resistente è proporzionale alla velocità mediante la costante  $K_r$  indicata in Tabella 4.1.

In Figura 4.1 è mostrato l'andamento della velocità del motore in risposta al gradino richiesto. Si vede che il motore raggiunge i 2500 rpm in circa 3 secondi.

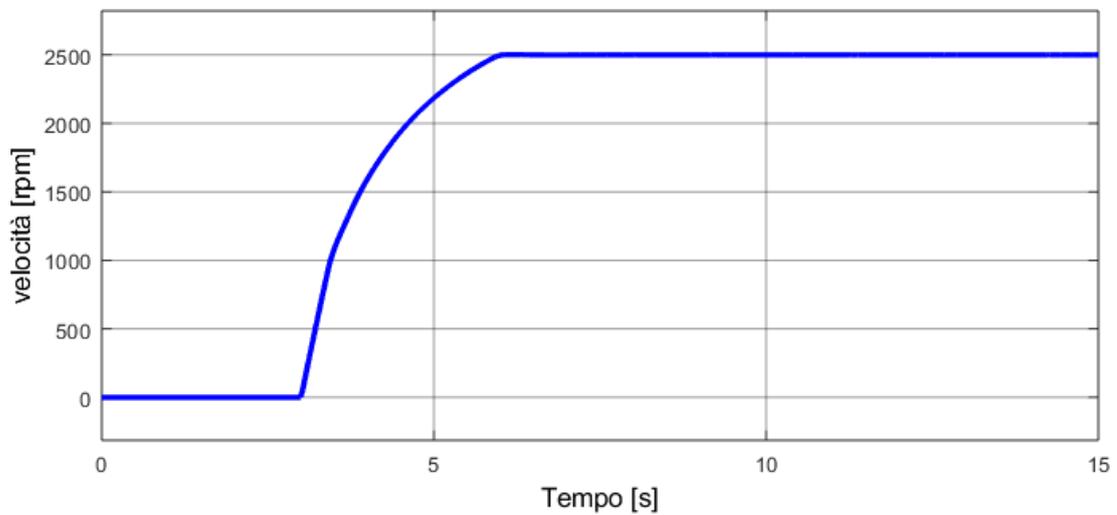


Figura 4.1 Velocità di rotazione meccanica espressa in giri al minuto.

In Figura 4.2 viene mostrato l'andamento della curva di coppia elettromagnetica erogata, il massimo è di circa 14 Nm.

#### 4 – Risultati delle simulazioni

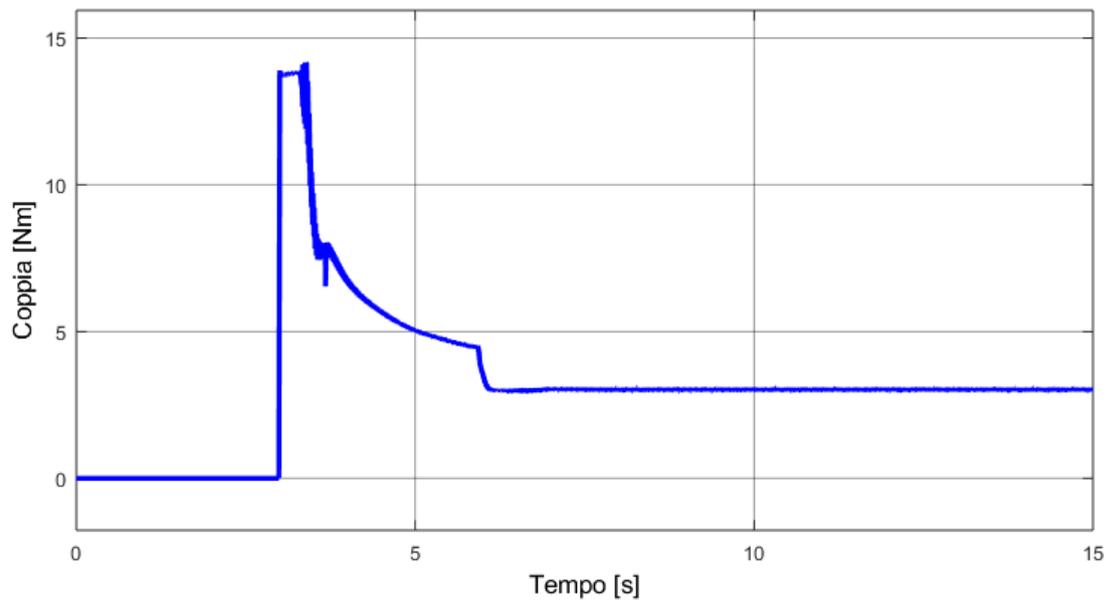


Figura 4.2 Coppia elettromagnetica espressa in Nm.

In Figura 4.3 sono mostrati gli andamenti del flusso rotorico di riferimento e del flusso rotorico stimato dall'osservatore di flusso. Si può osservare che i due andamenti sono praticamente coincidenti. Nei primi istanti si può apprezzare la fase di magnetizzazione della macchina, nella quale il flusso raggiunge velocemente il suo valore nominale. Poco dopo la richiesta di velocità il flusso cala rapidamente indicando che la macchina è entrata nella regione di primo deflussaggio.

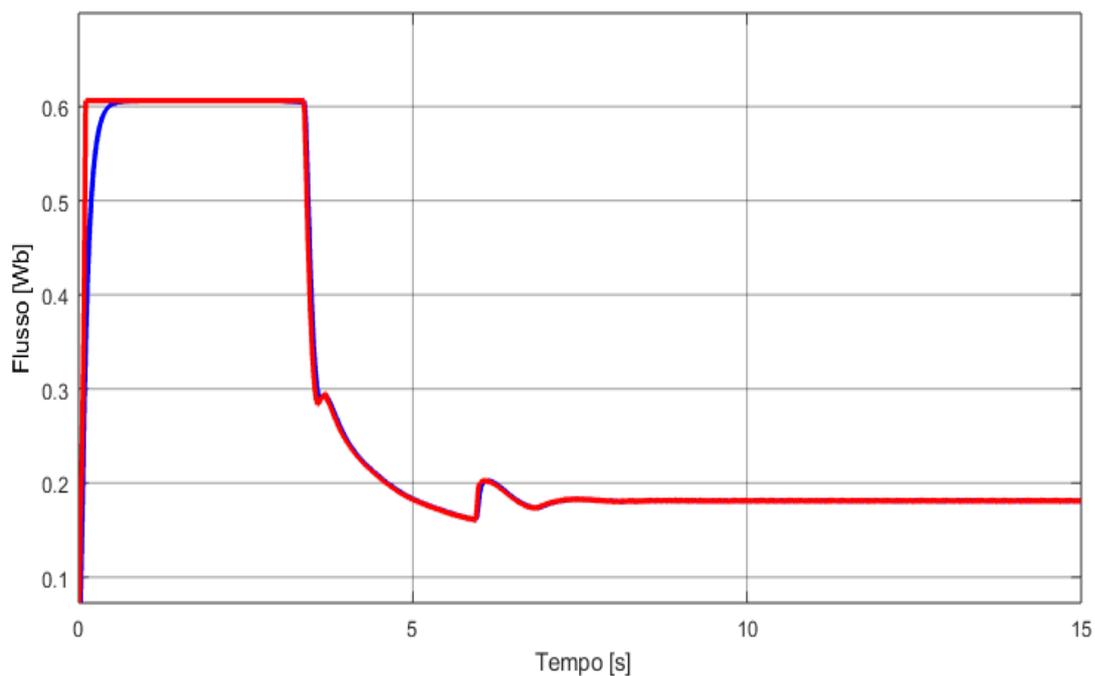


Figura 4.3 Flusso rotorico di riferimento (rosso) e stimato (blu) espressi in Weber.

In Figura 4.4 e Figura 4.5 sono mostrati gli andamenti delle correnti di riferimento e misurate sia di asse d che di asse q.

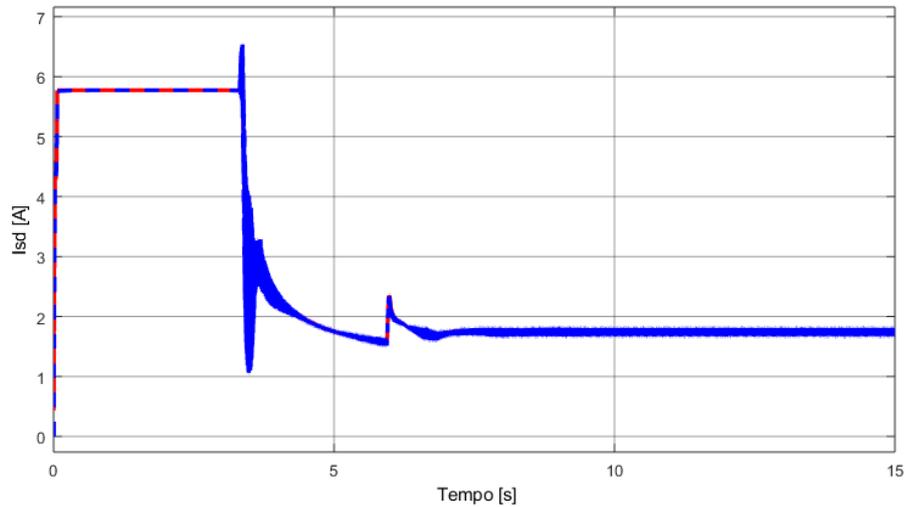


Figura 4.4 Corrente di asse d di riferimento (rosso) e misurata (blu) espresse in Ampere.

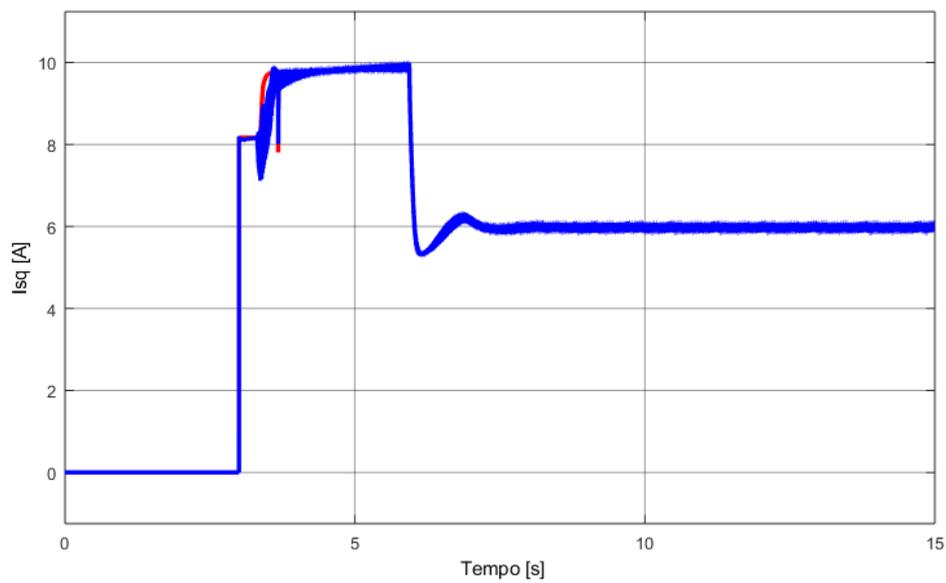


Figura 4.5 Corrente di asse q di riferimento (rosso) e misurata (blu) espresse in Ampere.

In Figura 4.6 è mostrato l'andamento nel tempo delle correnti di fase di macchina. In Figura 4.7 è mostrato un dettaglio delle stesse grandezze all'avviamento, dove si può notare il loro comportamento perfettamente sinusoidale.

#### 4 – Risultati delle simulazioni

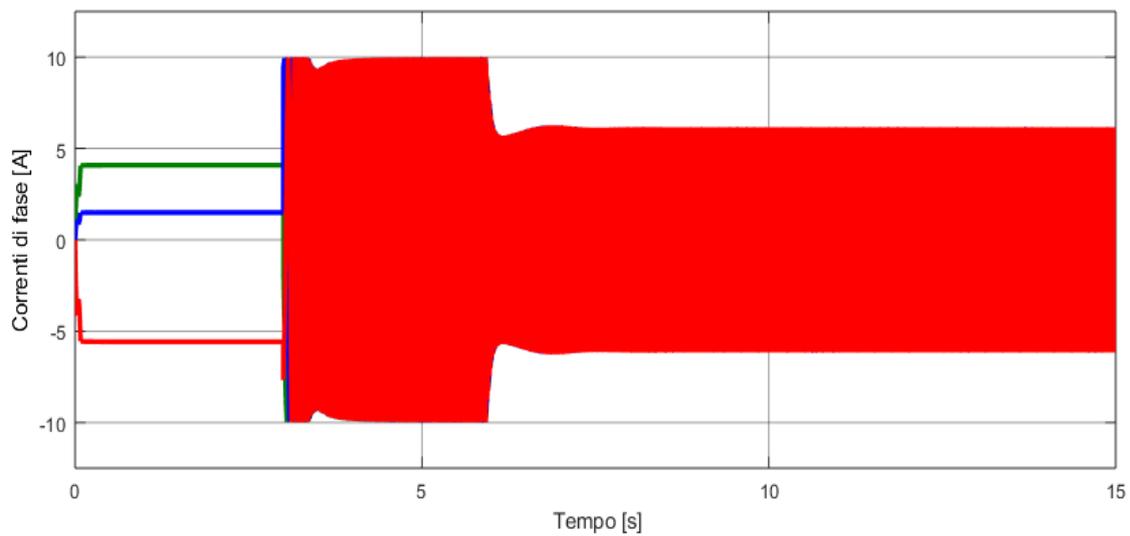


Figura 4.6 Correnti di fase di macchina espresse in Ampere.

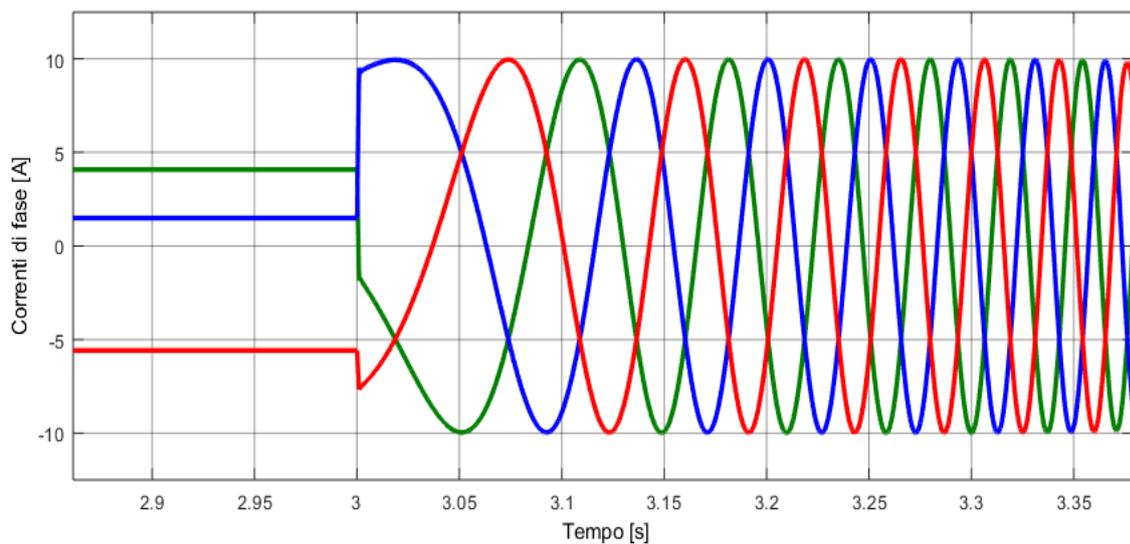


Figura 4.7 Correnti di fase di macchina all'avviamento espresse in Ampere.

In Figura 4.2, 4.4 e 4.5 si può notare che in un breve intervallo temporale, coincidente con l'inizio del primo deflussaggio, le grandezze risultano essere molto disturbate. Ciò è dovuto al fatto che la dinamica di riduzione del flusso non è sufficientemente elevata, quindi per un breve periodo la tensione disponibile non è sufficiente a soddisfare la richiesta. Si possono osservare gli effetti di questo fenomeno anche in Figura 4.8, la quale riporta l'andamento della tensione del bus DC secondario.

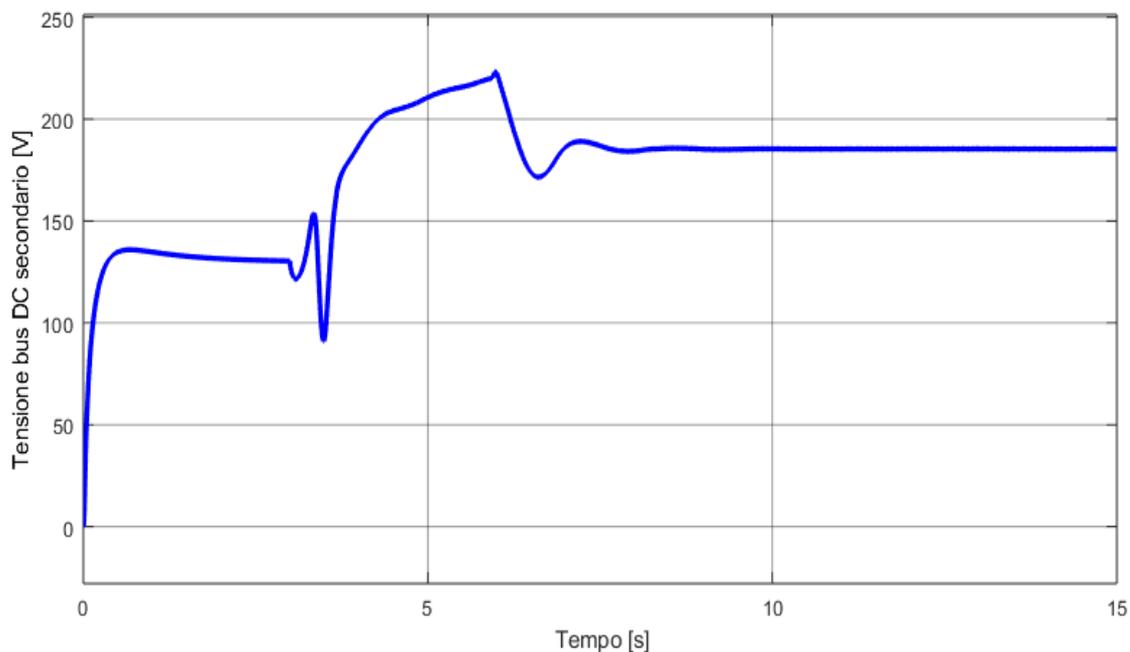


Figura 4.8 Tensione del bus DC secondario espressa in Volt.

Il margine di tensione per garantire una buona dinamica del regolatore che controlla la tensione del bus DC è stato fissato a 130 V. Ovviamente durante la fase di accelerazione la tensione del bus DC aumenta in quanto all'inverter secondario è richiesta più tensione per compensare la potenza reattiva del sistema e le armoniche di disturbo. Una volta che la velocità raggiunge il riferimento, la coppia elettromagnetica prodotta dalla macchina diminuisce, ciò porta il sistema a lavorare in un punto di funzionamento più lontano dalla curva limite di tensione dell'inverter secondario (Figura 1.16). Questo implica che la tensione del bus DC secondario necessaria per il corretto funzionamento dell'azionamento diminuisce, esattamente come si vede in Figura 4.8.

Uno degli obiettivi prefissati nello studio teorico era il mantenimento del fattore di potenza dell'inverter principale al valore unitario. In Figura 4.9 si può vedere come questa aspettativa, fino a 2500 rpm, sia stata soddisfatta.

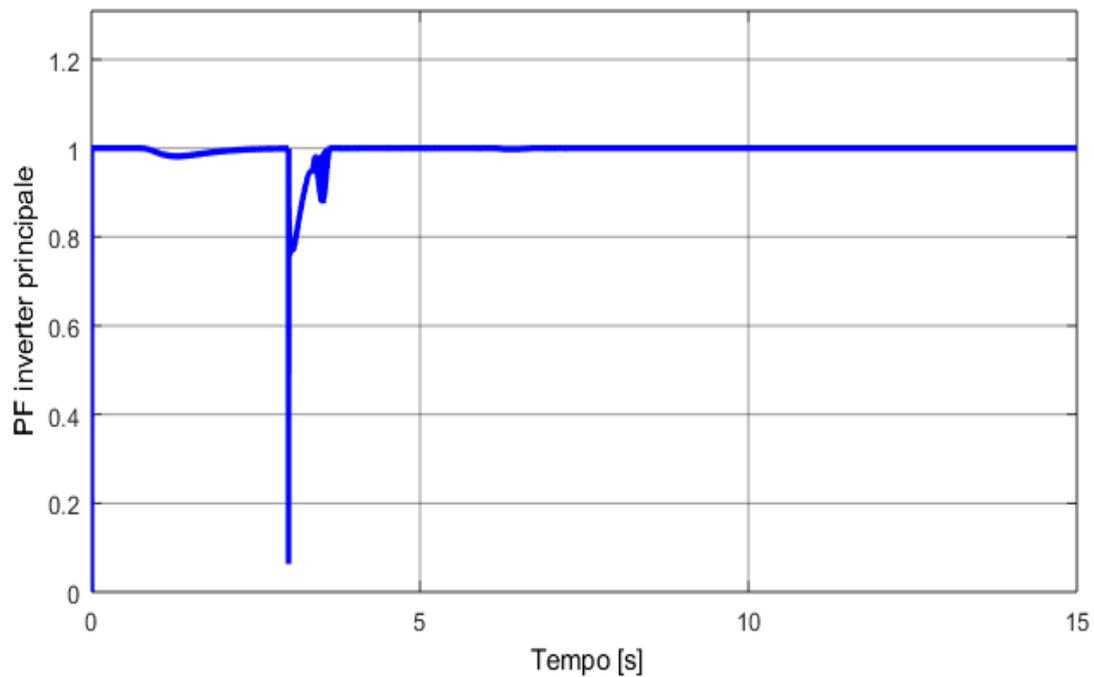


Figura 4.9 Fattore di potenza dell'inverter principale.

Si desidera ora verificare il corretto funzionamento della tecnica di modulazione implementata. In Figura 4.10 sono mostrate, relativamente a una fase, sia la tensione applicata dall'inverter sia la relativa modulante negli istanti successivi all'avviamento. Dalla teoria dei convertitori statici la tensione di carico di un inverter controllato a onda quadra assume solo 4 valori pari a  $\pm \frac{1}{3}E_{dc}$  e  $\pm \frac{2}{3}E_{dc}$ , dato che la tensione del bus DC dell'inverter principale è 150 V si può concludere che la figura sia coerente con la teoria.

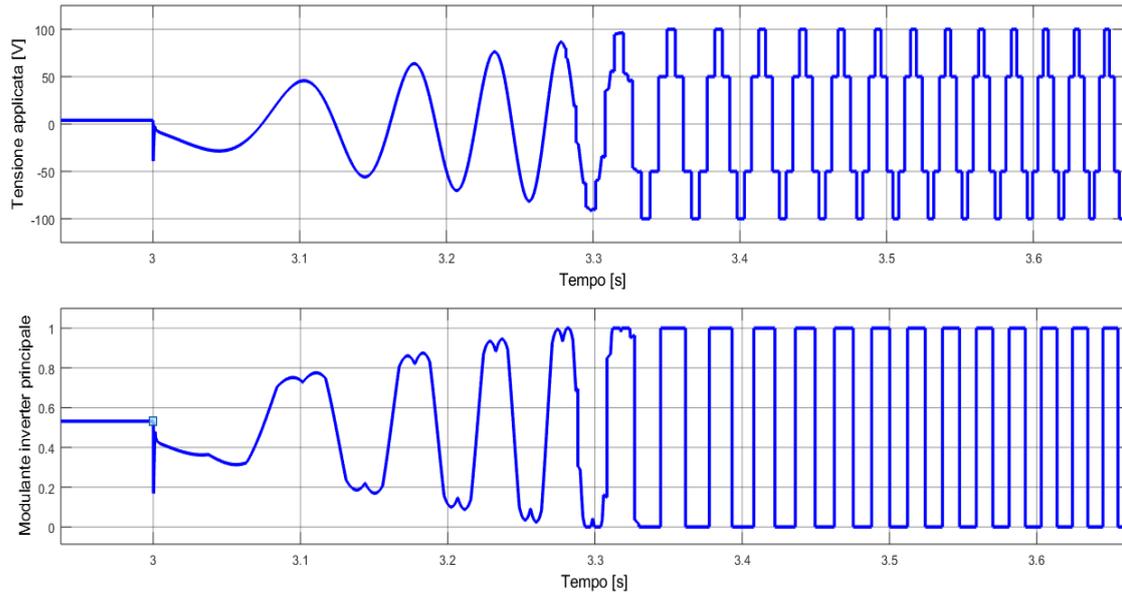


Figura 4.10 Tensione di fase dell'inverter principale e relativa modulante all'avviamento.

A riprova del corretto funzionamento della modulazione in Figura 4.11 vengono mostrate le traiettorie del vettore di spazio delle modulanti dell'inverter principale in 3 fasi del transitorio, nel sistema di riferimento bifase stazionario. Si possono notare i cerchi crescenti a inizio transitorio, segno del fatto che l'inverter è ancora in regime lineare, e l'esagono della modulazione ad onda quadra. Anche nella zona intermedia (l'inverter sta sovramodulando ma non ancora ad onda quadra) il comportamento è quello previsto dalla tecnica di modulazione di Bolognani [12].

#### 4 – Risultati delle simulazioni

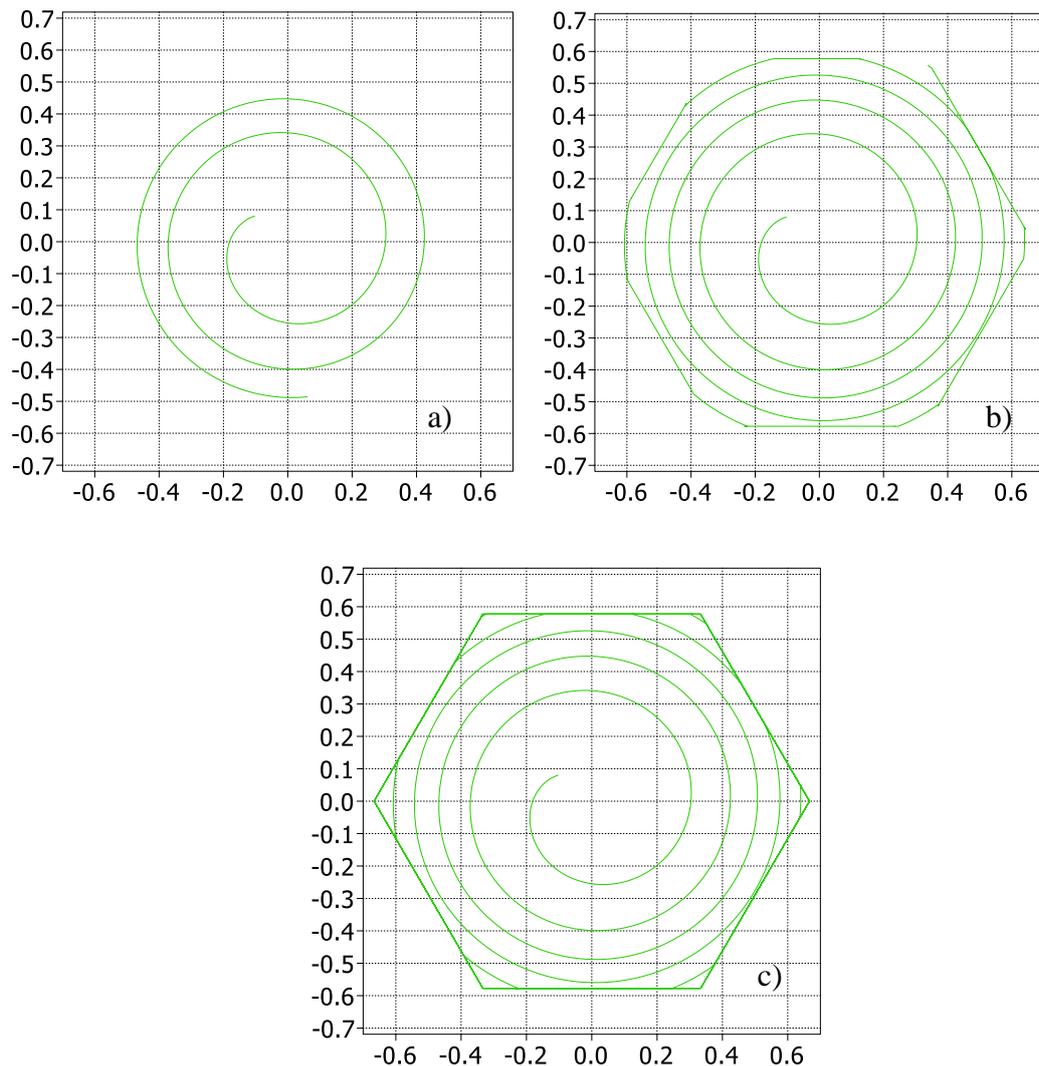


Figura 4.11 Luoghi dei punti di funzionamento del vettore di spazio delle modulanti dell'inverter principale in: a) regime lineare, b) sovrarmodulazione, c) modulazione ad onda quadra.

In Figura 4.12 è mostrata, relativamente a una fase e a regime, la tensione applicata dall'inverter principale, quella applicata dall'inverter secondario e quella ai capi dell'avvolgimento di macchina, data dalla differenza tra le prime due. Si vede che l'inverter secondario riesce nel suo compito di compensare le armoniche introdotte dall'inverter principale a causa del regime di sovrarmodulazione, rendendo la tensione ai capi dell'avvolgimento di macchina sinusoidale.

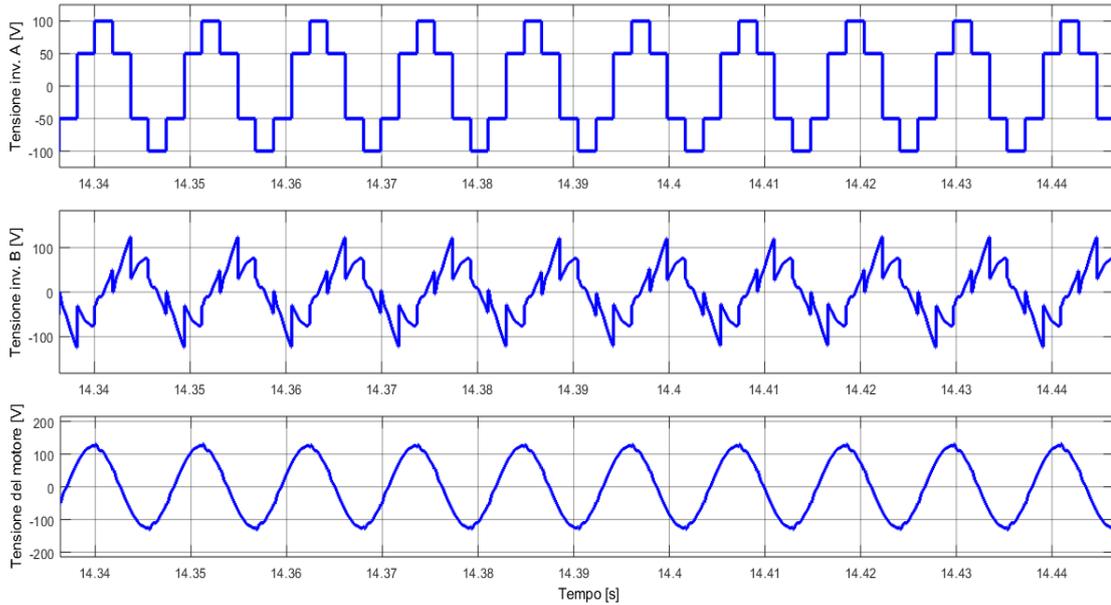


Figura 4.12 Tensioni applicate dai due inverter e tensione di fase di macchina espresse in Volt.

A riprova del corretto funzionamento del controllo dell'inverter secondario e in particolare dei regolatori risonanti, in Figura 4.13 è mostrato lo spettro di una corrente statorica a regime, cioè a 2500 giri al minuto. Si può notare come, in accordo con la teoria, le armoniche quinta, settima, undicesima e tredicesima siano tra le più importanti. In Figura 4.14 è riportato lo spettro della stessa corrente e nelle stesse condizioni in uno schema di controllo in cui sono stati disattivati i regolatori risonanti. È immediato notare come il contenuto armonico sia molto maggiore, soprattutto per le armoniche sopracitate.

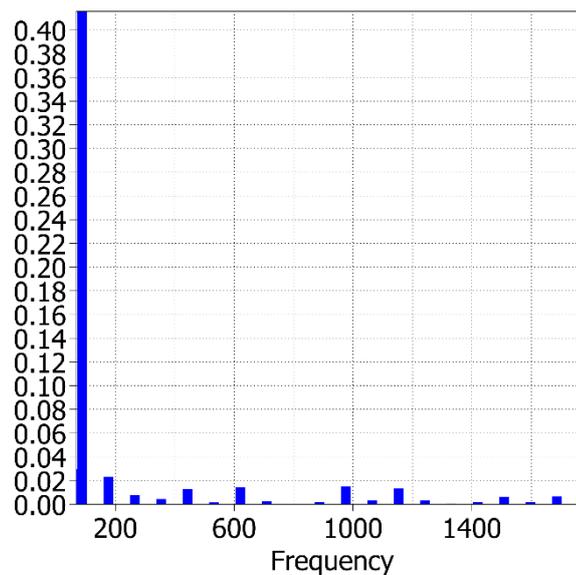


Figura 4.13 Armoniche di una corrente statorica a regime espresse in Ampere.

4 – Risultati delle simulazioni

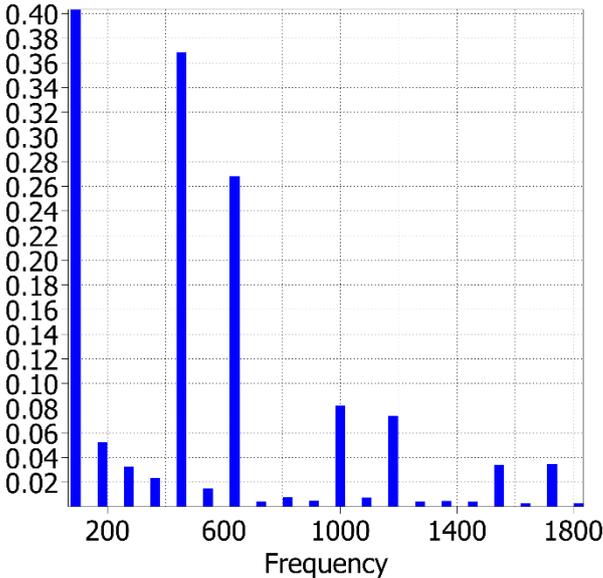


Figura 4.14 Armoniche di una corrente statorica a regime senza regolatori risonanti.

## Capitolo 5

### Prototipazione rapida e banco di prova

Nel corso della prima parte di questo capitolo verranno descritti gli strumenti per la prototipazione rapida del sistema e per il controllo in real-time, come, ad esempio, il sistema dSPACE e il software ControlDesk. Sarà preso in esame anche il modello dello schema di controllo utilizzato e l'interfaccia utente realizzata per lo svolgimento delle prove sperimentali, i cui risultati saranno oggetto del prossimo capitolo. Nella seconda parte del presente capitolo verrà descritto nel dettaglio il banco utilizzato per lo svolgimento delle prove sull'azionamento.

#### 5.1 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. Esso permette di apportare modifiche e correggere errori nella tecnica di controllo in modo agevole durante la fase di prototipazione, quando cioè queste operazioni sono ancora poco costose. La scheda dSPACE è un generatore di codice automatico che prende in ingresso un modello di controllo in un ambiente di simulazione (durante il lavoro di tesi è stato utilizzato Simulink) e lo traduce in un linguaggio compatibile con l'hardware dell'azionamento. Il modello della scheda utilizzata durante lo svolgimento delle prove sperimentali è il 'DS1104', del quale è riportata una foto in Figura 5.1 [10].



Figura 5.27 Scheda dSPACE 'DS1104'.

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

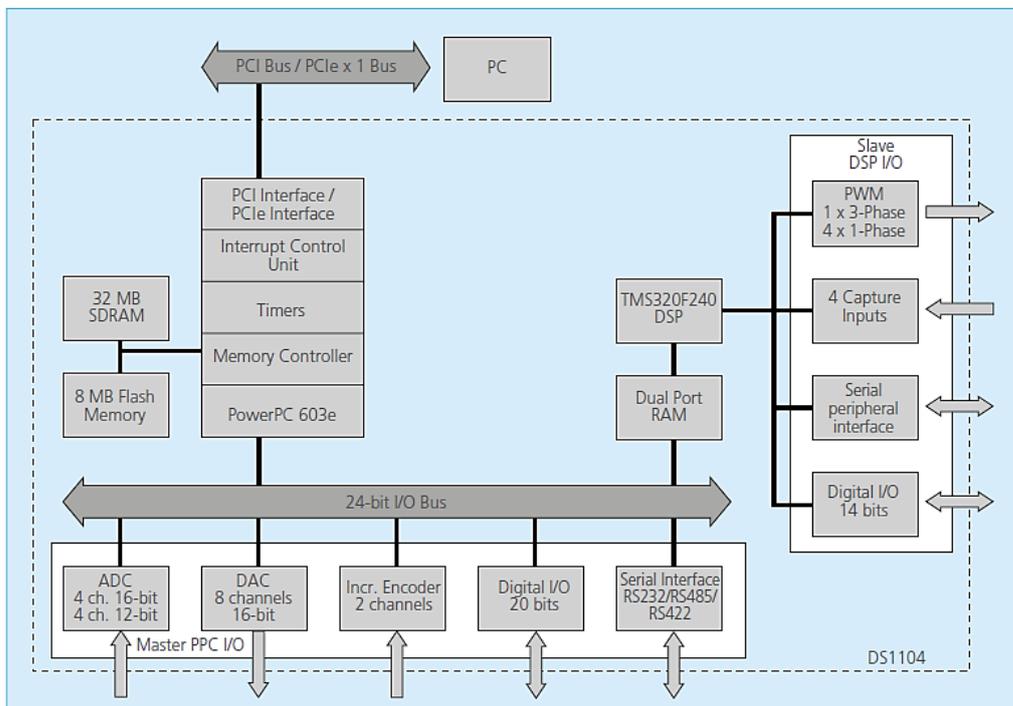


Figura 5.28 Architettura della scheda 'DS1104'.

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

Tabella 5.2 Datasheet della scheda 'DS1104' (prima parte).

## 5 – Prototipazione rapida e banco di prova

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

Tabella 5.3 Datasheet della scheda 'DS1104' (seconda parte).

Il pannello connettore 'CP1104', mostrato in Figura 5.3, permette l'acquisizione e l'invio dei segnali gestiti dalla scheda dSPACE.

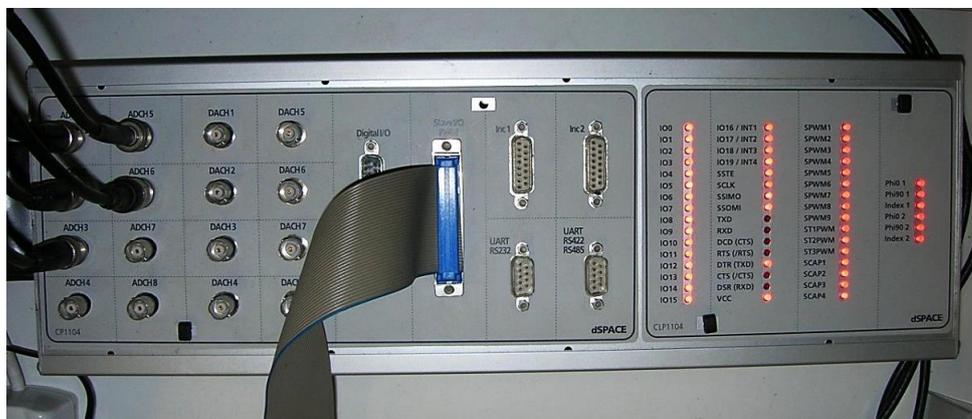


Figura 5.29 Pannello connettore 'CP1104'.

La scheda di interfaccia è provvista di: otto connettori BNC relativi ai canali ADC, otto connettori BNC relativi ai canali DAC, un connettore sub-D a 37 pin per i segnali di modulazione PWM e una serie di led indicanti lo stato degli input e degli output [10]. In questo modo i dispositivi utilizzati durante le prove potranno essere agilmente collegati e scollegati senza la necessità di saldare i vari componenti.

### 5.1.1 Implementazione dello schema di controllo

Come accennato nei precedenti capitoli, lo schema di controllo realizzato in Simulink è stato creato in modo tale da poter essere utilizzato direttamente durante le prove sperimentali. Questo è stato possibile prendendo 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. È necessario ora descrivere come interfacciare questo schema di controllo con il banco reale. Per l'acquisizione e l'invio dei segnali viene utilizzata una particolare libreria, fornita insieme all'hardware del sistema dSPACE, denominata RTI ("Real Time Interface"). Digitando "rti1104" nella Command Window di Matlab appare una finestra di dialogo come quella mostrata in Figura 5.4.

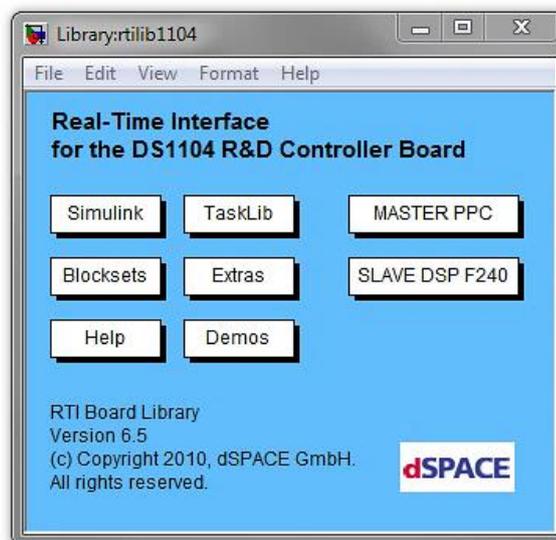


Figura 5.30 Finestra di dialogo della libreria RTI.

In Figura 5.5 e Figura 5.6 sono mostrati i due menù accessibili selezionando le caselle MASTER PPC e SLAVE DSP F240 della libreria RTI. In essi si trovano i principali blocchi utilizzati per l'interfacciamento tra schema di controllo e banco esterno.

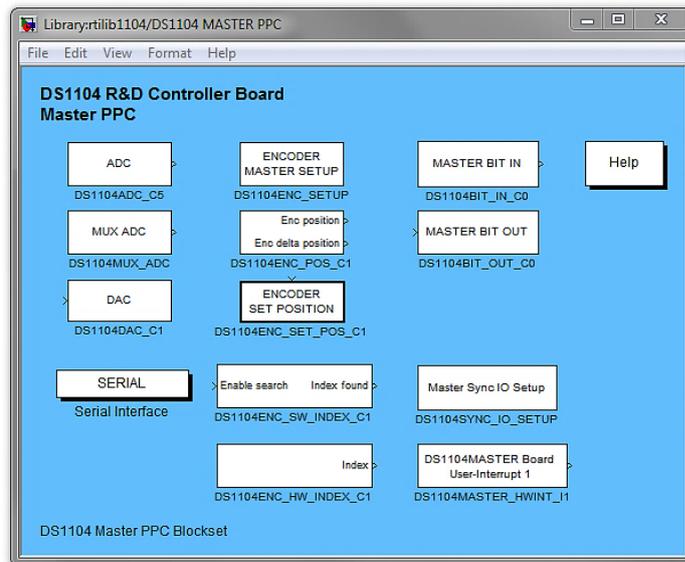


Figura 5.31 Menù MASTER PPC.

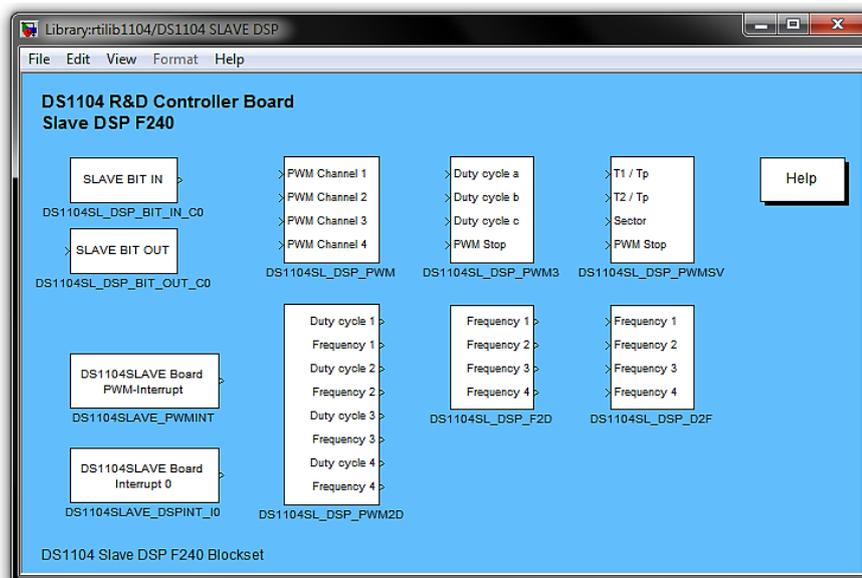


Figura 5.32 Menù SLAVE DSP F240.

Per 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 dovrà essere applicato un demultiplexer per estrarre la variabile desiderata. In alternativa si può utilizzare il blocco DS1104ADC\_CX che permette la lettura singola di uno dei quattro canali analogico/digitali rimanenti. Gli otto ingressi fisici dei canali in questione sono facilmente distinguibili tra i connettori BNC presenti all'estremità sinistra del pannello connettore 'CP1104'.

L'invio di segnali in uscita dal pannello connettore può essere realizzato tramite il blocco DS1104DAC\_CX. Questi canali di conversione digitale/analogica funzionano specularmente a quelli precedentemente descritti: a fronte di un segnale in ingresso al corrispondente blocco di Simulink compreso tra -1 e +1, l'output analogico corrispondente che si ottiene varia tra -10V a +10V [10]. Per quanto riguarda l'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, esistono diversi blocchi nella libreria che svolgono questa funzione. Il DS1104SL\_DSP\_PWM3 genera direttamente i tre duty cycle della PWM degli inverter. Il sistema si occupa automaticamente di eseguire l'intersezione tra portante e modulante e invia il relativo segnale ai gate degli interruttori. Nel blocco è presente anche un segnale in ingresso di stop, in grado di interrompere tempestivamente il funzionamento dell'hardware. In Tabella 5.3 è mostrato il pinout del connettore Slave I/O PWM che permette l'invio dei segnali di controllo ai rispettivi inverter. Si può vedere che sono disponibili solo nove canali per l'invio dei segnali PWM. Poiché il blocco DS1104SL\_DSP\_PWM3 invia i sei segnali complessivamente necessari ad un sistema trifase non è possibile scegliere lo stesso blocco per gestire l'inverter secondario. Si è quindi optato per il blocco DS1104SL\_DSP\_PWM che prevede quattro ingressi destinati all'invio dei segnali per la modulazione PWM, mentre il segnale di stop va inviato tramite multiplexer ad ogni porta. Sono stati scelti solamente tre canali del blocco (i canali 2, 3 e 4), mentre la generazione dei rispettivi segnali invertiti è stata affidata ad una scheda hardware appositamente realizzata. La Tabella 5.4 riassume le caratteristiche dei segnali di modulazione, con i loro nomi, i relativi pin del connettore CP18, i blocchi RTI di provenienza, le unità hardware di destinazione e le loro funzioni.

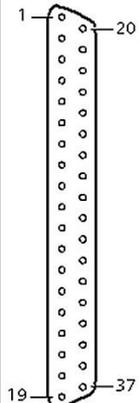
Connector (CP18)	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal	Pin	Signal
	1	GND	11	SPWM9	20	GND	29	SPWM8
	2	SCAP1	12	GND	21	SCAP2	30	GND
	3	SCAP3	13	GND	22	SCAP4	31	GND
	4	GND	14	GND	23	ST1PWM	32	GND
	5	ST2PWM	15	GND	24	ST3PWM	33	GND
	6	GND	16	SSIMO	25	GND	34	SSOMI
	7	SPWM1	17	SCLK	26	SPWM2	35	SSTE
	8	SPWM3	18	VCC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

Tabella 5.4 Pinout del connettore CP18.

## 5 – Prototipazione rapida e banco di prova

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

Tabella 5.5 Segnali di modulazione utilizzati.

Una volta implementato lo schema di controllo seguendo le indicazioni sopracitate, è necessario rendere il modello Simulink compatibile con il controllore interno della dSPACE. Digitando la combinazione di tasti “Ctrl+B” viene generato il codice C, creato il collegamento dei file con un’applicazione eseguibile e caricato il tutto sull’hardware. Durante la fase di compilazione è possibile visualizzare le operazioni effettuate dal compilatore ed 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. In Figura 5.7 è mostrata la sua finestra principale.

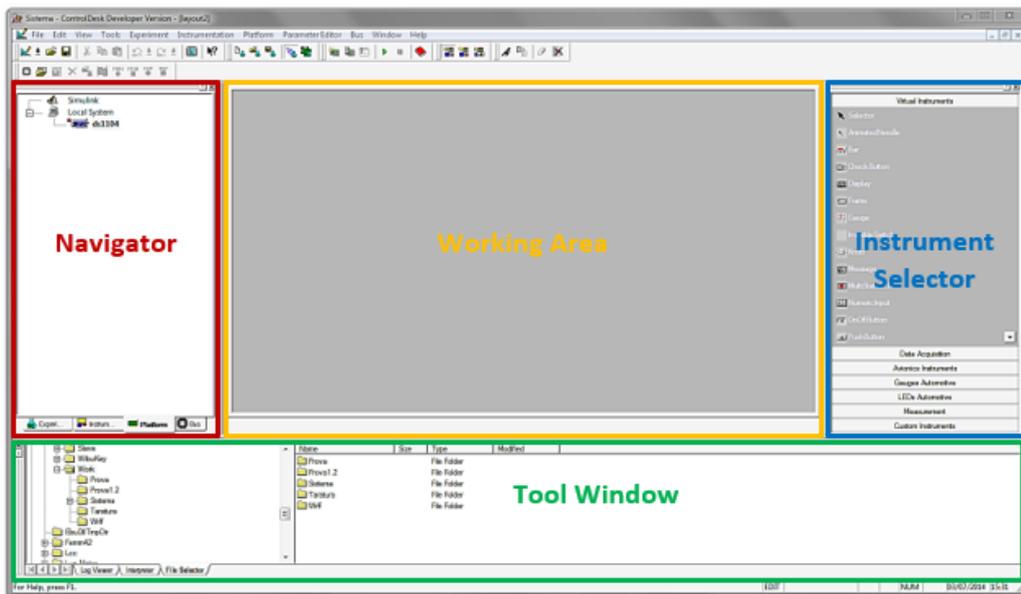


Figura 5.33 Finestra principale del ControlDesk.

L'utente ha a disposizione un gran numero di strumenti che gli permettono di variare i parametri in ingresso, visualizzare le grandezze misurate e memorizzarne l'andamento. L'analisi delle prove sperimentali risulta per questo molto agevolata.

Nella struttura del software si possono distinguere quattro riquadri principali:

- *Navigator*. Si trova a sinistra della finestra ed è composto da una serie di schede selezionabili. Le più utili sono brevemente descritte in Tabella 5.5.

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>

Tabella 5.6 Unità della sezione Navigator.

- *Tool Window*. È la sezione in basso ed è divisa anch'essa in una serie di unità come indicato in Tabella 5.6.

<i>Unità</i>	<i>Funzione</i>
<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>

Tabella 5.7 Unità della sezione Tool Window.

- *Instrument Selector*. È la sezione che permette l'accesso alla libreria di tutti gli strumenti virtuali che possono essere posizionati sui layout ed utilizzati durante le prove.
- *Working Area*. È la sezione principale e ha lo scopo di visualizzare e modificare i cosiddetti layout, ovvero interfacce grafiche che racchiudono i vari strumenti virtuali. Tramite questi è possibile interagire con il banco in tempo reale modificando parametri in ingresso o elaborando segnali in uscita provenienti dall'hardware.

È necessario ora descrivere la procedura di lavoro col ControlDesk. Una volta aperto il software si deve creare un nuovo esperimento selezionando File/New experiment. Successivamente si trascina il file con estensione .sdf dal File Selector della Tool Window sull'icona ds1104 presente nell'unità Platform della sezione Navigator. Così facendo si carica l'applicazione creata durante la fase di compilazione del codice C. A procedura completata, nella Tool Window comparirà la lista delle variabili presenti nello schema di controllo. Si deve ora creare il layout sul quale si opererà durante le prove sperimentali. Per fare ciò bisogna cliccare su File/New/Layout, selezionare gli strumenti desiderati dalla sezione Instrument Selector e posizionarli nella Working Area. 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. I principali strumenti utilizzati per il layout sono:

- strumenti di comando quali pulsanti, interruttori, manopole e cursori;
- strumenti indicatori quali display e led multistato;
- strumenti di acquisizione ed elaborazione quali Plotter e Capture Settings.

La procedura di creazione e di modifica del layout viene svolta nella modalità di utilizzo del software denominata Edit Mode. Oltre a questa è necessario menzionare le altre due modalità indispensabili allo svolgimento delle prove: la Test Mode e l'Animation Mode. La prima è utile a collaudare i pannelli di controllo creati, mentre la seconda è usata quando l'esperimento è in esecuzione.



## 5.2.1 Modello del sistema di acquisizione

Il sistema di acquisizione delle misure ha lo scopo di recepire dal banco di prova il valore delle grandezze necessarie per il corretto funzionamento del controllo dell'azionamento. Come indicato precedentemente, i canali di conversione analogico/digitale forniscono in uscita un segnale che varia tra -1 e +1 a fronte di un ingresso compreso tra -10V e +10V. A causa di ciò è necessario introdurre uno stadio di conversione nelle misure che si desidera acquisire per mezzo di un semplice blocco Gain. Tale aspetto sarà comune ai sistemi di acquisizione di tutte le grandezze.

Per quanto riguarda l'acquisizione delle correnti, in cascata al blocco Gain sono necessari ulteriori blocchi finalizzati all'adattamento del segnale: sono presenti un coefficiente di guadagno, un coefficiente di scala e un coefficiente di offset. Mentre il fattore di scala è fissato ad un valore preciso legato alla scheda hardware esterna utilizzata per acquisire le grandezze, i coefficienti di offset e guadagno sono stati scelti durante prove preliminari di taratura. Tali prove sono state svolte semplicemente collegando un generatore di corrente alla scheda hardware di acquisizione e confrontando il valore in ingresso indicato dal display dello strumento con quello rilevato dalla dSPACE e visualizzato tramite ControlDesk. Per ottenere le corrette correnti di fase si deve poi sottrarre la componente omopolare. In Figura 5.9 è riportato lo schema per l'acquisizione delle correnti.

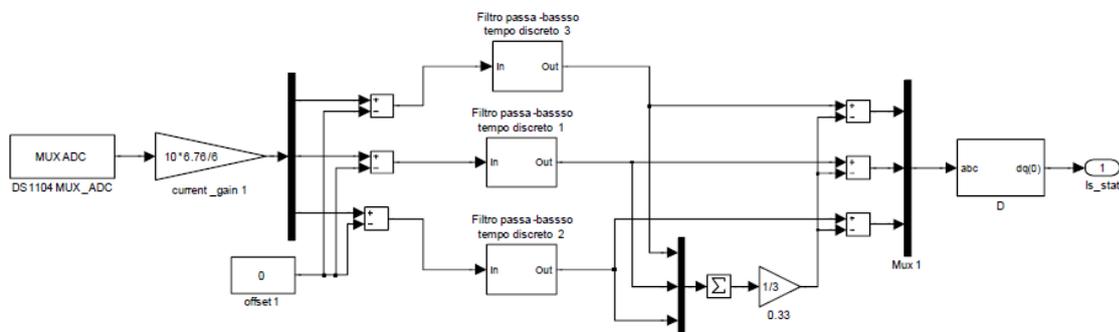


Figura 5.35 Sistema di acquisizione delle correnti.

Nella catena di conversione si possono apprezzare anche tre filtri passa basso, con costante di tempo regolabile, inseriti per eliminare il rumore ad altra frequenza.

Per l'acquisizione delle tensioni dei due bus DC è stata utilizzata sostanzialmente la stessa procedura. Come è possibile notare in Figura 5.10, sono presenti lo stadio di conversione da per unità a Volt, il coefficiente di offset e il coefficiente di guadagno. I coefficienti risultano diversi per i due inverter in quanto sono state utilizzate differenti sonde di misura. Analogamente a quanto fatto per la misura delle correnti, i valori dei coefficienti sono stati ricavati per mezzo di prove di taratura preliminari.

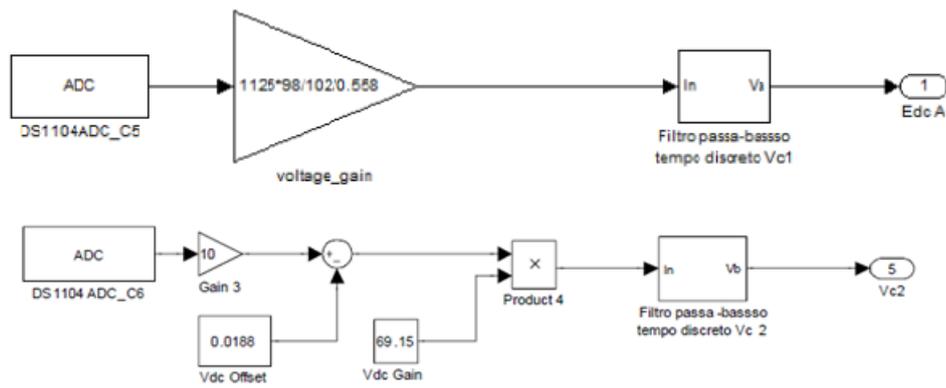


Figura 5.36 Sistema di acquisizione delle tensioni dei due bus DC.

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

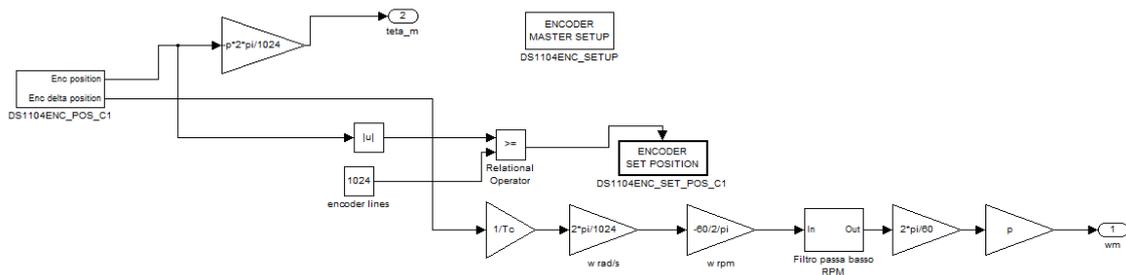


Figura 5.37 Sistema di acquisizione della velocità meccanica.

## 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, tranne che per alcune piccole modifiche. Per quanto riguarda il campionamento, essendo il modello risolto con metodo di integrazione a passo fisso, non è più necessario “triggerare” il sistema attraverso un Pulse Generator con frequenza pari alla frequenza di campionamento. In compenso si è aggiunto un blocco Enable che serve a resettare tutte le grandezze calcolate quando viene ordinato l’arresto dell’esperimento tramite ControlDesk. Inoltre, siccome in questo blocco sono presenti praticamente tutte le grandezze dell’azionamento, sono stati utilizzati anche i blocchi DS1104DAC\_CX, precedentemente descritti, per inviare i segnali in uscita dal pannello connettore ‘CP1104’ della dSPACE. I segnali potranno poi essere visualizzati collegando i relativi canali di conversione digitale/analogica a un oscilloscopio.

Per cambiare velocemente le grandezze che si desidera osservare, in base al tipo di prova che si sta eseguendo, è stato creato un sistema di visualizzazione composto da un blocco Embedded MATLAB Function in cui è stata implementata una semplice struttura di controllo switch. In questo modo è possibile cambiare le grandezze visualizzate con l'oscilloscopio senza dover cambiare il collegamento fisico con la dSPACE.

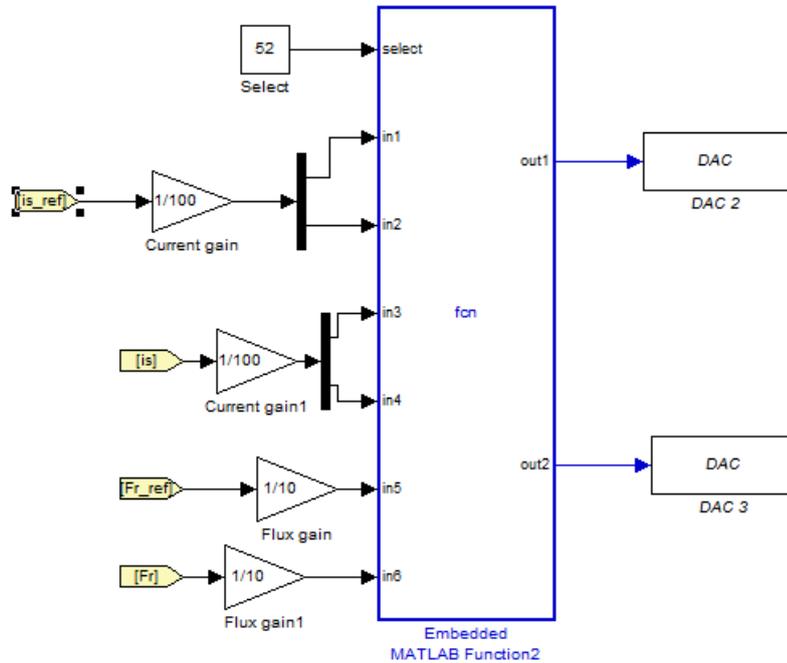


Figura 5.38 Sistema di visualizzazione delle principali grandezze di macchina.

In Figura 5.12 è riportato il sistema di visualizzazione delle principali grandezze di macchina. Sono presenti le correnti di asse d e q e i rispettivi riferimenti, con fattore di scala pari a 1/100, e il modulo del flusso rotorico e del flusso rotorico di riferimento, con coefficiente di scala pari a 1/10.

### 5.2.3 Modello del sistema di modulazione

Il modello risulta essere equivalente a quello implementato nel sottosistema Dual Inverter dello schema utilizzato durante la fase di simulazione. Come descritto in precedenza, l'invio dei duty cycle all'hardware è reso possibile dai blocchi DS1104SL\_DSP\_PWM3 e DS1104SL\_DSP\_PWM. Questi elementi prevedono in ingresso anche il segnale di avviamento/interruzione dell'esecuzione della modulazione. A tale scopo è stato utilizzato lo stesso segnale associato all'Enable dello schema di controllo della velocità.

Come si vede dalla rete logica mostrata in Figura 5.13, la modulazione si ferma al verificarsi di una o più delle seguenti possibilità:

- la tensione del bus DC dell'inverter principale supera i 200V;
- la tensione del bus DC dell'inverter secondario supera i 350V;
- il valore della corrente statorica supera del 50% il suo valore nominale;
- l'utente interrompe l'esperimento attraverso ControlDesk.



## 5.3 Esperimento in ControlDesk

In questo paragrafo sono riportate le immagini dei layout che sono stati creati all'interno dell'esperimento di ControlDesk utilizzato durante le prove in laboratorio. In Figura 5.14 è indicato il layout degli strumenti di comando. In esso sono presenti i pulsanti di avvio e di interruzione dell'esperimento, la casella per l'impostazione della velocità di riferimento, quelle necessarie per visualizzare le tensioni dei due bus DC e l'intervento delle protezioni software e quelle per impostare il valore di riferimento della tensione del bus DC dell'inverter secondario. Per modificare le condizioni dell'esperimento senza caricare un nuovo software sulla dSPACE sono presenti degli strumenti di comando con varie funzioni. È possibile attivare o disattivare i regolatori risonanti, cambiare in tempo reale le grandezze visualizzate sull'oscilloscopio, grazie al blocco di switch mostrato in Figura 5.12, e modificare le impostazioni di tutti i plotter.



Figura 5.40 Layout degli strumenti di comando.

In questo layout sono stati introdotti anche alcuni plotter per visualizzare alcune grandezze di interesse. In particolare in basso a destra in Figura 5.14 si può vedere plottato il tempo di esecuzione dell'algoritmo di controllo e il periodo di campionamento, impostato a 200 microsecondi. Se il tempo di esecuzione dell'algoritmo dovesse risultare maggiore si verificherebbe la condizione di overrun, che implicherebbe il blocco dell'esecuzione del programma e di conseguenza dell'esperimento. Il secondo layout, mostrato in Figura 5.15, è soprannominato di taratura. In esso sono stati introdotti alcuni strumenti che permettono di variare alcune costanti dei regolatori PI e PIR per eseguire una fase preliminare di ritaratura del sistema.

## 5 – Prototipazione rapida e banco di prova

È comprensibile che questo sia necessario se si considera che il sistema da controllare è relativamente diverso da quello implementato in ambiente Simulink. Basti pensare a tutte le non idealità e ai disturbi presenti in un laboratorio e al fatto che i parametri di macchina utilizzati durante le simulazioni sono solo delle stime. Infine nell'ultimo layout di Figura 5.16 sono implementati i plotter per la visualizzazione di molte grandezze del sistema.

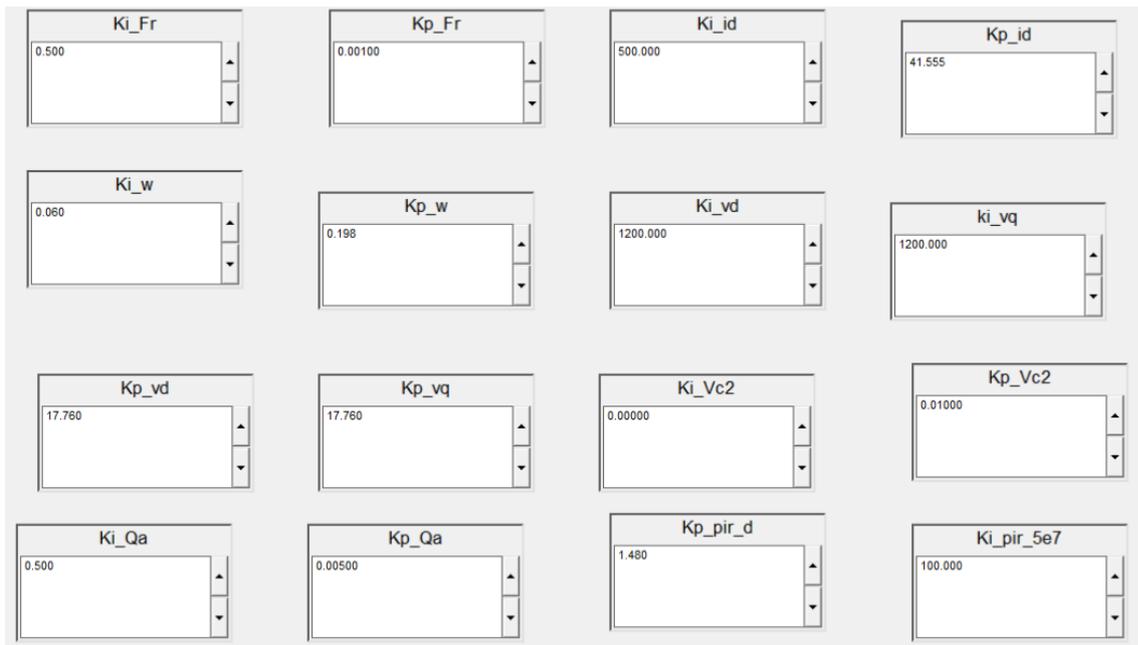


Figura 5.41 Layout di taratura.

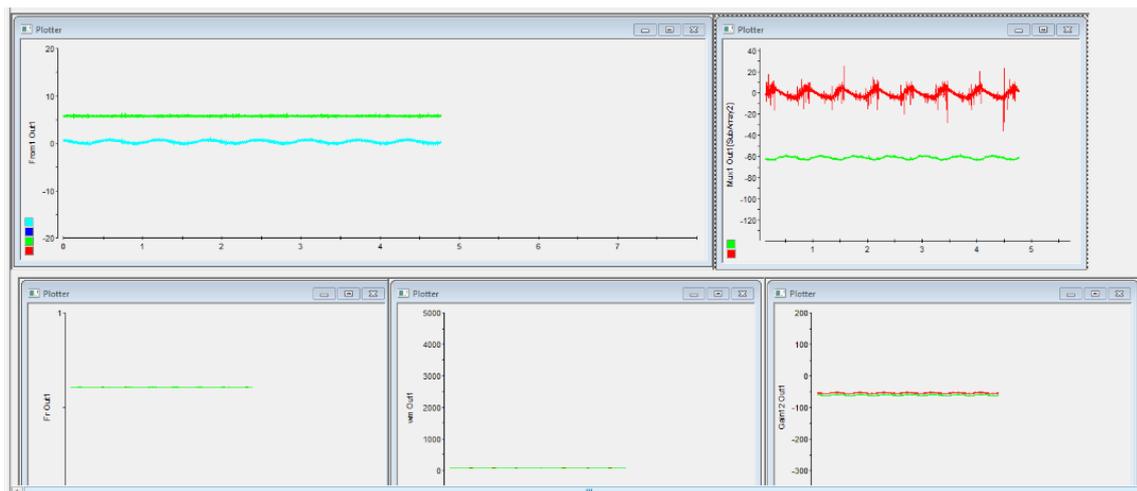


Figura 5.42 Layout di misura.

## 5.4 Descrizione del banco di prova

Il banco di prova utilizzato durante le prove sperimentali è schematizzato nello schema a blocchi mostrato in Figura 5.17. Esso è caratterizzato da tre sezioni principali:

- il sistema di interfacciamento tra la dSPACE e l'hardware; la scheda 'DS1104' viene controllata dal software ControlDesk e comunica con l'esterno tramite il pannello connettore 'CP1104', il quale si occupa dell'invio dei segnali per la modulazione degli inverter, dell'acquisizione delle grandezze di interesse dal banco e dell'invio di quest'ultime all'oscilloscopio;
- l'azionamento Dual Inverter vero e proprio prevede l'alimentazione da rete (attraverso l'ausilio di un variac e di un ponte raddrizzatore), i due convertitori statici e la macchina asincrona controllata;
- una macchina in corrente continua che funge da carico calettata allo stesso albero del motore asincrono attraverso un torsionometro.

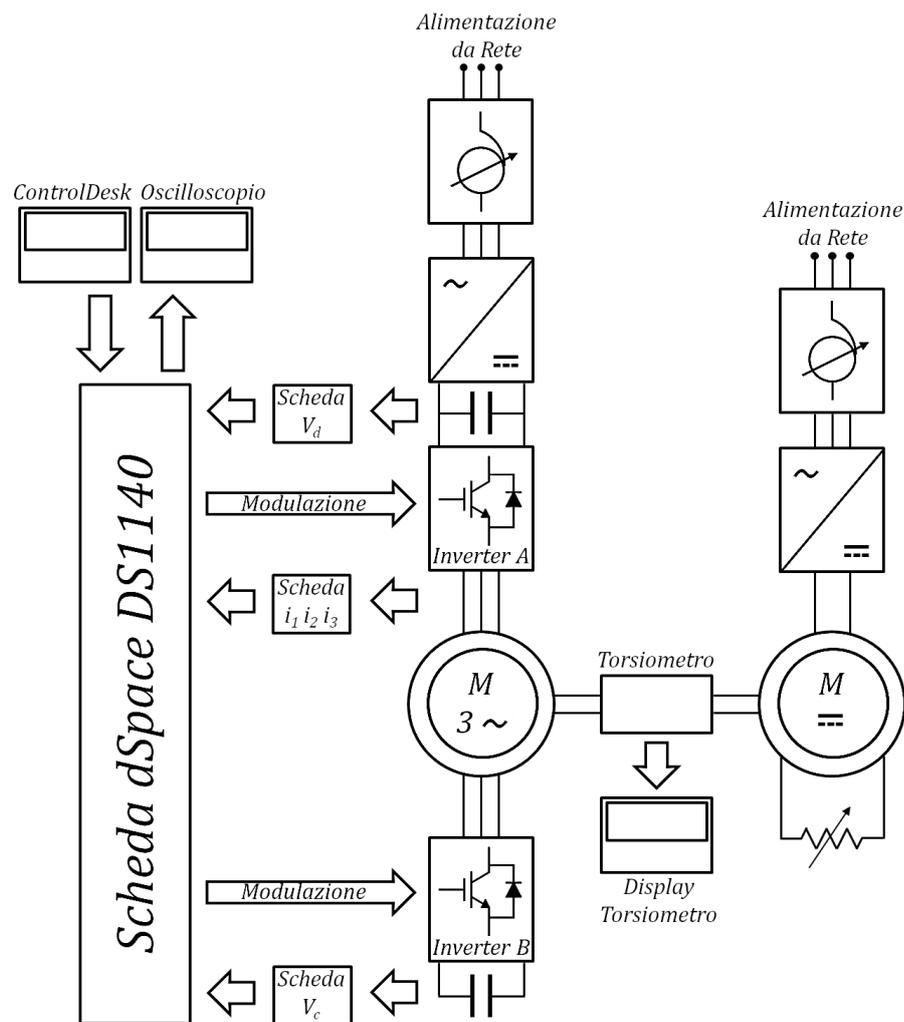


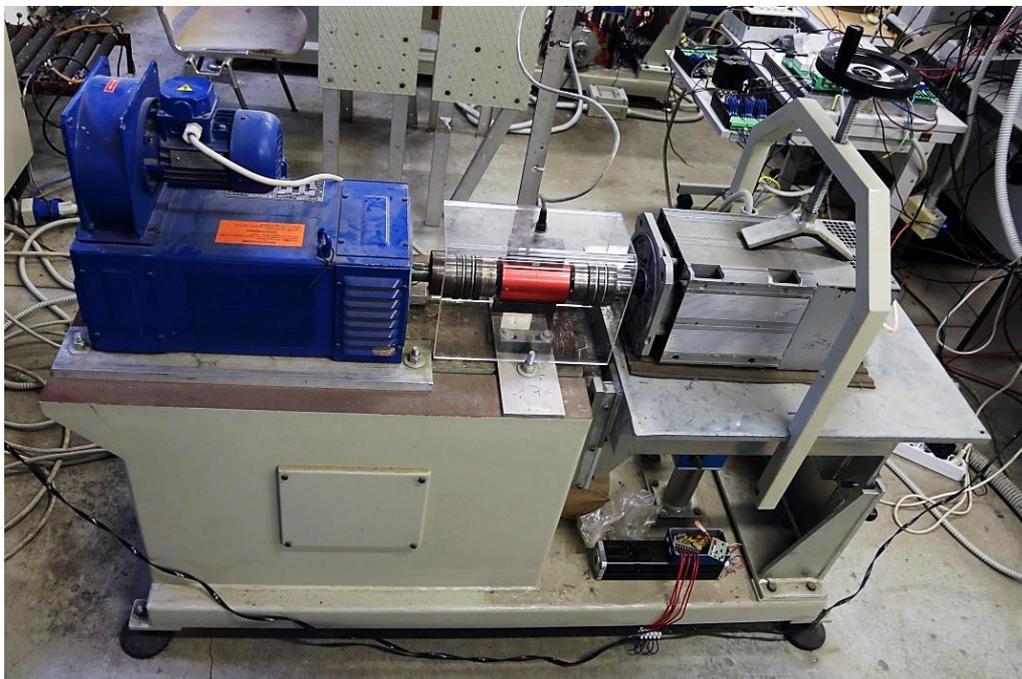
Figura 5.17 Schema a blocchi del banco di prova.

## 5 – Prototipazione rapida e banco di prova

In Figura 5.18 sono riportate due prospettive di una parte del banco di prova, mentre in Figura 5.19 è mostrata la foto delle due macchine elettriche impiegate, ovvero il motore asincrono e la macchina in corrente continua.



*Figura 5.18 Dispositivi di controllo e conversione del banco di prova.*



*Figura 5.19 Motore asincrono (destra) connesso alla macchina in corrente continua (sinistra) mediante albero di trasmissione e torsionmetro.*

## 5.4.1 Inverter principale

L'inverter principale è stato alimentato attraverso la rete elettrica del laboratorio. Per impostare la tensione di alimentazione a piacimento durante lo svolgimento delle prove sono necessari un variac, un ponte raddrizzatore e un condensatore collegato allo stadio in continua dell'inverter. Il variac è mostrato in Figura 5.20.



Figura 5.20 Variac di alimentazione dell'inverter principale. Vista esterna (sinistra) e vista interna (destra).

A valle del variac è presente il ponte raddrizzatore trifase mostrato in Figura 5.21.



Figura 5.21 Ponte raddrizzatore trifase tra il variac e il bus DC dell'inverter principale.

Per garantire un adeguato livello di sicurezza durante lo svolgimento delle prove sono presenti 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 5.22 è mostrato il quadro generale dove sono inserite le tre protezioni di sicurezza descritte.



Figura 5.22 Quadro generale.

L’inverter principale è in realtà uno dei due convertitori costituenti un back-to-back. Esso può essere controllato sia tramite un microprocessore che tramite sistema dSPACE ed è costituito dalle seguenti parti: circuito di potenza, driver, sistema di alimentazione, interfaccia di comando e circuito di acquisizione delle misure. In Figura 5.23 è riportata la foto dell’inverter principale.



Figura 5.23 Inverter principale.

I componenti elettronici dell'inverter sono alimentati tramite alimentazione ausiliaria ad una tensione di 15V. In Figura 5.24 è mostrata la scheda hardware che comprende il banco di condensatori elettrolitici collegati all'inverter principale. La scheda prevede un'interfaccia di comando e le morsettiere adibite alla misura delle grandezze elettriche. Il banco di condensatori è composto da quattro unità di capacità pari a 2,2 mF. In parallelo ad essi sono presenti resistenze da 10k $\Omega$  che hanno il compito di velocizzare la fase di scarica. Anche questa scheda è alimentata a 15V da una sorgente esterna.



*Figura 5.24 Bus DC dell'inverter principale.*

## 5.4.2 Inverter secondario

L'inverter secondario è del tutto identico all'inverter principale essendo il secondo convertitore statico del sistema back-to-back di cui si è parlato precedentemente. Una sua foto è mostrata in Figura 5.25.



Figura 5.25 Inverter secondario.

In Figura 5.26 viene mostrato il banco di condensatori utilizzato per il bus DC dell'inverter secondario.



Figura 5.26 Bus DC dell'inverter secondario.

Per la modulazione dell'inverter secondario è stato utilizzato il blocco DS1104SL\_DSP\_PWM della libreria RTI della dSPACE. Questo blocco prevede quattro ingressi destinati all'invio dei segnali PWM, quindi si è scelto di usare solo tre di essi e di attribuire la generazione dei rispettivi segnali negati ad una scheda hardware. L'elemento in questione è riportato in Figura 5.27.

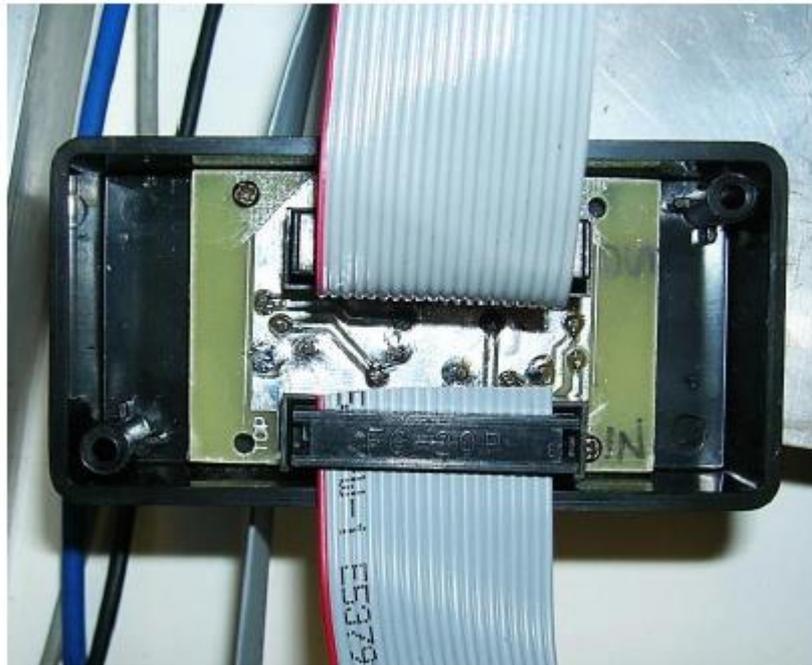


Figura 5.27 Scheda di generazione dei segnali negati delle modulanti dell'inverter secondario.

### 5.4.3 Macchina asincrona

La macchina asincrona utilizzata è mostrata in Figura 5.28.



Figura 5.28 Macchina asincrona.

I dati di targa della macchina sono indicati in tabella 5.7.

<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	$Hz$

Tabella 5.8 Dati di targa della macchina asincrona.

## 5.4.4 Macchina in corrente continua

Il carico meccanico del motore asincrono è costituito da una macchina in corrente continua con circuito d'eccitazione indipendente, mostrata in Figura 5.29. I dati di targa della macchina sono riportati in Tabella 5.8.



Figura 5.29 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	<i>W</i>
<i>Velocità meccanica nominale</i>	$n_n$	3000	<i>rpm</i>
<i>Tensione nominale</i>	$V_n$	440	$V_{rms}$
<i>Corrente nominale</i>	$I_n$	37	$A_{rms}$

Tabella 5.9 Dati di targa della macchina in corrente continua.

Durante le prove sperimentali si vuole controllare a piacimento la coppia resistente applicata alla macchina asincrona. Per permettere questo il circuito di eccitazione della macchina in corrente continua è stato collegato a rete tramite un variac e un ponte raddrizzatore, così da poter controllare la tensione di eccitazione e di conseguenza la coppia resistente offerta dalla macchina. In Figura 5.30 sono mostrati il variac e il ponte raddrizzatore sopraccitati.

5 – Prototipazione rapida e banco di prova



Figura 5.30 Variac di alimentazione della macchina in corrente continua (sinistra) e ponte raddrizzatore (destra).

## 5.4.5 Sistema di interfacciamento dSPACE-banco

Per interfacciare la parte hardware del banco alla scheda dSPACE 'DS1104' è indispensabile il pannello connettore 'CP1104', mostrato in Figura 5.3, che permette l'invio dei segnali di modulazione degli inverter, l'acquisizione delle grandezze e l'invio di esse all'oscilloscopio. I connettori utilizzati per tale finalità sono gli ADC, i DAC e il connettore Slave I/O PWM. Oltre a questo elemento, per acquisire le correnti di fase e le tensioni dei bus DC dei due inverter e per rendere tali segnali compatibili con il sistema dSPACE, sono state realizzate appositamente due schede di acquisizione, mostrate in Figura 5.31.



*Figura 5.31 Schede di acquisizione delle correnti e delle tensioni.*

Anche tali schede sono alimentate tramite alimentazione ausiliaria da 15V.

## 5.4.6 Postazione di controllo

La postazione di controllo è essenzialmente costituita dalla workstation sulla quale è stato installato il software ControlDesk. Ad essa è stata associata anche la strumentazione di controllo e di acquisizione delle grandezze di interesse. In postazione si trovano anche l'oscilloscopio e due multimetri utilizzati, per motivi di sicurezza, per monitorare direttamente le tensioni dei bus DC dei due inverter. Per avere un ulteriore riscontro è possibile leggere i valori di coppia e velocità di rotazione direttamente dal display del torsionmetro calettato all'albero della macchina asincrona.



*Figura 5.32 Postazione di controllo.*

## Capitolo 6

### Risultati delle prove sperimentali

Quest'ultimo capitolo presenta i risultati più significativi delle prove sperimentali eseguite in laboratorio. Come descritto nel capitolo precedente, la scheda hardware del sistema dSPACE richiede che il software del sistema di controllo, ovvero un codice C generato a partire dal modello realizzato in Simulink, sia caricato preventivamente. 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 tutti i parametri e le grandezze necessarie al corretto funzionamento del modello. Durante le varie prove sperimentali, al fine di confrontare il comportamento del modello implementato con altre strategie di controllo, come altre tecniche di modulazione o un controllo della tensione del bus DC secondario a un valore costante, sono state effettuate, di volta in volta, piccole modifiche allo schema di controllo base mostrato nel capitolo 3. Ad ogni modifica è stata necessaria una ritaratura dei regolatori per l'ottenimento di un funzionamento ottimale. Per questo motivo non vengono elencati i coefficienti dei regolatori come avvenuto per le simulazioni numeriche. Ad ogni modo i valori utilizzati non sono molto discostanti da quelli mostrati in Tabella 4.2.

Nella prima parte del capitolo verranno mostrati gli andamenti delle principali grandezze di interesse, acquisite per mezzo dell'oscilloscopio collegato al banco di prova, a seguito di un riferimento di velocità a gradino di ampiezza 2500 giri al minuto. Per analizzare le prestazioni della tecnica di modulazione utilizzata (quella di Bolognani) essa verrà confrontata col comportamento di altre due tecniche di modulazione utilizzate sullo stesso sistema Dual Inverter:

- una saturazione del vettore di tensione di riferimento all'interno del cerchio inscritto all'esagono di Figura 1.11, che costringe l'inverter principale a lavorare in regime sinusoidale;
- un'altra tecnica di sovr modulazione che in letteratura è nota come Minimum Phase Error Overmodulation [14]. Essa, nel caso in cui l'ampiezza del vettore di riferimento sia maggiore di  $\frac{2}{3}E_A$ , riporta il vettore sul perimetro dell'esagono conservando la stessa fase.

Relativamente allo stesso transitorio verrà confrontato il comportamento del sistema oggetto della tesi con quello di un sistema del tutto analogo ma in cui la tensione del bus DC secondario ha valore costante pari a 300 V.

Nella seconda parte del capitolo verranno mostrati i risultati di prove stazionarie effettuate a 700 giri al minuto, in cui si verificherà il corretto funzionamento di alcuni elementi del controllo e si paragoneranno i risultati con le altre tecniche di modulazione sopracitate.

## 6.1 Prove dinamiche

Le prove sono state svolte applicando un riferimento di velocità a gradino di ampiezza pari a 2500 rpm, all'istante temporale  $t = 1$  s. La finestra temporale è stata fissata con una scala di 1 s/divisione, quindi su una finestra di 10 divisioni si ha una visualizzazione della durata di 10 s. In Figura 6.1 vengono mostrati, dall'alto al basso, gli andamenti della velocità di rotazione, della corrente di riferimento di asse d, della corrente di riferimento di asse q e della corrente di fase a. In Figura 6.2 e 6.3 vengono mostrate le stesse grandezze, rispettivamente per la Minimum Phase Error Overmodulation e per il regime sinusoidale.

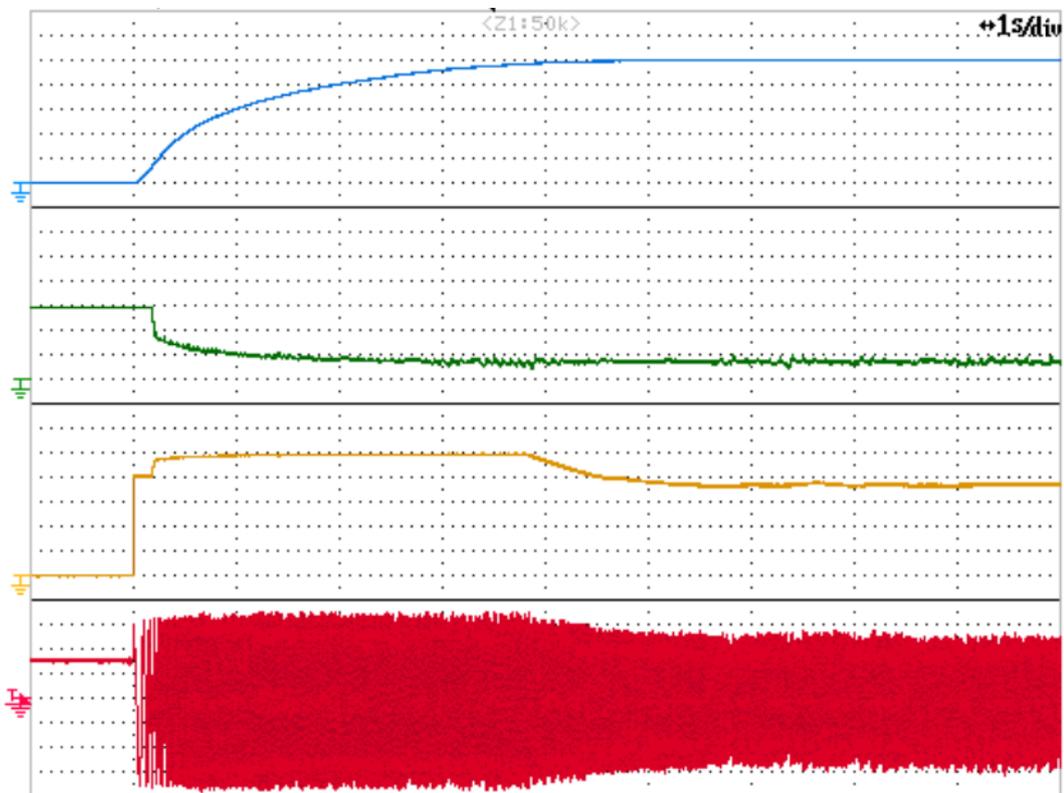


Figura 6.1 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), del riferimento di corrente di asse d (verde - 2 A/div), del riferimento di corrente di asse q (giallo - 2 A/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div). Sovramodulazione di Bolognani.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

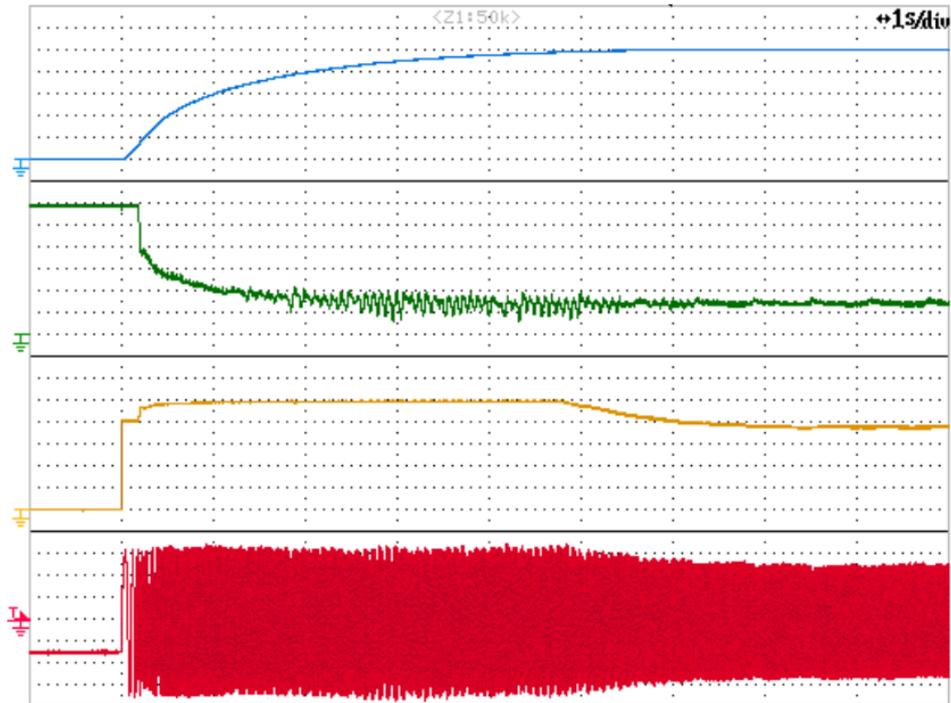


Figura 6.2 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), del riferimento di corrente di asse d (verde - 1 A/div), del riferimento di corrente di asse q (giallo - 2 A/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div). Minimum Phase Error Overmodulation.

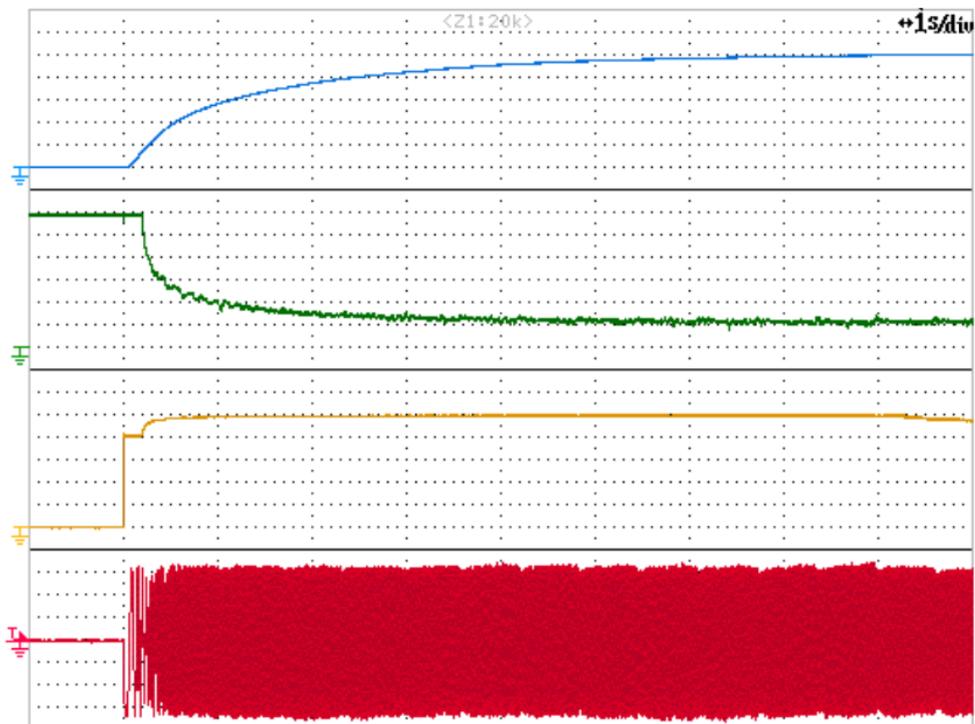


Figura 6.3 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), del riferimento di corrente di asse d (verde - 1 A/div), del riferimento di corrente di asse q (giallo - 2 A/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div). Regime sinusoidale.

Si può notare che la sovrarmodulazione di Bolognani permette di raggiungere il riferimento circa un secondo prima rispetto alla Minimum Phase Error Overmodulation. Questo si può vedere confrontando sia gli andamenti di velocità di Figura 6.1 e 6.2 sia gli andamenti del riferimento di corrente di asse q: una volta raggiunto il riferimento la coppia può diminuire così come la  $i_{q,ref}$ . Questa diversità nelle prestazioni delle due sovrarmodulazioni è dovuta al fatto che la Minimum Phase Error Overmodulation non tende a coincidere con una modulazione ad onda quadra per grandi richieste di tensione, come fa la sovrarmodulazione di Bolognani. Quest'ultima riesce quindi a fornire una tensione più elevata. Questo fenomeno risulta molto più evidente per quanto riguarda il regime sinusoidale. Come si vede da Figura 6.3, infatti, se l'inverter principale non sovrarmodula sono a stento sufficienti i 10 secondi visualizzati per raggiungere il riferimento di velocità. In Figura 6.4 vengono mostrati gli andamenti della velocità di rotazione, del flusso rotorico di riferimento, della coppia elettromagnetica prodotta dalla macchina e della corrente di fase a durante una prova in cui è stata usata la sovrarmodulazione di Bolognani.

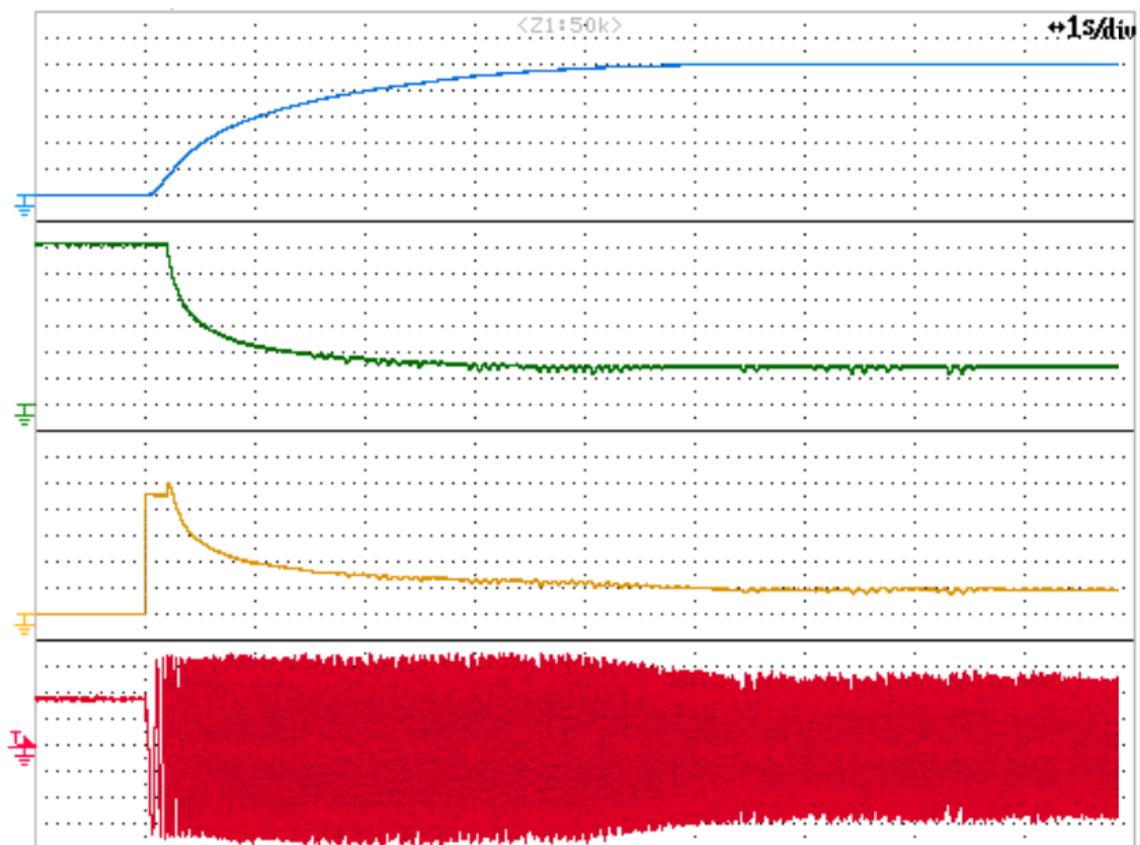


Figura 6.4 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), del riferimento di flusso rotorico (verde - 0,1 Wb/div), della coppia elettromagnetica (giallo - 3 Nm/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div).  
Sovrarmodulazione di Bolognani.

In Figura 6.5 sono riportate le stesse grandezze visualizzate però durante una prova in cui è stata usata la Minimum Phase Error Overmodulation.

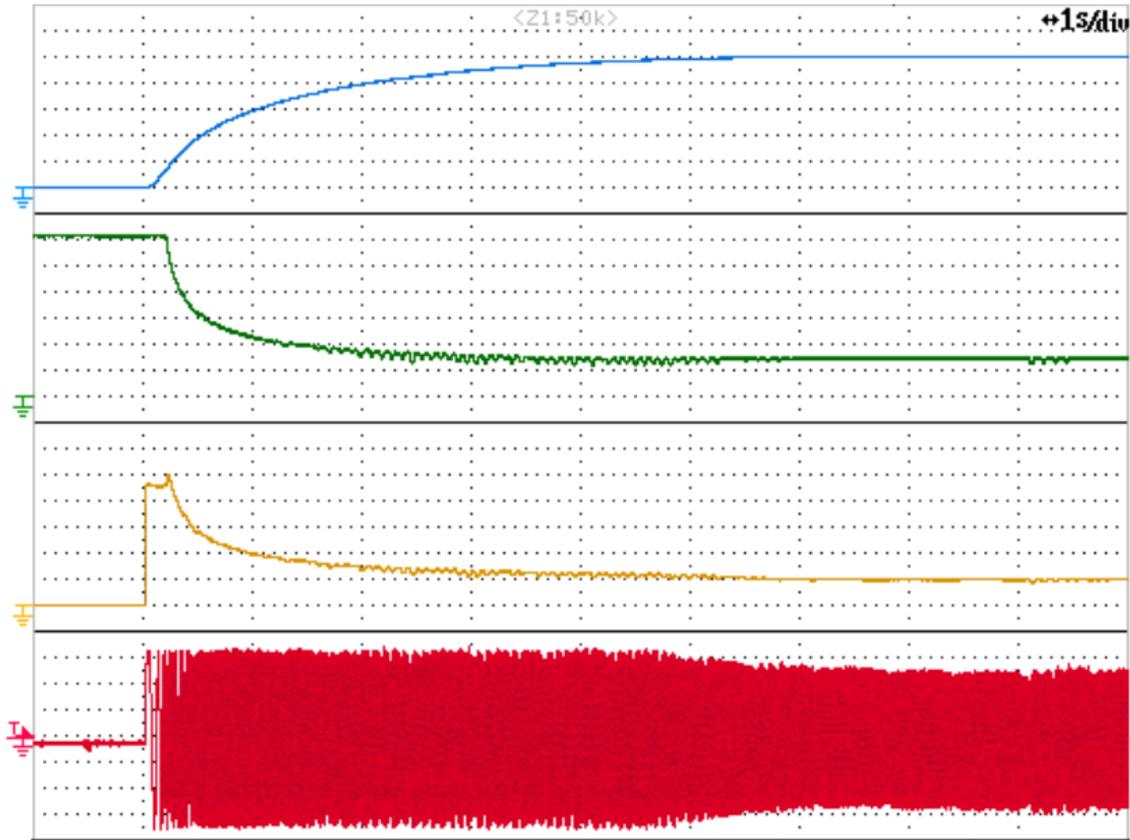


Figura 6.5 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), del riferimento di flusso rotorico (verde - 0,1 Wb/div), della coppia elettromagnetica (giallo - 3 Nm/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div). Minimum Phase Error Overmodulation.

La coppia massima, in accordo con le simulazioni numeriche, è di circa 14 Nm per entrambe le sovramodulazioni. Ciò è in accordo con la teoria in quanto nella regione a coppia costante l'inverter principale non sovramodula perché a velocità così basse non è necessario un boost di tensione. Il primo deflussaggio inizia a circa 500 rpm. In questa regione di funzionamento non si riesce ad apprezzare una sostanziale differenza tra i due metodi di sovramodulazione ma in seguito, con prove più specifiche, si mostrerà come, alla stessa velocità, il metodo di Bolognani riesca effettivamente a fornire più coppia e quindi più potenza meccanica. Tutte le prove finora mostrate sono state effettuate con un sistema di controllo che mantiene il valore della tensione del bus DC secondario costante a un valore di 300 V. In Figura 6.6 è mostrato questo aspetto insieme al fattore di potenza dell'inverter principale che rimane al valore unitario per tutto il funzionamento, come richiesto dalla logica di controllo.

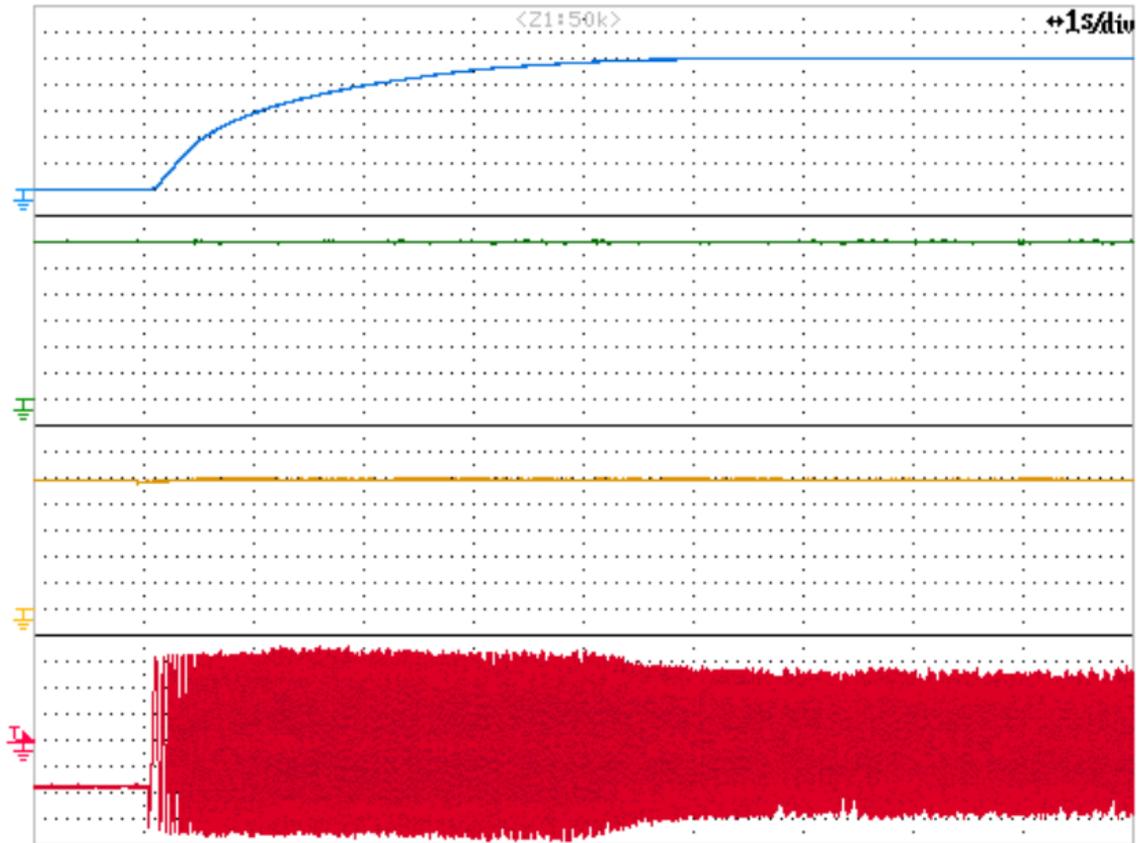


Figura 6.6 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), della tensione del bus DC secondario (verde - 50 V/div), del fattore di potenza dell'inverter principale (giallo - 0.2 pu/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div). Sovramodulazione di Bolognani.

In Figura 6.7 sono mostrati gli andamenti della velocità di rotazione, della tensione del bus DC secondario, della coppia elettromagnetica e della corrente di fase a. È immediato notare che il sistema di controllo usato durante questa prova implementa il controllo della tensione del bus DC secondario in funzione della tensione richiesta all'inverter. L'andamento verde cresce durante la fase di accelerazione e si assesta a un valore più basso una volta raggiunto il riferimento di velocità, esattamente come mostrato dalle simulazioni numeriche. Il condensatore flottante è stato caricato, prima del gradino di velocità, a 75 V, che rappresentano il margine di tensione fissato per consentire una buona dinamica del regolatore.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

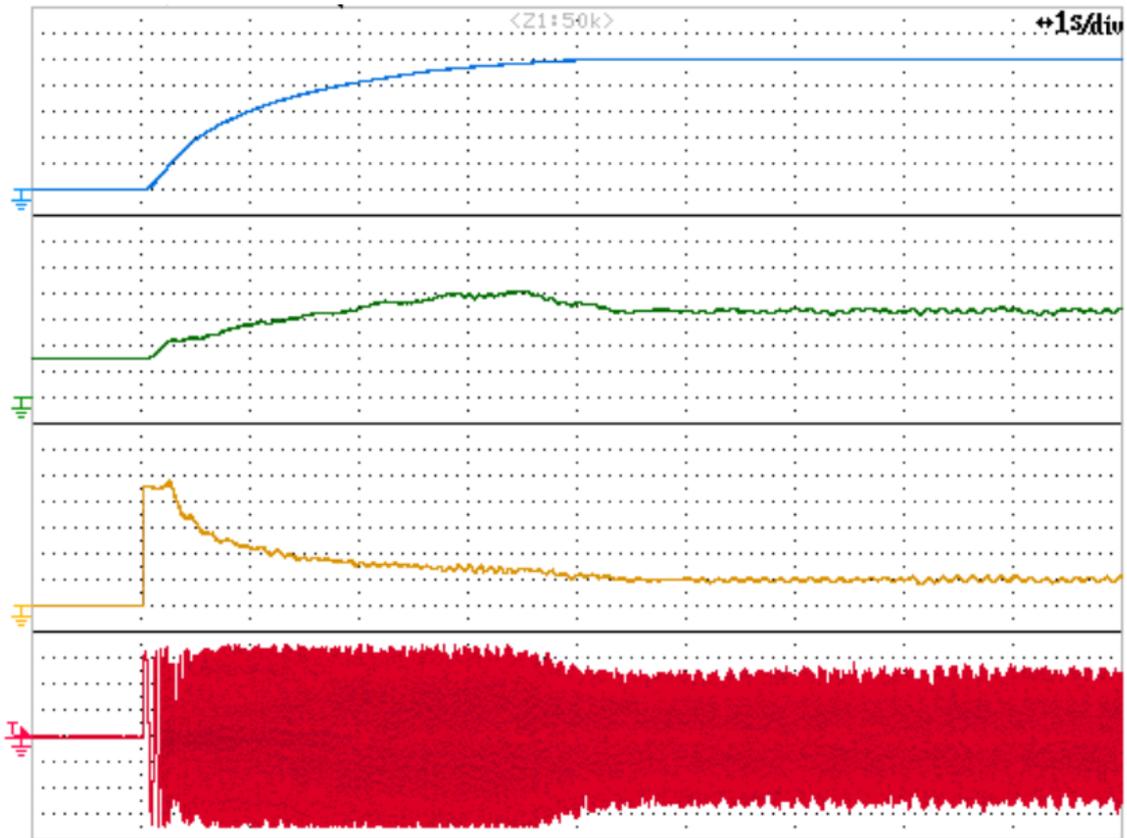


Figura 6.7 Andamenti della velocità di rotazione (blu - 500 rpm/div), della tensione del bus DC secondario (verde - 50 V/div), della coppia elettromagnetica (giallo - 3 Nm/div) e della corrente di fase a (rosso - 3 A/div).  
Sovramodulazione di Bolognani.

## 6.2 Prove stazionarie

In questo paragrafo verranno descritti i risultati di prove stazionarie eseguite a 700 rpm. Si desidera verificare che il controllo implementato soddisfi le prestazioni attese a regime. La scelta di svolgere le prove a 700 giri al minuto si deve al fatto che a questa velocità è possibile apprezzare tutte le fasi della modulazione di Bolognani (regime lineare, sovr modulazione e modulazione ad onda quadra) modificando la coppia resistente offerta dalla macchina in corrente continua e quindi la coppia prodotta dal motore asincrono. Quindi, come illustrato nel quinto capitolo, è possibile apprezzare tutte le fasi della modulazione semplicemente regolando la tensione di eccitazione della macchina in corrente continua, senza cambiare il riferimento di velocità del motore. In Figura 6.8 sono mostrati, relativamente alla fase a, gli andamenti delle tensioni impresse dai due inverter in per unità rispetto ai rispettivi bus DC (150 V per l'inverter principale e 300 V per l'inverter secondario) la tensione ai capi degli avvolgimenti di macchina e la corrente statorica. La finestra temporale è fissata con una scala di 20 ms/divisione. In questa prova la coppia generata dal motore era di 12 Nm. In Figura 6.9 e 6.10 sono mostrate le stesse grandezze in prove in cui la coppia generata era rispettivamente di 9,5 Nm e 6 Nm. Come ci si aspettava, maggiore è la richiesta di coppia maggiore è la tensione necessaria. Per alte coppie richieste l'inverter entra quindi in regime di sovr modulazione. In queste figure è facile apprezzare come la tensione dell'inverter principale sia in fase con la corrente e quindi il fattore di potenza di sfasamento sia unitario. La tensione dell'inverter secondario è invece in quadratura rispetto alla corrente. Durante queste prove infatti la tensione del bus DC secondario è stata mantenuta al valore costante di 300 V, quindi le prove confermano che la componente  $v_B^p$  in questo caso risulta nulla, come indicato dal modello teorico. Infine la tensione di macchina risulta in anticipo rispetto alla corrente statorica, come ci si aspetta per un carico ohmico-induttivo rappresentato dal motore.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

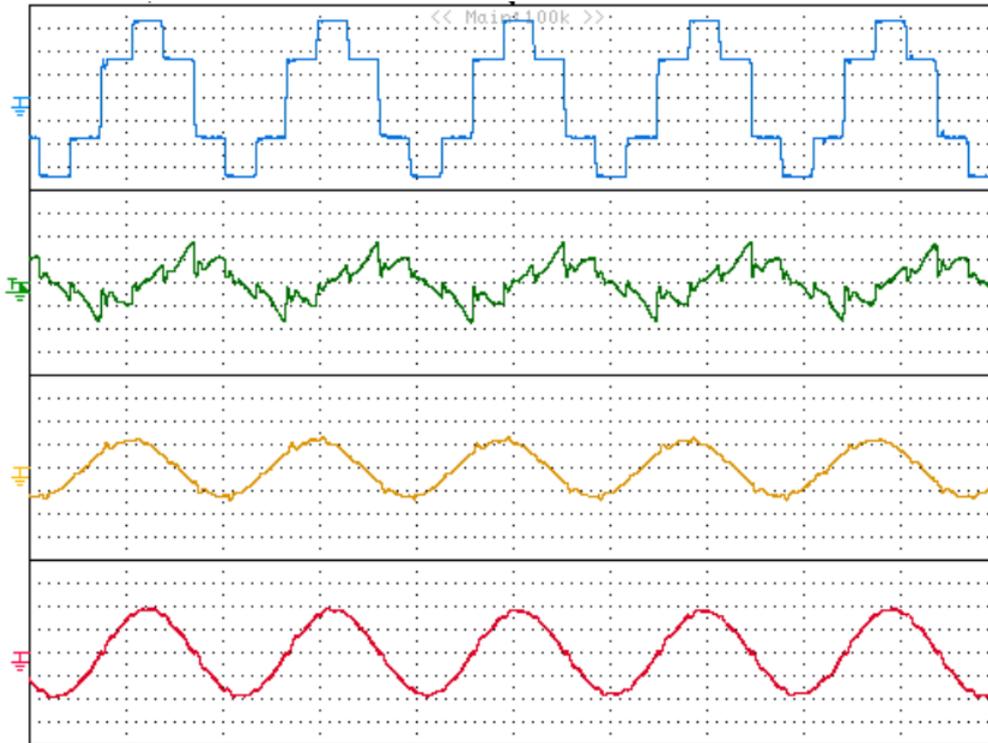


Figura 6.8 Andamenti della tensione di fase impressa dall'inverter A (blu – 0,2 pu/div), della tensione di fase impressa dall'inverter B (verde – 0.2 pu/div), della tensione di fase di macchina (giallo – 90 V/div) e della corrente di fase (rosso – 5 A/div). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm.

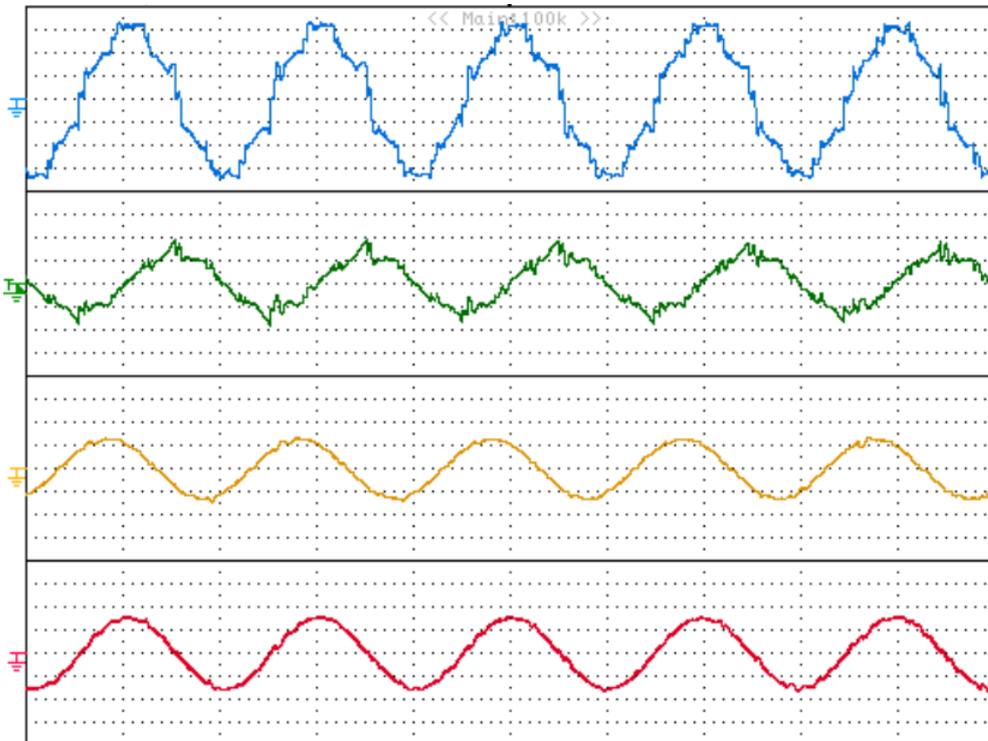


Figura 6.9 Andamenti della tensione di fase impressa dall'inverter A (blu – 0,2 pu/div), della tensione di fase impressa dall'inverter B (verde – 0.2 pu/div), della tensione di fase di macchina (giallo – 90 V/div) e della corrente di fase (rosso – 5 A/div). Condizioni operative: 700 rpm e 9,5 Nm.

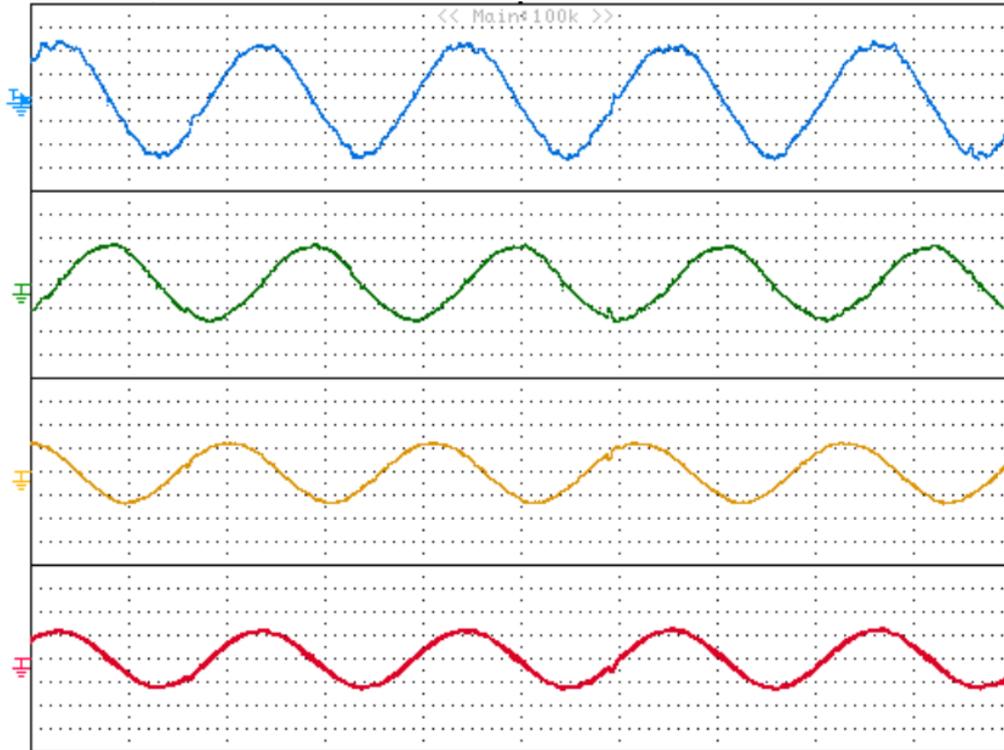


Figura 6.10 Andamenti della tensione di fase impressa dall'inverter A (blu – 0,2 pu/div), della tensione di fase impressa dall'inverter B (verde – 0,2 pu/div), della tensione di fase di macchina (giallo – 90 V/div) e della corrente di fase (rosso – 5 A/div). Condizioni operative: 700 rpm e 6 Nm.

In Figura 6.11 sono mostrate le stesse grandezze nelle stesse condizioni operative di Figura 6.8 in cui però si è implementata la Minimum Phase Error Overmodulation al posto della sovrarmodulazione di Bolognani. Si può notare la differenza tra le tensioni applicate dalle due tecniche: anche in questo caso si lavora in regime di sovrarmodulazione, in quanto la tensione applicata non è sinusoidale, ma la forma d'onda non è quella tipica di una modulazione ad onda quadra e la tensione di picco applicata è visibilmente inferiore. La tensione dell'inverter secondario contiene chiaramente meno armoniche in quanto minore è il disturbo armonico introdotto da questo tipo di modulazione.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

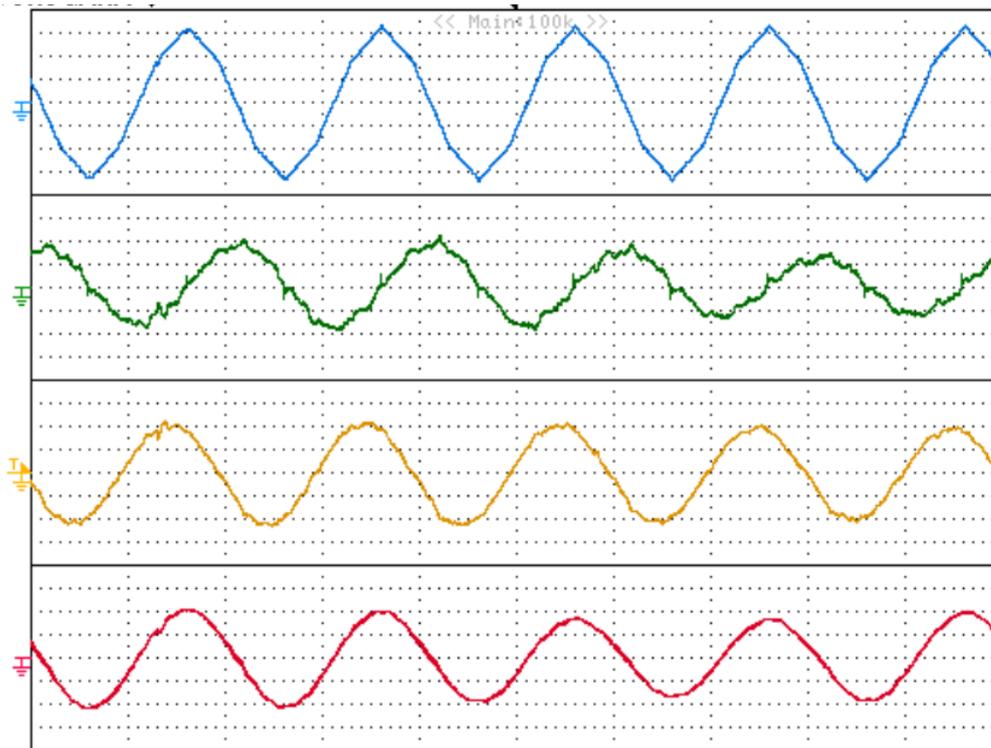


Figura 6.11 Andamenti della tensione di fase impressa dall'inverter A (blu – 0,2 pu/div), della tensione di fase impressa dall'inverter B (verde – 0,1 pu/div), della tensione di fase di macchina (giallo – 45 V/div) e della corrente di fase (rosso – 5 A/div). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm. Minimun Phase Error Overmodulation.

In Figura 6.12 sono mostrate le componenti alfa e beta (sistema di riferimento bifase stazionario) delle tensioni applicate dall'inverter principale e secondario nelle stesse condizioni di Figura 6.8. Anche per queste figure l'intervallo temporale è di 20 ms/divisione. L'oscilloscopio utilizzato permette di plottare le grandezze acquisite e quindi ricostruire la traiettoria del vettore di spazio. Per quanto riguarda l'inverter principale si ottiene l'esagono atteso, mentre per l'inverter secondario si ottiene una forma particolare, dovuta al grande contributo armonico presente nella tensione.

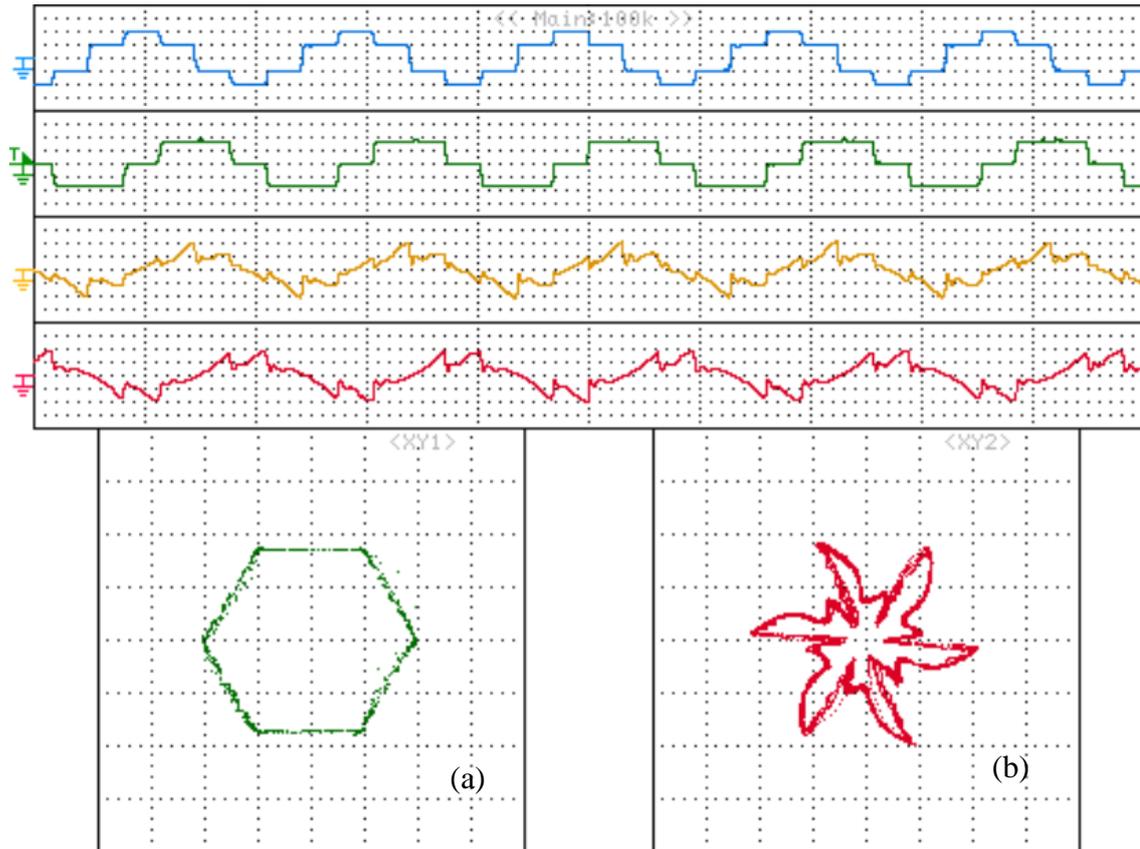


Figura 6.12 Andamenti della componente alfa della tensione impressa dall'inverter A (blu – 50 V/div), della componente beta della tensione impressa dall'inverter A (verde – 50 V/div), della componente alfa della tensione impressa dall'inverter B (giallo – 50 V/div) e della componente beta della tensione impressa dall'inverter B (rosso – 50 V/div). Traiettoria del vettore di spazio dell'inverter A (a) e traiettoria del vettore di spazio dell'inverter B (b). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm.

In figura 6.13 sono riportate queste stesse grandezze nel caso in cui il controllo utilizzi la Minimum Phase Error Overmodulation. La traiettoria del vettore di spazio dell'inverter principale risulta la stessa ma è diversa il modo in cui è percorsa: la Minimum Phase Error Overmodulation segue il perimetro dell'esagono mentre la sovrarmodulazione di Bolognani, che si ricorda tende alla modulazione ad onda quadra, insiste solo sui vertici dell'esagono, passando istantaneamente da uno all'altro.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

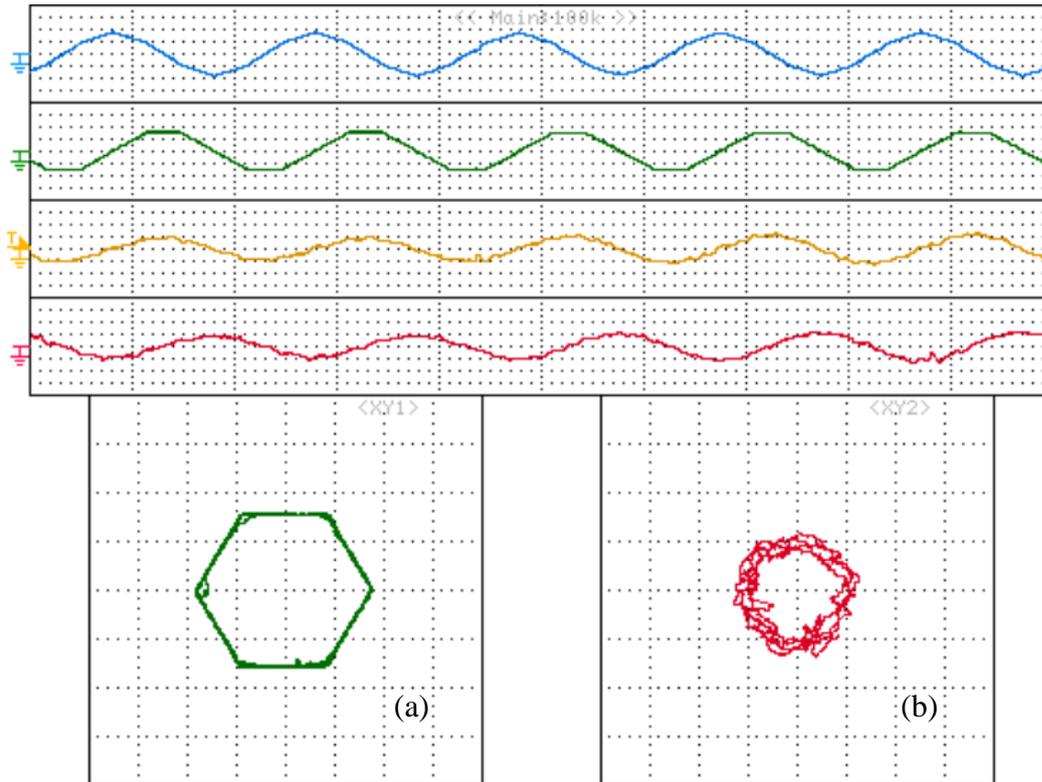


Figura 6.13 Andamenti della componente alfa della tensione impressa dall'inverter A (blu – 50 V/div), della componente beta della tensione impressa dall'inverter A (verde – 50 V/div), della componente alfa della tensione impressa dall'inverter B (giallo – 50 V/div) e della componente beta della tensione impressa dall'inverter B (rosso – 50 V/div). Traiettoria del vettore di spazio dell'inverter A (a) e traiettoria del vettore di spazio dell'inverter B (b). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm. Minimum Phase Error Overmodulation.

Per completezza si riporta il risultato di queste prove anche per il regime lineare, in Figura 6.14. Come ci si aspetta dalla teoria le traiettorie dei vettori di spazio sono dei cerchi.

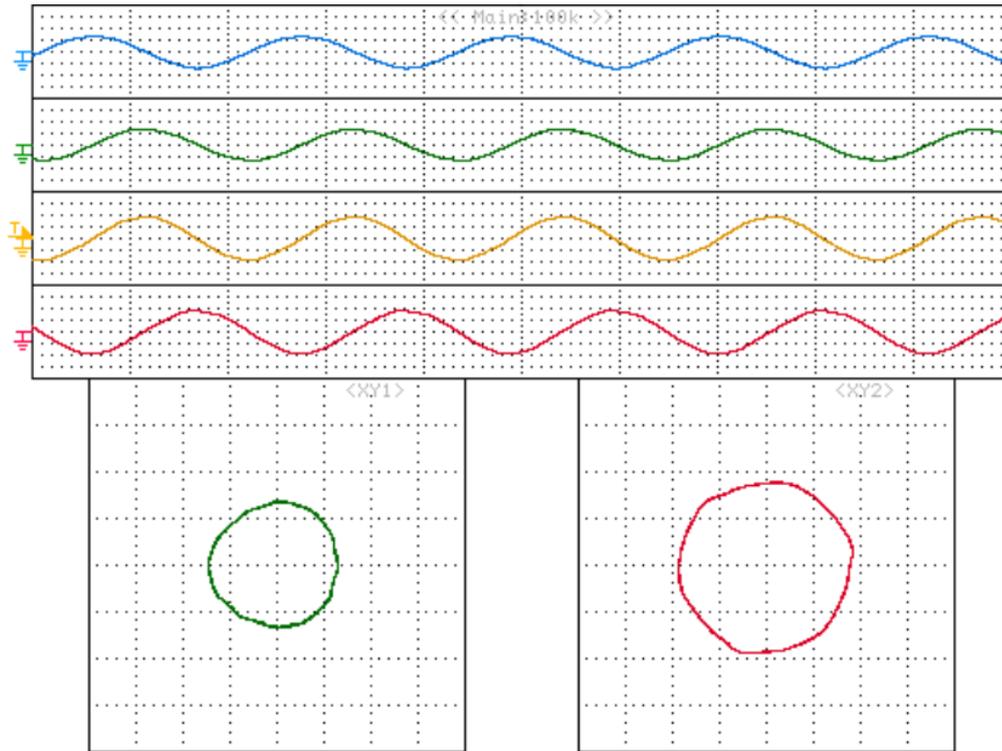


Figura 6.14 Andamenti della componente alfa della tensione impressa dall'inverter A (blu – 50 V/div), della componente beta della tensione impressa dall'inverter A (verde – 50 V/div), della componente alfa della tensione impressa dall'inverter B (giallo – 50 V/div) e della componente beta della tensione impressa dall'inverter B (rosso – 50 V/div). Traiettorie del vettore di spazio dell'inverter A (a) e traiettoria del vettore di spazio dell'inverter B (b). Condizioni operative: 700 rpm e 6 Nm.

Confrontando le traiettorie del vettore di spazio della tensione dell'inverter secondario in Figura 6.14 e Figura 6.13 si nota che la tensione richiesta all'inverter, a pari velocità, è maggiore per coppie erogate minori. Ciò è dovuto alla forma particolare del limite di tensione dell'inverter secondario mostrato in Figura 1.16.

In Figura 6.15 sono mostrate le tensioni concatenate dei due inverter se si utilizza la sovrarmodulazione di Bolognani, mentre in Figura 6.16 sono mostrate le due stesse tensioni concatenate se si utilizza la Minimum Phase Error Overmodulation. In entrambi i casi la finestra temporale è di 10 ms/divisione e la coppia erogata è di 12 Nm. I risultati di queste prove non sono stati acquisiti tramite il sistema dSPACE ma tramite delle sonde di tensione collegate direttamente al banco di prova e all'oscilloscopio. È evidente che la sovrarmodulazione di Bolognani richiede all'inverter un numero di commutazioni molto inferiore, permettendo di minimizzare le perdite di switching dell'inverter principale rispetto alla Minimum Phase Error Overmodulation. Anche le tensioni concatenate dei due inverter, come quelle di fase, risultano essere in quadratura.

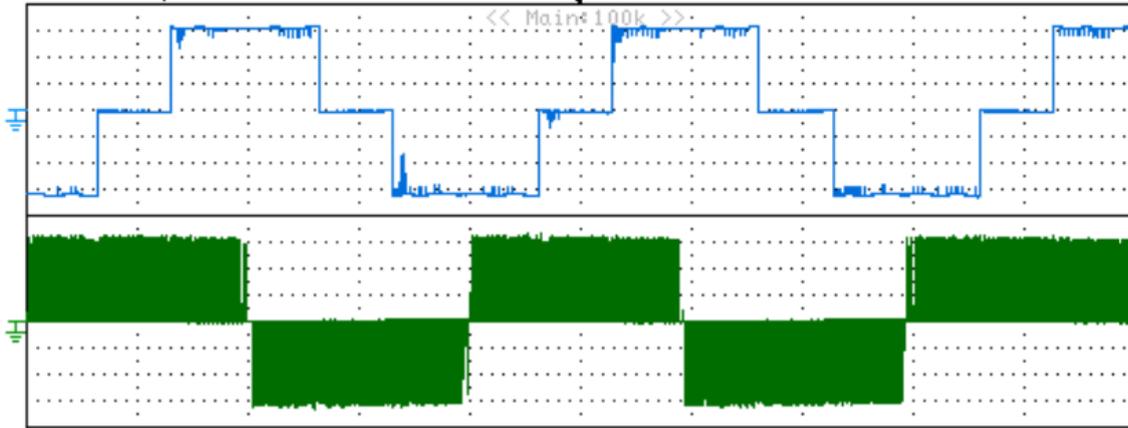


Figura 6.15 Andamenti della tensione concatenata dell'inverter principale (blu – 40 V/div) e della tensione concatenata dell'inverter secondario (verde – 100 V/div). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm. Sovramodulazione di Bolognani.

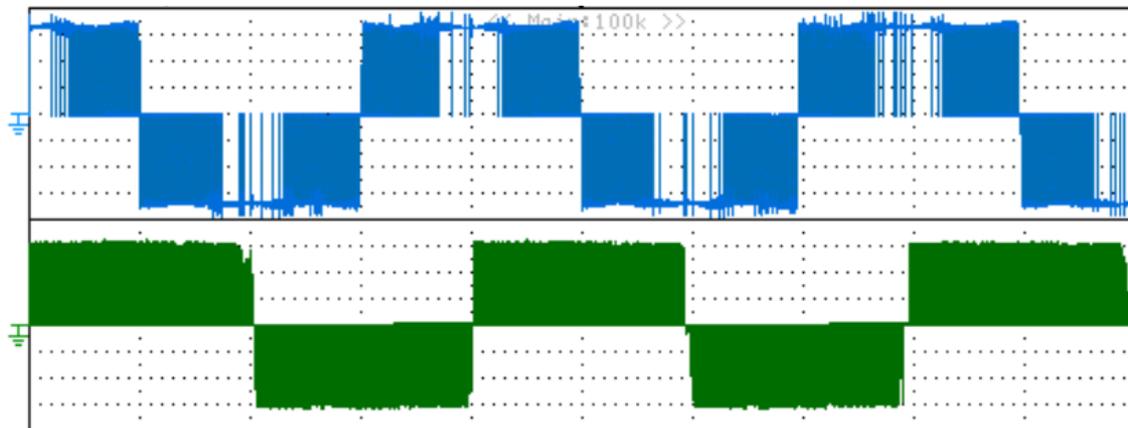


Figura 6.16 Andamenti della tensione concatenata dell'inverter principale (blu – 40 V/div) e della tensione concatenata dell'inverter secondario (verde – 100 V/div). Condizioni operative: 700 rpm e 12 Nm. Minimum Phase Error Overmodulation.

Infine sono state realizzate altre prove stazionarie al fine di ricavare sperimentalmente per punti l'andamento della curva di coppia in funzione della velocità. Le prove sono state svolte variando la coppia resistente in modo da ricavare la massima coppia erogabile a intervalli costanti di velocità, in particolare ogni 100 rpm. I valori di velocità e di coppia per ciascun punto sono stati acquisiti dal display del torsionmetro e salvati in un file di dati. Questo lavoro è stato svolto per tre diversi tipi di modulazione dell'inverter principale: sovrarmodulazione di Bolognani, Minimum Phase Error Overmodulation e saturazione all'interno del cerchio inscritto nell'esagono (regime sinusoidale). In Figura 6.17 è mostrata la caratteristica ricavata sperimentalmente per punti, realizzata graficando i valori ottenuti.

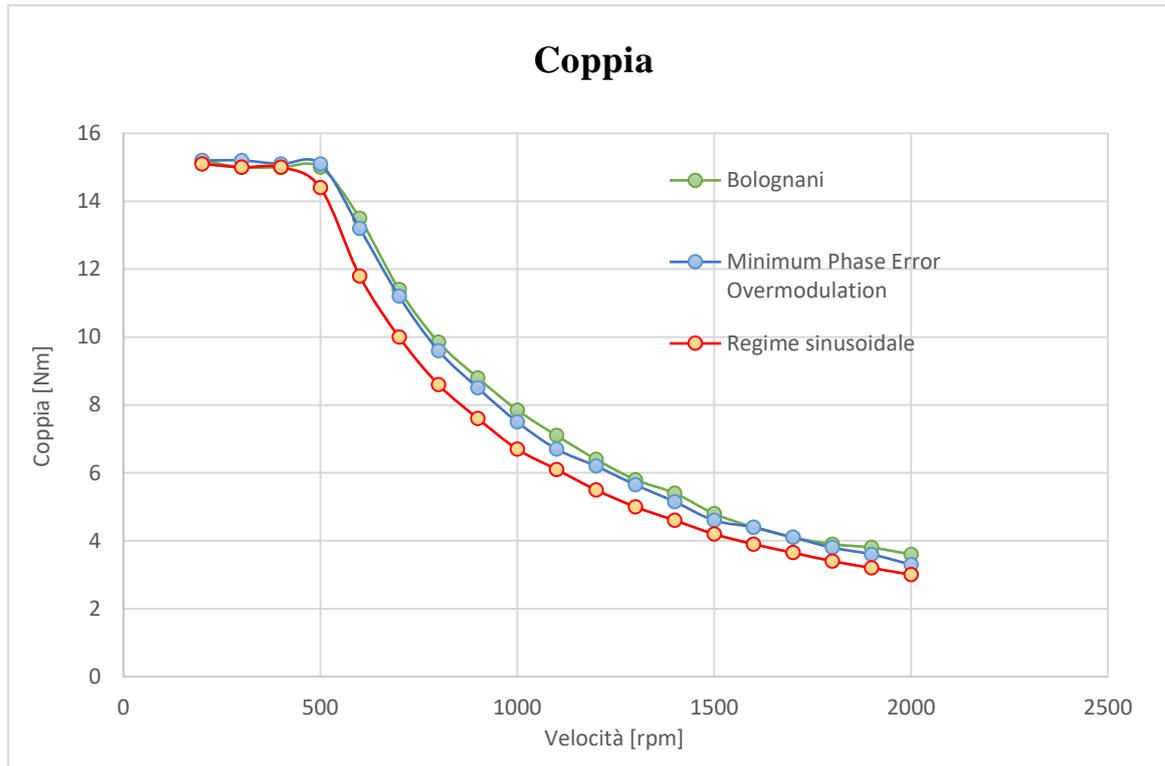


Figura 6.17 Curve coppia-velocità ricavate per il sistema Dual Inverter con sovramodulazione di Bolognani (verde), Minimum Phase Error Overmodulation (blu) e in regime sinusoidale (rosso).

In Figura 6.18 sono riportate le curve di potenza meccanica relative alle prove precedenti, ottenute moltiplicando il valore di coppia misurata con la corrispondente velocità espressa in radianti al secondo. In questa figura è evidente il guadagno di potenza che la sovramodulazione di Bolognani permette di avere, soprattutto rispetto al regime sinusoidale, ma anche rispetto all'altra tecnica di sovramodulazione. In Figura 6.19 è mostrato il rapporto tra la potenza meccanica erogata con l'inverter principale controllato tramite la tecnica di modulazione di Bolognani e la potenza meccanica erogata in regime sinusoidale. Nella zona a coppia costante il rapporto è unitario poiché il sistema eroga la stessa coppia in entrambe le condizioni. Nella zona a potenza costante invece la coppia erogata in condizione di sovramodulazione è maggiore e quindi anche la potenza. Dalla figura si vede che in questa regione la potenza è maggiore di circa il 15%.

## 6 – Risultati delle prove sperimentali

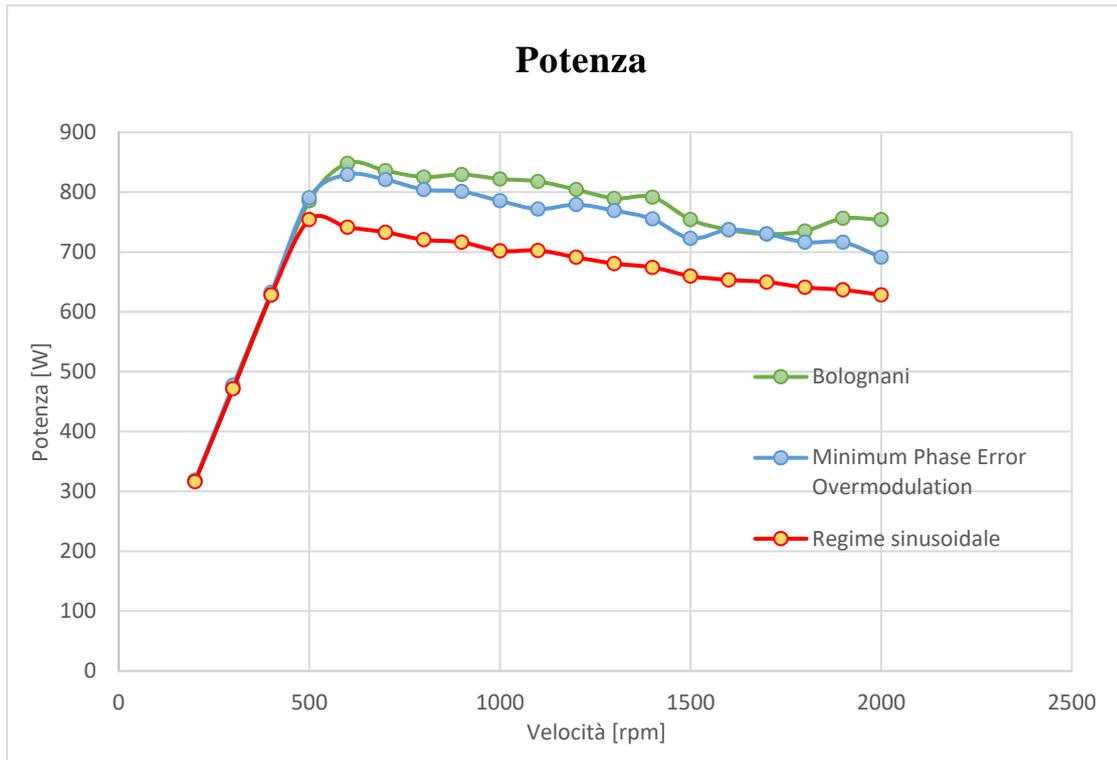


Figura 6.18 Curve potenza-velocità ricavate per il sistema Dual Inverter con sovramodulazione di Bolognani (verde), Minimum Phase Error Overmodulation (blu) e in regime sinusoidale (rosso).

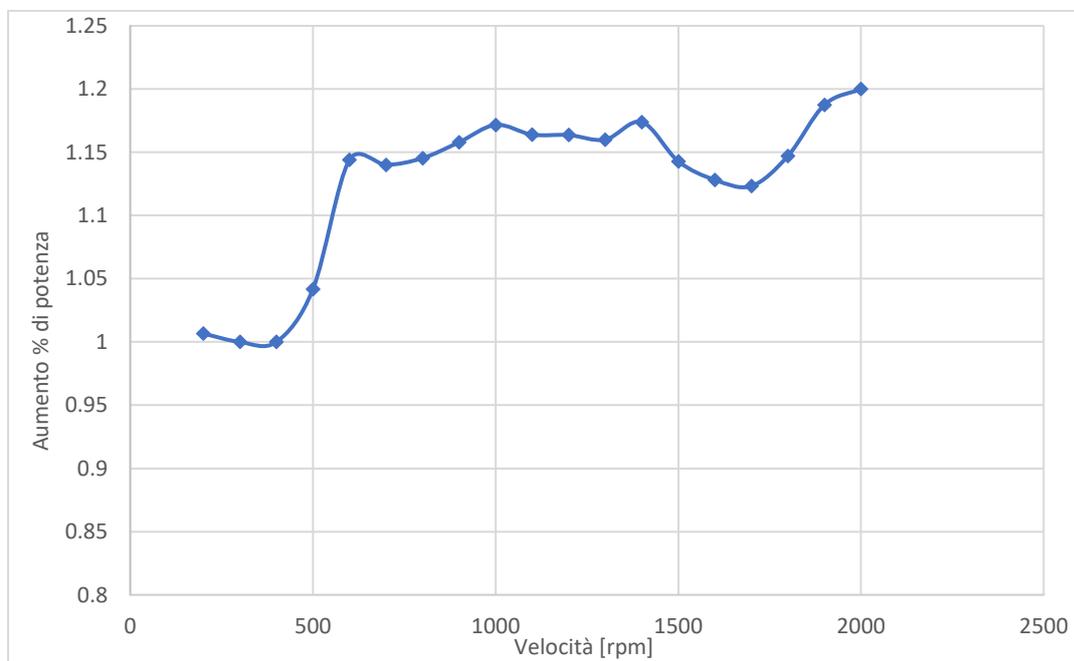


Figura 6.19 Rapporto tra la potenza in presenza di sovramodulazione di Bolognani e la potenza in regime sinusoidale.

## 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. Il sistema in esame è costituito da due inverter collegati ai rispettivi capi degli avvolgimenti statorici di una macchina asincrona e prevede la presenza di un'unica sorgente di alimentazione collegata ad un solo inverter. Il secondo inverter è invece chiuso su un banco di condensatori flottanti, nella configurazione di un filtro attivo. La configurazione studiata è stata pensata principalmente per il settore della trazione elettrica, in cui la sorgente di alimentazione è rappresentata dal pacco batterie, ma le potenzialità del sistema possono essere sfruttate anche in altre applicazioni industriali. Il sistema Dual Inverter con condensatore flottante permette di 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 il deflussaggio, incrementare la regione a potenza costante, ottenere maggiore coppia e potenza meccanica a elevate velocità e ottimizzare lo sfruttamento dell'inverter principale, favorendo il suo funzionamento a fattore di potenza unitario. L'implementazione dell'innovativo schema di controllo realizzato consente un ulteriore miglioramento delle prestazioni dell'azionamento, tramite un ulteriore aumento del limite di tensione grazie alla possibilità dell'inverter principale di funzionare in regime di modulazione ad onda quadra, qualora sia necessario. In questo modo si ottiene un incremento maggiore della zona a coppia costante e si eroga una coppia maggiore ad alte velocità. La presenza del secondo inverter ha permesso di compensare le componenti armoniche di disturbo che il funzionamento in modulazione ad onda quadra dell'inverter principale comporta, permettendo di sfruttare i vantaggi descritti senza doverne subire anche gli effetti collaterali. L'implementazione di un controllo capace di regolare la tensione del condensatore flottante in base alla tensione richiesta all'inverter ha permesso anche un abbattimento delle perdite di switching e quindi un aumento dell'efficienza del sistema.

## Conclusioni

Questi miglioramenti sono stati ottenuti a pari configurazione hardware, senza aggiungere componenti aggiuntivi e sostenere i relativi costi, implementando semplicemente un migliore schema di controllo.

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

## 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] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.

- [7] A. Tani, Dispense del corso di "Conversione Statica dell'Energia Elettrica M", Università di Bologna, 2016.
- [8] 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.
- [9] L. Zarri, Dispense del corso di "Azionamenti Elettrici per Applicazioni Industriali ed Eoliche M", Università di Bologna, 2017.
- [10] A. Caccia, Tesi di Laurea Magistrale "Controllo di una Macchina Asincrona a Fasi Statoriche Aperte Alimentata tramite Doppio Inverter in Presenza di Sovramodulazione", Università di Bologna, 2018.
- [11] 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.
- [12] S. Bolognani, M. Zigliotto, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range", IEEE Transactions on Industry Application, vol. 33, 1997.
- [13] A. Amerise, M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, S. Rubino, R. Bojoi, "Open-End Windings Induction Motor Drive with a Floating Capacitor Bridge at Variable DC Link Voltage".
- [14] Y.-C. Kwon, S. Kim, S.-K. Sul, "Six-Step Operation of PMSM with Instantaneous Current Control", IEEE Transactions on Industry Application, vol. 50, 2014.