

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA

SCUOLA DI INGEGNERIA

DIPARTIMENTO di
INGEGNERIA DELL'ENERGIA ELETTRICA E DELL'INFORMAZIONE
"Guglielmo Marconi"
DEI

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

TESI DI LAUREA

In
Conversione Statica dell'Energia Elettrica M

**ANALISI COMPARATIVA TRA ARCHITETTURE DI
ALIMENTAZIONE MULTILIVELLO E MULTI-
TRIFASE PER MACCHINE BRUSHLESS**

CANDIDATO

LORENZO BORSARI

RELATORE

Chiar.mo Prof. ANGELO TANI

CORRELATORI

Dott. Ing. GIACOMO SALA

Dott. Ing. GABRIELE RIZZOLI

Anno Accademico 2019/2020

Sessione IV

Sommario

Introduzione.....	5
CAPITOLO 1 Descrizione delle architetture di azionamento multi-trifase e multilivello	7
1.1 Generalità sulle macchine Brushless	7
1.2 Descrizione dell'azionamento	9
1.3 Strutture di azionamento alternative	11
1.4 Modello matematico della macchina esafase SPM.....	12
CAPITOLO 2 Descrizione delle strutture di conversione multi-trifase e multilivello	18
2.1 Generalità sui convertitori DC-AC	18
2.2 Ramo di inverter VSI a due livelli	19
2.3 Controllo del ramo di inverter VSI a due livelli	22
2.4 Inverter trifase VSI a due livelli	25
2.5 Controllo dell'inverter trifase VSI a due livelli.....	33
2.6 Generalità sugli inverter trifase VSI multilivello	36
2.7 Ramo di inverter VSI a tre livelli	37
2.8 Controllo del ramo di inverter VSI a tre livelli	37
2.9 Inverter trifase VSI a tre livelli.....	39
2.10 Controllo dell'inverter trifase VSI a tre livelli.....	40
2.11 Inverter trifase VSI a tre livelli NPC.....	42
CAPITOLO 3 Sistemi di controllo per la regolazione della corrente.....	45
3.1 Schede di controllo di tipo digitale	45
3.2 Controllo con regolatori di corrente con modulatori	47
3.3 Controllo di corrente per l'architettura multi-trifase	49
3.4 Controllo di corrente per l'architettura multilivello	66
CAPITOLO 4 Algoritmi per il bilanciamento della tensione sui bus DC	75
4.1 Bilanciamento dei bus DC nell'architettura multi-trifase	76
4.2 Bilanciamento dei bus DC nell'architettura multilivello	90
CAPITOLO 5 Modelli per l'implementazione delle architetture multi-trifase e multilivello	101

5.1	Modello Simulink dell'architettura multi-trifase.....	102
5.2	Modello Simulink dell'architettura multilivello.....	115
CAPITOLO 6 Simulazioni.....		130
6.1	Dati di macchina e condizioni di funzionamento.....	130
6.2	Prestazioni dei regolatori PI di corrente.....	134
6.3	Simulazioni degli algoritmi di bilanciamento dei bus DC.....	143
6.4	Simulazioni per il confronto delle prestazioni.....	150
Conclusioni.....		165
Bibliografia.....		167

Introduzione

Negli ultimi decenni, grazie ad uno sviluppo tecnologico all'avanguardia ed un maggior utilizzo dell'elettronica sia in campo civile sia in campo industriale, si è potuto abbattere notevolmente i costi dei componenti elettronici di potenza, permettendo la diffusione di tecnologie elaborate che in passato, per motivi economici, risultavano essere di scarso interesse commerciale.

Uno dei settori che è stato maggiormente influenzato e coinvolto in tale processo di evoluzione tecnologica è, senza dubbio, il campo delle macchine elettriche, dove, grazie all'utilizzo dei convertitori elettronici di potenza per la gestione dei motori, si è giunti alla realizzazione di azionamenti in grado di garantire prestazioni nettamente migliori rispetto a quelle ottenute con i precedenti sistemi di controllo.

Tutto ciò ha permesso anche di abbandonare l'idea che le macchine elettriche di tipo trifase costituissero l'unica soluzione in ambito industriale per la realizzazione di azionamenti di grande potenza.

Oramai, si sta assistendo all'avvento e all'affermarsi di una nuova tipologia di macchine con un numero di fasi diverso da quello tradizionale trifase (usualmente impiegato nella generazione e distribuzione dell'energia elettrica): la macchina elettrica *multifase*.

Il campo di studio delle macchine multifase è un settore relativamente nuovo ed in grande fermento, ma è già possibile affermare che le suddette macchine siano in grado di fornire prestazioni migliori di quelle trifase.

Infatti, un motore con un numero di fasi maggiore di tre presenta numerosi vantaggi:

- la possibilità di poter dividere la potenza su più fasi, riducendo la taglia in corrente degli interruttori statici del convertitore, con conseguente abbattimento dei costi;
- la possibilità di avere una maggiore affidabilità in caso di guasto di una fase, permettendo la continuità del servizio e il mantenimento della sicurezza;
- la possibilità di funzionare in *power sharing*, ovvero se una macchina elettrica è alimentata da due o più sorgenti di energia distinte è possibile trasferire potenza da una sorgente all'altra, o comunque introdurre uno squilibrio, senza interferire con il comportamento meccanico della macchina stessa;
- la possibilità di sfruttare le armoniche di campo magnetico al traferro di ordine superiore per ottenere migliori prestazioni in termini di coppia elettromagnetica;
- l'opportunità di creare azionamenti elettrici multi-motore, collegando più macchine in serie e comandandole con un unico convertitore di potenza.

L'obiettivo principale di questo elaborato è quello di effettuare un'analisi comparativa tra due differenti architetture di azionamento: *multi-trifase* e *multilivello*. Tali azionamenti condividono, come base di partenza, la medesima tipologia di macchina elettrica, ovvero una macchina sincrona esafase con rotore a magneti permanenti superficiali, comunemente definita macchina *brushless*. Tuttavia, mentre la prima architettura (multi-trifase) prevede il controllo della macchina multifase tramite due inverter trifase a due livelli, ciascuno dei quali agisce su una sola delle due terne di avvolgimenti statorici, la seconda (multilivello) prevede, invece, l'impiego di un inverter trifase a tre livelli agente sulla macchina ricondotta ad una configurazione trifase equivalente.

Nel capitolo 1 viene illustrato il principio di funzionamento delle macchine sincrone, seguito da un confronto preliminare tra le possibili architetture di azionamento. Successivamente, viene mostrato il modello matematico della macchina brushless in questione.

Nel capitolo 2 vengono descritte le strutture di conversione statica oggetto di studio. Nella prima parte viene analizzato il funzionamento e il controllo dell'inverter trifase a due livelli, mentre nella seconda parte si approfondisce lo studio della struttura e gestione dell'inverter trifase a tre livelli.

Nel capitolo 3 vengono descritti i sistemi di controllo di corrente utilizzati nelle due differenti architetture di azionamento.

Nel capitolo 4 vengono mostrati gli algoritmi di controllo necessari a far operare in maniera equilibrata i due convertitori proposti. Nella prima parte si analizzerà una tecnica di controllo dello sbilanciamento di tensione sui *bus DC* posti in ingresso alla struttura multi-trifase, mentre nella seconda parte verrà affrontata l'implementazione di una strategia di modulazione volta al bilanciamento dei condensatori posti in ingresso alla struttura multilivello.

Nel capitolo 5 vengono descritti i modelli *Simulink* utilizzati per l'implementazione delle due architetture di azionamento.

Nel capitolo 6 vengono mostrati i risultati delle simulazioni: nella prima parte si effettuerà un confronto dei due algoritmi di bilanciamento delle tensioni sui *bus DC* proposti; nella seconda parte si analizzeranno le forme d'onda, gli spettri armonici delle grandezze di interesse e le prestazioni di coppia raggiunte dai due azionamenti.

CAPITOLO 1

Descrizione delle architetture di azionamento multi-trifase e multilivello

In questo capitolo verranno esposte le architetture di azionamento oggetto di studio di questo elaborato; verranno richiamati la struttura e il principio di funzionamento di una macchina brushless multifase, con le relative equazioni del modello matematico.

1.1 Generalità sulle macchine Brushless

Le macchine *brushless* con magneti rotorici superficiali, anche denominate *Surface Permanent Magnet Synchronous Machines* (SPMSMs), sono macchine elettriche sincrone caratterizzate dalla presenza di un avvolgimento polifase statorico e da magneti permanenti posti a rotore.

In relazione all'effettiva locazione di tali magneti rotorici, è possibile individuare una prima classificazione di ordine generale:

- Macchine con rotore a magneti superficiali (isotrope), macchine di media e piccola potenza per automazione impiegate diffusamente negli azionamenti assi, in cui vi è necessità di accelerazioni di entità elevata;
- Macchine con rotore a magneti interni (anisotrope), generalmente macchine di media e piccola potenza per applicazioni industriali, come ad esempio azionamenti mandrino (per i quali risulta di maggior importanza la possibilità di avere a disposizione elevate velocità e potenza costante).

Entrando nel merito della configurazione strutturale di tali macchine, si possono evidenziare alcuni caratteri salienti che le contraddistinguono dalle tradizionali macchine sincrone: *in primis* non è presente alcun avvolgimento sul rotore; in secondo luogo, come si può notare dal modello riportato in Figura 1.1, esse presentano un rotore cilindrico sul quale vengono disposti esternamente un numero di magneti pari al numero di poli della macchina. In analogia, invece, con le macchine sincrone con rotore avvolto, nelle cave statoriche è alloggiato un avvolgimento polifase opportunamente alimentato.

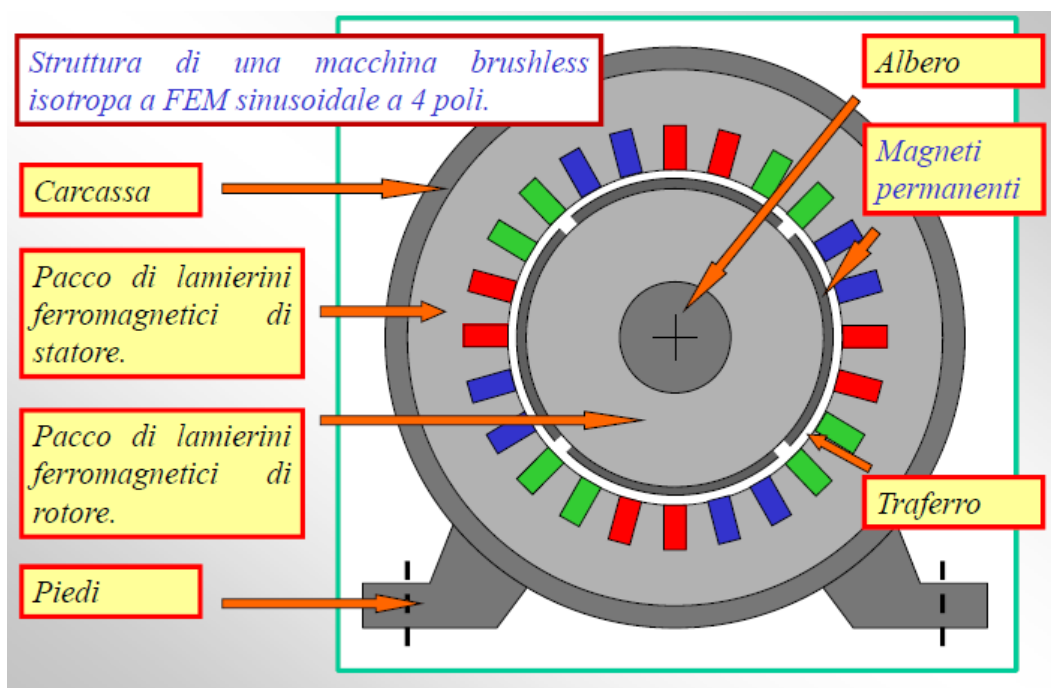


Figura 1.1: Struttura di una macchina brushless isotropa [1].

Per quel che concerne il principio di funzionamento, si può fare riferimento a quello di una macchina dove nell'avvolgimento di eccitazione circola una corrente di eccitazione costante.

Considerando una macchina trifase, se si alimenta l'avvolgimento statorico con un sistema di tre correnti simmetriche e sinusoidali, è possibile generare un campo magnetico al traferro che ruota ad una velocità rigidamente legata alla frequenza delle correnti stesse. Il flusso di eccitazione è prodotto direttamente dai magneti permanenti: quando il rotore ruota, i magneti creano un campo magnetico rotante solidale con quest'ultimo. Pertanto, la macchina sincrona sfrutta l'interazione tra questi due campi magnetici: se il rotore gira esattamente alla stessa velocità del campo magnetico di statore, il campo magnetico prodotto dai magneti permanenti risulta essere "sincrono" al campo prodotto dagli avvolgimenti di statore. I due campi, statore e rotore, nella condizione di sincronismo, risultano fermi uno rispetto all'altro e dalla interazione tra i poli nasce una coppia elettromagnetica costante.

Nella Figura 1.2 è possibile vedere la struttura statorica di una macchina *brushless*: all'interno della carcassa, è presente il pacco di lamierini ferromagnetici di statore in cui è distribuito l'avvolgimento nelle cave. Nella Figura 1.3 è mostrato il rotore rivestito in superficie con magneti permanenti; questi ultimi vengono opportunamente sagomati e inclinati non solo al fine di migliorare la sinusoidalità delle forze elettromotrici indotte dai magneti negli avvolgimenti statorici, ma anche di ridurre la coppia di riluttanza (*Cogging Torque*) dovuta all'anisotropia introdotta dalle cave statoriche.

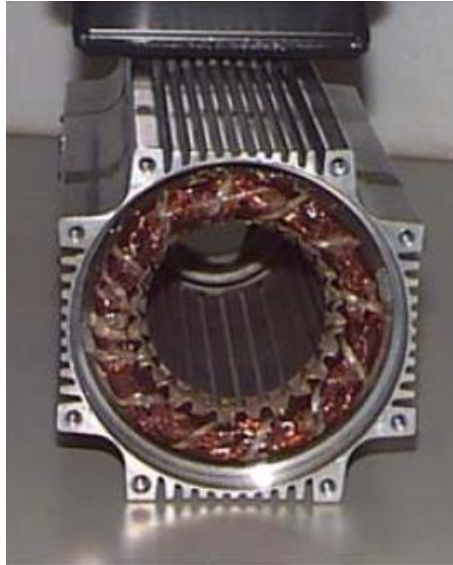


Figura 1.2: Struttura statorica della macchina brushless [1].

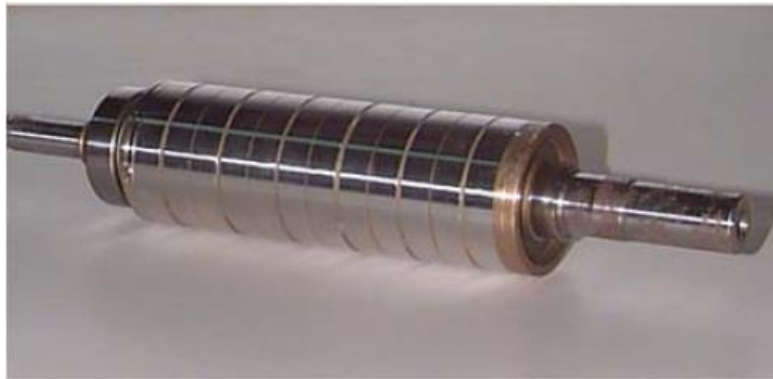


Figura 1.3: Rotore con magneti permanenti superficiali [1].

1.2 Descrizione dell'azionamento

La norma CEI 64-2 fornisce la seguente definizione di azionamento:

“Un azionamento elettrico a velocità controllata è un sistema che converte energia elettrica in energia meccanica con l'uso di apparecchiature elettroniche di potenza, in accordo con una funzione di comando e secondo un programma definito”.

A partire da questa affermazione di carattere generale si può evincere che un azionamento elettrico è composto dai seguenti tre elementi:

- una struttura di conversione statica dell'energia mediante dispositivi di elettronica di potenza;
- una macchina elettrica;
- una logica di controllo, comunemente denominata "controllore".

L'obiettivo primario di questo elaborato è quello di svolgere un confronto tra due differenti architetture di azionamento, aventi in comune la macchina elettrica, intesa come un motore *brushless* esafase con rotore a magneti permanenti superficiali, ma con strutture di conversione ed alimentazione differenti.

La prima configurazione presa in esame è quella di tipo *multi-trifase*, riportata in Figura 1.4.

La macchina esafase in oggetto di studio risulta essere alimentata da due inverter VSI (*Voltage Source Inverter*) trifase a due livelli posti in serie, ciascuno dei quali alimenta una sola terna di avvolgimenti. Nella figura, con le lettere maiuscole, si sono indicate le fasi della macchina di ciascuna terna *A* e *B*.

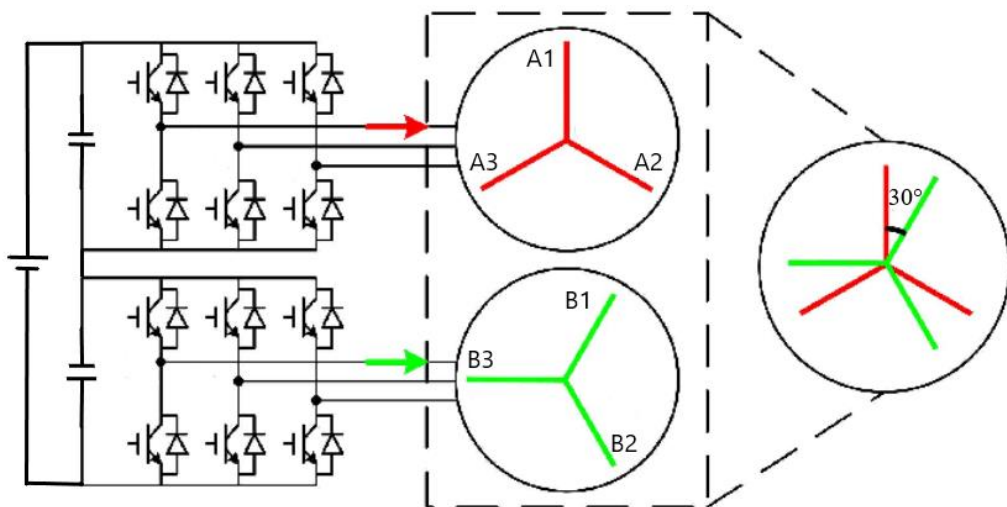


Figura 1.4: Struttura dell'architettura multi-trifase [2].

Il motore in questione presenta anche una seconda possibile configurazione, differente da quella appena illustrata. La macchina multifase può essere riconvertita in una configurazione trifase mediante un'accurata manipolazione dei collegamenti degli avvolgimenti: se ciascuna delle tre fasi della prima terna viene posta in serie con la fase limitrofa appartenente alla seconda terna, si ottiene una configurazione trifase equivalente, dove gli avvolgimenti risultano distribuiti su più cave rispetto a quelli in configurazione esafase.

Nella Figura 1.5 viene riportata la seconda architettura di azionamento, definita *multilivello*, che sarà oggetto di analisi: la macchina trifase equivalente, differentemente dal caso precedente, risulta essere

alimentata da un solo inverter VSI trifase a 3 livelli, di tipo NPC (*Neutral Point Clamped*); in questo caso, ciascun ramo dell'inverter comanda una singola fase della macchina.

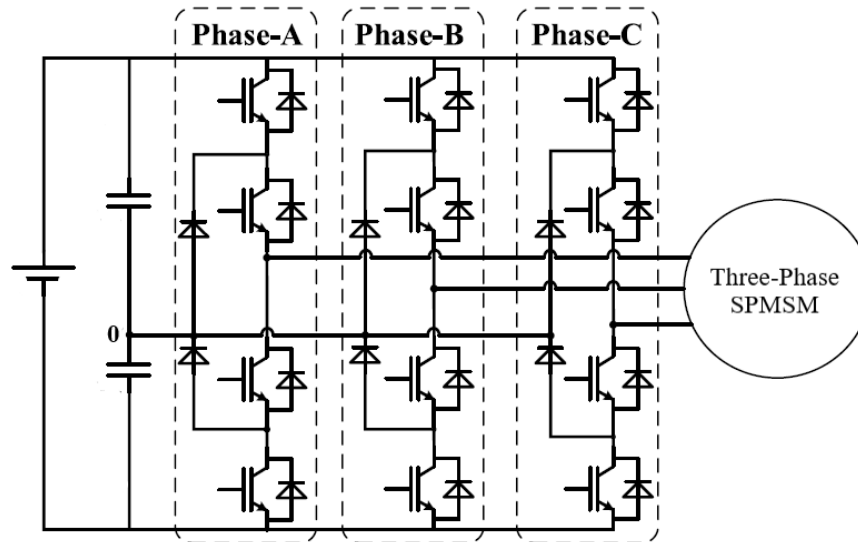


Figura 1.5: Struttura dell'architettura multilivello [3].

Dalle Figure 1.4 e 1.5 è possibile effettuare un confronto strutturale tra le due architetture di azionamento oggetto di studio. In particolare, tutte e due le strutture presentano una sola sorgente di alimentazione in continua con i relativi due *bus DC* (condensatori) posti in ingresso ai convertitori. In termini di componenti, la configurazione multi-trifase in questione comporta l'impiego di 24 dispositivi elettronici di potenza (12 interruttori statici e 12 diodi), mentre la configurazione multilivello esige l'utilizzo di 30 dispositivi elettronici di potenza (12 interruttori statici e 18 diodi). Dal punto di vista del numero di componenti e, di conseguenza, dei costi i due azionamenti sono praticamente identici.

1.3 Strutture di azionamento alternative

Esistono altre possibili tipologie di architetture oltre agli azionamenti presi in considerazione in questo elaborato.

Ne sono un esempio gli azionamenti detti *Dual Inverter*, comprendenti una macchina elettrica a centro stella aperto, chiamata anche *open-windings machine* oppure *open-end machine*. Tale definizione deriva semplicemente dal fatto che le estremità dell'avvolgimento statorico sono accessibili e alimentate da due differenti inverter. Questi ultimi possono svolgere funzioni differenti: solitamente uno risulta essere la fonte principale di potenza, mentre l'altro si occupa della compensazione della potenza reattiva della macchina. Inoltre, possono esistere diverse strutture in base al collegamento

dei bus DC dei due inverter: nella Figura 1.6 è mostrata una possibile configurazione con un'unica alimentazione comune ad entrambi gli inverter che, nell'esempio riportato, sono di tipo multilivello, in Figura 1.7, invece, i due bus DC sono separati e connessi a due alimentazioni distinte.

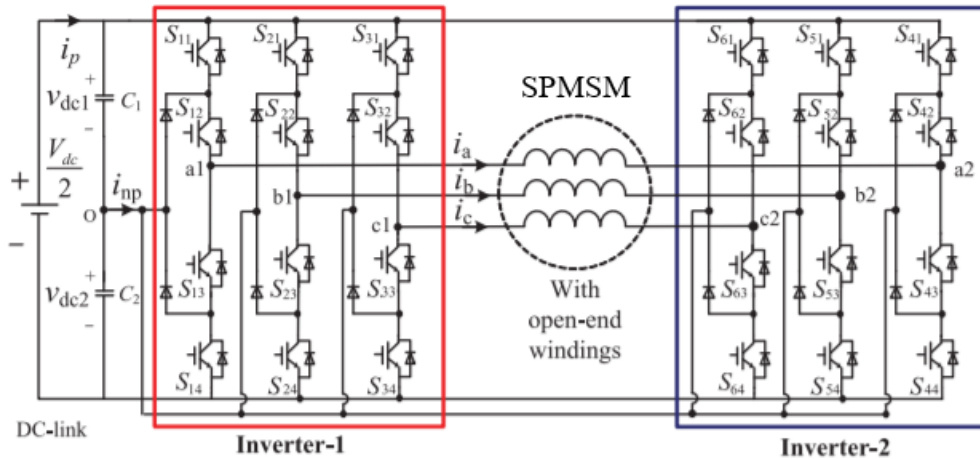


Figura 1.6: Azionamento Dual Inverter a singola alimentazione [4].

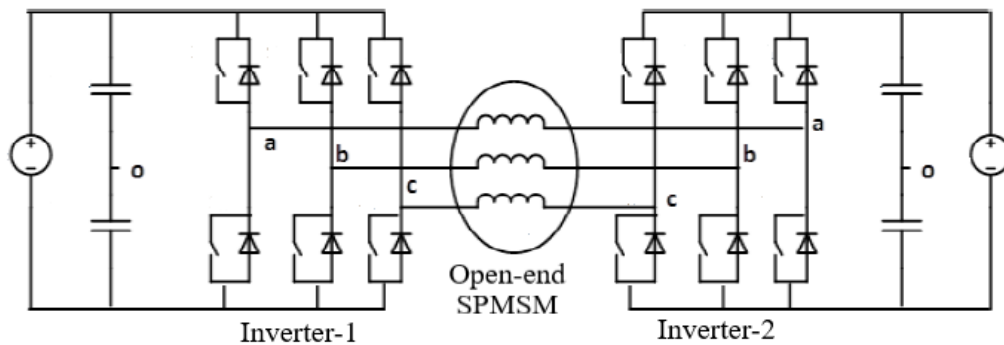


Figura 1.7: Azionamento Dual Inverter a doppia alimentazione [5].

1.4 Modello matematico della macchina esafase SPM

Il modello matematico della macchina *brushless* esafase con rotore a magneti permanenti superficiali sarà descritto e studiato attraverso la teoria dei vettori di spazio e componenti omopolari [6] (motivo per il quale nel paragrafo successivo verranno illustrati i concetti basilari volti ad una completa comprensione dell'analisi proposta).

I sei avvolgimenti statorici, rappresentanti le sei fasi della macchina, sono disposti in due sistemi trifase reciprocamente sfasati di 30° elettrici; nella trattazione seguente, lo sfasamento tra le due terne di avvolgimenti sarà indicato con il simbolo θ_B . In Figura 1.8 è riportato lo schema esemplificativo della disposizione degli assi magnetici.

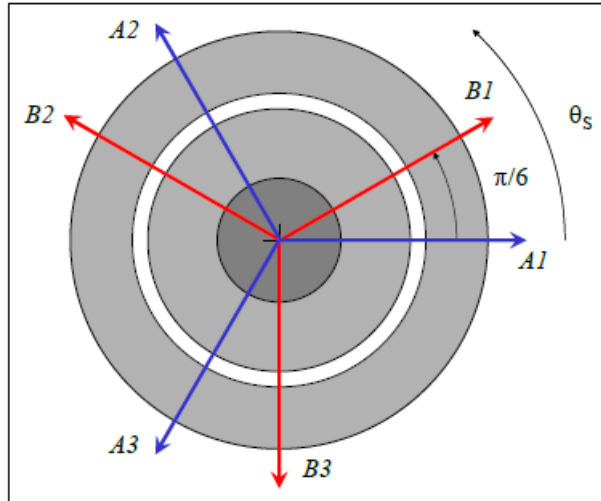


Figura 1.8: Disposizione degli assi magnetici delle sei fasi statoriche [7].

In generale, una grandezza elettrica riferita a ciascuna delle due terne di avvolgimento (A , B) può essere espressa in termini di componente omopolare e di vettore di spazio mediante le seguenti trasformazioni di Clarke:

$$\bar{y}_{A,\rho}^A = \frac{2}{3} \left(x_{A1} + x_{A2} e^{j\rho \frac{2\pi}{3}} + x_{A3} e^{j\rho \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.1)$$

$$\bar{y}_{B,\rho}^B = \frac{2}{3} \left(x_{B1} + x_{B2} e^{j\rho \frac{2\pi}{3}} + x_{B3} e^{j\rho \frac{4\pi}{3}} \right) \quad (1.2)$$

Dove con ρ si intende il vettore di spazio preso in esame, j indica l'unità immaginaria, mentre con l'apice generico ξ si indica il sistema di riferimento in cui le grandezze sono definite. Inoltre, in questo caso specifico, l'apice A si riferisce ad un sistema di riferimento centrato con l'asse magnetico della fase 1 del sistema trifase A (inteso anche come sistema di riferimento statorico), mentre l'apice B specifica un sistema di riferimento centrato con l'asse magnetico della fase 1 del sistema trifase B . Il sistema di riferimento B risulta quindi essere sfasato di 30° elettrici rispetto a quello indicato con A . Per una macchina elettrica, in accordo con le equazioni (1.1) (1.2), con $y_{A,0}$ e $y_{B,0}$ si indicano usualmente le componenti omopolari dei due sistemi trifase, mentre $\bar{y}_{A,1}^\xi$ e $\bar{y}_{B,1}^\xi$ sono due numeri complessi che rappresentano i vettori di spazio 1 nel piano complesso di coordinate $(\alpha-\beta)$.

Assumendo che i due sistemi trifase di avvolgimenti siano collegati a stella in maniera indipendente, ne deriva che:

$$i_{A,0} = i_{B,0} = 0 \quad (1.3)$$

Pertanto, appare evidente come le correnti di macchina risultino essere completamente determinate dai vettori di spazio 1 delle singole terne $\bar{i}_{A,1}^A$ e $\bar{i}_{B,1}^B$, i quali, a loro volta, sono direttamente controllati dai rispettivi vettori di spazio delle tensioni negli opportuni sistemi di riferimento. Sicché, è possibile ricavare le seguenti equazioni fondamentali di macchina:

$$\bar{v}_{A,1}^A = R_s \bar{i}_{A,1}^A + \frac{d\bar{\varphi}_{A,1}^A}{dt} \quad (1.4)$$

$$\bar{v}_{B,1}^B = R_s \bar{i}_{B,1}^B + \frac{d\bar{\varphi}_{B,1}^B}{dt} \quad (1.5)$$

Dove R_s indica la resistenza di una singola fase, mentre $\bar{\varphi}_{A,1}^A$ e $\bar{\varphi}_{B,1}^B$ rappresentano i vettori di spazio dei flussi concatenati delle rispettive terne di avvolgimenti.

In tale trattazione risulta molto utile ed efficace ricorrere all'ausilio di un angolo θ al fine di rappresentare e descrivere la posizione elettrica del rotore rispetto ad un sistema di riferimento statorico, con p coppie polari:

$$\theta = p\theta_m \quad (1.6)$$

Inoltre, a loro volta, i vettori di spazio dei flussi concatenati possono essere espressi come:

$$\bar{\varphi}_{A,1}^A = L\bar{i}_{A,1}^A + M\bar{i}_{B,1}^B e^{j\theta_B} + \sum_{\substack{h=0 \\ \rho=6h+1}}^{\infty} \bar{\varphi}_{PM,\rho} e^{j\rho\theta} + \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h-1}}^{\infty} \bar{\varphi}_{PM,\rho} e^{-j\rho\theta} \quad (1.7)$$

$$\begin{aligned} \bar{\varphi}_{B,1}^B &= \bar{\varphi}_{B,1}^A e^{-j\theta_B} = \\ &= L\bar{i}_{B,1}^B + M\bar{i}_{A,1}^A e^{-j\theta_B} \\ &+ \sum_{\substack{h=0 \\ \rho=6h+1}}^{\infty} \bar{\varphi}_{PM,\rho} e^{j\rho\theta} e^{-j\rho\theta_B} + \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h-1}}^{\infty} \bar{\varphi}_{PM,\rho} e^{-j\rho\theta} e^{j\rho\theta_B} \end{aligned} \quad (1.8)$$

Dove L ed M rappresentano i coefficienti di auto e mutua induzione equivalenti tra gli avvolgimenti delle due terne, mentre $\bar{\varphi}_{PM,\rho}$ tiene conto, sempre in termini di vettore di spazio, della ρ -esima armonica del flusso magnetico indotto dai magneti permanenti che si concatena con ciascun sistema trifase.

Al fine di riuscire non solo a descrivere in modo completo il comportamento della macchina, ma anche a definire un adatto algoritmo di controllo, è possibile riformulare le precedenti equazioni in termini di vettori di spazio, non più considerando un piano complesso ad assi ortogonali fissi (α - β) (con asse α coincidente con l'asse magnetico della fase A1), bensì adottando un sistema di riferimento rotante di assi ortogonali (d - q). Si sceglie un sistema di riferimento avente l'asse d orientato come il vettore di spazio della prima armonica spaziale del flusso magnetico indotto dai magneti permanenti che si concatena con il primo sistema trifase (A).

Da cui, in generale, ne risulta:

$$\bar{y}_{A,1} = y_{A,1d} + jy_{A,1q} = \bar{y}_{A,1}^A e^{-j\theta} \quad (1.9)$$

$$\bar{y}_{B,1} = y_{B,1d} + jy_{B,1q} = \bar{y}_{B,1}^B e^{-j(\theta-\theta_B)} \quad (1.10)$$

Equivalentemente a quanto appena fatto, le espressioni dei flussi concatenati nel nuovo sistema di riferimento rotante risultano:

$$\bar{\varphi}_{A,1} = L\bar{i}_{A,1} + M\bar{i}_{B,1} + \varphi_{PM,1} + \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \varphi_{PM,\rho} e^{\pm j\rho\theta - j\theta} \quad (1.11)$$

$$\bar{\varphi}_{B,1} = L\bar{i}_{B,1} + M\bar{i}_{A,1} + \varphi_{PM,1} + \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \varphi_{PM,\rho} e^{\pm j\rho(\pm\theta \mp \theta_B) - j\theta + j\theta_B} \quad (1.12)$$

Come è possibile osservare, grazie alla scelta del sistema di riferimento e trascurando l'effetto delle cave, il flusso magnetico indotto dai magneti permanenti lungo l'asse q risulta essere nullo.

Sostituendo le equazioni (1.9) (1.10) all'interno delle (1.4) (1.5), ne deriva che:

$$\bar{v}_{A,1} e^{j\theta} = R_s \bar{i}_{A,1} e^{j\theta} + \frac{d\bar{\varphi}_{A,1} e^{j\theta}}{dt} \quad (1.13)$$

$$\bar{v}_{B,1} e^{j(\theta-\theta_B)} = R_s \bar{i}_{B,1} e^{j(\theta-\theta_B)} + \frac{d\bar{\varphi}_{B,1} e^{j(\theta-\theta_B)}}{dt} \quad (1.14)$$

Sviluppando i calcoli, si ottengono le espressioni (1.15) (1.16) riportate nella pagina seguente.

$$\begin{aligned}\bar{v}_{A,1}e^{j\theta} &= R_s\bar{i}_{A,1}e^{j\theta} + L\frac{d\bar{i}_{A,1}}{dt}e^{j\theta} + j\omega L\bar{i}_{A,1}e^{j\theta} + j\omega\varphi_{PM,1}e^{j\theta} + M\frac{d\bar{i}_{B,1}}{dt}e^{j\theta} \\ &+ j\omega M\bar{i}_{B,1}e^{j\theta} + \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \pm j\rho\omega\varphi_{PM,\rho}e^{j(-1\pm\rho)\theta}e^{j\theta}\end{aligned}\quad (1.15)$$

$$\begin{aligned}\bar{v}_{B,1}e^{j(\theta-\theta_B)} &= R_s\bar{i}_{B,1}e^{j(\theta-\theta_B)} + L\frac{d\bar{i}_{B,1}}{dt}e^{j(\theta-\theta_B)} + j\omega L\bar{i}_{B,1}e^{j(\theta-\theta_B)} \\ &+ j\omega\varphi_{PM,1}e^{j(\theta-\theta_B)} + M\frac{d\bar{i}_{A,1}}{dt}e^{j(\theta-\theta_B)} + j\omega M\bar{i}_{A,1}e^{j(\theta-\theta_B)} \\ &+ \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \pm j\rho\omega\varphi_{PM,\rho}e^{j[(-1\pm\rho)\theta+(1\mp\rho)\theta_B]}e^{j(\theta-\theta_B)}\end{aligned}\quad (1.16)$$

Semplificando i termini esponenziali a primo e secondo membro, rispettivamente per le due equazioni, risulta che:

$$\begin{aligned}\bar{v}_{A,1} &= R_s\bar{i}_{A,1} + L\frac{d\bar{i}_{A,1}}{dt} + j\omega L\bar{i}_{A,1} + j\omega\varphi_{PM,1} + M\frac{d\bar{i}_{B,1}}{dt} + j\omega M\bar{i}_{B,1} \\ &+ \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \pm j\rho\omega\varphi_{PM,\rho}e^{j(-1\pm\rho)\theta}\end{aligned}\quad (1.17)$$

$$\begin{aligned}\bar{v}_{B,1} &= R_s\bar{i}_{B,1} + L\frac{d\bar{i}_{B,1}}{dt} + j\omega L\bar{i}_{B,1} + j\omega\varphi_{PM,1} + M\frac{d\bar{i}_{A,1}}{dt} + j\omega M\bar{i}_{A,1} \\ &+ \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \pm j\rho\omega\varphi_{PM,\rho}e^{j[(-1\pm\rho)\theta+(1\mp\rho)\theta_B]}\end{aligned}\quad (1.18)$$

Dove con ω si indica la velocità angolare della macchina in radianti elettrici ($\omega = p\omega_m = p\frac{d\theta_m}{dt}$).

Le (1.17) (1.18) rappresentano le equazioni del modello matematico della macchina *brushless* in un sistema di riferimento ad assi ortogonali rotante solidale con il rotore.

Infine, eseguendo un bilancio di potenza elettrica ai terminali degli avvolgimenti della macchina, si può ricavare la potenza convertita da elettrica a meccanica e, di conseguenza, la seguente espressione della coppia elettromagnetica:

$$\begin{aligned}T_{6ph} &= \frac{3}{2}p\varphi_{PM,1}(i_{A,1,q} + i_{B,1,q}) \\ &+ \frac{3}{2}p \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \Re_e\{\pm\rho\varphi_{PM,\rho}e^{j(-1\pm\rho)\theta} [i_{A,1,q} + i_{B,1,q}e^{j(1\mp\rho)\theta_B}]\}\end{aligned}\quad (1.19)$$

Dalla formula risulta possibile evidenziare due contributi in funzione delle due correnti di inverter di asse q di spazio 1 riferite a ciascuna terna: uno principale dovuto al flusso magnetico di prima armonica indotto dai magneti permanenti e uno secondario, più modesto, dovuto alle armoniche di flusso magnetico di ordine superiore. Separando i contributi riferiti ai singoli inverter, si ottiene:

$$T_A = \frac{3}{2}p\varphi_{PM,1}i_{A,1,q} + \frac{3}{2}p \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \Re_e\{\pm\rho\varphi_{PM,\rho}e^{j(-1\pm\rho)\theta} i_{A,1,q}\} \quad (1.20)$$

$$T_B = \frac{3}{2}p\varphi_{PM,1}i_{B,1,q} + \frac{3}{2}p \sum_{\substack{h=1 \\ \rho=6h\pm 1}}^{\infty} \Re_e\{\pm\rho\varphi_{PM,\rho}e^{j(-1\pm\rho)\theta} i_{B,1,q}e^{j(1\mp\rho)\theta_B}\} \quad (1.21)$$

È possibile dimostrare che se i due convertitori venissero controllati con l'obiettivo finale di fornire alla macchina la medesima coppia di riferimento (quindi stesso valore di corrente per ciascuna terna: $i_{A,1,q} = i_{B,1,q} = i_{1,q}$), il contributo al *ripple* di coppia dovuto alle armoniche di ordine superiore di flusso magnetico indotto dai magneti permanenti verrebbe teoricamente eliminato (in particolare quello dovuto alla quinta e settima armonica, le più significative). Ipotizzando l'andamento del campo magnetico al traferro sinusoidale (grazie alla presenza di un avvolgimento statorico distribuito e all'adeguata sagomatura dei magneti che determinano un flusso sinusoidale), l'espressione della coppia elettromagnetica diviene:

$$T_{6ph,balanced} = \frac{3}{2}p\varphi_{PM,1}(2i_{1,q}) = 3p\varphi_{PM,1}i_{1,q} \quad (1.22)$$

CAPITOLO 2

Descrizione delle strutture di conversione multi-trifase e multilivello

Nel capitolo presente verrà richiamata la topologia e il funzionamento di un inverter trifase VSI a due livelli di tensione, successivamente verrà descritto l'inverter trifase VSI multilivello, andando ad approfondire la tipologia a tre livelli di tipo Neutral Point Clamped (NPC).

2.1 Generalità sui convertitori DC-AC

Tra i vari dispositivi utilizzati in elettronica di potenza, uno dei più importanti per le innumerevoli applicazioni, sia monofase sia trifase, è l'inverter. Un inverter è un convertitore statico costituito da componenti elettronici di potenza; è alimentato da una sorgente in continua ed ha l'obiettivo di produrre ai suoi morsetti di uscita grandezze alternate, controllate in ampiezza e frequenza. Gli inverter possono essere classificati in due famiglie topologicamente differenti:

- la tipologia VSI (*Voltage Source Inverter*, inverter a tensione impressa) corrisponde agli inverter alimentati da una sorgente di tensione continua e la grandezza alternata controllata in uscita è la tensione. Essi sono impiegati in diversi campi, come ad esempio azionamenti di motori con controllo di velocità, filtri attivi, compensazione di potenza reattiva, sistemi UPS;
- la tipologia CSI (*Current Source Inverter*, inverter a corrente impressa) corrisponde agli inverter alimentati da una sorgente di corrente continua e la grandezza alternata controllata in uscita è la corrente. Essi sono molto utilizzati per applicazioni ad elevata potenza, anche se presentano alcune criticità, ovvero non sono in grado di funzionare in assenza di carico e sono caratterizzati da una dinamica lenta.

2.2 Ramo di inverter VSI a due livelli

Il ramo di inverter a tensione impressa (anche detto chopper abbassatore a due quadranti) è l'elemento base dell'inverter trifase VSI a due livelli. In Figura 2.1 è mostrato il singolo ramo d'inverter a tensione impressa; è costituito da una coppia di interruttori statici controllati (IGBT, in figura indicati come T_{A+} e T_{A-}) e dai corrispondenti diodi di libera circolazione disposti in antiparallelo (in figura indicati come D_{A+} e D_{A-}). Gli interruttori IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) sono dispositivi elettronici completamente controllabili sia in accensione sia in spegnimento: affinché il componente si trovi in conduzione (*stato ON*), deve essere polarizzato in diretta (tensione Drain-Source positiva) e deve ricevere l'opportuno segnale di gate di tensione necessario per completare l'accensione, mentre in caso contrario risulta essere in uno stato di interdizione (*stato OFF*). Se il dispositivo si trova in conduzione significa che è acceso e può essere attraversato da una corrente che circola dal terminale Drain a quello Source, comportandosi quindi come un cortocircuito a meno di una piccola caduta di tensione. Se il dispositivo si trova in interdizione significa che l'interruttore è spento e non consente il passaggio della corrente (ad eccezione di una piccola corrente dell'ordine di μA), comportandosi come un circuito aperto. I diodi di libera circolazione (anche detti *free-wheeling diodes*) sono dispositivi elettronici che entrano in conduzione quando la loro tensione anodo-catodo supera un predefinito valore di soglia (solitamente dell'ordine di 1-1.5 V). Essi hanno due funzioni: consentire la circolazione di una corrente inversa (quindi proveniente dal carico) e proteggere l'interruttore IGBT da forti sovratensioni inverse. Per quanto riguarda la prima funzione, una eventuale corrente di carico negativa non può essere gestita dall'IGBT sia in caso di interdizione (il dispositivo è spento) sia in caso di conduzione (in quanto non permette l'attraversamento di una corrente dal terminale Source a quello Drain); per questo motivo il diodo fornisce una via di circolazione alternativa all'interruttore in parallelo. Per quanto riguarda la seconda funzione, il componente IGBT non può essere soggetto ad una elevata tensione negativa al fine di evitare danneggiamenti, perciò non appena la tensione ai capi dell'interruttore diventa negativa e supera la tensione di soglia del diodo, quest'ultimo entra in conduzione andando a cortocircuitare i morsetti dell'IGBT, proteggendolo. Ipotizzando in ingresso una sorgente di tensione continua positiva pari a V_{dc} , la coppia di interruttori presenti è sempre polarizzata in diretta, quindi affinché essi entrino in conduzione è necessario inviare gli opportuni segnali di controllo (V_{GS} , *Voltage Gate-Source*, segnali di gate); il segnale da inviare deve essere di una determinata entità e durata affinché sia efficace (nella trattazione verrà denominato $V_{GS,sat}$).

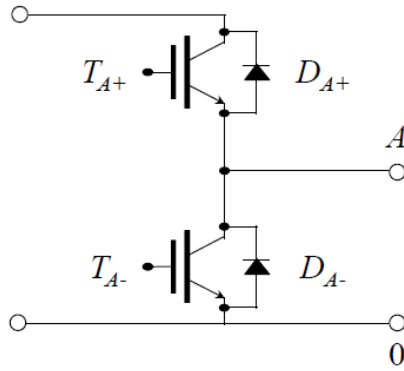


Figura 2.1: Ramo di inverter a tensione impressa [8].

La Tabella 2.1 permette di capire, sulla base delle tensioni di controllo V_{GS} che vengono applicate ai due IGBT e dal verso della corrente di carico, come si comporta il ramo di inverter a tensione impressa in termini di valore di tensione fornita ai morsetti in uscita (V_{A0}) e corrente di ingresso (i_{dA}). In Figura 2.2 viene preso, a titolo di esempio, un ramo di inverter alimentato da una sorgente di tensione continua costante positiva V_{dc} con in uscita un carico induttivo (a corrente costante).

Tabella 2.1: Possibili configurazioni di lavoro del ramo di inverter a tensione impressa.

Stato	Segnali di Gate	Corrente di carico (i_A)	Tensione di carico (V_{A0})	Corrente di ingresso (i_{dA})
Stato 1	$V_{GS,TA+} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,TA-} = V_{GS,sat}$	$i_A < 0 \parallel i_A > 0$	$V_{A0} = 0$	$i_{dA} \rightarrow \infty$
Stato 2 (+)	$V_{GS,TA+} = 0$ $V_{GS,TA-} = 0$	$i_A > 0$	$V_{A0} = 0$	$i_{dA} = 0$
Stato 2 (-)	$V_{GS,TA+} = 0$ $V_{GS,TA-} = 0$	$i_A < 0$	$V_{A0} = V_{dc}$	$i_{dA} = i_A$
Stato 3 (+)	$V_{GS,TA+} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,TA-} = 0$	$i_A > 0$	$V_{A0} = V_{dc}$	$i_{dA} = i_A$
Stato 3 (-)	$V_{GS,TA+} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,TA-} = 0$	$i_A < 0$	$V_{A0} = V_{dc}$	$i_{dA} = i_A$
Stato 4 (+)	$V_{GS,TA+} = 0$ $V_{GS,TA-} = V_{GS,sat}$	$i_A > 0$	$V_{A0} = 0$	$i_{dA} = 0$
Stato 4 (-)	$V_{GS,TA+} = 0$ $V_{GS,TA-} = V_{GS,sat}$	$i_A < 0$	$V_{A0} = 0$	$i_{dA} = 0$

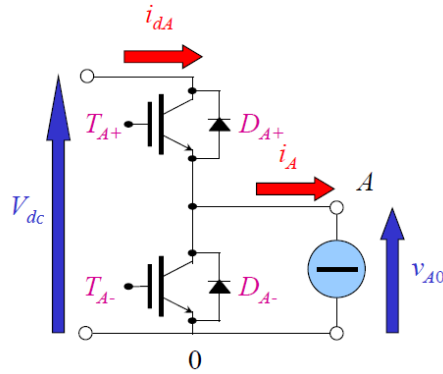


Figura 2.2: Grandezze di interesse del ramo di inverter [8].

Lo stato 1 prevede che i due IGBT siano in conduzione contemporaneamente andando a creare un cortocircuito, ciò provoca la circolazione di una corrente molto elevata attraverso la coppia di interruttori, danneggiandoli in maniera irreversibile. Questa condizione è molto pericolosa e perciò da evitare. Per questo motivo, i due dispositivi sono comandati in modo tale che quando uno di essi è in conduzione, l'altro si trovi interdetto, facendo in modo che lo stato 1 non si verifichi.

Lo stato 2 prevede che nessuno dei due IGBT riceva il segnale di gate, perciò essi si trovano in interdizione contemporaneamente. Come è possibile notare, sia la tensione di carico sia la corrente di ingresso risultano essere dipendenti dal segno della corrente di carico; in particolare, non avendo la possibilità di controllare in maniera diretta la tensione in uscita dal ramo (che è a tutti gli effetti lo scopo dell'inverter), tale stato risulta essere non adatto.

Negli stati 3 e 4, indipendentemente dal segno della corrente di carico, si ha la possibilità di controllare direttamente la tensione di uscita, la quale può essere solo positiva o nulla, ovvero può assumere solo due valori ben precisi: V_{dc} oppure 0. Per quanto riguarda la corrente di ingresso, essa può essere bidirezionale. Da questo concetto nasce il nome *chopper abbassatore a due quadranti*: il ramo è in grado di gestire una tensione solo positiva e una corrente che, invece, può essere sia positiva sia negativa. In Figura 2.3 è possibile vedere il grafico rappresentante i quadranti in cui il ramo è in grado di funzionare.

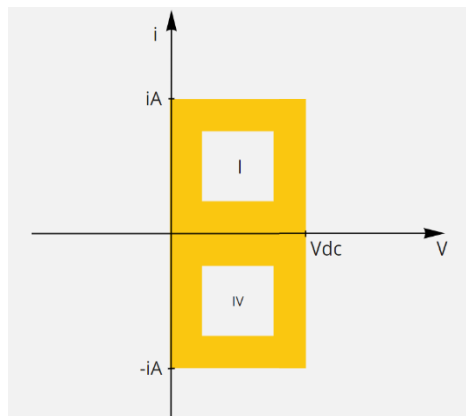


Figura 2.3: Quadranti di lavoro del ramo di inverter.

Nella trattazione verranno chiamati T_{ON} e T_{OFF} rispettivamente i tempi in cui sono presenti gli stati 3 e 4 (*stato ON* e *stato OFF*); essi giocano un ruolo fondamentale: sono gli unici gradi di libertà per variare il funzionamento del ramo.

I dispositivi elettronici di potenza necessitano di un tempo opportuno sia per entrare in conduzione (T_{RISE} , tempo di accensione) sia per entrare in interdizione (T_{FALL} , tempo di spegnimento); al fine di lasciare che la coppia di interruttori abbia il tempo di cambiare stato, è necessario che i tempi di permanenza dello stato 3 e stato 4 siano maggiori dei tempi di commutazione dei componenti. Normalmente per i dispositivi elettronici di potenza, il tempo di spegnimento risulta essere maggiore del tempo di accensione, ciò significa che prima che un IGBT entri in conduzione è necessario attendere che l'altro si spenga. Per evitare un corto circuito della tensione continua di ingresso (insorgenza dello stato 1), i dispositivi si trovano per un breve intervallo di tempo (pochi μs) entrambi in interdizione; questo intervallo viene definito *tempo di interblocco* o *tempo morto*. Si può concludere che inevitabilmente, ad ogni commutazione, si introduce uno stato 2 indesiderato in cui il controllo diretto della tensione di uscita viene a mancare.

Lo studio dei vari stati che può assumere il ramo di inverter è fondamentale per il corretto dimensionamento dei componenti; come si può constatare, ciò che sollecita maggiormente gli interruttori sono le grandezze di rete della sorgente in continua; in particolare, gli IGBT devono essere in grado di sopportare una tensione pari a V_{dc} . I diodi devono essere in grado di sopportare in inversa lo stesso valore di tensione (V_{dc}). Tutti i dispositivi devono essere dimensionati per le correnti di carico previste.

Le trattazioni prossime sono svolte considerando:

- la tensione della sorgente in continua costante e positiva al variare del carico;
- i dispositivi elettronici di potenza presenti nelle varie strutture di conversione come componenti ideali, ovvero non hanno cadute di tensione e ritardi di commutazione;
- istantanei i tempi di commutazione degli interruttori, assenza di tempi di interblocco.

2.3 Controllo del ramo di inverter VSI a due livelli

In precedenza, si è potuto constatare come il ramo di inverter non sia in grado di fornire in uscita una tensione di valore arbitrario, bensì la tensione fornita ai morsetti può assumere solo due valori: la tensione di ingresso V_{dc} oppure zero. In sostanza, il comportamento del ramo di inverter non controllato non permette di realizzare in uscita forme d'onda alternate. In realtà, esistono diverse tecniche che permettono alla struttura in questione di poter fornire in uscita al carico una tensione media, in un determinato periodo, predefinita; solitamente, le tensioni di riferimento che il ramo deve

realizzare sono determinate da un algoritmo di controllo implementato con approccio digitale, di cui si parlerà in maniera approfondita nel capitolo 3.

Il ramo di inverter può essere controllato mediante una tecnica di modulazione denominata PWM (*Pulse Width Modulation*). Lo scopo della tecnica PWM è controllare il valore medio della tensione di uscita in un breve intervallo di tempo T_C , definito *periodo di commutazione* o *tempo di ciclo* (solitamente compreso tra 50÷200 μ s). In ogni periodo di commutazione T_C si comanda la coppia di interruttori di ramo (sia in accensione sia in spegnimento) in modo da ottenere in uscita una tensione media coincidente con il valore di riferimento impostato dall'algoritmo di controllo. È importante ricordare che non vi è la possibilità di controllare il valore istantaneo (perché esso può essere solo 0 o V_{dc}), bensì solo il valore medio della tensione in uscita nel ciclo di interesse.

Il funzionamento del ramo può essere completamente descritto da una funzione binaria, detta *funzione* o *legge di commutazione*, in quanto sono solamente due gli stati (*stato ON* e *stato OFF*) in cui il ramo può lavorare in maniera corretta. In generale, definendo S_A la legge di commutazione del ramo A , si associa:

$$\begin{aligned} S_A = 1 &\rightarrow \text{stato ON (stato 3)} \\ S_A = 0 &\rightarrow \text{stato OFF (stato 4)} \end{aligned} \quad (2.1)$$

Detto questo, è possibile descrivere il comportamento del ramo di inverter in funzione dello stato del ramo stesso, mediante le relazioni che legano istantaneamente tensione di uscita V_{A0} e corrente di ingresso i_{dA} con la funzione di commutazione S_A :

$$V_{A0} = V_{dc} S_A \quad (2.2)$$

$$i_{dA} = i_A S_A \quad (2.3)$$

Il passo successivo è definire l'andamento nel tempo della funzione di commutazione S_A necessario per ottenere in uscita un valore medio di tensione pari al valore di riferimento, indicato come $V_{A0,ref}$, deciso dal sistema di controllo. Calcolando il valore medio in un T_C , si ottiene:

$$V_{A0,m} = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} V_{A0} dt = \frac{1}{T_C} \int_0^{T_C} V_{dc} S_A dt = \frac{V_{dc}}{T_C} \int_0^{T_C} S_A dt \quad (2.4)$$

Si definisce con il termine *modulante* m_A riferita al ramo A , un segnale costante in ogni tempo di ciclo corrispondente al valore medio della legge di commutazione S_A , secondo la seguente espressione:

$$m_A = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_A dt \quad (2.5)$$

Tale segnale modulante è vincolato ad essere compreso tra i valori 0 e 1, siccome rappresenta il valore medio di una variabile compresa anch'essa tra 0 e 1.

Sostituendo la (2.5) all'interno della (2.4), si ottiene:

$$V_{A0,m} = V_{dc} m_A \quad (2.6)$$

Al fine di ottenere in ogni ciclo un valore medio di tensione in uscita pari al valore di riferimento, la modulante (o *duty-cycle*) può essere ottenuta dalla seguente espressione:

$$V_{A0,m} = V_{A0,ref} \rightarrow m_A = \frac{V_{A0,ref}}{V_{dc}} \quad (2.7)$$

L'ultimo passo consiste nel ricostruire la funzione di commutazione S_A a partire dalla modulante m_A ; il processo può essere effettuato andando ad intersecare il segnale modulante con un segnale portante triangolare di ampiezza unitaria e periodo T_C , il quale verrà definito con il simbolo c (*carrier*). Dal confronto delle due forme d'onda si stabiliscono le seguenti regole:

$$\begin{aligned} m_A \geq c &\rightarrow S_A = 1 \\ m_A < c &\rightarrow S_A = 0 \end{aligned} \quad (2.8)$$

La Figura 2.4 mostra come viene ottenuta graficamente la funzione di commutazione; come è possibile notare, l'andamento della legge S_A risulta essere speculare rispetto ad una verticale di mezz'ora nel periodo T_C , quindi è perfettamente simmetrico. Inoltre, si ottiene un valore medio di S_A coincidente con m_A eseguendo due cambi di stato di ramo (quindi da 1 a 0 e da 0 a 1, un'andata e un ritorno) in ogni ciclo di commutazione. Il vincolo di simmetria permette di avere uno spettro di tensione di uscita più pulito, mentre il vincolo di una sola commutazione di ramo permette di limitare le perdite di commutazione dei dispositivi elettronici.

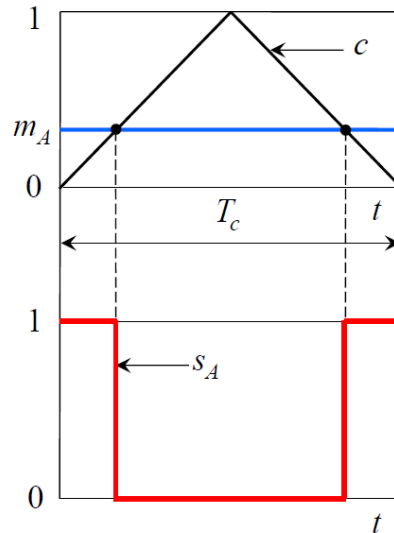


Figura 2.4: Determinazione della funzione di commutazione del ramo di inverter VSI a due livelli [8].

Infine, nella Figura 2.5 è riportato lo schema a blocchi di principio di un modulatore PWM; il sistema di controllo fornisce il valore della tensione di riferimento da inseguire, di conseguenza si calcola il corrispondente segnale modulante che verrà confrontato con la portante triangolare mediante un comparatore. Da quest'ultimo elemento fuoriesce l'andamento nel tempo della legge di commutazione che verrà inviato al sistema di pilotaggio, o driver, il quale si occuperà di trasformare il segnale logico nei due segnali di tensione di gate utili al comando degli interruttori IGBT del ramo.

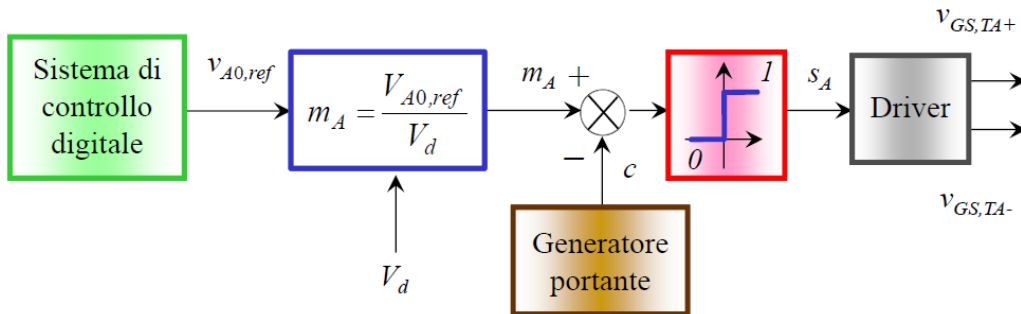


Figura 2.5: Schema a blocchi di principio di un modulatore PWM [8].

2.4 Inverter trifase VSI a due livelli

Il circuito elettrico dell'inverter trifase VSI è costituito da tre rami di inverter, uno per ogni fase come mostrato nella Figura 2.6. I tre rami, A B e C, sono posti in parallelo sullo stesso stadio in continua di ingresso. La tensione di ingresso V_{dc} è ottenuta raddrizzando e filtrando la tensione trifase di rete oppure mediante un sistema di accumulo dell'energia, come ad esempio una batteria. A monte dell'inverter solitamente sono poste una o più capacità in parallelo che vanno a costituire il *bus DC*; quest'ultimo svolge due funzioni importanti: stabilizzare la tensione in ingresso al convertitore e

filtrare eventuali armoniche indesiderate. I morsetti di uscita sono collegati ai punti intermedi di ogni ramo.

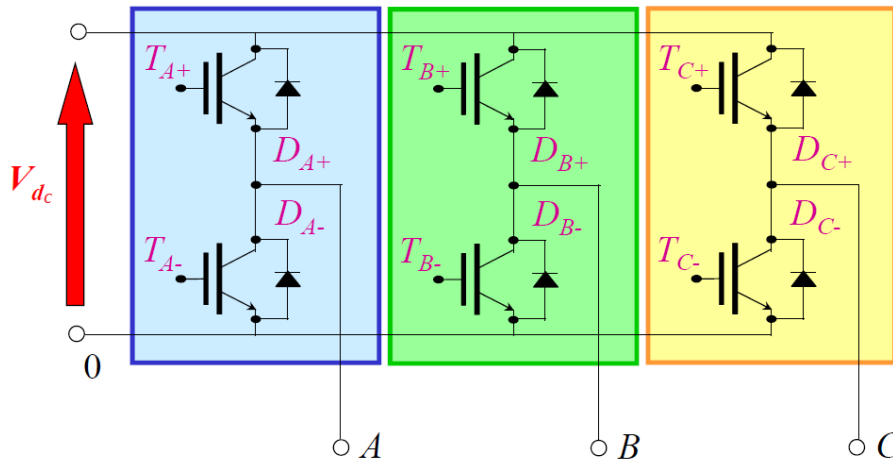


Figura 2.6: Inverter trifase VSI a due livelli [8].

Il funzionamento di ciascun ramo è identico a quello visto precedentemente. In ingresso la tensione V_{dc} è considerata continua, costante e sempre positiva. Le tre tensioni di polo, V_{A0} , V_{B0} e V_{C0} , sono le tre tensioni direttamente controllabili dagli interruttori ma non sono le tensioni applicate ad un carico collegato ai morsetti A , B e C ; come è stato ricavato precedentemente, le tensioni di polo possono assumere solamente due valori: V_{dc} oppure 0 .

In Figura 2.7 è raffigurato un inverter trifase dove ai morsetti di uscita è collegato un carico trifase equilibrato. Il carico è collegato a stella, il centro-stella è individuato dal morsetto N .

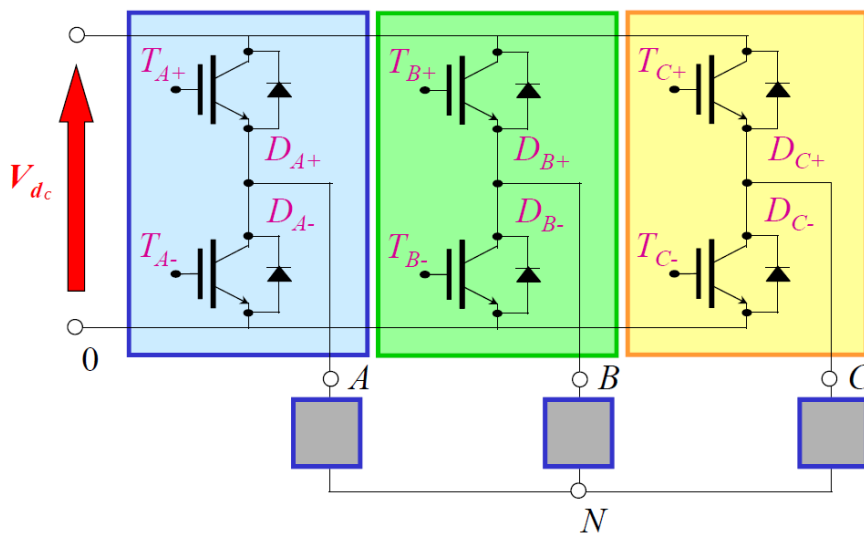


Figura 2.7: Carico trifase equilibrato connesso all'inverter trifase VSI a due livelli [8].

Come è già stato accennato, agendo sugli interruttori statici, è possibile manipolare le tensioni di polo (V_{A0} , V_{B0} e V_{C0}), ma sul carico hanno effetto le tensioni stellate (V_{AN} , V_{BN} e V_{CN}); è necessario trovare

le relazioni che legano le tensioni di polo e le tensioni stellate. La trattazione seguente, utile a trovare tale legame, viene proposta utilizzando le componenti omopolari e i vettori di spazio, di cui di seguito si richiamano i concetti fondamentali.

Un sistema di tre grandezze (x_1 , x_2 e x_3) omogenee e variabili nel tempo in modo del tutto generale può essere espresso secondo due variabili: una reale e una complessa. Si definisce *componente omopolare* (detta anche *componente di modo comune*) la seguente variabile reale:

$$y_0 = \frac{2}{3}(x_1 + x_2 + x_3) \quad (2.9)$$

Si definisce *vettore di spazio* la seguente variabile complessa:

$$\bar{y} = \frac{2}{3}(x_1 + x_2\bar{\alpha} + x_3\bar{\alpha}^2) \quad (2.10)$$

dove è presente una costante complessa $\bar{\alpha}$ avente modulo unitario e argomento (angolo rispetto all'asse reale) pari a 120° . Le costanti complesse presenti nell'espressione (2.10) valgono:

$$\bar{\alpha}^0 = 1, \quad \bar{\alpha} = e^{j\frac{2\pi}{3}}, \quad \bar{\alpha}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.11)$$

In Figura 2.8 è possibile vedere la disposizione spaziale dei coefficienti complessi che moltiplicano le tre grandezze x_1 , x_2 e x_3 .

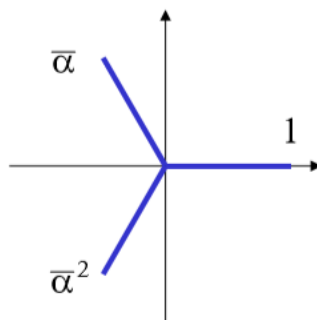


Figura 2.8: Disposizione spaziale delle costanti complesse [8].

Di seguito vengono riportate le relative equazioni di *antitrasformazione*:

$$\begin{aligned}x_1 &= \frac{y_0}{2} + \Re_e[\bar{y}] \\x_2 &= \frac{y_0}{2} + \Re_e[\bar{y}\bar{\alpha}^2] \\x_3 &= \frac{y_0}{2} + \Re_e[\bar{y}\bar{\alpha}]\end{aligned}\tag{2.12}$$

Richiamati questi concetti, è possibile scrivere le espressioni della componente omopolare e del vettore di spazio delle tre tensioni di polo come segue:

$$v_{p0} = \frac{2}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0})\tag{2.13}$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3}(V_{A0} + V_{B0}\bar{\alpha} + V_{C0}\bar{\alpha}^2)\tag{2.14}$$

Si definiscono le tre tensioni di polo V_{A0} , V_{B0} e V_{C0} in funzione delle tre leggi di commutazione S_A , S_B e S_C (le quali sono indipendenti tra loro) dei singoli rami:

$$\begin{aligned}V_{A0} &= V_{dc}S_A \\V_{B0} &= V_{dc}S_B \\V_{C0} &= V_{dc}S_C\end{aligned}\tag{2.15}$$

Sostituendo le (2.15) all'interno delle (2.13) (2.14), si ottiene:

$$v_{p0} = \frac{2}{3}V_{dc}(S_A + S_B + S_C)\tag{2.16}$$

$$\bar{v}_p = \frac{2}{3}V_{dc}(S_A + S_B\bar{\alpha} + S_C\bar{\alpha}^2)\tag{2.17}$$

Tale risultato mostra come sia la componente omopolare sia il vettore di spazio dipendano dalla tensione in ingresso V_{dc} e dallo stato dei rami dell'inverter.

Le tensioni stellate di carico possono essere espresse secondo la legge di *Kirchoff* alle maglie come:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_{A0} + V_{0N} \\ V_{BN} &= V_{B0} + V_{0N} \\ V_{CN} &= V_{C0} + V_{0N} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Andando a scrivere l'espressione della componente omopolare delle tensioni stellate applicate al carico, si ottiene:

$$v_{c0} = \frac{2}{3}(V_{AN} + V_{BN} + V_{CN}) = \frac{2}{3}(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0} + 3V_{0N}) = v_{p0} + 2V_{0N} \quad (2.19)$$

Si può dimostrare che, per un carico trifase simmetrico e collegato a stella, le tre tensioni di fase (ovvero le tre tensioni stellate applicate al carico) sono sempre a somma nulla. Quindi si può scrivere che:

$$v_{c0} = 0 \rightarrow V_{0N} = -\frac{v_{p0}}{2} \quad (2.20)$$

Il risultato mostra come la componente omopolare della tensione di polo influenza solamente il valore della tensione del centro stella V_{0N} ; in prima approssimazione si può dire che la componente omopolare delle tre tensioni di polo non ha effetto sulle tensioni di carico, come anche sulle correnti di carico. In realtà, non è detto che V_{0N} non incida sul carico; infatti, per effetto di accoppiamenti capacitivi, le oscillazioni di tensione ad alta frequenza inducono anche correnti capacitive tra i diversi conduttori del sistema elettrico. Queste correnti verranno trascurate nell'analisi che segue.

Per quanto riguarda il vettore di spazio delle tensioni stellate di carico, si ottiene:

$$\begin{aligned} \bar{v}_c &= \frac{2}{3}(V_{AN} + V_{BN}\bar{\alpha} + V_{CN}\bar{\alpha}^2) = \\ &= \frac{2}{3}[V_{A0} + V_{0N} + (V_{B0} + V_{0N})\bar{\alpha} + (V_{C0} + V_{0N})\bar{\alpha}^2] = \\ &= \bar{v}_p + \frac{2}{3}V_{0N}(1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2) \end{aligned} \quad (2.21)$$

Sapendo che:

$$1 + \bar{\alpha} + \bar{\alpha}^2 = 0 \quad (2.22)$$

Si ottiene:

$$\bar{v}_c = \bar{v}_p \quad (2.23)$$

Il vettore di spazio delle tensioni stellate è equivalente al vettore di spazio delle tensioni di polo.

Partendo dalla (2.23), si ricava:

$$\bar{v}_c = \frac{2}{3} V_{dc} (S_A + S_B \bar{\alpha} + S_C \bar{\alpha}^2) \quad (2.24)$$

L'espressione (2.24) è fondamentale, lega il vettore di spazio delle tensioni di carico con la tensione dello stadio in continua dell'inverter e le tre funzioni di commutazione dei tre rami; rappresenta la *relazione ingresso-uscita* dell'inverter dal punto di vista delle tensioni. Siccome le leggi di commutazione sono funzioni binarie (possono assumere istantaneamente due valori: 0 oppure 1), l'inverter trifase è in grado di applicare in uscita al carico otto diversi vettori di spazio: 2 configurazioni nulle e 6 configurazioni attive. La Figura 2.9 mostra graficamente i vettori di spazio ottenibili con le diverse combinazioni di leggi di commutazione; tutti i vettori generabili hanno modulo pari a $2/3 V_{dc}$.

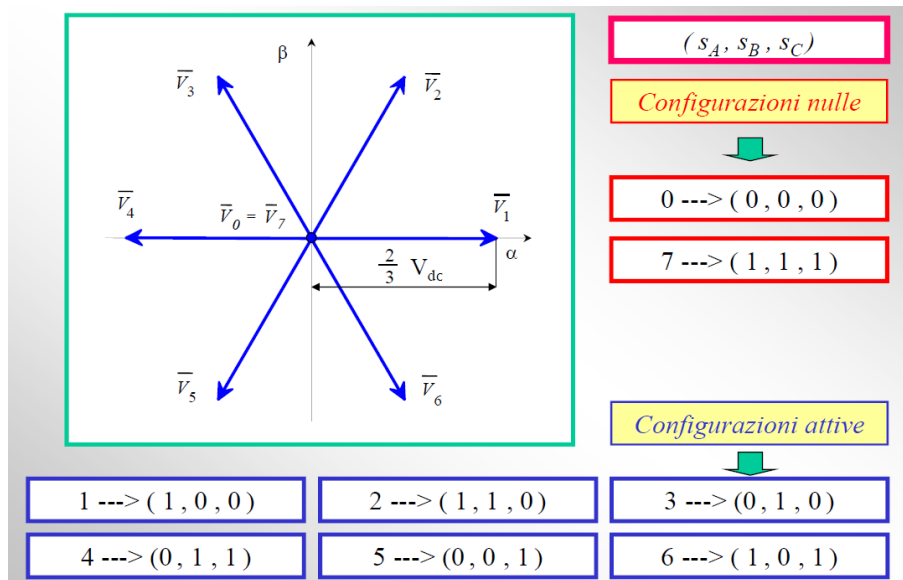


Figura 2.9: Vettori di spazio generabili dall'inverter trifase VSI a due livelli [8].

Tramite le relazioni di *antitrasformazione*, è possibile ottenere le tensioni di carico come:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \Re_e[\bar{v}_c] \\ V_{BN} &= \Re_e[\bar{v}_c \bar{\alpha}^2] \\ V_{CN} &= \Re_e[\bar{v}_c \bar{\alpha}] \end{aligned} \quad (2.25)$$

Sostituendo la (2.24) all'interno delle (2.25), si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{2}{3} V_{dc} \Re_e[S_A + S_B \bar{\alpha} + S_C \bar{\alpha}^2] \\ V_{BN} &= \frac{2}{3} V_{dc} \Re_e[S_A \bar{\alpha}^2 + S_B + S_C \bar{\alpha}] \\ V_{CN} &= \frac{2}{3} V_{dc} \Re_e[S_A \bar{\alpha} + S_B \bar{\alpha}^2 + S_C] \end{aligned} \quad (2.26)$$

Sapendo che:

$$\begin{aligned} \Re_e[\bar{\alpha}] &= -\frac{1}{2} \\ \Re_e[\bar{\alpha}^2] &= -\frac{1}{2} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Tenendo conto delle (2.27), le (2.26) possono essere scritte come:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= \frac{V_{dc}}{3} [2S_A - S_B - S_C] \\ V_{BN} &= \frac{V_{dc}}{3} [-S_A + 2S_B - S_C] \\ V_{CN} &= \frac{V_{dc}}{3} [-S_A - S_B + 2S_C] \end{aligned} \quad (2.28)$$

Da queste ultime espressioni si possono dedurre due importanti considerazioni:

- la tensione di carico della generica fase dipende dallo stato di tutti e tre i rami dell'inverter quindi, modificando lo stato di un solo ramo, si manipolano tutte e tre le tensioni di carico;
- introducendo nelle (2.28) i possibili valori delle funzioni di commutazione, si possono individuare 5 livelli di tensione differenti per ciascuna tensione stellata di carico, ovvero:

$$\{V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}\} = \left\{ -\frac{2}{3}V_{dc}, -\frac{1}{3}V_{dc}, 0, \frac{1}{3}V_{dc}, \frac{2}{3}V_{dc} \right\} \quad (2.29)$$

Nella Tabella 2.2 sono mostrati i valori delle tensioni stellate e concatenate che l'inverter è in grado di applicare in uscita; si ricorda che le tensioni concatenate si ottengono come:

$$\begin{aligned} V_{AB} &= V_{AN} - V_{BN} \\ V_{BC} &= V_{BN} - V_{CN} \\ V_{CA} &= V_{CN} - V_{AN} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Tabella 2.2: Valori istantanei delle tensioni generabili in uscita dall'inverter trifase VSI a due livelli.

Configurazione	S_A	S_B	S_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
2	1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
3	0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
4	0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
5	0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
6	1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Come si evince dalla Tabella 2.2, in uscita dall'inverter trifase non controllato non è possibile ottenere delle forme d'onda sinusoidali ideali.

Una trattazione molto simile può essere effettuata per valutare il legame tra corrente di ingresso (i_d), correnti di ingresso ai rami (i_{dA} , i_{dB} e i_{dC}) e correnti di carico (i_A , i_B e i_C).

In generale, la corrente di ingresso all'inverter vale:

$$i_d = i_{dA} + i_{dB} + i_{dC} \quad (2.31)$$

Come era stato ricavato per il singolo ramo di inverter, le correnti di ingresso a ciascun ramo possono essere espresse in funzione delle rispettive correnti di carico e leggi di commutazione:

$$\begin{aligned} i_{dA} &= S_A i_A \\ i_{dB} &= S_B i_B \\ i_{dC} &= S_C i_C \end{aligned} \quad (2.32)$$

Sostituendo le (2.32) nella (2.31), si ottiene:

$$i_d = S_A i_A + S_B i_B + S_C i_C \quad (2.33)$$

L'espressione (2.33) è fondamentale, lega la corrente di ingresso all'inverter con le tre correnti di carico e le tre leggi di commutazione; rappresenta la *relazione ingresso-uscita* dell'inverter dal punto di vista delle correnti.

2.5 Controllo dell'inverter trifase VSI a due livelli

Come è stato dimostrato analiticamente e mostrato graficamente dalla Figura 2.9, l'inverter trifase è in grado di generare in uscita un vettore di spazio coincidente con una delle possibili 8 configurazioni. Non è quindi in grado, per esempio, di generare in uscita un sistema trifase simmetrico e sinusoidale di tensioni (in quanto tale condizione sarebbe ottenuta solo applicando un vettore di spazio rotante su un cerchio a velocità angolare costante). In definitiva, le tensioni di uscita risultano essere limitate se non si agisce sulle tecniche di controllo. È possibile estendere la tecnica PWM, andando ad intersecare tre differenti segnali modulanti con un'unica portante triangolare, quindi definendo istante per istante le tre leggi di commutazione S_A , S_B e S_C in maniera del tutto analoga a quella introdotta con il ramo di inverter. Applicando la tecnica PWM, l'inverter trifase deve essere in grado di alimentare il carico trifase con un vettore di spazio di tensione, il cui valore medio, nel periodo di commutazione, coincida con quello di riferimento.

Il sistema di controllo a monte dell'inverter determina, secondo un opportuno algoritmo, quale sia il vettore di spazio delle tensioni stellate di riferimento da applicare, in un determinato ciclo di interesse, al carico. Precedentemente, si è ricavata l'equivalenza tra vettore di spazio delle tensioni di carico e vettore di spazio delle tensioni di polo; tale concetto può essere applicato ai corrispondenti vettori di spazio di riferimento:

$$\bar{v}_{c,ref} = \bar{v}_{p,ref} \quad (2.34)$$

Mediante le relazioni di *antitrasmformazione*, è possibile ricavare i valori di riferimento delle tre tensioni di polo a partire dal corrispondente vettore di spazio:

$$\begin{aligned} V_{A0,ref} &= \frac{v_{p0}}{2} + \Re_e[\bar{v}_{c,ref}] \\ V_{B0,ref} &= \frac{v_{p0}}{2} + \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}^2] \\ V_{C0,ref} &= \frac{v_{p0}}{2} + \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Ricordando che, per ciascun ramo, il corrispondente segnale modulante rappresenta il valore medio della corrispondente legge di commutazione in un tempo di ciclo:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_A dt \\
 m_B &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_B dt \\
 m_C &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_C dt
 \end{aligned} \tag{2.36}$$

Si può applicare il procedimento visto nel caso del ramo d'inverter, ottenendo, per ciascun ramo, il corrispondente segnale modulante:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{V_{A0,ref}}{V_{dc}} \\
 m_B &= \frac{V_{B0,ref}}{V_{dc}} \\
 m_C &= \frac{V_{C0,ref}}{V_{dc}}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

Sostituendo le (2.35) all'interno delle (2.37), si giunge ai valori delle tre modulanti di ramo nel generico periodo di commutazione:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{v_{p0}}{2V_{dc}} + \frac{1}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref}] \\
 m_B &= \frac{v_{p0}}{2V_{dc}} + \frac{1}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}^2] \\
 m_C &= \frac{v_{p0}}{2V_{dc}} + \frac{1}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}]
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Precedentemente si è dimostrato che la componente omopolare delle tensioni di polo non ha alcun effetto sulle tensioni applicate dall'inverter al carico, quindi i segnali modulanti contengono un termine comune che può essere considerato come un *grado di libertà* della strategia di modulazione.

In particolare, si pone:

$$m_0 = \frac{v_{p0}}{2V_{dc}} \tag{2.39}$$

Sostituendo la (2.39) all'interno delle (2.38) e applicando le relazioni di *antitrasformazione*, si ottengono le espressioni dei segnali modulanti di ramo in funzione delle tre tensioni stellate di carico di riferimento:

$$\begin{aligned} m_A &= m_0 + \frac{1}{V_{dc}} V_{AN,ref} \\ m_B &= m_0 + \frac{1}{V_{dc}} V_{BN,ref} \\ m_C &= m_0 + \frac{1}{V_{dc}} V_{CN,ref} \end{aligned} \quad (2.40)$$

La scelta del grado di libertà m_0 non ha alcun effetto sul valore medio della tensione di uscita, ma cambia il comportamento dell'inverter. Modificare m_0 significa traslare verticalmente in maniera rigida tutte e tre le modulanti, quindi spostare l'intersezione delle modulanti con la portante; ciò comporta cambiare le leggi di commutazione e quindi pilotare diversamente le coppie di interruttori di ciascun ramo. Affinché il funzionamento dell'inverter sia corretto, ovvero lavori in regime lineare, è necessario che le tre modulanti rispettino il seguente vincolo:

$$\{m_A, m_B, m_C\} = [0; 1] \quad (2.41)$$

Qualsiasi valore di m_0 che comporta il non soddisfacimento del suddetto vincolo, provoca l'entrata dell'inverter in un regime di sovrarmodulazione, in cui il comportamento non risulta essere più quello descritto in precedenza; in tal caso, le tensioni di uscita fornite dall'inverter risulterebbero distorte e non conformi alla richiesta del sistema di controllo in quel preciso ciclo di interesse.

La strategia di modulazione PWM migliore per pilotare un inverter trifase è definita come *modulazione a 7 intervalli simmetrica*. Tale tecnica varia il valore di m_0 ad ogni ciclo di commutazione, facendo in modo che con la traslazione rigida verticale, le tre modulanti risultino centrate rispetto all'intervallo $[0;1]$. In sostanza, la modulante maggiore deve distare dal valore 1 quanto la modulante minore dista dal valore 0. L'opportuno valore di m_0 viene calcolato secondo l'espressione (2.42):

$$m_0 = \frac{1}{2} \left[1 - \min \left(\frac{V_{AN,ref}}{V_{dc}}, \frac{V_{BN,ref}}{V_{dc}}, \frac{V_{CN,ref}}{V_{dc}} \right) - \max \left(\frac{V_{AN,ref}}{V_{dc}}, \frac{V_{BN,ref}}{V_{dc}}, \frac{V_{CN,ref}}{V_{dc}} \right) \right] \quad (2.42)$$

2.6 Generalità sugli inverter trifase VSI multilivello

Gli inverter a tensione impressa tradizionali vengono comunemente denominati *a due livelli*, poiché tale è il numero di livelli di tensione disponibile in ogni ramo; infatti, si è visto come un singolo ramo di inverter è in grado di fornire ai morsetti di uscita una tensione che può assumere solo due valori: V_{dc} oppure 0. Grazie alla continua evoluzione degli interruttori elettronici di potenza, si è potuto arrivare alla realizzazione pratica di strutture multilivello, nate principalmente per risolvere problematiche e limiti tecnici dell'inverter a due livelli. Da qui deriva il convertitore statico *inverter multilivello*, il cui nome specifica che ciascun ramo rende disponibile in uscita un numero di livelli di tensione superiore a 2. I vantaggi della struttura multilivello rispetto a quella tradizionale sono i seguenti:

- a pari tensione di sorgente dello stadio in continua e potenza, un inverter multilivello presenta uno spettro armonico delle tensioni in uscita migliore rispetto a quello dell'inverter a due livelli. Potendo beneficiare di più livelli di tensione, si riesce a costruire in uscita una forma d'onda di tensione più vicina ad una sinusoidale, riducendo così il contenuto armonico della tensione;
- uno spettro di tensione in uscita più pulito comporta avere una corrente assorbita dal carico con distorsione ridotta, con effetti positivi soprattutto nelle macchine elettriche rotanti. Infatti, avere un contenuto armonico modesto permette di avere una riduzione delle perdite nel ferro e nel rame, una riduzione di interferenze elettromagnetiche (EMI, *Electromagnetic Interference*) ed infine anche riduzioni di oscillazioni di coppia che, alle basse velocità, possono entrare in risonanza con le oscillazioni proprie degli organi meccanici, causando danni alla struttura;
- l'uso di inverter multilivello riduce i gradienti di tensione in uscita (dV/dt), comportando minore sollecitazione degli isolanti del carico;
- a pari tensione di ingresso, gli interruttori sono chiamati a sopportare una tensione più ridotta;
- i dispositivi elettronici possono lavorare ad una frequenza media di commutazione minore, riducendo così le perdite.

Quanto esposto motiva il largo impiego di inverter multilivello in media tensione.

Esistono diverse strutture di inverter multilivello, le principali sono:

- inverter multilivello *Neutral Point Clamped* (NPC), anche detto di tipologia *Diode Clamped* (il quale verrà affrontato in maniera specifica perché oggetto di questo elaborato);
- inverter multilivello *a cascata*, anche detto di tipologia *Cascaded*.

La trattazione seguente si concentrerà sull'inverter trifase VSI *a tre livelli*.

2.7 Ramo di inverter VSI a tre livelli

In Figura 2.10 è mostrata la struttura di principio del generico ramo d'inverter a tre livelli; lo stato del generico ramo A è completamente descritto da una funzione di commutazione S_A , la quale può assumere tre valori: +1, 0, -1.

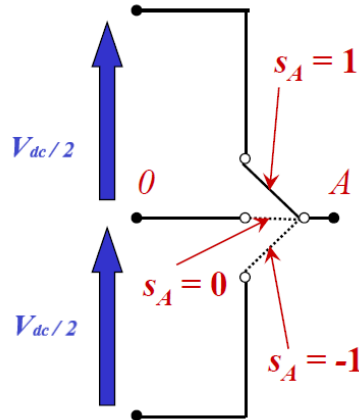


Figura 2.10: Ramo di inverter VSI a tre livelli [8].

La tensione di polo V_{A0} può essere espressa direttamente in funzione della rispettiva legge di commutazione:

$$V_{A0} = \frac{V_{dc}}{2} S_A \quad (2.43)$$

Si può concludere che la tensione di polo può assumere tre differenti valori:

$$V_{A0} = \left\{ -\frac{V_{dc}}{2}, 0, +\frac{V_{dc}}{2} \right\} \quad (2.44)$$

2.8 Controllo del ramo di inverter VSI a tre livelli

Come si è visto per il ramo di inverter *a due livelli*, c'è la necessità di controllare la struttura al fine di ottenere in uscita un valore medio di tensione, nel ciclo di interesse, regolabile a piacimento. La tecnica di modulazione che si andrà ad introdurre viene denominata modulazione PWM *multiportante Phase Disposition* (PD). Tale modulazione prevede l'impiego di un segnale modulante m_A e di due differenti segnali portanti, opportunamente posizionati:

- c_H , (*High Carrier*), forma d'onda triangolare che varia tra 0 e +1 con periodo T_C ;
- c_L , (*Low Carrier*), forma d'onda triangolare che varia tra -1 e 0 con periodo T_C .

La modulante m_A corrisponde al valore medio della funzione di commutazione in un tempo di commutazione T_c , quindi esprimibile come:

$$m_A = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} S_A dt \quad (2.45)$$

Ricordando le (2.6) (2.7), si ricava la seguente espressione ai valori medi:

$$V_{A0,m} = \frac{V_{dc}}{2} m_A \quad (2.46)$$

Al fine di ottenere in ogni ciclo un valore medio di tensione in uscita pari al valore di riferimento, la modulante può essere ottenuta dalla seguente espressione:

$$V_{A0,m} = V_{A0,ref} \rightarrow m_A = \frac{2}{V_{dc}} V_{A0,ref} \quad (2.47)$$

I valori istantanei della funzione di commutazione S_A dipendono dalla posizione della modulante rispetto alle due portanti, in accordo con le seguenti regole:

$$\begin{aligned} m_A \geq c_H &\rightarrow S_A = +1 \\ c_H > m_A > c_L &\rightarrow S_A = 0 \\ m_A \leq c_L &\rightarrow S_A = -1 \end{aligned} \quad (2.48)$$

La Figura 2.11 mostra graficamente come avviene il processo proposto da questa strategia di modulazione; le due portanti risultano essere perfettamente sincronizzate nel ciclo di commutazione.

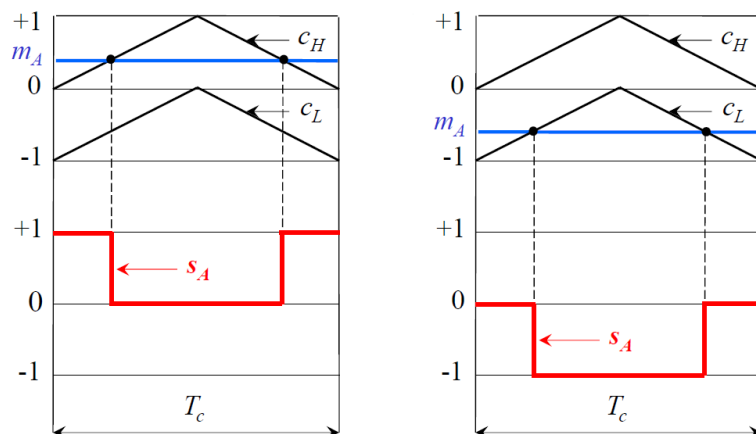


Figura 2.11: Determinazione della funzione di commutazione del ramo di inverter VSI a tre livelli [8].

2.9 Inverter trifase VSI a tre livelli

Ricavato il comportamento del singolo ramo, è possibile svolgere le stesse considerazioni estese all'inverter trifase a tre livelli, la cui struttura di principio viene riportata in Figura 2.12.

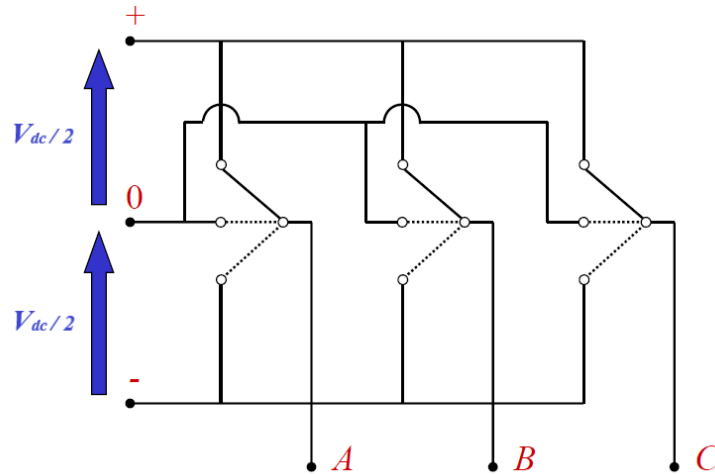


Figura 2.12: Struttura di principio dell'inverter trifase VSI a tre livelli [8].

Le tre tensioni di polo possono essere descritte ciascuna in funzione della rispettiva funzione di commutazione secondo la (2.43), ottenendo le seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} V_{A0} &= \frac{V_{dc}}{2} S_A \\ V_{B0} &= \frac{V_{dc}}{2} S_B \\ V_{C0} &= \frac{V_{dc}}{2} S_C \end{aligned} \quad (2.49)$$

Siccome anche in questo caso il vettore di spazio delle tensioni stellate di carico coincide con il vettore di spazio delle tensioni di polo, è possibile ricavare che:

$$\bar{v}_c = \frac{1}{3} V_{dc} (S_A + S_B \bar{\alpha} + S_C \bar{\alpha}^2) \quad (2.50)$$

L'espressione (2.50) è fondamentale, lega il vettore di spazio delle tensioni stellate di carico con le leggi di commutazione dei singoli rami; essa rappresenta la *relazione ingresso-uscita* dell'inverter a tre livelli dal punto di vista delle tensioni. Dalla (2.50) si evince che il numero di possibili configurazioni sale a 27, più precisamente sono 3 quelle nulle e 24 quelle attive. La Figura 2.13

mostra i 27 possibili vettori di spazio delle tensioni stellate di carico che l'inverter in questione può applicare in uscita; si nota come una configurazione possa essere dotata di molteplicità, ovvero può essere ottenuta con diverse combinazioni di leggi di commutazione dei diversi rami. Calcolando la parte reale di ciascun vettore di spazio, si possono individuare 9 livelli di tensione differenti per ciascuna tensione stellata di carico.

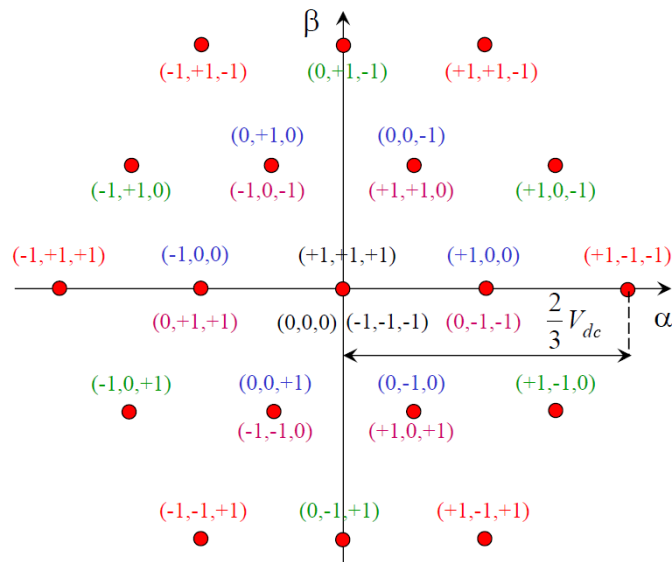


Figura 2.13: Vettori di spazio generabili dall'inverter trifase VSI a tre livelli [8].

2.10 Controllo dell'inverter trifase VSI a tre livelli

Anche nel caso degli inverter a tre livelli, la tecnica di modulazione PWM può essere estesa in maniera intuitiva, seguendo un procedimento molto simile a quello visto per l'inverter a due livelli. Si è dimostrata l'equivalenza tra i vettori di spazio delle tensioni stellate di carico e delle tensioni di polo, quindi lo stesso concetto lo si può applicare alle tensioni di riferimento, richiamando la (2.34). Tenendo conto della (2.34), si possono ricavare tramite le relazioni di *antitransformazione* le tre tensioni di polo di riferimento in maniera analoga alle (2.35).

Precedentemente, si è visto, tramite la relazione (2.47), il legame tra ciascun segnale modulante e la corrispondente tensione di polo di riferimento; applicando le medesime considerazioni a tutti e tre i rami, si ottengono:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{2}{V_{dc}} V_{A0,ref} \\
 m_B &= \frac{2}{V_{dc}} V_{B0,ref} \\
 m_C &= \frac{2}{V_{dc}} V_{C0,ref}
 \end{aligned} \tag{2.51}$$

Sostituendo le (2.35) all'interno delle (2.51), si ottengono le espressioni delle tre modulanti di ramo nel generico periodo di commutazione:

$$\begin{aligned}
 m_A &= \frac{v_{p0}}{V_{dc}} + \frac{2}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref}] \\
 m_B &= \frac{v_{p0}}{V_{dc}} + \frac{2}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}^2] \\
 m_C &= \frac{v_{p0}}{V_{dc}} + \frac{2}{V_{dc}} \Re_e[\bar{v}_{c,ref} \bar{\alpha}]
 \end{aligned} \tag{2.52}$$

Come per l'inverter a due livelli, i segnali modulanti contengono un termine comune che può essere considerato un grado di libertà della strategia di modulazione. In particolare, si pone:

$$m_0 = \frac{v_{p0}}{V_{dc}} \tag{2.53}$$

Sostituendo la (2.53) nelle (2.52) e applicando le relazioni di *antitransformazione*, si ottengono le espressioni dei segnali modulanti di ramo in funzione delle tre tensioni stellate di carico di riferimento:

$$\begin{aligned}
 m_A &= m_0 + \frac{2}{V_{dc}} V_{AN,ref} \\
 m_B &= m_0 + \frac{2}{V_{dc}} V_{BN,ref} \\
 m_C &= m_0 + \frac{2}{V_{dc}} V_{CN,ref}
 \end{aligned} \tag{2.54}$$

Variando il valore di m_0 è possibile traslare rigidamente e verticalmente le modulanti, cambiando il comportamento dell'inverter. Come precedentemente affermato, la traslazione delle modulanti non ha effetto sul vettore applicato in uscita, bensì cambiano le configurazioni con le quali tale vettore viene ottenuto, sfruttando le molteplicità disponibili. Affinché il funzionamento dell'inverter sia corretto, ovvero lavori in regime lineare, è necessario che le tre modulanti rispettino il seguente vincolo:

$$\{m_A, m_B, m_C\} = [-1; 1] \tag{2.55}$$

Qualsiasi valore di m_0 che comporta il non soddisfacimento del suddetto vincolo, provoca l'entrata dell'inverter in un regime di sovrarmodulazione, in cui il comportamento non risulta essere più quello

descritto in precedenza; in tal caso, le tensioni di uscita fornite dall'inverter risulterebbero distorte e non conformi alla richiesta del sistema di controllo in quel preciso ciclo di interesse.

Nel capitolo 3 verrà proposto un criterio di scelta di tale variabile al fine di mantenere bilanciati i *bus DC* posti a monte dell'inverter multilivello. Dall'intersezione delle modulanti ottenute con i diversi segnali portanti, si costruiscono le leggi di commutazione dei tre rami.

2.11 Inverter trifase VSI a tre livelli NPC

In Figura 2.14 è raffigurato l'inverter trifase a tre livelli *Neutral Point Clamped* (NPC).

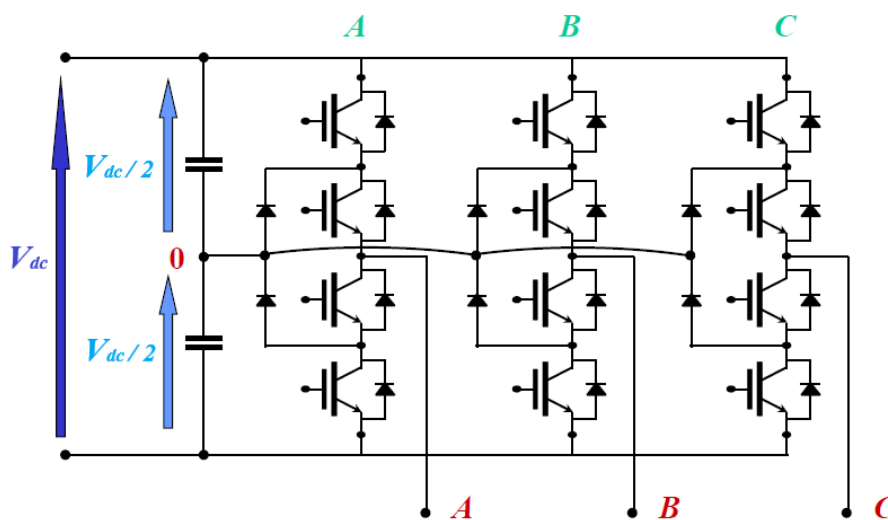


Figura 2.14: Inverter trifase VSI Diode Clamped (NPC) [8].

In Figura 2.15 è mostrato il singolo ramo di inverter a tre livelli NPC; ciascun ramo può essere diviso in due parti, ognuna composta da due interruttori IGBT con i relativi diodi disposti in antiparallelo. I punti intermedi di ciascuna parte sono collegati mediante un diodo, chiamato *diodo di clamping*, al morsetto 0. La tensione dello stadio in continua, V_{dc} , è considerata costante e positiva.

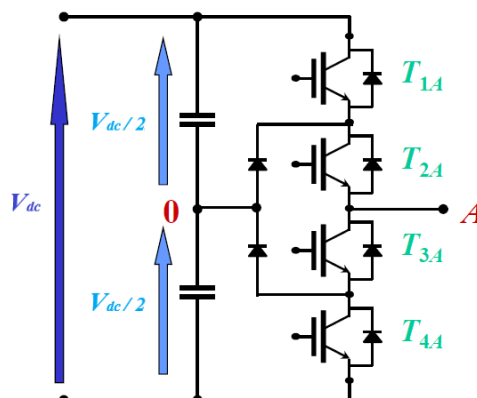


Figura 2.15: Ramo di inverter VSI a tre livelli NPC [8].

Nella Tabella 2.3 sono riassunte le configurazioni che permettono di descrivere il corretto funzionamento del ramo in termini di tensione ai morsetti di uscita V_{A0} a partire dai segnali di gate inviati ai quattro differenti interruttori e dal segno della corrente di carico i_A .

Tabella 2.3: Configurazioni di lavoro del ramo di inverter VSI a tre livelli (NPC).

Stato	Segnali di Gate	Corrente di carico (i_A)	Tensione di polo (V_{A0})
Stato +1 (+)	$V_{GS,1A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,2A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,3A} = 0$ $V_{GS,4A} = 0$	$i_A > 0$	$V_{A0} = V_{dc}/2$
Stato +1 (-)	$V_{GS,1A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,2A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,3A} = 0$ $V_{GS,4A} = 0$	$i_A < 0$	$V_{A0} = V_{dc}/2$
Stato 0 (+)	$V_{GS,1A} = 0$ $V_{GS,2A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,3A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,4A} = 0$	$i_A > 0$	$V_{A0} = 0$
Stato 0 (-)	$V_{GS,1A} = 0$ $V_{GS,2A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,3A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,4A} = 0$	$i_A < 0$	$V_{A0} = 0$
Stato -1 (+)	$V_{GS,1A} = 0$ $V_{GS,2A} = 0$ $V_{GS,3A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,4A} = V_{GS,sat}$	$i_A > 0$	$V_{A0} = -V_{dc}/2$
Stato -1 (-)	$V_{GS,1A} = 0$ $V_{GS,2A} = 0$ $V_{GS,3A} = V_{GS,sat}$ $V_{GS,4A} = V_{GS,sat}$	$i_A < 0$	$V_{A0} = -V_{dc}/2$

Nella Tabella 2.3 non sono inserite le condizioni di lavoro pericolose (quindi da evitare) e la configurazione che inevitabilmente si introduce ad ogni commutazione; quest'ultima è la condizione presente durante i *tempi morti*, in cui tutti gli interruttori di ramo risultano essere spenti (una sorta di stato equivalente allo stato 2 commentato per il ramo di inverter VSI a due livelli tradizionale). Come è possibile notare, in tutti e tre i possibili stati la tensione di uscita dal ramo non dipende dal verso della corrente di carico. Il problema più importante sorge quando si instaura lo stato 0; analizzando il funzionamento del ramo, è possibile intuire come la corrente di carico scorra attraverso i *diodi di clamping* e, passando per il morsetto 0, vada ad alterare le tensioni sulle capacità dei due *bus DC*, causandone uno squilibrio. Infatti, il potenziale nel punto 0 subisce una variazione, ciò comporta che le tensioni ai capi dei due condensatori d'ingresso tendano a sbilanciarsi. In generale, essendo la tensione V_{dc} costante e positiva, si può concludere che:

- se $i_A > 0$, il condensatore superiore si carica, quello inferiore si scarica;
- se $i_A < 0$, il condensatore inferiore si carica, quello superiore si scarica.

La soluzione, che verrà proposta nel capitolo successivo, è quella di modificare la strategia di modulazione, ovvero scegliere un adeguato valore di m_0 al fine di correggere lo sbilanciamento di tensione ai capi delle capacità ciclo per ciclo.

Rispetto all'inverter trifase a due livelli, l'architettura NPC presenta un numero maggiore di componenti, i quali dovranno sopportare una tensione massima pari a $V_{dc}/2$ (rispetto a V_{dc} negli inverter tradizionali). Si può concludere che a parità di tensione di ingresso, è possibile utilizzare componenti di taglia inferiore.

In Figura 2.16 è mostrato l'inverter trifase a tre livelli di tipo *Cascaded*. L'inverter di tipo *Cascaded* richiede un numero minore di componenti rispetto alla struttura *Diode Clamped* e, inoltre, non ha problemi con il bilanciamento delle tensioni sui condensatori d'ingresso. Anche in questo tipo di convertitori i componenti sono chiamati a sopportare una tensione uguale a $V_{dc}/2$. Ulteriore vantaggio è la struttura completamente modulare, basata su una semplice cella di conversione (simile ad un inverter monofase). Un limite importante è la necessità di tre alimentazioni in continua isolate tra di loro, necessarie per evitare dei corto circuiti. Quest'ultimo vincolo risulta essere spesso un problema, rendendo preferibile la tipologia NPC.

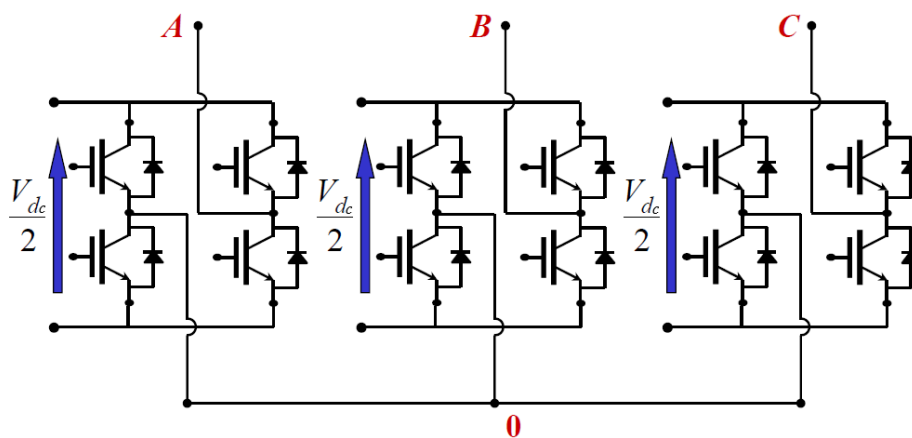


Figura 2.16: Inverter trifase VSI a tre livelli Cascaded [8].

CAPITOLO 3

Sistemi di controllo per la regolazione della corrente

Nel presente capitolo verranno descritti i sistemi per il controllo delle prestazioni in termini di coppia elettromagnetica erogata dalla macchina brushless. Nella prima parte verrà effettuata una breve analisi riguardante le schede di controllo di tipo digitale, successivamente verrà approfondito il concetto del controllo di coppia, il quale si traduce in un controllo di corrente, soffermandosi sul tema dei regolatori di corrente con modulatori. Nella seconda parte verranno descritti i sistemi di controllo di corrente implementati per le due architetture di azionamento poste a confronto.

3.1 Schede di controllo di tipo digitale

Nelle moderne architetture di azionamenti elettrici è presente un sistema di controllo avanzato implementato con approccio di tipo digitale. In linea di massima con *sistema di controllo* si intende un algoritmo ad alto livello che, sulla base delle prestazioni richieste alla macchina e sulle condizioni generali di funzionamento dell'intero azionamento, decide il modo più corretto ed opportuno di far operare e controllare il convertitore statico. La Figura 3.1 mostra, tramite uno schema a blocchi, come viene solitamente implementata la logica di controllo; l'operatore impone le prestazioni che la macchina elettrica deve soddisfare (coppia e correnti di riferimento, potenza da erogare etc.), in tempo reale il sistema di controllo raccoglie informazioni sia dalla macchina sia dal convertitore e, sulla base dei *riferimenti* da inseguire, fornisce come segnali di controllo le tensioni di riferimento che il convertitore deve riuscire ad applicare istante per istante.

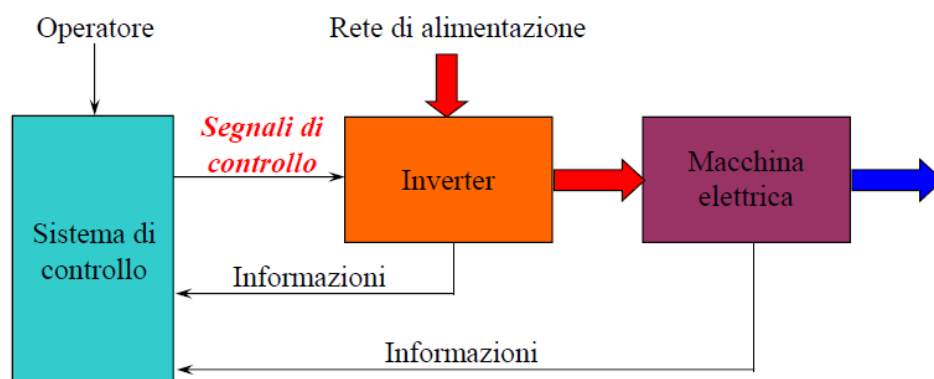


Figura 3.1: Logica di controllo implementata nei moderni azionamenti [8].

L'implementazione digitale di un algoritmo di controllo si basa fundamentalmente sull'utilizzo di una scheda di controllo digitale, di cui la composizione e il funzionamento sono mostrati in Figura 3.2. Essa è in grado di gestire segnali sia analogici (*in rosso* nella figura) sia digitali (*in blu* nella figura). Il sistema di controllo possiede una porta d'entrata analogica alla quale arrivano i segnali relativi ai valori di riferimento delle grandezze che si desiderano controllare ed i segnali relativi alle misure effettuate sul sistema da controllare. Tutte le informazioni necessarie per implementare l'algoritmo di controllo vengono campionate ed acquisite dai componenti *Sample & Hold* in ogni tempo di commutazione T_C ; tali segnali analogici, per poter essere manipolati dal sistema, devono essere quantizzati e discretizzati da un convertitore analogico-digitale. Il microprocessore (μP) o DSP (*Digital Signal Processor*) costituisce l'unità fondamentale di elaborazione della scheda: prende in ingresso i segnali discretizzati e li elabora dal punto di vista matematico e logico, secondo l'algoritmo di controllo presente all'interno della sua memoria. Tale algoritmo non è altro che un codice (scritto in uno specifico linguaggio di programmazione) che viene eseguito in ogni tempo di ciclo T_C ; è importante sottolineare che il software è sempre identico, ciò che varia è il valore delle grandezze in ingresso alla scheda. Il microprocessore fornisce in uscita due tipi di informazioni: segnali digitali corrispondenti alle tensioni di riferimento da inseguire, utili per il comando dei circuiti di driver degli interruttori del convertitore, e segnali digitali che, mediante una riconversione digitale-analogica, possono servire per questioni legate alla diagnostica ed al monitoraggio delle grandezze elettromeccaniche del sistema (ad esempio, per la loro visualizzazione su oscilloscopio).

Con lo sviluppo tecnologico odierno, la velocità di esecuzione dell'algoritmo è molto elevata e dipende direttamente dalla potenza di calcolo del microprocessore. Ciò che rende la scheda di controllo digitale molto apprezzata e diffusa sono l'elevatissima *flessibilità* (si può manipolare l'algoritmo di controllo semplicemente modificando il codice software) e la robusta *insensibilità ai disturbi elettromagnetici* condotti ed irradiati (di cui i segnali digitali non risultano esserne affetti e distorti durante la trasmissione).

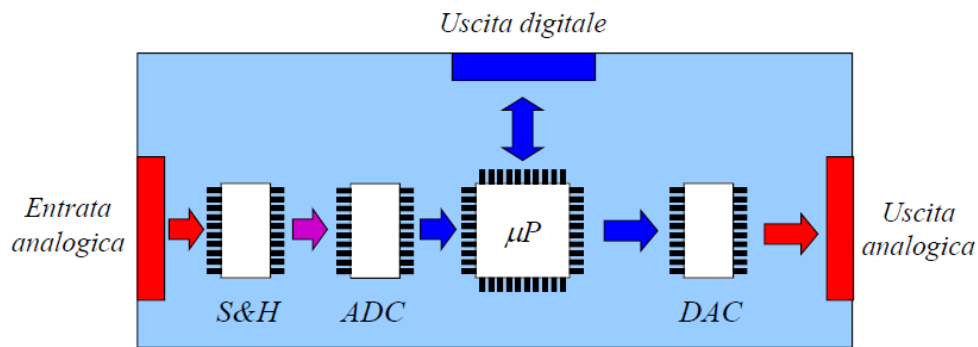


Figura 3.2: Scheda di controllo digitale [8].

3.2 Controllo con regolatori di corrente con modulatori

In questo elaborato di tesi si è utilizzata una particolare logica di controllo basata sui regolatori di corrente. Questa scelta è motivata dal fatto che nei moderni sistemi di conversione elettrica ed elettromeccanica dell'energia è di fondamentale importanza la possibilità di controllare il comportamento delle correnti, alle quali è spesso correlata la coppia elettromagnetica. Questo risultato può essere ottenuto utilizzando un convertitore a tensione impressa opportunamente controllato in retroazione. In Figura 3.3 è possibile vedere lo schema di principio di un regolatore di corrente per convertitore VSI, il cui obiettivo principale è quello di rendere le correnti di carico misurate simili ai profili di corrente di riferimento richiesti da un algoritmo di controllo a monte.

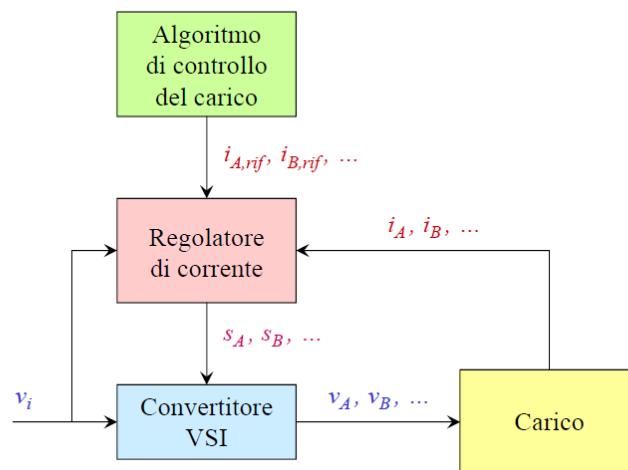


Figura 3.3: Principio logico di un regolatore di corrente per convertitore VSI [8].

I regolatori di corrente possono essere fondamentalmente di due tipi: ad isteresi o con modulatori. Nella seguente trattazione si approfondirà la tipologia con modulatori perché oggetto di studio di questo elaborato.

La Figura 3.4 mostra graficamente lo schema di principio in cui viene solitamente inserito un regolatore di corrente con modulatori. Il funzionamento prevede:

- un algoritmo di controllo del carico posto a monte che determina il valore delle correnti di riferimento da inseguire;
- un algoritmo agente in retroazione che, sulla base delle correnti di riferimento ed effettive, determina gli opportuni valori delle tensioni di riferimento che il convertitore VSI deve essere in grado di applicare in ogni ciclo di commutazione;
- un modulatore che, sulla base delle tensioni di riferimento, determina gli andamenti delle funzioni di commutazione di ciascun ramo del convertitore;
- un convertitore VSI, che sulla base delle leggi di commutazione, rende disponibili in uscita le tensioni impostate.

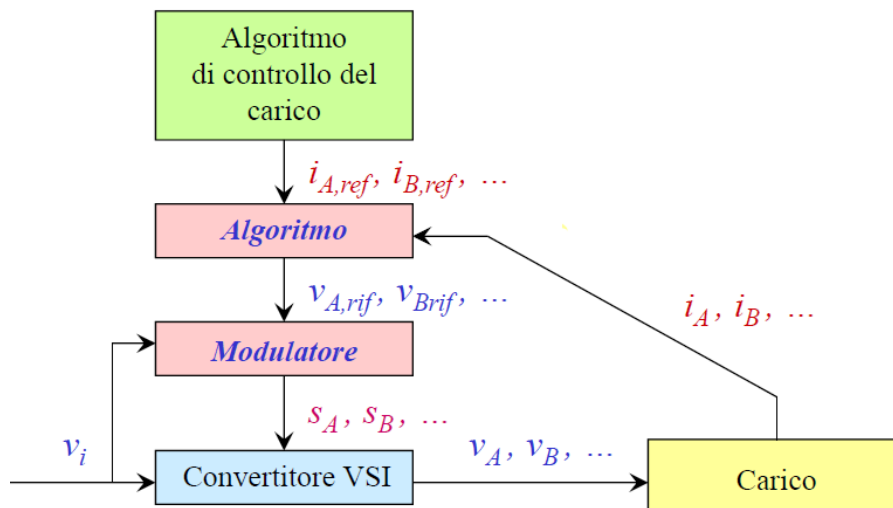


Figura 3.4: Schema di principio con regolatori di corrente con modulatori [8].

Il regolatore di corrente con modulatori è quella parte del sistema di controllo di un convertitore che, a partire dai valori degli errori di corrente in ingresso, fornisce in uscita i valori delle tensioni di riferimento che devono essere sintetizzati dal modulatore. In Figura 3.5 è possibile vederne lo schema: lo scopo del regolatore è annullare l'errore di corrente al suo ingresso, scegliendo un opportuno valore della tensione di riferimento V_{rif} . L'errore Δi è determinato dal confronto tra ciascuna corrente di riferimento ed il suo valore effettivo mediante un comparatore; affinché il sistema funzioni, è necessario che la tensione V_{rif} abbia effetto sulla corrente da controllare.

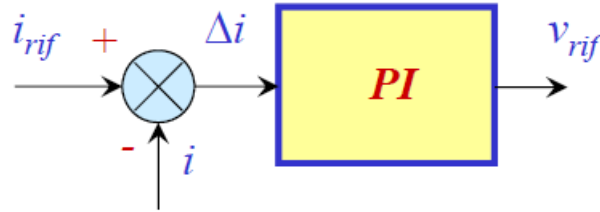


Figura 3.5: Regolatore di corrente con modulatori [8].

Elemento fondamentale è il regolatore *PI* (regolatore *Proporzionale-Integrale*), di cui il comportamento è descritto dalla seguente espressione:

$$V_{rif} = K_p \Delta i + K_i \int \Delta i dt \quad (3.1)$$

Come si evince dalla formula (3.1), la tensione di riferimento, utile per eliminare l'errore di corrente in ingresso, è la somma di due contributi: uno di tipo proporzionale e uno di tipo integrale. Le costanti K_p e K_i sono normalmente positive e vengono dette *guadagno proporzionale* e *guadagno integrale* del regolatore; esse sono determinabili mediante un'accurata progettazione, che verrà esposta nel prossimo paragrafo. Il principio di funzionamento del regolatore è il seguente:

- se l'errore Δi è positivo, significa che la corrente effettiva è minore di quella di riferimento, ne deriva che il primo contributo è costante e positivo mentre il secondo cresce linearmente nel tempo. Il regolatore risponde aumentando la tensione al fine di far crescere la corrente;
- se l'errore Δi è negativo, significa che la corrente effettiva è maggiore di quella di riferimento, ne deriva che il primo contributo è costante e negativo mentre il secondo decresce linearmente nel tempo. Il regolatore risponde diminuendo la tensione al fine di abbassare la corrente.

I prossimi paragrafi descriveranno in maniera approfondita i sistemi di controllo con regolatori di corrente con modulatori ottimizzati per poter essere impiegati negli azionamenti oggetto di analisi, sia con macchina *brushless* in configurazione esafase sia con macchina *brushless* in configurazione trifase equivalente.

3.3 Controllo di corrente per l'architettura multi-trifase

La macchina *brushless* in configurazione esafase presenta le due terne di avvolgimenti collegati a formare due stelle indipendenti. Per gestire il controllo delle sei correnti di fase, non è opportuno usufruire di sei regolatori di corrente differenti; infatti, prendendo in considerazione una terna di avvolgimenti, i gradi di libertà su cui si può agire sono solamente due, in quanto le tre correnti, in un carico collegato a stella, sono a sommatoria uguale a 0. Ritornando al caso in questione, se si introduce

il vincolo che le componenti omopolari dei due sistemi trifase sono nulle, complessivamente i gradi di libertà non sono più sei, bensì risultano essere quattro. Nella prossima trattazione si dimostrerà che, prendendo un sistema di riferimento rotante solidale con il rotore, il sistema necessita di quattro differenti regolatori di corrente opportunamente tarati, ciascuno dei quali in grado di inseguire correttamente dei riferimenti di corrente costanti. In particolare, i regolatori andranno a controllare o la componente reale o la componente immaginaria dei vettori di spazio utili a descrivere un sistema di grandezze (correnti) esafase.

Di seguito vengono riportati i passaggi necessari a definire le *trasformazioni di Clarke* utili per ottenere i vettori di spazio di un sistema di correnti esafase, prendendo come struttura di riferimento lo schema degli assi magnetici delle fasi di macchina proposto nel paragrafo 1.4 (Figura 1.8).

La *componente omopolare* riferita ad un sistema di sei correnti di fase (ognuna intesa come l'effettiva corrente circolante nell'avvolgimento corrispondente) è esprimibile secondo la seguente espressione:

$$i_0 = \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{B1} + i_{A2} + i_{B2} + i_{A3} + i_{B3}) \quad (3.2)$$

In generale, per quanto riguarda il *vettore di spazio ρ -esimo*, si può scrivere:

$$\bar{i}_\rho = \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{B1}\bar{\alpha}_I^\rho + i_{A2}\bar{\alpha}_I^{4\rho} + i_{B2}\bar{\alpha}_I^{5\rho} + i_{A3}\bar{\alpha}_I^{8\rho} + i_{B3}\bar{\alpha}_I^{9\rho}) \quad (3.3)$$

dove si è utilizzata la costante complessa $\bar{\alpha}_I$ avente modulo unitario ed argomento pari a 30° . La sua espressione è quindi:

$$\bar{\alpha}_I = e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (3.4)$$

Per $\rho = 1,3,5$ si ha:

$$\bar{i}_1 = \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{B1}\bar{\alpha}_I + i_{A2}\bar{\alpha}_I^4 + i_{B2}\bar{\alpha}_I^5 + i_{A3}\bar{\alpha}_I^8 + i_{B3}\bar{\alpha}_I^9) \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} \bar{i}_3 &= \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{B1}\bar{\alpha}_I^3 + i_{A2}\bar{\alpha}_I^{12} + i_{B2}\bar{\alpha}_I^{15} + i_{A3}\bar{\alpha}_I^{24} + i_{B3}\bar{\alpha}_I^{27}) = \\ &= \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{B1}\bar{\alpha}_I^3 + i_{A2} + i_{B2}\bar{\alpha}_I^3 + i_{A3} + i_{B3}\bar{\alpha}_I^3) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}
\bar{i}_5 &= \frac{2}{6} (i_{A1} + i_{B1} \bar{\alpha}_I^5 + i_{A2} \bar{\alpha}_I^{20} + i_{B2} \bar{\alpha}_I^{25} + i_{A3} \bar{\alpha}_I^{40} + i_{B3} \bar{\alpha}_I^{45}) = \\
&= \frac{2}{6} (i_{A1} + i_{B1} \bar{\alpha}_I^5 + i_{A2} \bar{\alpha}_I^8 + i_{B2} \bar{\alpha}_I + i_{A3} \bar{\alpha}_I^4 + i_{B3} \bar{\alpha}_I^9)
\end{aligned} \tag{3.7}$$

Con le (3.5) (3.6) (3.7) si sono definite delle *trasformazioni di coordinate di Clarke* mediante le quali si passa da un sistema di sei correnti di fase in generale indipendenti a un sistema di tre numeri complessi; il numero di gradi di libertà, pari a sei in generale, è quindi conservato (coincide con il numero delle correnti di fase). Si può dimostrare come il ρ -esimo vettore di spazio di corrente è correlato alla ρ -esima armonica spaziale di campo magnetico al traferro. Inoltre, si può ricavare che le relazioni di *antitrasformazione* delle (3.5) (3.6) (3.7) sono:

$$\begin{aligned}
i_{A1} &= \Re_e[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot 1 + \bar{i}_5^* \cdot 1 \\
i_{A2} &= \Re_e[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot \bar{\alpha}_I^4 + \bar{i}_5^* \cdot \bar{\alpha}_I^4 \\
i_{A3} &= \Re_e[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot \bar{\alpha}^8 + \bar{i}_5^* \cdot \bar{\alpha}^8 \\
i_{B1} &= \Im_m[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot \bar{\alpha} + \bar{i}_5^* \cdot \bar{\alpha}^7 \\
i_{B2} &= \Im_m[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot \bar{\alpha}^5 + \bar{i}_5^* \cdot \bar{\alpha}^{11} \\
i_{B3} &= \Im_m[\bar{i}_3] + \bar{i}_1 \cdot \bar{\alpha}^9 + \bar{i}_5^* \cdot \bar{\alpha}^3
\end{aligned} \tag{3.8}$$

dove con il simbolo ‘ \cdot ’ si intende il *prodotto scalare* tra le grandezze interessate. Ricordando la configurazione della macchina *brushless* in questione, le tre correnti di ciascuna terna sono a sommatoria nulla, quindi la componente omopolare del sistema di correnti esafase è 0. Calcolando la parte reale ed immaginaria dei tre vettori di spazio, si ottengono le componenti di assi α - β :

$$\begin{aligned}
i_{\alpha 1} &= \Re_e[\bar{i}_1] = \frac{1}{3} \left(1 i_{A1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{B1} - \frac{1}{2} i_{A2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{B2} - \frac{1}{2} i_{A3} + 0 i_{B3} \right) \\
i_{\beta 1} &= \Im_m[\bar{i}_1] = \frac{1}{3} \left(0 i_{A1} + \frac{1}{2} i_{B1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{A2} + \frac{1}{2} i_{B2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{A3} - 1 i_{B3} \right)
\end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}
i_{\alpha 3} &= \Re_e[\bar{i}_3] = \frac{1}{3} (1 i_{A1} + 0 i_{B1} + 1 i_{A2} + 0 i_{B2} + 1 i_{A3} + 0 i_{B3}) \\
i_{\beta 3} &= \Im_m[\bar{i}_3] = \frac{1}{3} (0 i_{A1} + 1 i_{B1} + 0 i_{A2} + 1 i_{B2} + 0 i_{A3} + 1 i_{B3})
\end{aligned} \tag{3.10}$$

$$\begin{aligned}
i_{\alpha 5} &= \Re_e[\bar{i}_5] = \frac{1}{3} \left(1 i_{A1} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{B1} - \frac{1}{2} i_{A2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{B2} - \frac{1}{2} i_{A3} + 0 i_{B3} \right) \\
i_{\beta 5} &= \Im_m[\bar{i}_5] = \frac{1}{3} \left(0 i_{A1} + \frac{1}{2} i_{B1} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{A2} + \frac{1}{2} i_{B2} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{A3} - 1 i_{B3} \right)
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Raccogliendo le (3.9) (3.10) (3.11) in forma matriciale, è possibile scrivere:

$$\{I_{SV}\} = [C_{6ph}] \{I_K\} \tag{3.12}$$

Dove con I_{SV} si intende il vettore contenente le componenti α - β dei tre vettori di spazio di corrente risultanti, con I_K si intende il vettore contenente le correnti di fase, mentre con C_{6ph} una *matrice di Clarke* per sistemi esafase. Di seguito vengono mostrate le loro definizioni.

$$\{I_{SV}\} = \begin{Bmatrix} i_{\alpha 1} \\ i_{\beta 1} \\ i_{\alpha 3} \\ i_{\beta 3} \\ i_{\alpha 5} \\ i_{\beta 5} \end{Bmatrix} \tag{3.13}$$

$$\{I_K\} = \begin{Bmatrix} i_{A1} \\ i_{B1} \\ i_{A2} \\ i_{B2} \\ i_{A3} \\ i_{B3} \end{Bmatrix} \tag{3.14}$$

$$[C_{6ph}] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \end{bmatrix} \tag{3.15}$$

Tramite l'inversa della matrice appena definita (il determinante di C_{6ph} è diverso da 0) è possibile trovare le correnti di fase a partire dalle componenti $\alpha\text{-}\beta$ dei tre vettori di spazio di interesse, secondo la seguente espressione:

$$\{I_K\} = [C_{6ph}]^{-1} \{I_{SV}\} \quad (3.16)$$

Avendo tre vettori di spazio di corrente, le equazioni fondamentali per lo studio della macchina *brushless* esafase in un sistema di riferimento ad assi fissi ortogonali $\alpha\text{-}\beta$ risultano:

$$\bar{v}_1 = R_s \bar{i}_1 + \frac{d\bar{\varphi}_1}{dt} \quad (3.17)$$

$$\bar{v}_3 = R_s \bar{i}_3 + \frac{d\bar{\varphi}_3}{dt} \quad (3.18)$$

$$\bar{v}_5 = R_s \bar{i}_5 + \frac{d\bar{\varphi}_5}{dt} \quad (3.19)$$

Il vettore di spazio 3 di corrente non può essere gestito da un eventuale sistema di controllo, in quanto, essendo gli avvolgimenti di macchina collegati in modo da formare due stelle indipendenti, le terze armoniche non possono circolare, rendendo nullo il vettore di spazio ad esse corrispondenti. La relativa equazione (3.18) non risulta essere utile.

Se la macchina *brushless* ruota ad una velocità elettrica $\omega = p\omega_m = 2\pi f$, dove p è il numero di coppie polari, ω_m è la velocità meccanica di rotazione e f è la frequenza delle correnti di fase, è possibile rappresentare i vettori di spazio di corrente introdotti in un sistema di riferimento rotante ad assi ortogonali $d\text{-}q$ solidale con il rotore. L'asse d è orientato come il vettore di spazio della prima armonica spaziale del flusso magnetico indotto dai magneti permanenti che si concatena con il primo avvolgimento del sistema trifase A (l'asse d si trova in fase con l'asse magnetico della fase $A1$). L'angolo θ , definito come angolo indicante la posizione elettrica del rotore rispetto alla fase $A1$ e, quindi, come angolo di rotazione tra i due sistemi di riferimento $\alpha\text{-}\beta$ (centrato rispetto ad $A1$) e $d\text{-}q$, può essere ottenuto integrando la velocità di rotazione ω nel tempo, in quanto vale che:

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3.20)$$

Per passare da un vettore di componenti $\alpha\text{-}\beta$ ad un vettore di componenti $d\text{-}q$ è necessario applicare la *trasformata di Park*; la *trasformata di Park* consiste nell'applicare la *matrice di rotazione* T al

vettore di componenti α - β . In generale, le trasformazioni per le correnti in termini di variabile d'asse sono:

$$\{i_{dq}\} = T(\theta)\{i_{\alpha\beta}\} \quad (3.21)$$

$$\{i_{\alpha\beta}\} = T^{-1}(\theta)\{i_{dq}\} \quad (3.22)$$

Dove

$$T(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

$$T^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

La matrice T descrive una rotazione del sistema di riferimento di θ gradi in senso antiorario, mentre T^{-1} descrive una rotazione del sistema di riferimento sempre di θ gradi, ma in senso orario. In termini di vettori di spazio, le trasformazioni per le correnti (ma in generale per tutte le grandezze) sono:

$$\bar{i}_{dq} = \bar{i}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (3.25)$$

$$\bar{i}_{\alpha\beta} = \bar{i}_{dq} e^{j\theta} \quad (3.26)$$

Tale trasformazione risulta essere importante, in quanto una grandezza sinusoidale pulsante ad una frequenza angolare ω diventa una variabile costante nel tempo nel nuovo sistema di riferimento rotante. Questo significa che, in un sistema di assi d - q dove le correnti sono costanti, i regolatori PI (anch'essi implementati in quel sistema rotante) sono teoricamente in grado di inseguire riferimenti di corrente sinusoidali con errore nullo a regime.

Sulla base delle relazioni, che verranno introdotte nel paragrafo 4.1, tra i vettori di spazio di corrente delle singole terne A e B e i vettori di spazio 1 e 5 di corrente definiti dalle (3.5) (3.7), si sceglie:

- per lo spazio 1, un sistema di riferimento rotante in sincronismo con la prima armonica spaziale del flusso magnetico indotto dai magneti permanenti;
- per lo spazio 5, un sistema di riferimento sincrono rispetto allo spazio 1, ma controrotante, in quanto, per il tipo di controllo che verrà implementato in questa tesi, è quello che permetterà di lavorare con dei regolatori PI sincroni ed ottenere così un controllo della corrente con dei riferimenti costanti a regime.

Detto questo, le equazioni fondamentali di macchina scritte in termini di vettori di spazio nei nuovi sistemi di riferimento rotanti diventano:

$$\bar{v}_{1,dq} e^{j\theta} = R_s \bar{i}_{1,dq} e^{j\theta} + \frac{d\bar{\varphi}_{1,dq} e^{j\theta}}{dt} \quad (3.27)$$

$$\bar{v}_{5,dq} e^{-j\theta} = R_s \bar{i}_{5,dq} e^{-j\theta} + \frac{d\bar{\varphi}_{5,dq} e^{-j\theta}}{dt} \quad (3.28)$$

Per quanto concerne i flussi magnetici, nella trattazione si considerano trascurabili solo i flussi dispersi nelle testate degli avvolgimenti; assumendo la macchina *brushless* isotropa, le espressioni dei flussi concatenati riferiti alle singole fasi di macchina risultano essere in funzione delle sole correnti e possono essere descritti come:

$$\begin{aligned} \varphi_{cA1} &= L_{A1A1} I_{A1} + M_{A1B1} I_{B1} + M_{A1A2} I_{A2} + M_{A1B2} I_{B2} + M_{A1A3} I_{A3} + M_{A1B3} I_{B3} \\ \varphi_{cB1} &= M_{B1A1} I_{A1} + L_{B1B1} I_{B1} + M_{B1A2} I_{A2} + M_{B1B2} I_{B2} + M_{B1A3} I_{A3} + M_{B1B3} I_{B3} \\ \varphi_{cA2} &= M_{A2A1} I_{A1} + M_{A2B1} I_{B1} + L_{A2A2} I_{A2} + M_{A2B2} I_{B2} + M_{A2A3} I_{A3} + M_{A2B3} I_{B3} \\ \varphi_{cB2} &= M_{B2A1} I_{A1} + M_{B2B1} I_{B1} + M_{B2A2} I_{A2} + L_{B2B2} I_{B2} + M_{B2A3} I_{A3} + M_{B2B3} I_{B3} \\ \varphi_{cA3} &= M_{A3A1} I_{A1} + M_{A3B1} I_{B1} + M_{A3A2} I_{A2} + M_{A3B2} I_{B2} + L_{A3A3} I_{A3} + M_{A3B3} I_{B3} \\ \varphi_{cB3} &= M_{B3A1} I_{A1} + M_{B3B1} I_{B1} + M_{B3A2} I_{A2} + M_{B3B2} I_{B2} + M_{B3A3} I_{A3} + L_{B3B3} I_{B3} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Dove L ed M rappresentano i coefficienti di auto e mutua induzione riferiti agli avvolgimenti statorici. Le espressioni (3.29) possono essere descritte anche in forma matriciale, ovvero:

$$\{\varphi_{cK}\} = [M_{6ph}] \{I_K\} \quad (3.30)$$

Dove con φ_{cK} si intende il vettore contenente i flussi concatenati delle singole fasi, con I_K si intende il vettore contenente le correnti di fase, mentre con M_{6ph} una matrice 6x6 di induttanze di macchina.

$$[M_{6ph}] = \begin{bmatrix} L_{A1A1} & M_{A1B1} & M_{A1A2} & M_{A1B2} & M_{A1A3} & M_{A1B3} \\ M_{B1A1} & L_{B1B1} & M_{B1A2} & M_{B1B2} & M_{B1A3} & M_{B1B3} \\ M_{A2A1} & M_{A2B1} & L_{A2A2} & M_{A2B2} & M_{A2A3} & M_{A2B3} \\ M_{B2A1} & M_{B2B1} & M_{B2A2} & L_{B2B2} & M_{B2A3} & M_{B2B3} \\ M_{A3A1} & M_{A3B1} & M_{A3A2} & M_{A3B2} & L_{A3A3} & M_{A3B3} \\ M_{B3A1} & M_{B3B1} & M_{B3A2} & M_{B3B2} & M_{B3A3} & L_{B3B3} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

In termini di vettori di spazio vale:

$$\{\varphi_{SV}\} = [M_{SV}]\{I_{SV}\} \quad (3.32)$$

Dove φ_{SV} è un vettore contenente le componenti α - β dei tre vettori di spazio dei flussi concatenati di fase. Per trovare la matrice delle induttanze trasformate in termini spaziali, è necessario partire dal vettore dei flussi ed utilizzare la *matrice di Clarke* definita dalla (3.15):

$$\{\varphi_{SV}\} = [C_{6ph}]\{\varphi_{cK}\} \quad (3.33)$$

Sostituendo la (3.30) nella (3.33), tenendo conto della (3.16), si ottiene:

$$\{\varphi_{SV}\} = [C_{6ph}][M_{6ph}]\{I_K\} = [C_{6ph}][M_{6ph}][C_{6ph}]^{-1}\{I_{SV}\} \quad (3.34)$$

Confrontando la (3.34) con la (3.32), si ha che:

$$[M_{SV}] = [C_{6ph}][M_{6ph}][C_{6ph}]^{-1} \quad (3.35)$$

Si può dimostrare che la matrice delle induttanze trasformate risulta diagonale; questo risultato consente di ottenere relazioni indipendenti tra flussi e correnti nel *dominio di Park*, più semplici rispetto a quelle nelle variabili di fase.

$$[M_{SV}] = \begin{bmatrix} L_{1,\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{1,\beta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{3,\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{3,\beta} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{5,\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{5,\beta} \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

Essendo la macchina isotropa, è possibile definire:

$$\begin{aligned} L_{1,\alpha} &= L_{1,\beta} = L_{1,d} = L_{1,q} = L_1 \\ L_{3,\alpha} &= L_{3,\beta} = L_{3,d} = L_{3,q} = L_3 \\ L_{5,\alpha} &= L_{5,\beta} = L_{5,d} = L_{5,q} = L_5 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Per quanto riguarda la matrice delle resistenze di fase, essendo una matrice a termini mutui nulli, tramite i medesimi calcoli eseguiti per la matrice delle induttanze, si può dimostrare che essa coincide con la propria trasformata in termini spaziali.

$$[R_{\phi ph}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} = [R_{SV}] \quad (3.38)$$

Il flusso magnetico dovuto ai magneti permanenti φ_{PM} ha solo componente lungo l'asse d (in quanto il sistema di riferimento rotante è orientato nella direzione del vettore di spazio dei flussi concatenati dovuti alla prima armonica di campo magnetico di rotore); il vettore di spazio della forza elettromotrice indotta dai magneti permanenti in tale sistema di riferimento risulta:

$$emf_{PM} = -\frac{d\varphi_{PMd}}{dt} = -j\omega\varphi_{PM,d} \quad (3.39)$$

Supponendo la forza elettromotrice indotta dai magneti permanenti sinusoidale (si assumono trascurabili le armoniche di ordine superiore alla fondamentale), le equazioni dei vettori di spazio dei flussi diventano:

$$\bar{\varphi}_{1,dq} = L_1\bar{i}_{1,dq} + \varphi_{PM,d} \quad (3.40)$$

$$\bar{\varphi}_{5,dq} = L_5\bar{i}_{5,dq} \quad (3.41)$$

Sulla base delle (3.40) (3.41) le equazioni fondamentali di macchina (3.27) (3.28) diventano:

$$\bar{v}_{1,dq}e^{j\theta} = R_s\bar{i}_{1,dq}e^{j\theta} + L_1\frac{d\bar{i}_{1,dq}e^{j\theta}}{dt} + j\omega L_1\bar{i}_{1,dq}e^{j\theta} + j\omega\varphi_{PM,d}e^{j\theta} \quad (3.42)$$

$$\bar{v}_{5,dq}e^{-j\theta} = R_s\bar{i}_{5,dq}e^{-j\theta} + L_5\frac{d\bar{i}_{5,dq}e^{-j\theta}}{dt} - j\omega L_5\bar{i}_{5,dq}e^{-j\theta} \quad (3.43)$$

Semplificando i termini esponenziali, si ottiene:

$$\bar{v}_{1,dq} = R_s \bar{i}_{1,dq} + L_1 \frac{d\bar{i}_{1,dq}}{dt} + j\omega L_1 \bar{i}_{1,dq} + j\omega \varphi_{PM,d} \quad (3.44)$$

$$\bar{v}_{5,dq} = R_s \bar{i}_{5,dq} + L_5 \frac{d\bar{i}_{5,dq}}{dt} - j\omega L_5 \bar{i}_{5,dq} \quad (3.45)$$

Le espressioni ottenute richiamano le equazioni differenziali utili a descrivere un carico R-L (*ohmico-induttivo*) in un riferimento rotante d - q , scritte in termini di vettori di spazio.

Esplicitando le componenti lungo gli assi d - q , si ottiene:

$$(v_{1,d} + jv_{1,q}) = R_s (i_{1,d} + ji_{1,q}) + L_1 \frac{d(i_{1,d} + ji_{1,q})}{dt} + j\omega L_1 (i_{1,d} + ji_{1,q}) + j\omega \varphi_{PM,d} \quad (3.46)$$

$$(v_{5,d} + jv_{5,q}) = R_s (i_{5,d} + ji_{5,q}) + L_5 \frac{d(i_{5,d} + ji_{5,q})}{dt} - j\omega L_5 (i_{5,d} + ji_{5,q}) \quad (3.47)$$

Scomponendo le (3.46) (3.47) lungo gli assi d - q , per lo spazio 1 si ottiene:

$$v_{1,d} = R_s i_{1,d} + L_1 \frac{di_{1,d}}{dt} - \omega L_1 i_{1,q} \quad (3.48)$$

$$v_{1,q} = R_s i_{1,q} + L_1 \frac{di_{1,q}}{dt} + \omega L_1 i_{1,d} + \omega \varphi_{PM,d} \quad (3.49)$$

Mentre per lo spazio 5, si ha:

$$v_{5,d} = R_s i_{5,d} + L_5 \frac{di_{5,d}}{dt} + \omega L_5 i_{5,q} \quad (3.50)$$

$$v_{5,q} = R_s i_{5,q} + L_5 \frac{di_{5,q}}{dt} - \omega L_5 i_{5,d} \quad (3.51)$$

Sia nello spazio 1 sia nello spazio 5 compaiono delle variabili:

$$\begin{aligned} e_{1,d} &= -\omega L_1 i_{1,q} \\ e_{1,q} &= \omega L_1 i_{1,d} + \omega \varphi_{PM,d} \\ e_{5,d} &= +\omega L_5 i_{5,q} \\ e_{5,q} &= -\omega L_5 i_{5,d} \end{aligned} \quad (3.52)$$

Quest'ultime sono dette *forze elettromotrici dinamiche* (o *fem mozionali*) e compaiono a causa del fatto che si stanno esprimendo le equazioni in un sistema di riferimento rotante con velocità angolare ω rispetto a quello stazionario. Nella fem dinamica di asse q spazio 1 compare la forza contro-elettromotrice dei magneti (anche detta *bemf*, *Back-ElectroMotive Force*).

A partire dalle (3.48) (3.49), per lo spazio 1 è possibile ricavare delle espressioni in cui si esplicitano le correnti di asse $d-q$:

$$L_1 \frac{di_{1,d}}{dt} = v_{1,d} - R_s i_{1,d} - e_{1,d} \quad (3.53)$$

$$L_1 \frac{di_{1,q}}{dt} = v_{1,q} - R_s i_{1,q} - e_{1,q} \quad (3.54)$$

Eseguendo la *trasformata di Laplace* (ipotesi di sistema lineare, con s la *variabile di Laplace*):

$$L_1 s i_{1,d} + R_s i_{1,d} = v_{1,d} - e_{1,d} \quad (3.55)$$

$$L_1 s i_{1,q} + R_s i_{1,q} = v_{1,q} - e_{1,q} \quad (3.56)$$

Al secondo membro di ciascuna equazione si trovano rispettivamente le *tensioni interne* $v_{i1,d}$ e $v_{i1,q}$ ovvero le tensioni direttamente responsabili della variazione di corrente. Esse non sono misurabili all'interno della macchina.

Esplicitando per ciascuna equazione le componenti di corrente di spazio 1, si ottiene:

$$i_{1,d} = \frac{v_{i1,d}}{R_s + sL_1} \quad (3.57)$$

$$i_{1,q} = \frac{v_{i1,q}}{R_s + sL_1} \quad (3.58)$$

Con i medesimi passaggi, è possibile dimostrare che per lo spazio 5 valgono:

$$i_{5,d} = \frac{v_{i5,d}}{R_s + sL_5} \quad (3.59)$$

$$i_{5,q} = \frac{v_{i5,q}}{R_s + sL_5} \quad (3.60)$$

Dove le tensioni interne di spazio 5 risultano:

$$v_{i5,d} = v_{5,d} - e_{5,d} \quad (3.61)$$

$$v_{i5,q} = v_{5,q} - e_{5,q} \quad (3.62)$$

In Figura 3.6 è mostrato lo schema a blocchi rappresentante il modello dinamico di spazio 1 della macchina *brushless* in questione, mentre in Figura 3.7 è presente quello di spazio 5; come è possibile notare, le equazioni di assi *d-q* risultano essere accoppiate a causa della presenza delle fem dinamiche, con l'unica differenza che nel modello di spazio 5 non è presente la compensazione della *bemf* di quinta armonica indotta dai magneti rotorici, in quanto trascurata in questa trattazione.

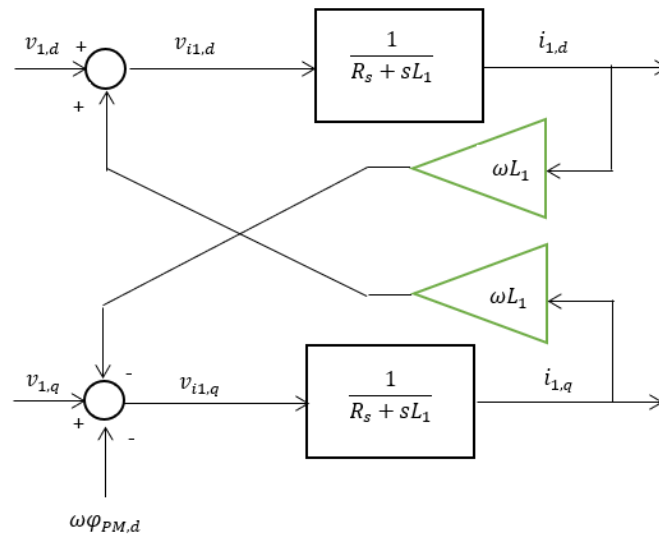


Figura 3.6: Modello dinamico di spazio 1 della macchina *brushless*.

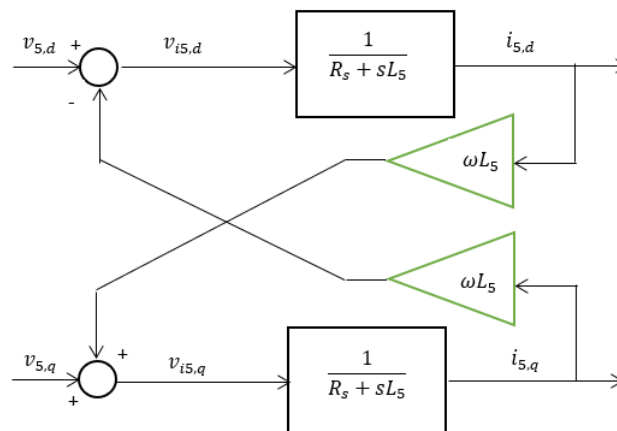


Figura 3.7: Modello dinamico di spazio 5 della macchina *brushless*.

L'obiettivo del sistema di controllo è di controllare le componenti di assi d - q dei vettori di spazio 1 e 5 di corrente. A tal proposito, si pone un regolatore PI su ogni asse per ciascun vettore di spazio (in totale quattro regolatori, assi d e q per spazio 1 e assi d e q per spazio 5) opportunamente tarato al fine di rendere il valore della componente di corrente effettiva uguale al rispettivo valore di riferimento. Lo schema riportato in Figura 3.8 mostra il principio di funzionamento del sistema di controllo agente sulla componente di asse q della corrente di spazio 1. L'errore di corrente è ottenuto facendo la differenza tra il valore di riferimento desiderato e il valore di corrente effettivamente presente nella macchina, successivamente l'errore viene mandato in ingresso ad un regolatore PI di corrente la cui uscita rappresenta la tensione interna di asse q di spazio 1 di riferimento. Alla tensione $v_{i1,qref}$ si somma una forza elettromotrice stimata $\hat{e}_{1,q}$ utile a realizzare una *compensazione in avanti* (il termine stimato si sottrarrà automaticamente con la fem dinamica effettiva); questo approccio permette di ottenere:

- un disaccoppiamento del comportamento dei due regolatori sugli assi d - q dello stesso vettore di spazio, andando a compensare i termini incrociati;
- un regolatore che agisce direttamente sulla funzione di trasferimento di macchina (filtro passa-basso).

La tensione indicata come $v_{1,q}$ è quella direttamente fornita al modulatore, il quale poi sintetizza le funzioni di commutazione in modo da comandare opportunamente il convertitore.

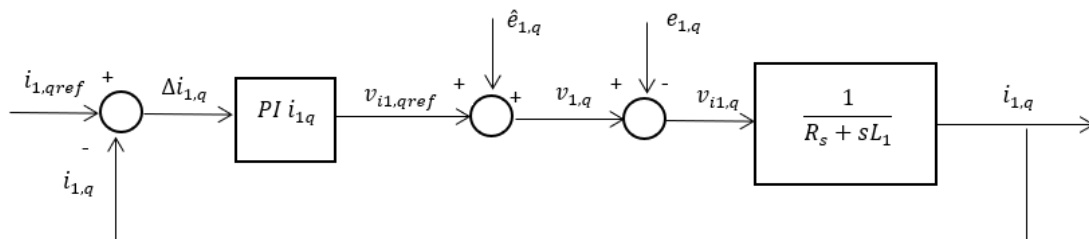


Figura 3.8: Schema di controllo della componente q di spazio 1 di corrente.

In Figura 3.9 è mostrato lo schema del principio di funzionamento del sistema di controllo agente sulla componente di asse d della corrente di spazio 1.

Le medesime considerazioni possono essere fatte per le componenti di assi d e q della corrente di spazio 5.

Nel paragrafo 1.4 è stato dimostrato come la coppia elettromagnetica sia direttamente proporzionale alla corrente di asse q di spazio 1. Al fine di ottenere un certo valore di coppia nelle condizioni di massimo rapporto Nm/A, si dovrà alimentare la macchina per avere la massima coppia con la minima

corrente; tale condizione può essere raggiunta eseguendo un controllo ad orientamento di campo, in cui la corrente di asse d viene imposta e controllata per essere uguale a 0. Inoltre, con $i_{1,d} = 0$, tenendo conto della (3.55), si ha che:

$$v_{1,d} = e_{1,d} \quad (3.63)$$

Dalla (3.63) si può concludere che la tensione interna di asse d di spazio risulta essere nulla.

$$v_{i1,d} = 0 \quad (3.64)$$

Dalla Figura 3.6, è possibile constatare che, in tali condizioni, la corrente $i_{1,q}$ influisce sul ramo d , mentre la corrente $i_{1,d}$ non influisce sul ramo q . Questo fatto permette di ottenere una dinamica di controllo di coppia (asse q) completamente indipendente da quella di asse d ; in tal caso, sull'asse q è necessario eseguire una compensazione in avanti solo della *bemf* dei magneti permanenti. Le stesse considerazioni possono essere fatte anche per il sistema di controllo nello spazio 5.

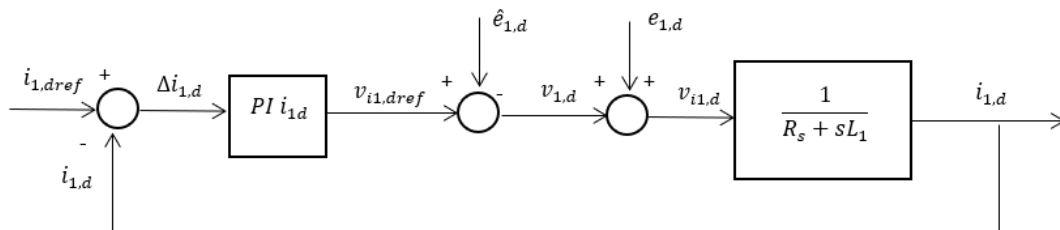


Figura 3.9: Schema di controllo della componente d di spazio 1 di corrente.

Per effettuare una corretta taratura analitica dei regolatori *PI* di corrente è necessario considerare il comportamento reale dell'intero sistema. Ciascun anello di corrente finora considerato è formato da tre blocchi fondamentali: il regolatore *PI*, il convertitore statico (inverter) e la macchina *brushless*. Si è visto come la macchina *brushless* possa essere studiata utilizzando i vettori di spazio e si è dimostrato che in ogni configurazione spaziale (spazio 1,3,5...) essa può essere considerata come un carico R-L. In generale, la funzione di trasferimento nel dominio di *Laplace* di un carico R-L risulta:

$$G_{RL}(s) = \frac{1}{R + sL} \quad (3.65)$$

La funzione di trasferimento di un regolatore *PI* di corrente risulta:

$$G_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{1 + K_{pi}s}{K_{pi}s} \right) \quad (3.66)$$

Dove

$$K_{pi} = \frac{K_p}{K_i} \quad (3.67)$$

Per quanto riguarda il convertitore statico, occorre tenere in considerazione l'effetto del ritardo che esso introduce all'interno dell'anello di controllo [9]. Il convertitore può essere visto come una specie di campionatore, il quale, attraverso un *Sample & Hold* (S&H) e uno *Zero Order Hold*, converte il segnale analogico in ingresso (fornitogli dal modulatore) in un segnale discretizzato e quantizzato. Lo *Zero Order Hold* (o DAC) serve per ricostruire il segnale di partenza, mantenendo costante il valore campionato in un certo istante dal S&H fino all'istante di campionamento successivo. Si può dimostrare che, calcolando il valore medio del segnale ricostruito, tale campionamento introduce uno sfasamento in ritardo del segnale pari $T_C/2$, dove T_C rappresenta il tempo di commutazione. In realtà, il tempo minimo necessario all'inverter è pari solitamente a $1.5 T_C$; ciò è dovuto al fatto che i calcoli non sono mai infinitamente veloci e quindi il sistema di controllo non può mai elaborare istantaneamente le variabili, ma deve aggiornarle al periodo di commutazione successivo. Si può concludere che, mediamente, il convertitore introduce un ritardo pari a T_C . Il ritardo si può rappresentare per mezzo di un'approssimante di Padè del primo ordine, il quale permette di rappresentare una funzione analitica mediante una funzione razionale. L'approssimante del primo ordine è una sorta di filtro passa basso, con un campo di frequenze limitato entro cui approssima bene la funzione esponenziale rappresentante il ritardo. La funzione di trasferimento è descritta come:

$$G_{INV}(s) = e^{-T_C s} \approx \frac{1}{1 + T_C s} \quad (3.68)$$

Il modulo dell'approssimante descritto dalla (3.68) è unitario in tutto il range di frequenze.

Lo schema riportato in Figura 3.10 mostra l'anello di corrente con le funzioni di trasferimento dei componenti che lo costituiscono.

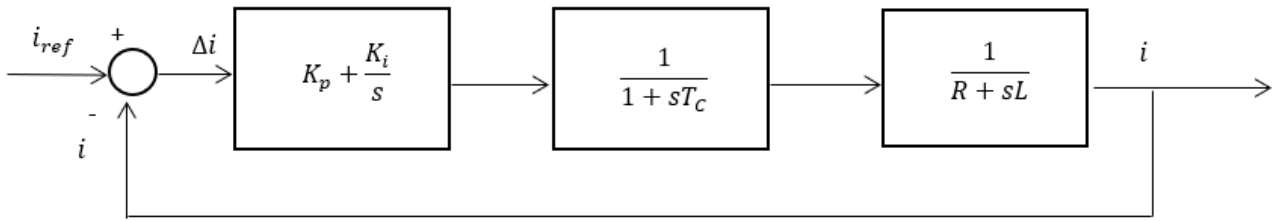


Figura 3.10: Anello di corrente con le relative funzioni di trasferimento.

Eseguendo il prodotto tra le diverse funzioni di trasferimento, si ottiene la *funzione di anello aperto*, detta anche funzione di trasferimento della catena diretta:

$$G_{open\ loop}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left(\frac{1}{1 + T_c s} \right) \left(\frac{1}{R + sL} \right) \quad (3.69)$$

Per la regolazione della corrente sono in genere assegnate delle specifiche sull'errore, sulla reiezione ai disturbi e sulla banda. Le specifiche possono essere:

- la risposta deve essere priva di sovra-elongazione (oppure molto contenuta);
- l'errore a regime deve essere nullo;
- la banda e la reiezione ai disturbi entro banda devono essere le massime possibili.

Nel caso in questione, l'errore a regime è ottenuto considerando un regolatore di tipo proporzionale-integrale con un polo nell'origine $1/s$; infatti, se in ingresso al regolatore vi è l'errore, il comportamento da integratore prevede che esso andrà a regime solo quando ciò che sta integrando si annulla, garantendo che la corrente raggiunga il valore desiderato. Per avere una risposta priva di sovra-elongazione è necessario che l'andamento della risposta del sistema al gradino unitario sia esponenziale, quindi che il *margin di fase* (MF) sia superiore a 70° , per sicurezza 75° . Infine, affinché il sistema sia insensibile ai disturbi è necessario che il guadagno in catena aperta sia il più elevato possibile.

Operando sull'espressione (3.69), si può ottenere:

$$G_{open\ loop}(s) = K_p \left(\frac{1 + K_{pi}s}{K_{pi}s} \right) \left(\frac{1}{1 + T_c s} \right) \left(\frac{1}{R \left(1 + \frac{sL}{R} \right)} \right) \quad (3.70)$$

È possibile definire la costante di tempo elettrica di macchina:

$$\tau_{RL} = \frac{L}{R} \quad (3.71)$$

Sostituendo la (3.71) all'interno della (3.70), si ottiene:

$$G_{open\ loop}(s) = K_p \left(\frac{1 + K_{pi}s}{K_{pi}s} \right) \left(\frac{1}{1 + T_C s} \right) \left(\frac{1/R}{1 + \tau_{RL}s} \right) \quad (3.72)$$

Il sistema presenta tre poli differenti: uno nell'origine, uno a frequenza pari a $1/T_C$ e uno a frequenza pari a $1/\tau_{RL}$. Se un sistema ha più poli, si considerano solamente i *poli dominanti* (quelli a frequenza più bassa) in quanto le risposte dei poli a frequenza più alta si estinguono in breve tempo. Al fine di ottenere una dinamica esponenziale e reattiva, è necessario eliminare il polo a frequenza più bassa mediante il metodo della *cancellazione polo-zero*: si fissa lo zero del regolatore pari al polo elettrico di macchina. Utilizzando questa procedura è possibile ridurre l'ordine del sistema (dal secondo al primo ordine), ottenendo una risposta al gradino di tipo esponenziale con assenza di sovralongazione. Si impone la seguente compensazione:

$$K_{pi} = \frac{K_p}{K_i} = \tau_{RL} \quad (3.73)$$

La (3.73) permette di trovare il valore di K_p :

$$K_p = K_i \tau_{RL} \quad (3.74)$$

La funzione di anello aperto diventa:

$$G_{open\ loop}(s) = \frac{K_i}{sR(1 + T_C s)} \quad (3.75)$$

Per trovare il valore del guadagno integrale K_i , si calcola la *funzione di anello chiuso*:

$$G_{closed\ loop}(s) = \frac{G_{open\ loop}}{1 + G_{open\ loop}} = \frac{\frac{K_i}{sR(1 + T_C s)}}{1 + \frac{K_i}{sR(1 + T_C s)}} = \frac{K_i}{RT_C s^2 + Rs + K_i} \quad (3.76)$$

La (3.76) presenta due poli (denominatore di secondo grado). Al fine di ottenere una risposta al gradino rapida e senza sovra-elongazione si impone che il discriminante del denominatore sia nullo (in pratica si impone che la (3.76) abbia due poli reali e coincidenti). Si ricorda che porre il discriminante nullo, significa imporre il margine di fase uguale a 75° , condizione utile ad ottenere la miglior risposta al gradino.

$$\Delta = R^2 - 4K_iRT_C = R(R - 4K_iT_C) = 0 \quad (3.77)$$

Dall'espressione precedente, ne deriva che la costante K_i è pari a:

$$K_i = \frac{R}{4T_C} \quad (3.78)$$

Di seguito, sono riportate le procedure necessarie ad ottenere i guadagni dei regolatori per ciascun vettore di spazio. Per il vettore di spazio 1, i regolatori di assi d - q sono tarati nel seguente modo:

$$\tau_{RL,1} = \frac{L_1}{R_s}, \quad K_{i,1} = \frac{R_s}{4T_C}, \quad K_{p,1} = K_{i,1}\tau_{RL,1} \quad (3.79)$$

Per quanto riguarda il vettore di spazio 5, la taratura dei regolatori di assi d - q è la seguente:

$$\tau_{RL,5} = \frac{L_5}{R_s}, \quad K_{i,5} = \frac{R_s}{4T_C}, \quad K_{p,5} = K_{i,5}\tau_{RL,5} \quad (3.80)$$

3.4 Controllo di corrente per l'architettura multilivello

La macchina *brushless* in configurazione trifase equivalente presenta una sola terna di avvolgimenti collegati a stella, ottenuta ponendo in serie le fasi delle terne A e B direttamente limitrofe. Il sistema di controllo è basato su un ragionamento analogo a quanto fatto per la macchina in configurazione esafase; nella seguente trattazione verranno discusse solamente le differenze più evidenti.

Le correnti di fase da controllare risultano essere tre:

$$\begin{aligned} i_{serie,1} &= i_{A1} = i_{B1} \\ i_{serie,2} &= i_{A2} = i_{B2} \\ i_{serie,3} &= i_{A3} = i_{B3} \end{aligned} \quad (3.81)$$

Per gestire il controllo delle correnti nelle tre serie di fasi, non è opportuno usufruire di tre regolatori di corrente differenti; infatti, prendendo in considerazione la nuova terna di avvolgimenti statorici, i gradi di libertà su cui si può agire sono solamente due, in quanto le tre correnti, in un carico collegato a stella, sono a sommatoria uguale a 0. Quello che si giungerà a dimostrare, in analogia con il caso esafase, è che, prendendo un sistema di riferimento rotante solidale con il rotore, il sistema necessita di due differenti regolatori di corrente opportunamente tarati, ciascuno dei quali in grado di inseguire correttamente dei riferimenti di corrente costanti. In particolare, i regolatori andranno a controllare la componente reale o la componente immaginaria dell'unico vettore di spazio utile a descrivere un sistema di grandezze (correnti) trifase. Nella trattazione si utilizzerà il pedice eq per indicare le grandezze riferite alla macchina in configurazione trifase equivalente.

La *componente omopolare* riferita al sistema di correnti trifase in questione (ognuna intesa come l'effettiva corrente circolante nella serie di avvolgimenti corrispondente) è esprimibile secondo la seguente espressione:

$$i_{0,eq} = \frac{2}{3}(i_{serie,1} + i_{serie,2} + i_{serie,3}) \quad (3.82)$$

Per quanto riguarda il *vettore di spazio*, si può scrivere:

$$\bar{i}_{1,eq} = \frac{2}{3}(i_{serie,1} + i_{serie,2}\bar{\alpha} + i_{serie,3}\bar{\alpha}^2) \quad (3.83)$$

Dove si è utilizzata la costante complessa $\bar{\alpha}$ definita dalla (2.11).

Con le (3.82) (3.83) si sono definite delle *trasformazioni di coordinate di Clarke* mediante le quali si passa da un sistema di tre correnti di serie di fasi in generale indipendenti a un sistema con una variabile reale e un numero complesso; il numero di gradi di libertà, pari a tre in generale, è quindi conservato (coincide con il numero delle correnti).

Si può dimostrare che le relazioni di *antitrasformazione* delle (3.82) (3.83) risultano:

$$\begin{aligned} i_{serie,1} &= \frac{i_{0,eq}}{2} + \Re_e[\bar{i}_{1,eq}] \\ i_{serie,2} &= \frac{i_{0,eq}}{2} + \Re_e[\bar{i}_{1,eq}\bar{\alpha}^2] \\ i_{serie,3} &= \frac{i_{0,eq}}{2} + \Re_e[\bar{i}_{1,eq}\bar{\alpha}] \end{aligned} \quad (3.84)$$

Calcolando la parte reale ed immaginaria della (3.83), si ottengono le componenti di assi α - β :

$$\begin{aligned} i_{\alpha 1,eq} &= \Re_e[\bar{i}_{1,eq}] = \frac{2}{3} \left(i_{serie,1} - \frac{1}{2} i_{serie,2} - \frac{1}{2} i_{serie,3} \right) \\ i_{\beta 1,eq} &= \Im_m[\bar{i}_{1,eq}] = \frac{2}{3} \left(0 i_{serie,1} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{serie,2} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{serie,3} \right) \end{aligned} \quad (3.85)$$

Le (3.85) possono essere scritte in forma matriciale:

$$\{I_{SV,eq}\} = [C_{3ph}]\{I_{K,eq}\} \quad (3.86)$$

Dove con $I_{SV,eq}$ si intende il vettore contenente la componente omopolare e le componenti α - β del vettore di spazio di corrente equivalente, con $I_{K,eq}$ si intende il vettore contenente le tre correnti di serie di fasi mentre con C_{3ph} una *matrice di Clarke* per sistemi trifase. Di seguito vengono mostrate le loro definizioni.

$$\{I_{SV,eq}\} = \begin{Bmatrix} i_{0,eq} \\ i_{\alpha 1,eq} \\ i_{\beta 1,eq} \end{Bmatrix} \quad (3.87)$$

$$\{I_{K,eq}\} = \begin{Bmatrix} i_{serie,1} \\ i_{serie,2} \\ i_{serie,3} \end{Bmatrix} \quad (3.88)$$

$$[C_{3ph}] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{2}{3} & \frac{2}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \quad (3.89)$$

Tramite l'inversa della matrice appena definita (il determinante di C_{3ph} è diverso da 0) è possibile trovare le correnti di serie di fasi a partire dalla componente omopolare e dalle componenti α - β del vettore di spazio di interesse, secondo la seguente espressione:

$$\{I_{K,eq}\} = [C_{3ph}]^{-1}\{I_{SV,eq}\} \quad (3.90)$$

Avendo la nuova terna di avvolgimenti collegati a stella, la componente omopolare è nulla. L'unica equazione fondamentale per lo studio della macchina *brushless* in configurazione trifase equivalente in un sistema di riferimento ad assi fissi ortogonali α - β risulta:

$$\bar{v}_{1,eq} = R_{eq} \bar{i}_{1,eq} + \frac{d\bar{\varphi}_{1,eq}}{dt} \quad (3.91)$$

Anche in questo caso, è possibile rappresentare il vettore di spazio di corrente in un sistema di riferimento rotante ad assi ortogonali d - q solidale con il rotore. Gli avvolgimenti A1 e B1 risultano essere sfasati di 30° elettrici, quindi la nuova fase che si viene a creare è caratterizzata da un asse magnetico sfasato in ritardo di 15° elettrici rispetto a quello della fase A1. Si può quindi dire che, in generale, il sistema di riferimento stazionario per la macchina trifase equivalente risulta essere sfasato in ritardo di 15° elettrici rispetto a quello definito per la macchina esafase (il quale era centrato rispetto A1). Il nuovo sistema di riferimento rotante presenta l'asse d orientato come il vettore di spazio della prima armonica spaziale del flusso magnetico indotto dai magneti permanenti che si concatena con l'avvolgimento della fase A1-B1. Indicando con θ' la posizione angolare elettrica del rotore rispetto alla fase A1-B1 ovvero l'angolo di rotazione tra i due sistemi di riferimento α - β (centrato rispetto ad A1-B1) e d - q , la velocità angolare di rotazione del nuovo sistema di riferimento rotante vale:

$$\omega' = \frac{d\theta'}{dt} = \frac{d\left(\theta - \frac{\pi}{12}\right)}{dt} = \omega \quad (3.92)$$

Per passare da un vettore di componenti α - β ad un vettore di componenti d - q è necessario applicare la *trasformata di Park*, tenendo conto del fatto che θ è riferito alla fase A1 e quindi è necessario aggiungere un angolo di 15° elettrici. Per le correnti vale:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{eq,dq} &= \bar{i}_{eq,\alpha\beta} e^{-j\theta'} \\ \bar{i}_{eq,\alpha\beta} &= \bar{i}_{eq,dq} e^{j\theta'} \end{aligned} \quad (3.93)$$

L'equazione fondamentale di macchina scritta in termini di vettori di spazio nel nuovo sistema di riferimento rotante risulta:

$$\bar{v}_{1,eq,dq} e^{j\theta'} = R_{eq} \bar{i}_{1,eq,dq} e^{j\theta'} + \frac{d\bar{\varphi}_{1,eq,dq} e^{j\theta'}}{dt} \quad (3.94)$$

Per quanto concerne i flussi magnetici, nella trattazione si considerano trascurabili solo i flussi dispersi nelle testate; assumendo la macchina *brushless* isotropa e tenendo conto delle nuove connessioni degli avvolgimenti, le espressioni dei flussi concatenati sono:

$$\begin{aligned}
\varphi_{c,serie1} &= \varphi_{cA1} + \varphi_{cB1} = \\
&= L_{A1A1} I_{A1} + M_{A1B1} I_{B1} + M_{A1A2} I_{A2} + M_{A1B2} I_{B2} + M_{A1A3} I_{A3} + M_{A1B3} I_{B3} + \\
&L_{B1B1} I_{B1} + M_{B1A1} I_{A1} + M_{B1A2} I_{A2} + M_{B1B2} I_{B2} + M_{B1A3} I_{A3} + M_{B1B3} I_{B3} = \\
&= (L_{A1A1} + M_{A1B1} + L_{B1B1} + M_{B1A1}) i_{serie,1} \\
&\quad + (M_{A1A2} + M_{A1B2} + M_{B1A2} + M_{B1B2}) i_{serie,2} \\
&\quad + (M_{A1A3} + M_{A1B3} + M_{B1A3} + M_{B1B3}) i_{serie,3}
\end{aligned} \tag{3.95}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{c,serie2} &= \varphi_{cA2} + \varphi_{cB2} = \\
&= L_{A2A2} I_{A2} + M_{A2A1} I_{A1} + M_{A2B1} I_{B1} + M_{A2B2} I_{B2} + M_{A2A3} I_{A3} + M_{A2B3} I_{B3} + \\
&L_{B2B2} I_{B2} + M_{B2A1} I_{A1} + M_{B2B1} I_{B1} + M_{B2A2} I_{A2} + M_{B2A3} I_{A3} + M_{B2B3} I_{B3} = \\
&= (M_{A2A1} + M_{A2B1} + M_{B2A1} + M_{B2B1}) i_{serie,1} \\
&\quad + (L_{A2A2} + M_{A2B2} + L_{B2B2} + M_{B2A2}) i_{serie,2} \\
&\quad + (M_{A2A3} + M_{A2B3} + M_{B2A3} + M_{B2B3}) i_{serie,3}
\end{aligned} \tag{3.96}$$

$$\begin{aligned}
\varphi_{c,serie3} &= \varphi_{cA3} + \varphi_{cB3} = \\
&= L_{A3A3} I_{A3} + M_{A3A1} I_{A1} + M_{A3B1} I_{B1} + M_{A3A2} I_{A2} + M_{A3B2} I_{B2} + M_{A3B3} I_{B3} + \\
&L_{B3B3} I_{B3} + M_{B3A1} I_{A1} + M_{B3B1} I_{B1} + M_{B3A2} I_{A2} + M_{B3B2} I_{B2} + M_{B3A3} I_{A3} = \\
&= (M_{A3A1} + M_{A3B1} + M_{B3A1} + M_{B3B1}) i_{serie,1} \\
&\quad + (M_{A3A2} + M_{A3B2} + M_{B3A2} + M_{B3B2}) i_{serie,2} \\
&\quad + (L_{A3A3} + M_{A3B3} + L_{B3B3} + M_{B3A3}) i_{serie,3}
\end{aligned} \tag{3.97}$$

In generale, definendo i nuovi coefficienti di auto e mutua induzione:

$$\begin{aligned}
L_{kk} &= L_{AKAK} + L_{BKBK} + M_{AKBK} + M_{BKAK} & K = 1,2,3 \\
L_{kj} &= M_{kj} = M_{AKAJ} + M_{AKBJ} + M_{BKAJ} + M_{BKBJ} & J \neq K
\end{aligned} \tag{3.98}$$

È possibile scrivere le espressioni dei flussi in forma matriciale, ovvero:

$$\{\varphi_{cK,eq}\} = [M_{3ph}]\{I_{K,eq}\} \quad (3.99)$$

Dove con $\varphi_{cK,eq}$ si intende il vettore contenente i flussi concatenati delle tre serie di fasi, con $I_{K,eq}$ si intende il vettore contenente le correnti di serie di fasi, mentre con M_{3ph} una matrice 3x3 di induttanze equivalenti di macchina.

$$[M_{3ph}] = \begin{bmatrix} L_{11} & M_{12} & M_{13} \\ M_{21} & L_{22} & M_{23} \\ M_{31} & M_{32} & M_{33} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

In termini di vettori di spazio vale:

$$\{\varphi_{SV,eq}\} = [M_{SV,eq}]\{I_{SV,eq}\} \quad (3.101)$$

Dove $\varphi_{SV,eq}$ è un vettore contenente la componente omopolare e le componenti α - β del vettore di spazio dei flussi concatenati. Per trovare la matrice delle induttanze equivalenti trasformate in termini spaziali, è necessario partire dal vettore dei flussi ed utilizzare la *matrice di Clarke* per sistemi trifase definita dalla (3.89):

$$\{\varphi_{SV,eq}\} = [C_{3ph}]\{\varphi_{cK,eq}\} \quad (3.102)$$

Sostituendo la (3.99) nella (3.102), tenendo conto della (3.90), si ottiene:

$$\{\varphi_{SV,eq}\} = [C_{3ph}][M_{3ph}]\{I_{K,eq}\} = [C_{3ph}][M_{3ph}][C_{3ph}]^{-1}\{I_{SV,eq}\} \quad (3.103)$$

Confrontando la (3.103) con la (3.101), si ha che:

$$[M_{SV,eq}] = [C_{3ph}][M_{3ph}][C_{3ph}]^{-1} \quad (3.104)$$

Si può dimostrare che anche la matrice delle induttanze equivalenti trasformate risulta diagonale.

$$[M_{SV,eq}] = \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{1,\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & L_{1,\beta} \end{bmatrix} \quad (3.105)$$

Essendo la macchina isotropa, è possibile definire:

$$L_{1,\alpha} = L_{1,\beta} = L_{1,d} = L_{1,q} = L_{1,eq} \quad (3.106)$$

Per quanto riguarda la matrice delle resistenze equivalenti, ciascuna fase è data da due avvolgimenti in serie, quindi la resistenza equivalente di una serie di fasi è pari al doppio della resistenza di fase; in analogia con il caso trifase, si può dimostrare che essa coincide con la propria trasformata in termini spaziali.

$$R_{eq} = 2R_s \quad (3.107)$$

$$[R_{3ph}] = \begin{bmatrix} R_{eq} & 0 & 0 \\ 0 & R_{eq} & 0 \\ 0 & 0 & R_{eq} \end{bmatrix} = [R_{SV,eq}] \quad (3.108)$$

Grazie alla scelta del sistema di riferimento rotante, il flusso magnetico dovuto ai magneti permanenti (φ_{PM}) ha solo la componente lungo l'asse d ; poiché una fase è costituita da un avvolgimento statorico distribuito (due avvolgimenti sfasati di 30°), la forza elettromotrice indotta deve tenere conto del nuovo *fattore di distribuzione* e del numero di bobine poste in serie. Ponendosi nel sistema di riferimento centrato con la fase A1-B1, si ha:

$$\begin{aligned} \overline{emf}_{PM,eq} &= \overline{emf}_{PM,A} + \overline{emf}_{PM,B} = -\frac{d\varphi_{PM,d}e^{j(\theta' - \frac{\pi}{12})}}{dt} - \frac{d\varphi_{PM,d}e^{j(\theta' + \frac{\pi}{12})}}{dt} = \\ &= -\frac{d\varphi_{PM,d}e^{j\theta'}(e^{-j\frac{\pi}{12}} + e^{j\frac{\pi}{12}})}{dt} = -\frac{d\varphi_{PM,d}e^{j\theta'}2\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)}{dt} \\ &= -j\omega 2\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d}e^{j\theta'} \end{aligned} \quad (3.109)$$

Da cui, nel riferimento sincrono con il flusso rotorico:

$$\overline{emf}_{PM,eq} = -j\omega 2\cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d} \quad (3.110)$$

Si può manipolare l'equazione fondamentale di macchina (3.94) come segue:

$$\begin{aligned}\bar{v}_{1,eq,dq}e^{j\theta'} &= R_{eq}\bar{i}_{1,eq,dq}e^{j\theta'} + L_{1,eq}\frac{d\bar{i}_{1,eq,dq}e^{j\theta'}}{dt} + j\omega L_{1,eq}\bar{i}_{1,eq,dq}e^{j\theta'} \\ &+ j\omega 2 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d}e^{j\theta'}\end{aligned}\quad (3.111)$$

Semplificando i termini esponenziali, si ottiene:

$$\bar{v}_{1,eq,dq} = R_{eq}\bar{i}_{1,eq,dq} + L_{1,eq}\frac{d\bar{i}_{1,eq,dq}}{dt} + j\omega L_{1,eq}\bar{i}_{1,eq,dq} + j\omega 2 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d} \quad (3.112)$$

Anche in questo caso, l'espressione ottenuta richiama l'equazione differenziale utile a descrivere un carico R-L (*resistivo-induttivo*) in un riferimento rotante d - q , scritta in termini di vettori di spazio.

Esplicitando le componenti lungo gli assi d - q , si ottiene:

$$\begin{aligned}(v_{1,eq,d} + jv_{1,eq,q}) &= \\ &= R_{eq}(i_{1,eq,d} + ji_{1,eq,q}) + L_{1,eq}\frac{d(i_{1,eq,d} + ji_{1,eq,q})}{dt} \\ &+ j\omega L_{1,eq}(i_{1,eq,d} + ji_{1,eq,q}) + j\omega 2 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d}\end{aligned}\quad (3.113)$$

Scomponendo la (3.113) lungo gli assi d - q , si ottiene:

$$\begin{aligned}v_{1,eq,d} &= R_{eq}i_{1,eq,d} + L_{1,eq}\frac{di_{1,eq,d}}{dt} - \omega L_{1,eq}i_{1,eq,q} \\ v_{1,eq,q} &= R_{eq}i_{1,eq,q} + L_{1,eq}\frac{di_{1,eq,q}}{dt} + \omega L_{1,eq}i_{1,eq,d} + \omega 2 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d}\end{aligned}\quad (3.114)$$

Anche in queste espressioni compaiono le forze elettromotrici dinamiche:

$$\begin{aligned}e_{1,eq,d} &= -\omega L_{1,eq}i_{1,eq,q} \\ e_{1,eq,q} &= \omega L_{1,eq}i_{1,eq,d} + \omega 2 \cos\left(\frac{\pi}{12}\right)\varphi_{PM,d}\end{aligned}\quad (3.115)$$

A partire dalle (3.114), è possibile ricavare le espressioni in cui si esplicitano le correnti di asse d - q :

$$\begin{aligned} L_{1,eq} \frac{di_{1,eq,d}}{dt} &= v_{1,eq,d} - R_{eq}i_{1,eq,d} - e_{1,eq,d} \\ L_{1,eq} \frac{di_{1,eq,q}}{dt} &= v_{1,eq,q} - R_{eq}i_{1,eq,q} - e_{1,eq,q} \end{aligned} \quad (3.116)$$

Applicando la *trasformata di Laplace*, si ottiene:

$$\begin{aligned} L_{1,eq}s i_{1,eq,d} + R_{eq}i_{1,eq,d} &= v_{1,eq,d} - e_{1,eq,d} \\ L_{1,eq}s i_{1,eq,q} + R_{eq}i_{1,eq,q} &= v_{1,eq,q} - e_{1,eq,q} \end{aligned} \quad (3.117)$$

Al secondo membro di ciascuna equazione si trovano rispettivamente le tensioni interne $v_{i1,eq,d}$ e $v_{i1,eq,q}$ ovvero le tensioni direttamente responsabili della variazione di corrente.

Esplicitando per ciascuna equazione le componenti di corrente di spazio 1, si ottiene:

$$\begin{aligned} i_{1,eq,d} &= \frac{v_{i1,eq,d}}{R_{eq} + sL_{1,eq}} \\ i_{1,eq,q} &= \frac{v_{i1,eq,q}}{R_{eq} + sL_{1,eq}} \end{aligned} \quad (3.118)$$

Gli schemi riguardanti i principi di funzionamento dei sistemi di controllo agenti sulle componenti di corrente di asse d e q di spazio 1 sono analoghi a quelli del caso multifase; il disaccoppiamento tra gli assi è possibile tramite la compensazione in avanti della *bemf* equivalente dei magneti ed imponendo la strategia di controllo ad orientamento di campo. Anche il principio di taratura dei regolatori rimane inalterato: di seguito, è mostrato il criterio di scelta dei guadagni dei due regolatori *PI* per il controllo della macchina *brushless* in configurazione trifase equivalente.

$$\tau_{RL,eq,1} = \frac{L_{1,eq}}{R_{eq}}, \quad K_{i,eq,1} = \frac{R_{eq}}{4T_C}, \quad K_{p,eq,1} = K_{i,eq,1} \tau_{RL,eq,1} \quad (3.119)$$

CAPITOLO 4

Algoritmi per il bilanciamento della tensione sui bus DC

Per effettuare un corretto confronto tra le due architetture di azionamento proposte è necessario che le condizioni operative, in cui esse vengono testate, siano adeguate e conformi al loro contesto di utilizzo. Quando si lavora con strutture di conversione statica dell'energia, una delle problematiche più importanti è quella di far lavorare i vari componenti in maniera equilibrata; un esempio, come è già stato accennato nel capitolo 2, può essere il caso dell'inverter multilivello di tipo Diode Clamped, o NPC, il quale è caratterizzato da un fenomeno di sbilanciamento dei bus DC posti in ingresso in determinate configurazioni di funzionamento. Tale questione riguarda anche l'architettura multi-trifase con i condensatori dei due inverter trifase disposti in serie. Infatti, nel momento in cui i due inverter assorbono potenze differenti dalla stessa sorgente in continua, inevitabilmente si crea uno squilibrio che influenza negativamente il bilanciamento dei bus DC. Nelle normali condizioni di funzionamento, questi sbilanciamenti sono da evitare, al fine di prevenire sovratensioni e danneggiamenti irreversibili agli elementi dell'intero sistema di conversione. Affinché le due strutture (oggetto di analisi in questo elaborato) operino nella maniera opportuna, sono stati studiati due metodi per il controllo delle tensioni ai capi dei bus DC. Nel primo paragrafo verrà affrontato analiticamente lo studio di un algoritmo di bilanciamento ad hoc per la struttura multi-trifase, mentre nella seconda parte del capitolo verrà analizzata ed implementata una strategia di modulazione volta a mantenere equilibrati i condensatori per la struttura multilivello.

4.1 Bilanciamento dei bus DC nell'architettura multi-trifase

Precedentemente, è stato introdotto il problema dello sbilanciamento di tensione ai capi dei *bus DC* posti in ingresso ai due inverter trifase a due livelli. La situazione generale è mostrata nella Figura 4.1: essendo la sorgente di tensione in continua in comune ai due convertitori, nel momento in cui si verifica un assorbimento di potenza non equilibrato, le tensioni ai capi dei condensatori si modificano. In particolare, il vincolo di tensione costante in ingresso al sistema comporta che una tensione tenderà a crescere, l'altra tenderà a diminuire.

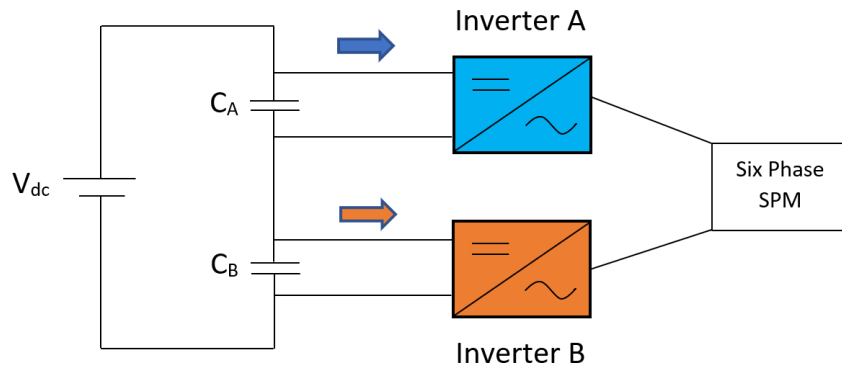


Figura 4.1: Architettura di alimentazione multi-trifase.

La seguente trattazione mira ad indagare come variano le tensioni ai capi dei due *bus DC* (C_A e C_B) quando si verifica uno squilibrio di assorbimento di potenza (il quale poi si ripercuote in uno squilibrio di corrente continua) da parte dei due convertitori. A tal fine, è necessario ricavare il legame tra i vettori di spazio delle correnti di fase e i vettori di spazio di corrente riferiti alle singole terne. Dall'espressione generale dei vettori di spazio per un sistema di correnti esafase (3.3) definita nel paragrafo 3.3, è possibile esplicitare in due termini differenti le correnti circolanti negli avvolgimenti della terna *A* e della terna *B*:

$$\bar{i}_\rho^S = \frac{2}{6} (i_{A1} + i_{A2} \bar{\alpha}_I^{4\rho} + i_{A3} \bar{\alpha}_I^{8\rho}) + \frac{2}{6} (i_{B1} \bar{\alpha}_I^\rho + i_{B2} \bar{\alpha}_I^{5\rho} + i_{B3} \bar{\alpha}_I^{9\rho}) \quad (4.1)$$

Utilizzando sempre la costante complessa $\bar{\alpha}_I$ definita dalla (3.4).

L'apice *S* indica un sistema di riferimento stazionario ad assi ortogonali α - β centrato con l'asse magnetico della fase *A1*. I due sistemi trifase di corrente possono essere definiti singolarmente, ciascuno nel proprio sistema di riferimento, tramite il corrispettivo vettore di spazio. L'apice *A* indica un sistema di riferimento statorico stazionario centrato con il sistema di riferimento *S*, mentre con

l'apice B si intende un sistema di riferimento statorico stazionario centrato con l'asse magnetico della fase B_1 , sfasato di 30° elettrici in ritardo rispetto al sistema S . Si può scrivere che:

$$i_{A1} + i_{A2}\bar{\alpha}_I^{4\rho} + i_{A3}\bar{\alpha}_I^{8\rho} = \frac{3}{2}\bar{i}_{A,\rho}^A \quad (4.2)$$

$$i_{B1}\bar{\alpha}_I^\rho + i_{B2}\bar{\alpha}_I^{5\rho} + i_{B3}\bar{\alpha}_I^{9\rho} = \frac{3}{2}\bar{i}_{B,\rho}^A\bar{\alpha}_I^\rho = \frac{3}{2}\bar{i}_{B,\rho}^B e^{j\frac{\pi}{6}}\bar{\alpha}_I^{\rho-1} = \frac{3}{2}\bar{i}_{B,\rho}^B\bar{\alpha}_I\bar{\alpha}_I^{\rho-1} \quad (4.3)$$

Considerando $\rho = 1$, si ha:

$$\bar{i}_{A,1}^A = \frac{2}{3}(i_{A1} + i_{A2}\bar{\alpha}_I^4 + i_{A3}\bar{\alpha}_I^8) \quad (4.4)$$

$$\bar{i}_{B,1}^B = \frac{2}{3}(i_{B1} + i_{B2}\bar{\alpha}_I^4 + i_{B3}\bar{\alpha}_I^8) \quad (4.5)$$

$$\bar{i}_{B,1}^A = \bar{i}_{B,1}^B e^{j\frac{\pi}{6}} \quad (4.6)$$

Si possono sostituire le (4.4) (4.5) all'interno della (4.1), ottenendo:

$$\bar{i}_1^S = \frac{2}{6}\left(\frac{3}{2}\bar{i}_{A,1}^A\right) + \frac{2}{6}\left(\frac{3}{2}\bar{i}_{B,1}^A\right) = \frac{\bar{i}_{A,1}^S + \bar{i}_{B,1}^S}{2} \quad (4.7)$$

Introducendo il sistema di riferimento rotante solidale con il rotore (al quale si riferiscono le grandezze senza apice), in generale vale:

$$\begin{aligned} \bar{i}_{1,dq} &= \bar{i}_1^S e^{-j\theta} \\ \bar{i}_{A,1} &= \bar{i}_{A,1}^S e^{-j\theta} \\ \bar{i}_{B,1} &= \bar{i}_{B,1}^S e^{-j\theta} \end{aligned} \quad (4.8)$$

Applicando la (4.8) tenendo conto della (4.7) e semplificando i termini esponenziali, si dimostra che:

$$\bar{i}_1 = \frac{\bar{i}_{A,1} + \bar{i}_{B,1}}{2} \quad (4.9)$$

Considerando $\rho = 5$, il vettore di spazio (4.1) risulta:

$$\bar{i}_5^S = \frac{2}{6}(i_{A1} + i_{A2}\bar{\alpha}^{20} + i_{A3}\bar{\alpha}^{40}) + \frac{2}{6}(i_{B1}\bar{\alpha}^5 + i_{B2}\bar{\alpha}^{25} + i_{B3}\bar{\alpha}^{45}) \quad (4.10)$$

Sapendo che valgono le seguenti uguaglianze:

$$\begin{aligned} \bar{\alpha}^{20} &= e^{j\frac{20\pi}{6}} = e^{j\frac{10\pi}{3}} = \bar{\alpha}^{4*} \\ \bar{\alpha}^{40} &= e^{j\frac{40\pi}{6}} = e^{j\frac{20\pi}{3}} = \bar{\alpha}^{8*} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Si sostituiscono le (4.11) all'interno delle (4.2) (4.3), ottenendo:

$$i_{A1} + i_{A2}\bar{\alpha}^{20} + i_{A3}\bar{\alpha}^{40} = i_{A1} + i_{A2}\bar{\alpha}^{4*} + i_{A3}\bar{\alpha}^{8*} = \frac{3}{2}\bar{i}_{A,1}^A \quad (4.12)$$

$$i_{B1}\bar{\alpha}^5 + i_{B2}\bar{\alpha}^{25} + i_{B3}\bar{\alpha}^{45} = -\frac{3}{2}\bar{i}_{B,1}^A \quad (4.13)$$

Introducendo le (4.12) (4.13) all'interno della (4.1), si ottiene:

$$\bar{i}_5^S = \frac{2}{6}\left(\frac{3}{2}\bar{i}_{A,1}^A\right) + \frac{2}{6}\left(-\frac{3}{2}\bar{i}_{B,1}^A\right) = \frac{\bar{i}_{A,1}^S - \bar{i}_{B,1}^S}{2} = \frac{\bar{i}_{A,1}^A - \bar{i}_{B,1}^B \bar{\alpha}_I^{-1}}{2} \quad (4.14)$$

Passando al sistema di riferimento rotante solidale con l'inverso della posizione del rotore θ , si ha:

$$\bar{i}_5 = \bar{i}_5^S e^{j\theta} \quad (4.15)$$

Applicando la (4.15) tenendo conto della (4.14), si ottiene:

$$\bar{i}_5 = \frac{\bar{i}_{A,1}^A - \bar{i}_{B,1}^B \bar{\alpha}_I^{-1}}{2} e^{j\theta} = \frac{\bar{i}_{A,1}^A e^{-j\theta} - \bar{i}_{B,1}^B \bar{\alpha}_I^{-1} e^{-j\theta}}{2} e^{j\theta} \quad (4.16)$$

Ottenendo la relazione:

$$\bar{i}_5 = \frac{\bar{i}_{A,1}^* - \bar{i}_{B,1}^*}{2} \quad (4.17)$$

Come è possibile notare, in accordo con quanto accennato nel paragrafo 3.3, in questo sistema di riferimento è possibile avere sempre un riferimento del vettore di spazio 5 costante quando i vettori di spazio sincroni delle correnti di terna A e B sono costanti. Questo comporta vantaggi significativi in termini di prestazioni dei regolatori PI , i quali agiscono sul controllo delle componenti costanti del vettore di spazio 5, con errore nell'inseguimento del riferimento teoricamente nullo a regime.

Le (4.9) e (4.17) esprimono il legame tra i vettori di spazio 1 e 5 di corrente con i vettori di spazio delle correnti di terna.

L'espressione della coppia in funzione delle sole componenti di asse q dei vettori di spazio delle correnti di terna risulta (nel paragrafo 1.4 è stata riportata comprensiva dei contributi delle armoniche di ordine superiore di flusso magnetico indotte dai magneti permanenti (1.19)):

$$T_{6ph} = T_A + T_B = \frac{3}{2} p \varphi_{PM,1} (i_{A,1,q} + i_{B,1,q}) \quad (4.18)$$

Quando si verifica uno squilibrio di potenza assorbita, significa che i convertitori forniscono due diverse entità di coppia alla macchina elettrica. Tutto questo si traduce in uno squilibrio di corrente di terna di asse q di spazio 1. I vettori di spazio in gioco sono:

$$\begin{aligned} \bar{i}_1 &= i_{1,d} + j i_{1,q} \\ \bar{i}_{A,1} &= i_{A,1,d} + j i_{A,1,q} \\ \bar{i}_{B,1} &= i_{B,1,d} + j i_{B,1,q} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Applicando la teoria del controllo ad orientamento di campo (trascurando il controllo in deflussaggio), le componenti lungo l'asse d riferite alle due terne risultano nulle.

$$i_{A,1,d} = i_{B,1,d} = 0 \quad (4.20)$$

Ciò significa che le componenti d di spazio 1 e 5 risultano:

$$\begin{aligned} i_{1,d} &= 0 \\ i_{5,d} &= 0 \end{aligned} \quad (4.21)$$

L'unica componente del vettore di spazio 1 rimanente è quella riferita all'asse q ed equivale a:

$$\bar{i}_1 = j i_{1,q} = \frac{j i_{A,1,q} + j i_{B,1,q}}{2} \rightarrow i_{1,q} = \frac{i_{A,1,q} + i_{B,1,q}}{2} \quad (4.22)$$

Per quanto riguarda il vettore di spazio 5, risulta:

$$\bar{i}_5 = j i_{5,q} = \frac{-j i_{A,1,q} - (-j i_{B,1,q})}{2} \rightarrow i_{5,q} = \frac{-i_{A,1,q} + i_{B,1,q}}{2} \quad (4.23)$$

Con le (4.22) (4.23) si sono trovate le relazioni tra le componenti di asse q dei vettori di spazio delle correnti di terna e le componenti di asse q dei vettori di spazio delle correnti di fase.

Inserendo la (4.22) nell'espressione di coppia (4.18), si ha che:

$$T_{6ph} = K_T (2 i_{1,q}) = 2 K_T i_{1,q} \quad (4.24)$$

Dove K_T è la costante di coppia di ciascuno dei due avvolgimenti trifase, con espressione:

$$K_T = \frac{3}{2} p \varphi_{PM,1} \quad (4.25)$$

Il passaggio successivo è trovare il legame tra le tensioni ai capi dei condensatori e le correnti lato continua dei due inverter. A tal fine, si studia il circuito elettrico di alimentazione mostrato in Figura 4.2. La trattazione considererà le capacità dei *bus DC* uguali ($C_A = C_B = C$).

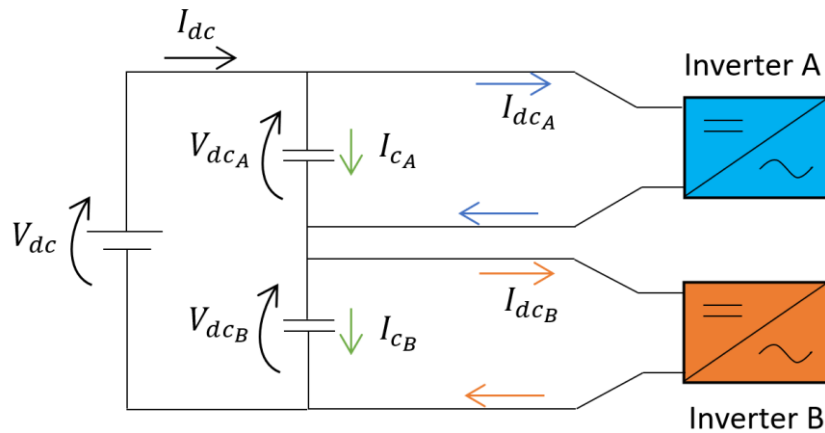


Figura 4.2: Circuito elettrico di alimentazione dell'architettura multi-trifase.

Applicando la legge di *Kirchhoff* delle tensioni, si ottiene l'equazione:

$$V_{dc} = V_{dc_A} + V_{dc_B} \quad (4.26)$$

Dove V_{dc} rappresenta la tensione costante e positiva imposta dalla sorgente in continua mentre V_{dc_A} e V_{dc_B} sono le tensioni ai capi dei condensatori C_A e C_B , rispettivamente.

Applicando le leggi di *Kirchhoff* delle correnti, si ottiene l'equazione:

$$I_{dc} = I_{dc_A} + I_{c_A} = I_{dc_B} + I_{c_B} \quad (4.27)$$

Dove I_{dc} rappresenta la corrente circolante sulla sorgente in continua, I_{dc_A} e I_{dc_B} sono le correnti lato continua in ingresso ai due inverter, mentre I_{c_A} e I_{c_B} sono le correnti circolanti attraverso i *bus DC*. Quest'ultime, in generale, sono esprimibili mediante le rispettive equazioni caratteristiche:

$$\begin{aligned} I_{c_A} &= C \frac{dV_{dc_A}}{dt} \\ I_{c_B} &= C \frac{dV_{dc_B}}{dt} \end{aligned} \quad (4.28)$$

Sostituendo la (4.27) all'interno delle (4.28) ed esplicitando la derivata prima della tensione, si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{dc_A}}{dt} &= \frac{I_{dc} - I_{dc_A}}{C} \\ \frac{dV_{dc_B}}{dt} &= \frac{I_{dc} - I_{dc_B}}{C} \end{aligned} \quad (4.29)$$

Facendo la somma membro a membro delle (4.29), si ottiene:

$$\frac{dV_{dc_A}}{dt} + \frac{dV_{dc_B}}{dt} = \frac{I_{dc} - I_{dc_A}}{C} + \frac{I_{dc} - I_{dc_B}}{C} \quad (4.30)$$

Al primo membro, vale:

$$\frac{dV_{dc_A}}{dt} + \frac{dV_{dc_B}}{dt} = \frac{dV_{dc}}{dt} = 0 \quad (4.31)$$

Sostituendo il risultato della (4.31) nella (4.30), si ricava:

$$I_{dc} = \frac{I_{dcA} + I_{dcB}}{2} \quad (4.32)$$

Infine, introducendo la (4.32) nelle (4.29), si ottiene:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{dcA}}{dt} &= \frac{-I_{dcA} + I_{dcB}}{2C} \\ \frac{dV_{dcB}}{dt} &= \frac{I_{dcA} - I_{dcB}}{2C} \end{aligned} \quad (4.33)$$

Le (4.33) sono le equazioni differenziali che rappresentano il comportamento delle tensioni ai capi dei condensatori in funzione delle correnti lato continua dei due inverter.

Con *sbilanciamento*, o *squilibrio*, effettivo di tensione dei *bus DC* si intende la differenza tra la tensione misurata ai capi del condensatore C_A e la tensione misurata ai capi del condensatore C_B ; è possibile indicarla come:

$$\Delta V_{c_{mis}} = V_{dcA} - V_{dcB} \quad (4.34)$$

Al fine di controllare tale grandezza, si definisce una variabile e rappresentante un *errore di sbilanciamento*; essa è calcolata facendo la differenza tra lo squilibrio di tensione di riferimento (che, in generale, può essere variabile nel tempo) e lo squilibrio di tensione effettivo:

$$e = \Delta V_{c_{rif}} - \Delta V_{c_{mis}} = \Delta V_{c_{rif}} - (V_{dcA} - V_{dcB}) \quad (4.35)$$

Controllando e regolando la variabile e , si riesce a realizzare un sistema di controllo che permette ai *bus DC* di mantenersi equilibrati (stessa tensione) oppure di mantenere uno squilibrio tra le due tensioni pari ad un valore desiderato.

Elaborando la (4.35), si ricava che:

$$\Delta V_{c_{mis}} = V_{dcA} - V_{dcB} = \Delta V_{c_{rif}} - e \quad (4.36)$$

Si procede con il calcolo della derivata prima nel tempo dello sbilanciamento di tensione effettivo, eseguendo la differenza membro a membro tra le (4.29), ottenendo:

$$\frac{d\Delta V_{c_{mis}}}{dt} = \frac{dV_{dcA}}{dt} - \frac{dV_{dcB}}{dt} = \frac{I_{dc} - I_{dcA}}{C} - \frac{I_{dc} - I_{dcB}}{C} = \frac{-I_{dcA} + I_{dcB}}{C} \quad (4.37)$$

Al primo membro si sostituisce la (4.36):

$$\frac{d\Delta V_{c_{mis}}}{dt} = \frac{d(V_{dcA} - V_{dcB})}{dt} = \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} - \frac{de}{dt} \quad (4.38)$$

La relazione (4.38) è esatta, ovvero non sono state fatte approssimazioni; essa permette di tenere in conto la possibilità che lo sbilanciamento di tensione di riferimento sia variabile nel tempo. Se $\Delta V_{c_{rif}}$ risulta essere costante, la sua derivata prima nel tempo si annulla. L'errore di squilibrio e risulta essere l'unica variabile di interesse utile al controllo delle tensioni ai capi dei condensatori. Confrontando la (4.38) con la (4.37), si ricava la relazione che, in generale, lega l'errore e con le correnti I_{dcA} e I_{dcB} :

$$\frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} - \frac{de}{dt} = \frac{-I_{dcA} + I_{dcB}}{2C} - \frac{I_{dcA} - I_{dcB}}{2C} = -\frac{I_{dcA} - I_{dcB}}{C} \quad (4.39)$$

L'equazione differenziale di riferimento risulta:

$$\frac{de}{dt} - \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} = \frac{I_{dcA} - I_{dcB}}{C} \quad (4.40)$$

L'operazione successiva mira a trovare la relazione tra le correnti lato continua dell'inverter e le componenti di asse q dei vettori di spazio delle correnti di terna. Si procede analizzando il bilancio tra la potenza fornita dal circuito di alimentazione e la potenza elettrica trasferita alla macchina *brushless*.

A meno delle perdite dei dispositivi elettronici di potenza e trascurando le perdite nel ferro ed eventuali ricircoli di potenza tra i due inverter (i quali sono nulli quando le correnti d'asse d degli inverter sono controllate a zero), si può scrivere:

$$P_{dc} = P_m + P_{Js} \quad (4.41)$$

Dove con P_{dc} si intende la potenza fornita dalla sorgente in ingresso, con P_m la potenza meccanica fornita alla macchina mentre con P_{Js} la potenza dissipata per effetto *Joule* negli avvolgimenti statorici. Esplicitando le grandezze, la (4.41) diventa:

$$I_{dc}V_{dc} = T_{6ph}\omega_m + \frac{3}{2}R_s(i_{A,1,q}^2 + i_{B,1,q}^2) \quad (4.42)$$

Dove con ω_m si intende la velocità angolare meccanica di rotazione del rotore.

Inserendo l'espressione della coppia (4.18) nella (4.42) e dividendo i sistemi al primo membro, si ha:

$$I_{dcA}V_{dcA} + I_{dcB}V_{dcB} = K_T(i_{A,1,q} + i_{B,1,q})\omega_m + \frac{3}{2}R_s(i_{A,1,q}^2 + i_{B,1,q}^2) \quad (4.43)$$

La (4.43) può essere descritta in generale come:

$$P_A + P_B = (T_A + T_B)\omega_m + (P_{J_{sA}} + P_{J_{sB}}) \quad (4.44)$$

La (4.44) può essere scomposta in due equazioni, ciascuna riferita a uno dei due inverter A e B:

$$\begin{aligned} I_{dcA}V_{dcA} &= T_A\omega_m + P_{J_{sA}} = K_T i_{A,1,q}\omega_m + \frac{3}{2}R_s i_{A,1,q}^2 \\ I_{dcB}V_{dcB} &= T_B\omega_m + P_{J_{sB}} = K_T i_{B,1,q}\omega_m + \frac{3}{2}R_s i_{B,1,q}^2 \end{aligned} \quad (4.45)$$

Dalle (4.45) è possibile ricavare le espressioni delle correnti lato dc dei due inverter:

$$\begin{aligned} I_{dcA} &= \frac{K_T i_{A,1,q}\omega_m + \frac{3}{2}R_s i_{A,1,q}^2}{V_{dcA}} \\ I_{dcB} &= \frac{K_T i_{B,1,q}\omega_m + \frac{3}{2}R_s i_{B,1,q}^2}{V_{dcB}} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Sostituendo le (4.46) nell'equazione differenziale di riferimento (4.40), si ottiene:

$$\frac{de}{dt} - \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} = \frac{1}{C} \left[K_T \omega_m \left(\frac{i_{A,1,q}}{V_{dcA}} - \frac{i_{B,1,q}}{V_{dcB}} \right) + \frac{3}{2} R_s \left(\frac{i_{A,1,q}^2}{V_{dcA}} - \frac{i_{B,1,q}^2}{V_{dcB}} \right) \right] \quad (4.47)$$

Tale espressione mostra come varia *l'errore di sbilanciamento* in funzione delle due componenti di asse q di corrente di spazio 1 delle terne A e B .

Si ricercano due espressioni utili a rappresentare le correnti $i_{A,1,q}$ e $i_{B,1,q}$ in funzione delle correnti $i_{1,q}$ e $i_{5,q}$; a tal fine, si possono utilizzare le espressioni (4.23) (4.24), entrambe in funzione delle due correnti di interesse:

$$\begin{cases} T_{6ph} = K_T(i_{A,1,q} + i_{B,1,q}) = 2K_T i_{1,q} \\ i_{5,q} = \frac{-i_{A,1,q} + i_{B,1,q}}{2} \end{cases} \quad (4.48)$$

Risolvendo il sistema (4.48), si ottiene:

$$\begin{aligned} i_{A,1,q} &= i_{1,q} - i_{5,q} \\ i_{B,1,q} &= i_{1,q} + i_{5,q} \end{aligned} \quad (4.49)$$

Sostituendo le (4.49) nell'equazione differenziale di riferimento (4.40), si ricava:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} - \frac{d\Delta V_{crist}}{dt} &= \frac{1}{C} \left[K_T \omega_m \left(\frac{i_{1,q} - i_{5,q}}{V_{dcA}} - \frac{i_{1,q} + i_{5,q}}{V_{dcB}} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{3}{2} R_s \left(\frac{(i_{1,q} - i_{5,q})^2}{V_{dcA}} - \frac{(i_{1,q} + i_{5,q})^2}{V_{dcB}} \right) \right] = \\ &= \frac{1}{C} \left[K_T \omega_m i_{1,q} \left(\frac{1}{V_{dcA}} - \frac{1}{V_{dcB}} \right) - K_T \omega_m i_{5,q} \left(\frac{1}{V_{dcA}} + \frac{1}{V_{dcB}} \right) \right. \\ &\quad \left. + \frac{3}{2} R_s \left(\frac{i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2 - 2i_{1,q}i_{5,q}}{V_{dcA}} - \frac{i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2 + 2i_{1,q}i_{5,q}}{V_{dcB}} \right) \right] \end{aligned} \quad (4.50)$$

Il termine rappresentante le perdite per effetto *Joule* può essere riscritto come:

$$\begin{aligned} &\frac{3}{2} R_s \left(\frac{i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2 - 2i_{1,q}i_{5,q}}{V_{dcA}} - \frac{i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2 + 2i_{1,q}i_{5,q}}{V_{dcB}} \right) = \\ &= \frac{3}{2} R_s (i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2) \left(\frac{1}{V_{dcA}} - \frac{1}{V_{dcB}} \right) - 3R_s i_{1,q}i_{5,q} \left(\frac{1}{V_{dcA}} + \frac{1}{V_{dcB}} \right) \end{aligned} \quad (4.51)$$

Raccogliendo i termini, si trova l'espressione compatta dell'equazione differenziale di riferimento:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} - \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} = \frac{1}{C} \left\{ \left[K_T \omega_m i_{1,q} + \frac{3}{2} R_s (i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2) \right] \left(\frac{1}{V_{dc_A}} - \frac{1}{V_{dc_B}} \right) \right. \\ \left. - \left[K_T \omega_m i_{5,q} + 3 R_s i_{1,q} i_{5,q} \right] \left(\frac{1}{V_{dc_A}} + \frac{1}{V_{dc_B}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.52)$$

Si può scrivere un'equazione differenziale in cui compaiono solo le variabili V_{dc} ed e . Risolvendo il sistema composto dalle equazioni (4.26) (4.35), si ottiene:

$$\begin{aligned} V_{dc_A} &= \frac{V_{dc} - e + \Delta V_{c_{rif}}}{2} \\ V_{dc_B} &= \frac{V_{dc} + e - \Delta V_{c_{rif}}}{2} \end{aligned} \quad (4.53)$$

Sostituendo le (4.53) nella (4.52) e sviluppando i calcoli, è possibile dimostrare che:

$$\begin{aligned} \frac{de}{dt} = \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} + \frac{1}{C} \left\{ \left[K_T \omega_m i_{1,q} + \frac{3}{2} R_s (i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2) \right] \left(\frac{4(e - \Delta V_{c_{rif}})}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}}e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \right) \right. \\ \left. - \left[K_T \omega_m i_{5,q} + 3 R_s i_{1,q} i_{5,q} \right] \left(\frac{4V_{dc}}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}}e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \right) \right\} \end{aligned} \quad (4.54)$$

L'espressione esatta (4.54) rappresenta il comportamento del fenomeno di sbilanciamento dei *bus DC* in funzione delle componenti di asse q dei vettori di spazio delle correnti di fase. L'unica variabile utile ad influenzare il comportamento dell'errore risulta essere $i_{5,q}$ in quanto la velocità ω_m e la corrente $i_{1,q}$ sono controllate dai rispettivi sistemi di controllo, occupati ad inseguire determinati profili di velocità e di coppia.

L'obiettivo dell'algoritmo di controllo è di annullare l'errore di sbilanciamento. L'idea è quella di imporre la dinamica dell'errore, ovvero forzare il comportamento della variabile e a seguire un preciso andamento nel tempo. Il modo migliore affinché una variabile si annulli è quello tipico dei *sistemi del primo ordine*, quindi un decadimento con legge esponenziale.

Tale soluzione è implementata semplicemente ponendo:

$$\frac{de}{dt} = -\frac{1}{\tau}e \quad (4.55)$$

Dove τ rappresenta la costante di tempo con cui l'errore decresce esponenzialmente oppure, per meglio dire, l'inverso di τ rappresenta la velocità con cui la variabile e diminuisce nel tempo. Data la (4.55), si ha un'equazione che permette di calcolare istante per istante qual è il valore di $i_{5,q}$ necessario ad ottenere tale dinamica. Dalla (4.55) ne deriva che:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} + \frac{1}{C} \left\{ \left[K_T \omega_m i_{1,q} + \frac{3}{2} R_s (i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2) \right] \left(\frac{4(e - \Delta V_{c_{rif}})}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}} e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \right) \right. \\ \left. - [K_T \omega_m i_{5,q} + 3R_s i_{1,q} i_{5,q}] \left(\frac{4V_{dc}}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}} e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \right) \right\} = -\frac{1}{\tau} e \end{aligned} \quad (4.56)$$

Per semplicità, si definiscono le seguenti variabili in funzione dell'errore di sbilanciamento:

$$\begin{aligned} S &= \frac{4(e - \Delta V_{c_{rif}})}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}} e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \\ V &= \frac{4V_{dc}}{V_{dc}^2 - e^2 + 2\Delta V_{c_{rif}} e - \Delta V_{c_{rif}}^2} \end{aligned} \quad (4.57)$$

Sostituendo le (4.57) nella (4.56), si ottiene un'espressione più compatta:

$$\frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} + \frac{1}{C} \left\{ \left[K_T \omega_m i_{1,q} + \frac{3}{2} R_s (i_{1,q}^2 + i_{5,q}^2) \right] S - [K_T \omega_m i_{5,q} + 3R_s i_{1,q} i_{5,q}] V \right\} = -\frac{1}{\tau} e \quad (4.58)$$

Svolgendo i calcoli, si ricava un'equazione di secondo grado nell'unica variabile $i_{5,q}$:

$$\begin{aligned} \left(\frac{3}{2C} R_s S \right) i_{5,q}^2 + \left[-\frac{1}{C} (K_T \omega_m + 3R_s i_{1,q}) V \right] i_{5,q} + \frac{1}{\tau} e + \frac{d\Delta V_{c_{rif}}}{dt} + \frac{1}{C} K_T \omega_m i_{1,q} S \\ + \frac{3}{2C} R_s S i_{1,q}^2 = 0 \end{aligned} \quad (4.59)$$

L'equazione (4.59) è del tipo:

$$ai_{q5}^2 + bi_{q5} + c = 0 \quad (4.60)$$

Confrontando la (4.60) con la (4.59), le costanti a , b e c risultano:

$$\begin{aligned} a &= \frac{3}{2C} R_s S \\ b &= -\frac{1}{C} (K_T \omega_m + 3R_s i_{1,q}) V \\ c &= +\frac{1}{\tau} e + \frac{d\Delta V_{crif}}{dt} + \frac{1}{C} K_T \omega_m i_{1,q} S + \frac{3}{2C} R_s i_{1,q}^2 S \end{aligned} \quad (4.61)$$

L'opportuno valore $i_{5,q}$, necessario ad imporre una dinamica esponenziale decrescente all'errore di sbilanciamento, lo si ricava risolvendo la (4.60) con la *formula del discriminante*. In generale, vale:

$$\Delta = b^2 - 4ac \quad (4.62)$$

Affinché esista una corrente $i_{5,q}$ utile a correggere lo squilibrio, è necessario che il discriminante Δ calcolato mediante la (4.62) sia maggiore oppure al più uguale a zero.

Nel caso in cui Δ sia maggiore di zero, si hanno due soluzioni differenti, una radice negativa ($i_{5,q1}$) e una radice positiva ($i_{5,q2}$):

$$i_{5,q1} = \frac{-b - \sqrt{\Delta}}{2a}, \quad i_{5,q2} = \frac{-b + \sqrt{\Delta}}{2a} \quad (4.63)$$

La scelta dell'opportuno valore di $i_{5,q}$ tra le due soluzioni dipende essenzialmente dal limite massimo di corrente di spazio 5 che può circolare negli avvolgimenti. Per evitare la circolazione di una corrente elevata, si sceglie la radice concorde con il segno del coefficiente b . Il tutto può essere spiegato come segue:

- se il segno di b è positivo, si sceglie la radice positiva $i_{5,q2}$;
- se il segno di b è negativo, si sceglie la radice negativa $i_{5,q1}$.

Nel caso in cui Δ sia uguale a zero, si ha un'unica soluzione:

$$i_{5,q} = -\frac{b}{2a} \quad (4.64)$$

Nel caso in cui Δ sia minore di zero, significa che non vi è una corrente $i_{5,q}$ tale da poter correggere l'errore di sbilanciamento presente in quel determinato istante con la dinamica imposta di tipo esponenziale dalla costante τ . Sulla base della (4.62), si nota che, in generale, questa situazione accade in due circostanze:

- quando il coefficiente b è piccolo, solitamente a causa della bassa velocità di rotazione della macchina ω_m ;
- quando il coefficiente c è elevato, a causa di una dinamica richiesta troppo veloce.

Infatti, il coefficiente c risulta essere notevolmente influenzato dalla costante di tempo con cui l'errore decresce esponenzialmente nel tempo: più è basso τ , più c risulta essere elevato. Se la velocità meccanica di rotazione del rotore è bassa, il coefficiente b è modesto, ciò comporta che, se la dinamica dell'errore è molto veloce (c elevato), il discriminante diventa negativo. Per evitare il verificarsi di tale situazione, si decide di imporre una dinamica dell'errore dipendente dalla velocità di rotazione, ovvero la costante di tempo τ risulta essere in funzione del valore assoluto di ω_m .

Per implementare tale concetto, si sceglie una dinamica di riferimento τ_{rated} valida quando la macchina ruota alla velocità meccanica nominale $\omega_{m,rated}$ ed una dinamica di base $\tau_{standstill}$ valida quando la macchina è ferma; la costante di tempo effettiva τ con cui l'errore di sbilanciamento decade esponenzialmente nel tempo è decisa, istante per istante, dalla seguente relazione:

$$\tau = \tau_{standstill} + \frac{(\tau_{rated} - \tau_{standstill})}{\omega_{m,rated}} |\omega_m| \quad (4.65)$$

Con questo metodo, il discriminante risulterà essere positivo anche quando la velocità di rotazione della macchina è zero oppure lontano dal valore nominale. Nel caso in cui, nonostante la dinamica vari con la velocità, il Δ risultasse ancora negativo, l'unica soluzione percorribile è quella di forzare la costante temporale τ ad assumere un valore tale da annullare il discriminante. In tale situazione, è l'algoritmo di bilanciamento a decidere la dinamica dell'errore, la quale deve essere compatibile (non deve essere negativa altrimenti la $i_{5,q}$ andrebbe ad aumentare l'errore anziché ridurlo) con le condizioni operative, al fine di evitare l'insorgenza di fenomeni di instabilità.

Al termine di tutte le operazioni, l'algoritmo di controllo della tensione sui *bus DC* restituisce un valore della componente q di spazio 5 di corrente che fungerà da valore di riferimento della

componente stessa; quest'ultimo risulta essere il valore da inseguire, nel ciclo di commutazione successivo, mediante l'azione regolatrice.

4.2 Bilanciamento dei bus DC nell'architettura multilivello

Il funzionamento dell'inverter trifase VSI a tre livelli di tipo *Diode Clamped*, ampiamente descritto nel paragrafo 2.11, è caratterizzato da un fenomeno di sbilanciamento dei *bus DC* posti sullo stadio in continua in determinate condizioni operative. In Figura 4.3 è riportato lo schema di un inverter multilivello di tipo NPC: l'eventuale presenza di una corrente i_0 comporta un'alterazione del potenziale del nodo 0 (o punto neutro *NP*), causando l'insorgenza di uno squilibrio tra le tensioni ai capi dei due condensatori.

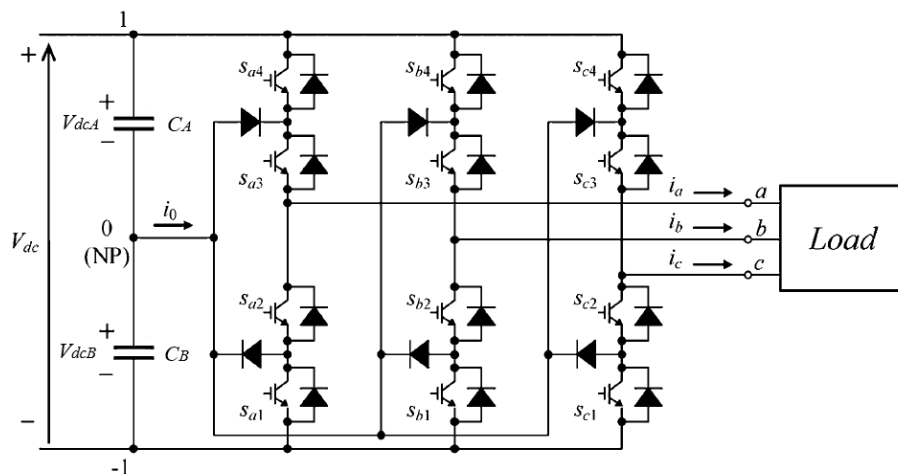


Figura 4.3: Struttura di conversione Diode Clamped [10].

Al fine di poter risolvere tale problematica, è necessario capire il comportamento del potenziale nel punto neutro *NP*, andando a studiare rigorosamente il circuito elettrico in ingresso al convertitore mostrato in Figura 4.4.

Applicando la legge di *Kirchhoff* delle tensioni alla maglia di ingresso, si ottiene:

$$V_{dc} = V_{dcA} + V_{dcB} \quad (4.66)$$

Dove V_{dc} rappresenta la tensione continua della sorgente considerata costante e positiva, mentre V_{dcA} e V_{dcB} indicano le tensioni ai capi dei due condensatori C_A e C_B aventi uguale capacità C .

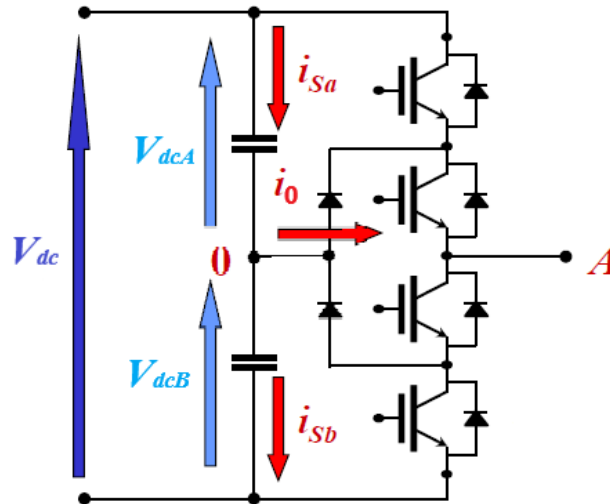


Figura 4.4: Circuito elettrico di alimentazione dell'architettura multivlivello [8].

La legge di *Kirchhoff* delle correnti applicata al nodo 0 consente di scrivere:

$$i_{Sa} = i_0 + i_{Sb} \quad (4.67)$$

Dove i_0 rappresenta la corrente circolante sul nodo 0, mentre con i_{Sa} e i_{Sb} si intendono le due correnti che circolano sui condensatori. Quest'ultime possono essere descritte mediante le rispettive equazioni caratteristiche:

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= C \frac{dV_{dcA}}{dt} \\ i_{Sb} &= C \frac{dV_{dcB}}{dt} \end{aligned} \quad (4.68)$$

Siccome V_{dc} è costante, si ha che:

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = 0 \quad (4.69)$$

Si può sostituire la (4.66) all'interno della (4.69), tenendo conto delle (4.68), si ottiene:

$$i_{Sa} = -i_{Sb} \quad (4.70)$$

Combinando (4.67) e (4.70), si giunge alle seguenti espressioni:

$$\begin{aligned} i_{Sa} &= \frac{i_0}{2} \\ i_{Sb} &= -\frac{i_0}{2} \end{aligned} \quad (4.71)$$

Sostituendo le (4.71) all'interno delle (4.68), si ottengono le due equazioni differenziali rappresentanti i comportamenti delle tensioni ai capi dei *bus DC*:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{dcA}}{dt} &= \frac{i_0}{2C} \\ \frac{dV_{dcB}}{dt} &= -\frac{i_0}{2C} \end{aligned} \quad (4.72)$$

Dalle (4.72) si evince come la presenza di una corrente i_0 produce una variazione delle tensioni sui condensatori, modificando il potenziale del punto *NP*. Tale corrente coincide con la corrente in uscita dal ramo i_A (ovvero la corrente di carico) ed è presente solo quando si instaura lo stato zero. In generale, accade che:

- quando la corrente i_0 è positiva, la tensione V_{dcA} tende ad aumentare mentre la tensione V_{dcB} tende a diminuire;
- quando la corrente i_0 è negativa, il comportamento delle tensioni è duale, quindi V_{dcA} si abbassa mentre V_{dcB} aumenta.

Lo sbilanciamento delle tensioni sui condensatori di ingresso può rappresentare un problema, soprattutto se la corrente di carico i_A è continua (unidirezionale). Per non incorrere nel completo scaricamento di uno dei due condensatori, e conseguentemente nel rischio di esplosione e danneggiamento irreversibile dell'altro, è necessario evitare l'impiego dello stato 0 (perdita di un livello). Se la corrente di carico è invece alternata (bidirezionale), per simmetria si ha un'oscillazione delle tensioni sui condensatori d'ingresso, provocando un continuo "rimbalzo" di potenza assolutamente non benefico. Si può dimostrare che tale oscillazione risulta tanto più ampia, quanto più piccolo è il valore della frequenza di commutazione ed il valore della capacità.

In generale, essendo la i_0 presente solo quando vi è instaurato lo stato 0 in un ramo, l'espressione della corrente circolante sul nodo *NP* risulta:

$$i_0 = (1 - |m'_A|)i_A + (1 - |m'_B|)i_B + (1 - |m'_C|)i_C \quad (4.73)$$

dove per il generico ramo $X = \{A; B; C\}$ vale:

$$m'_X = m_X + m_0 \quad (4.74)$$

La variabile m'_X è la generica modulante di ramo ($m'_X \in [-1; 1]$), la quantità di offset m_0 rappresenta il grado di libertà della strategia di modulazione mentre m_X è la modulante calcolata a partire dalle tensioni stellate di carico di riferimento secondo la relazione:

$$m_X = \frac{2}{V_{dc}} V_{XN,ref} \quad (4.75)$$

Una possibile soluzione è quella di correggere, in ogni ciclo di commutazione, lo squilibrio di tensione dei due *bus DC*, imponendo la circolazione di un'opportuna corrente sul punto *NP* [10]. Infatti, essendo la corrente i_0 l'unica grandezza in grado di influenzare il comportamento delle tensioni V_{dcA} e V_{dcB} , è possibile decidere, sulla base dell'entità dello sbilanciamento e dei valori delle correnti di carico, quale sia il ramo del convertitore più adeguato a mitigare tale squilibrio. Una volta determinato, affinché ci sia una corretta risposta nel funzionamento, è necessario *clampare* (bloccare) tale ramo dell'inverter, forzandone l'instaurazione dello stato 0.

L'unico modo possibile per forzare il comportamento di un ramo è quello di manipolare la corrispondente modulante, traslandola verticalmente e rigidamente attraverso la quantità offset m_0 . Secondo la tecnica PWM *multiportante* PD, l'insorgenza dello stato 0 in un ramo è determinata quando la corrispondente modulante di ramo risulta compresa tra i due segnali portanti triangolari. Il ruolo di m_0 è quindi quello di portare la modulante di ramo di interesse ad un valore tale da forzare l'instaurazione dello stato 0, consentendo alla corrente di carico di circolare sul nodo *NP*.

Il passo successivo è comprendere, in base all'entità dello squilibrio, quali sono le regole per il clampaggio di un determinato ramo del convertitore. In Figura 4.5 è mostrato lo schema rappresentante i 27 possibili vettori di spazio delle tensioni stellate di carico che l'inverter trifase VSI a tre livelli è in grado di applicare. In regime di modulazione lineare, ovvero quando tutte le tre modulanti sono comprese nel range $[-1; +1]$, è possibile erogare un vettore di spazio di tensione contenuto all'interno dell'esagono. Si nota che il piano complesso è suddiviso in sei settori, ciascuno dei quali a sua volta è suddiviso in quattro regioni. Le regioni più esterne (1 e 3) di ogni settore corrispondono ad aree cosiddette *ad alto indice di modulazione*, mentre le regioni più interne (2 e 4) di ogni settore sono dette *a basso indice di modulazione*. Con *indice di modulazione* si intende il rapporto tra il modulo del vettore di spazio della tensione di uscita e la tensione della sorgente in

continua, ovvero una grandezza indicante quanto è grande la tensione di uscita (che deriva dall'entità delle modulanti) in modulo rispetto alla tensione in ingresso V_{dc} .

Ricordando la costante complessa $\bar{\alpha}$ definita dalla (2.11), si definisce il vettore di spazio delle tre modulanti di ramo come:

$$\bar{m} = \frac{2}{3}(m_A + m_B\bar{\alpha} + m_C\bar{\alpha}^2) \quad (4.76)$$

L'indice di modulazione k può essere direttamente riferito al vettore di spazio delle modulanti di ramo (in quanto quest'ultimo è legato al vettore di spazio della tensione di uscita tramite un fattore di scala), secondo la seguente espressione:

$$k = \frac{|\bar{m}|}{V_{dc}} \quad (4.77)$$

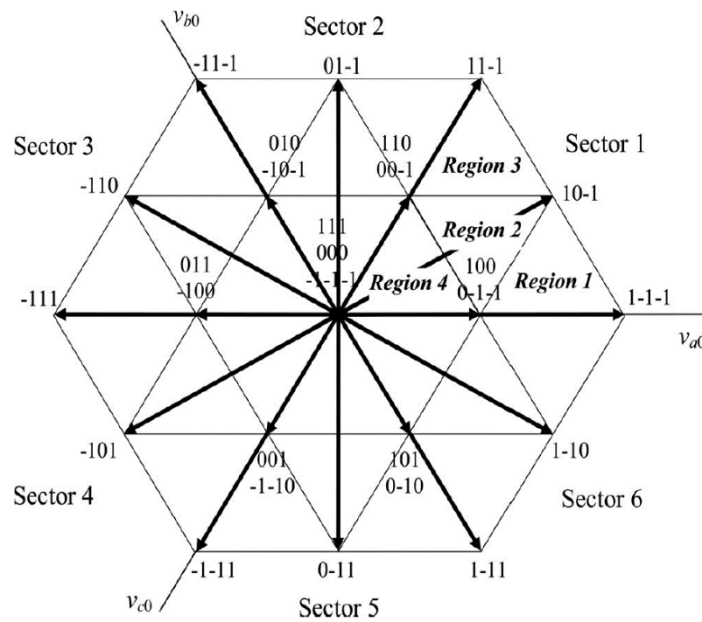


Figura 4.5: Schema delle possibili configurazioni di lavoro dell'inverter NPC [10].

È possibile dimostrare che, in generale, ogni settore è contraddistinto da un preciso ordine di grandezza delle modulanti, come mostrato nella Tabella 4.1, in cui vengono riassunte, per ciascun settore, le modulanti maggiore e minore.

Tabella 4.1: Ordine di grandezza delle modulanti per ciascun settore [10].

Settore	Modulante massima (m_{MAX})	Modulante minima (m_{MIN})
1	m_A	m_C
2	m_B	m_C
3	m_B	m_A
4	m_C	m_A
5	m_C	m_B
6	m_A	m_B

Si definisce la variabile ΔV_{NP} come la differenza tra la tensione ai capi del condensatore inferiore C_B e la tensione ai capi del condensatore superiore C_A :

$$\Delta V_{NP} = V_{dcB} - V_{dcA} \quad (4.78)$$

Tale grandezza rappresenta anche la variazione della tensione sul punto neutro NP e, sulla base del segno, è possibile dedurre che:

- se ΔV_{NP} è positivo, significa che la tensione sul condensatore superiore è minore della tensione sul condensatore inferiore ($V_{dcB} > V_{dcA}$), perciò è necessario controllare una corrente i_0 positiva;
- se ΔV_{NP} è negativo, significa che la tensione sul condensatore superiore è maggiore della tensione sul condensatore inferiore ($V_{dcA} > V_{dcB}$), perciò è necessario controllare una corrente i_0 negativa.

Per stabilire quale sia il ramo da clampare (ossia da controllare nello stato 0, come indicato in Tabella 2.3), si effettua un confronto tra le correnti di carico, in particolare si valuta, per tutte e tre le fasi del convertitore, il prodotto $\Delta V_{NP} i_X$: il valore maggiore definisce la corrente avente la miglior predisposizione a bilanciare la tensione sui condensatori. Per esempio, nel caso in cui si ha:

$$\Delta V_{NP} i_A > \Delta V_{NP} i_B, \Delta V_{NP} i_C \quad (4.79)$$

Il segnale modulante m_A deve essere portato al valore 0, in quanto la corrente in uscita dal ramo A è la maggiore, concorde con ΔV_{NP} e, quindi, è la migliore corrente per annullare lo squilibrio di tensione.

Ricordando la (4.73) e sulla base della tecnica di modulazione e delle considerazioni effettuate, è possibile affermare che:

- affinché si rimanga nel regime di modulazione lineare (modulanti entro il range [-1;+1]), è possibile bloccare, istante per istante, a +1 solo il segnale modulante massimo. Allo stesso modo, solo il segnale modulante minimo può essere fissato a -1. Infine, per alti indici di modulazione, solo il segnale di modulazione intermedio (m_{MID}) può essere bloccato a 0;
- se il segno di una corrente di carico non è appropriato al fine di raggiungere il bilanciamento della tensione, il segnale modulante associato a tal ramo può essere fissato a +1 o -1 se corrisponde rispettivamente alla m_{MAX} o m_{MIN} , per far sì che la i_0 non ne risulti affetta;
- quando una corrente di carico è opportuna al fine di assistere il bilanciamento della tensione, il corrispondente segnale modulante deve essere fissato a 0, per far sì che la i_0 ne risulti affetta.
- nel caso in cui si abbiano due correnti di carico corrispondenti ai segnali modulanti m_{MAX} e m_{MIN} corretti al fine di equilibrare la tensione dei condensatori mentre la corrente di carico associata a m_{MID} è deleteria, è necessario traslare la modulante m_{MID} il più lontano possibile dal valore 0 (altrimenti la i_0 ne sarebbe influenzata). Ciò si ottiene solitamente bloccando la m_{MAX} a +1 o la m_{MIN} a -1, per $m_{MID} > 0$ o $m_{MID} \leq 0$, rispettivamente;
- nel caso di alti indici di modulazione, i valori dell'offset m_0 risultano essere molto elevati quando la corrente associata alla modulante m_{MID} risulta essere l'unica corretta per eliminare lo sbilanciamento. Ciò provoca l'entrata del convertitore in un regime di sovr modulazione, aumentando la distorsione delle grandezze in uscita. In queste situazioni, se si è nella regione 1 si blocca la m_{MAX} a +1, mentre se si è nella regione 3 si blocca la m_{MIN} a -1.

Sulla base di queste informazioni si riassume la procedura generale del calcolo del valore m_0 per il generico settore nella Tabella 4.2. Si nota che nelle prime due colonne vengono utilizzati i simboli 1 e 0 per indicare vero e falso, rispettivamente.

Tabella 4.2: Procedura generale di calcolo del valore m_0 valida per il settore # [m_{MAX} ; m_{MID} ; m_{MIN}].

ΔV_{NP} $i(m_{MAX}) > 0$	ΔV_{NP} $i(m_{MIN}) > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo MID portato a 0 Regione 1: ramo MAX portato a +1 Regione 3: ramo MIN portato a -1	$-m_{MID}$ $+1-m_{MAX}$ $-1-m_{MIN}$
0	1	ramo MAX portato a +1	$+1-m_{MAX}$
1	0	ramo MIN portato a -1	$-1-m_{MIN}$
1	1	Se $m_{MID} > 0$: ramo MAX portato a +1 Se $m_{MID} \leq 0$: ramo MIN portato a -1	$+1-m_{MAX}$ $-1-m_{MIN}$

Nella Tabella 4.3 è proposta la strategia di calcolo del valore m_0 valida per il settore 1.

Tabella 4.3: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 1 [$m_{MAX} = m_A$; $m_{MID} = m_B$; $m_{MIN} = m_C$].

$\Delta V_{NP} i_A > 0$	$\Delta V_{NP} i_C > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo B portato a 0 Regione 1: ramo A portato a +1 Regione 3: ramo C portato a -1	$-m_B$ $+1-m_A$ $-1-m_C$
0	1	ramo A portato a +1	$+1-m_A$
1	0	ramo C portato a -1	$-1-m_C$
1	1	Se $m_B > 0$: ramo A portato a +1 Se $m_B \leq 0$: ramo C portato a -1	$+1-m_A$ $-1-m_C$

Nel caso in cui sia i_A sia i_C (associate a m_A e m_C) siano utili ad assistere il bilanciamento di tensione, significa che la corrente i_B è deleteria ($i_B = -i_A - i_C$). Per far sì che la i_0 non risulti affetta dalla i_B , bisogna evitare che il ramo B assuma lo stato 0, quindi si trasla rigidamente e verticalmente la modulante m_B il più lontano dal valore 0 utilizzando la variabile m_0 , rimanendo in regime di modulazione lineare. Nel caso in cui solo la i_A sia adatta a ripristinare il bilanciamento, si deve fare in modo che la modulante m_A sia prossima a 0; per ottenere il valore più vicino a 0, tramite m_0 , si spostano le modulanti in basso fino a quando m_C non è pari a -1, valore minimo consentito. Discorso duale vale quando è i_C la corrente utile allo scopo. In queste ultime due casistiche, l'approccio utilizzato è quello di clampare il ramo che porta la corrente deleteria, a prescindere dall'effetto di i_B . Infine, quando è i_B (associata per il settore 1 alla m_{MID}) ad essere la candidata migliore per risolvere lo squilibrio di tensione, si fa in modo che il ramo B assuma lo stato 0, annullando con m_0 il segnale modulante m_B . Se l'indice di modulazione è elevato e l'inverter lavora nelle regioni 1 e 3, sono necessarie delle modifiche affinché le modulanti non fuoriescano dal range di modulazione lineare: nelle regioni 1 e 3 si sceglie di clampare il ramo che permette di avere più configurazioni con la modulante m_B nello stato 0.

Nella Tabella 4.4 viene proposta la strategia di calcolo di m_0 riferita al settore 2.

Nella Tabella 4.5 viene proposta la strategia di calcolo di m_0 riferita al settore 3.

Nella Tabella 4.6 viene proposta la strategia di calcolo di m_0 riferita al settore 4.

Nella Tabella 4.7 viene proposta la strategia di calcolo di m_0 riferita al settore 5.

Nella Tabella 4.8 viene proposta la strategia di calcolo di m_0 riferita al settore 6.

Tabella 4.4: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 2 [$m_{MAX} = m_B$; $m_{MID} = m_A$; $m_{MIN} = m_C$].

$\Delta V_{NP} i_B > 0$	$\Delta V_{NP} i_C > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo A portato a 0 Regione 1: ramo B portato a +1 Regione 3: ramo C portato a -1	$-m_A$ $+1-m_B$ $-1-m_C$
0	1	ramo B portato a +1	$+1-m_B$
1	0	ramo C portato a -1	$-1-m_C$
1	1	Se $m_A > 0$: ramo B portato a +1 Se $m_A \leq 0$: ramo C portato a -1	$+1-m_B$ $-1-m_C$

Tabella 4.5: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 3 [$m_{MAX} = m_B$; $m_{MID} = m_C$; $m_{MIN} = m_A$].

$\Delta V_{NP} i_B > 0$	$\Delta V_{NP} i_A > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo C portato a 0 Regione 1: ramo B portato a +1 Regione 3: ramo A portato a -1	$-m_C$ $+1-m_B$ $-1-m_A$
0	1	ramo B portato a +1	$+1-m_B$
1	0	ramo A portato a -1	$-1-m_A$
1	1	Se $m_C > 0$: ramo B portato a +1 Se $m_C \leq 0$: ramo A portato a -1	$+1-m_B$ $-1-m_A$

Tabella 4.6: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 4 [$m_{MAX} = m_C$; $m_{MID} = m_B$; $m_{MIN} = m_A$].

$\Delta V_{NP} i_A > 0$	$\Delta V_{NP} i_C > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo B portato a 0 Regione 1: ramo C portato a +1 Regione 3: ramo A portato a -1	$-m_B$ $+1-m_C$ $-1-m_A$
0	1	ramo A portato a -1	$-1-m_A$
1	0	ramo C portato a +1	$+1-m_C$
1	1	Se $m_B > 0$: ramo C portato a +1 Se $m_B \leq 0$: ramo A portato a -1	$+1-m_C$ $-1-m_A$

Tabella 4.7: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 5 [$m_{MAX} = m_C$; $m_{MID} = m_A$; $m_{MIN} = m_B$].

$\Delta V_{NP} i_B > 0$	$\Delta V_{NP} i_C > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo A portato a 0 Regione 1: ramo C portato a +1 Regione 3: ramo B portato a -1	$-m_A$ $+1-m_C$ $-1-m_B$
0	1	ramo B portato a -1	$-1-m_B$
1	0	ramo C portato a +1	$+1-m_C$
1	1	Se $m_A > 0$: ramo C portato a +1 Se $m_A \leq 0$: ramo B portato a -1	$+1-m_C$ $-1-m_B$

Tabella 4.8: Procedura di calcolo del valore m_0 valida per il settore 1 [$m_{MAX} = m_A$; $m_{MID} = m_C$; $m_{MIN} = m_B$].

$\Delta V_{NP} i_B > 0$	$\Delta V_{NP} i_A > 0$	azioni	Valore offset m_0
0	0	Regioni 2-4: ramo C portato a 0 Regione 1: ramo A portato a +1 Regione 3: ramo B portato a -1	$-m_C$ $+1-m_A$ $-1-m_B$
0	1	ramo B portato a -1	$-1-m_B$
1	0	ramo A portato a +1	$+1-m_A$
1	1	Se $m_C > 0$: ramo A portato a +1 Se $m_C \leq 0$: ramo B portato a -1	$+1-m_A$ $-1-m_B$

Infine, nella Figura 4.6 è mostrato lo schema di principio di modifica delle modulanti di ramo; l'algoritmo appena proposto può essere implementato all'interno del blocco *Generatore m_0* , il quale fornisce in uscita la quantità di offset da sommare alle tre modulanti affinché il comportamento di ciascun ramo dell'inverter venga modificato.

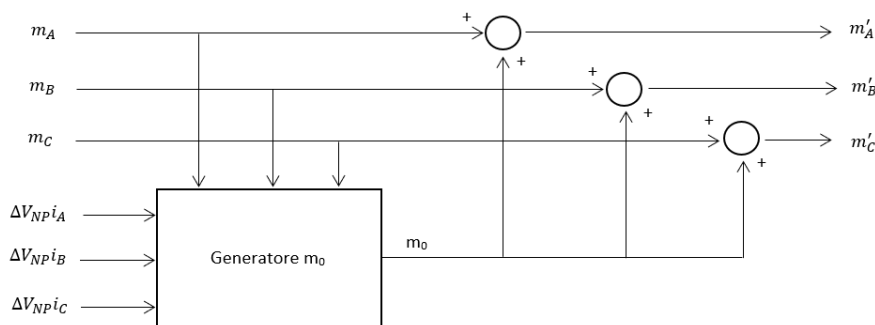


Figura 4.6: Schema di principio della modifica delle modulanti di ramo.

L'implementazione di questa strategia di modulazione PWM comporta:

- la risoluzione del problema del bilanciamento della tensione dei condensatori sullo stadio in continua;
- eliminazione delle oscillazioni di tensione a bassa frequenza che si verificano nel punto neutro NP , le quali, se non mitigate in determinate condizioni di funzionamento, causano stress ai dispositivi elettronici di potenza del convertitore;
- la riduzione della frequenza di *switching* degli interruttori presenti in ciascun ramo, con conseguente abbattimento delle perdite di commutazione.

CAPITOLO 5

Modelli per l'implementazione delle architetture multi-trifase e multilivello

In questo capitolo vengono descritti nel dettaglio i modelli Simulink utilizzati per l'implementazione delle due architetture di azionamento prese in esame. Tali modelli hanno una struttura riconducibile allo schema riportato in Figura 5.1: un sistema in catena chiusa, oppure detto in retroazione, dove il comportamento della macchina elettrica è imposto da un convertitore, il quale, a sua volta, è comandato da un sistema di controllo della corrente.

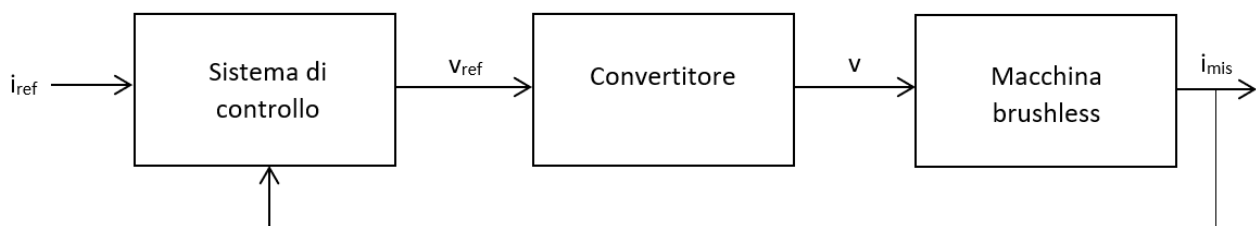


Figura 5.1: Schema di controllo in retroazione di riferimento.

Nel primo paragrafo verranno illustrati i blocchi riferiti all'architettura multi-trifase mentre il secondo paragrafo approfondirà la realizzazione dello schema valido per l'architettura multilivello.

5.1 Modello Simulink dell'architettura multi-trifase

In Figura 5.2 è rappresentato il modello *Simulink* dell'azionamento multi-trifase.

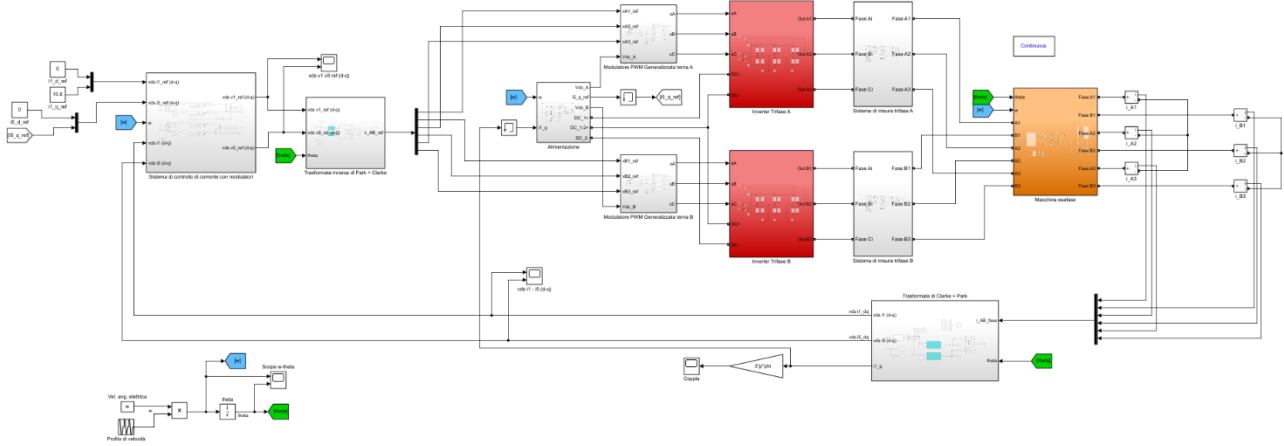


Figura 5.2: Modello Simulink dell'architettura multi-trifase.

Di seguito verranno descritti in maniera dettagliata tutti i blocchi dello schema appena introdotto. In questa trattazione non è stata presa in considerazione la regolazione della velocità di rotazione della macchina, in quanto osservare il comportamento dinamico dell'azionamento non risulta essere di fondamentale importanza per gli scopi di questo elaborato. Si considera, per semplicità, la velocità angolare della macchina come una grandezza imposta, con la possibilità di poterne inseguire profili verosimili in accordo con il funzionamento dell'azionamento stesso. In Figura 5.3 è mostrata la modalità di impostazione della velocità angolare elettrica ω e, di conseguenza, della variabile elettrica θ rappresentante la posizione angolare del rotore rispetto alla fase A1.

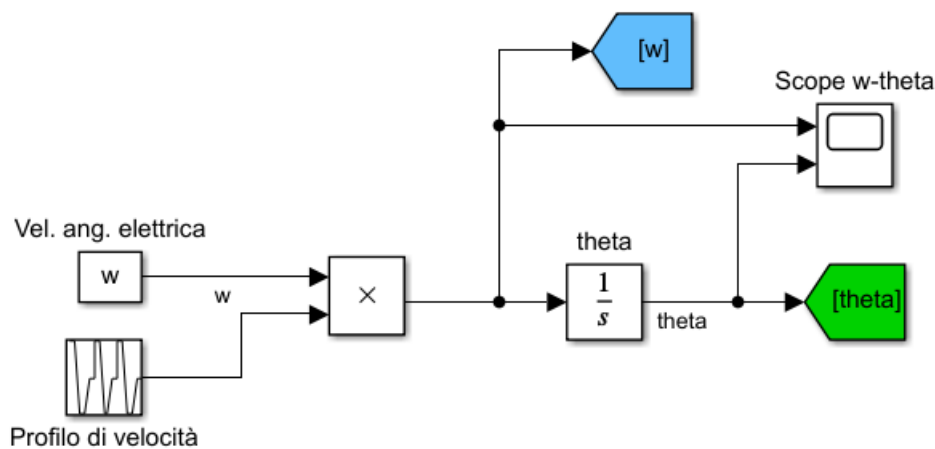


Figura 5.3: Modello per l'impostazione della velocità nell'architettura multi-trifase.

Il primo blocco dello schema, posizionato in alto a sinistra nella Figura 5.2, è quello riferito al sistema di controllo di corrente con modulatori, mostrato con maggior dettaglio in Figura 5.4. Tale blocco prende in ingresso i valori di riferimento delle componenti d - q dei vettori di spazio 1 e 5 di corrente, i valori misurati delle componenti d - q dei vettori di spazio 1 e 5 di corrente e la velocità elettrica di rotazione della macchina ω . In particolare, i valori di riferimento delle due componenti di asse d vengono settati a zero al fine di ottenere un controllo ad orientamento di campo, il valore di riferimento della componente di asse q di spazio 1 (I_{ref}) è, in generale, imposto dall'utente secondo le prestazioni, in termini di coppia, che si vogliono perseguire, mentre il valore da inseguire della componente q di spazio 5 è, ciclo per ciclo, definito dall'algoritmo di bilanciamento delle tensioni sui due *bus DC*. In uscita sono presenti le componenti d - q dei vettori di spazio 1 e 5 delle tensioni di riferimento che i due inverter trifase dovranno sintetizzare.

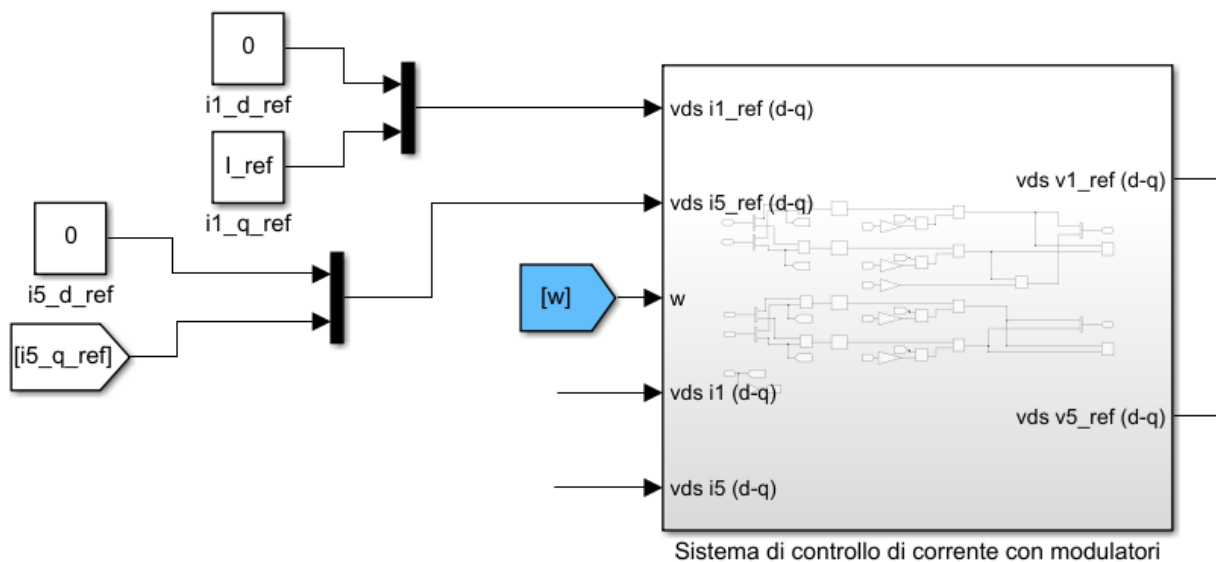


Figura 5.4: Blocco del sistema di controllo della corrente riferito all'architettura multi-trifase.

All'interno del blocco sono implementati i concetti riguardanti la regolazione della corrente, descritti ed approfonditi nel paragrafo 3.3. Nella Figura 5.5 sono rappresentate le elaborazioni matematiche volte ad ottenere le tensioni di riferimento; in particolare, sono presenti i quattro regolatori PI (ciascuno per ogni componente di ogni asse) e le opportune compensazioni, sia delle forze elettromotrici dinamiche sia delle forze contro-elettromotrici offerte dai magneti permanenti ($bemf$).

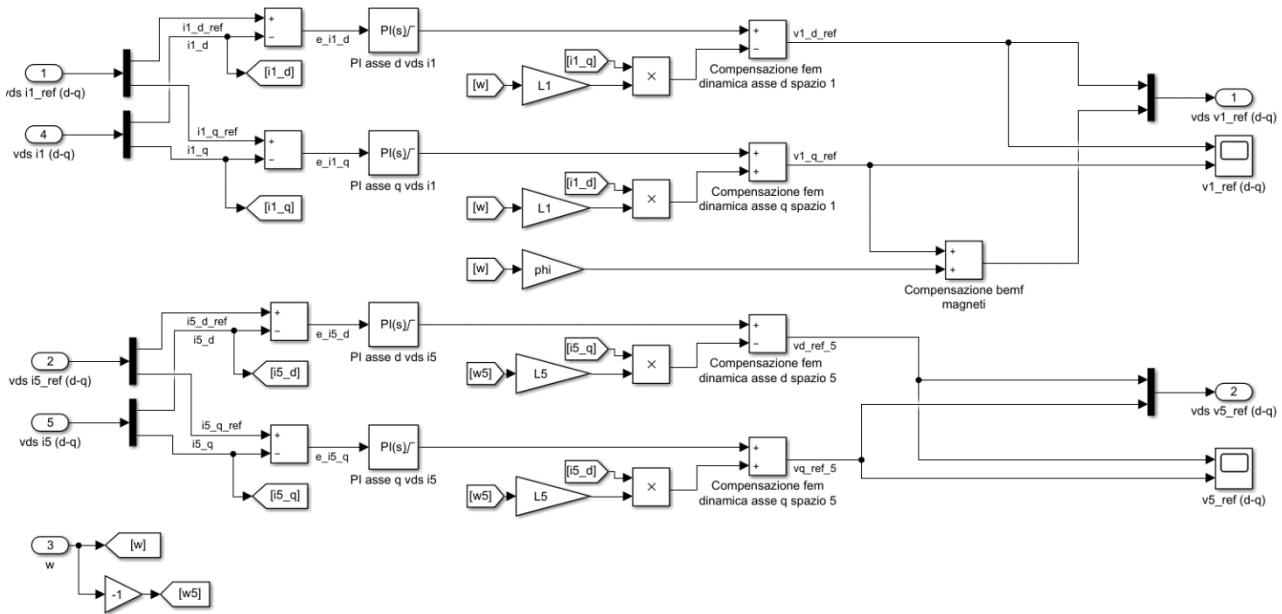


Figura 5.5: Regolazione della corrente applicata dal sistema di controllo in ambito multi-trifase.

Come si può notare, in basso a sinistra, oltre alla velocità angolare elettrica ω del sistema di riferimento rotante di spazio 1 (solidale con il vettore di spazio di prima armonica spaziale del flusso magnetico prodotto dai soli magneti permanenti) si è introdotta una velocità angolare elettrica ω_5 assunta come la velocità angolare del sistema di riferimento rotante di spazio 5. Le due velocità sono utili per effettuare le corrette compensazioni delle forze elettromotrici mozionali nei corrispondenti spazi al fine di disaccoppiare le dinamiche di ciascun asse. Poiché nella trattazione effettuata non si considerano eventuali armoniche spaziali di campo magnetico al traferro (prodotto dai magneti permanenti) di ordine superiore alla fondamentale, non è necessario porsi in un sistema di riferimento di spazio 5 rotante ad una velocità $\omega_5 = 5\omega$. Tale sistema di riferimento sarebbe ideale se vi fosse, da compensare, una forza elettromotrice indotta da una quinta armonica spaziale di campo magnetico al traferro oppure se vi fosse, da controllare, una coppia prodotta con la corrente di spazio 5. Per il bilanciamento delle correnti dei condensatori in serie è più conveniente, come descritto nei paragrafi 3.3 e 4.1, sincronizzarsi con un riferimento controrotante a quello di spazio 1 affinché i regolatori *PI* siano in grado, teoricamente, di inseguire riferimenti sinusoidali con errore a regime nullo. In uscita dal blocco *Sistema di controllo di corrente con modulatori* si hanno i vettori di spazio 1 e 5 delle tensioni di riferimento. Al fine di poter essere recepite dai modulatori, tali grandezze vengono convertite nelle sei tensioni stellate di riferimento mediante le *trasformate inverse di Park e di Clarke*. In Figura 5.6 è mostrato il blocco *Simulink* riferito alle trasformate inverse di Park e Clarke.

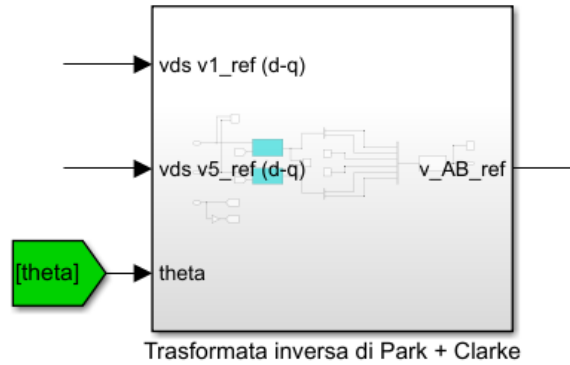


Figura 5.6: Blocco delle trasformate inverse di Park e Clarke.

In Figura 5.7 è riportata l'implementazione delle operazioni matematiche che le due trasformate inverse prevedono. Si nota come le componenti α - β del vettore di spazio 3 delle tensioni di riferimento statoriche sono fissate a zero in quanto il motore è collegato con due centri stella separati.

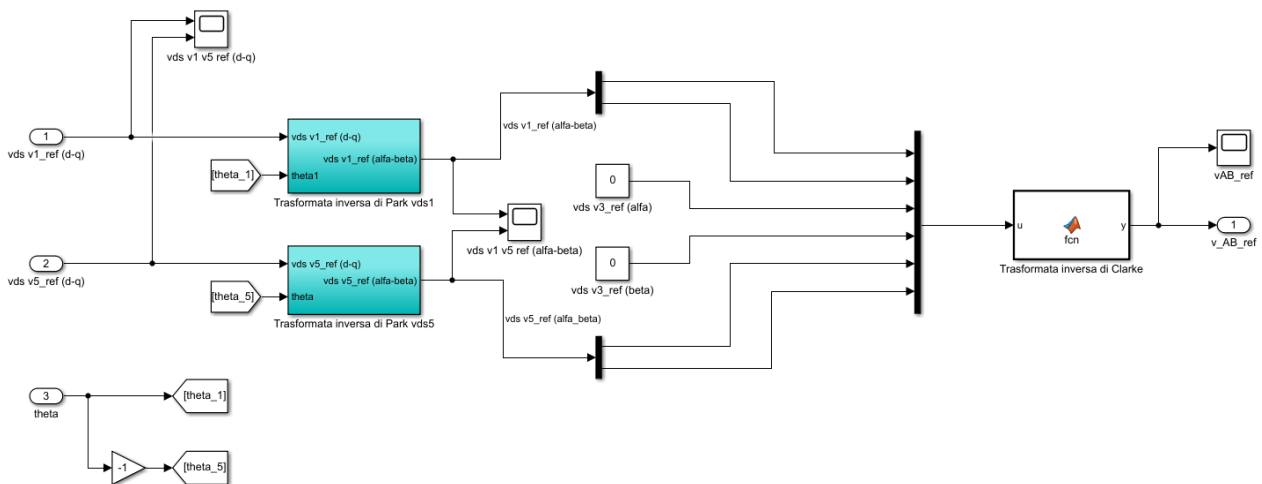


Figura 5.7: Implementazione in ambiente Simulink delle trasformate inverse di Park e Clarke.

Nel sottoblocco *Trasformata inversa di Park vds1* è implementata la matrice di rotazione inversa $T^{-1}(\theta)$ introdotta dalla (3.24). La Figura 5.8 mostra come è possibile sintetizzarla in ambiente *Simulink*. Analogo discorso può essere fatto per la trasformata inversa di Park del vettore di tensione di spazio 5, per il quale è preso in considerazione un angolo di rotazione di segno opposto rispetto a quello di spazio 1.

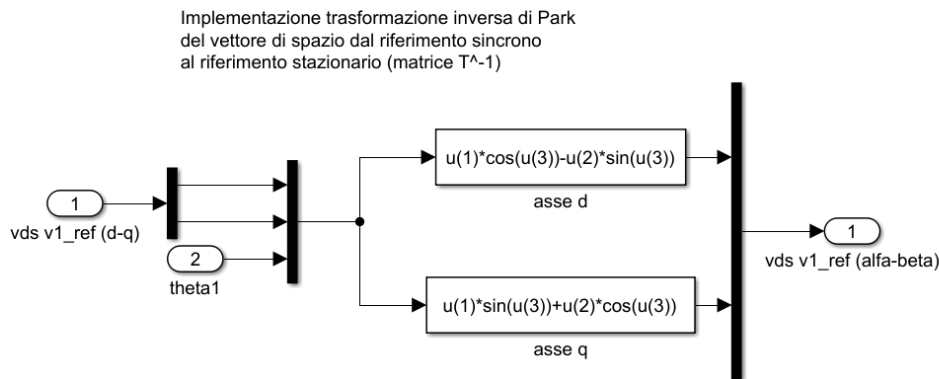


Figura 5.8: Implementazione della trasformata inversa di Park.

Per la trasformazione inversa di Clarke, si è utilizzata una *Matlab Function* che, in generale, trasforma i vettori di spazio di riferimento descritti nel riferimento stazionario $\alpha\text{-}\beta$ nelle sei grandezze di fase di tensione di riferimento. In sostanza, implementa la matrice $[C_{6ph}]^{-1}$. Il codice Matlab della funzione viene riportato di seguito.

```
function y = fcn(u)
% Trasformata inversa di Clarke per ottenere 6 tensioni di fase di
% riferimento a partire dai tre vettori di spazio delle tensioni di
% riferimento v1, v3, v5
n_fasi = 6; % numero fasi macchina
y = zeros(n_fasi,1); % inizializzazione del vettore uscita
alfa = exp(1i*pi/n_fasi); % definizione costante complessa alfa
t = [0 1 4 5 8 9]; % valori utili per calcolare l'antitrasformata

for i = 1:n_fasi
% antitrasformata del vettore di spazio sistema esafase
y(i) = u(1)*real(alfa^(t(i)*1)) + u(2)*imag(alfa^(t(i)*1)) + ...
        u(3)*real(alfa^(t(i)*3)) + u(4)*imag(alfa^(t(i)*3)) + ...
        u(5)*real(alfa^(t(i)*5)) + u(6)*imag(alfa^(t(i)*5));
end
```

Le sei tensioni stellate di riferimento vengono fornite, in maniera opportuna, ai blocchi modulatori, i quali si occupano di determinare gli andamenti nel tempo delle funzioni di commutazione di ogni ramo di inverter presente. L'architettura multi-trifase in esame prevede l'utilizzo di due inverter trifase VSI a due livelli, uno per ogni terna di avvolgimenti statorici di macchina, perciò il numero di leggi di commutazione da sintetizzare equivale a sei. In Figura 5.9 sono presenti i due blocchi modulatori per il pilotaggio dei due convertitori assieme ad un blocco denominato *Alimentazione*.

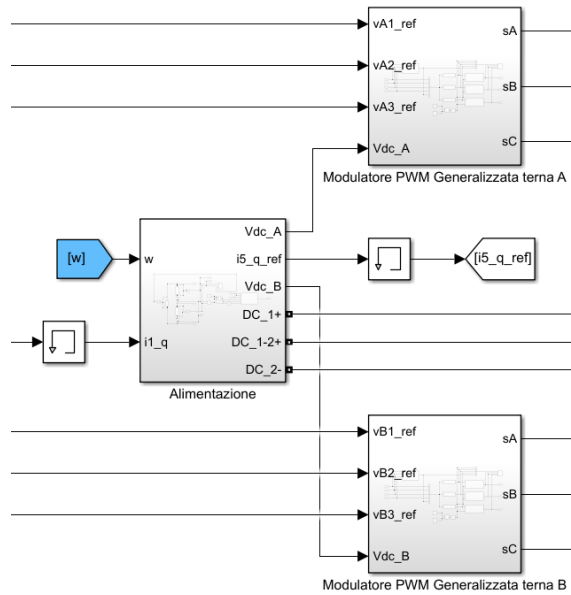


Figura 5.9: Blocchi di Alimentazione e Modulazione.

Il blocco *Alimentazione* è mostrato in Figura 5.10; contiene il circuito elettrico necessario per alimentare la struttura di conversione statica, quindi la sorgente di tensione in continua (V_{dc} , in comune ai due inverter), i due *bus DC* (denominati C_A e C_B) e un sistema di controllo volto al bilanciamento della tensione sui due condensatori.

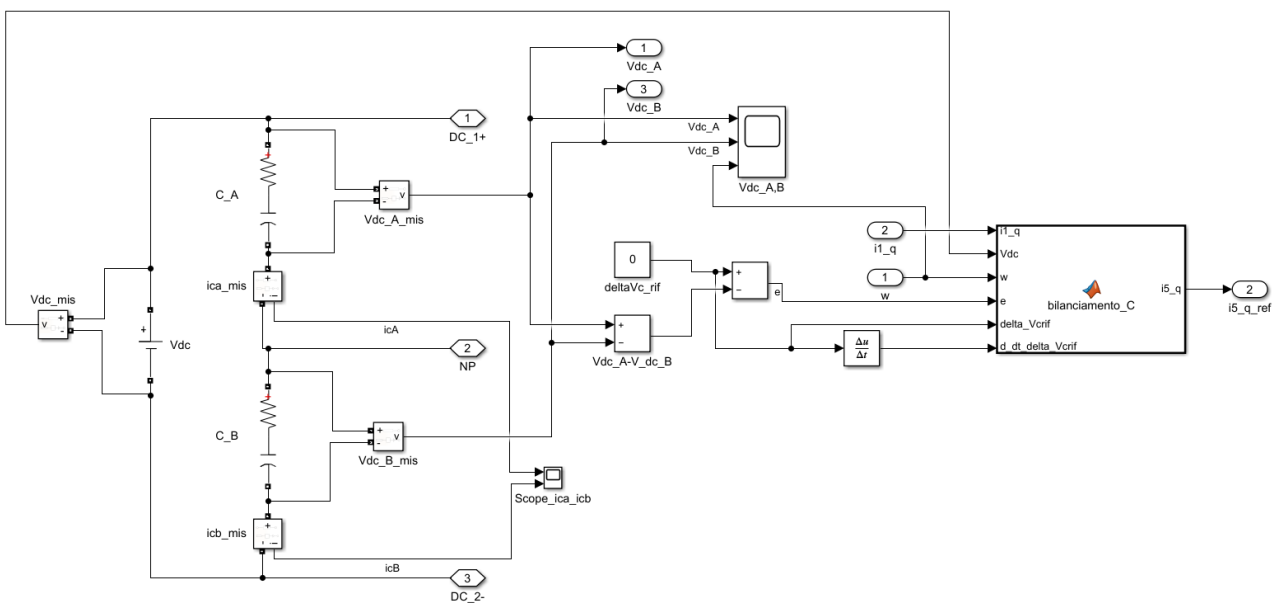


Figura 5.10: Implementazione e controllo del circuito di alimentazione multi-trifase.

Il controllo dello squilibrio di tensione è implementato mediante un algoritmo di bilanciamento contenuto all'interno di una *Matlab Function*. Quest'ultima prende in ingresso il valore misurato della componente di asse q di spazio 1 della corrente, l'errore di sbilanciamento e , la tensione della sorgente in continua V_{dc} , la velocità angolare elettrica di rotazione del rotore ω , e, infine, i valori dello

equilibrio di tensione di riferimento (in generale, imposto dall'utente) e della sua derivata prima nel tempo. In uscita è fornito il valore della componente di asse q di spazio 5 di corrente da inseguire al fine di correggere la tensione sui *bus DC*. Di seguito, viene riportato il relativo codice Matlab.

```
function i5_q = bilanciamento_C(i1_q, Vdc, w, e, delta_Vcrif,
d_dt_delta_Vcrif)
% Implementazione derivata di e posta pari ad un andamento
esponenziale decrescente
% Definizione costanti
S = (4*(e - delta_Vcrif))/(Vdc^2 - e^2 + 2*delta_Vcrif*e -
delta_Vcrif^2); % costante S
V = (4*Vdc)/(Vdc^2 - e^2 + 2*delta_Vcrif*e - delta_Vcrif^2); %
costante V
% variazione costante di tempo in funzione della velocità
tau_rated=1e-3;
tau_standstill=1e-2;
wm_rated=2*pi*50/p;
tau=tau_standstill+(tau_rated-
tau_standstill)*abs(wm)/wm_rated;
% Risoluzione equazione di 2° grado nella variabile i5q
a = (3*Rs*S)/(2*C);
b = -(K*wm + 3*Rs*iq1)*V/C;
c = e/tau + d_dt_delta_Vcrif + K*wm*i1_q*S/C +
3*Rs*(i1_q^2)*S/(2*C);
discriminante = b^2 - 4*a*c;
if (discriminante == 0)
    i5_q = -b/(2*a);
elseif (discriminante > 0)
    iq5_1 = (-b -real(sqrt(complex(discriminante))))/(2*a);
    iq5_2 = (-b +real(sqrt(complex(discriminante))))/(2*a);
    if (b >= 0)
        i5_q = iq5_2;
    else
        i5_q = iq5_1;
    end
else % discriminante < 0 si impone b^2 - 4*a*c = 0
    tau = 4*a*e/(b^2 - 4*a*(K*wm*i1_q*S/C + 3*Rs*(i1_q^2)*S/(2*C))
- 4*a*d_dt_delta_Vcrif);
    if (tau < 0)
        i5_q = 0;
    else
        i5_q = -b/(2*a);
    end
end
if (i5_q >= +10) % limitazione di circolazione della corrente di
spazio 5
    i5_q = 10;
elseif (i5_q <= -10)
    i5_q = -10;
end
end
```

In uscita dal blocco *Alimentazione* vi sono anche le tensioni dei condensatori effettivamente misurate istante per istante. Quest'ultime sono fondamentali per la sintesi dei segnali modulanti dei rami degli inverter. In Figura 5.11 è mostrato lo schema del principio di funzionamento di un modulatore PWM, con implementata la strategia di modulazione *7 intervalli simmetrica*.

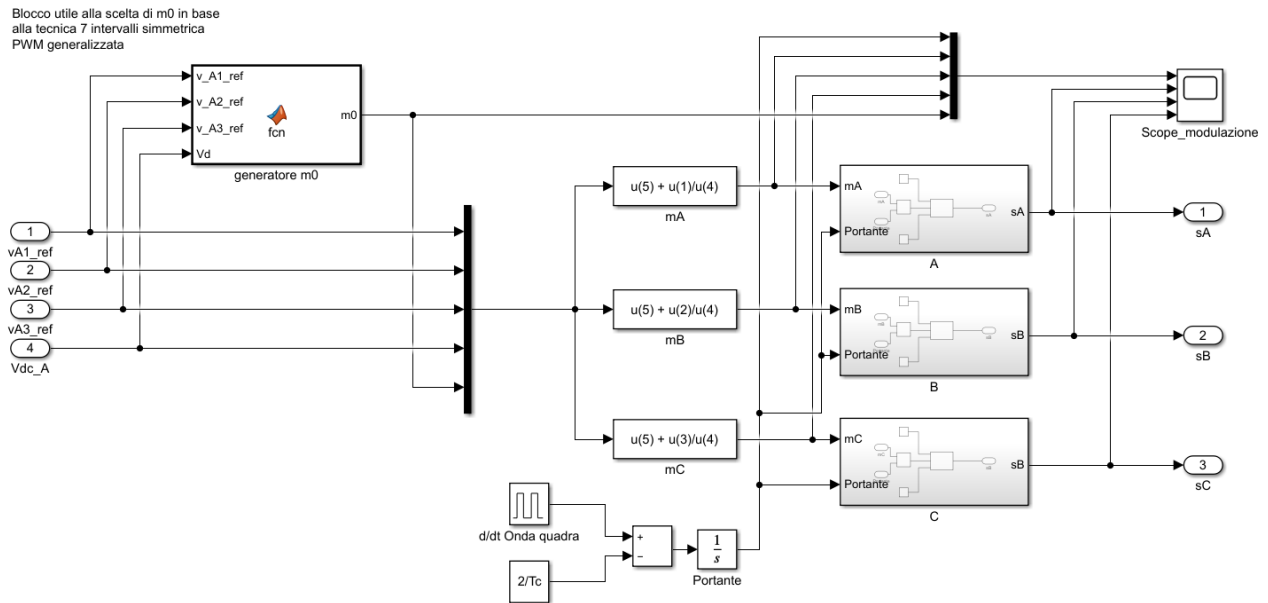


Figura 5.11: Modulatore PWM con strategia 7 intervalli simmetrica.

Di seguito, è riportato il codice Matlab utilizzato per la generazione, secondo la strategia di modulazione scelta, dell'opportuno valore dell'offset m_0 .

```
function m0 = fcn(v_A1_ref, v_A2_ref, v_A3_ref, Vd)
% implementazione 7 intervalli simmetrica
rapporto_A1 = v_A1_ref/Vd;
rapporto_A2 = v_A2_ref/Vd;
rapporto_A3 = v_A3_ref/Vd;
if (rapporto_A1 > rapporto_A2)
    if (rapporto_A1 > rapporto_A3)
        if (rapporto_A2 > rapporto_A3)
            max = rapporto_A1;
            min = rapporto_A3;
        else
            max = rapporto_A1;
            min = rapporto_A2;
        end
    else
        max = rapporto_A3;
        min = rapporto_A2;
    end
else
    if (rapporto_A2 > rapporto_A3)
        if (rapporto_A1 > rapporto_A3)

```

```

        max = rapporto_A2;
        min = rapporto_A3;
    else
        max = rapporto_A2;
        min = rapporto_A1;
    end
else
    max = rapporto_A3;
    min = rapporto_A1;
end
end
m0 = 0.5*(1 - min - max);
end

```

Le funzioni di commutazione dei singoli rami dell'inverter si ottengono dall'intersezione dei singoli segnali modulanti con una portante triangolare opportunamente limitata, generata andando ad integrare una forma d'onda quadra. In Figura 5.12 è mostrato il principio utile ad ottenere la legge di commutazione del generico ramo A, inserito nel sottoblocco A presente in Figura 5.11.

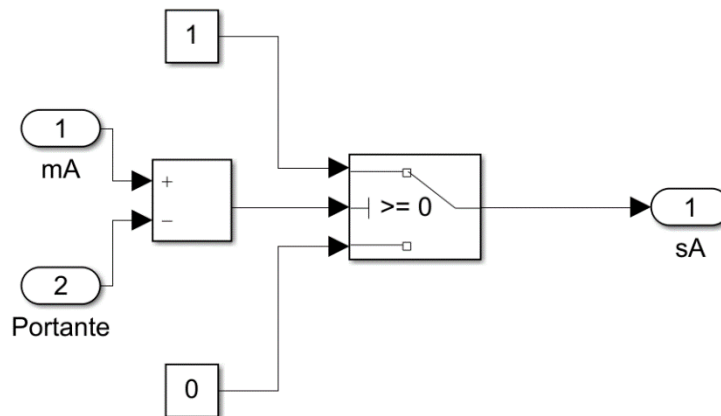


Figura 5.12: Determinazione della legge di commutazione per l'inverter a due livelli.

Le funzioni di commutazione generate dai blocchi modulatori sono fornite in ingresso ai due blocchi contenenti i circuiti elettrici degli inverter trifase. In Figura 5.13 sono mostrate le due strutture di conversione statica, una per la terna A e una per la terna B, assieme ai rispettivi sistemi di misura.

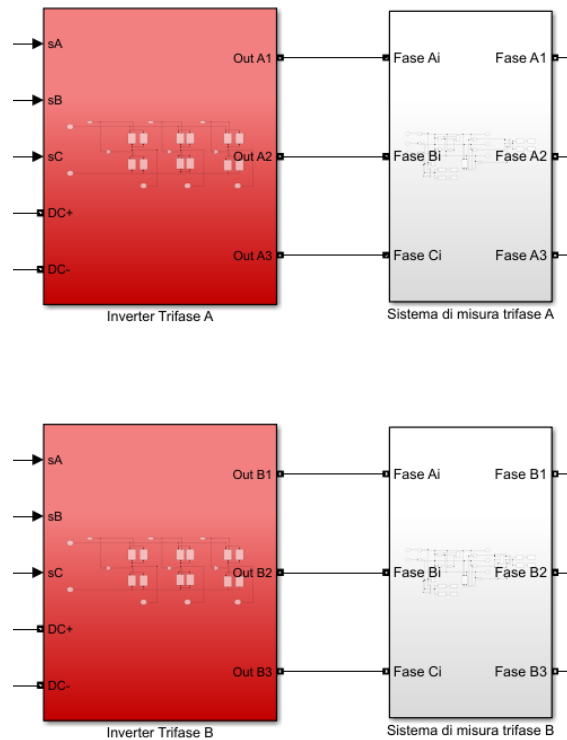


Figura 5.13: Blocchi dei due inverter trifase con relativi sistemi di misura.

Nella Figura 5.14 è mostrato in maniera dettagliata il circuito elettrico costituente l'inverter trifase VSI a due livelli per la terna di avvolgimenti A. Come si può notare, le tre coppie di interruttori (ciascuna per ogni ramo) sono comandate dalle corrispondenti leggi di commutazione.

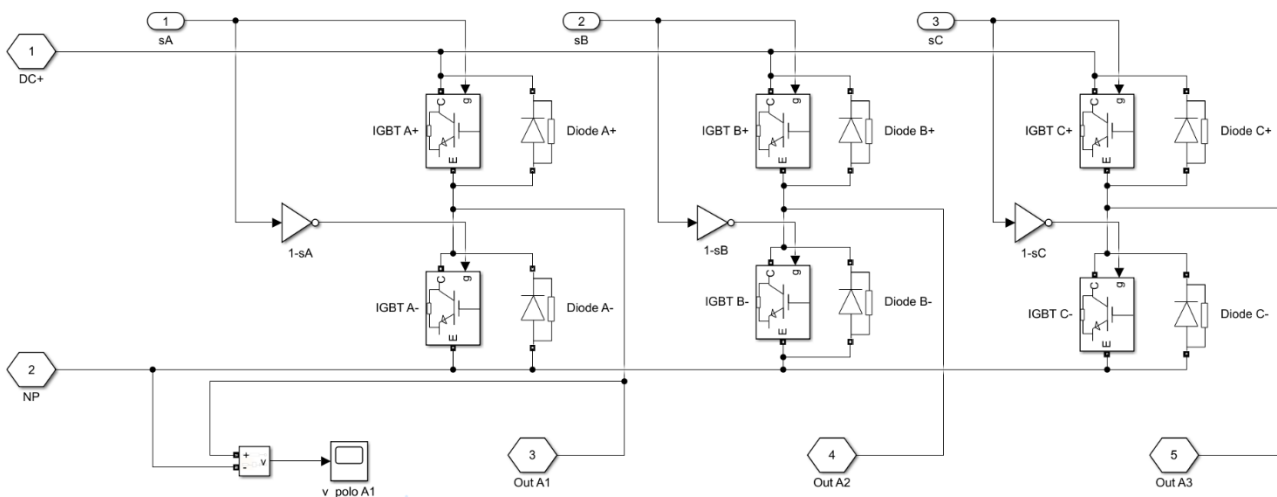


Figura 5.14: Implementazione Simulink dell'inverter trifase VSI a due livelli.

Il blocco *Sistema di misura trifase* è stato realizzato al fine di poter estrapolare gli andamenti nel tempo delle tensioni stellate di carico, delle tensioni concatenate (fase-fase) e delle correnti di uscita, ovvero quelle effettivamente circolanti negli avvolgimenti statorici. In Figura 5.15 ne è mostrato un possibile schema.

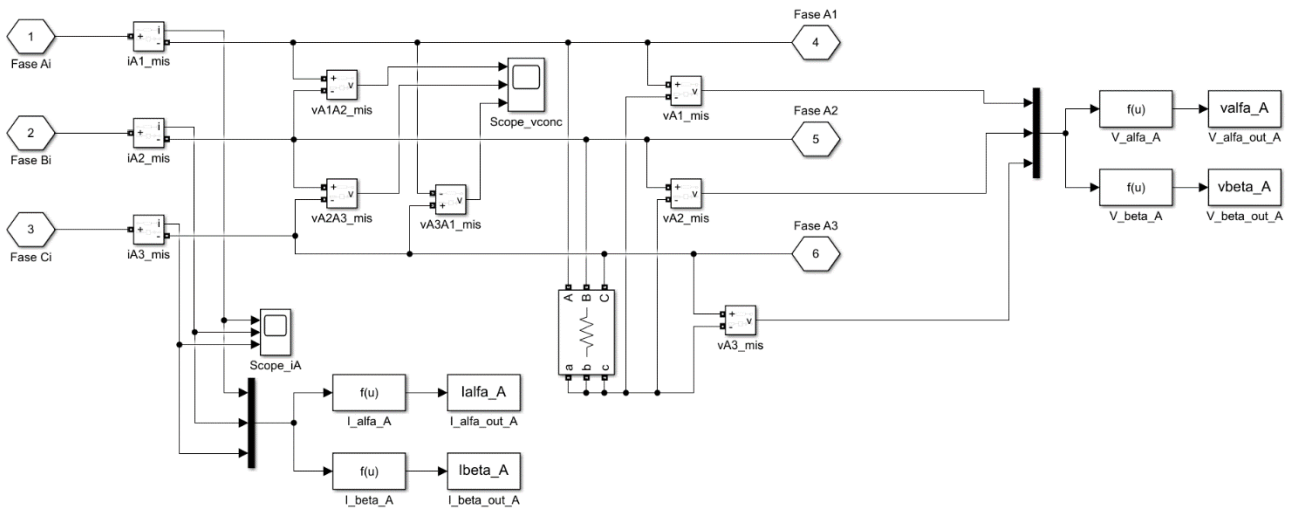


Figura 5.15: Possibile implementazione Simulink di un sistema di misura trifase.

I morsetti elettrici uscenti dai blocchi di misura sono direttamente collegati con i morsetti di accesso alla macchina *brushless*. La Figura 5.16 riporta la struttura degli avvolgimenti statorici: le due terne di bobine *A* e *B* sono collegate a stella in maniera indipendente, non consentendo la circolazione di un'eventuale corrente omopolare.

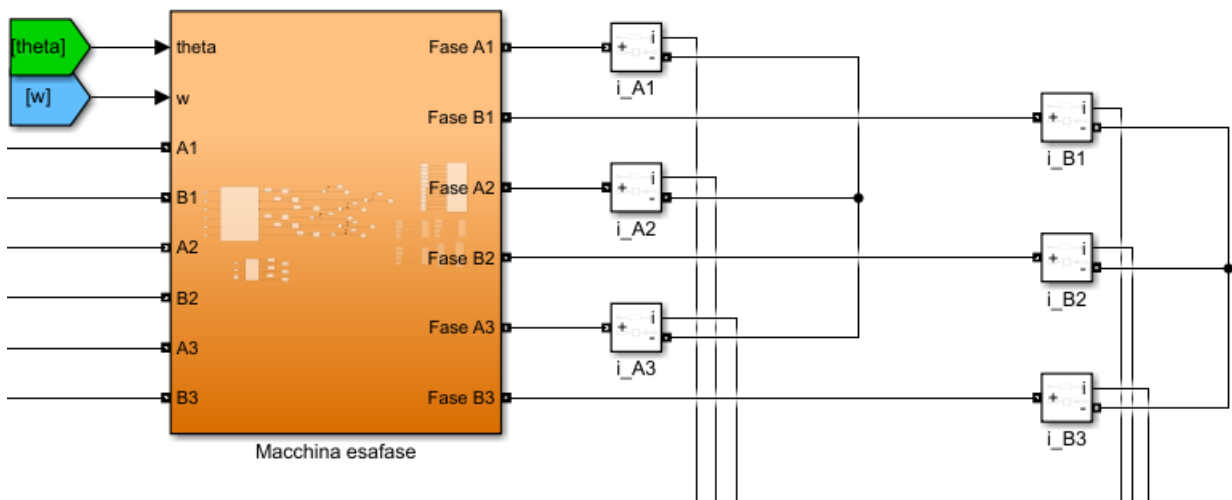


Figura 5.16: Blocco Simulink della macchina brushless esafase.

Il blocco prende in ingresso le grandezze ω e θ in quanto fondamentali per rappresentare le forze contro-elettromotrici dei magneti (*bemf*). In Figura 5.17 è raffigurato il modello di macchina, il quale, in generale, può essere rappresentato mediante una combinazione di matrici: una diagonale per le resistenze di fase ed una generica di induttanze mutualmente accoppiate. In serie a ciascun avvolgimento è presente un generatore di tensione pilotato che simula la corrispondente *bemf* indotta dai magneti rotorici.

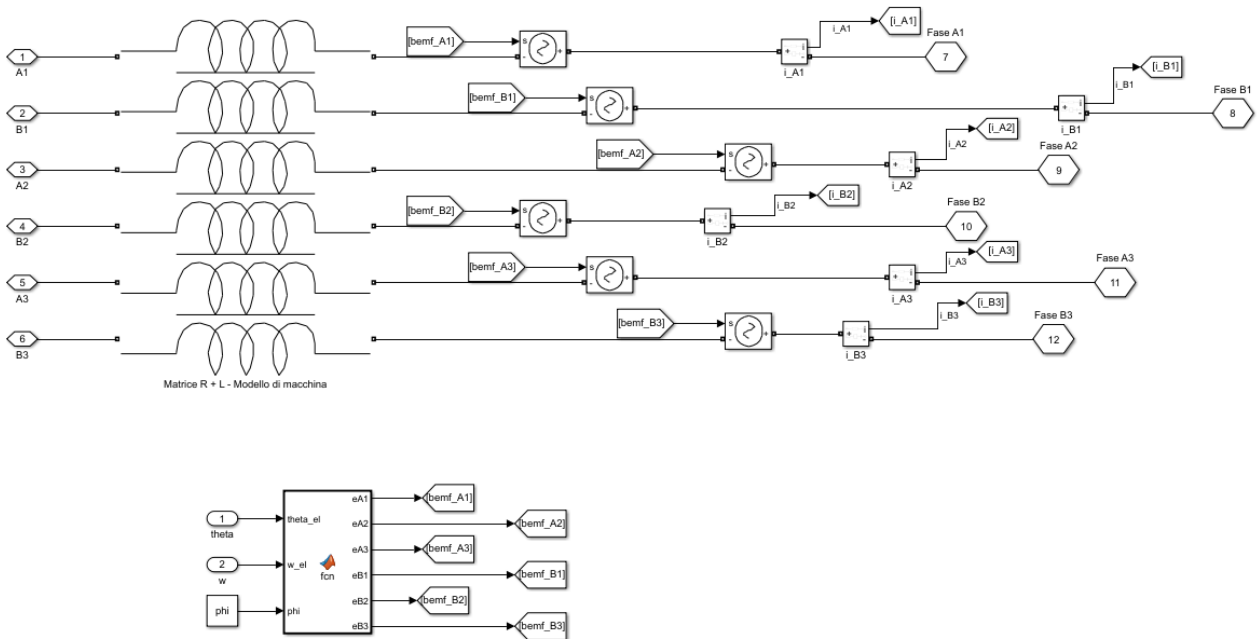


Figura 5.17: Implementazione circuitale della macchina brushless esafase.

Ciascuna *bemf* è modellizzata tenendo conto della struttura degli avvolgimenti statorici. A tal proposito, si è elaborata una *Matlab Function* in grado di generare le opportune forme d'onda sinusoidali sulla base del valore del flusso a vuoto ϕ indotto dai magneti, della velocità elettrica di rotazione ω e della posizione angolare elettrica del rotore θ . Di seguito ne viene riportato il codice Matlab.

```
function [eA1,eA2,eA3,eB1,eB2,eB3] = fcn(theta, w, phi)

eA1=w*phi*sin(theta);
eA2=w*phi*sin(theta-2*pi/3);
eA3=w*phi*sin(theta-4*pi/3);

eB1=w*phi*sin(theta-pi/6);
eB2=w*phi*sin(theta-2*pi/3-pi/6);
eB3=w*phi*sin(theta-4*pi/3-pi/6);

end
```

Infine, per chiudere il sistema in retroazione, le correnti di carico vengono misurate, convertite nelle corrispondenti grandezze spaziali mediante le *trasformazioni dirette di Clarke e Park*, e rese disponibili al sistema di controllo della corrente. Dalla componente q di spazio 1 è possibile calcolare la coppia elettromagnetica generata dalla macchina. In Figura 5.18 è mostrato l'insieme dei blocchi utili alla realizzazione delle trasformate dirette, mentre in Figura 5.19 ne è rappresentata l'implementazione in ambiente *Simulink*.

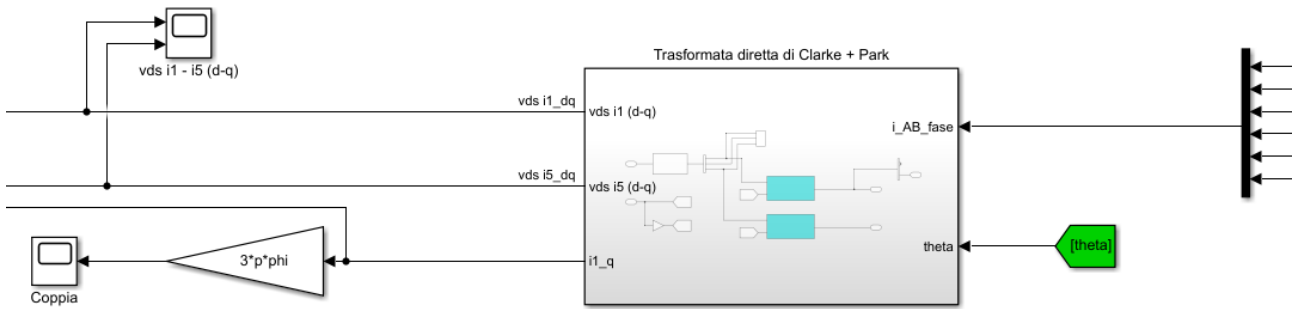


Figura 5.18: Blocco delle trasformate dirette di Clarke e Park.

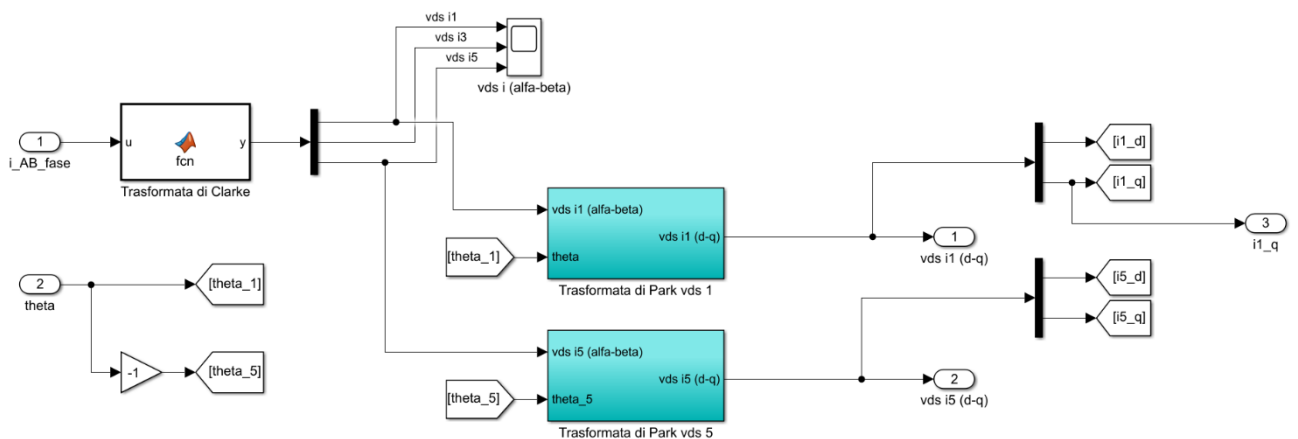


Figura 5.19: Implementazione delle trasformate dirette di Clarke e Park.

Le trasformate dirette di Clarke permettono di convertire le sei grandezze di fase nei tre vettori di spazio di interesse in un sistema di riferimento stazionario $\alpha\text{-}\beta$; in sostanza implementano la matrice C_{ϕ} . Anche in questo caso, si sono implementate mediante una *Matlab Function*, di cui il codice viene riportato di seguito.

```
function y = fcn(u)
% Trasformata di Clarke per ottenere 3 vettori di spazio i1, i3, i5
% a partire dalle 6 correnti di fase
n_fasi = 6; % numero fasi macchina
y = zeros(n_fasi,1); % inizializzazione del vettore uscita
alfa = exp(1i*pi/n_fasi); % definizione costante complessa alfa

for h = 1:2:n_fasi-1 % valori che può assumere h (1,3,5)
% definizione vettore di spazio sistema esafase
y_complesso = (2/n_fasi)*(u(1)*alfa^0 + u(2)*alfa^(h) +
u(3)*alfa^(h*4) + ...
u(4)*alfa^(h*5) + u(5)*alfa^(h*8) + u(6)*alfa^(h*9));

y(h) = real(y_complesso); % componente reale del vettore di spazio
y(h+1) = imag(y_complesso); % componente immaginaria del vettore di
spazio
end
```

La trasformata diretta di Park consiste nell'applicazione della matrice di rotazione diretta $T(\theta)$ introdotta dalla (3.23). In Figura 5.20 è mostrato lo schema utile ad ottenerla, valido per lo spazio 1. Per lo spazio 5 le considerazioni sono analoghe, cambia il segno dell'angolo elettrico.

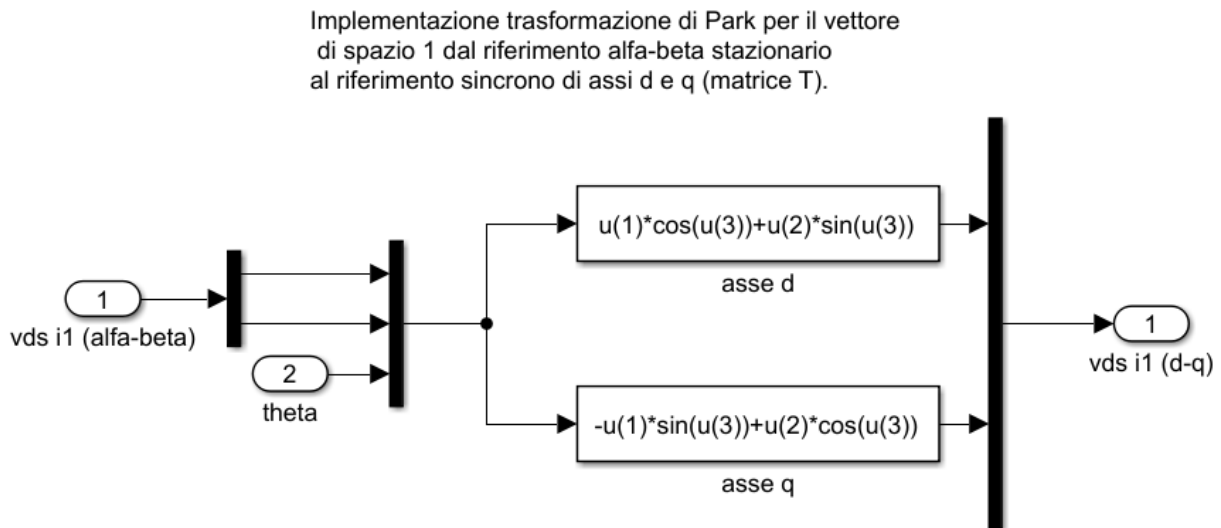


Figura 5.20: Implementazione Simulink della trasformata diretta di Park.

5.2 Modello Simulink dell'architettura multilivello

In Figura 5.21 è rappresentato il modello Simulink dell'azionamento multilivello.

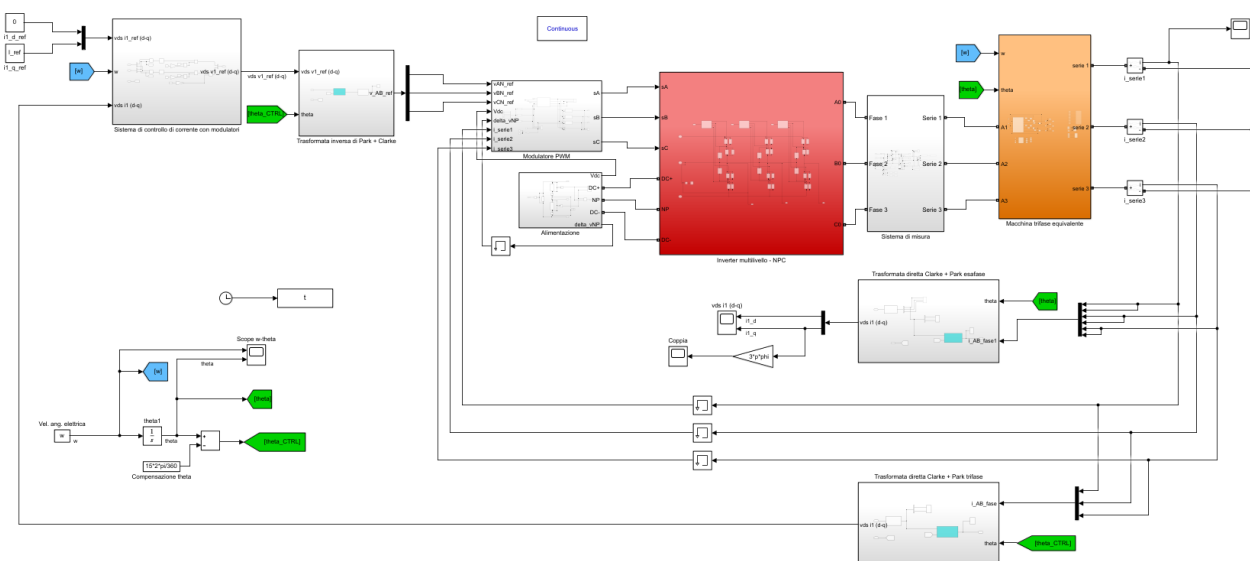


Figura 5.21: Modello Simulink dell'architettura multilivello.

Di seguito verranno descritti in maniera dettagliata tutti i blocchi dello schema appena introdotto. Anche in questo caso si considera la velocità angolare della macchina come una grandezza imposta, con la possibilità di poterne inseguire profili realistici in accordo con il funzionamento dell'azionamento stesso. In Figura 5.22 è mostrata la modalità di impostazione della velocità elettrica ω e, di conseguenza, della variabile elettrica θ' rappresentante la posizione angolare del rotore. A differenza dell'architettura multi-trifase, il sistema di riferimento rotante presenta l'asse d centrato con l'asse magnetico della fase A1-B1 (serie delle fasi A1 e B1), il quale è sfasato di 15° elettrici in ritardo rispetto a quello della fase A1. Si distinguono due tipi di angoli: θ' e θ (quest'ultimo in Figura 5.22 definito θ_{CTRL}). Il flusso magnetico dei magneti (presente lungo l'asse d) è centrato con la prima fase dell'avvolgimento A1-B1, quindi l'angolo θ' è quello necessario per stimare le $bemf$ ed andrà in ingresso al modello di macchina; θ , invece, è necessario per effettuare le giuste trasformazioni di Park, ottenuto eseguendo una compensazione angolare su θ' pari a 15° elettrici (paragrafo 3.4).

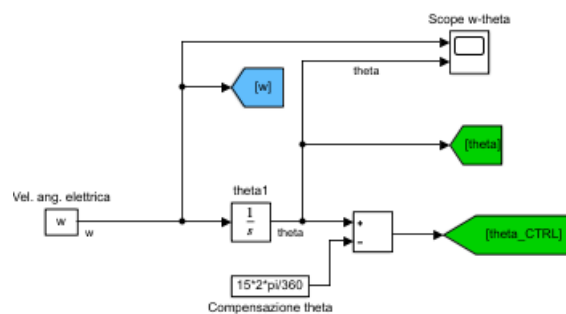


Figura 5.22: Modello per l'imposizione della velocità nell'architettura multilivello.

Il primo blocco dello schema, posizionato in alto a sinistra nella Figura 5.21, è quello riferito al sistema di controllo di corrente con modulatori, mostrato con maggior dettaglio in Figura 5.23. Tale blocco prende in ingresso i valori di riferimento delle componenti d - q del vettore di spazio 1 di corrente, i valori misurati delle componenti d - q del vettore di spazio 1 di corrente e la velocità elettrica di rotazione della macchina ω . In particolare, il valore di riferimento della componente di asse d viene settato a zero al fine di ottenere un controllo ad orientamento di campo, mentre il valore di riferimento della componente di asse q di spazio 1 (I_{ref}) è, in generale, scelto dall'utente secondo le prestazioni, in termini di coppia, che si vogliono perseguire. In uscita sono presenti le componenti d - q del vettore di spazio 1 delle tensioni di riferimento che l'inverter multilivello di tipo *Neutral Point Clamped* (NPC) dovrà sintetizzare.

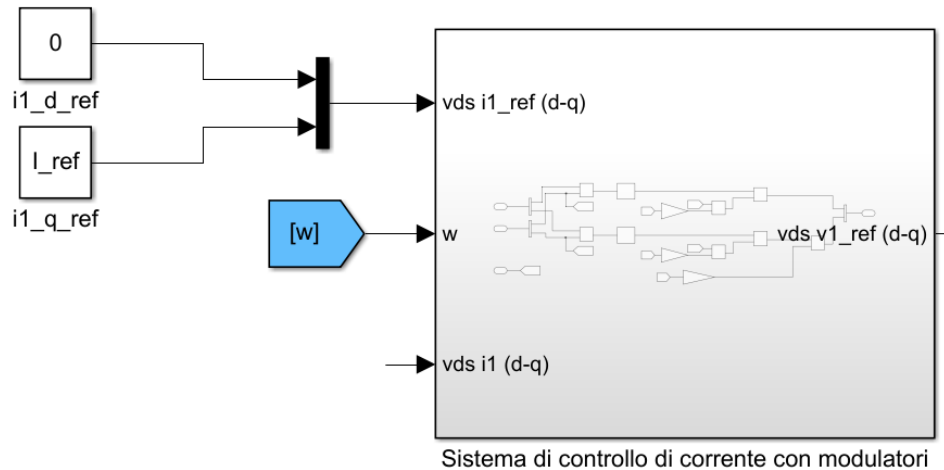


Figura 5.23: Blocco del sistema di controllo della corrente riferito all'architettura multilivello.

All'interno del blocco sono implementati i concetti utili alla regolazione della corrente, descritti ed approfonditi nel paragrafo 3.4. Nella Figura 5.24 sono mostrate le elaborazioni matematiche volte ad ottenere le tensioni di riferimento; in particolare, sono presenti i due regolatori *PI* (ciascuno per ogni componente) e le opportune compensazioni, sia delle forze elettromotrici dinamiche sia delle forze contro-elettromotrici offerte dai magneti permanenti.

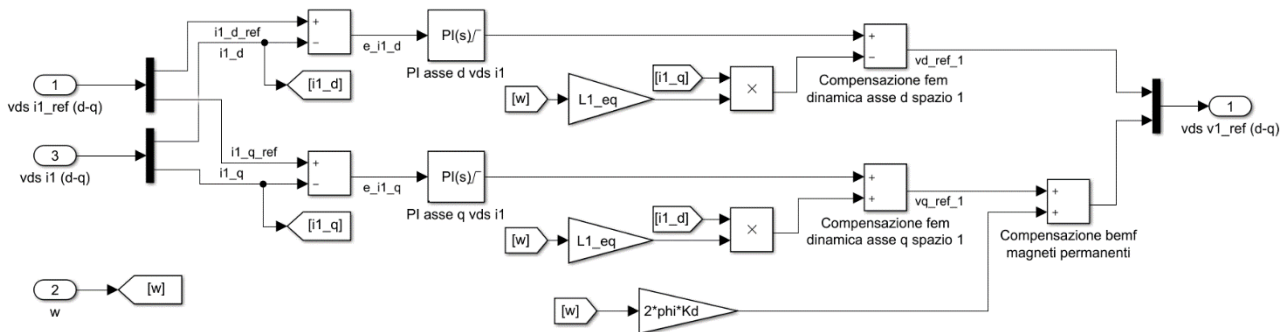


Figura 5.24: Regolazione della corrente applicata dal sistema di controllo in ambito multilivello.

In uscita dal blocco *Sistema di controllo di corrente con modulatori* si ha il vettore di spazio 1 delle tensioni di riferimento. Al fine di poter essere recepito dai modulatori, tale grandezza viene convertita nelle tre tensioni stellate di riferimento mediante le *trasformate inverse di Park e di Clarke*. In Figura 5.25 è mostrato il blocco riferito alle trasformate inverse di Park e Clarke.

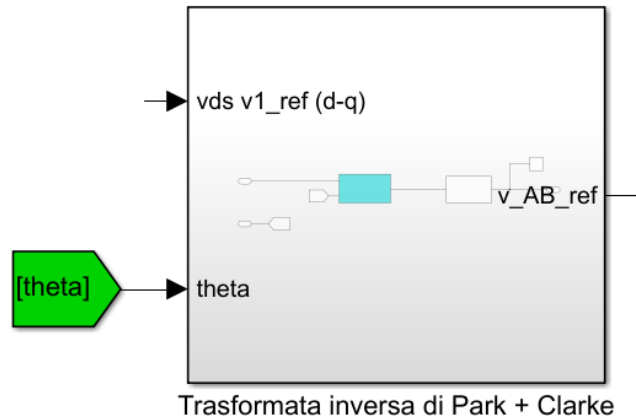


Figura 5.25: Blocco delle trasformate inverse di Park e Clarke.

In Figura 5.26 è riportata l'implementazione in ambiente *Simulink* delle operazioni matematiche che le due trasformate inverse prevedono.

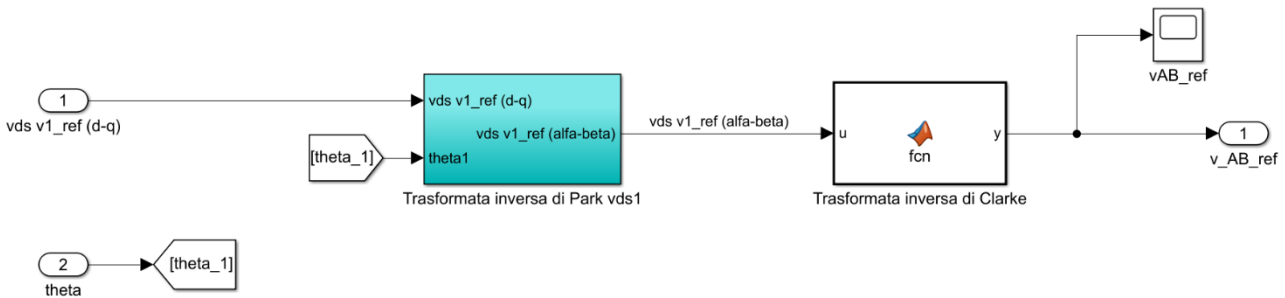


Figura 5.26: Implementazione Simulink delle trasformate inverse di Park e Clarke.

Il sottoblocco *Trasformata inversa di Park vds1* implementa la matrice di rotazione inversa $T^{-1}(\theta)$ ed è analogo a quella utilizzato nell'architettura multi-trifase.

Per la trasformazione inversa di Clarke, si è utilizzata una *Matlab Function* che, in generale, trasforma il vettore di spazio di riferimento descritto nel riferimento stazionario $\alpha\text{-}\beta$ nelle tre grandezze di fase di tensione di riferimento. In sostanza, implementa la matrice $[C_{3ph}]^{-1}$. Il codice Matlab della funzione viene riportato di seguito.

```
function y = fcn(u)
% Trasformata inversa di Clarke per ottenere 3 tensioni di fase di
% riferimento a partire dal vettore di spazio v1
y = zeros(3,1); % inizializzazione del vettore uscita
alfa = exp(1i*2*pi/3); % definizione costante complessa alfa

% antitrasformata del vettore di spazio sistema trifase
y(1) = real (u(1)+1i*u(2));
y(2) = real ((u(1)+1i*u(2)) * (alfa^2));
y(3) = real ((u(1)+1i*u(2)) * (alfa));
end
```

In Figura 5.27 sono presenti i blocchi *Modulatore PWM* e *Alimentazione* del sistema.

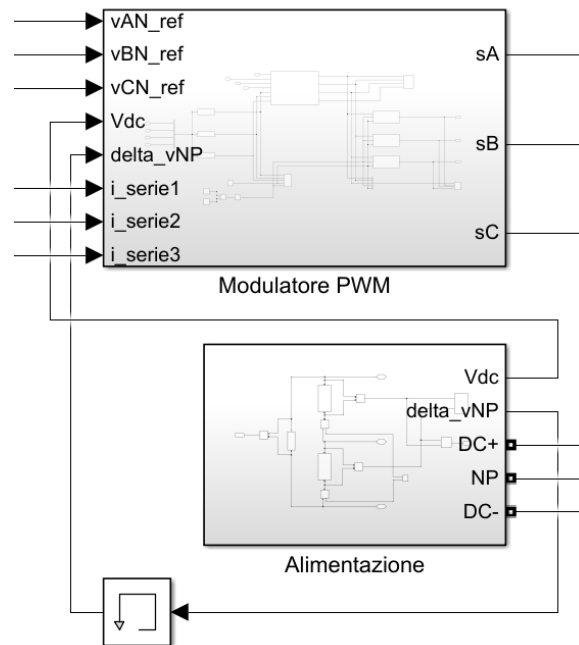


Figura 5.27: Blocchi di Alimentazione e Modulazione.

Il blocco *Alimentazione* è mostrato in Figura 5.28: contiene la sorgente di tensione in continua (V_{dc}) e i due *bus DC* (denominati C_A e C_B) posti a monte del convertitore.

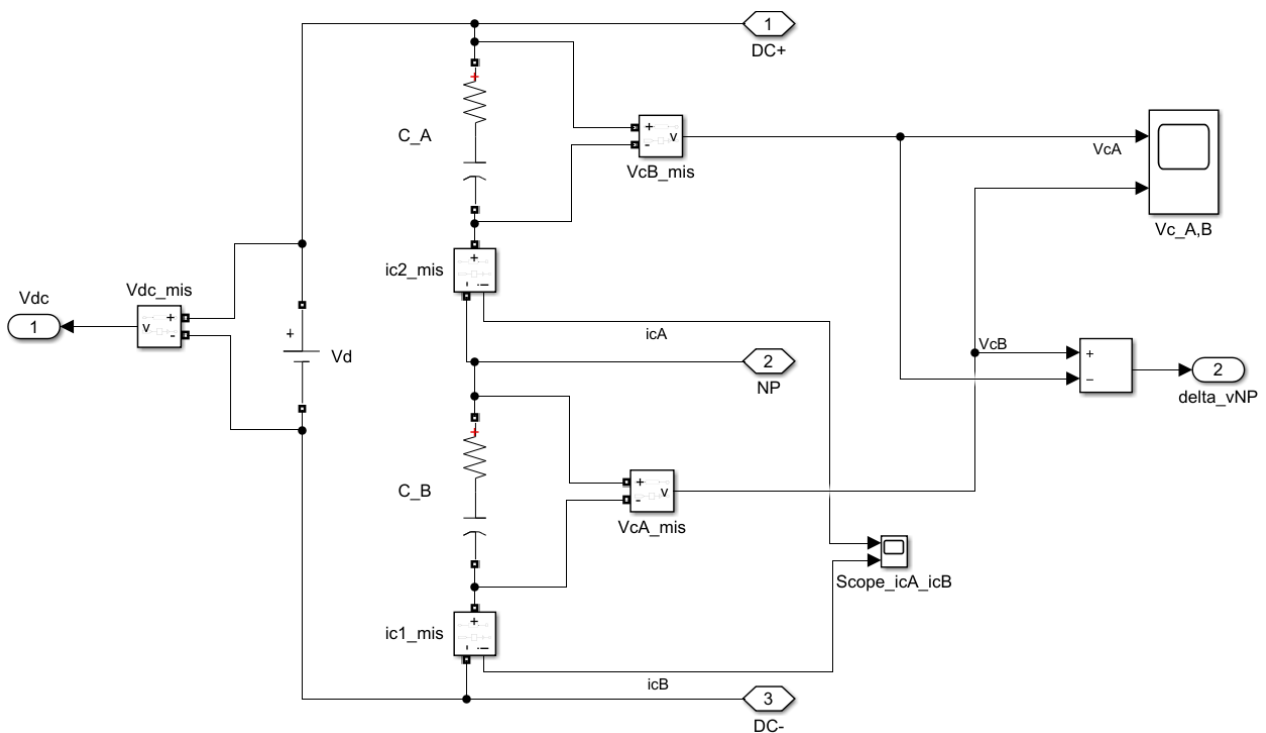


Figura 5.28: Implementazione del circuito di alimentazione multivlivello.

In Figura 5.29 è mostrato lo schema del principio di funzionamento di un modulatore PWM, con implementata la strategia di modulazione volta a mantenere bilanciati i condensatori dell'inverter NPC. Sapendo le tre correnti di carico, lo squilibrio di tensione sui *bus DC* e le tre modulanti calcolate a partire dalle tensioni stellate di riferimento, la *Matlab Function* "bilanciamento_busDC" calcola l'opportuno valore di offset m_0 da sommare alle modulanti di ramo al fine di riequilibrare la tensione nel punto neutro *NP* (secondo quanto visto nel paragrafo 4.2).

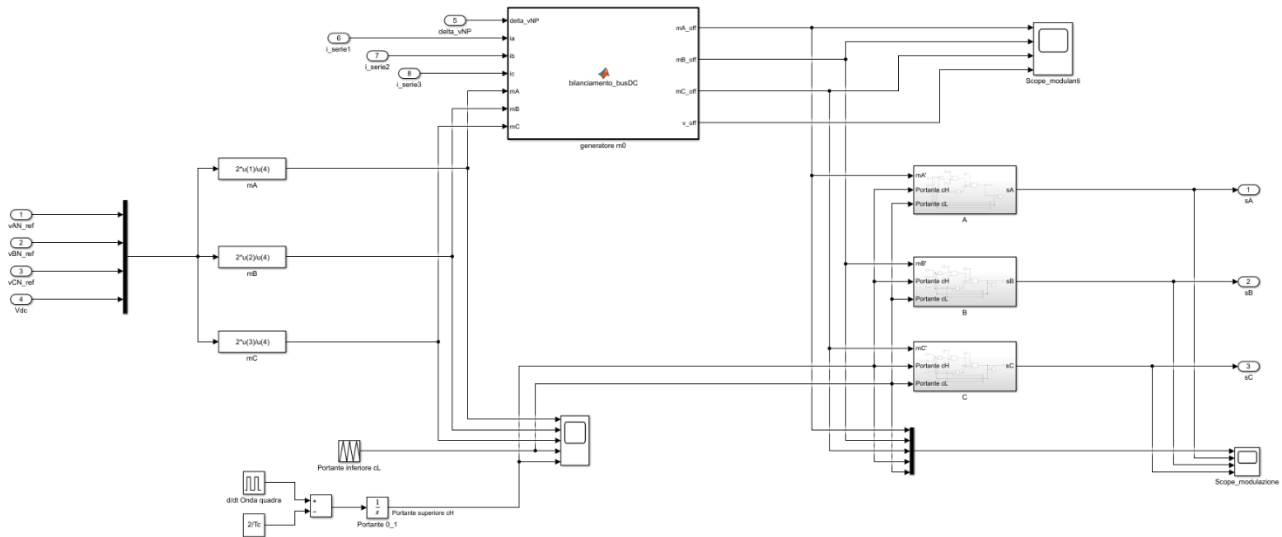


Figura 5.29: Implementazione del modulatore PWM progettato ai fini del bilanciamento dei bus DC.

Di seguito, è riportato il codice Matlab utilizzato per la generazione dell'opportuno valore di offset m_0 (nell'algorithm indicato come v_off).

```
function [mA_off, mB_off, mC_off, v_off] =
bilanciamento_busDC(delta_vNP, ia, ib, ic, mA, mB, mC)
% Algoritmo di bilanciamento tensione ai capi dei bus DC in ingresso
% NPC con scelta opportuna del valore di offset da aggiungere alle
% 3 modulanti sulla base della modulazione PWM generalizzata
alfa = exp(1i*2*pi/3); % definizione costante complessa alfa
% Vettore di spazio delle modulanti
m_vds = (2/3)*(mA + mB*alfa + mC*alfa^2);
% Componenti alfa e beta del vds delle modulanti utile per vedere
% in che regione del settore mi trovo
m_alpha = real(m_vds);
m_beta = imag(m_vds);
% Definizione variabile settore
if (mA >= mB)
    if (mB >= mC)
        settore = 1;
    else
        if (mA >= mC)
            settore = 6;
        else
            settore = 5;
        end
    end
end
```



```

        end
    end
else
    if (mB >= mC)
        if (mA >= mC)
            settore = 2;
        else
            settore = 3;
        end
    else
        settore = 4;
    end
end
if (settore == 1)
    if (delta_vNP*ia > 0)
        if (delta_vNP*ic > 0)
            if (mB > 0)
                v_off = 1-mA;
            else
                v_off = -1-mC;
            end
        else
            v_off = -1-mC;
        end
    else
        if (delta_vNP*ic > 0)
            v_off = 1-mA;
        else
            if ((m_beta < 2/3* sin(pi/3)) && ((-m_alpha*sqrt(3) +
m_beta) > -4/3* sin(pi/3)))
                v_off = -mB;
            else
                if (mB > 0) %% region 1
                    v_off = 1-mA;
                else %% region 3
                    v_off = -1-mC;
                end
            end
        end
    end
end
end

elseif (settore == 2)
    if (delta_vNP*ib > 0)
        if (delta_vNP*ic > 0)
            if (mA > 0)
                v_off = 1-mB;
            else
                v_off = -1-mC;
            end
        else
            v_off = -1-mC;
        end
    end
end

```

```

else
    if (delta_vNP*ic > 0)
        v_off = 1-mB;
    else
        if ((m_beta + m_alpha*sqrt(3)) < 4/3* sin(pi/3)) &&
((m_beta - m_alpha*sqrt(3)) < 4/3* sin(pi/3))
            v_off = -mA;
        else
            if (mA > 0) %% region 1
                v_off = 1-mB;
            else %% region 3
                v_off = -1-mC;
            end
        end
    end
end
end

elseif (setto == 3)
    if (delta_vNP*ib > 0)
        if (delta_vNP*ia > 0)
            if (mC > 0)
                v_off = 1-mB;
            else
                v_off = -1-mA;
            end
        else
            v_off = -1-mA;
        end
    else
        if (delta_vNP*ia > 0)
            v_off = 1-mB;
        else
            if ((m_beta < 2/3* sin(pi/3)) && ((m_beta +
m_alpha*sqrt(3)) > -4/3* sin(pi/3)))
                v_off = -mC;
            else
                if (mC > 0) %% region 1
                    v_off = 1-mB;
                else %% region 3
                    v_off = -1-mA;
                end
            end
        end
    end
end

elseif (setto == 4)
    if (delta_vNP*ia > 0)
        if (delta_vNP*ic > 0)
            if (mB > 0)
                v_off = 1-mC;
            else
                v_off = -1-mA;
            end
        end
    end
end

```

```

        end
    else
        v_off = 1-mC;
    end
else
    if (delta_vNP*ic > 0)
        v_off = -1-mA;
    else
        if ((m_beta > -2/3* sin(pi/3)) && ((m_beta -
m_alpha*sqrt(3)) < 4/3* sin(pi/3)))
            v_off = -mB;
        else
            if (mB > 0) %% region 1
                v_off = 1-mC;
            else %% region 3
                v_off = -1-mA;
            end
        end
    end
end
end

elseif (setto == 5)
    if (delta_vNP*ib > 0)
        if (delta_vNP*ic > 0)
            if (mA > 0)
                v_off = 1-mC;
            else
                v_off = -1-mB;
            end
        else
            v_off = 1-mC;
        end
    else
        if (delta_vNP*ic > 0)
            v_off = -1-mB;
        else
            if ((m_beta - m_alpha*sqrt(3)) > -4/3* sin(pi/3)) &&
((m_beta + m_alpha*sqrt(3)) > -4/3* sin(pi/3))
                v_off = -mA;
            else
                if (mA > 0) %% region 1
                    v_off = 1-mC;
                else %% region 3
                    v_off = -1-mB;
                end
            end
        end
    end
end

else
    if (delta_vNP*ib > 0)
        if (delta_vNP*ia > 0)

```

```

        if (mC > 0)
            v_off = 1-mA;
        else
            v_off = -1-mB;
        end
    else
        v_off = 1-mA;
    end
else
    if (delta_vNP*ia > 0)
        v_off = -1-mB;
    else
        if ((m_beta > -2/3* sin(pi/3)) && ((m_beta +
m_alpha*sqrt(3)) < 4/3* sin(pi/3)))
            v_off = -mC;
        else
            if (mC>0) %% region 1
                v_off = 1-mA;
            else %% region 3
                v_off = -1-mB;
            end
        end
    end
end
end
end
mA_off = mA + v_off;
mB_off = mB + v_off;
mC_off = mC + v_off;

if (mA_off > 1)
    mA_off = 1;
elseif (mA_off < -1)
    mA_off = -1;
end
if (mB_off > 1)
    mB_off = 1;
elseif (mB_off < -1)
    mB_off = -1;
end
if (mC_off > 1)
    mC_off = 1;
elseif (mC_off < -1)
    mC_off = -1;
end
end
end

```

Le funzioni di commutazione dei singoli rami dell'inverter si ottengono dall'intersezione dei singoli segnali modulanti con le due portanti triangolari. In Figura 5.30 è mostrato il principio utile ad ottenere la legge di commutazione del generico ramo A, inserito nel sottoblocco A presente in Figura 5.29.

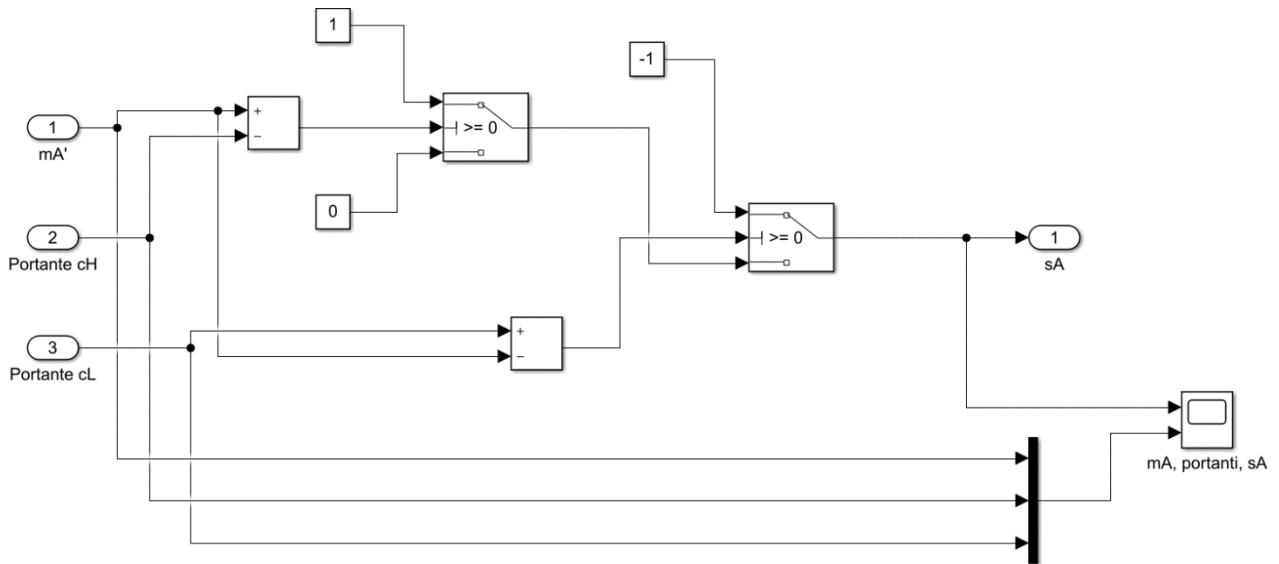


Figura 5.30: Determinazione della legge di commutazione secondo la tecnica PWM multiportante PD.

Le funzioni di commutazione generate dal blocco modulatore sono fornite in ingresso al blocco contenente il circuito elettrico dell'inverter trifase VSI a tre livelli. In Figura 5.31 è mostrata la struttura di conversione statica assieme al rispettivo sistema di misura.

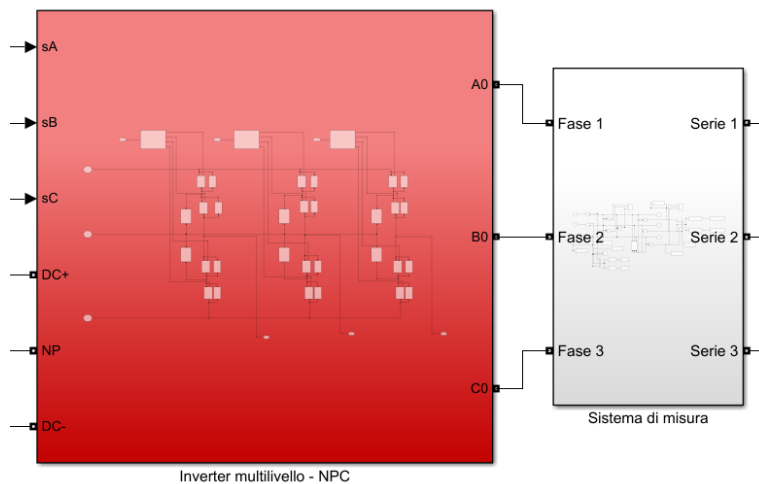


Figura 5.31: Blocco Simulink dell'inverter NPC e del relativo sistema di misura.

Nella Figura 5.32 è mostrato in maniera dettagliata il circuito elettrico costituente l'inverter trifase VSI a tre livelli. Gli interruttori presenti in ciascun ramo sono pilotati a seconda del valore che la funzione di commutazione assume in un determinato istante; per questo motivo, al fine di comandare correttamente l'accensione e lo spegnimento di ogni dispositivo elettronico di potenza, si sono utilizzate tre *Matlab Function*, una per ogni ramo.

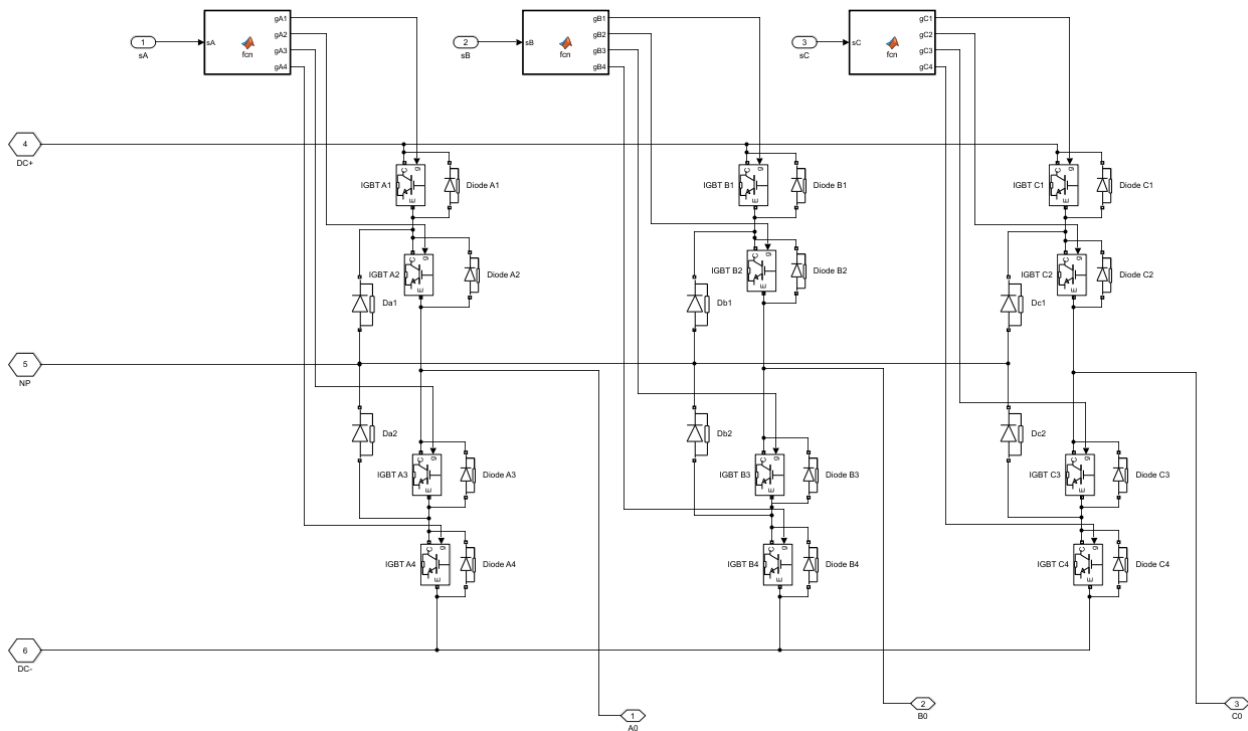


Figura 5.32: Implementazione Simulink dell'inverter trifase VSI a tre livelli di tipo NPC.

Il codice Matlab valido per il pilotaggio del ramo A è riportato di seguito. Per i restanti rami, le funzioni sono identiche, cambia solo la legge di commutazione in ingresso.

```
function [gA1, gA2, gA3, gA4] = fcn(sA)
if (sA == 1)
    gA1 = 1;
    gA2 = 1;
    gA3 = 0;
    gA4 = 0;
elseif (sA == 0)
    gA1 = 0;
    gA2 = 1;
    gA3 = 1;
    gA4 = 0;
else
    gA1 = 0;
    gA2 = 0;
    gA3 = 1;
    gA4 = 1;
end
end
```

Il blocco *Sistema di misura* è analogo a quello utilizzato nello schema multi-trifase.

I morsetti elettrici uscenti dai blocchi di misura sono direttamente collegati con i morsetti di accesso alla macchina *brushless*. La Figura 5.33 riporta la struttura degli avvolgimenti statorici: il sistema trifase, ottenuto collegando in serie le bobine limitrofe delle due terne A e B, è collegato a stella, non consentendo la circolazione di un'eventuale corrente omopolare sul carico.

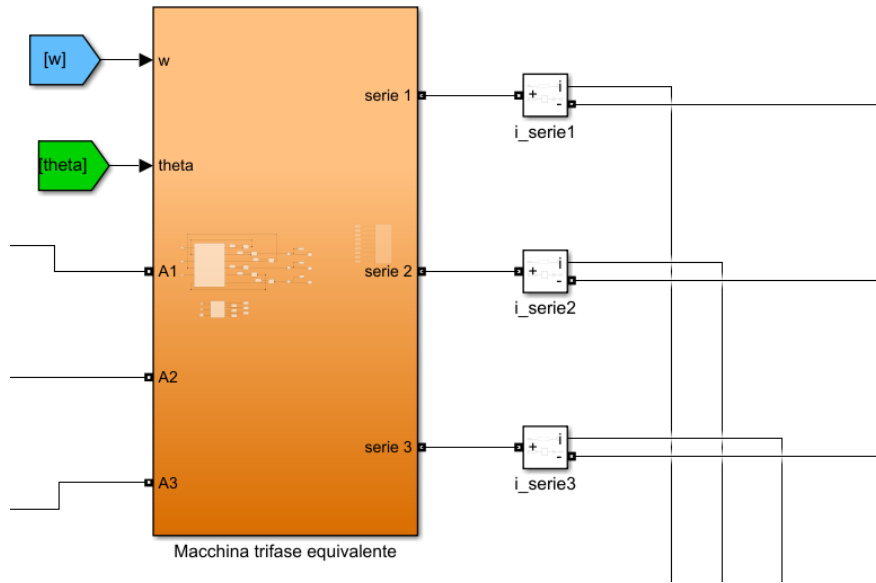


Figura 5.33: Blocco Simulink della macchina brushless trifase.

Il blocco prende in ingresso le grandezze ω e θ in quanto fondamentali per rappresentare le forze contro-elettromotrici dei magneti. In Figura 5.34 è raffigurato il modello di macchina, che è lo stesso utilizzato per simulare la macchina in configurazione a doppia terna. Dunque, anche in questo caso, è rappresentato mediante una combinazione di matrici: una diagonale per le resistenze di fase ed una generica di induttanze mutualmente accoppiate. In serie a ciascun avvolgimento è presente un generatore di tensione pilotato che simula la corrispondente *bemf* indotta dai magneti rotorici. Per riportarsi alla configurazione trifase equivalente, la fase della terna *B* viene posta in serie con la più vicina fase della terna *A*, come è mostrato in Figura 5.34.

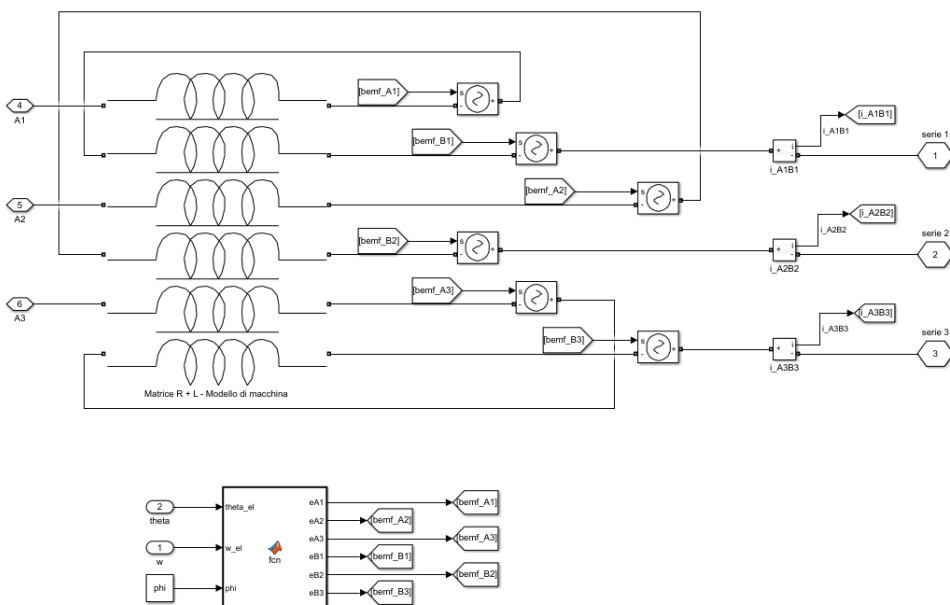


Figura 5.34: Implementazione circuitale della macchina brushless in configurazione trifase equivalente.

Per quanto riguarda le *bemf*, anch'esse sono modellizzate in maniera analoga a quanto fatto nell'architettura multi-trifase.

Infine, per chiudere il sistema in retroazione, le correnti di carico vengono misurate, convertite nell'unica grandezza spaziale, mediante le *trasformazioni dirette di Clarke e Park trifase*, per essere rese disponibili al sistema di controllo della corrente. Inoltre, è inserito uno schema a blocchi uguale a quello per l'architettura multi-trifase, che permette di eseguire le *trasformate dirette di Clarke e Park* per sistemi esafase, tenendo conto delle (3.81). Ciò è implementato affinché sia possibile calcolare dalla componente *q* di spazio 1 la coppia elettromagnetica generata dalla macchina in maniera analoga al caso multi-trifase, potendo così effettuare un confronto delle coppie erogate a pari corrente (e quindi a pari sollecitazione termica dei componenti). In Figura 5.35 è mostrato l'insieme dei blocchi riferiti alle trasformate dirette, mentre in Figura 5.36 ne è rappresentata l'implementazione in ambiente *Simulink*.

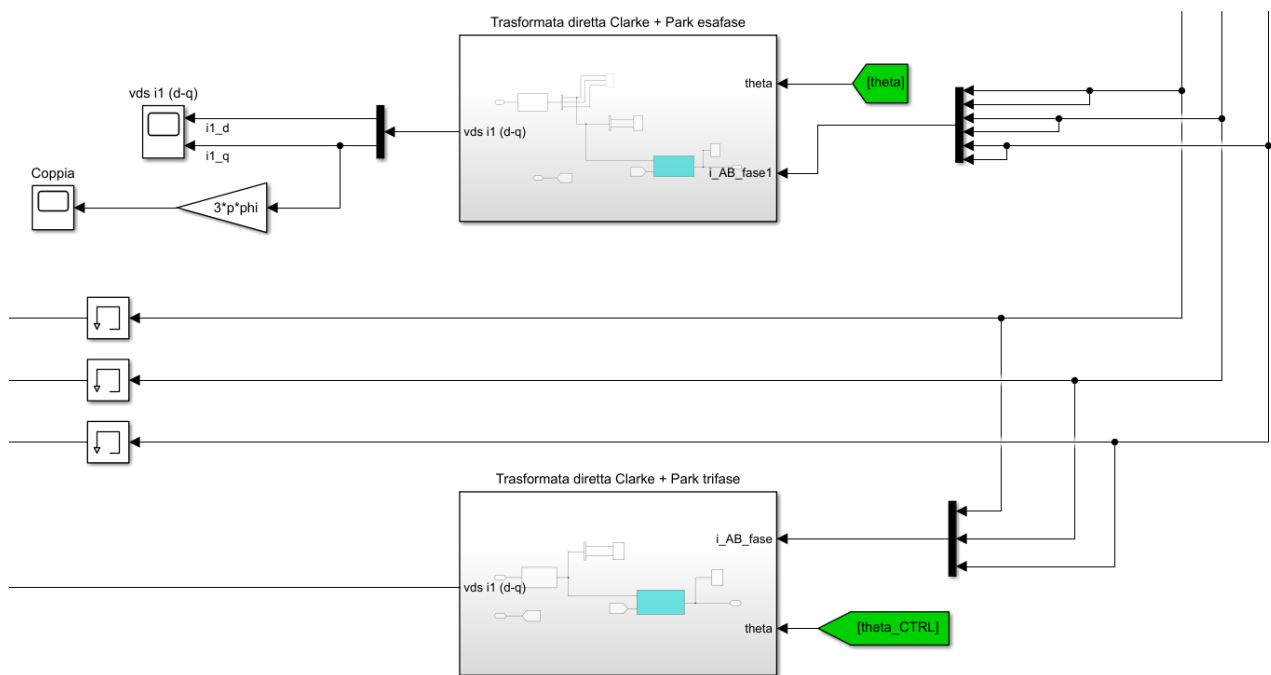


Figura 5.35: Blocco delle trasformate dirette di Clarke e Park.

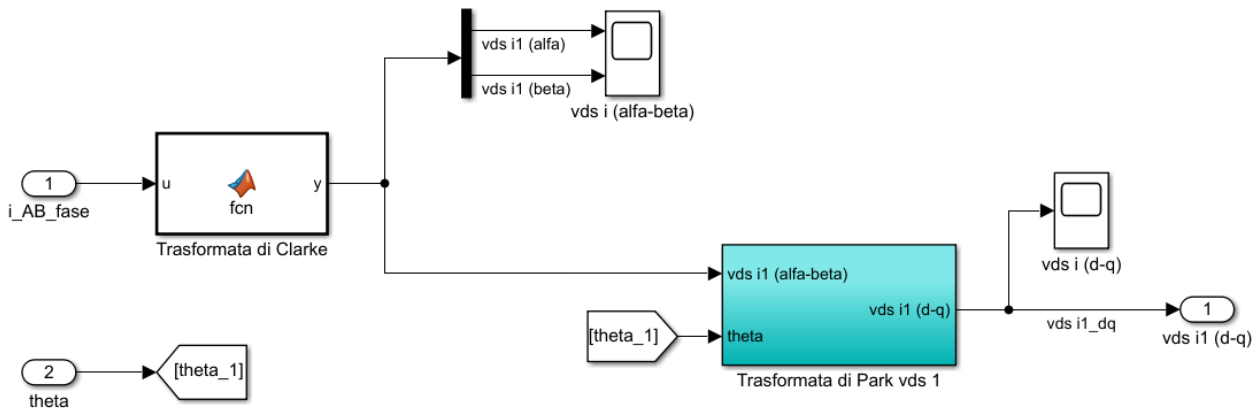


Figura 5.36: Implementazione delle trasformate dirette di Clarke e Park.

Le trasformate dirette di Clarke permettono di convertire le tre grandezze di fase nell'unico vettore di spazio di interesse in un sistema di riferimento stazionario α - β ; anche in questo caso, si sono implementate mediante una *Matlab Function*, di cui il codice viene riportato di seguito.

```
function y = fcn(u)
% Trasformata di Clarke per ottenere un vettore di spazio i1 a
% partire dalle 3 correnti di fase
y = zeros(2,1); % inizializzazione del vettore uscita
alfa = exp(1i*2*pi/3); % definizione costante complessa alfa

% definizione vettore di spazio sistema trifase
y_complesso = (2/3)*(u(1)*alfa^0 + u(2)*alfa + u(3)*alfa^(2));

y(1)=real(y_complesso); % componente reale del vettore di spazio
y(2)=imag(y_complesso); % componente immaginaria del vettore di
spazio
end
```

La trasformata diretta di Park consiste nell'applicazione della matrice di rotazione diretta $T(\theta)$, in maniera del tutto analoga a quanto visto nel paragrafo precedente.

CAPITOLO 6

Simulazioni

Nel seguente capitolo verranno mostrati i risultati delle simulazioni utili a confrontare, in termini di qualità delle tensioni stellate, correnti di carico e prestazioni di coppia, le due architetture di azionamento proposte. Nel primo paragrafo verranno definite le condizioni operative nominali degli azionamenti e i parametri costruttivi di macchina, successivamente verranno mostrate le prestazioni dei sistemi di controllo di corrente progettati. Nella seconda parte si analizzerà il comportamento degli algoritmi di bilanciamento delle tensioni sui bus DC proposti, per poi passare al confronto, sia in termini di grandezze elettriche sia in termini di prestazioni raggiunte, dei due azionamenti.

6.1 Dati di macchina e condizioni di funzionamento

Nella Tabella 6.1 sono riportate le condizioni di funzionamento nominali e le caratteristiche degli azionamenti presi in esame. Tramite un'analisi agli elementi finiti operata con il *software Flux Altair* su un prototipo di macchina *brushless* esafase con rotore a magneti permanenti superficiali, si sono ricavati i parametri elettrici (flusso dei magneti permanenti concatenato con le fasi statoriche e accoppiamenti di auto e mutua induzione tra gli avvolgimenti statorici) di interesse per la trattazione. La resistenza elettrica offerta da un singolo avvolgimento statorico (costituente la singola fase) vale:

$$R_s = 0.36 \, \Omega \quad (6.1)$$

Dalla (6.1) è possibile ottenere la matrice delle resistenze di fase di macchina espressa in *ohm* [Ω]:

$$[R_{6ph}] = \begin{bmatrix} 0.36 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.36 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.36 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.36 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.36 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.36 \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

La matrice delle induttanze di macchina, espressa in *Henry* [H], rappresentante gli accoppiamenti di auto e mutua induzione tra le varie fasi, comprensivi dei flussi dispersi, vale:

$$[M_{6ph}] = \begin{bmatrix} 2463 & 1554 & -740 & -1554 & -740 & 0 \\ 1554 & 2463 & 0 & -740 & -1554 & -740 \\ -740 & 0 & 2463 & 1554 & -740 & -1554 \\ -1554 & -740 & 1554 & 2463 & 0 & -740 \\ -740 & -1554 & -740 & 0 & 2463 & 1554 \\ 0 & -740 & -1554 & -740 & 1554 & 2463 \end{bmatrix} * 10^{-6} \quad (6.3)$$

Tabella 6.1: Caratteristiche e condizioni operative nominali degli azionamenti proposti.

Grandezza	Variabile	Valore	Unità di misura
Coppie polari di macchina	p	2	/
Numero di poli	poli	4	/
Velocità di rotazione nominale	n_{nom}	1500	rpm
Velocità angolare meccanica di rotazione nominale	ω_m	157.0796	rad/s
Velocità angolare elettrica di rotazione nominale	ω	314.1593	rad/s
Frequenza di lavoro	f	50	Hz
Flusso a vuoto di prima armonica (dovuto ai PM)	φ_{PM}	0.393	Wb
Costante di coppia	K_T	1.179	Nm/A
Coppia nominale	T_{nom}	25	Nm
Corrente di asse q di spazio 1 nominale	I_{ref}	10.6022	A
Tensione della sorgente in continua	V_{dc}	600	V
Capacità del singolo <i>bus DC</i>	C	$600 \cdot 10^{-6}$	F
Periodo di commutazione dei convertitori	T_C	$100 \cdot 10^{-6}$	s
Frequenza di commutazione dei convertitori	f_C	$10 \cdot 10^3$	Hz

Attraverso le simulazioni *FEM*, è possibile ricavare le forme d'onda effettive delle forze contro-elettromotrici dovute ai magneti permanenti rotorici; in particolare, in Figura 6.1 sono mostrati gli andamenti in un generico periodo di 20 ms ($1/f$) delle *bemf* quando la macchina ruota a velocità nominale.

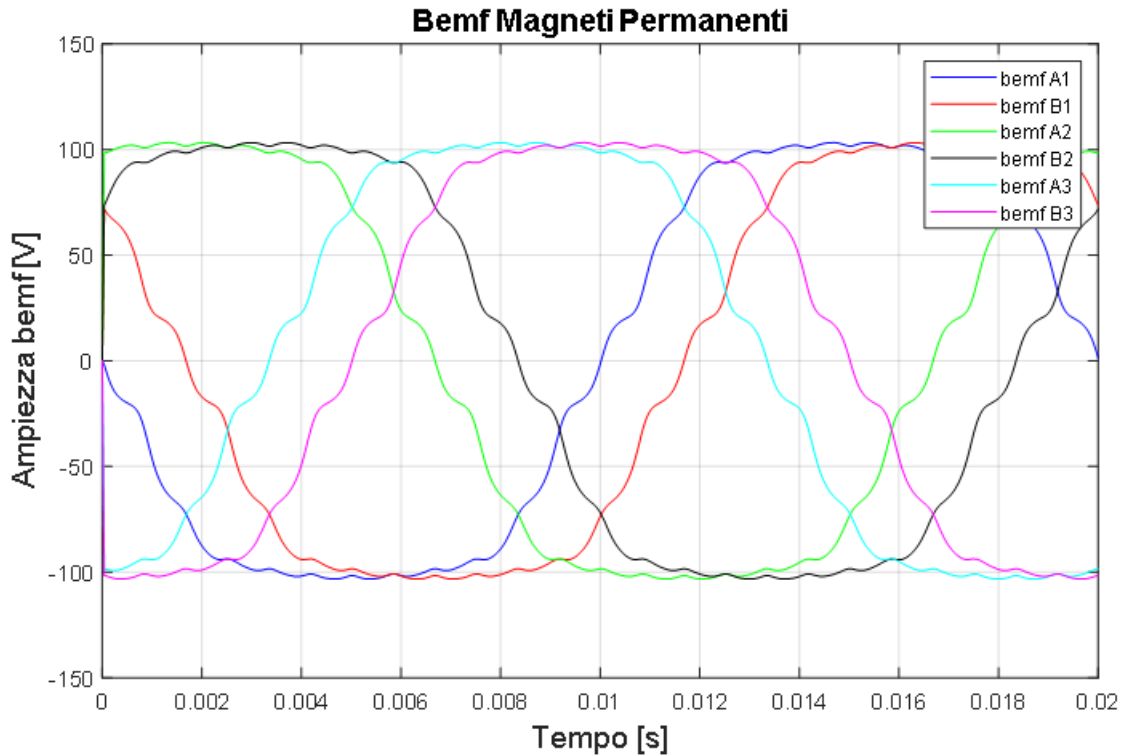


Figura 6.1: Bemf effettive indotte nelle fasi statoriche in condizioni nominali.

L'andamento nel tempo è simile ad una forma d'onda trapezoidale. Il valore di picco della armonica fondamentale (E_{max}) delle forze contro-elettromotrici in condizioni nominali può essere calcolato, in prima approssimazione, partendo dal flusso a vuoto di prima armonica dovuto ai soli magneti permanenti e dalla velocità di rotazione nominale, secondo la relazione:

$$E_{max} = \phi\omega = \frac{2\pi p\phi n_{nom}}{60} = 123.4646 \approx 123.5 \text{ V} \quad (6.4)$$

Il valore ottenuto corrisponde all'ampiezza dell'armonica fondamentale delle forme d'onda riportate eseguendo la trasformata di *Fourier* nel tempo. Di conseguenza, è possibile utilizzare delle forme d'onda sinusoidali, opportunamente sfasate e con ampiezza pari ad E_{max} , per simulare l'effetto delle *bemf* di prima armonica indotte dai magneti rotorici negli avvolgimenti di statore. In Figura 6.2 sono raffigurati gli andamenti, in un periodo di 20 ms, delle *bemf* sinusoidali dei magneti modellizzate in ambiente *Simulink*, valide per l'architettura multi-trifase.

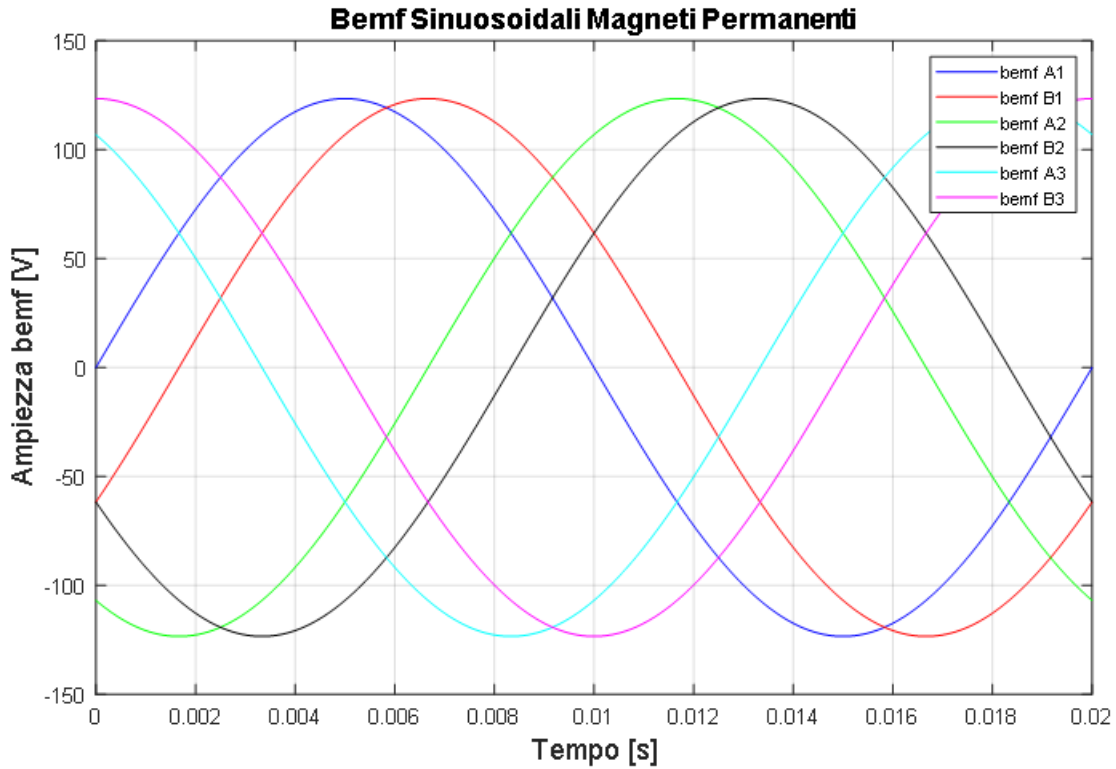


Figura 6.2: Bemf sinusoidali indotte negli avvolgimenti statorici della macchina in configurazione esafase.

Le *bemf* sinusoidali, in aggiunta alle matrici $[R_{6ph}]$ e $[M_{6ph}]$, completano il modello di macchina brushless utilizzato nelle simulazioni in ambiente *Simulink*.

Per quanto riguarda l'architettura multilivello, siccome la macchina *brushless* si trova in configurazione trifase equivalente con le fasi limitrofe collegate in serie, le forze contro-elettromotrici di prima armonica indotte dai soli magneti permanenti risultano essere sinusoidali con un'ampiezza calcolabile secondo la relazione:

$$E_{max,eq} = 2K_d\phi\omega \quad (6.5)$$

Dove K_d esprime il fattore di distribuzione. Poiché la macchina presenta tre fasi, con avvolgimento distribuito in 2 cave per polo e per fase e avendo ricavato dalla (3.109) l'espressione della *bemf* equivalente, il fattore di distribuzione risulta:

$$K_d = \cos\left(\frac{\pi}{12}\right) = 0.9659 \quad (6.6)$$

Quindi dalla (6.5) l'ampiezza delle *bemf* equivalenti vale:

$$E_{max,eq} \approx 238.6 \text{ V} \quad (6.7)$$

In Figura 6.3 è possibile vedere l'andamento, in un generico periodo di 20 ms, delle forze contro-elettromotrici indotte negli avvolgimenti statorici equivalenti.

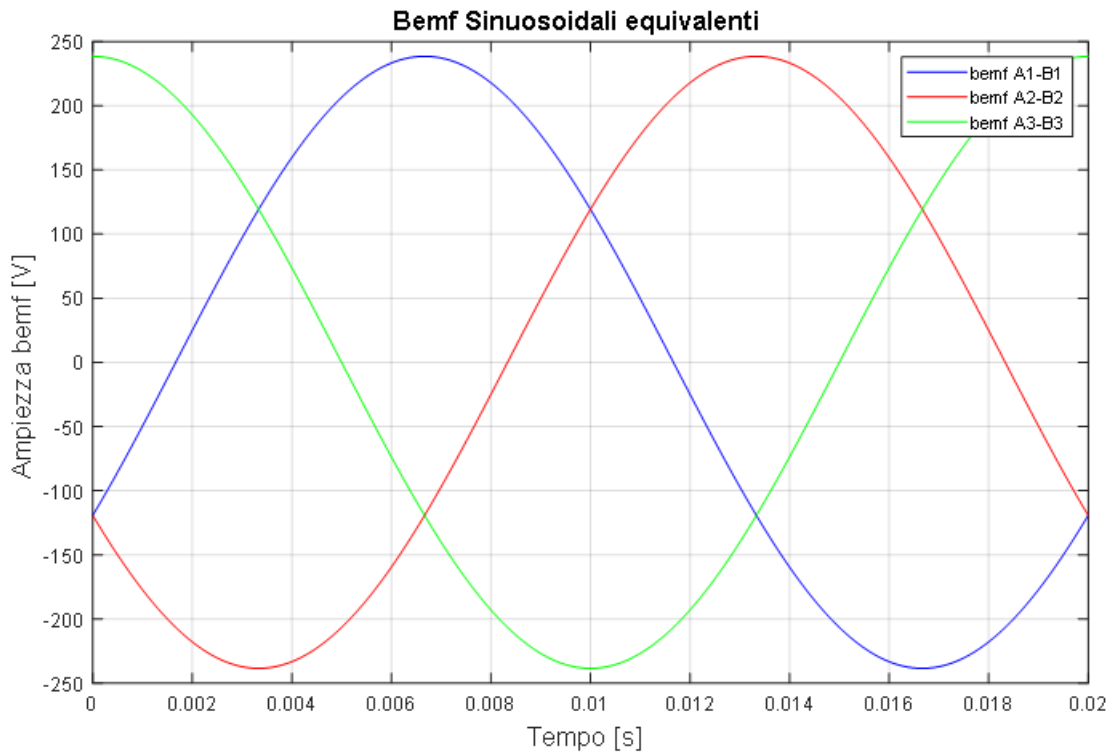


Figura 6.3: Bemf sinusoidali indotte negli avvolgimenti statorici della macchina in configurazione trifase equivalente.

6.2 Prestazioni dei regolatori PI di corrente

Nel paragrafo 6.1 sono stati definiti i valori dei parametri costruttivi di macchina, quindi, sulla base delle considerazioni riguardanti l'implementazione dei sistemi di controllo di corrente, è possibile effettuare la taratura dei regolatori *PI* secondo i metodi suggeriti nei paragrafi 3.3 e 3.4.

Prendendo in considerazione l'architettura multi-trifase, si applica la (3.35) per trovare la matrice delle induttanze trasformate in termini spaziali. Il risultato è:

$$[M_{sv}] = \begin{bmatrix} 0.0059 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0059 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.001 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0005 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0.0005 \end{bmatrix} \quad (6.8)$$

Dalla (6.8), si ricavano i seguenti parametri di interesse:

$$\begin{aligned} L_1 &= 0.0059 \text{ H} \\ L_5 &= 0.0005 \text{ H} \end{aligned} \quad (6.9)$$

Per quanto riguarda la resistenza di fase in termini spaziali, si era già riportata l'equivalenza:

$$[R_{6ph}] = [R_{SV}] \quad (3.38)$$

Si può dunque procedere con la taratura del regolatore *PI* di spazio 1, valida sia per la componente *d* sia per la componente *q* di corrente. La costante di tempo elettrica di macchina di spazio 1 vale:

$$\tau_{RL,1} = \frac{L_1}{R_s} = \frac{0.0059}{0.36} = 0.01638 \approx 0.0164 \text{ s} \quad (6.10)$$

Il guadagno integrale del regolatore *PI* di spazio 1 vale:

$$K_{i,1} = \frac{R_s}{4T_C} = \frac{0.36}{4 * 0.0001} = 900 \quad (6.11)$$

Il guadagno proporzionale del regolatore *PI* di spazio 1 vale:

$$K_{p,1} = K_{i,1} \tau_{RL,1} = 900 * 0.01638 = 14.7365 \quad (6.12)$$

La funzione di trasferimento di anello aperto relativa al sistema in retroazione di spazio 1 ottenuta mediante la *cancellazione polo-zero* (come descritto nel paragrafo 3.3) risulta:

$$G_{open\ loop,1}(s) = \frac{K_{i,1}}{sR_s(1 + T_C s)} = \frac{900}{0.36 s(1 + 10^{-6}s)} \quad (6.13)$$

La funzione di trasferimento di anello chiuso relativa al sistema in retroazione di spazio 1 risulta:

$$G_{closed\ loop,1}(s) = \frac{K_{i,1}}{R_s T_C s^2 + R_s s + K_{i,1}} = \frac{900}{0.36 \cdot 10^{-6} s^2 + 0.36 s + 900} \quad (6.14)$$

Per verificare la stabilità, la dinamica e la reattività del controllo progettato, si possono visualizzare i diagrammi di *Bode* (sia di ampiezza sia di fase) e la risposta al gradino del sistema in retroazione. Tale procedura può essere effettuata mediante l'utilizzo di una funzione di Matlab chiamata *sisotool*. In Figura 6.4 sono riportati i diagrammi di *Bode*, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo la funzione di trasferimento di anello aperto del sistema riferita allo spazio 1 (6.13) all'interno di *sisotool* al fine di esaminarne la risposta in frequenza. Come si evince dalla Figura 6.4, il sistema presenta un guadagno statico $G_{open\ loop,1}(0)$ positivo, non presenta poli a parte reale positiva ed ha solo una frequenza di taglio, quindi per il *Criterio di Stabilità di Bode* [11] il sistema risulta essere asintoticamente stabile in quanto il margine di fase risulta positivo.

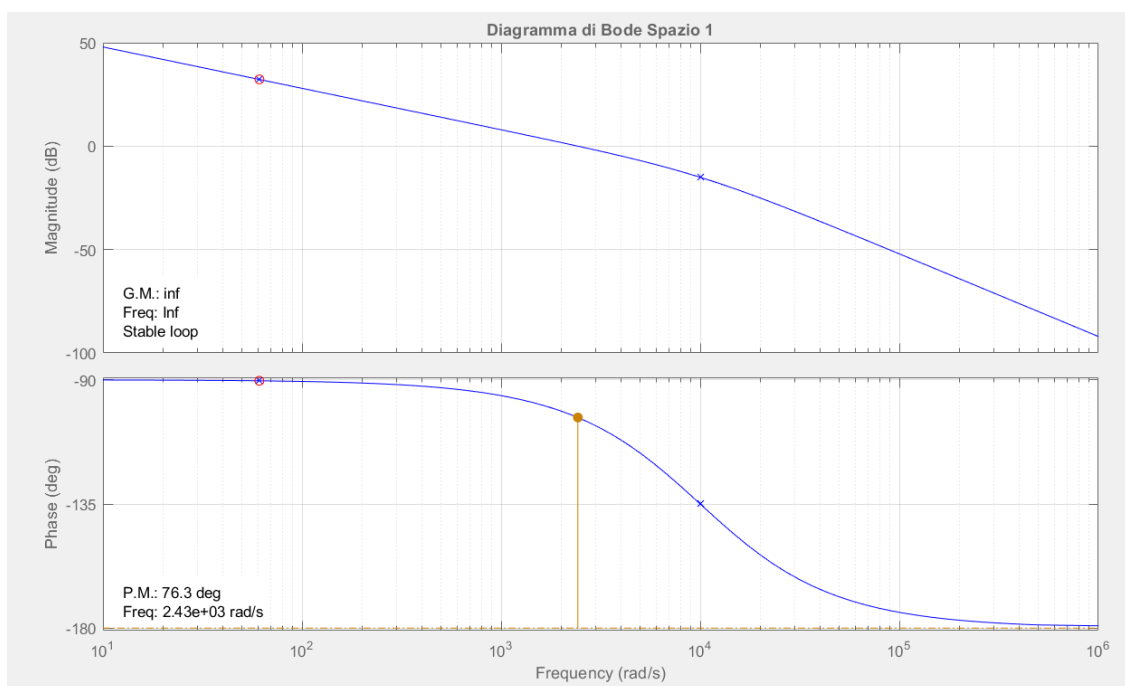


Figura 6.4: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello aperto del sistema (spazio 1).

Per quanto riguarda la robustezza della stabilità del sistema in retroazione, si valuta il margine di fase; dalla Figura 6.4 si nota come esso sia superiore a 75°. Tale risultato garantisce robustezza (più è alto il margine di fase più la stabilità del sistema in retroazione è assicurata anche in presenza di grosse incertezze) ed assenza di sovra-elongazioni nella risposta al gradino. Al fine di verificare la dinamica e la *prontezza* di risposta del sistema, in Figura 6.5 è riportata la risposta al gradino, dalla quale è possibile constatare un tempo di assestamento al 1% T_{al} pari a 1.8 ms.

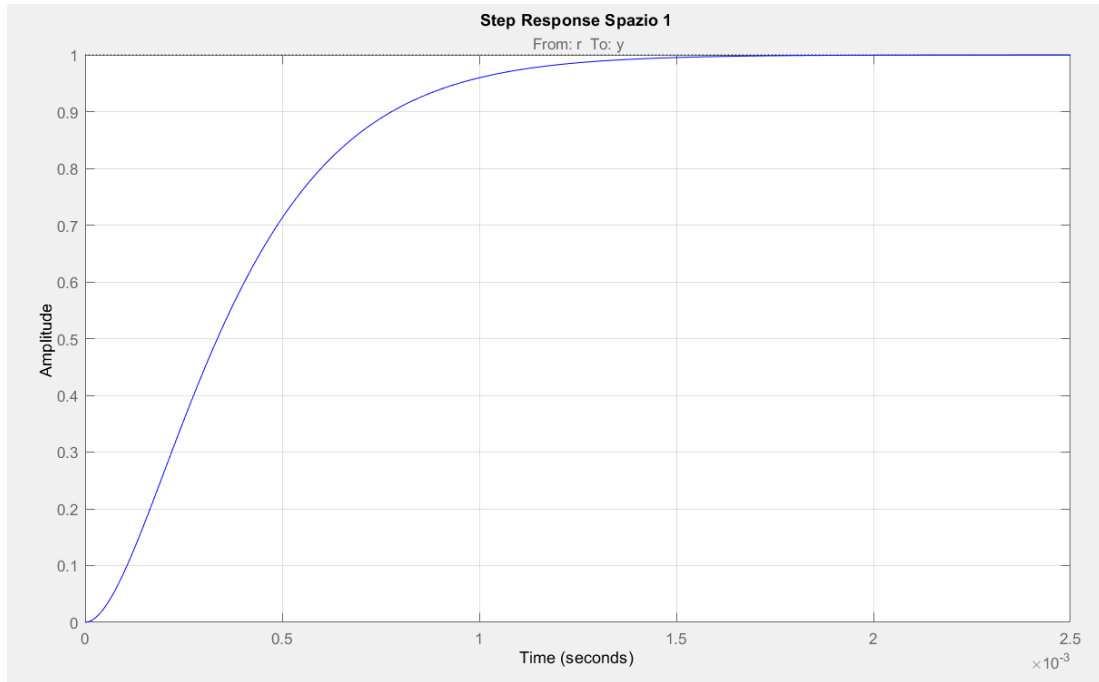


Figura 6.5: Risposta al gradino della funzione di trasferimento di anello aperto del sistema (spazio 1).

In Figura 6.6 sono riportati i diagrammi di *Bode*, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo la funzione di trasferimento di anello chiuso del sistema riferita allo spazio 1 (6.14) all'interno di *sisotool* al fine di verificare la banda del sistema; come è possibile constatare, la prestazione del regolatore nell'inseguire i riferimenti è ottima.

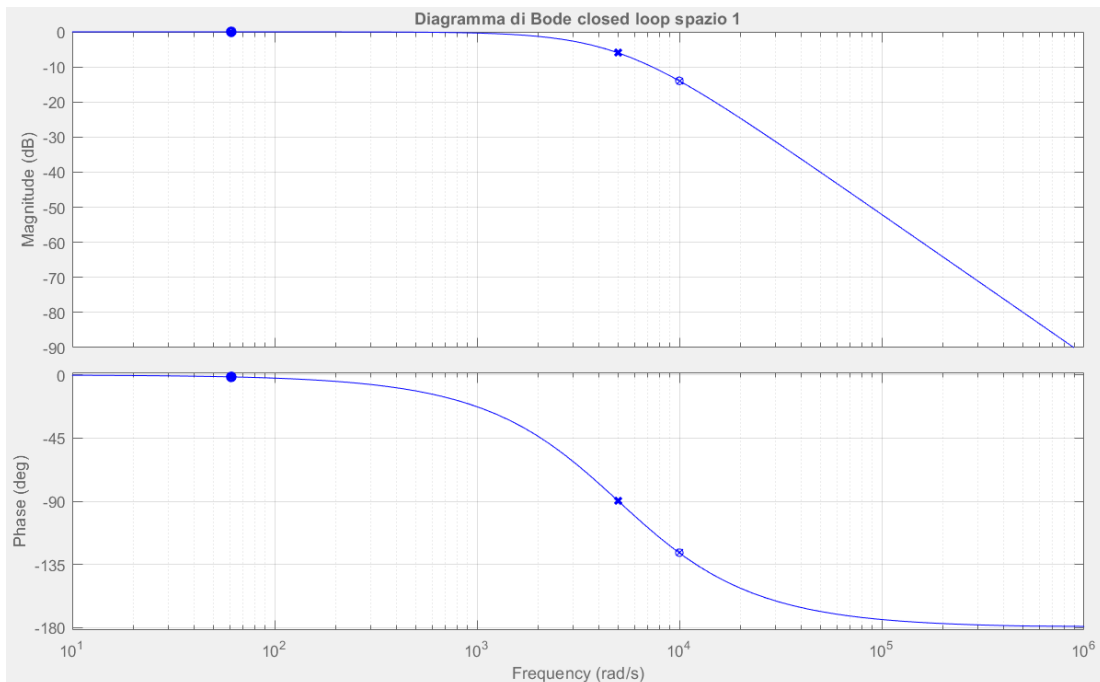


Figura 6.6: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello chiuso del sistema (spazio 1).

Le medesime considerazioni possono essere effettuate per lo spazio 5. Il progetto dei regolatori parte con il calcolo della costante di tempo elettrica di macchina di spazio 5, ricavata come:

$$\tau_{RL,5} = \frac{L_5}{R_s} = \frac{0.0005}{0.36} = 0.00138 \approx 0.0014 \text{ s} \quad (6.15)$$

Il guadagno integrale del regolatore *PI* di spazio 5 vale:

$$K_{i,5} = \frac{R_s}{4T_C} = \frac{0.36}{4 * 0.0001} = 900 \quad (6.16)$$

Il guadagno proporzionale del regolatore *PI* di spazio 5 vale:

$$K_{p,5} = K_{i,5} \tau_{RL,5} = 900 * 0.00138 = 1.2785 \quad (6.17)$$

In Figura 6.7 sono mostrati i diagrammi di *Bode*, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo la funzione di trasferimento di anello aperto del sistema riferita allo spazio 5 all'interno di *sisotool*: anche in questo caso, verificate le condizioni per il *Criterio di Stabilità di Bode*, il sistema in retroazione risulta essere asintoticamente stabile, con il margine di fase superiore a 75° .

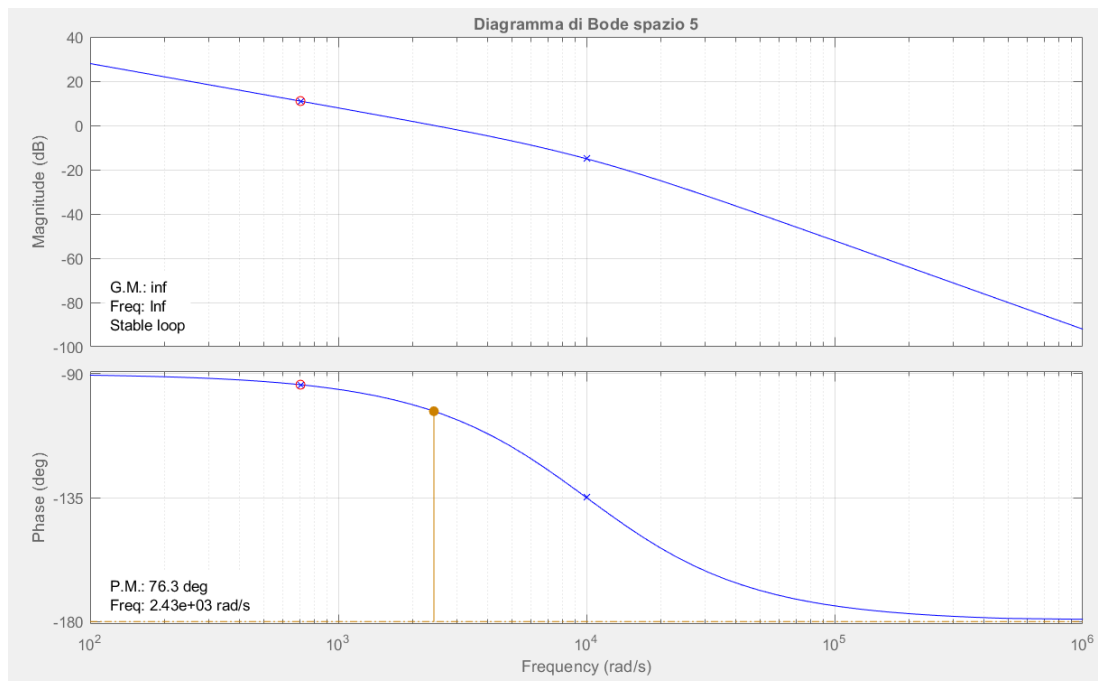


Figura 6.7: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello aperto del sistema (spazio 5).

Dalla risposta al gradino, riportata in Figura 6.8, si può concludere che, anche in questa circostanza, la prontezza di risposta del sistema nello spazio 5 risulta essere assicurata.

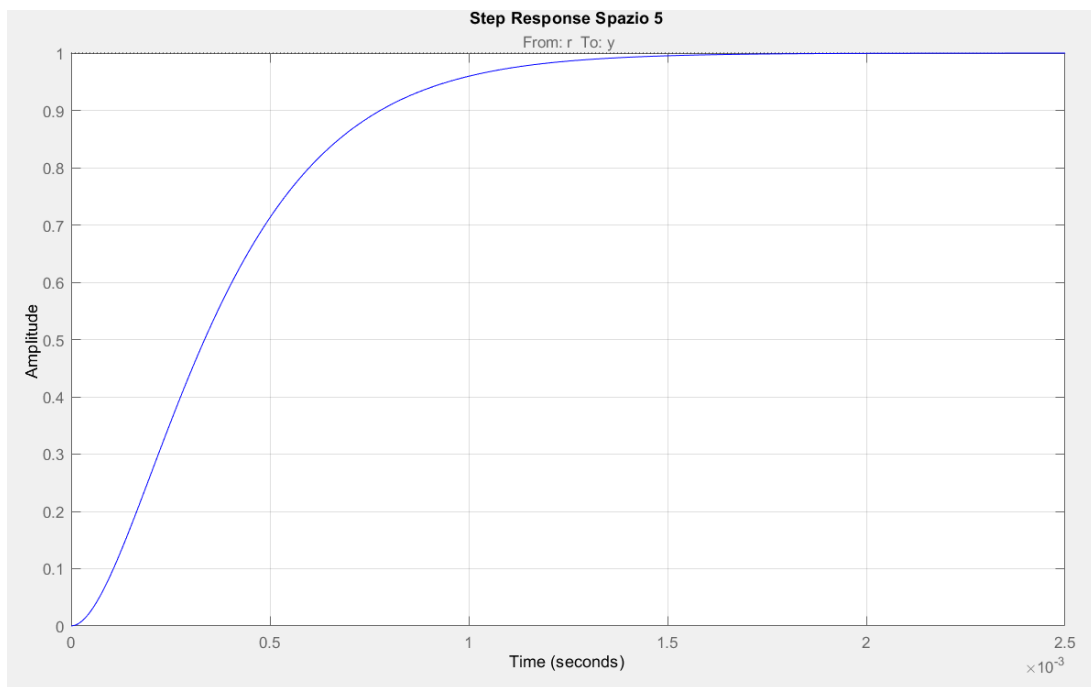


Figura 6.8: Risposta al gradino della funzione di trasferimento di anello aperto del sistema (spazio 5).

In Figura 6.9 sono riportati i diagrammi di *Bode*, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo la funzione di trasferimento di anello chiuso del sistema riferita allo spazio 5; come è possibile constatare, la prestazione del regolatore nell'inseguire i riferimenti risulta essere, anche in questo caso, ottima.

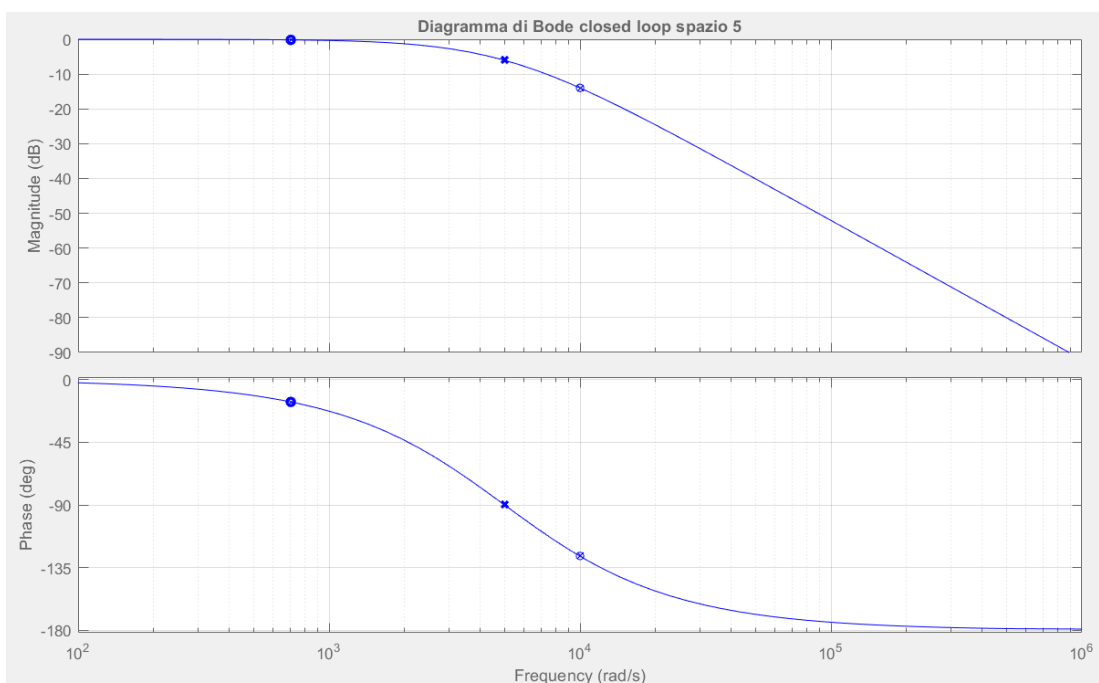


Figura 6.9: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello chiuso del sistema (spazio 5).

Prendendo in considerazione l'architettura multilivello, i parametri di macchina utili alla taratura dei regolatori *PI* risultano essere differenti. La resistenza elettrica offerta dalla serie di due avvolgimenti statorici (costituente la nuova singola fase) vale:

$$R_{eq} = 2R_s = 0.72 \Omega \quad (6.18)$$

Dalla (6.18) è possibile ottenere la matrice delle resistenze equivalenti espressa in *ohm* [Ω]:

$$[R_{3ph}] = \begin{bmatrix} 0.72 & 0 & 0 \\ 0 & 0.72 & 0 \\ 0 & 0 & 0.72 \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

Si definisce la matrice delle induttanze equivalenti di macchina, espressa in *Henry* [H], composta dai nuovi coefficienti di auto e mutua induzione calcolati secondo la (3.98):

$$[M_{3ph}] = \begin{bmatrix} 8034 & -3034 & -3034 \\ -3034 & 8034 & -3034 \\ -3034 & -3034 & 8034 \end{bmatrix} * 10^{-6} \quad (6.20)$$

Applicando la (3.104), si trova la matrice delle induttanze equivalenti trasformate in termini spaziali:

$$[M_{SV,eq}] = \begin{bmatrix} 0.002 & 0 & 0 \\ 0 & 0.0111 & 0 \\ 0 & 0 & 0.0111 \end{bmatrix} \quad (6.21)$$

Dalla (6.21), si ricava l'unico parametro di interesse:

$$L_{1,eq} = 0.0111 H \quad (6.22)$$

Per quanto riguarda la resistenza della nuova fase in termini spaziali, vale l'equivalenza:

$$[R_{3ph}] = [R_{SV,eq}] \quad (3.108)$$

Si può procedere con la taratura dell'unico regolatore *PI* (quello di spazio 1), valida sia per la componente *d* sia per la componente *q* di corrente.

La costante di tempo elettrica di macchina, in configurazione trifase equivalente, di spazio 1 vale:

$$\tau_{RL,eq,1} = \frac{L_{1,eq}}{R_{eq}} = \frac{0.0111}{0.72} = 0.0154 \text{ s} \quad (6.23)$$

Il guadagno integrale del regolatore *PI* di spazio 1 vale:

$$K_{i,eq,1} = \frac{R_{eq}}{4T_C} = \frac{0.72}{4 * 0.0001} = 1800 \quad (6.24)$$

Il guadagno proporzionale del regolatore *PI* di spazio 1 vale:

$$K_{p,eq,1} = K_{i,eq,1} \tau_{RL,eq,1} = 1800 * 0.0154 = 27.67 \quad (6.25)$$

La funzione di trasferimento di anello aperto equivalente relativa al sistema in retroazione di spazio 1 ottenuta mediante la *cancellazione polo-zero* (come descritto nel paragrafo 3.4) risulta:

$$G_{open\ loop,eq,1}(s) = \frac{K_{i,eq,1}}{sR_{eq}(1 + T_C s)} = \frac{1800}{0.72\ s(1 + 10^{-6}s)} \quad (6.26)$$

La funzione di trasferimento di anello chiuso equivalente relativa al sistema in retroazione di spazio 1 risulta:

$$G_{closed\ loop,eq,1}(s) = \frac{K_{i,eq,1}}{R_{eq}T_C s^2 + R_{eq}s + K_{i,eq,1}} = \frac{1800}{0.72\ 10^{-6}s^2 + 0.72\ s + 1800} \quad (6.27)$$

Si verifica il progetto del regolatore in termini di stabilità e velocità di risposta; in Figura 6.10 sono riportati i diagrammi di Bode, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo all'interno di *sisotool* la funzione di trasferimento di anello aperto del sistema, in configurazione trifase equivalente, riferita allo spazio 1 (6.26). Essendo il metodo di taratura analogo a quello utilizzato nell'architettura multi-trifase, si ottengono gli stessi risultati, ovvero un sistema asintoticamente stabile e robusto, siccome il margine di fase risulta superiore a 75° . In Figura 6.11 si riporta la risposta al gradino, in cui è messa in evidenza la velocità di reazione del sistema.

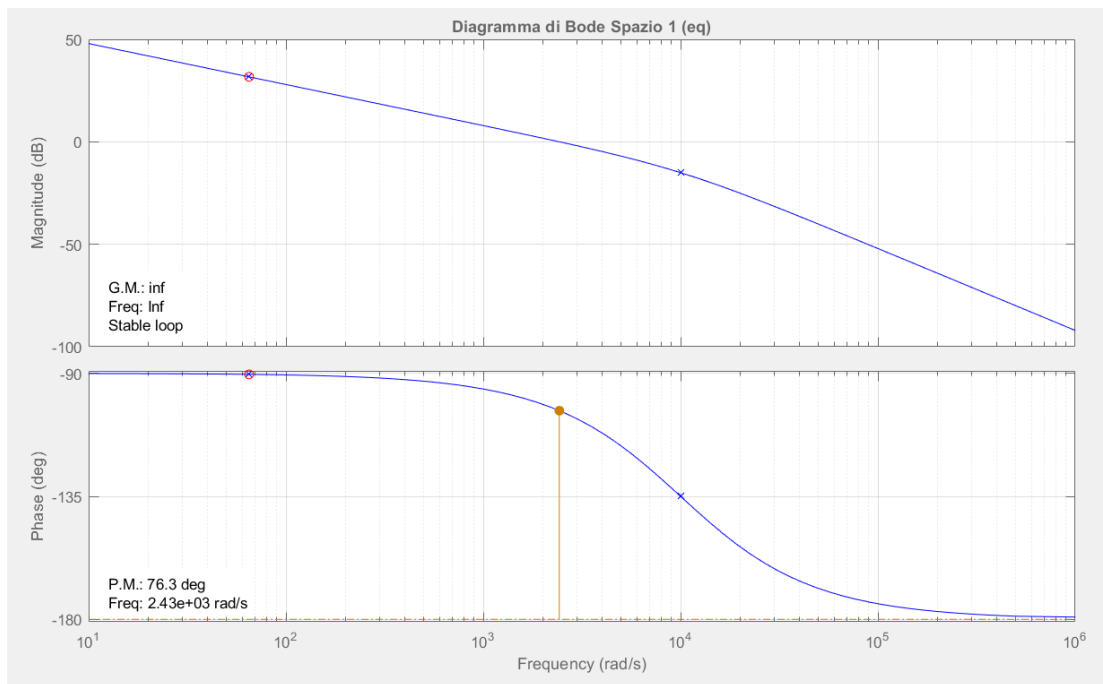


Figura 6.10: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello aperto equivalente.

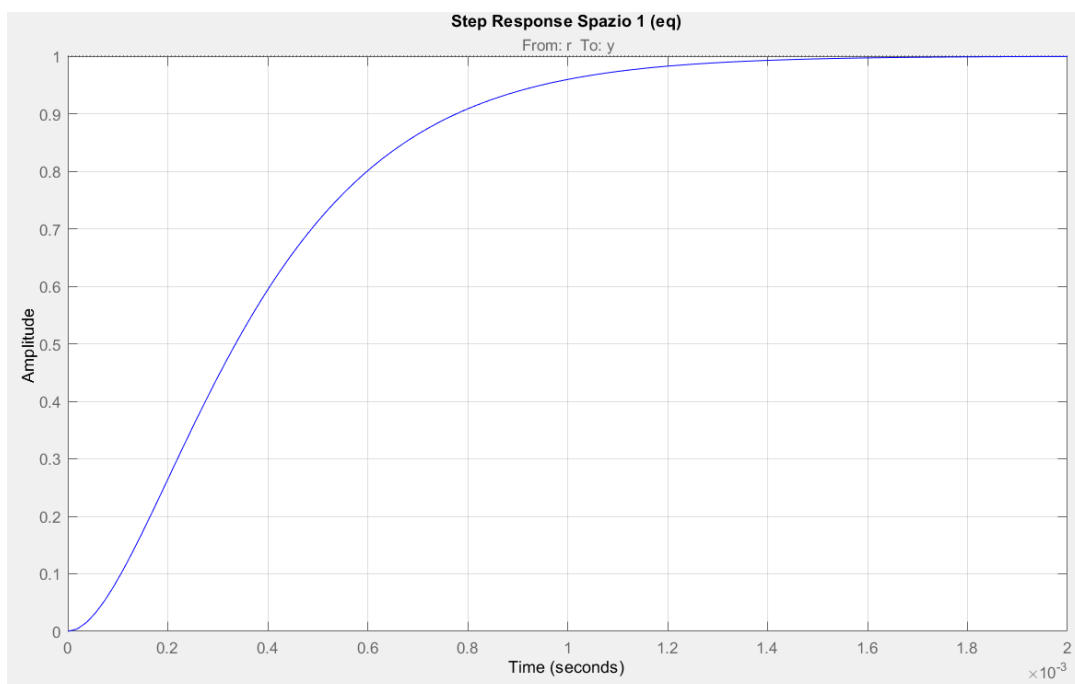


Figura 6.11: Risposta al gradino della funzione di trasferimento di anello aperto equivalente.

In Figura 6.12 sono riportati i diagrammi di *Bode*, di ampiezza e di fase, ottenuti inserendo la funzione di trasferimento di anello chiuso equivalente del sistema (6.27); come è possibile constatare, la banda del sistema in retroazione è elevata, ciò comporta un'ottima prestazione del regolatore nell'inseguire i riferimenti.

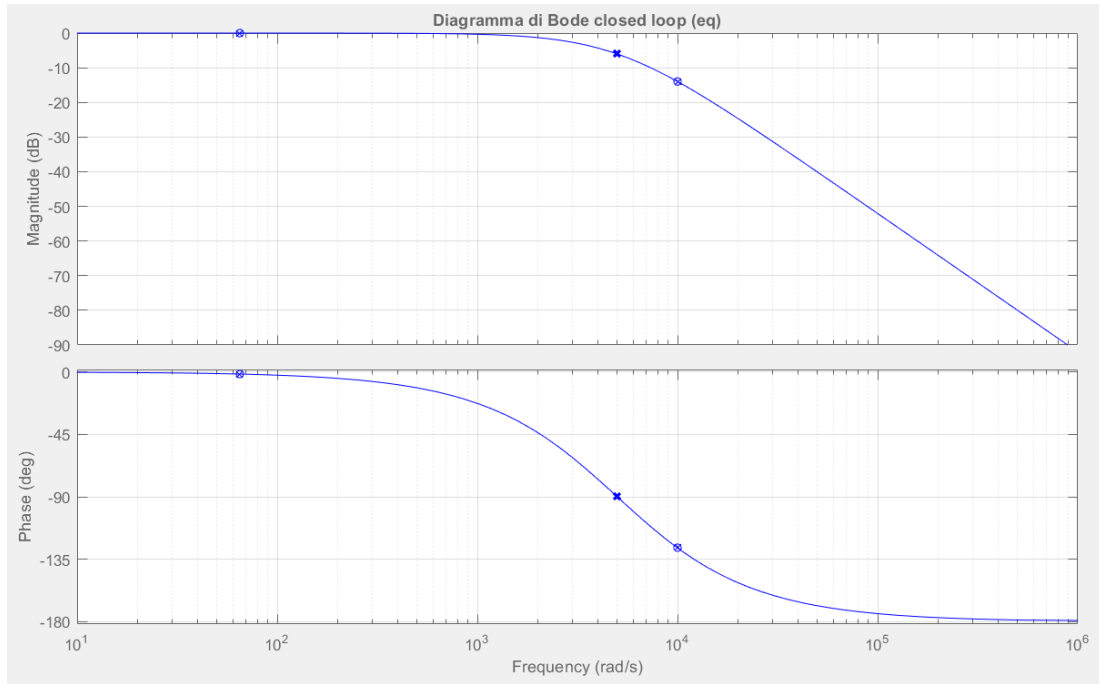


Figura 6.12: Diagramma di Bode (ampiezza e fase) della funzione di trasferimento di anello chiuso equivalente.

6.3 Simulazioni degli algoritmi di bilanciamento dei bus DC

La prima simulazione eseguita, sulle due architetture di azionamento poste a confronto, è volta a verificare l'efficacia del sistema di controllo di bilanciamento della tensione sui *bus DC*. In particolare, la prova mira ad indagare la robustezza e la gestione dello squilibrio di tensione da parte dei due algoritmi di bilanciamento implementati (uno per il sistema multi-trifase, uno per il sistema multilivello) in determinate condizioni di funzionamento. La simulazione prevede che:

- l'azionamento inseguia un preciso profilo di velocità variabile tra $+\omega$ e $-\omega$ (mostrato in Figura 6.13);
- l'azionamento fornisca in uscita un determinato profilo di coppia (riportato in Figura 6.14) variabile tra $+T_{nom}$ e $-T_{nom}$, il quale si traduce in un determinato profilo di corrente di asse q di spazio 1 di riferimento da inseguire (raffigurato in Figura 6.15) variabile tra $+I_{ref}$ e $-I_{ref}$,
- i due *bus DC*, a monte dei convertitori, partano con uno sbilanciamento iniziale di +120 V.

Per quanto riguarda l'architettura multi-trifase, è necessario definire le costanti di tempo che interessano la dinamica di decadimento esponenziale dell'errore di squilibrio, come approfondito nel paragrafo 4.1. Ai fini della trattazione, si impongono le seguenti costanti di tempo riferite alla dinamica di riferimento e alla dinamica di base:

$$\begin{aligned} \tau_{rated} &= 0.001 \text{ s} \\ \tau_{standstill} &= 0.01 \text{ s} \end{aligned} \tag{6.28}$$

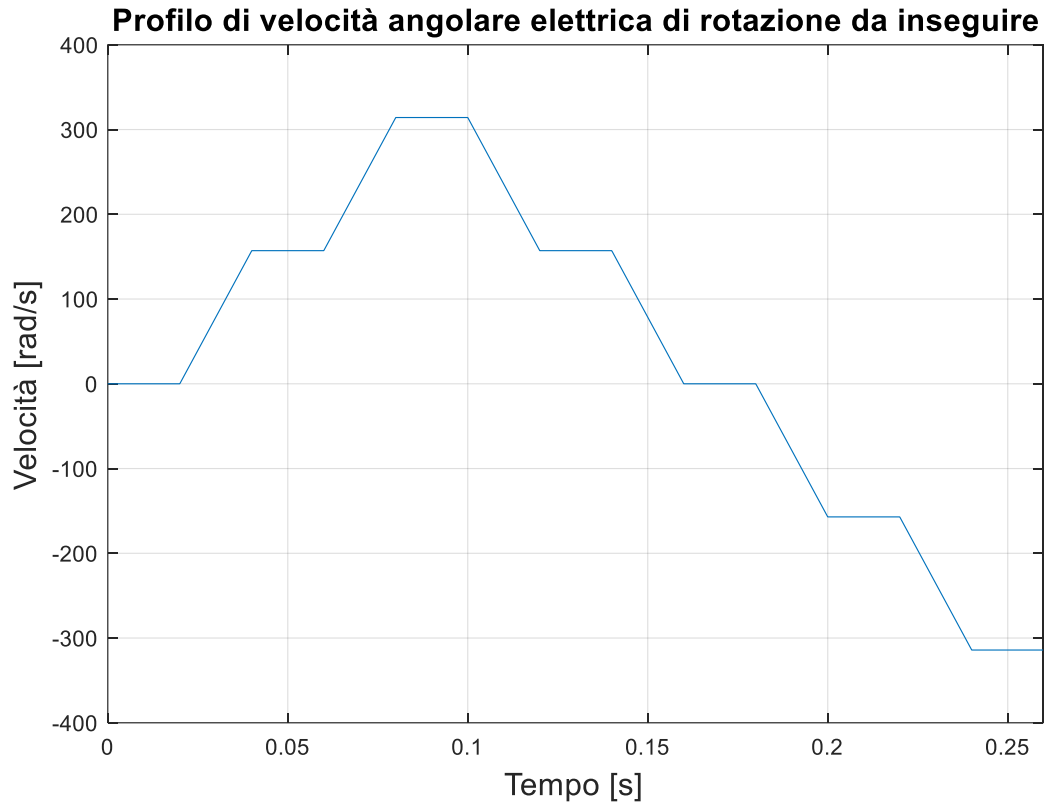


Figura 6.13: Profilo di velocità angolare elettrica di riferimento.

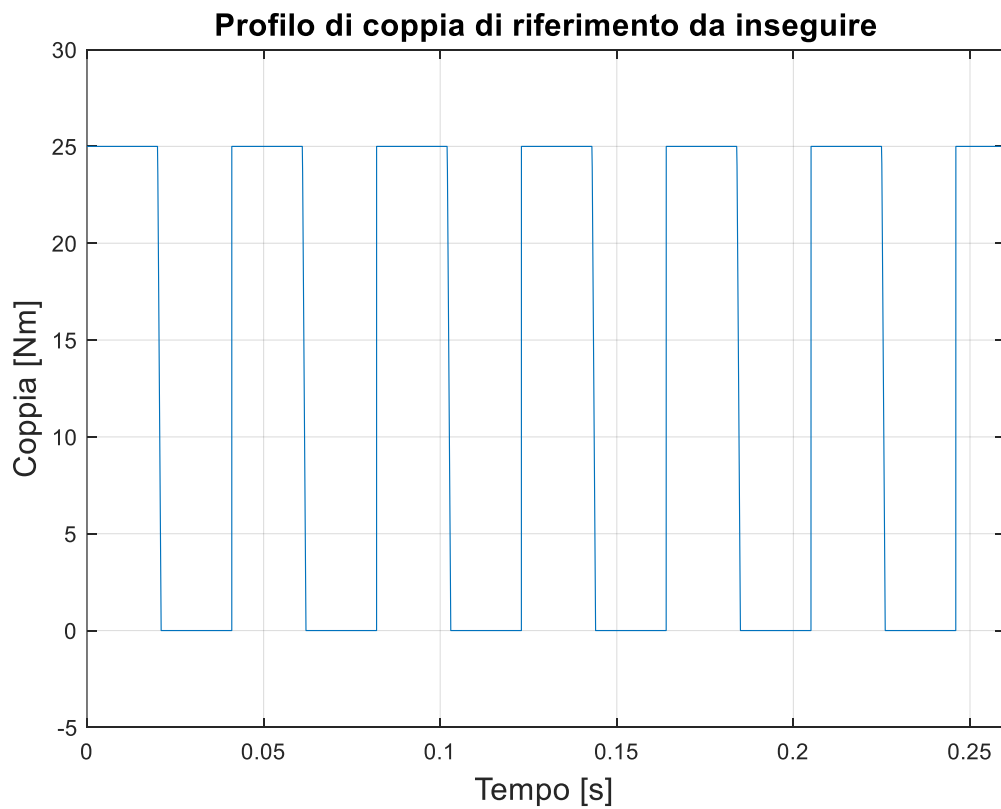


Figura 6.14: Profilo di coppia di riferimento.

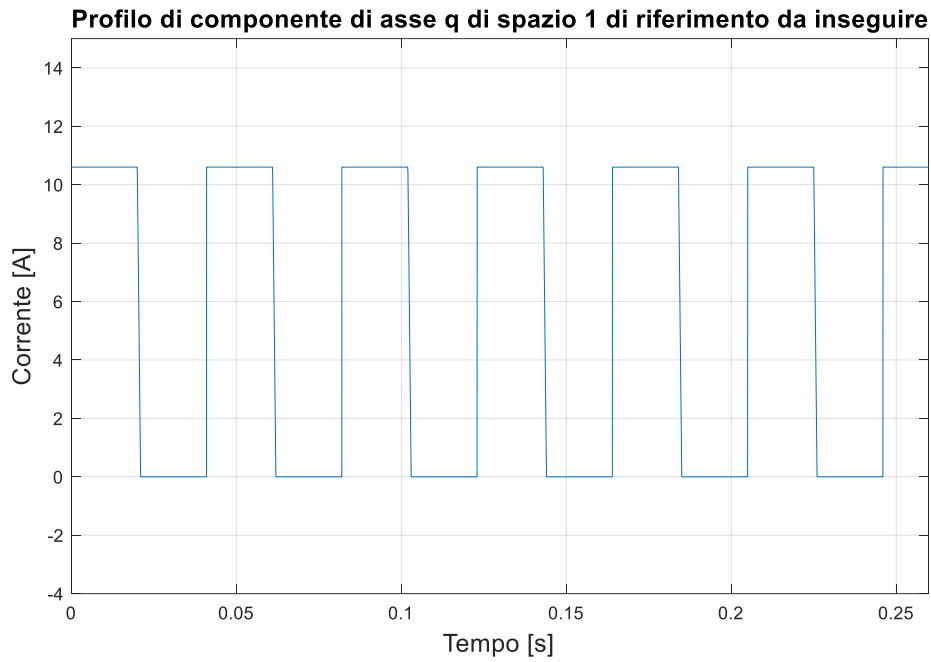


Figura 6.15: Profilo di $i_{3,q}$ di riferimento.

In Figura 6.16 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle tensioni ai capi dei due *bus DC*: a causa dello squilibrio di tensione di partenza imposto e il controllo aggressivo iniziale richiesto (presa di coppia nominale a macchina ferma), i condensatori si portano in un tempo di 55 ms alla tensione di equilibrio pari a 300 V ($V_{dc}/2$), mantenendola poi costante durante la simulazione.

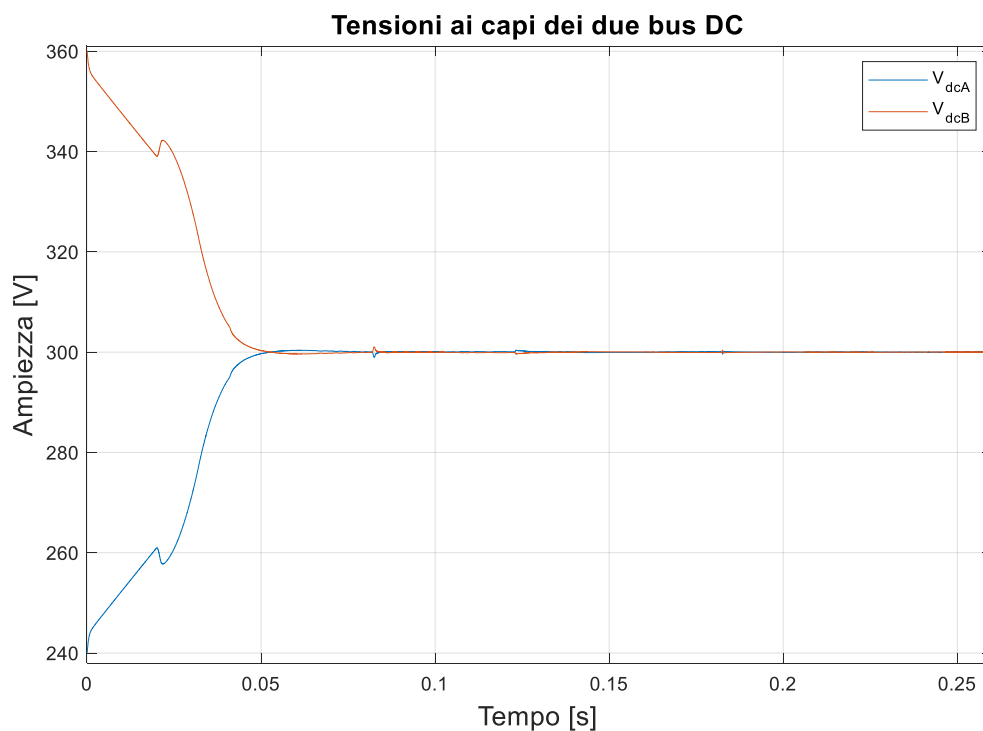


Figura 6.16: Andamenti temporali delle tensioni ai capi dei due *bus DC* nell'architettura multi-trifase.

La simulazione effettuata è utile a validare il controllo ideato per il bilanciamento; nonostante le condizioni operative imposte siano critiche (richieste di gradini di coppia ed ampie variazioni di velocità in tempi contenuti) i condensatori tendono a bilanciarsi e a mantenere lo stato di equilibrio. In Figura 6.17 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle componenti di corrente di assi d - q di spazio 1 effettive: come è possibile notare, la componente d insegue il valore di riferimento fissato a zero (implementazione del controllo ad orientamento di campo), mentre la componente q insegue il profilo di corrente richiesto. È importante sottolineare la presenza di un'oscillazione ad alta frequenza, un *ripple* di corrente dovuto alla modulazione *PWM* con cui si comanda il convertitore.

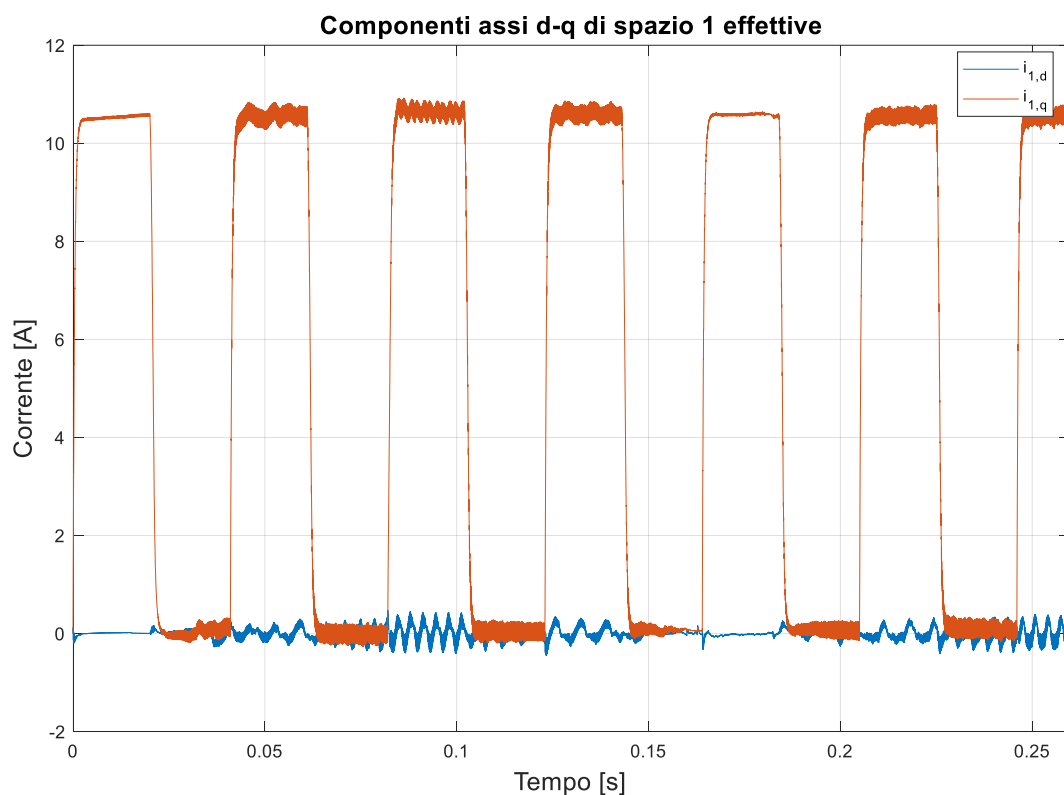


Figura 6.17: Andamenti temporali delle componenti di spazio 1 di corrente.

In Figura 6.18 sono riportati gli andamenti nel tempo delle componenti di corrente effettive di assi d - q di spazio 5; la componente d è controllata a rimanere a zero (sempre per effetto del controllo ad orientamento di campo), mentre la componente q insegue, istante per istante, il valore di riferimento deciso dall'algoritmo di bilanciamento delle tensioni sui *bus DC*. In questo caso, l'oscillazione ad alta frequenza dovuta alla tecnica *PWM* risulta essere molto più evidente (soprattutto per la componente d); questo fatto è dovuto alla macchina, la quale offre un'induttanza di spazio 5 molto piccola, determinando uno smorzamento poco efficace e consistente sulle armoniche di ordine superiore.

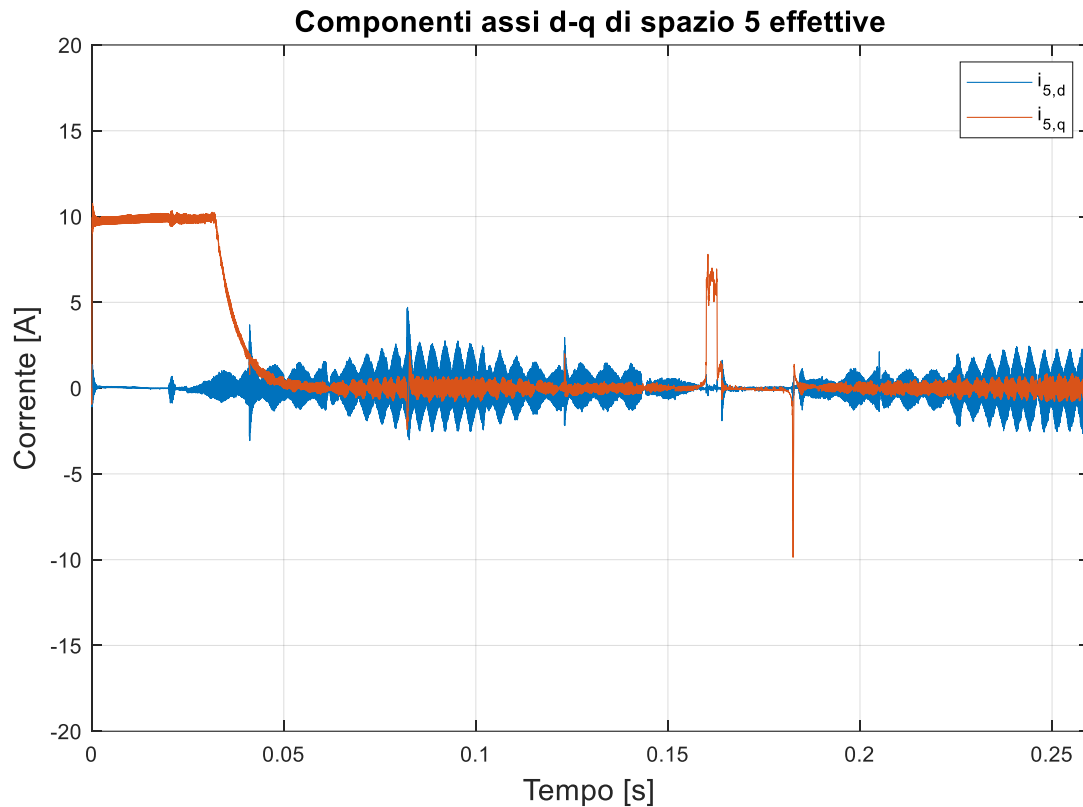


Figura 6.18: Andamenti temporali delle componenti di spazio 5 di corrente.

Come si può vedere dalla Figura 6.18, per correggere lo squilibrio iniziale di +120 V, l'algoritmo impone la richiesta della massima corrente di asse q di spazio 5 che può circolare negli avvolgimenti (nell'algoritmo impostata a 10 A), per poi abbassare la richiesta a valori prossimi a zero man mano che le tensioni sui condensatori si equilibrano. In prossimità delle discontinuità dei profili di coppia e velocità, si verificano dei picchi, seppur contenuti, di $i_{5,q}$, sintomi del fatto che, nonostante i condensatori tendano a sbilanciarsi, l'algoritmo interviene prontamente, reinstaurando l'equilibrio. Questa situazione si può vedere chiaramente nella Figura 6.19, dove è riportata una situazione critica di possibile sbilanciamento delle tensioni sui condensatori, ovvero quando la macchina è ferma ($\omega=0$) e la coppia richiesta è pari al valore nominale ($T = T_{nom}$). Eseguendo un confronto temporale tra le Figure 6.18 e 6.19, si nota che, in accordo con l'errore di sbilanciamento, l'azione regolatrice interviene imponendo dei picchi di $i_{5,q}$ positivi e/o negativi tali da correggere, tempestivamente, lo squilibrio creatosi. Tuttavia, dopo l'azione regolatrice, a causa delle cadute sui dispositivi elettronici di potenza e le non-linearità introdotte dal convertitore, permane un errore costante a regime molto modesto.

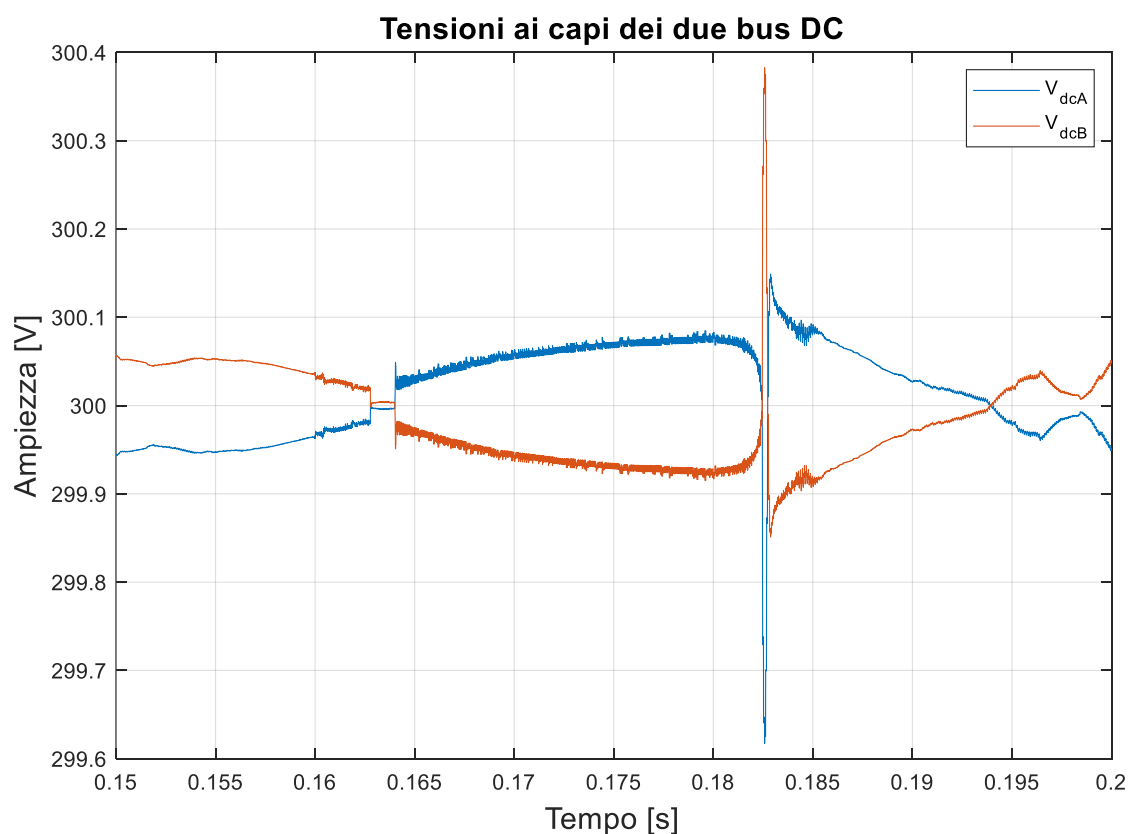


Figura 6.19: Ingrandimento delle tensioni sui bus DC nelle condizioni di $\omega_m=0$ e $T=T_{nom}$.

Per quanto riguarda l'architettura multilivello, in Figura 6.20 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle tensioni ai capi dei due bus DC posti a monte dell'inverter NPC: dopo lo sbilanciamento iniziale imposto, i condensatori si portano, in un tempo di 50 ms, alla tensione di equilibrio pari a 300 V ($V_{dc}/2$), rimanendo poi equilibrati per il resto della simulazione. Eseguendo un confronto con il grafico riportato in Figura 6.16, è possibile affermare che la strategia di modulazione, volta al bilanciamento dei condensatori, effettua un'azione regolatrice leggermente più veloce rispetto a quella risultante dalla tecnica utilizzata in ambito multi-trifase. In maniera analoga a quanto fatto nel caso precedente, in Figura 6.21 è riportata la situazione rappresentante le tensioni sui condensatori quando la macchina è ferma e la coppia richiesta è pari a quella nominale; si nota come il sistema, nonostante le condizioni operative gravose di simulazione, durante i transitori tenda a riequilibrarsi e a mantenere a regime un errore di sbilanciamento sempre molto contenuto. La strategia di modulazione implementata risponde in maniera corretta anche in condizioni di funzionamento critiche.

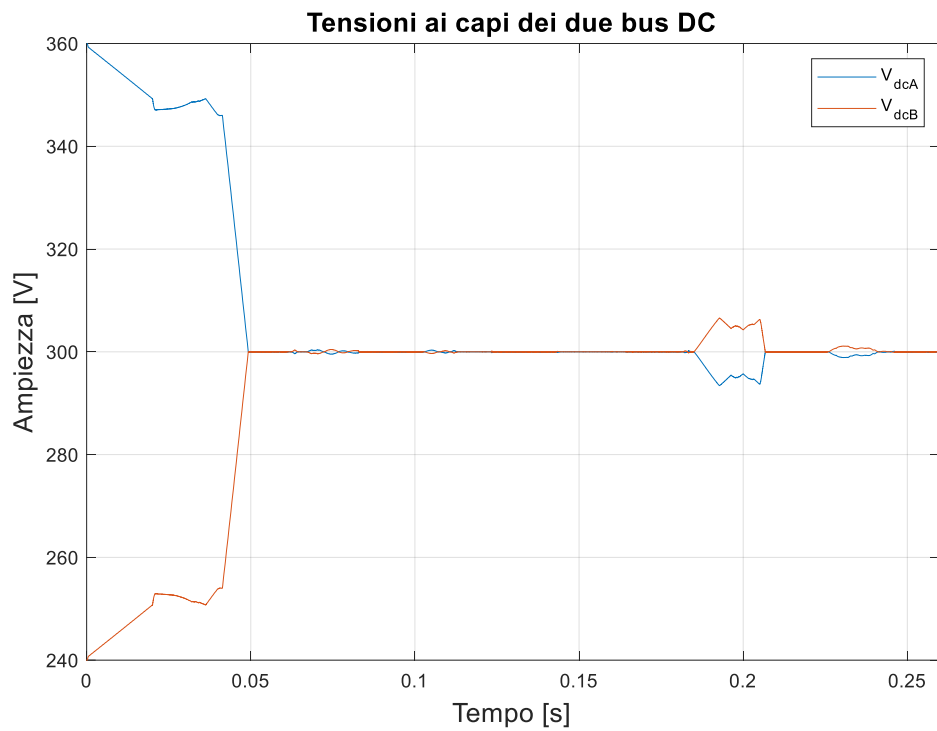


Figura 6.20: Andamenti temporali delle tensioni sui bus DC nell'architettura multilivello.

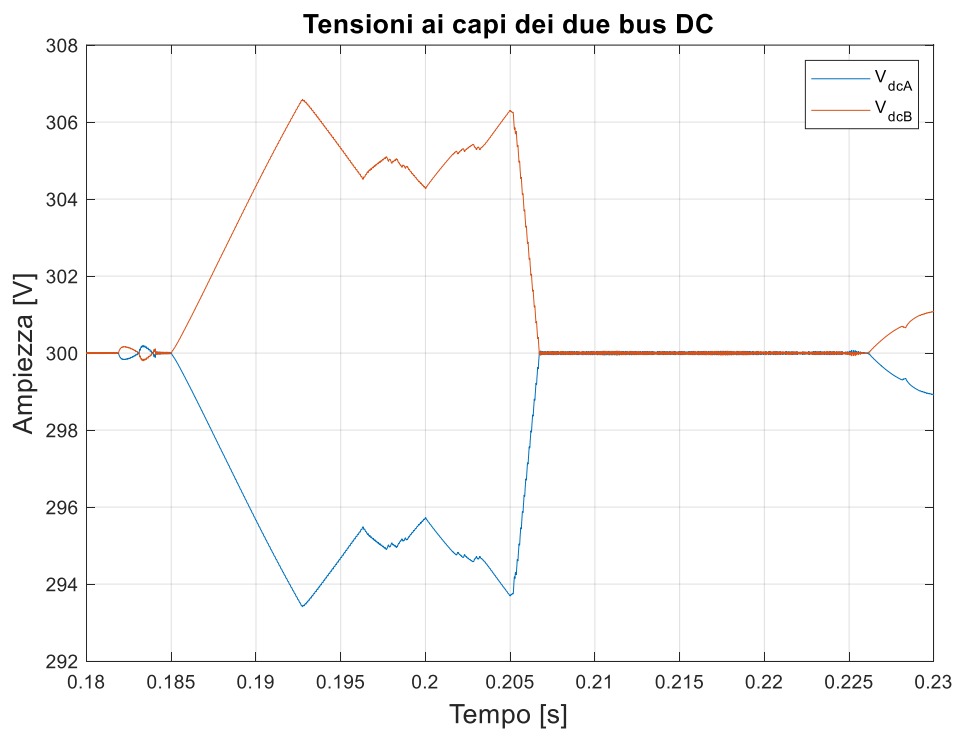


Figura 6.21: Ingrandimento delle tensioni sui bus DC nelle condizioni di $\omega_m=0$ e $T=T_{nom}$.

In Figura 6.22 sono mostrati gli andamenti nel tempo delle componenti di corrente di assi d - q di spazio 1 effettive: come si evince dalla figura, la componente d insegue il valore di riferimento fissato a zero (controllo ad orientamento di campo), mentre la componente q insegue il profilo di corrente richiesto, con un'oscillazione ad alta frequenza più contenuta. Tale *ripple* di corrente più modesto può essere dovuto alla variazione dei parametri (resistenze ed induttanze) della macchina in configurazione trifase, assieme alla modulazione su tre livelli ottenuta grazie alla soluzione NPC.

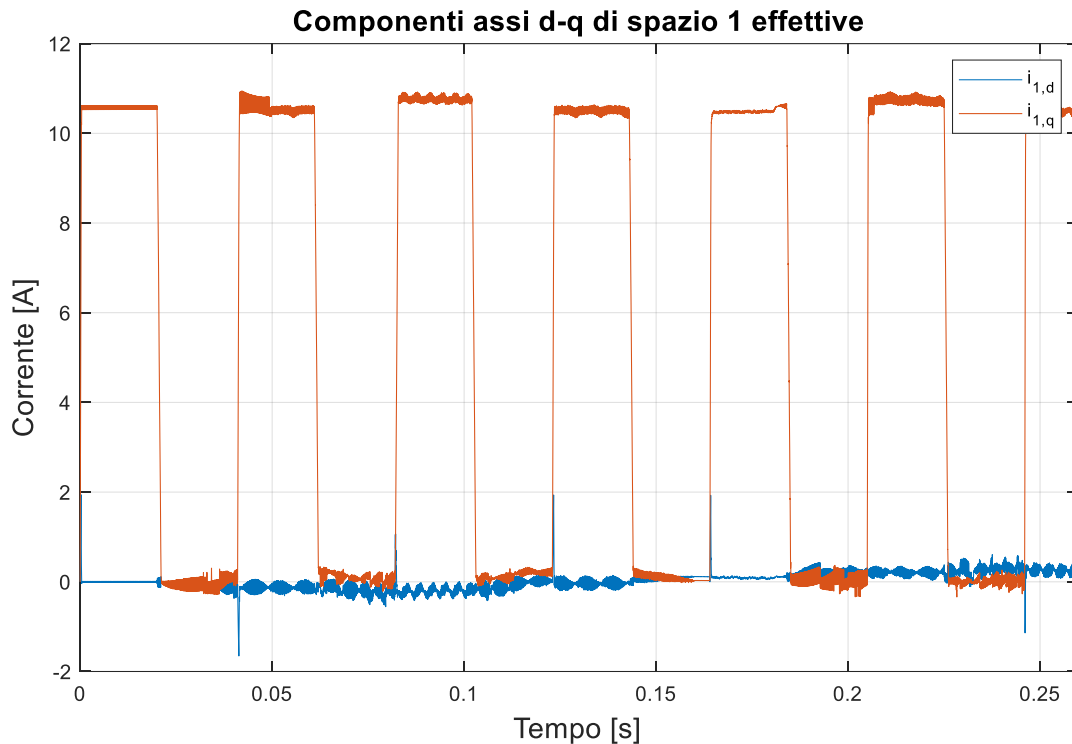


Figura 6.22: Andamenti temporali delle componenti di spazio 1 di corrente.

6.4 Simulazioni per il confronto delle prestazioni

La seconda simulazione è volta a mostrare i risultati, in termini di forme d'onda e spettri armonici, delle tensioni di fase, correnti di carico e prestazioni di coppia che le due strutture di conversione sono in grado di generare. Affinché il confronto sia semplice ed immediato, si impone che:

- l'azionamento insegua un profilo di velocità costante, pari alla velocità elettrica di rotazione nominale $+\omega$;
- l'azionamento fornisca in uscita la coppia nominale pari a $+T_{nom}$, ciò si traduce nell'inseguire un determinato profilo di corrente di asse q di spazio 1 di riferimento costante pari a $+I_{ref}$;
- i due *bus DC*, a monte dei convertitori, non abbiano uno sbilanciamento di tensione iniziale.

Di seguito verranno riportati i risultati della simulazione riguardanti l'architettura multi-trifase. Nella Figura 6.23 sono riportate le forme d'onda di due tensioni di polo riferite al *Neutral Point* (NP): esse possono essere misurate direttamente dai morsetti di uscita dei rami dei singoli convertitori. Si nota che, in accordo con il principio di funzionamento dell'inverter trifase a due livelli, la tensione di polo, rispetto al nodo NP, assume due soli differenti valori: V_{dcA} o 0 per l'inverter superiore e $-V_{dcB}$ o 0 per l'inverter inferiore. Si ricorda che le tensioni di polo sono le uniche grandezze direttamente controllabili dai rami dei convertitori.

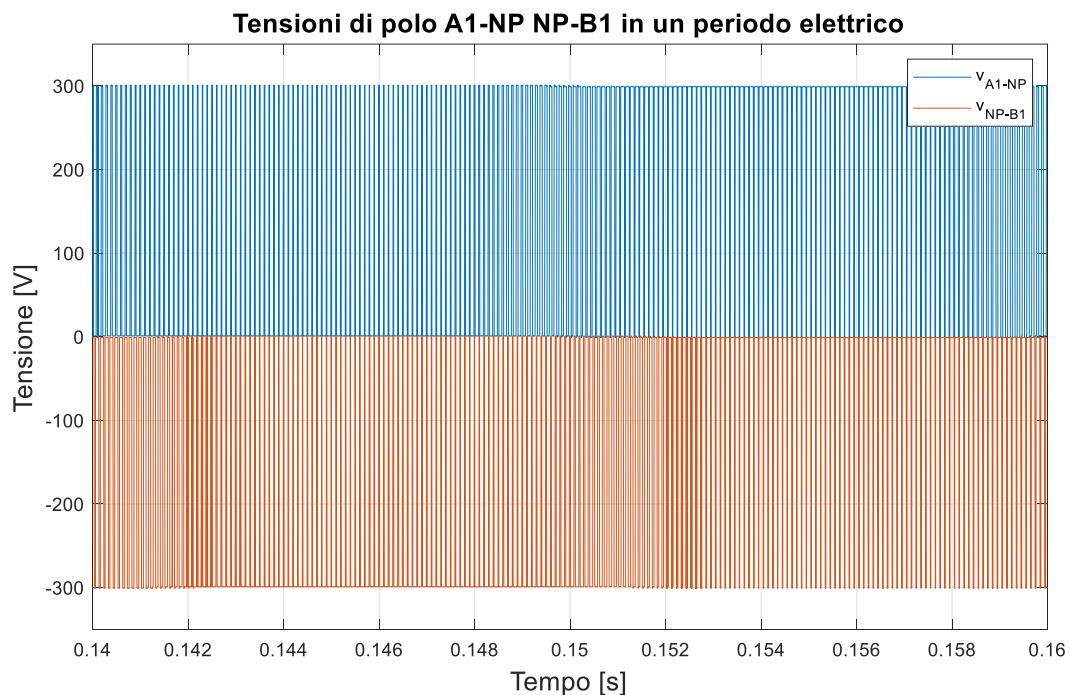


Figura 6.23: Tensioni di polo delle prime due fasi di terna rispetto al nodo NP.

In Figura 6.24 e Figura 6.25 sono raffigurate rispettivamente le tensioni di fase delle due singole terne A e B di avvolgimenti statorici. Ciascuna terna risulta essere composta da tensioni sfasate di 120° elettrici l'una dall'altra.

Andando a rappresentare le tensioni di fase degli avvolgimenti A1 e B1 in un periodo elettrico (20 ms) si ottiene il risultato riportato in Figura 6.26: la forma d'onda alternata rappresentante la tensione di fase v_{B1} risulta essere sfasata di 30° elettrici in ritardo rispetto a quella riferita alla tensione di fase v_{A1} , in accordo con la struttura elettrica della macchina multifase in questione. Inoltre, sono visibili i cinque differenti livelli che la tensione stellata di carico può assumere:

- $2/3 V_{dcA}$, $1/3 V_{dcA}$, 0, $-1/3 V_{dcA}$ e $-2/3 V_{dcA}$, con V_{dcA} pari circa a 300 V, per l'inverter A;
- $2/3 V_{dcB}$, $1/3 V_{dcB}$, 0, $-1/3 V_{dcB}$ e $-2/3 V_{dcB}$, con V_{dcB} pari circa a 300 V, per l'inverter B.

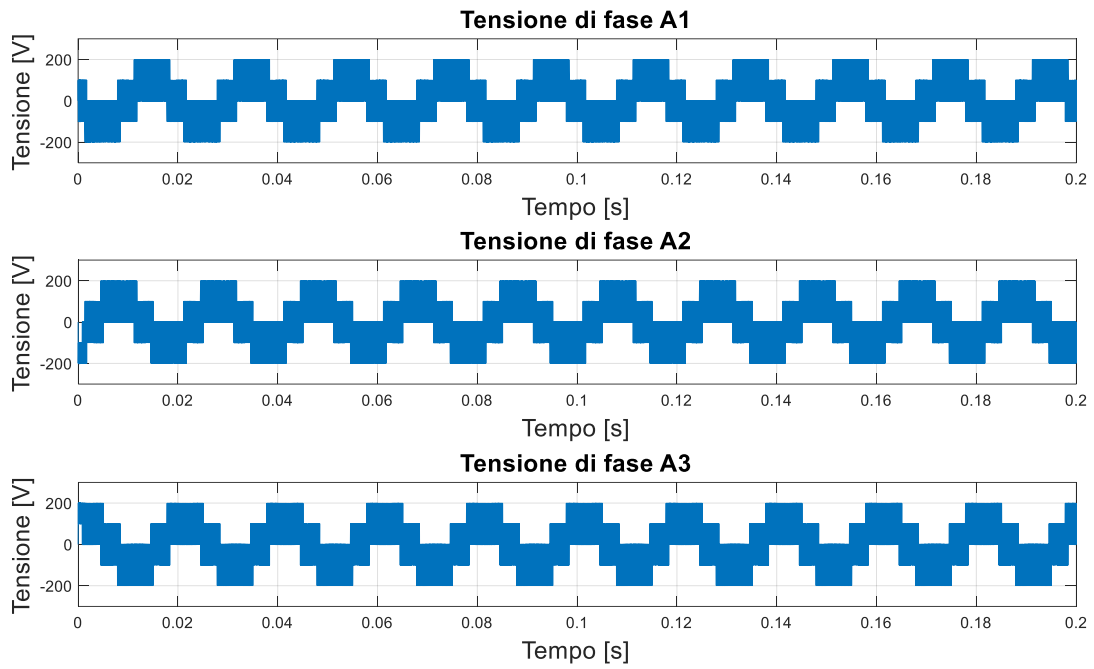


Figura 6.24: Tensioni di fase riferite agli avvolgimenti statorici di terna A.

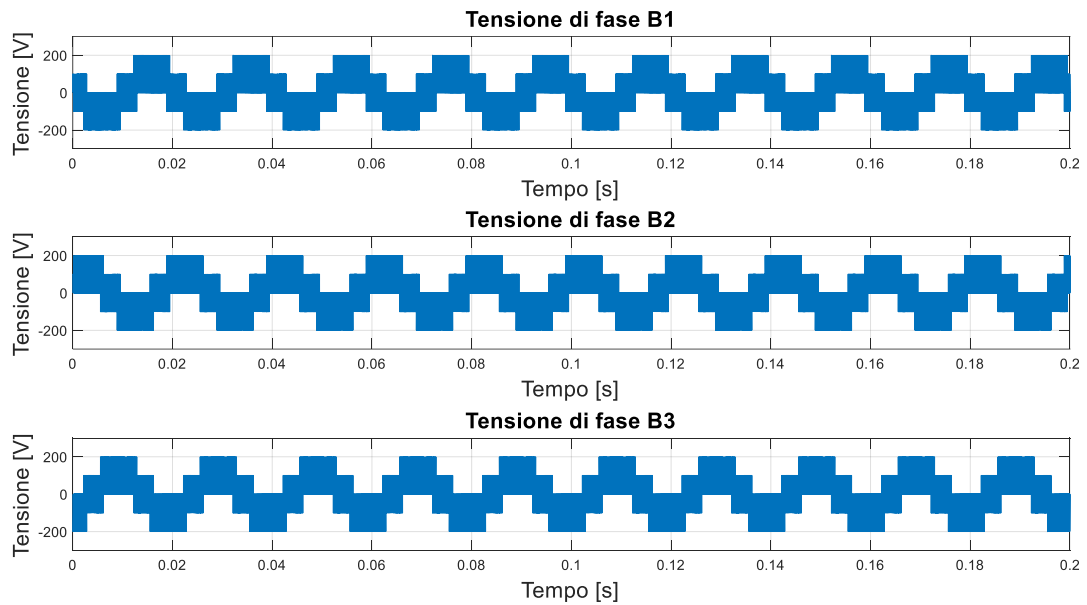


Figura 6.25: Tensioni di fase riferite agli avvolgimenti statorici di terna B.

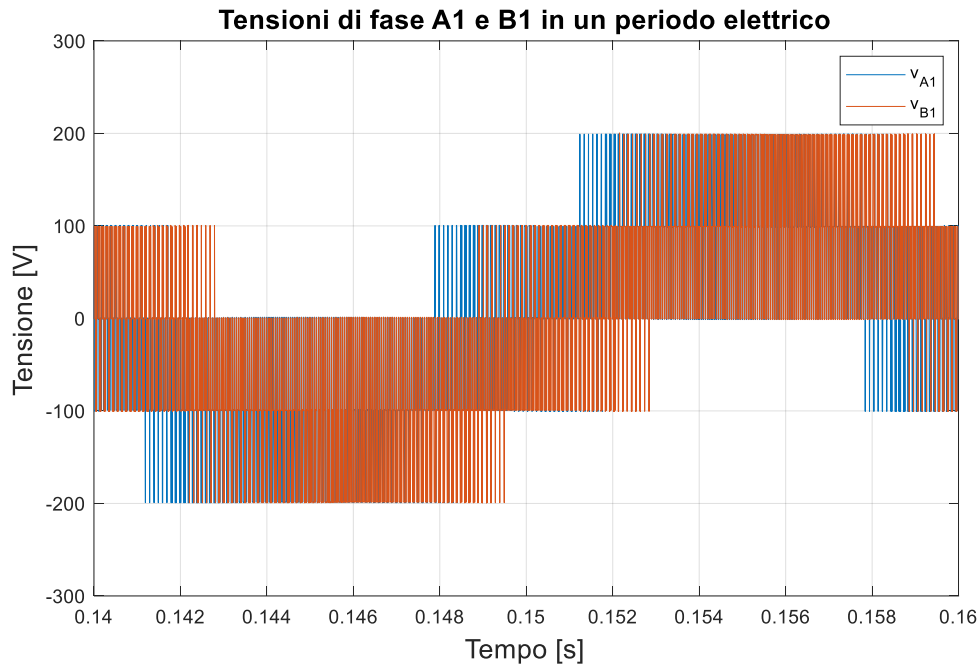


Figura 6.26: Periodo elettrico delle tensioni applicate alle fasi A1 e B1.

Attraverso la *trasformata di Fourier* applicata ad una tensione di fase, è possibile ottenere, mediante lo spettro armonico di ampiezza, un'analisi dettagliata delle armoniche presenti. Questa procedura permette di verificare l'entità della distorsione introdotta dall'inverter. In Figura 6.27 è riportato lo sviluppo armonico in ampiezza della tensione di fase A1, presa in esempio. Sebbene l'inverter, se opportunamente alimentato, sia in grado di fornire in uscita un valore medio di tensione pari ad un valore desiderato, esso non può istantaneamente erogare forme d'onda alternate sinusoidali. Questo fatto comporta che lo spettro armonico della tensione di carico, dovuto alla modulazione PWM, sia costituito da una componente fondamentale a 50 Hz uguale a quella di riferimento, più componenti armoniche indesiderate ad alta frequenza. Tali armoniche indesiderate sono presenti sotto forma di *cespugli* centrati in frequenze multiple della frequenza di commutazione f_c . In generale, i cespugli in corrispondenza dei multipli pari e dispari di f_c sono diversi in termini di frequenza ed ampiezza delle varie armoniche. Inoltre, la larghezza di ciascun cespuglio risulta essere tanto maggiore quanto elevata è la frequenza di lavoro f . Nel caso studiato, la frequenza di lavoro vale 50 Hz e la frequenza di commutazione è pari a 10 kHz, quindi i cespugli di armoniche più considerevoli si trovano alle frequenze di 10 kHz, 20 kHz e 30 kHz, come è possibile osservare in Figura 6.27. Si nota la presenza anche di armoniche indesiderate a bassa frequenza, dette *subarmoniche*, determinate dalle cadute sui dispositivi elettronici di potenza dei convertitori.

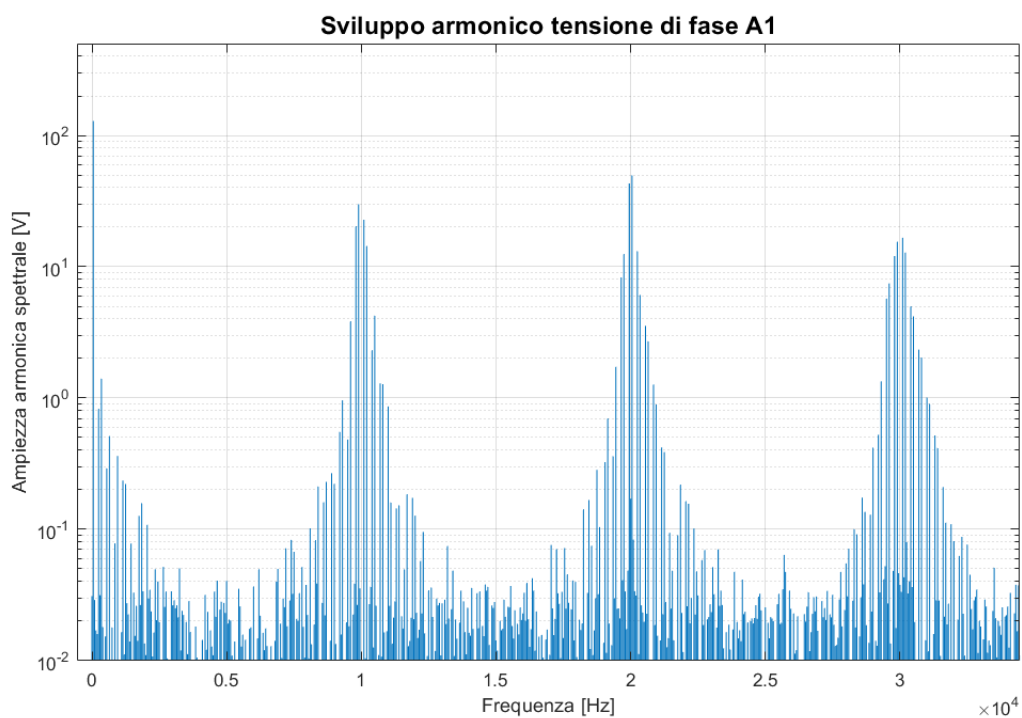


Figura 6.27: Spettro armonico della tensione di fase A1.

In Figura 6.28 sono rappresentati gli andamenti nel tempo delle correnti di carico riferite alle due terne di avvolgimenti A e B. Ciascuna terna è composta da correnti aventi ampiezza pari a I_{ref} , sfasate di 120° l'una dall'altra, in accordo con la struttura elettrica della macchina.

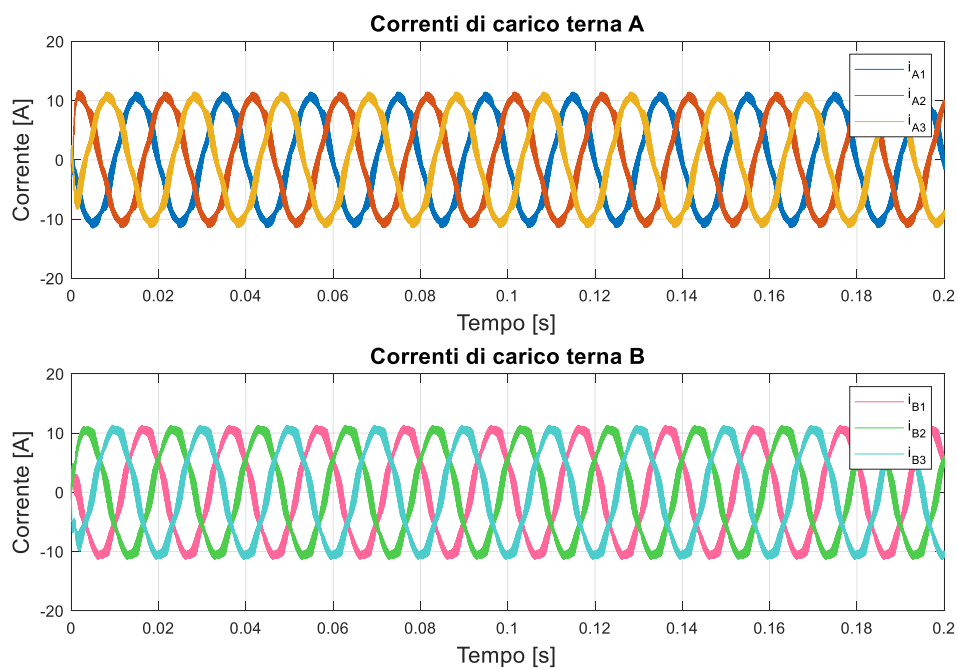


Figura 6.28: Correnti di fase circolanti nelle terne di avvolgimenti A e B.

In Figura 6.29 sono riportati gli andamenti in un periodo elettrico di 20 ms delle correnti di carico circolanti sugli avvolgimenti A1 e B1; le correnti sono sfasate esattamente di 30° elettrici e presentano un *ripple* ad alta frequenza dovuto alla tecnica PWM.

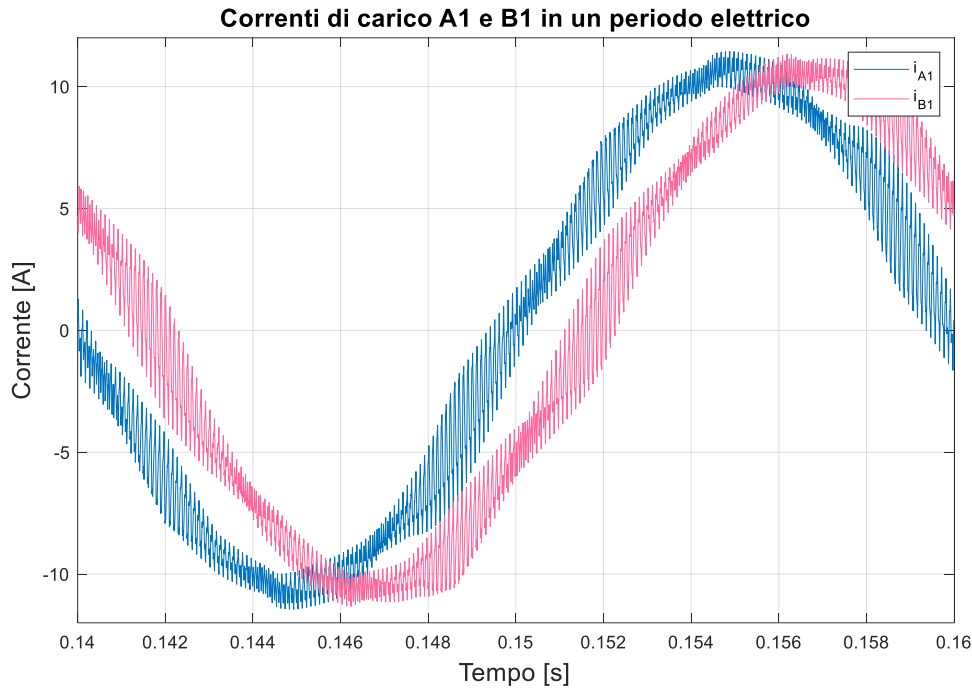


Figura 6.29: Periodo elettrico delle due correnti di carico i_{A1} e i_{B1} .

Per osservare con maggior chiarezza le forme d'onda delle correnti di carico, si traccia lo sviluppo armonico della corrente di fase A1, mostrato in Figura 6.30. Anche le correnti di uscita sono caratterizzate da uno spettro armonico composto da una componente a bassa frequenza (50 Hz) coincidente con quella di riferimento e da cespugli di armoniche indesiderate posti a frequenze multiple della frequenza di commutazione f_c . Rispetto allo spettro della tensione di fase, i cespugli di componenti armoniche indesiderate risultano essere più attenuati con l'aumentare della frequenza. Questo risultato è dovuto alla macchina *brushless*, la quale, comportandosi effettivamente come un carico *ohmico-induttivo*, offre un'impedenza in termini fasoriali del tipo:

$$\bar{Z}(\omega) = R + j\omega L \quad (6.29)$$

Il modulo del fasore della corrente in funzione della pulsazione armonica ω vale:

$$|\bar{I}(\omega)| = \frac{|\bar{V}(\omega)|}{|\bar{Z}(\omega)|} = \frac{|\bar{V}(\omega)|}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (6.30)$$

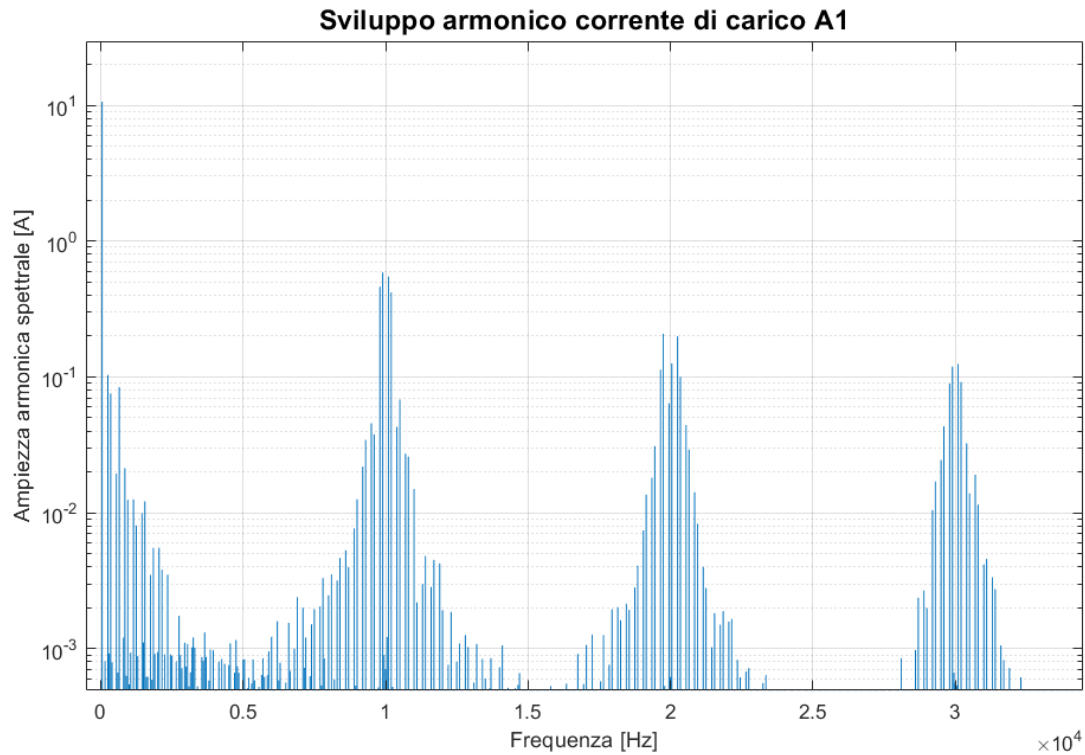


Figura 6.30: Spettro armonico della corrente di fase i_{A1} .

Dalla (6.30) si nota come l'azione filtrante della macchina è tanto più efficace quanto più elevata è la pulsazione armonica considerata. Di conseguenza, componenti armoniche di tensione indesiderate a bassa frequenza producono componenti armoniche di corrente di ampiezza rilevante (in quanto poco attenuate), mentre componenti armoniche di tensione indesiderate ad alta frequenza producono componenti armoniche di corrente di ampiezza ridotta (in quanto fortemente attenuate). Per avere forme d'onda di corrente più pulite si potrebbe scegliere un tempo di commutazione T_C minore, ciò comporta il vantaggio di avere il primo cespuglio di componenti indesiderate a frequenza maggiore, ma anche lo svantaggio, in termini di rendimento, in quanto aumentano le perdite per commutazione dei dispositivi elettronici di potenza presenti nei convertitori.

In Figura 6.31 è riportato il comportamento dinamico della coppia elettromagnetica generata dall'azionamento.

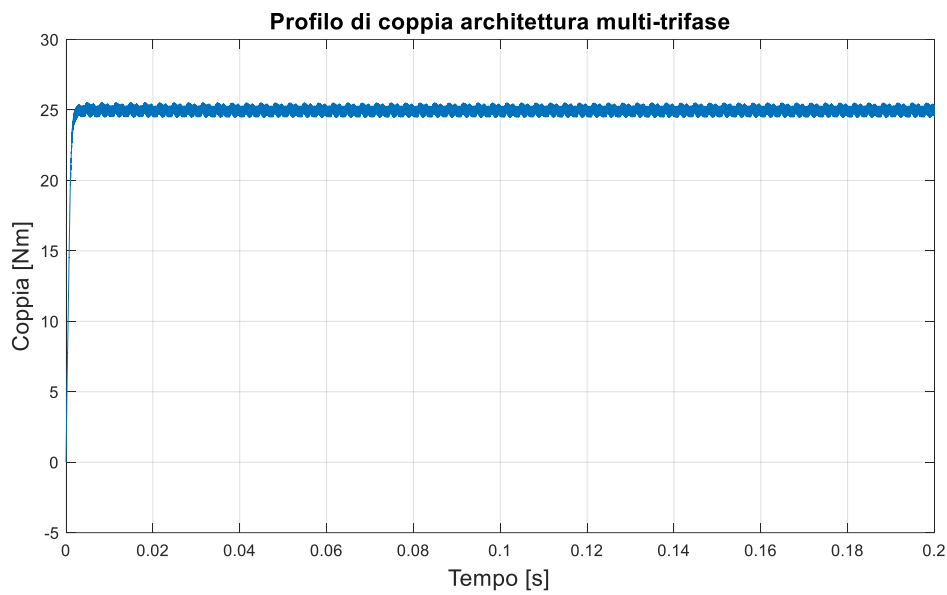


Figura 6.31: Andamento temporale della coppia elettromagnetica generata dalla macchina brushless esafase.

Il profilo di coppia a regime, misurato in due periodi elettrici, presente in Figura 6.32 permette di valutare che:

- il valore medio di coppia è pari a 25,0414 Nm;
- il valore picco-picco utile a visualizzare le oscillazioni di coppia vale 1,0242 Nm, sapendo che il valore massimo di coppia è 25,5004 Nm mentre il valore minimo di coppia vale 24,4762 Nm.

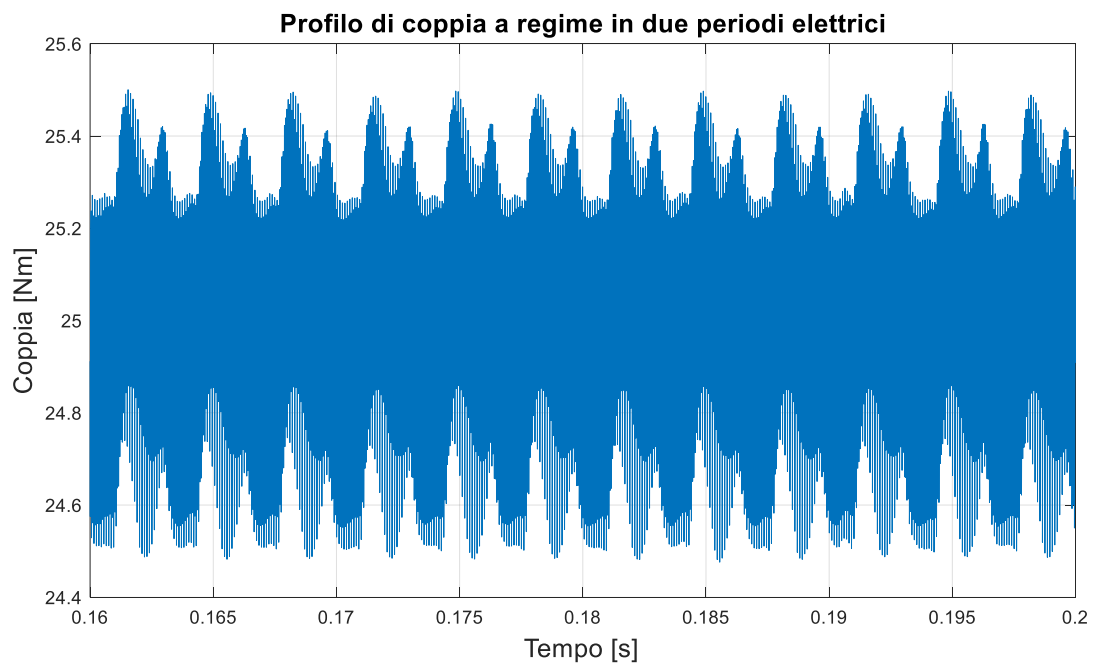


Figura 6.32: Coppia elettromagnetica a regime.

Di seguito verranno riportati i risultati della simulazione riguardanti l'architettura multilivello. In Figura 6.33 è riportata la forma d'onda tipica della tensione di polo di un inverter a tre livelli riferita al nodo NP . In accordo con il principio di funzionamento del ramo di inverter a tre livelli, la tensione in uscita da ciascun ramo ha una forma d'onda alternata su tre diversi livelli di tensione: $+V_{dc}/2$, 0 , $-V_{dc}/2$.

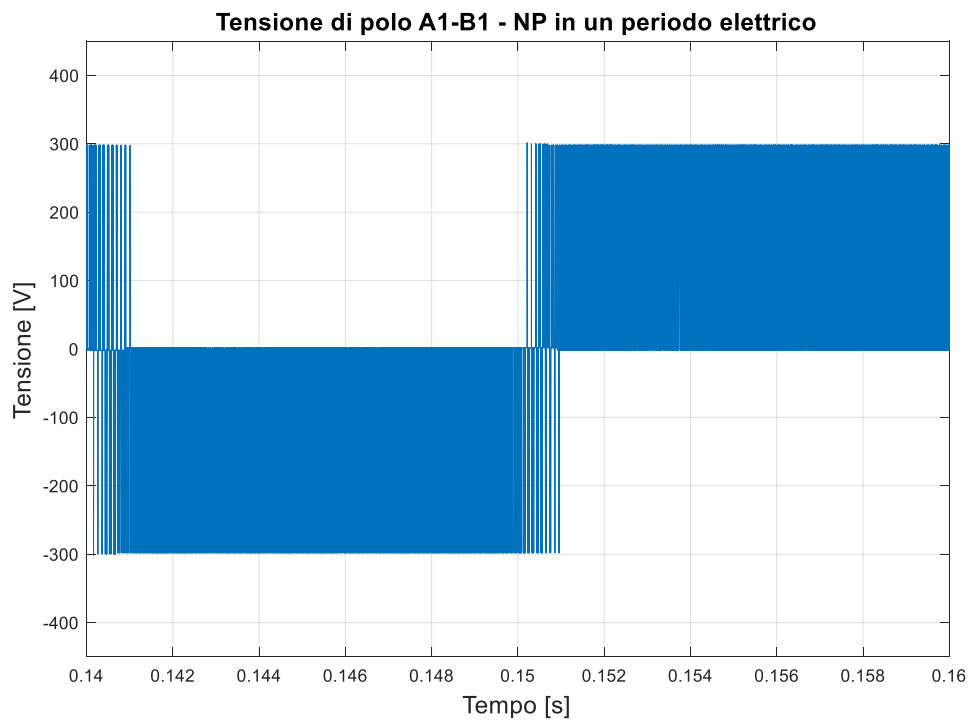


Figura 6.33: Tensione di polo della fase A1+B1 rispetto al nodo NP.

Nella Figura 6.34 sono raffigurati gli andamenti nel tempo delle tre tensioni di fase, sfasate l'una dall'altra di 120° elettrici.

In Figura 6.35 è riportato un ingrandimento della tensione ai capi della fase composta dalla serie degli avvolgimenti A1 e B1 in un periodo elettrico di 20 ms. Si evidenzia come tale grandezza possa assumere nove differenti livelli di tensione grazie all'impiego della struttura di conversione multilivello: $2/3 V_{dc}$, $1/2 V_{dc}$, $1/3 V_{dc}$, $1/6 V_{dc}$, 0 , $-1/6 V_{dc}$, $-1/3 V_{dc}$, $-1/2 V_{dc}$, $-2/3 V_{dc}$, con $V_{dc} = 600$ V. In Figura 6.36 è riportato lo spettro armonico delle ampiezze della tensione di fase; anche in questo caso, vi sono sia la componente desiderata a bassa frequenza (quella a 50 Hz coincide con quella di riferimento) sia le *subarmoniche* sia le componenti indesiderate presenti sotto forma di cespugli a frequenze multiple di f_c . Come si evince dalla figura, i cespugli di armoniche presenti a multipli pari di f_c (per esempio, in corrispondenza di 20 kHz) risultano essere più consistenti rispetto a quelli in corrispondenza dei multipli dispari (10-30 kHz). Ciò è dovuto alla tecnica PWM implementata per le strutture multilivello; infatti, siccome l'inverter NPC lavora su più livelli di tensione, le armoniche

principali di *ripple* di tensione risultano essere spostate ad una frequenza doppia rispetto a quella di commutazione. Ciò comporta avere delle correnti di carico più pulite.

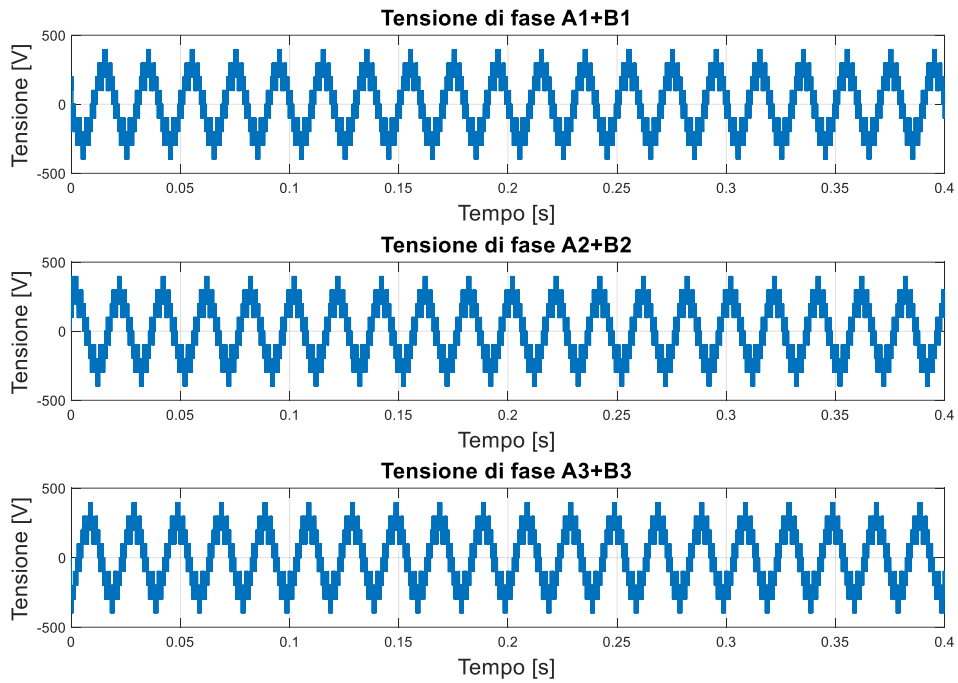


Figura 6.34: Andamenti temporali delle tensioni di fase di macchina in configurazione trifase equivalente.

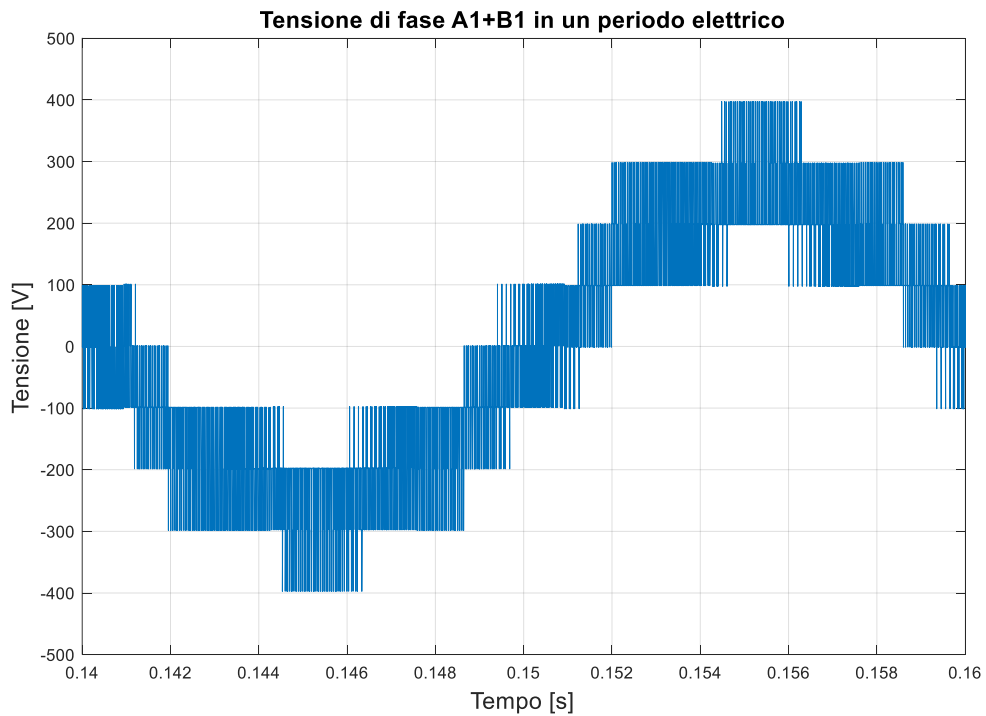


Figura 6.35: Tensione applicata alla fase A1+B1.

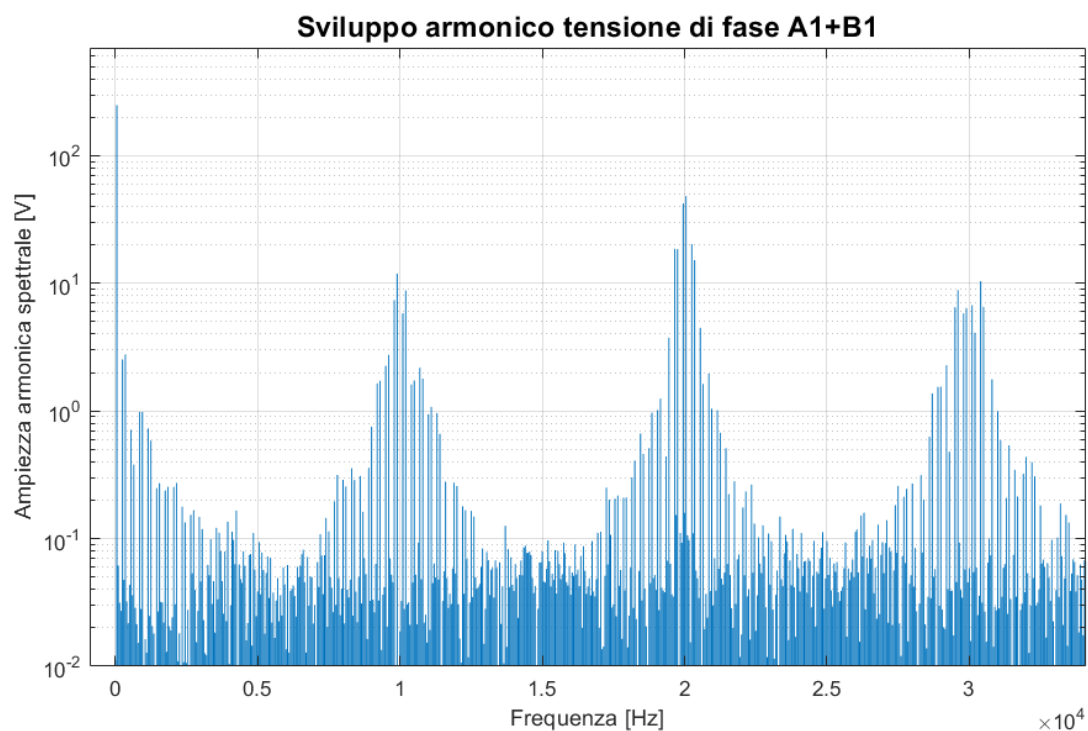


Figura 6.36: Spettro armonico della tensione di fase A1+B1.

In Figura 6.37 sono riportate le forme d'onda delle correnti di carico circolanti sulle tre serie di avvolgimenti: le tre correnti presentano un andamento quasi sinusoidale, con un'ampiezza pari a I_{ref} , e sono sfasate di 120° l'una dall'altra. In Figura 6.38 è riportato l'andamento, in un periodo elettrico di 20 ms, della corrente circolante nella fase ottenuta dalla serie A1 + B1: è possibile apprezzare la qualità della corrente, la quale è caratterizzata da un andamento prossimo alla sinusoidalità con un leggero *ripple* ad alta frequenza.

Lo spettro armonico della corrente di fase A1 + B1, riportato in Figura 6.39, conferma quanto appena detto: grazie a tensioni di fase poco distorte ottenute grazie all'inverter NPC e all'azione filtrante della macchina *brushless*, le componenti ad alta frequenza indesiderate risultano essere attenuate considerevolmente. Tutto questo permette di ottenere correnti di uscita pulite e prossime alla sinusoidalità.

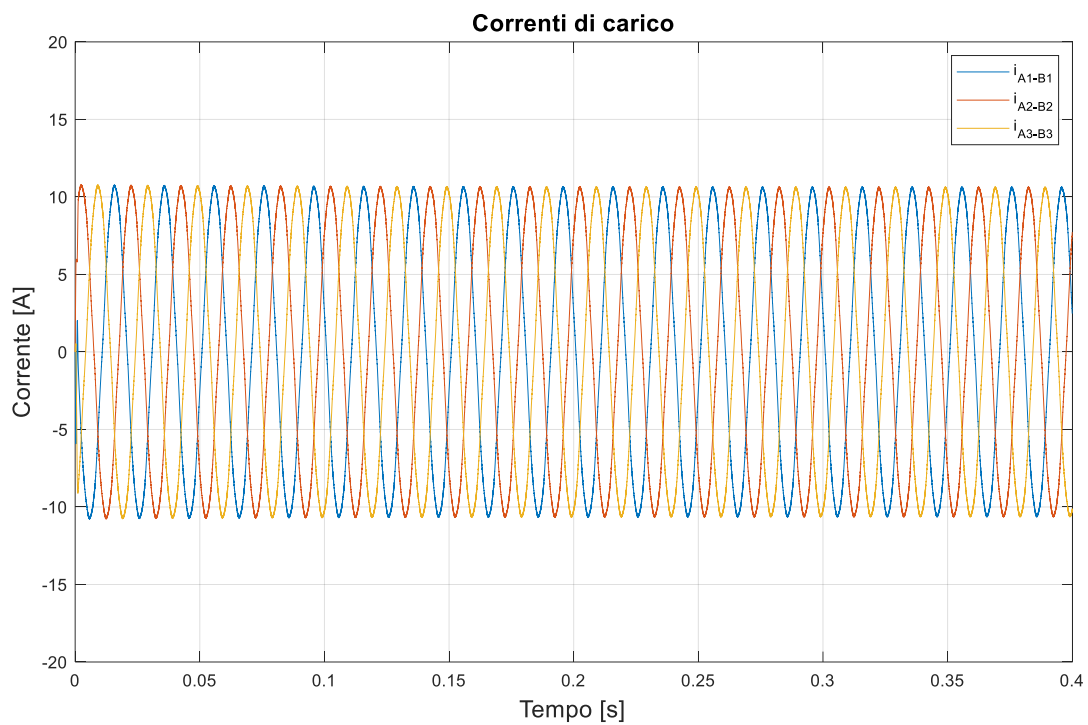


Figura 6.37: Correnti di carico circolanti nelle tre serie di fasi.

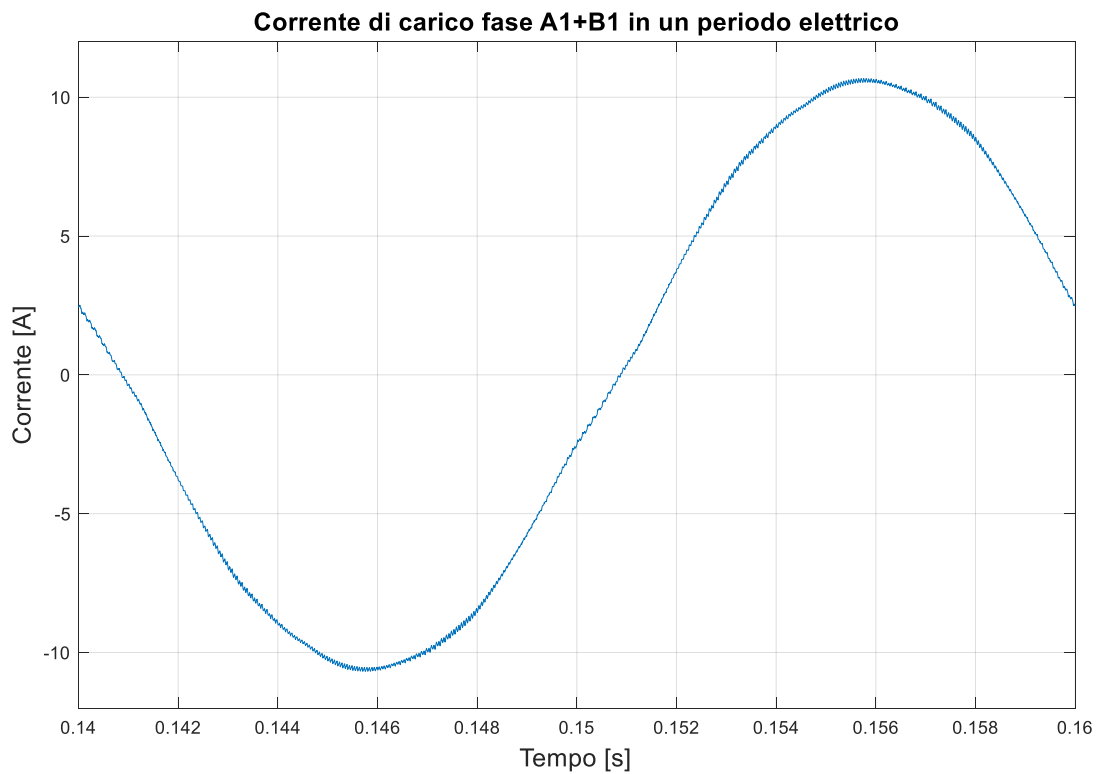


Figura 6.38: Periodo elettrico della corrente di carico circolante sulla serie di fasi A1+B1.

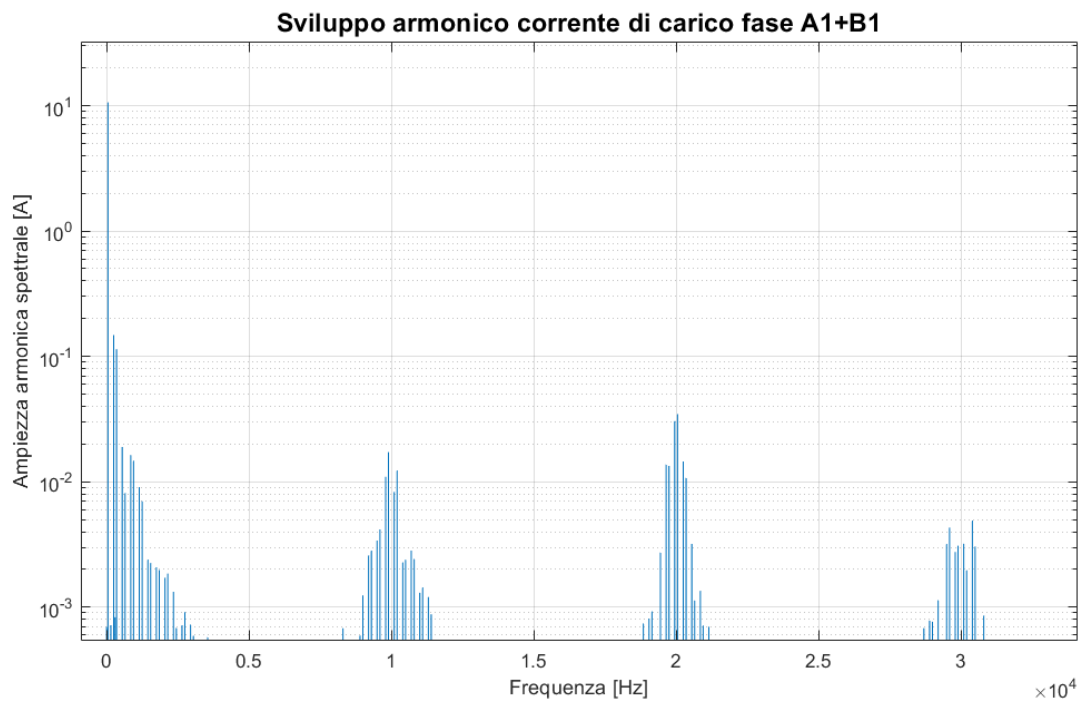


Figura 6.39: Spettro armonico della corrente di carico i_{A1-B1} .

In Figura 6.40 è riportato il comportamento dinamico della coppia elettromagnetica generata dalla macchina *brushless* in configurazione trifase equivalente.

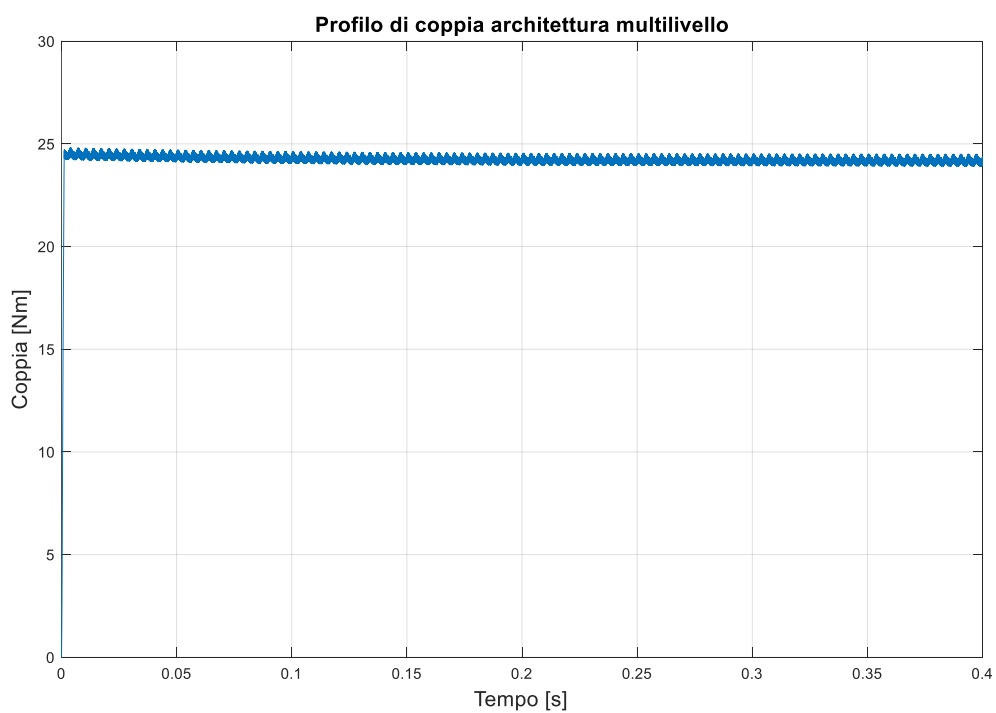


Figura 6.40: Andamento temporale della coppia elettromagnetica generata dalla macchina *brushless* trifase equivalente.

Mediante un ingrandimento della coppia a regime riportato in Figura 6.41, misurata in due periodi elettrici, è possibile constatare che il valore medio di coppia è pari a 24,1532 Nm, mentre il valore picco-picco vale 0,5895 Nm (sapendo che il valore massimo vale 24,5052 Nm e il valore minimo vale 23,9157 Nm). In questo caso, la coppia elettromagnetica media erogata, risultato dell'interazione tra i campi magnetici di statore e rotore, risulta essere inferiore rispetto al caso multi-trifase. Mentre il campo magnetico prodotto dai magneti permanenti rimane invariato (in quanto la struttura rotorica è la stessa per le due configurazioni di macchina), l'armonica fondamentale del campo magnetico di statore risulta essere ridotta del fattore di distribuzione K_d , come conseguenza diretta della disposizione degli avvolgimenti distribuiti su più cave.

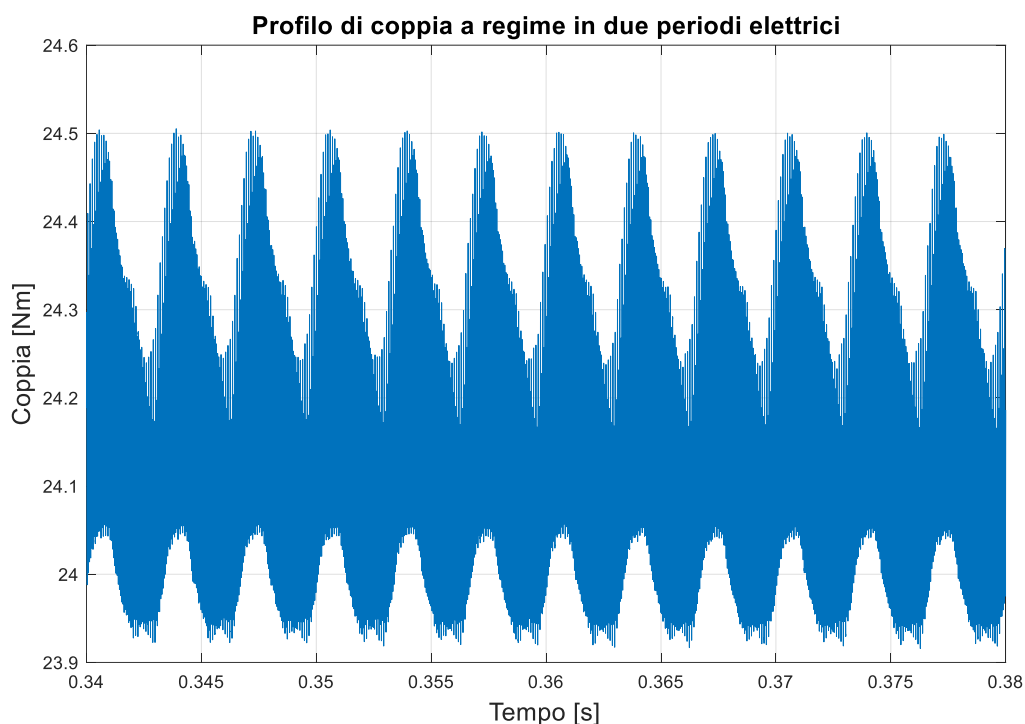


Figura 6.41: Coppia elettromagnetica a regime.

In Figura 6.42 è mostrato il confronto tra gli spettri armonici delle tensioni di fase ottenuti nelle due architetture di conversione. La componente fondamentale ottenuta con la struttura di conversione multilivello risulta avere un'ampiezza maggiore rispetto a quella ottenuta nel caso multi-trifase. Ciò è dovuto al fatto che i *DC link* posti a monte dei convertitori presentano due tensioni differenti: V_{dc} (600 V) per l'inverter multilivello, V_{dcA} o V_{dcB} (≈ 300 V) per l'inverter trifase a due livelli. Per quanto riguarda le armoniche indesiderate, le componenti poste alle frequenze più vicine alla fondamentale sono quelle aventi maggior influenza sulla forma d'onda generata. Tralasciando le *subarmoniche* (di entità modesta, dovute alle cadute sui componenti), si osserva che il cespuglio dello spettro multi-trifase posto a frequenza più bassa (10 kHz) risulta avere un'ampiezza maggiore rispetto al corrispettivo cespuglio riferito all'architettura multilivello, determinando una maggior distorsione

sulla tensione in uscita. Ciò conferma il fatto che l'inverter multilivello, avendo la capacità di generare tensioni di polo su più livelli di tensione, fornisce in uscita grandezze molto meno distorte rispetto a quelle generate in uscita dalla struttura di conversione multi-trifase.

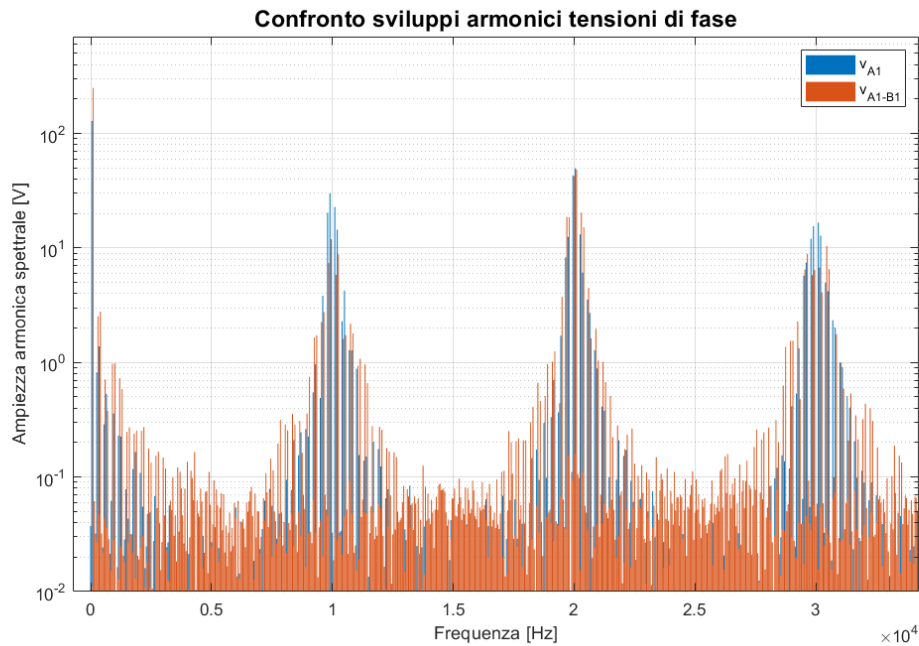


Figura 6.42: Confronto tra gli spettri armonici delle tensioni di fase.

In Figura 6.43 è mostrato il confronto tra gli spettri armonici delle correnti di carico. Le correnti di carico ottenute nella configurazione multilivello risultano essere molto più pulite grazie alla minor distorsione delle tensioni di fase e all'azione filtrante ohmico-induttiva offerta dalla macchina.

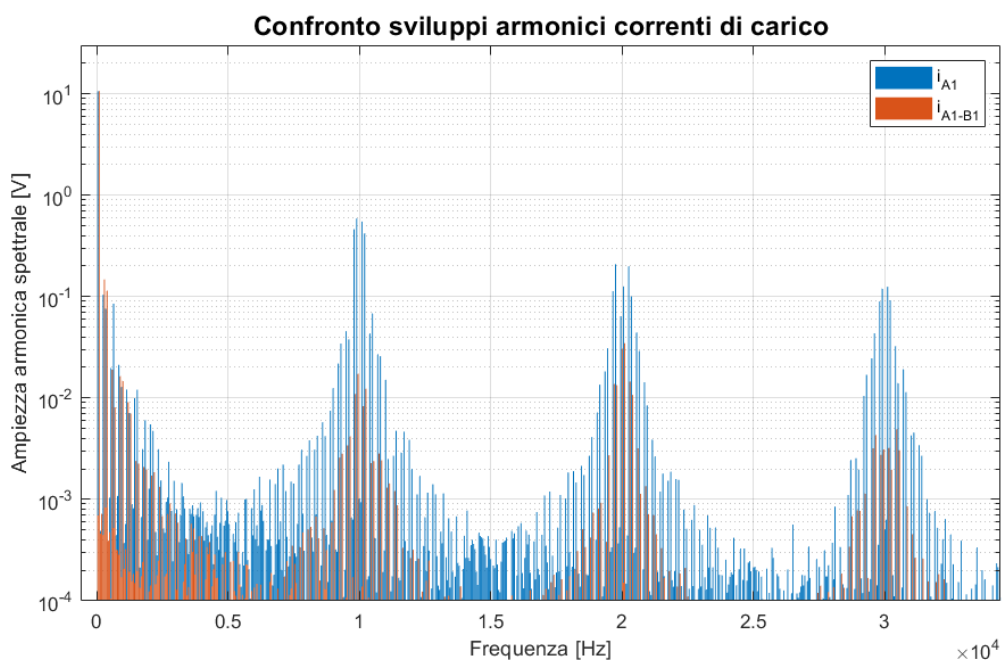


Figura 6.43: Confronto tra gli spettri armonici delle correnti di fase.

Conclusioni

L'obiettivo di questo elaborato è stato quello di effettuare un'analisi comparativa tra architetture di alimentazione multilivello e multi-trifase applicate alle macchine *brushless*. Nel terzo capitolo si sono analizzati e poi implementati i sistemi di controllo delle componenti dei vettori di spazio di corrente di interesse al fine di inseguire particolari dinamiche e prestazioni di coppia. Nel quarto capitolo, invece, sono stati ricavati due metodi per il controllo del bilanciamento della tensione sui *bus DC* posti in ingresso ai convertitori. La tecnica di controllo sviluppata per l'architettura multi-trifase, basata sul modello di macchina, mira ad imporre un comportamento esponenziale decrescente dell'errore di squilibrio di tensione, cercando di annullarlo nel modo più semplice ed efficace possibile. La tecnica utilizzata per il convertitore multilivello, basata sull'implementazione di una specifica strategia di modulazione *PWM*, ha come obiettivo quello di correggere l'errore di sbilanciamento della tensione tramite l'applicazione di determinate leggi di commutazione utili a comandare i rami dell'inverter. Tali funzioni di commutazione vengono scelte in base all'entità delle correnti di fase e dello squilibrio presente, facendo in modo di forzare la circolazione della corrente di fase più opportuna a correggere l'errore di tensione attraverso il nodo centrale del convertitore (NP), influenzandone il potenziale.

Le simulazioni hanno confermato che le azioni regolatrici dei due sistemi di controllo della tensione sui condensatori sono valide e robuste, con velocità di azione dello stesso ordine di grandezza (55 ms nel multi-trifase, 50 ms nel multilivello), in grado di contenere ed annullare squilibri considerevoli in condizioni di funzionamento critiche. Le successive simulazioni sono incentrate sulla visualizzazione del comportamento delle tensioni e correnti di fase. Si è potuto osservare come l'inverter multilivello, grazie alla possibilità di poter operare su più livelli, genera in uscita tensioni molto meno distorte rispetto a quelle in uscita dall'inverter trifase a due livelli tradizionale. Ciò risulta visibile dal confronto tra gli spettri armonici delle tensioni di fase, dove si osserva chiaramente la più bassa entità del cespuglio di componenti posto a più bassa frequenza (ovvero quello con più *capacità distorcente*). Ciò si ripercuote anche sulle correnti di carico circolanti negli avvolgimenti serie della macchina in configurazione trifase equivalente. Si può notare come esse siano molto più pulite, prossime alla sinusoidalità, sintomo di una bassa distorsione. Questo fatto risulta essere molto chiaro dal confronto degli spettri armonici delle correnti: il cespuglio di armoniche a più bassa frequenza (quindi in corrispondenza di f_c) risulta essere più contenuto grazie alla bassa distorsione introdotta dall'inverter multilivello.

In termini di prestazioni di coppia raggiunte, i due azionamenti riescono ad inseguire riferimenti di coppia sia variabili sia costanti, simbolo di corretta progettazione dei sistemi di controllo dei regolatori *PI*. Nell'architettura multi-trifase, il valore medio della coppia è circa pari al valore di

coppia nominale di riferimento, mentre nella struttura multilivello si nota una riduzione della coppia elettromagnetica media dovuta alla distribuzione delle singole fasi statoriche su più avvolgimenti. D'altro canto, nella struttura multi-trifase, si osserva un'oscillazione di coppia più consistente rispetto al caso multilivello.

Ai fini del confronto tra le due architetture di azionamento, interessante sarebbe compiere anche un'analisi termica dettagliata volta a stabilire quale tipologia di convertitore permette di avere un rendimento energetico migliore. In aggiunta, sempre in termini di prospettiva futura, si potrebbe provare ad implementare le tecniche di bilanciamento dei *bus DC* ideate nei sistemi di controllo reali. Tuttavia, è necessario segnalare il fatto che l'algoritmo di bilanciamento delle tensioni sui *bus DC* in ambito multi-trifase si basa su una corretta stima dei parametri, sia costruttivi sia operativi, della macchina *brushless* in questione. Ciò potrebbe fare emergere delle criticità importanti, in quanto la conoscenza esatta dei parametri non è una procedura semplice ed immediata.

Bibliografia

- [1] A. Tani, Dispense del corso “Azionamenti Elettrici T”, 2019.
- [2] X. Wang et al., "Selective Torque Harmonic Elimination for Dual Three-Phase PMSMs Based on PWM Carrier Phase Shift," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 12, pp. 13255-13269, Dec. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2991264.
- [3] C. Li et al., "A Modified Neutral Point Balancing Space Vector Modulation for Three-Level Neutral Point Clamped Converters in High-Speed Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 910-921, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2835372.
- [4] D. Wu, X. Wu, L. Su, X. Yuan and J. Xu, "A Dual Three-Level Inverter-Based Open-End Winding Induction Motor Drive With Averaged Zero-Sequence Voltage Elimination and Neutral-Point Voltage Balance," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 8, pp. 4783-4795, Aug. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2544721.
- [5] Ranjit M, Sumanjali M, Ganesh B, “Open-end Winding Induction Motor Drive Using Decoupled Algorithm,” *J Electr Electron Syst* 5: 164, 2016, doi:10.4172/2332-0796.1000164.
- [6] G. Sala, M. Mengoni, A. Tani, A. Galassini and M. Degano, "Advantages of Communication in Double Three-Phase Surface Permanent Magnet Machines Fed by Independent Inverters," 2019 21st European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '19 ECCE Europe), Genova, Italy, 2019, pp. P.1-P.10, doi: 10.23919/EPE.2019.8915155.
- [7] A. Tani, “Modello Six-phase PM”.
- [8] A. Tani, Dispense del corso “Conversione statica dell’energia elettrica M”, 2019.
- [9] L. Zarri, Dispense del corso “Azionamenti elettrici per applicazioni industriali ed eoliche M”, 2019.
- [10] J. Pou, J. Zaragoza, S. Ceballos, M. Saeedifard and D. Boroyevich, "A Carrier-Based PWM Strategy With Zero-Sequence Voltage Injection for a Three-Level Neutral-Point-Clamped Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 642-651, Feb. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2010.2050783.
- [11] L. Marconi, A. Tilli, Dispense del corso “Controlli automatici T-2”, 2017.