

UNIVERSITÀ DEGLI STUDI DI PADOVA
Dipartimento di ingegneria elettrica

FACOLTÀ DI INGEGNERIA
CORSO DI LAUREA SPECIALISTICA IN INGEGNERIA
ELETTRONICA

TESI DI LAUREA

STUDIO E SPERIMENTAZIONE DI
CONVERTITORI E CONTROLLI PER AZIONAMENTI
DI VEICOLI IBRIDI

Relatore: Prof. Silverio Bolognani
Correlatore: Ing. Mattia Morandin

Laureando: Federico Fabian
Matricola: 586284

ANNO ACCADEMICO 2009-2010

Questo lavoro è dedicato a Michela, fedele compagna di avventure e disavventure, e ai miei genitori che mi hanno sempre appoggiato e sostenuto.

Vorrei rivolgere un ringraziamento speciale:

al Professor Bolognani, la cui professionalità e disponibilità non hanno paragoni

a tutto il laboratorio EDLab per avermi messo a disposizione materiali e conoscenze

a tutti quegli amici che, incondizionatamente mi hanno sempre offerto il loro aiuto.

Indice

Introduzione	5
Cosa sono i veicoli ibridi.....	5
Capitolo 1	
Tipologie di veicolo ibrido	7
1.1 Introduzione.....	7
1.2 Veicoli Micro HEV.....	8
1.3 Veicoli Mild Hybrid.....	9
1.4 Veicoli Full Hybrid e PHEV.....	10
1.4.1 Veicolo ibrido serie.....	11
1.4.2 Veicolo ibrido parallelo.....	12
1.4.3 Veicolo ibrido serie-parallelo.....	13
1.5 Considerazioni e scopo della tesi.....	14
1.6 Bibliografia.....	15
Capitolo 2	
Descrizione di un azionamento per veicolo ibrido	17
2.1 Introduzione.....	17
2.2 Trasformazioni vettoriali.....	18
2.3 Motore elettrico.....	21
2.3.1 Motore SPM.....	22
2.3.1.1 Equazioni elettriche.....	22
2.3.1.2 Equazioni elettriche nel sistema di riferimento sincrono.....	24
2.3.1.3 Limiti e regioni di funzionamento.....	24
2.3.2 Estensione al motore IPM.....	26
2.3.2.1 Equazioni elettriche nel sistema di riferimento sincrono.....	27
2.3.2.2 Limiti e regioni di funzionamento.....	28
2.4 Inverter.....	29
2.4.1 Inverter a due livelli.....	29
2.4.1.1 Schema e principio di funzionamento.....	29
2.4.1.2 Modulazione vettoriale.....	30

2.4.1.3	Calcolo degli intervalli temporali	32
2.4.1.4	Sequenza di switching.....	34
2.4.2	Inverter a tre livelli.....	36
2.4.2.1	Schema e principio di funzionamento.....	36
2.4.2.2	Modulazione vettoriale.....	36
2.4.2.3	Calcolo degli intervalli temporali.....	39
2.4.2.4	Sequenza di switching.....	41
2.4.2.5	Controllo a retroazione della tensione del punto centrale.....	46
2.5	Bibliografia.....	47

Capitolo 3

Controllo di un azionamento per veicolo ibrido con motore SPM.....	49	
3.1	Introduzione.....	49
3.2	Dati del sistema e specifiche.....	49
3.3	Progettazione dei regolatori.....	51
3.3.1	Regolatore di corrente asse q.....	53
3.3.2	Regolatore di corrente asse d.....	57
3.3.3	Regolatore di velocità.....	58
3.3.4	Regolatore di tensione del bus DC.....	60
3.4	Implementazione del motore SPM in Simpower.....	62
3.5	Implementazione del controllo dell'inverter a due livelli in Simpower.....	64
3.6	Simulazione con inverter a due livelli.....	68
3.7	Implementazione del controllo dell'inverter a tre livelli in Simpower.....	76
3.8	Simulazione con inverter a tre livelli.....	77
3.9	Confronto tra le due tipologie di inverter.....	80

Capitolo 4

Descrizione del banco prova.....	83	
4.1	Introduzione	83
4.2	Motore Diesel.....	83
4.3	Banco prova.....	86
4.4	Descrizione dell'azionamento	89

Capitolo 5

Controllo di un azionamento per veicolo ibrido con motore IPM.....	93	
5.1	Introduzione.....	93
5.2	Avviamento del motore endotermico.....	93
5.3	Prove di generazione.....	98

Conclusioni.....	103
-------------------------	------------

Appendice A	105
File di inizializzazione variabili per il modello Simpower.....	105
Codice per il blocco "Embedded Matlab function " per l'inverter a due livelli.....	106
Codice per il blocco "Embedded Matlab function " per l'inverter a tre livelli.....	108
Appendice B	113
Implementazione software dei regolatori PI.....	114
Codice che implementa il controllo del motore nella fase sperimentale.....	114

Introduzione

Cosa sono i veicoli ibridi

Nel 2006 è entrato in vigore il protocollo di Kyoto: uno dei principali obiettivi di tale protocollo è la riduzione delle emissioni dei gas di serra, in particolare dell'anidride carbonica (CO₂). Tra i maggiori responsabili dell'emissione di CO₂ si trovano le automobili e più in generale ogni mezzo di trasporto che utilizzi per la propulsione un motore a combustione interna.

Negli ultimi anni si sono dunque studiati nuovi sistemi di propulsione con l'obiettivo di annullare o quantomeno ridurre significativamente sia le emissioni di CO₂ sia il consumo di combustibili fossili, la cui disponibilità è destinata a calare contrariamente al loro prezzo.

Tra le varie soluzioni proposte, i veicoli puramente elettrici sembrano essere i migliori candidati per il perseguimento di tali obiettivi.

In questa tipologia di veicolo la propulsione è ad opera di un motore elettrico alimentato da batterie di adeguata capacità: in particolare, se l'energia immagazzinata nelle batterie è prodotta da fonti di energia rinnovabili quali il fotovoltaico o l'eolico, si ottiene il totale abbattimento di emissioni di CO₂. I motivi che frenano lo sviluppo e la diffusione di questi veicoli sono però molteplici: in particolare le prestazioni e l'autonomia sono ancora lontani dai livelli raggiunti dai veicoli alimentati da motore a combustione interna, inoltre il risparmio economico che si avrebbe rispetto al consumo di benzina\gasolio non compensa ancora il costo della sostituzione delle batterie alla fine della loro vita utile.

Nell'attesa di progressi e miglioramenti nella tecnologia delle batterie o più in generale nei sistemi di immagazzinamento dell'energia, un buon compromesso tra prestazioni e tutela dell'ambiente è rappresentato dai veicoli elettrici ibridi.

Il Technical Committee 69 (Electric Road Vehicles) definisce un veicolo elettrico ibrido (acronimo HEV – Hybrid Electric Vehicle) come un veicolo in cui l'energia per la propulsione può provenire da due o più sorgenti e almeno una di queste è in grado di fornire energia elettrica.

Basandosi su questa definizione si possono distinguere vari tipi di HEV: in questa sede si tratteranno solo quelli composti da un motore a combustione interna unito ad uno o più motori elettrici in alcune delle più tipiche configurazioni.

I vantaggi introdotti dalla propulsione ibrida sono dati dalla possibilità di poter utilizzare un motore

a combustione interna più piccolo che viene fatto lavorare a regime di rotazione e potenza costanti, condizione nella quale il consumo di carburante e l'emissione di CO₂ risultano minime. L'eccesso di potenza richiesta nelle fasi di accelerazione, nelle salite e nei tratti in cui si raggiungono velocità elevate, è fornito dal motore elettrico alimentato dall'energia immagazzinata in appositi sistemi di accumulo. Tale energia viene immagazzinata durante le fasi in cui la richiesta di potenza è inferiore e soprattutto durante la fase di frenatura: il motore elettrico è infatti in grado di frenare il veicolo recuperando l'energia che andrebbe altrimenti dissipata nell'impianto frenante. Non meno importante è la possibilità di spegnere il motore a combustione interna ad esempio nelle soste ai semafori o nei centri abitati dove i limiti del codice stradale o il traffico stesso impongono prestazioni che possono essere soddisfatte dalla sola propulsione elettrica.

La Fig. 1 riassume quanto scritto finora riportando nell'asse orizzontale le emissioni di CO₂ in grammi per Km al variare del tipo di propulsione. Si evidenzia come andando da destra verso sinistra le emissioni calano fino ad annullarsi nel caso di veicoli mossi unicamente da motori elettrici nei quali l'energia immagazzinata è fornita da fonti rinnovabili. Come detto i veicoli ibridi occupano una posizione intermedia: in particolare sono riportati esempi commerciali di versioni ibride e classiche di uno stesso modello con la relativa diminuzione di emissioni.

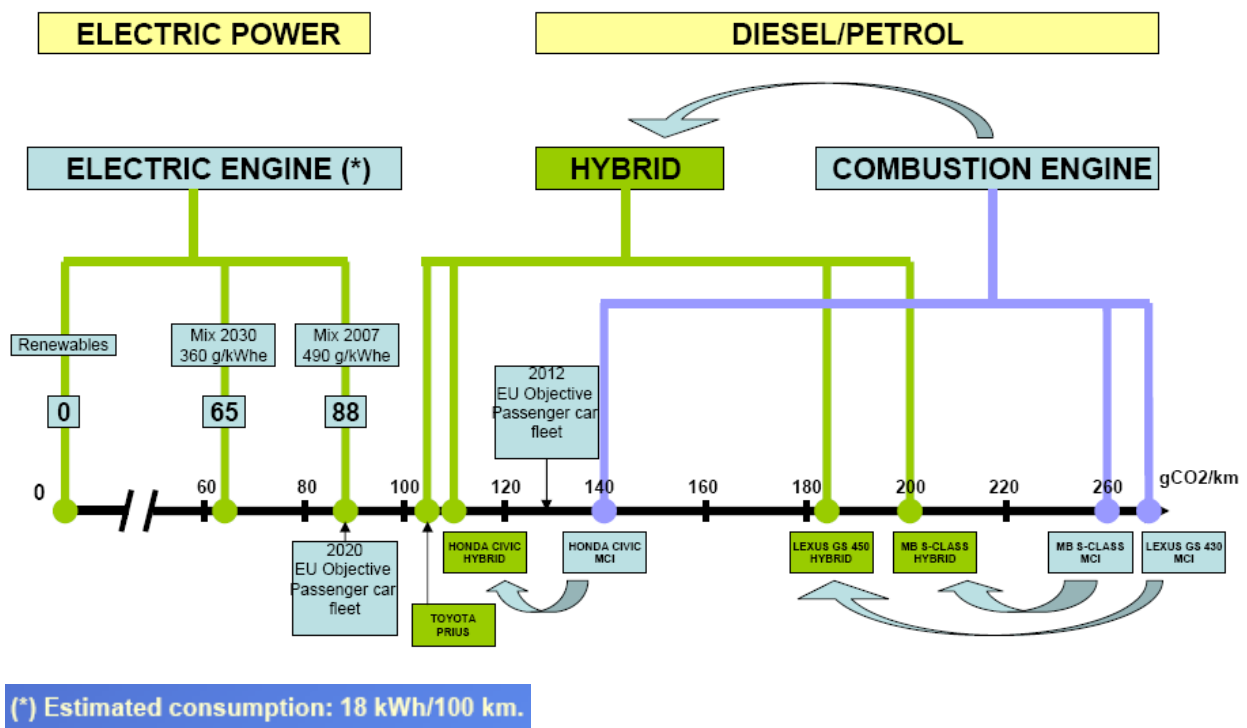


Figura 1: Emissioni di CO₂ al variare del tipo di propulsione

Capitolo 1

Tipologie di veicolo ibrido

1.1 Introduzione

La Fig. 1.1.1 riporta i possibili stadi intermedi che portano dal veicolo alimentato unicamente dal motore a combustione interna (**I**nternal **C**ombustion **E**ngine) al veicolo elettrico (**B**attery **E**lectric **V**ehicle):



- **MICRO HEV (Hybrid Electric Vehicle):** includono unicamente il sistema Start-Stop.
- **MILD HEV:** includono un unico motore elettrico che è in grado di gestire molteplici funzioni quali l'avviamento del motore a combustione, la frenata rigenerativa e l'assistenza quando aumenta la richiesta di potenza
- **FULL HEV:** includono uno o più motori elettrici in grado di svolgere le funzioni elencate in precedenza. Tuttavia in questo tipo di veicoli la parte elettrica e il sistema di accumulo sono dimensionate per permettere la trazione in modalità puramente elettrica anche se per pochi km
- **PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle):** inglobano le caratteristiche della tipologia FULL HEV e aggiungono la possibilità di poter ricaricare il sistema di accumulo dalla rete elettrica.

Figura 1.1.1: Classificazione dei veicoli ibridi

1.2 Veicoli Micro HEV

La novità introdotta in questi veicoli è il sistema Start-Stop: tale dispositivo permette di spegnere e riaccendere il motore in caso di arresto a semafori, code ed in generale in ogni sosta nella guida cittadina. Attraverso dei sensori di velocità e altri posti sul freno, la centralina "decide" di spegnere il motore lasciando però in funzione tutti gli altri dispositivi quali il servofreno, l'autoradio, il servosterzo, gli alzacristalli e l'aria condizionata. A volte la centralina "sceglie" di riavviare il motore quando lo stato di carica della batteria non è sufficiente a garantire il funzionamento di tali dispositivi. Per permettere frequenti accensioni e spegnimenti del motore è stato necessario potenziare alcune parti meccaniche come cuscinetti e bielle e lo stesso motorino di avviamento è stato riprogettato al fine di renderlo più robusto alle sollecitazioni.

In Fig. 1.2.1 è riportato il disegno dello Stop&Start realizzato dalla Bosch: il sistema è composto da un motorino d'avviamento rinforzato (1), una centralina di controllo (2), un sensore che rileva lo stato di carica della batteria (3), una batteria speciale che sopporta molti più cicli di carica del normale (4), sensori sui pedali di freno e frizione (5) e un generatore (6).

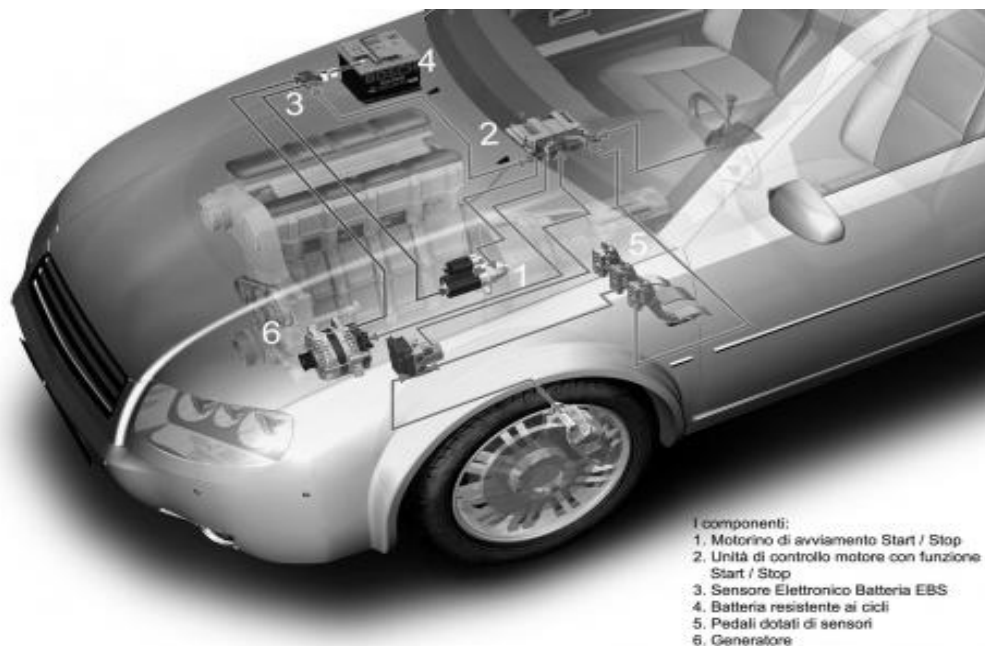


Figura 1.2.1: Sistema Stop&Start realizzato dalla Bosch

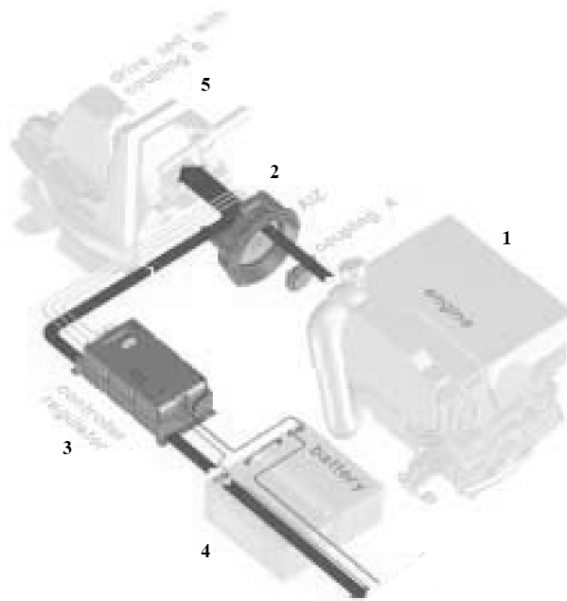
La durata della fase di accensione del motore deve essere la più breve possibile: per tal motivo alcune case automobilistiche hanno adottato particolari sistemi di accensione che al momento dello spegnimento del motore collocano i pistoni in una posizione ideale per il riavvio.

Ad esempio nella nuova Mazda3 (2010), il motore viene spento solo quando il volume dell'aria nel cilindro in fase di compressione e nei pistoni in fase di espansione sono equivalenti. Durante tale processo, un cilindro rimane nella posizione della fase di combustione. Il processo di riavvio ha

inizio quando viene iniettato carburante direttamente in tale cilindro, prima nebulizzato, poi ne avviene l'accensione, che fa spostare il pistone verso il basso. Nel contempo, il motorino d'avviamento applica una piccola quantità di moto aggiuntivo all'albero motore. Insieme, tali due eventi danno inizio ad un riavvio estremamente rapido del motore. Con l'aggiunta di tale sistema si registrano diminuzioni del consumo di carburante pari a circa il 10%.

1.3 Veicoli Mild Hybrid

Questi veicoli sono equipaggiati con un motore a combustione interna unito ad un piccolo motore elettrico. Questo piccolo motore può gestire l'avviamento dell'endotermico andando a sostituire il tradizionale motorino d'avviamento, può funzionare da generatore sostituendo il classico generatore già presente nei veicoli tradizionali, e può recuperare energia in frenata. Non è in grado di trainare il veicolo autonomamente come accade nei veicoli “full hybrid” descritti in seguito, però può fornire potenza al sistema di trazione in parallelo al motore endotermico quando ne aumenta la richiesta. La Fig. 1.3.1 riporta la tipica struttura di un sistema di tipo “Mild-Hybrid” composta da un motore a combustione interna (1), un motore elettrico (2), un modulo di elettronica di potenza costituito da un inverter e un regolatore di carica (3), pacco batterie (4), sistema di trasmissione (5).



*Figura 1.3.1: Componenti veicolo Mild-Hybrid:
1) motore endotermico, 2) motore elettrico, 3) elettronica di controllo, 4) batterie, 5) trasmissione*

Confrontando Fig. 1.2.1 con Fig. 1.3.1 ci si accorge che le funzioni che prima erano svolte da due motori elettrici distinti ora sono svolte da un unico motore a cui spesso ci si riferisce con il termine

Integrated Starter Alternator (ISA). Ciò consente una riduzione di peso ed ingombro che seppure minima e trascurabile in campo automobilistico, può non esserlo in altri settori come quello motociclistico. Il dimensionamento delle batterie può essere calibrato in base alla quantità di potenza che il motore elettrico deve sviluppare in supporto al motore endotermico, permettendo così di giungere ad un buon compromesso tra potenza sviluppata e peso-costi aggiuntivi dovuti al sistema di immagazzinamento dell'energia.

1.4 Veicoli Full Hybrid e PHEV

Questi veicoli sono progettati per poter garantire una modalità di trazione puramente elettrica che copra brevi distanze. Poiché la propulsione può avvenire ad opera di due motori distinti, si presentano diverse possibili configurazioni per quanto riguarda il sistema di trazione. Facendo riferimento alla Fig. 1.4.1 l'insieme delle possibili modalità è di seguito riassunto:

- unicamente la sorgente 1 trasmette potenza al carico
- unicamente la sorgente 2 trasmette potenza al carico
- le due sorgenti trasmettono potenza al carico contemporaneamente
- la sorgente 2 recupera energia dal carico
- la sorgente 2 assorbe potenza dalla sorgente1
- la sorgente 2 assorbe potenza dalla sorgente 1 e dal carico contemporaneamente
- la sorgente 1 fornisce potenza al carico e alla sorgente 2 contemporaneamente
- la sorgente 1 fornisce potenza alla sorgente 2 e la sorgente 2 fornisce potenza al carico
- la sorgente 1 fornisce potenza al carico e il carico fornisce potenza alla sorgente 2

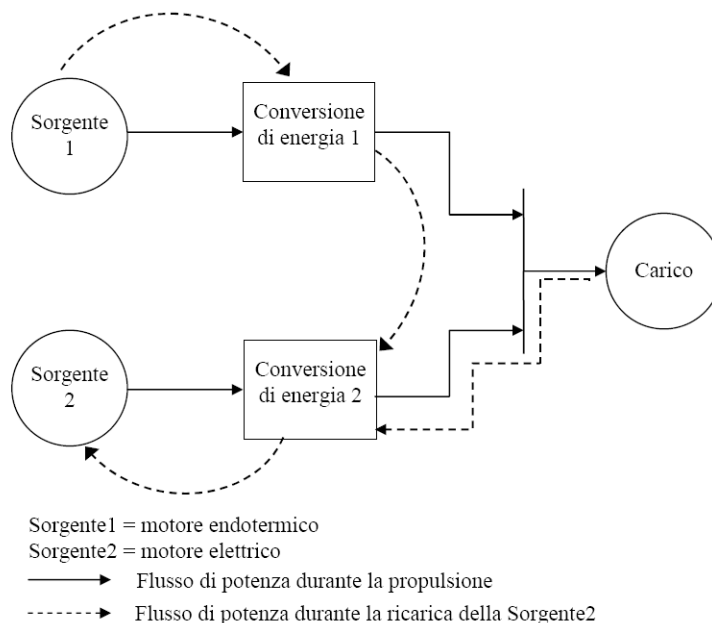


Figura 1.4.1: Schema concettuale di un veicolo di tipo Full-Hybrid

Questi diversi modi di gestire il flusso di potenza tra le varie sorgenti si traducono in molteplici implementazioni e architetture che suddividono il genere dei veicoli “Full Hybrid” in quattro categorie:

- veicoli ibridi serie
- veicoli ibridi parallelo
- veicoli ibridi serie-parallelo
- veicoli ibridi leggeri

Nei prossimi paragrafi verranno brevemente introdotte e descritte le varie configurazioni estendendo la trattazione anche ai veicoli PHEV (Plug-in Hybrid Electric Vehicle) la cui struttura è identica a quella dei veicoli Full Hybrid con l'aggiunta che prevedono una modalità di ricarica delle batterie attraverso la rete elettrica .

1.4.1 Veicolo ibrido serie

Questo tipo di veicolo può essere considerato come l'estensione di un veicolo puramente elettrico alimentato a batterie: il problema dell'autonomia è qui risolto grazie all'aggiunta del motore a combustione interna che ha principalmente il compito di ricaricare le batterie. La Fig. 1.4.2 ne riporta la struttura: come si vede non è presente una connessione diretta tra il motore a combustione interna e le ruote motrici.

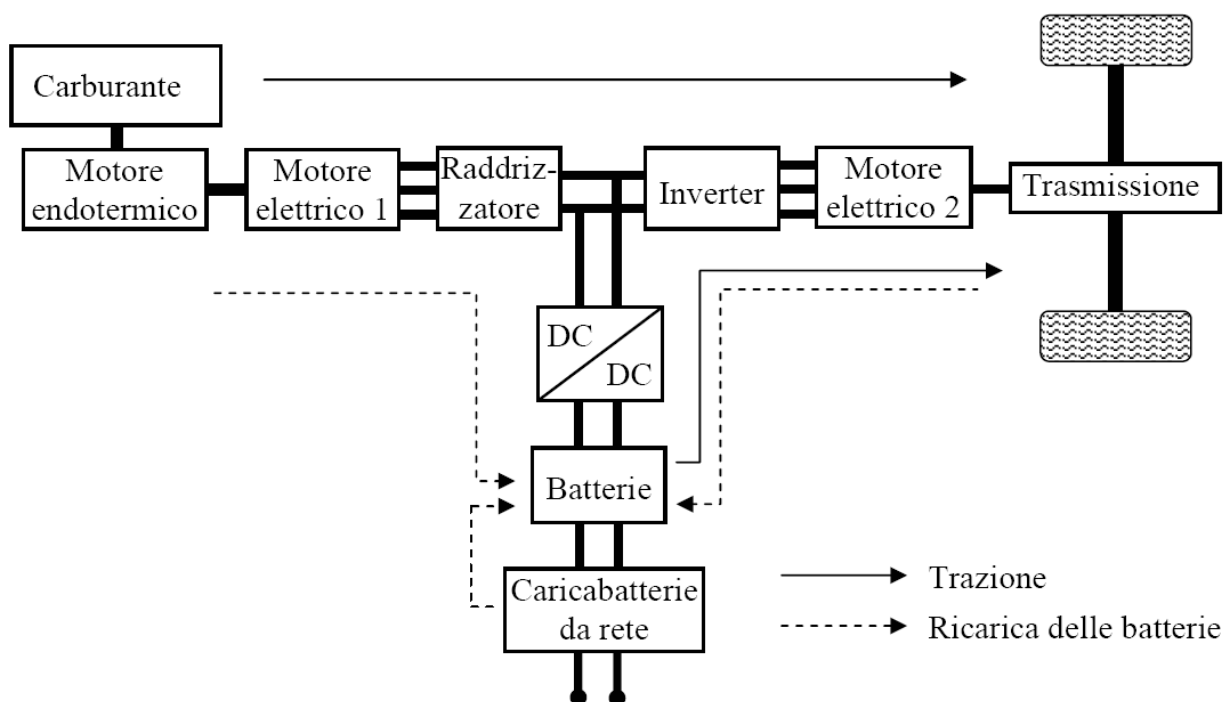


Figura 1.4.2: Struttura di un veicolo ibrido serie

Oltre al motore endotermico sono presenti due motori elettrici: uno, indicato in Fig. 1.4.2 con il blocco “Motore elettrico 1” è usato come generatore e dunque ha il compito di trasformare l'energia

meccanica prodotta dal motore a scoppio in energia elettrica mentre l'altro, indicato con "Motore elettrico 2", gestisce la trazione del veicolo fornendo e recuperando energia in base alle condizioni di moto.

Per quanto riguarda l'elettronica di potenza sono presenti tre convertitori: un raddrizzatore che trasforma in continua la tensione alternata prodotta dal "Motore elettrico 1", un convertitore DC/DC che regola la carica delle batterie e un inverter che alimenta il "Motore elettrico 2" nelle fasi in cui è richiesta potenza mentre funziona da raddrizzatore quando il veicolo frena o rallenta.

In generale la strategia di controllo prevede che il motore endotermico sia acceso solo quando è basso il livello di carica delle batterie o quando il veicolo si trova fuori dai centri abitati: in tal caso fornisce una potenza costante in modo che la sua efficienza sia massima. Se la richiesta di potenza del "Motore elettrico2" è inferiore rispetto a quella fornita dal generatore, l'eccesso viene immagazzinato nelle batterie, se invece la richiesta è maggiore sia il generatore sia le batterie forniscono potenza al "Motore elettrico2".

Si è visto che sono necessari due motori elettrici: ciò può rappresentare uno svantaggio in termini di peso e costi, mentre i due passaggi attraverso l'elettronica di potenza comportano una riduzione dell'efficienza dell'intero sistema.

1.4.2 Veicolo ibrido parallelo

In questa tipologia di veicolo sia il motore elettrico e sia il motore a combustione interna sono direttamente collegati alle ruote motrici come mostrato in Fig. 1.4.3.

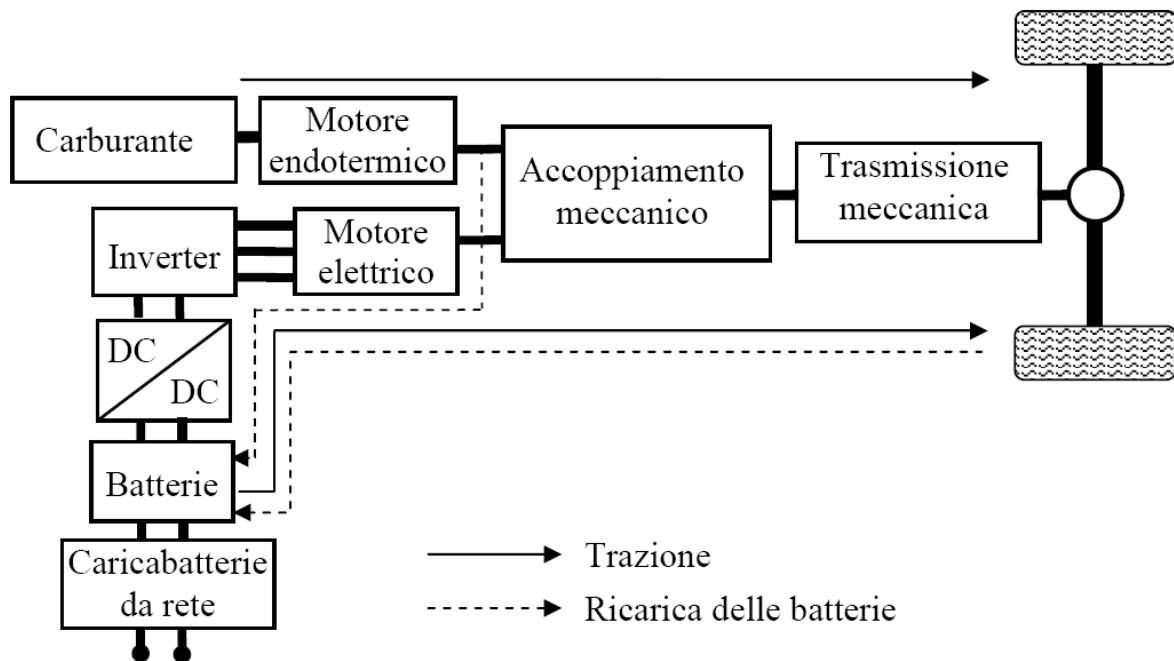


Figura 1.4.3: Struttura di un veicolo ibrido parallelo

Una possibile strategia di controllo può essere quella di tenere sempre acceso il motore a combustione interna facendolo lavorare in condizioni di potenza d'uscita costante. Quando la richiesta di potenza da parte della trasmissione è maggiore di quella che l'endotermico riesce a garantire, il motore elettrico fornisce il suo contributo al fine di soddisfare la richiesta di potenza in eccesso. Se invece l'endotermico produce più di quanto è richiesto, il motore elettrico viene usato come generatore e la potenza in eccesso viene utilizzata per caricare le batterie. Naturalmente anche qui è possibile recuperare energia sia nelle fasi di decelerazione che in frenata. L'intera struttura può dunque essere considerata come quella di un comune veicolo a motore a scoppio assistito da un motore elettrico. Confrontandolo con la configurazione serie si nota che in totale non sono più necessari tre motori ma ne sono sufficienti due e, a parità di prestazioni, la configurazione parallelo richiede motori più piccoli proprio grazie al fatto che operano in parallelo. Inoltre il numero di conversioni di energia è ora ridotto: ciò suggerisce che il risparmio di carburante sia maggiore rispetto alla configurazione serie.

Come contropartita si ha un aumento della complessità degli organi di trasmissione che devono essere in grado di accettare due ingressi, uno dei quali bidirezionale, e un'uscita anch'essa bidirezionale.

1.4.3 Veicolo ibrido serie-parallelo

Aggiungendo alla precedente struttura un secondo motore elettrico e un ulteriore convertitore si ottiene la configurazione di un veicolo ibrido serie-parallelo riportata in Fig. 1.4.4. In tal modo si aumentano ulteriormente le possibilità di gestione della trazione in quanto si sommano le caratteristiche dei due schemi precedenti al prezzo però di un aumento di costo e di complessità di realizzazione e controllo.

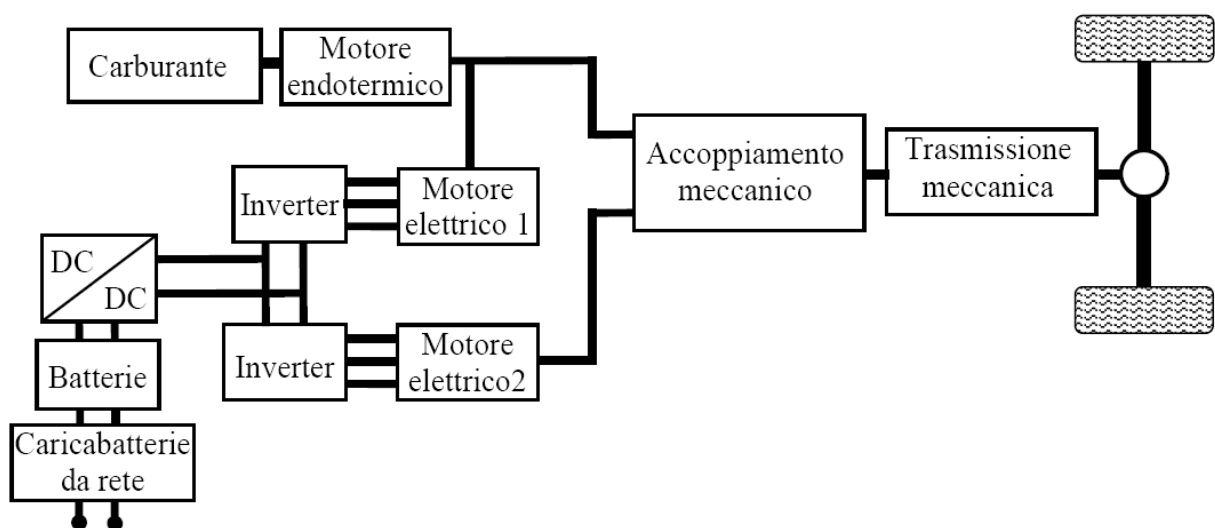


Figura 1.4.4: Struttura di un veicolo ibrido serie-parallelo

1.5 Considerazioni e scopo della tesi

Nelle configurazioni descritte nei precedenti paragrafi, la parte elettrica del sistema di trazione è in grado di provvedere autonomamente alla propulsione del veicolo: ciò comporta l'utilizzo di costosi e pesanti sistemi di accumulo. All'aumentare del peso aumentano i consumi e diminuisce l'autonomia del veicolo: Fig. 1.5.1 riporta un possibile sviluppo dell'elettificazione del sistema di trazione rispetto all'aumento di peso e di costi del sistema di immagazzinamento dell'energia. Si nota come, andando verso il veicolo con zero emissioni (ZEV), peso e costi delle batterie diventino sempre più elevati.

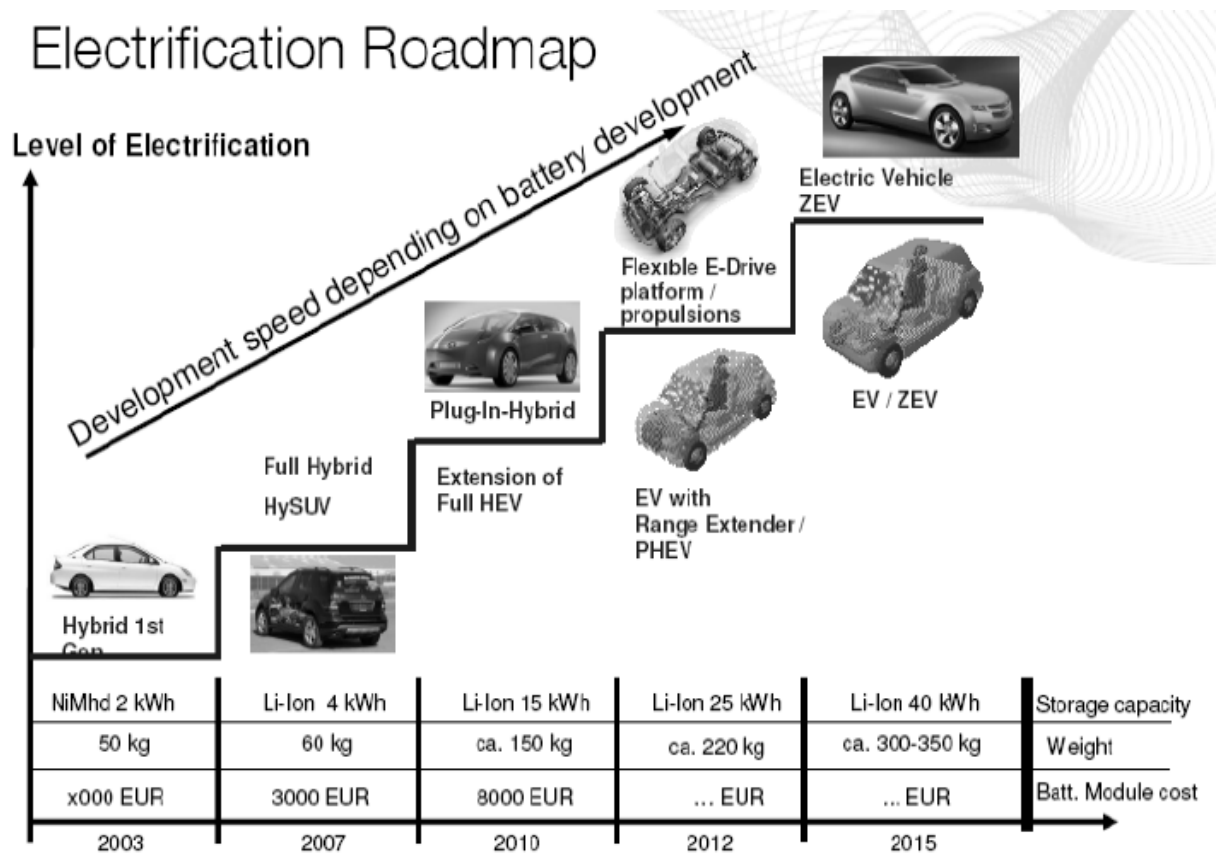


Figura 1.5.1: Livello di elettrificazione dei veicoli rispetto all'aumento di peso e costo delle batterie

Un buon compromesso perciò può essere ottenuto unendo al motore a combustione interna un piccolo motore elettrico (ISA) come si è visto nei veicoli Mild Hybrid. Per tale motivo nei seguenti capitoli ci si concentrerà su quest'ultimo tipo di veicolo ragionando in scala ridotta e studiandone le varie parti che lo compongono.

In particolare in una prima fase si simulerà il comportamento di un sistema ibrido con diverse soluzioni sia per quanto riguarda il tipo di motore elettrico che la parte di elettronica di potenza. In una seconda fase si procederà invece con lo sviluppo di un banco prova che permetterà di studiare e gestire l'interazione tra un piccolo motore diesel fornito da un'azienda al laboratorio EDLab e un

Integrated Started Alternator progettato e realizzato dal laboratorio EDLab nell'ambito della sfida internazionale “IEEE International Future Energy Challenge” alla quale il laboratorio ha partecipato nel 2007, risultando vincitore.

1.6 Bibliografia

1. C. C. Chan, *The state of the art of electric, hybrid, and fuel cell vehicles*, Proc. IEEE, vol. 95, pp. 704–718, Apr. 2007.
2. P. Anumolu, G. Banhazi, T. Hilgeman, R. Pirich, *Plug-in hybrid vehicles: An overview and performance analysis*, IEEE Conference on Systems, Applications and Technology, May 2, 2008.
3. Y. Gao, M. Ehsani, J. M. Miller, *Hybrid Electric Vehicle: Overview and State of the Art*, IEEE ISIE 2005, June 20-23, 2005, Dubrovnik, Croatia
4. E. W. C. LO, *Review on the Configurations of Hybrid Electric Vehicles*, IEEE 2009 3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications.
5. *DC Integrated Flywheel Starter Motor Generators For Hybrid Drive System*, Iskra Avtoelektrika d. d., www.iskrae.com, March 2008.
6. J.L. Plà de laRosa, Pilot Project MOVELE : *An initiative of the IDAE in favour of energy efficiency in transport*, www.idae.es/proyectomovele

Capitolo 2

Descrizione di un azionamento per veicolo ibrido

2.1 Introduzione

Nel seguente capitolo verrà esaminata in dettaglio la struttura di un veicolo Mild-Hybrid soffermandosi in particolare sulla parte che interessa l'elettronica di potenza. Si introdurrà un modello che, servendosi dei tool di Matlab (Simulink e Simpower), come si vedrà nei capitoli seguenti, sarà in grado di simulare la gestione del flusso di potenza del motore elettrico da e verso il sistema di accumulo dell'energia. Verranno introdotte diverse scelte possibili sia per quanto riguarda il tipo di motore elettrico (SPM - Surface Permanent Magnet oppure IPM- Interior Permanent Magnet) e sia per quanto riguarda l'elettronica di potenza (Inverter a due o tre livelli). Lo schema a blocchi che modella l'azionamento considerato è visibile in Fig. 2.1.1

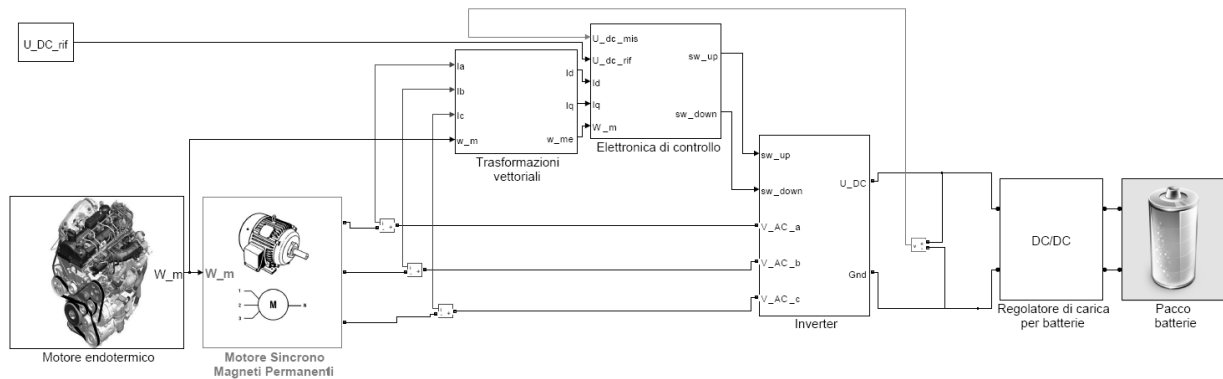


Figura 2.1.1: Modello di un veicolo ibrido

Ogni singolo blocco verrà descritto nei seguenti paragrafi mentre ora se ne darà una breve descrizione d'insieme.

Partendo da sinistra il primo blocco rappresenta il motore endotermico qui considerato come una fonte di coppia idealmente infinita capace di imporre la velocità desiderata. Direttamente collegato a questo si trova il motore elettrico che ha come ingresso la velocità imposta dal motore endotermico e come uscite i connettori del sistema di alimentazione trifase. Da tali connettori

vengono lette le correnti di fase e inviate al blocco “Trasformazioni vettoriali” nel quale vengono trasformate in un vettore spaziale espresso in un sistema di riferimento solidale con il rotore e quindi inviate al blocco “Elettronica di controllo”. Tale blocco, che verrà descritto in dettaglio nel capitolo 3, implementa sia un controllo di velocità che un controllo a retroazione della tensione del bus in continua. Il primo tipo di controllo è impiegato nella fase di avviamento del motore endotermico, mentre il secondo è utilizzato per regolare la tensione del bus che alimenta sia il regolatore di carica per le batterie, sia l'inverter una volta che il motore endotermico è stato avviato. In Fig. 2.1.1 è riportata la seconda tipologia di controllo: il valore di tensione desiderato, imposto attraverso il parametro “U_DC_ref”, viene garantito dal controllo agendo sulle correnti di fase che alimentano il motore. Si ha dunque un anello di retroazione più esterno che regola la tensione sul bus, mentre un anello più interno regola le correnti di fase per imporre al motore il punto di lavoro corretto. Le correnti di fase desiderate vengono ottenute mediante un inverter trifase di tensione (inverter) che permette un flusso bidirezionale di potenza tra il motore elettrico e le batterie. L'ultimo blocco gestisce infine la carica delle batterie: tale blocco non verrà trattato approfonditamente ma verrà modellizzato come un generatore di corrente costante in grado di assorbire una potenza imposta dall'utente, in modo da simulare delle reali condizioni di carico.

2.2 Trasformazioni vettoriali

Il blocco “Trasformazioni vettoriali” indicato in Fig. 2.1.1 opera, alla terna di correnti del sistema trifase, una trasformazione che permette di semplificare la trattazione delle grandezze in gioco passando attraverso uno strumento matematico che è il vettore spaziale. Tale trasformazione si può applicare a qualsiasi grandezza del sistema trifase e pertanto nel seguito della trattazione ci si riferirà alla generica grandezza g . Un carico trifase è schematizzato in Fig. 2.2.1 nella quale sono visibili le correnti di fase (i_a, i_b, i_c), le tensioni stellate (u_a, u_b, u_c) riferite al punto neutro n .

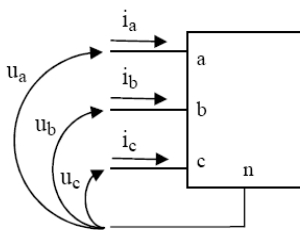


Figura 2.2.1: Schema di un carico trifase

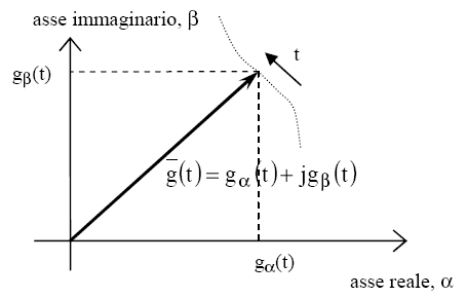


Figura 2.2.2: Rappresentazione grafica del vettore spaziale $\bar{g}(t)$

A volte si farà riferimento alle terna di tensioni concatenate intendendo con tale termine la differenza delle tensioni stellate ordinata in modo ciclico ($u_{ab} = u_a - u_b$, $u_{bc} = u_b - u_c$, $u_{ca} = u_c - u_a$).

Ad una terna trifase bilanciata, cioè che soddisfa alla condizione:

$$g_b(t) = \frac{g_a(t) + g_b(t) + g_c(t)}{3} = 0 \quad (2.2.1)$$

si può associare la funzione complessa:

$$\bar{g}(t) = \frac{2}{3} [g_a(t) + g_b(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + g_c(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] = g_\alpha(t) + jg_\beta(t) \quad (2.2.2)$$

che prende il nome di vettore spaziale in α - β della terna di grandezze considerate e rappresenta in un piano complesso un vettore di modulo e fase genericamente variabile nel tempo. Tale vettore è rappresentato in Fig. 2.2.2 nel piano complesso in cui è evidenziato l'asse reale detto asse α e l'asse immaginario detto asse β . Le componenti reale e immaginaria del vettore si ricavano con le seguenti formule a partire dalla terna di grandezze considerate:

$$g_\alpha(t) = \Re[\bar{g}(t)] = \frac{2}{3} [g_a(t) - \frac{g_b(t)}{2} - \frac{g_c(t)}{2}] = g_a(t) \quad (2.2.3)$$

$$g_\beta(t) = \Im[\bar{g}(t)] = \frac{2}{3} [g_b(t)\frac{\sqrt{3}}{2} - g_c(t)\frac{\sqrt{3}}{2}] = \frac{1}{\sqrt{3}} [g_b(t) - g_c(t)] \quad (2.2.4)$$

Naturalmente è sempre possibile ottenere la terna di grandezze originarie a partire dal vettore spaziale mediante le trasformazioni inverse:

$$\begin{aligned} g_a(t) &= \Re[\bar{g}(t)] \\ g_b(t) &= \Re[\bar{g}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}] \\ g_c(t) &= \Re[\bar{g}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}] \end{aligned} \quad (2.2.5)$$

L'uso del vettore spaziale riferito al sistema stazionario α - β verrà ripreso quando si spiegherà il principio di funzionamento dell'invertitore trifase di tensione: ora è d'interesse vedere come si possa esprimere il vettore spaziale $\bar{g}(t)$ secondo un sistema di riferimento ortogonale d - q rotante con velocità angolare $\omega_{dq}(t)$ rispetto al sistema stazionario α - β considerato finora.

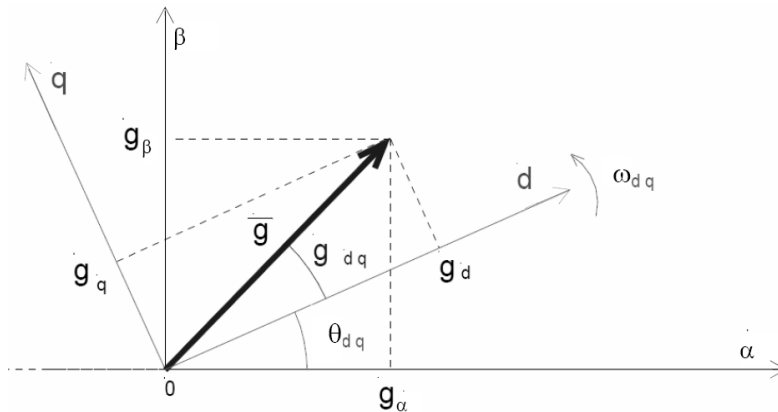


Figura 2.2.3: Vettore spaziale secondo un riferimento rotante dq

Osservando Fig. 2.2.3 si nota che il vettore $\bar{g}(t)$, a seconda di quale sistema di riferimento si consideri, può essere espresso in due differenti modi che sono:

$$\bar{g}_{\alpha\beta} = g_\alpha + jg_\beta = |\bar{g}| e^{j\gamma_{\alpha\beta}} \quad (2.2.6)$$

secondo il sistema di riferimento $\alpha-\beta$ oppure:

$$\bar{g}_{dq} = g_d + jg_q = |\bar{g}| e^{j\gamma_{dq}} \quad (2.2.7)$$

secondo il sistema di riferimento $d-q$. Trattandosi dello stesso vettore valgono ovviamente le reazioni:

$$\begin{aligned} |\bar{g}_{\alpha\beta}| &= |\bar{g}_{dq}| = |\bar{g}| \\ \gamma_{\alpha\beta} &= \gamma_{dq} + \theta_{dq} \end{aligned} \quad (2.2.8)$$

dove θ_{dq} è la posizione istantanea del sistema $d-q$ rispetto al sistema $\alpha-\beta$.

Sempre con l'aiuto di Fig. 2.2.3 è possibile scrivere le relazioni che intercorrono tra i due sistemi di riferimento che sono:

$$\begin{aligned} \bar{g}_{\alpha\beta} &= \bar{g}_{dq} e^{j\theta_{dq}} \\ \bar{g}_{dq} &= \bar{g}_{\alpha\beta} e^{-j\theta_{dq}} \end{aligned} \quad (2.2.9)$$

Le (2.2.9) possono essere riscritte separando parte reale e immaginaria, ottenendo così le formule di trasformazione per il passaggio dal sistema $\alpha-\beta$ al sistema $d-q$:

$$\begin{aligned} g_d &= \cos(\theta_{dq}) g_\alpha + \sin(\theta_{dq}) g_\beta \\ g_q &= -\sin(\theta_{dq}) g_\alpha + \cos(\theta_{dq}) g_\beta \end{aligned} \quad (2.2.10)$$

mentre le formule di trasformazione inversa sono date da:

$$\begin{aligned} g_\alpha &= \cos(\theta_{dq}) g_d - \sin(\theta_{dq}) g_q \\ g_\beta &= \sin(\theta_{dq}) g_d + \cos(\theta_{dq}) g_q \end{aligned} \quad (2.2.11)$$

Già dal prossimo capitolo si utilizzeranno queste trasformazioni ricorrendo ad un sistema di riferimento $d-q$ solidale con il rotore del motore perché con questo accorgimento è possibile scrivere le equazioni delle tensioni degli avvolgimenti e della coppia particolarmente semplici e facilmente interpretabili.

Tornando al modello di Fig. 2.1.1 il blocco “Trasformazione vettoriale” racchiude le trasformazioni precedentemente descritte e la sua implementazione è riportata in Fig. 2.2.4. I primi tre ingressi sono le correnti di fase che mediante le (2.2.3) e (2.2.4) vengono espresse nel sistema di riferimento $\alpha-\beta$. Prima di procedere con la trasformazione da $\alpha-\beta$ in $d-q$ è necessario ricavare l'angolo θ_{dq} cosa che è possibile fare sfruttando l'ultimo ingresso che è la velocità del rotore in [rad/s] attraverso la:

$$\theta_{dq}(t) = \int_0^t \omega_{dq}(t) dt \quad (2.2.12)$$

Tale integrale è svolto dal blocco “calcolo della posizione angolare theta.x” visibile in Fig. 2.2.4. La moltiplicazione per il parametro p (numero di coppie polari del motore) serve a passare dalla velocità meccanica del rotore espressa in [rad/s] alla velocità elettromeccanica espressa in [rad.el/s]: ciò sarà ripreso in dettaglio nel paragrafo successivo. Sfruttando infine le (2.2.10) si ottengono le correnti I_d e I_q che rappresentano l'uscita del blocco “Trasformazioni vettoriali”.

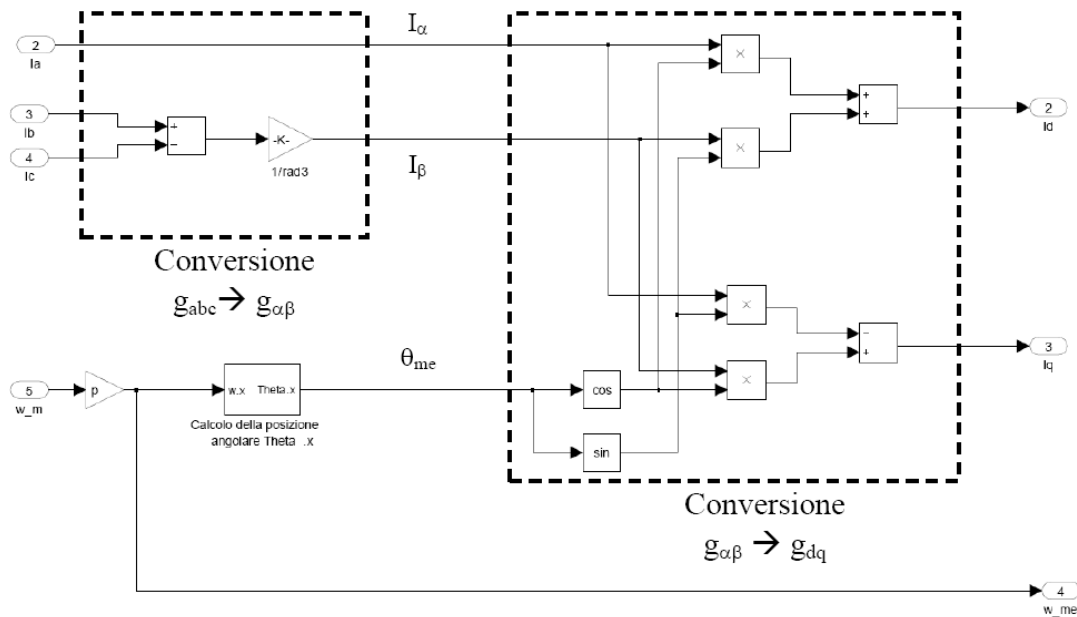


Figura 2.2.4: Struttura interna del blocco “Trasformazione vettoriale”

2.3 Motore elettrico

Il motore scelto per questo azionamento è di tipo sincrono a magneti permanenti, formato da uno statore composto dagli avvolgimenti trifase e da un rotore sul quale sono collocati i magneti permanenti. La disposizione superficiale dei magneti caratterizza il motore come SPM (Surface Permanent Magnet): tale disposizione si traduce in un'isotropia dal punto di vista magnetico che non si ha quando i magneti sono inseriti all'interno del rotore. In quest'ultimo caso il motore viene denominato IPM (Interior Permanent Magnet) e presenta caratteristiche diverse rispetto al motore SPM che verranno ora discusse.

2.3.1 Motore SPM

2.3.1.1 Equazioni elettriche

Per ricavare un modello che riproduca il comportamento di un motore reale si può partire dalle equazioni che descrivono il bilancio delle tensioni u_a , u_b , u_c delle tre fasi a,b,c che con la convenzione di segno degli utilizzatori risultano:

$$\begin{aligned}u_a(t) &= R_m i_a(t) + \frac{d \lambda_a(t)}{dt} \\u_b(t) &= R_m i_b(t) + \frac{d \lambda_b(t)}{dt} \\u_c(t) &= R_m i_c(t) + \frac{d \lambda_c(t)}{dt}\end{aligned}\tag{2.3.1}$$

dove R_m è la resistenza di fase del motore supposta uguale per le tre fasi e λ_a , λ_b , λ_c sono i flussi magnetici concatenati con ciascuna fase. Tali flussi, sotto l'ipotesi di assenza di saturazione dei circuiti magnetici e considerando avvolgimenti statorici privi di filo neutro, possono essere considerati come somma del flusso concatenato prodotto dalle correnti di fase e quello dovuto al magnete permanente secondo le equazioni:

$$\begin{aligned}\lambda_a(t) &= L i_a(t) + \lambda_{mg}(t) \cos(\theta_{me}) \\ \lambda_b(t) &= L i_b(t) + \lambda_{mg}(t) \cos\left(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \lambda_c(t) &= L i_c(t) + \lambda_{mg}(t) \cos\left(\theta_{me} - \frac{4\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{2.3.2}$$

Nelle (2.3.2) i primi termini di ciascuna somma rappresentano i flussi concatenati dovuti alle correnti di fase: in particolare il termine L è definito induttanza sincrona ed è dato da

$$L = L_{ss} + |L_{Mss}|\tag{2.3.3}$$

dove L_{ss} rappresenta l'autoinduttanza di ciascuna fase posta uguale per ciascuna delle tre fasi data l'ipotesi di isotropia della struttura e la simmetria degli avvolgimenti, mentre L_{Mss} rappresenta la mutua induttanza tra ciascuno degli avvolgimenti e gli altri due posta nuovamente uguale per ciascuna fase secondo le stesse ipotesi.

I secondi termini di ciascuna somma presente in (2.3.2) rappresentano i flussi concatenati dovuti al magnete permanente: la sagomatura del magnete e la distribuzione sinusoidale dei conduttori di ciascuna fase giustificano l'andamento sinusoidale di tali flussi. L'angolo θ_{me} è stato scelto tra l'asse della fase a e quello del campo prodotto dal magnete permanente come riportato in Fig. 2.3.1

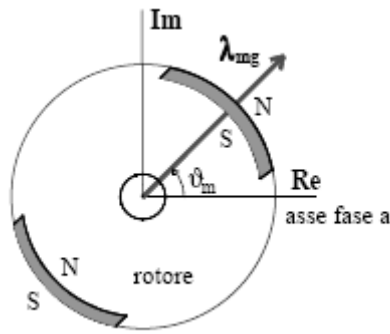


Figura 2.3.1: Vettore spaziale del flusso del magnete

La relazione che intercorre tra l'angolo θ_{me} e l'angolo θ_m che rappresenta la posizione meccanica è legata al numero di coppie polari del motore indicato dalla lettera p secondo la:

$$\theta_{me} = p \theta_m \quad (2.3.4)$$

che esprime il fatto che se vi sono p coppie polari la situazione elettromagnetica viene a ripresentarsi p volte nel corso di una rotazione meccanica.

Sostituendo le (2.3.2) nelle (2.3.1) si ottiene un'espressione più dettagliata per il bilancio di tensione delle tre fasi che è data da:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= R_m i_a(t) + L_m \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) \\ u_b(t) &= R_m i_b(t) + L_m \frac{di_b(t)}{dt} + e_b(t) \\ u_c(t) &= R_m i_c(t) + L_m \frac{di_c(t)}{dt} + e_c(t) \end{aligned} \quad (2.3.5)$$

dove con e_a , e_b , e_c si sono indicati i termini

$$\begin{aligned} e_a(t) &= \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2}\right) \\ e_b(t) &= \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c(t) &= \lambda_{mg} \omega_{me} \cos\left(\theta_{me} + \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

che rappresentano le forze controlettromotrici dovute al movimento del magnete permanente rispetto agli avvolgimenti di statore. Con il termine ω_{me} si è indicata la velocità elettromeccanica, la cui dipendenza dal tempo in (2.3.6) è stata omessa per semplicità, e che è legata alla posizione elettromeccanica e quindi alla velocità meccanica dalle relazioni:

$$\omega_{me}(t) = \frac{d\theta_{me}(t)}{dt} = p\omega_m(t). \quad (2.3.7)$$

2.3.1.2 Equazioni elettriche nel sistema di riferimento sincrono

Sia le correnti e sia le forze controelettromotrici indicate nelle (2.3.6) hanno somma nulla trattandosi di una terna di sinusoidi sfasate reciprocamente di $2\pi/3$ rad.el; essendo perciò tutte le grandezze presenti in (2.3.5) prive di componente omopolare, come per la terna (2.2.1), è possibile ricavare un'espressione più compatta ricorrendo alle notazioni secondo i vettori spaziali. In particolare esprimendo i vettori spaziali secondo un sistema di riferimento sincrono con il rotore, cioè rotante con la velocità elettromeccanica ω_{me} e con l'asse reale coincidente con l'asse polare di rotore, si ottengono espressioni ancora più compatte e significative.

Il generico vettore spaziale \bar{g} viene espresso in tale riferimento sincrono (pedice r) dalla relazione:

$$\bar{g}_r = \bar{g} e^{-j\theta_{me}} \quad (2.3.8)$$

e dopo alcuni passaggi si ottiene l'espressione

$$\bar{u}_r = R_m \bar{i}_r + L_m \frac{d\bar{i}_r}{dt} + j\omega_{me} L_m \bar{i}_r + j\omega_{me} \lambda_{mg} \quad (2.3.9)$$

che rappresenta in modo più compatto le (2.3.5). Separando parte reale u_d e parte immaginaria u_q del vettore \bar{u}_r si ottengono le espressioni:

$$\begin{aligned} u_d(t) &= R_m i_d(t) + L_m \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t) L_m i_q(t) \\ u_q(t) &= R_m i_q(t) + L_m \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t) L_m i_d(t) + \omega_{me}(t) \lambda_{mg} \end{aligned} \quad (2.3.10)$$

Tenendo conto del fatto che il passaggio dal sistema di riferimento stazionario a quello sincrono non è invariante per la potenza, che risulta diminuita di un fattore 2/3 e ricordando che la potenza meccanica si può esprimere come il prodotto della coppia m per la velocità meccanica ω_m , si ottiene l'espressione della coppia:

$$m = \frac{3}{2} p \lambda_{mg} i_q \quad (2.3.11)$$

che evidenzia il fatto che la coppia dipende solo dalla componente q della corrente, cioè dalla componente in quadratura rispetto al flusso concatenato dovuto al flusso dei magneti permanenti.

2.3.1.3 Limiti e regioni di funzionamento

Le tensione e le correnti che possono essere applicate al motore devono rimanere entro specificati limiti che, da un lato, sono costituiti dai valori nominali o di targa del motore (oltre i quali i suoi avvolgimenti risulterebbero eccessivamente sollecitati per un corretto e prolungato funzionamento),

dall'altro sono costituiti dagli analoghi valori nominali del sistema di alimentazione. Qui di seguito si assumerà che le due limitazioni coincidano. Per determinare i corrispondenti limiti e le regioni di funzionamento del motore si considera il suo funzionamento a regime.

Il limite di funzionamento a regime per la corrente si può esprimere in funzione delle correnti trasformate I_d e con la I_q :

$$I_d^2 + I_q^2 \leq I_N^2 \quad (2.3.12)$$

ove I_N rappresenta il modulo del vettore spaziale delle correnti statoriche corrispondente alla corrente nominale efficace di fase.

Analogamente il limite di tensione sarà:

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_N^2 \quad (2.3.13)$$

ove U_N rappresenta il modulo del vettore spaziale delle tensioni statoriche corrispondente alla tensione nominale efficace di fase.

Inserendo le equazioni del bilancio di tensione (2.3.10) scritte a regime nella (2.3.13) si giunge a :

$$(\omega_{me} L_m I_q)^2 + (\Omega_{me} L_m I_d + \Omega_{me} \Lambda_{mg})^2 \leq U_N^2 \quad (2.3.14)$$

che riordinata porta a :

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_{mg}}{L_m}\right)^2 + I_q^2 \leq \frac{U_N^2}{\Omega_{me}^2 L_m^2} \quad (2.3.15)$$

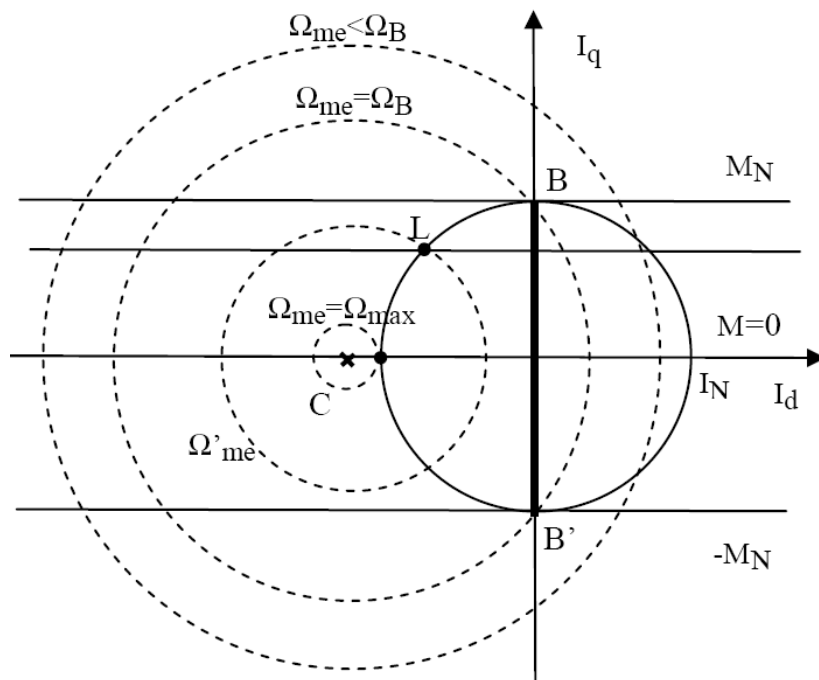


Figura 2.3.2: Limiti di funzionamento del motore brushless isotropo

I limiti di corrente e tensione sopra esposti producono corrispondenti limiti di coppia e velocità. I luoghi limite di corrente e limite di tensioni possono essere studiati sul piano I_d - I_q riportato in Fig.2.3.2. In tale figura il limite di corrente definisce un'area circolare di raggio I_N mostrata in tratto continuo. Il limite di tensione descrive invece una famiglia di cerchi concentrici con un raggio che dipende la reciproco della velocità meccanica-elettrica.

In Fig.2.3.2 il segmento BB' rappresenta l'insieme dei punti di lavoro per i quali si manifesta il *massimo rapporto coppia su corrente*. Nel punto B si ha la coppia nominale positiva; in B' la stessa coppia di segno negativo. Il funzionamento del motore, ad una data velocità di lavoro, nel rispetto dei limiti di tensione e di corrente corrisponde ad un punto di lavoro interno sia al limite di corrente che al limite di tensione corrispondente a quella velocità di lavoro. Per basse velocità di funzionamento, il limite di tensione è molto ampio (il raggio delle circonferenze tende all'infinito per la velocità che tende a zero) e pertanto è più restrittivo il limite di corrente. In tali condizioni appare conveniente far funzionare il motore in un punto del segmento BB' , ponendo dunque una corrente $I_d = 0$ e una corrente I_q a seconda della coppia che si deve produrre, ma in ogni caso assicurando per quella coppia la minima corrente assorbita (massimo rapporto coppia su corrente) e minime perdite. Ciò si può attuare fino a che il segmento BB' è interno al limite di tensione ovvero fino alla velocità $\Omega_{me}=\Omega_B$ per la quale la corrispondente circonferenza che esprime il limite di tensione passa per i punti B e B' .

Ω_B rappresenta quindi la *velocità base* del motore (dell'azionamento) al di sotto della quale è sempre disponibile la coppia nominale (*regione di funzionamento a coppia disponibile costante*).

2.3.2 Estensione al motore IPM

I motori sincroni a magnete permanente anisotropi sono caratterizzati da una disposizione dei magneti permanenti tale da presentare una marcata anisotropia magnetica che porta ad alcune modifiche alle equazioni ricavate per il motore SPM.

Due rappresentazioni schematiche della possibile struttura di un rotore anisotropo a quattro poli sono mostrate in Fig.2.3.3: i magneti sono indicati con rettangoli grigi e le frecce indicano il verso di magnetizzazione.

La figura mostra anche una coppia di assi: l'asse d (asse polare) e l'asse q (asse interpolare). Tali assi sono ortogonali in termini di angoli elettrici: avendosi $p=2$ l'angolo geometrico fra gli assi d e q è di 45°

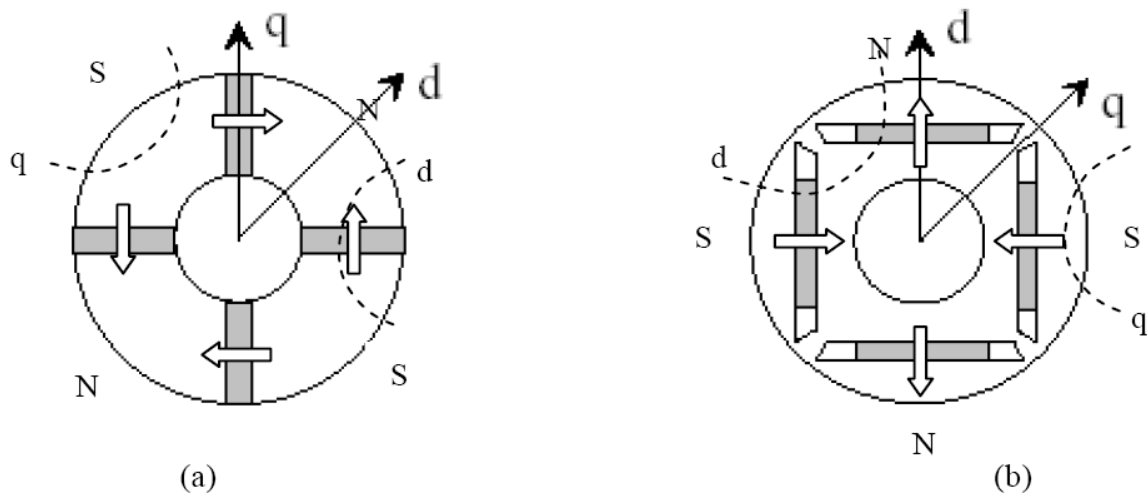


Figura 2.3.3: Rappresentazioni schematiche di rotori anisotropi a quattro poli

2.3.2.1 Equazioni elettriche nel sistema di riferimento sincrono

La distribuzione degli avvolgimenti statorici consentono, come nel caso del motore isotropo, di ritenere sinusoidali i flussi concatenati dovuti al magnete permanente. Non sono ora più valide le considerazioni svolte per il motore SPM: in particolare le auto e mutue induttanze delle fasi statoriche sono ora funzione della posizione rotorica. Una trattazione rigorosa che tenga conto di questa peculiarità porterebbe alle seguenti equazioni nel sistema di riferimento rotante sincrono con il rotore:

$$u_d(t) = R_m i_d(t) + L_d \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t) L_q i_q(t) \quad (2.3.16)$$

$$u_q(t) = R_m i_q(t) + L_q \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t) L_d i_d(t) + \omega_{me}(t) \lambda_{mg}$$

nelle quali si è definita l'induttanza sincrona diretta L_d percorsa dalla corrente diretta i_d e l'induttanza sincrona in quadratura L_q percorsa dalla corrente in quadratura i_q . Considerazioni analoghe a quelle svolte per il motore SPM portano a scrivere la seguente equazione per la coppia sviluppata dal motore:

$$m = \frac{3}{2} p \lambda_{mg} i_q + \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (2.3.17)$$

Rispetto all'equazione (2.3.11) ricavata per il motore isotropo si verifica la presenza di un ulteriore termine detto coppia di riluttanza. Ciò è dovuto al fatto che la conversione elettromeccanica attuata dai motori anisotropi segue il doppio principio dei sistemi elettrodinamici e dei sistemi a riluttanza e la coppia da loro generata risulta pertanto essere la somma di queste due componenti.

2.3.2.2 Limiti e regioni di funzionamento

Il limite di tensione in funzione delle correnti risulta ora dato dall'espressione

$$(\omega_{me} L_q I_q)^2 + (\Omega_{me} L_d I_d + \Omega_{me} \Lambda_{mg})^2 \leq U_N^2 \quad (2.3.18)$$

che riordinata porta a :

$$\left(I_d + \frac{\Lambda_{mg}}{L_d}\right)^2 + \left(\frac{L_q}{L_d} I_q\right)^2 \leq \frac{U_N^2}{\Omega_{me}^2 L_d^2} \quad (2.3.19)$$

Il limite di corrente rappresenta ancora nel piano I_d - I_q una circonferenza di raggio I_N , come visibile in Fig (linea continua).

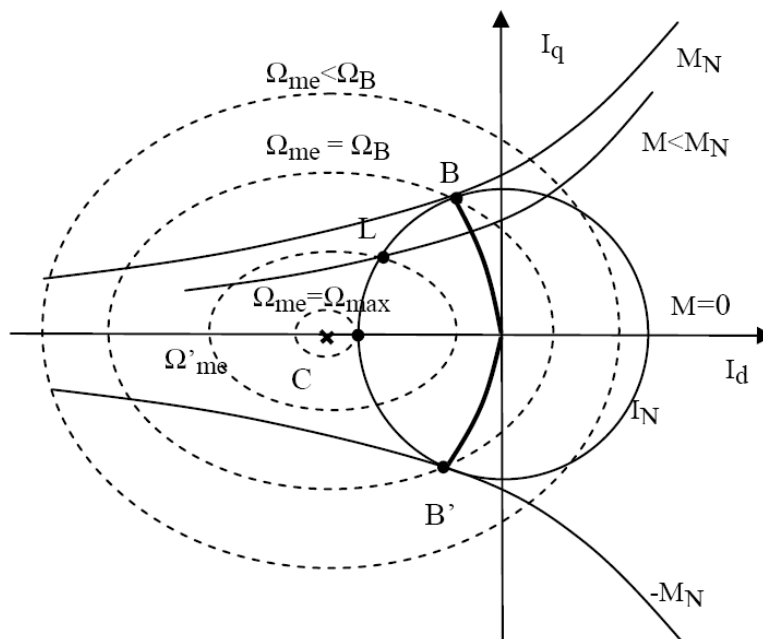


Figura 2.3.4: Limiti e regioni di funzionamento del motore brushless anisotropo

Il limite di tensione descrive invece una famiglia di ellissi concentriche con assi che dipendono dal reciproco della velocità. Si riconosce come il luogo dei punti di lavoro per i quali si ha il massimo rapporto coppia su corrente sia ora rappresentato dalla curva BB' : ciò implica, in condizioni di funzionamento con velocità minori della velocità base, per avere il massimo rapporto coppia su corrente, non è più sufficiente mantenere la I_d nulla ma deve essere controllata dinamicamente.

2.4 Inverter

La funzione principale di un invertitore trifase di tensione è di convertire una determinata tensione continua in una tensione alternata trifase con ampiezza e frequenza variabili. In questo paragrafo verranno discusse due tipologie di inverter che sono: invertitore trifase a due livelli e l'invertitore trifase a tre livelli. La prima tipologia è la più conosciuta e studiata in letteratura, mentre la seconda, a fronte di un aumento nella complessità strutturale, promette significativi vantaggi che verranno esaminati nel capitolo 3. Per quanto riguarda il controllo della tensione d'uscita si farà riferimento in entrambi i casi alla tecnica di modulazione vettoriale (Space Vector Modulation – SVM) particolarmente adatta a realizzazioni di tipo digitale.

2.4.1 Inverter a due livelli

2.4.1.1 Schema e principio di funzionamento

Lo schema circuitale semplificato di un inverter a due livelli è riportato in Fig. 2.4.1: come si nota è composto da sei gruppi di interruttori attivi che formano tre rami (o gambe), uno per ogni fase del motore connesso all'inverter. A seconda del valore di tensione e potenza a cui l'inverter opera, ogni gruppo di interruttori può essere composto da più IGBT o MOSFET connessi in parallelo.

In parallelo ad ogni interruttore è poi connesso un diodo di libera circolazione che è necessario, data la natura induttiva del carico, per fornire una via di richiusura delle correnti ad ogni apertura degli interruttori comandati. Inoltre tali diodi assicurano la bidirezionalità del flusso di potenza quando il motore elettrico funziona da freno.

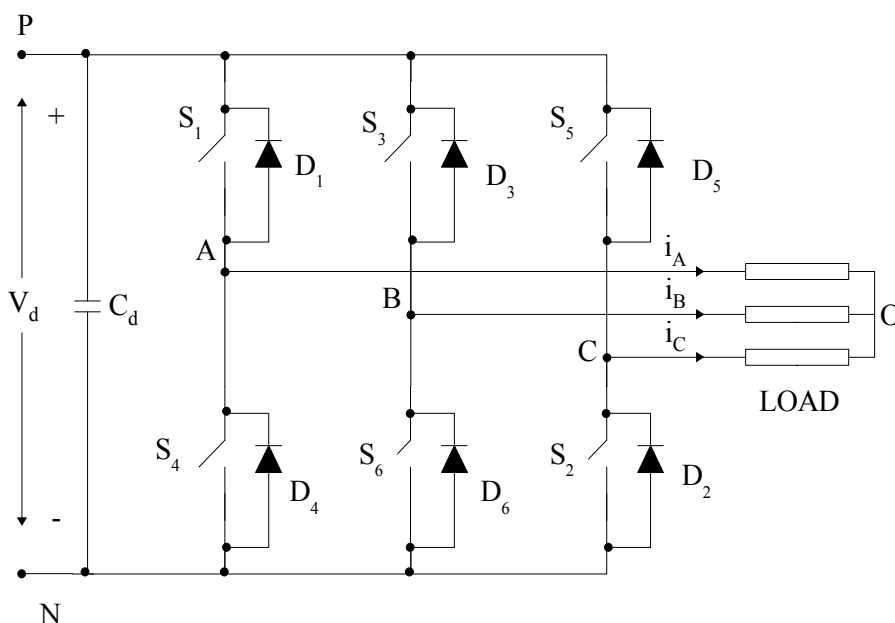


Figura 2.4.1: Schema circuitale di un inverter a due livelli

2.4.1.2 Modulazione vettoriale

Lo stato operativo di ogni interruttore dell'inverter può essere rappresentato mediante una variabile che ne denoti lo stato di conduzione o di interdizione: tale variabile verrà chiamata *Stato di conduzione*. Come indicato in Tab. 2.4.1, lo stato di conduzione “P” indica che l'interruttore superiore della gamba dell'inverter in esame è acceso e quindi la tensione in uscita all'inverter (V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}) è pari alla tensione del bus in continua V_d . Lo stato di conduzione “O” indica invece che la tensione in uscita è nulla a causa del fatto che è in conduzione l'interruttore inferiore della gamba considerata. Naturalmente, per evitare distruttivi cortocircuiti del bus in continua, la coppia di interruttori della stessa gamba deve essere sempre comandata in modo complementare, in modo che mai entrambi gli interruttori risultino abilitati a condurre.

Stato di conduzione	Gamba A			Gamba B			Gamba C		
	S ₁	S ₄	V _{AN}	S ₃	S ₆	V _{BN}	S ₅	S ₂	V _{CN}
P	On	Off	V _d	On	Off	V _d	On	Off	V _d
O	Off	On	0	Off	On	0	Off	On	0

Tabella 2.4.1: Definizione della variabile Stato di conduzione

Ci sono dunque otto possibili combinazioni per quanto riguarda lo stato di conduzione degli interruttori nelle tre gambe: tali combinazioni sono elencate in Tab. 2.4.2. Ad esempio lo stato di conduzione [POO] indica che sono accesi gli interruttori S1, S6, e S2 rispettivamente nelle gambe A, B, e C. Tra gli otto stati possibili, [PPP] e [OOO] vengono definiti stati nulli, mentre gli altri sono stati attivi.

Vettori spaziali		Stato di conduzione (tre fasi)	Interruttori accesi	Definizione del vettore
Vettori nulli	\bar{V}_0	[PPP]	S ₁ , S ₃ , S ₅	$\bar{V}_0=0$
		[OOO]	S ₄ , S ₆ , S ₂	
Vettori attivi	\bar{V}_1	[POO]	S ₁ , S ₆ , S ₂	$\bar{V}_1=\frac{2}{3}V_d e^{j0}$
	\bar{V}_2	[PPO]	S ₁ , S ₃ , S ₂	$\bar{V}_2=\frac{2}{3}V_d e^{j\frac{\pi}{3}}$
	\bar{V}_3	[OPO]	S ₄ , S ₃ , S ₂	$\bar{V}_3=\frac{2}{3}V_d e^{j\frac{2\pi}{3}}$
	\bar{V}_4	[OPP]	S ₄ , S ₃ , S ₅	$\bar{V}_4=\frac{2}{3}V_d e^{j\frac{3\pi}{3}}$
	\bar{V}_5	[OOP]	S ₄ , S ₆ , S ₅	$\bar{V}_5=\frac{2}{3}V_d e^{j\frac{4\pi}{3}}$
	\bar{V}_6	[POP]	S ₁ , S ₆ , S ₅	$\bar{V}_6=\frac{2}{3}V_d e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Tabella 2.4.2: Vettori spaziali, Stato di conduzione e interruttori accesi

Ad ogni stato di conduzione attivo o nullo che sia, corrisponde rispettivamente un vettore attivo o

nullo come riportato in Tab. 2.4.2. Il digramma dei vettori spaziali per l'inverter a due livelli è riportato in Fig. 2.4.2, nel quale i vettori attivi formano un esagono diviso in sei settori numerati da 1 a 6 in senso antiorario mentre i vettori nulli occupano il centro dell'esagono.

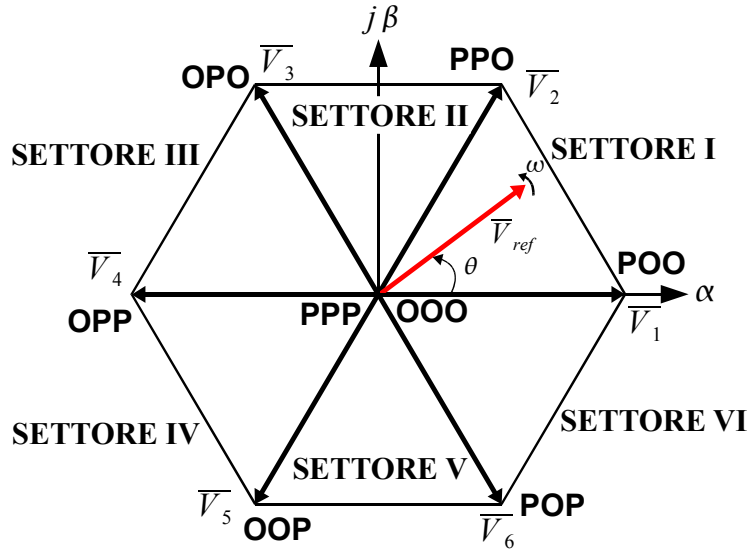


Figura 2.4.2: Diagramma dei vettori spaziali per l'inverter a due livelli

Con riferimento allo schema circuitale dell'inverter riportato in Fig. 2.4.1 è possibile ricavare la relazione tra gli stati di conduzione e i vettori spaziali visibile in Tab. 2.4.2. Data la terna di tensioni bilanciate:

$$v_{AO}(t) + v_{BO}(t) + v_{CO}(t) = 0 \quad (2.4.1)$$

è possibile ricavare mediante la trasformazione (2.2.2) l'espressione del vettore spaziale:

$$\bar{V}(t) = \frac{2}{3} [v_{AO}(t)e^{j0} + v_{BO}(t)e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{CO}(t)e^{j\frac{4\pi}{3}}] = v_{\alpha}(t) + jv_{\beta}(t) \quad (2.4.2)$$

Prendendo ora in considerazione lo stato di conduzione [POO] si ha che le tensioni di fase generate sono:

$$v_{AO}(t) = \frac{2}{3} V_d, \quad v_{BO}(t) = -\frac{1}{3} V_d, \quad v_{CO}(t) = -\frac{1}{3} V_d \quad (2.4.3)$$

e quindi sostituendo (2.4.3) in (2.4.2) si ottiene il corrispondente vettore spaziale:

$$\bar{V}_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0} \quad (2.4.4)$$

seguendo la stessa procedura si riescono a derivare tutti i sei vettori che possono essere scritti nella forma compatta:

$$\overline{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}}, \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (2.4.5)$$

Il vettore nullo \overline{V}_0 ha due stati di conduzione [PPP] e [OOO], uno dei quali sembra ridondante: come si vedrà in seguito lo stato che sembra in più, potrà essere utilizzato per minimizzare il numero di commutazione degli interruttori dell'inverter.

Si è visto dunque che, combinando opportunamente l'accessione degli interruttori delle tre gambe, è possibile ottenere sei vettori stazionari che corrispondono a determinate tensioni nelle fasi d'uscita dell'inverter. Si vuole ora fare in modo che l'inverter riproduca in uscita una tensione con ampiezza e frequenza desiderate, variabili entro i limiti del sistema di alimentazione.

Le tensioni desiderate in uscita all'inverter vengono trasformate mediante la (2.4.2) nel vettore \overline{V}_{ref} visibile in Fig. 2.4.2: si noti nella stessa figura che i vettori attivi e nulli, detti anche vettori stazionari, non si muovono nel piano a differenza del vettore di riferimento \overline{V}_{ref} la cui ampiezza varia in funzione del tempo e che ruota nel piano con velocità angolare $\omega = 2\pi f_1$.

All'inizio di ogni periodo di modulazione T_s , assegnato il vettore \overline{V}_{ref} , una qualsiasi successione di vettori, paralleli ai vettori stazionari, che dia come somma vettoriale \overline{V}_{ref} produce nel periodo considerato le tensioni medie volute.

In particolare, data una certa ampiezza e posizione nel piano, il vettore \overline{V}_{ref} può essere espresso mediante i tre vettori stazionari ad esso più vicini e, basandosi su questo, si può decidere lo stato di conduzione dell'inverter generando i segnali di gate per gli interruttori comandabili. Quando il vettore \overline{V}_{ref} ruota nel piano, attraversando tutti i settori, causa l'accensione o lo spegnimento di diversi gruppi di interruttori. La frequenza e l'ampiezza della tensione d'uscita dell'inverter risultano proporzionali rispettivamente alla velocità angolare ω e al modulo del vettore \overline{V}_{ref} .

2.4.1.3 Calcolo degli intervalli temporali

Il calcolo della durata temporale in cui vengono applicati i vettori stazionari è svolto seguendo il principio "voltage-second balancing" cioè: il prodotto del modulo del vettore di riferimento \overline{V}_{ref} per il periodo di modulazione T_s deve essere uguale alla somma dei prodotti dei moduli dei vettori stazionari scelti per gli intervalli di tempo in cui vengono applicati.

Assumendo che il periodo di modulazione T_s sia sufficientemente piccolo, il vettore di riferimento può essere considerato costante in tale intervallo temporale: sotto questa ipotesi \overline{V}_{ref} può essere approssimato dai due vettori attivi adiacenti e da un vettore nullo. Ad esempio, quando \overline{V}_{ref} è contenuto nel primo settore come in Fig. 2.4.3, può essere espresso mediante i vettori $\overline{V}_1, \overline{V}_2$ e \overline{V}_0 . Le equazioni da impostare per il calcolo degli intervalli temporali sono le seguenti:

$$\begin{aligned} \overline{V}_{ref} T_s &= \overline{V}_1 T_a + \overline{V}_2 T_b + \overline{V}_0 T_0 \\ T_s &= T_a + T_b + T_0 \end{aligned} \quad (2.4.6)$$

dove T_a, T_b, T_0 sono appunto le durate temporali in cui vengono applicati rispettivamente i vettori \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_0 .

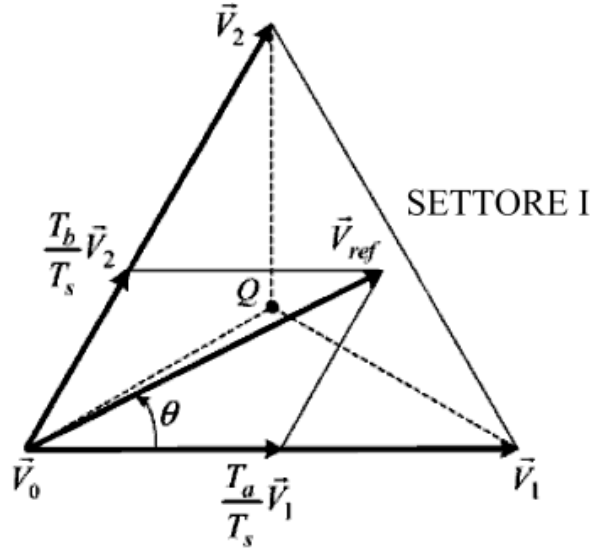


Figura 2.4.3: Vettore di riferimento rappresentato mediante tre vettori stazionari

Sostituendo nella (2.4.6) le espressioni dei vettori stazionari considerati, visibili in Tab 2.4.2 o ricavabili mediante la (2.4.5), e separando in parte reale e parte immaginaria si ha:

$$\begin{aligned} \Re(\vec{V}_{ref} T_s) &= V_{ref} (\cos \theta) T_s = \frac{2}{3} V_d T_a + \frac{1}{3} V_d T_b \\ \Im(\vec{V}_{ref} T_s) &= V_{ref} (\sin \theta) T_s = \frac{1}{\sqrt{3}} V_d T_b \end{aligned} \quad (2.4.7)$$

che assieme al vincolo $T_s = T_a + T_b + T_c$ forniscono l'espressione per il calcolo dei tempi:

$$\begin{aligned} T_a &= \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_d} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ T_b &= \frac{\sqrt{3} T_s V_{ref}}{V_d} \sin(\theta) \quad \text{per } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \\ T_0 &= T_s - T_a - T_b \end{aligned} \quad (2.4.8)$$

L'espressione appena ricavata, valida quando il vettore di riferimento \vec{V}_{ref} giace nel primo settore, può essere facilmente estesa a tutti gli altri settori sostituendo all'angolo θ , l'angolo θ' ottenuto sottraendo al precedente un multiplo di $\pi/3$ tale da riportare θ' nell'intervallo $[0, \pi/3]$:

$$\theta' = \theta - (k-1) \frac{\pi}{3}, \quad k = 1, 2, \dots, 6 \quad (2.4.9)$$

dove $k = 1, 2, \dots, 6$ indica rispettivamente il settore I, II, ..., VI.

Ad esempio quando \vec{V}_{ref} si trova nel settore II i tempi T_a , T_b , e T_0 calcolati mediante (2.4.8) e (2.4.9) si riferiscono rispettivamente ai vettori stazionari \vec{V}_2, \vec{V}_3 e \vec{V}_0 .

2.4.1.4 Sequenza di switching

Una volta selezionati i vettori stazionari e calcolati i relativi tempi di applicazione, il passo successivo è quello di decidere come passare dall'applicazione di un certo vettore stazionario ad un altro tra i tre selezionati, ovvero decidere la sequenza di switching. In generale la sequenza di switching non è unica per un dato vettore \vec{V}_{ref} ma deve soddisfare ad almeno due requisiti che permettono di minimizzare il numero di commutazioni on-off degli interruttori di ogni gamba, diminuendo così la potenza dissipata, che sono:

- Si possono avere transizioni solo tra vettori adiacenti al fine di evitare che due o più commutazioni avvengano nello stesso momento. In tal modo il passaggio da uno stato di conduzione dell'inverter al successivo riguarda solo due interruttori nella stessa gamba: uno viene acceso e l'altro viene spento.
- Il passaggio di \vec{V}_{ref} da un settore ad un altro nel diagramma vettoriale non richiede o comunque minimizza il numero delle commutazioni.

La Fig. 2.4.4 fornisce un esempio che può chiarire quanto detto finora e riguarda una modulazione vettoriale a sette segmenti per \vec{V}_{ref} appartenente al primo settore e quindi sintetizzato dall'applicazione dei vettori stazionari \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_0 .

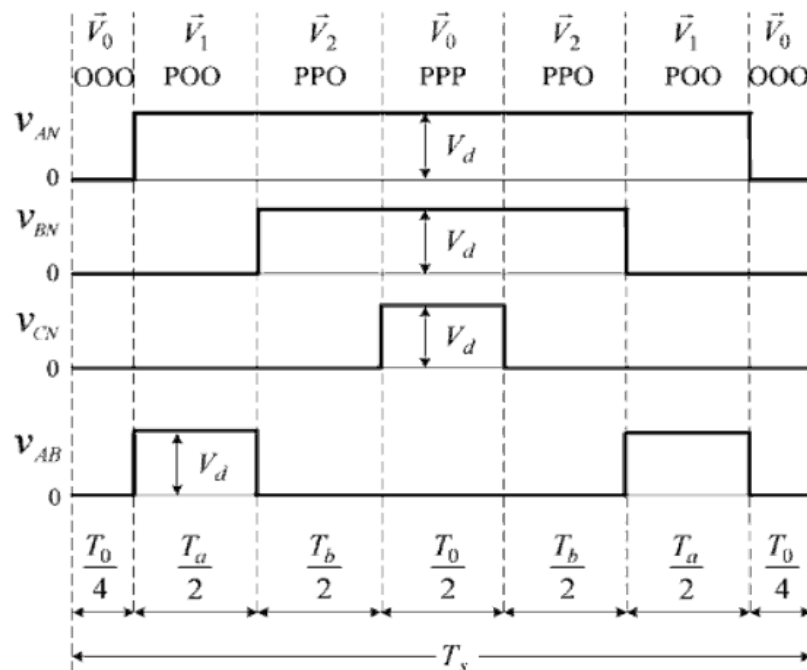


Figura 2.4.4: Sequenza di switching a sette segmenti per \vec{V}_{ref} nel settore I

In tale figura sono riportati gli andamenti delle tensioni dei punti considerati nello schema circuitale dell'inverter riportato in Fig. 2.4.1 rispetto al tempo T_s che è stato diviso in sette segmenti. In particolare si può osservare che:

- La somma dei sette intervalli temporali corrisponde al periodo di modulazione ($T_s = T_a + T_b + T_c$).
- Il requisito (a) è soddisfatto: ad esempio la transizione dal primo al secondo stato di conduzione (da [OOO] a [POO]) è svolta facendo commutare due soli interruttori (quelli della prima gamba)
- Gli stati ridondanti per il vettore nullo \bar{V}_0 sono utilizzati per ridurre il numero delle commutazioni per periodo di modulazione. Ad esempio per il segmento $T_0/2$ al centro del periodo di modulazione è selezionato lo stato di conduzione [PPP] mentre per i segmenti $T_0/4$ ai lati del periodo è usato lo stato [OOO]
- ogni interruttore si accende e si spegne una sola volta per periodo. Perciò la frequenza di switching f_{sw} del dispositivo è uguale alla frequenza di modulazione f_{sp} cioè:

$$f_{sw} = f_{sp} = \frac{1}{T_s}.$$

In Tab. 2.4.3 è riportata la sequenza di switching a sette segmenti per \bar{V}_{ref} appartenente a tutti e sei i settori. Si noti come ogni sequenza di switching inizia e finisce con lo stato [OOO]: ciò implica che quando il vettore di riferimento si sposta da un settore ad un altro non richiede nessuna commutazione. In tal modo anche il vincolo (b) è soddisfatto.

Settore	Segmento						
	1	2	3	4	5	6	7
I	\bar{V}_0	\bar{V}_1	\bar{V}_2	\bar{V}_0	\bar{V}_2	\bar{V}_1	\bar{V}_0
	OOO	POO	PPO	PPP	PPO	POO	OOO
II	\bar{V}_0	\bar{V}_3	\bar{V}_2	\bar{V}_0	\bar{V}_2	\bar{V}_3	\bar{V}_0
	OOO	OPO	PPO	PPP	PPO	OPO	OOO
III	\bar{V}_0	\bar{V}_3	\bar{V}_4	\bar{V}_0	\bar{V}_4	\bar{V}_3	\bar{V}_0
	OOO	OPO	OPP	PPP	OPP	OPO	OOO
IV	\bar{V}_0	\bar{V}_5	\bar{V}_4	\bar{V}_0	\bar{V}_4	\bar{V}_5	\bar{V}_0
	OOO	OOP	OPP	PPP	OPP	OOP	OOO
V	\bar{V}_0	\bar{V}_5	\bar{V}_6	\bar{V}_0	\bar{V}_6	\bar{V}_5	\bar{V}_0
	OOO	OOP	POP	PPP	POP	OOP	OOO
VI	\bar{V}_0	\bar{V}_1	\bar{V}_6	\bar{V}_0	\bar{V}_6	\bar{V}_1	\bar{V}_0
	OOO	POO	POP	PPP	POP	POO	OOO

Tabella 2.4.3: Sequenza di switching a sette segmenti per i sei settori

2.4.2 Inverter a tre livelli

2.4.2.1 Schema e principio di funzionamento

Questa tipologia di inverter presenta un particolare schema circuitale che permette di produrre in uscita una forma d'onda di tensione a tre livelli. Le principali caratteristiche di questo inverter, conosciuto con il termine inglese *neutral-point clamped (NPC)*, si traducono in una minore distorsione armonica (THD) della tensione d'uscita rispetto alla versione a due livelli e nella possibilità di raggiungere valori di corrente e tensioni più alti a parità di numero di interruttori in serie e parallelo per gamba.

La Fig.2.4.5 riporta lo schema circuitale di un inverter a tre livelli: prendendo in esame la gamba A

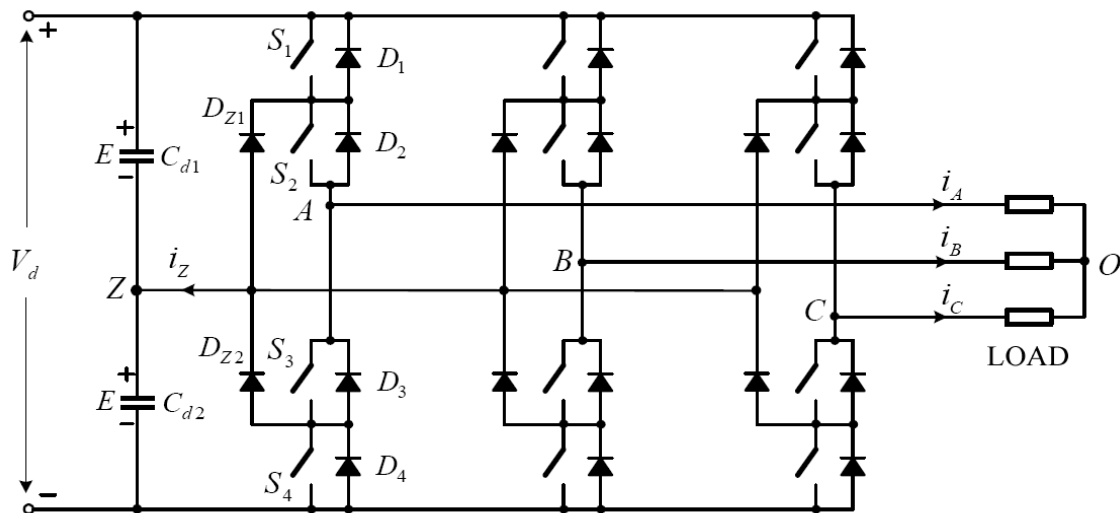


Figura 2.4.5: Schema circuitale di un inverter a tre livelli

si nota che è composta da quattro interruttori attivi (S_1 - S_4) con quattro diodi in antiparallelo (D_1 - D_4). Dal lato della tensione continua il condensatore del bus è diviso in due condensatori in serie, che creano così il punto neutro Z. I diodi connessi al punto neutro, D_{Z1} e D_{Z2} , vengono chiamati diodi di *clamp*. Quando gli interruttori S_2 e S_3 sono accesi, la fase A in uscita all'inverter è connessa al punto neutro mediante uno dei diodi di clamp. La tensione ai capi di ciascun condensatore è pari al valore E che corrisponde a metà della tensione di bus V_d : essendo la capacità di C_{d1} e C_{d2} di valore finito, la corrente neutra i_z può scaricare o caricare i due condensatori causando una variazione di tensione del punto neutro. Nei prossimi paragrafi questo argomento sarà analizzato risolto mediante un controllo a retroazione apposito.

2.4.2.2 Modulazione vettoriale

Come per l'inverter a due livelli, anche il comportamento dell'inverter NPC può essere descritto mediante gli stati di conduzione. Prendendo in esame la gamba A, lo stato di conduzione "P" indica

che sono accesi i due interruttori superiori (S_1 e S_2) e dunque la tensione V_{az} , che è la tensione in uscita alla fase A rispetto al punto neutro Z, è pari ad E. Lo stato di conduzione "N" indica invece che sono accesi gli interruttori inferiori (S_3 e S_4) della gamba da cui segue $V_{az} = -E$. Infine lo stato di conduzione "O" indica che sono in conduzione i due interruttori interni (S_2 e S_3) e che quindi la tensione V_{az} è tenuta a zero da uno dei diodi di clamp: da quale dei due dipende dalla direzione della corrente i_a . Una corrente i_a positiva forza in conduzione il diodo D_{Z1} in modo che il punto A sia connesso al punto neutro Z tramite D_{Z1} e S_2 .

La Tab. 2.4.4 riassume gli stati di conduzione possibili: in particolare si fa notare che la coppia di interruttori S_1 e S_3 operano in modo complementare come anche gli interruttori S_2 e S_4 , cioè quando uno dei due è in conduzione l'altro è interdetto.

Stato di conduzione	Interruttori della gamba A				Tensione d'uscita
	S_1	S_2	S_3	S_4	V_{az}
P	On	On	Off	Off	E
O	Off	On	On	Off	0
N	Off	Off	On	On	-E

Tabella 2.4.4: Definizione della variabile Stato di conduzione

La tensione d'uscita V_{az} assume dunque tre livelli possibili che sono $\{E, 0, -E\}$: da ciò deriva la denominazione dell'inverter.

Tenendo ora in considerazione tutte e tre le fasi, l'inverter presenta un totale di 27 combinazioni di stati di conduzione possibili che sono riportate in Tab. 2.4.5, rappresentate da tre lettere (una per fase) racchiuse in parentesi quadre.

Per trovare la relazione tra lo stato di conduzione e il corrispondente vettore spaziale si può usare la stessa procedura vista nel paragrafo 2.4.1.2 per l'inverter a due livelli.

I 27 stati possibili corrispondono a 19 vettori di tensione il cui diagramma vettoriale è riportato in Fig. 2.4.6. Come si vede, basandosi sulla loro ampiezza, i vettori spaziali possono essere divisi in quattro gruppi:

- **Vettore nullo (Zero Vector - ZV, \bar{V}_0):** rappresentano gli stati di conduzione [PPP], [OOO], e [NNN]. Il vettore \bar{V}_0 ha ampiezza nulla.
- **Piccoli vettori (Small Vectros - SV, da \bar{V}_1 a \bar{V}_6):** hanno tutti ampiezza pari a $V_d/3$. Ogni piccoli vettore ha due possibili stati di conduzione, uno contenente [P] e l'altro contenente [N]: per tal motivo possono essere ulteriormente divisi in vettori piccoli di tipo N (NSV) o dio tipo P (PSV)
- **Vettori medi (Medium Vectors - MV, da \bar{V}_7 a \bar{V}_{12}):** ampiezza pari a $\sqrt{3} V_d/3$.
- **Vettori Gradi (Large Vectors - LV, da \bar{V}_{13} a \bar{V}_{18}):** ampiezza pari a $2V_d/3$.

Vettori spaziali	Stato di conduzione		Classificazione dei vettori	Ampiezza dei vettori		
\vec{V}_0	[PPP][OOO] [NNN]		Vettori nulli (ZV)	0		
\vec{V}_1	Tipo P	Tipo N	Vettori piccoli (SV): Vettori piccoli di tipo P (PSV) Vettori piccoli di tipo N (NSV)	$\frac{1}{3}V_d$		
	\vec{V}_{1P}	[POO]				
\vec{V}_{1N}		[ONN]				
\vec{V}_2	\vec{V}_{2P}	[PPO]				
	\vec{V}_{2N}				[OON]	
\vec{V}_3	\vec{V}_{3P}	[OPO]				
	\vec{V}_{3N}				[NON]	
\vec{V}_4	\vec{V}_{4P}	[OPP]				
	\vec{V}_{4N}				[NOO]	
\vec{V}_5	\vec{V}_{5P}	[OOP]				
	\vec{V}_{5N}				[NNO]	
\vec{V}_6	\vec{V}_{6P}	[POP]				
	\vec{V}_{6N}				[ONO]	
\vec{V}_7		[PON]			Vettori medi (MV)	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_d$
\vec{V}_8		[OPN]				
\vec{V}_9		[NPO]				
\vec{V}_{10}		[NOP]				
\vec{V}_{11}		[ONP]				
\vec{V}_{12}		[PNO]				
\vec{V}_{13}		[PNN]	Vettori grandi (LV)	$\frac{2}{3}V_d$		
\vec{V}_{14}		[PPN]				
\vec{V}_{15}		[NPN]				
\vec{V}_{16}		[NPP]				
\vec{V}_{17}		[NNP]				
\vec{V}_{18}		[PNP]				

Tabella 2.4.5: Vettori spaziali e stati di conduzione

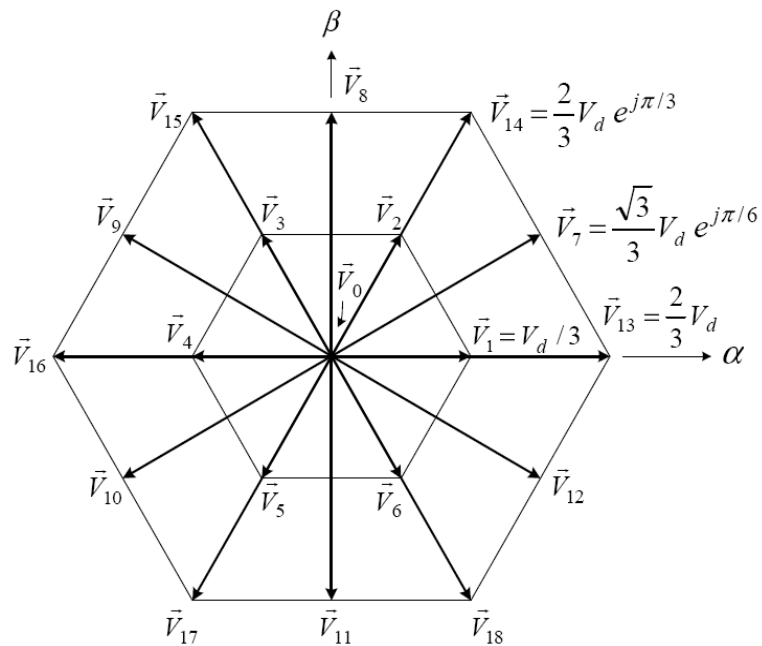


Figura 2.4.6: diagramma vettoriale per l'inverter a tre livelli

2.4.2.3 Calcolo degli intervalli temporali

Per facilitare il calcolo degli intervalli temporali, il diagramma dei vettori spaziali può essere diviso in **sei settori** triangolari (da I a VI), ognuno dei quali può essere ulteriormente suddiviso in **quattro regioni** triangolari (da 1 a 4) come mostrato in Fig. 2.4.7 .

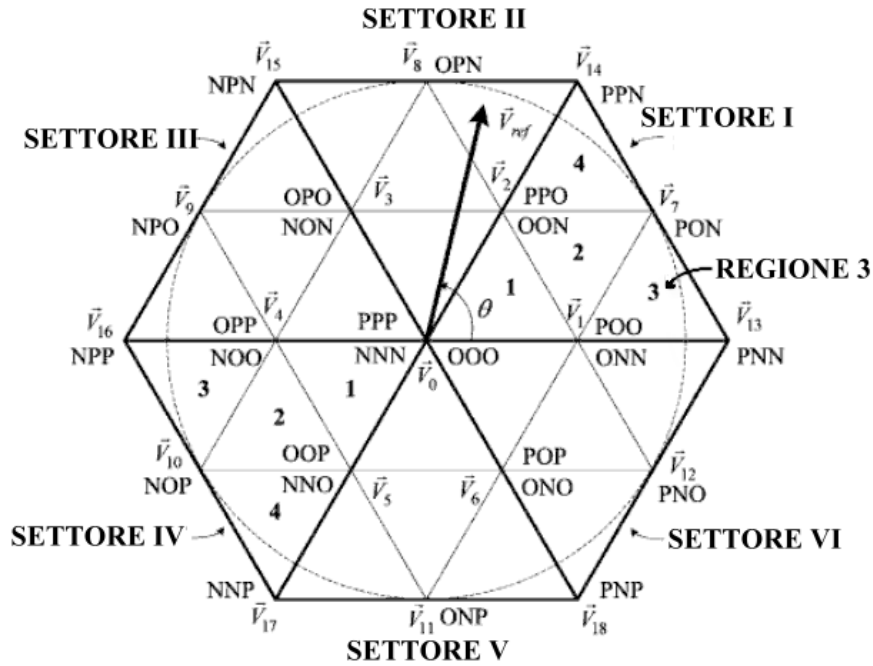


Figura 2.4.7: Divisione in settori e regioni

Come per l'inverter a a due livelli, anche per l' NPC, la modulazione vettoriale è basata sul principio "voltage-second balancing" e il vettore \vec{V}_{ref} può essere rappresentato dai tre vettori spaziali ad esso più vicini. Ad esempio, quando \vec{V}_{ref} appartiene alla regione 2 del settore I come mostrato in Fig. 2.4.8 , i tre vettori più vicini sono \vec{V}_1, \vec{V}_2 e \vec{V}_7 , e perciò la 2.4.6 si riscrive come:

$$\begin{aligned} \vec{V}_{ref} T_s &= \vec{V}_1 T_a + \vec{V}_7 T_b + \vec{V}_2 T_c \\ T_s &= T_a + T_b + T_c \end{aligned} \quad (2.4.10)$$

dove T_a, T_b, T_c sono i tempi in cui vengono applicati rispettivamente i vettori \vec{V}_1, \vec{V}_7 e \vec{V}_2 . Si noti che il vettore di riferimento può essere sintetizzato anche da altri vettori che non siano i più vicini, tuttavia ciò comporterebbe un aumento del contenuto armonico della tensione d'uscita.

I vettori $\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_7$ e \vec{V}_{ref} di Fig. 2.4.8, possono essere espressi mediante la loro rappresentazione vettoriale che, sostituita nella prima delle (2.4.10) da:

$$\vec{V}_{ref} e^{j\theta} T_s = \frac{1}{3} V_d T_a + \frac{\sqrt{3}}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{6}} T_b + \frac{1}{3} V_d e^{j\frac{\pi}{3}} T_c \quad (2.4.11)$$

che dividendo in parte reale e immaginaria fornisce:

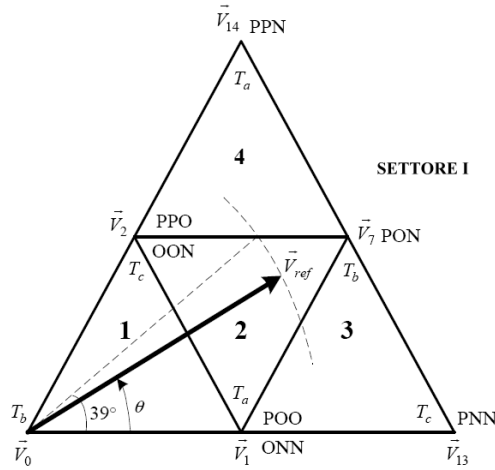


Figura 2.4.8: Vettori spaziali e loro tempi di applicazione

$$\Re(\bar{V}_{ref} T_s) = 3 \frac{V_{ref}}{V_d} (\cos \theta) T_s = T_a + \frac{3}{2} T_b + \frac{1}{2} T_c \quad (2.4.12)$$

$$\Im(\bar{V}_{ref} T_s) = 3 \frac{V_{ref}}{V_d} (\sin \theta) T_s = \frac{3}{2} T_b + \frac{\sqrt{3}}{2} T_c$$

Risolviendo assieme al vincolo $T_s = T_a + T_b + T_c$ si ottengono le espressioni per il calcolo dei tempi:

$$\begin{aligned} T_a &= T_s [1 - 2m_a \sin(\theta)] \\ T_b &= T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1] \\ T_c &= T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)] \end{aligned} \quad \text{per } 0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \quad (2.4.13)$$

dove m_a rappresenta l'indice di modulazione definito come:

$$m_a = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_d} \quad (2.4.14)$$

il cui valore è compreso tra 0 e 1 in quanto il valore massimo del modulo del vettore di riferimento è pari alla circonferenza più grande che può essere iscritta all'interno dell'esagono di Fig. 2.4.7 che risulta essere:

$$V_{ref,max} = \sqrt{3} \frac{V_d}{3} \quad (2.4.15)$$

La Tabella 2.4.6 fornisce le equazioni per il calcolo dei tempi per \bar{V}_{ref} appartenente al settore I. Tali equazioni possono essere usate anche quando \bar{V}_{ref} appartiene agli altri settori (II - VI) a patto che venga sottratto un multiplo di $\pi/3$ all'angolo θ , in modo che l'angolo così modificato cada sempre nell'intervallo $[0, \pi/3]$ come già visto nella sezione 2.4.1.3 a proposito dell'inverter a due livelli.

REGIONE	T_a		T_b		T_c	
1	\vec{V}_1	$T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$	\vec{V}_0	$T_s \left[1 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$	\vec{V}_2	$T_s [2m_a \sin \theta]$
2	\vec{V}_1	$T_s [1 - 2m_a \sin \theta]$	\vec{V}_7	$T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) - 1 \right]$	\vec{V}_2	$T_s \left[1 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$
3	\vec{V}_1	$T_s \left[2 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$	\vec{V}_7	$T_s [2m_a \sin \theta]$	\vec{V}_{13}	$T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) - 1 \right]$
4	\vec{V}_{14}	$T_s [2m_a \sin \theta - 1]$	\vec{V}_7	$T_s \left[2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta \right) \right]$	\vec{V}_2	$T_s \left[2 - 2m_a \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta \right) \right]$

Tabella 2.4.6: Calcolo dei tempi per \vec{V}_{ref} appartenente al settore I

2.4.2.4 Sequenza di switching

La tensione del punto neutro V_z , definita come la differenza di potenziale tra il punto neutro Z e il terminale negativo del bus DC, varia a seconda dello stato di conduzione dell'inverter NPC.

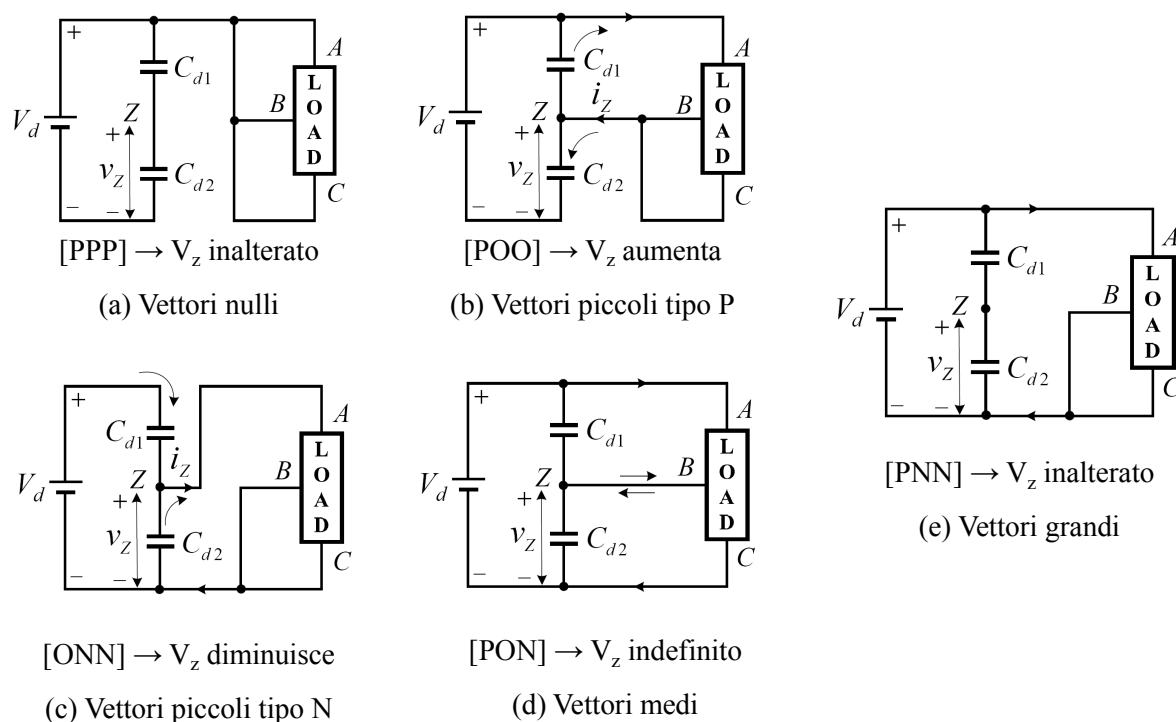


Figura 2.4.9: Effetto degli stati di conduzione sulla variazione di tensione del punto neutro

Per investigare tale effetto si faccia riferimento alla Fig. 2.4.9. Quando l'inverter opera nello stato di conduzione [PPP] del vettore nullo \vec{V}_0 , gli interruttori superiori di ciascuna delle tre gambe dell'inverter sono accesi e connettono i terminali A, B, e C al positivo del bus DC, come visibile in Fig. 2.4.9-a. Poichè il punto neutro Z è lasciato disconnesso, questo stato di conduzione non

influisce sulla tensione V_z , così come non influiscono gli altri stati nulli [OOO] e [NNN].

La Fig. 2.4.9-b mostra l'inverter nella configurazione di tipo P del vettore piccolo \mathcal{V}_1 cioè nello stato di conduzione [POO]. Poichè il carico trifase è connesso tra il terminale positivo del bus DC e il punto neutro Z, la corrente neutra i_z fluisce verso il punto Z causando un aumento della tensione V_z . Al contrario, lo stato di conduzione di tipo N del vettore \mathcal{V}_1 (cioè lo stato[ONN]), causa l'aumento della tensione V_z come mostrato in Fig. 2.4.9-c.

Anche i vettori medi influiscono sulla tensione del punto neutro: per lo stato di conduzione [PON] del vettore medio \mathcal{V}_7 in Fig. 2.4.9-d, i terminali del carico A, B, e C sono connessi rispettivamente al positivo del bus DC, al punto neutro e al negativo del bus DC. A seconda delle condizioni operative dell'inverter, la tensione del punto neutro può crescere o diminuire.

Considerando infine il vettore grande \mathcal{V}_{13} , il cui stato di conduzione è [PNN], mostrato in Fig.2.4.9-e, i terminali del carico sono connessi tra il positivo e il negativo del bus DC. Il punto neutro Z è lasciato disconnesso e perciò la tensione del punto neutro rimane invariata.

Riassumendo:

- Il vettore nullo \mathcal{V}_0 non influisce sulla tensione V_z del punto neutro Z.
- I vettori piccoli da \mathcal{V}_1 a \mathcal{V}_6 hanno influenza prevalente su V_z . L'applicazione di un vettore piccolo di tipo P fa aumentare la tensione V_z , mentre il vettore piccolo di tipo N la fa diminuire.
- Anche i vettori medi da \mathcal{V}_7 a \mathcal{V}_{12} influiscono sulla tensione V_z , ma la direzione della variazione non è definita.
- I vettori grandi da \mathcal{V}_{13} a \mathcal{V}_{18} non influiscono sulla sulla tensione V_z del punto neutro Z.

Le osservazioni appena concluse sono state svolte sotto l'ipotesi che l'inverter funzioni in modo convenzionale, ovvero che il motore connesso ai suoi terminali funzioni effettivamente da motore. Nel caso in cui il motore funzioni da generatore il comportamento dell'inverter è assimilabile a quello di un raddrizzatore e il controllo della tensione del punto neutro va implementato mediante un anello di retroazione apposito, come si vedrà in dettaglio nel capitolo 3.

Nel progettare la sequenza di switching si deve cercare perciò di minimizzare l'influenza degli stati di conduzione sulla tensione del punto neutro Z. Tenendo presente i requisiti già introdotti per l'inverter a due livelli risulta che la sequenza di switching per l'inverter NPC deve soddisfare i seguenti punti:

- a) Si possono avere transizioni solo tra vettori adiacenti al fine di evitare che due o più commutazioni avvengano nello stesso momento. In tal modo il passaggio da uno stato di conduzione dell'inverter al successivo riguarda solo due interruttori nella stessa gamba: uno viene acceso e l'altro viene spento.
- b) Il passaggio di \mathcal{V}_{ref} da un settore ad un altro nel diagramma vettoriale non richiede o comunque minimizza il numero delle commutazioni.

- c) L'effetto degli stati di conduzione nella variazione di tensione del punto neutro deve essere minimo.

Si è visto che l'applicazione di un vettore piccolo di tipo P causa l'aumento della tensione del punto centrale mentre un vettore piccolo di tipo N ne causa la diminuzione. Al fine di minimizzare la variazione della tensione del punto centrale, il tempo di applicazione di un dato vettore piccolo può essere equamente suddiviso tra stati di conduzione di tipo P e di tipo N nel periodo di modulazione. A seconda della regione triangolare in cui giace il vettore di riferimento \bar{V}_{ref} si possono presentare i seguenti due casi:

Caso 1: Un solo vettore piccolo tra i tre vettori selezionati.

Quando il vettore di riferimento giace nella regione 3 o 4 del settore I mostrata in Fig. 2.4.8 di pagina 40, solo uno dei tre vettori selezionati è un vettore piccolo. Ipotizzando che \bar{V}_{ref} cada nella regione 4, può essere sintetizzato da \bar{V}_2, \bar{V}_7 e \bar{V}_{14} . Il vettore piccolo \bar{V}_2 ha due stati di conduzione possibili: [PPO] e [OON]. Al fine di minimizzare la variazione di tensione del punto neutro, il tempo di applicazione di \bar{V}_2 deve essere equamente suddiviso tra lo stato di tipo P e quello di tipo N. La Fig. 2.4.10 mostra la sequenza di switching a sette segmenti per l'inverter NPC, dalla quale possiamo osservare che:

- La somma dei tempi dei sette segmenti corrisponde al periodo di modulazione ($T_s = T_a + T_b + T_c$).
- Il requisito (a) è soddisfatto in quanto, ad esempio, il passaggio dallo stato di conduzione [OON] allo stato [PON] è compiuto accendendo l'interruttore S_1 e spegnendo S_3 il che implica solo due commutazioni
- Il tempo di applicazione T_c del vettore \bar{V}_2 è equamente diviso tra lo stato di conduzione di tipo P e quello di tipo N, soddisfacendo il requisito (c)
- Tra i quattro interruttori di una gamba dell'inverter, ad ogni periodo di modulazione solo due vengono accesi e spenti. Assumendo che il passaggio del vettore di riferimento tra un vettore (o regione) al successivo non richieda nessuna commutazione, la frequenza di switching degli interruttori f_{sw} è pari a metà della frequenza f_{sp} di modulazione cioè:

$$f_{sw} = \frac{f_{sp}}{2} = \frac{1}{2T_s}.$$

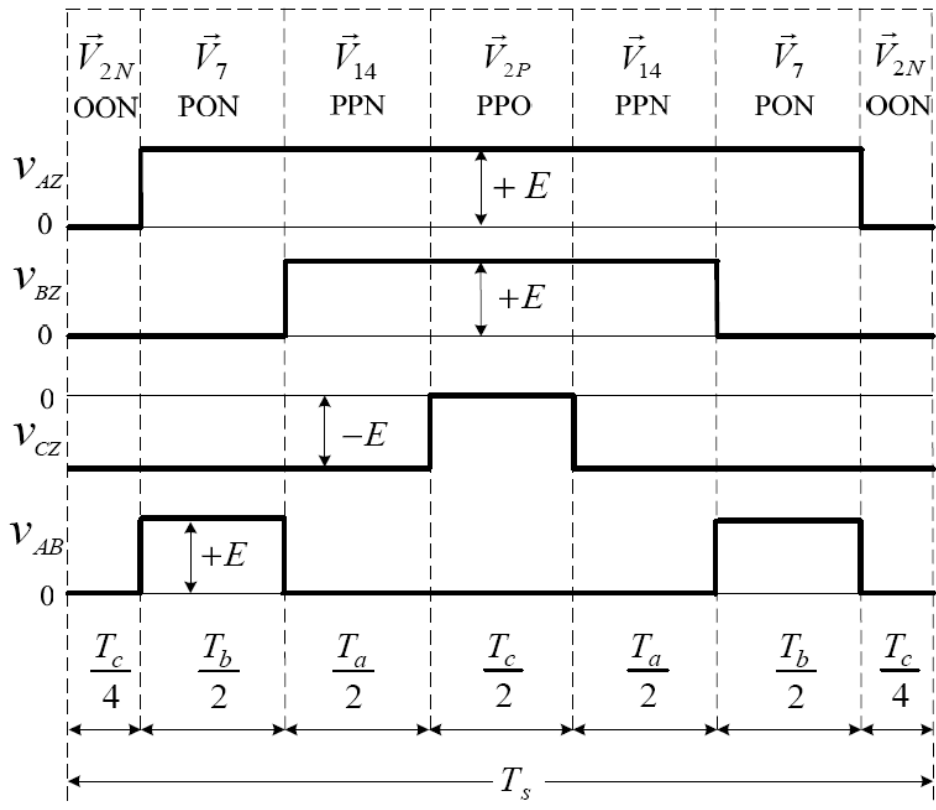


Figura 2.4.10: Sequenza di switching a sette segmenti per \vec{V}_{ref} nel settore I

Caso2: Due vettori piccoli tra i tre vettori selezionati.

Quando \vec{V}_{ref} giace nella regione 1 o 2 del settore I mostrata sempre in Fig. 2.4.8 di pagina 40, due tra i tre vettori selezionati sono piccoli vettori. Al fine di ridurre la variazione di tensione del punto centrale, ognuna delle due regioni è ulteriormente suddivisa in due sottoregioni come mostrato in Fig. 2.4.11.

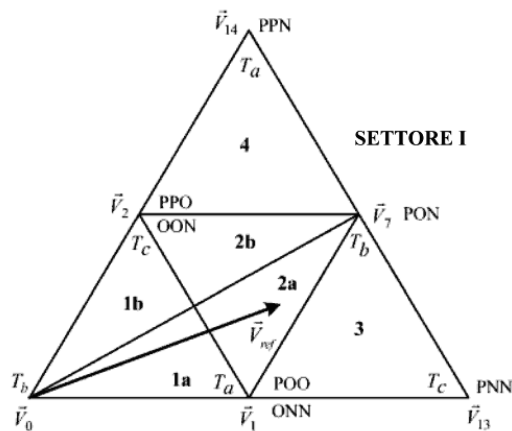


Figura 2.4.11: Divisione in sei regioni del settore I per minimizzare la variazione di tensione del punto neutro

Assumendo che il vettore di riferimento giaccia nella regione 2a, può essere sintetizzato dai vettori \bar{V}_1, \bar{V}_2 e \bar{V}_7 . Poichè \bar{V}_{ref} è più vicino a \bar{V}_1 che a \bar{V}_2 , il corrispondente tempo di applicazione T_a per il vettore \bar{V}_1 è più lungo del tempo T_c per il vettore \bar{V}_2 . Il vettore \bar{V}_1 viene denominato *vettore piccolo dominante*, il cui tempo di applicazione è equamente suddiviso tra \bar{V}_{1P} e \bar{V}_{1N} come mostrato in Tab. 2.4.7 .

Segmento:	1st	2nd	3rd	4th	5th	6th	7th
Vettore:	\bar{V}_{1N}	\bar{V}_{2N}	\bar{V}_7	\bar{V}_{1P}	\bar{V}_7	\bar{V}_{2N}	\bar{V}_{1N}
stato di conduzione:	[ONN]	[OON]	[PON]	[POO]	[PON]	[OON]	[ONN]
Tempo di applicazione:	$\frac{T_a}{4}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_b}{2}$	$\frac{T_a}{2}$	$\frac{T_b}{2}$	$\frac{T_c}{2}$	$\frac{T_a}{4}$

Tabella 2.4.7: Sequenza di switching a sette segmenti per \bar{V}_{ref} nel settore I, regione 2a

In Tab 2.4.8 è riportata la sequenza di switching completa per i settori I e II, basata sul ragionamento precedente.

SETTORE I												
Sgmt	1a		1b		2a		2b		3		4	
1st	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]
2nd	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{13}	[PNN]	\bar{V}_7	[PON]
3rd	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{14}	[PPN]
4th	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_{2P}	[PPO]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_{2P}	[PPO]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_{2P}	[PPO]
5th	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{1P}	[POO]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{14}	[PPN]
6th	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_7	[PON]	\bar{V}_{13}	[PNN]	\bar{V}_7	[PON]
7th	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{1N}	[ONN]	\bar{V}_{2N}	[OON]
SETTORE II												
Sgmt	1a		1b		2a		2b		3		4	
1st	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]
2nd	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{15}	[NPN]
3rd	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{14}	[PPN]	\bar{V}_8	[OPN]
4th	\bar{V}_{2P}	[PPO]	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_{2P}	[PPO]	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_{2P}	[PPO]	\bar{V}_{3P}	[OPO]
5th	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{3P}	[OPO]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{14}	[PPN]	\bar{V}_8	[OPN]
6th	\bar{V}_0	[OOO]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_8	[OPN]	\bar{V}_{15}	[NPN]
7th	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]	\bar{V}_{2N}	[OON]	\bar{V}_{3N}	[NON]

Tabella 2.4.8: Sequenza di switching a sette segmenti per i settori I e II

In particolare si noti che:

- Il passaggio di \bar{V}_{ref} dal settore I al settore II non richiede commutazioni.
- È presente una commutazione aggiuntiva quando \bar{V}_{ref} passa dalla regione a alla regione b all'interno di un settore.

Poiché ognuna di queste commutazioni aggiuntive coinvolge solo due interruttori e ci sono un totale di sei commutazioni aggiuntive per periodo della frequenza fondamentale della tensione d'uscita, la frequenza media di commutazione degli interruttori si porta a:

$$f_{sw} = \frac{f_{sp}}{2} + \frac{f_1}{2} \quad (2.4.16)$$

dove con f_1 si è indicata la fondamentale della tensione d'uscita.

2.4.2.5 Controllo a retroazione della tensione del punto centrale

Quando l'inverter è impiegato per alimentare un motore elettrico anche lo stato operativo della macchina elettrica (funzionamento da motore o da generatore) può causare la variazione della tensione del punto centrale.

La tensione del punto centrale v_z può essere controllata regolando la distribuzione temporale tra l'applicazione di vettori piccoli di tipo P o N. In ogni sequenza di switching esiste sempre un vettore piccolo, il cui tempo di applicazione è diviso in due intervalli temporali: uno per il corrispondente stato di conduzione di tipo P e l'altro per lo stato di conduzione di tipo N.

Ad esempio il tempo di applicazione T_a per il vettore \bar{V}_{1P} e \bar{V}_{1N} che in Tab.2.4.7 è equamente suddiviso, può essere ridistribuito come

$$T_a = T_{aP} + T_{aN} \quad (2.4.17)$$

dove T_{aN} e T_{aP} sono dati da:

$$T_{aP} = \frac{T_a}{2}(1 + \Delta t)$$

$$T_{aN} = \frac{T_a}{2}(1 - \Delta t)$$

con $-1 \leq \Delta t \leq 1$ (2.4.18)

La variazione della tensione del punto centrale può essere minimizzata regolando l'intervallo temporale Δt in base alla differenza di tensione rilevata ai capi di C_{d1} e C_{d2} . Ad esempio, per il funzionamento da motore della macchina elettrica collegata all'inverter, se $(v_{d1} - v_{d2})$ è maggiore del valore massimo ammesso di differenza tra la tensione ai capi delle due capacità, si può aumentare T_{aP} e diminuire T_{aN} impostando un $\Delta t > 0$. L'azione inversa ($\Delta t < 0$) deve essere invece compiuta se la macchina elettrica sta funzionando da generatore. Le relazioni tra la tensione ai capi

dei due condensatori e il tempo Δt sono riportate in Tab. 2.4.9.

Variazione di tensione del punto centrale	Funzionamento da motore	Funzionamento da generatore
$(v_{d1} - v_{d2}) > \Delta V_d$	$\Delta t > 0$	$\Delta t < 0$
$(v_{d1} - v_{d2}) < -\Delta V_d$	$\Delta t < 0$	$\Delta t > 0$
$ v_{d1} - v_{d2} < \Delta V_d$	$\Delta t = 0$	$\Delta t = 0$
$\Delta V_d = \text{massima variazione di tensione ammessa tra } v_{d1} \text{ e } v_{d2}$		

Tabella 2.4.9: Relazioni tra la tensione ai capi dei due condensatori e il tempo Δt

Quanto introdotto qui a livello teorico verrà simulato accuratamente nel capitolo 3 in riferimento al sistema preso in esame.

2.5 Bibliografia

1. Mohan, T. Undeland and W.P. Bobbins, *Power Electronic - Converters, Applications and Design*, 3rd edition, John Wiley & Sons, New York, 2003.
2. B.Wu, *High- Power Converters ad AC Drives*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2006.
3. S. Bolognani, *Dispense di Azionamenti Elettrici*

Capitolo 3

Controllo di un azionamento per veicolo ibrido con motore SPM

3.1 Introduzione

In questo capitolo si utilizzerà il modello precedentemente descritto per simulare il comportamento di un veicolo ibrido ragionando in scala ridotta.

Dopo aver introdotto i dati del sistema in esame e le specifiche che si vogliono soddisfare, il primo passo è quello di studiare la stabilità del sistema seguendo la teoria dei controlli automatici. L'anello più interno di retroazione è quello di corrente per il quale si progetterà un controllo di tipo sincrono. L'anello più esterno sarà, durante la fase di avviamento del motore endotermico, un controllo di velocità mentre, a motore avviato, l'anello esterno consisterà in un controllo di tensione del bus DC. Una volta dimensionati i regolatori di corrente, velocità e tensione si descriveranno le implementazioni mediante le librerie di Simulink e Simpower del motore SPM e dell'inverter a due livelli e tre livelli introdotti nel Capitolo 2. Tale implementazione verrà utilizzata nel modello di Fig 2.1.1 di pagina 17 per simulare le forme d'onda di corrente e tensione del sistema completo. Si analizzerà e simulerà il caso in cui l'anello di controllo esterno è rappresentato dal controllo di tensione del bus DC, assumendo quindi che il motore endotermico sia già stato avviato: tale modalità di funzionamento è di maggiore interesse in vista del confronto tra le due tipologie di inverter.

3.2 Dati del sistema e specifiche

I parametri del motore elettrico progettato per questo azionamento sono riportati in Tab. 3.2.1 assieme a quelli dell'inverter. Il motore endotermico verrà ancora una volta modellizzato come una

fonte di coppia idealmente infinita capace di imporre la velocità desiderata considerando tuttavia un limite massimo di potenza pari a 5 KW.

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Parametri del motore			
Tipo motore	-	SPM	-
Numero coppie polari	p	6	-
Resistenza di fase	R_m	10	$m\Omega$
Induttanza di fase	L_m	245	μH
Flusso concatenato	A_{mg}	0.03	V_s
attrito viscoso	B	0.1	
momento d'inerzia	J	1	kgm^2
Limite di tensione nominale	U_n	200	V
Limite di corrente nominale	I_n	380	A
Parametri dell'inverter			
Frequenza di switching	F_{sw}	20	KHz
Periodo di modulazione	$T_s = 1/F_{sw}$	50	μs
Condensatore d'uscita	C_{DC}	5	mF
Numero MOSFET in parallelo per ogni gamba	n_{mos}	8	-
Resistenza in conduzione dei MOSFET	R_{on_sw}	35	$m\Omega$
Resistenza in conduzione dei diodi di ogni interruttore	R_{d_sw}	6	$m\Omega$
Caduta di tensione in conduzione nei diodi	V_{f_sw}	0.8	V

Tabella 3.2.1: Parametri del motore SPM e dell'inverter del sistema in esame

Per quanto riguarda le specifiche si vogliono ottenere i seguenti risultati:

- é richiesto che la tensione del bus DC sia pari a 150 V indipendentemente dalle condizioni di carico e con errore a regime nullo;
- ad una velocità meccanica pari a 3000 rpm imposta dal motore endotermico, il motore elettrico deve essere in grado di generare una potenza pari ad almeno 3.5 KW.

3.3 Progettazione dei regolatori

Per quanto riguarda la progettazione dei regolatori, lo schema del controllo dell'azionamento considerato è stato ricavato utilizzando le equazioni del motore nel sistema di riferimento sincrono. In particolare in Fig. 3.3.1 è riportato lo schema a blocchi del motore SPM ricavato dalle equazioni (2.3.10), (2.3.11) e (3.4.1) qui riportate per comodità:

$$u_d(t) = R_m i_d(t) + L_m \frac{di_d(t)}{dt} - \omega_{me}(t) L i_q(t)$$

$$u_q(t) = R_m i_q(t) + L_m \frac{di_q(t)}{dt} + \omega_{me}(t) L i_d(t) + \omega_{me}(t) \lambda_{mg}$$

$$m = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_q$$

$$m = m_L + B \omega_m + J \frac{d \omega_m}{dt}$$

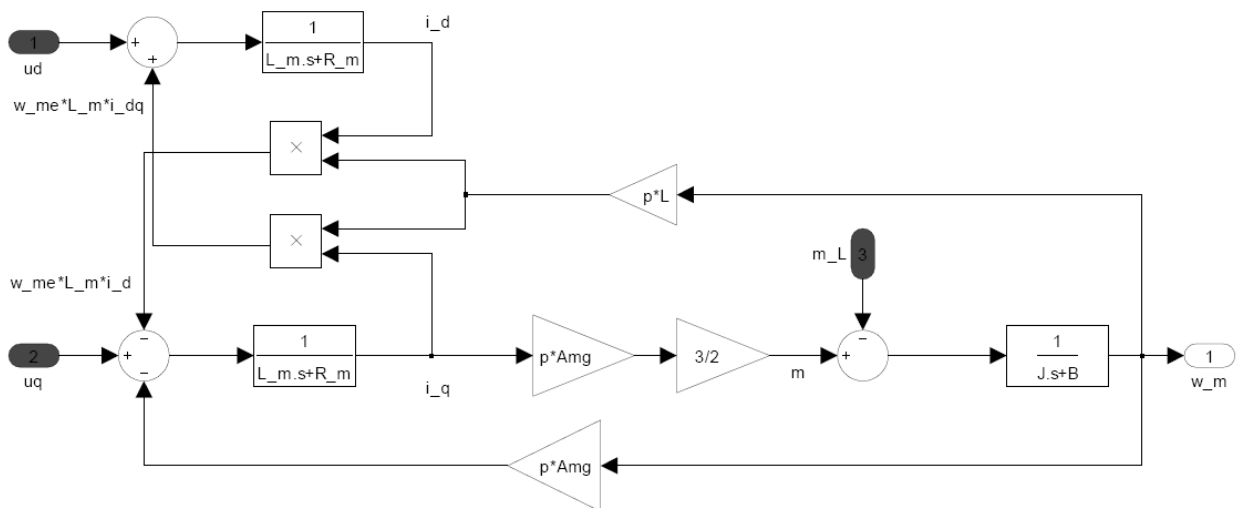


Figura 3.3.1: Modello del motore SPM nel sistema di riferimento rotante

In Fig. 3.3.2 è invece riportato lo schema a blocchi del controllo dell'azionamento che include il modello di Fig. 3.3.1. Si analizza dapprima il caso in cui il motore elettrico accende il motore endotermico e dunque l'anello più esterno di regolazione è rappresentato da un controllo di velocità mentre in seguito si estenderà il ragionamento al caso in cui l'anello più esterno è rappresentato dal controllo della tensione sul bus DC. Dunque, in relazione alla Fig. 3.3.2, il riferimento di velocità "w_rif" viene confrontato con la velocità misurata ed, attraverso il regolatore di velocità "R_w", si produce il riferimento di corrente in quadratura "i_q_rif" che, come visto in precedenza risulta essere proporzionale alla coppia. Il riferimento di corrente "i_d_rif" è invece mantenuto a zero in

quanto la corrente i_d non contribuisce alla coppia¹. I due riferimenti di corrente vengono poi confrontati con le rispettive misure e gli errori sono elaborati dai regolatori di corrente "R_id" e "R_iq" per produrre i riferimenti di tensione "ud_rif" e "uq_rif". I blocchi sommatori posti prima

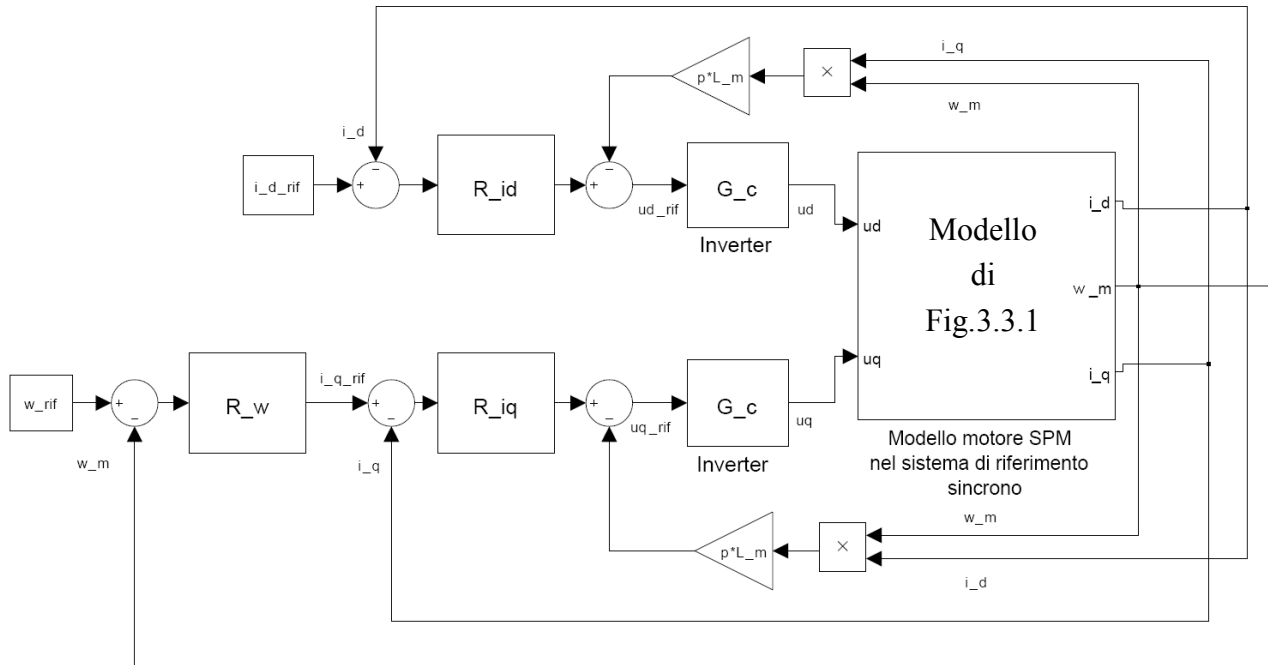


Figura 3.3.2: Schema a blocchi del controllo dell'azionamento considerato

dei regolatori di corrente sono stati introdotti per cancellare il mutuo accoppiamento fra i due assi del motore causato dai termini $\omega L i_d$ e $\omega L i_q$ visibile in Fig. 3.3.1. Dal punto di vista del progetto del controllo si può immaginare che i riferimenti di tensione "ud_rif" e "uq_rif" producano analoghe tensioni ud e uq con la dinamica caratterizzata dall'inverter che è qui rappresentato mediante la funzione di trasferimento:

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{U_{rif}(s)} = \frac{1}{1 + s\tau_c} \quad (3.3.1)$$

con τ_c legato al periodo di modulazione dell'inverter da :

$$\tau_c = \frac{T_s}{2} = 25 \mu s \quad (3.3.2)$$

Si fa notare che senza il disaccoppiamento degli assi il progetto dei regolatori sarebbe complicato. È lecito eliminare tale accoppiamento, inserendo all'uscita dei regolatori di corrente un accoppiamento uguale e contrario a quello intrinseco del motore, finché la costante di tempo dell'inverter τ_c è piccola rispetto alle altre costanti di tempo del sistema.

¹ Imporre una i_d diversa da zero può essere utile per valori superiori alla velocità base: utilizzando il motore SPM non è di interesse questa modalità il funzionamento. Il discorso verrà ripreso e approfondito quando si utilizzerà il motore IPM

Considerando dunque il disaccoppiamento e approssimando con un guadagno unitario l'inverter si ottiene lo schema a blocchi di Fig. 3.3.3 nel quale si riconosce che i due assi sono ora indipendenti.

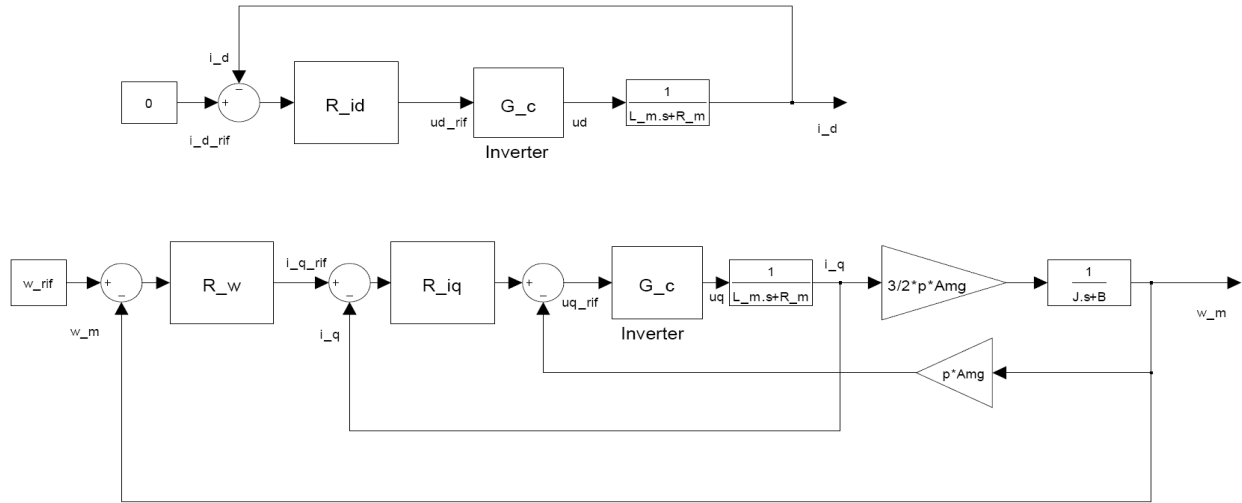


Figura 3.3.3: Schema a blocchi del controllo dell'azionamento dopo il disaccoppiamento degli assi

Si può procedere dunque al progetto dei due regolatori R_{iq} e R_{id} in maniera separata: per entrambi verranno usate reti correttive rappresentate da regolatori PI la cui funzione di trasferimento generica è rappresentata dalla relazione

$$R_{ix}(s) = K_P + \frac{K_I}{s} = K_I \frac{1 + s\tau_{Rix}}{s} \quad (3.3.3)$$

I guadagni proporzionale K_P e integrale K_I verranno determinati attraverso la tecnica di progetto basata sui diagrammi di Bode: tale tecnica richiede lo studio in frequenza della funzione di trasferimento ad anello aperto GH , ove G è la funzione di trasferimento della catena diretta ed H quella della catena di retroazione.

3.3.1 Regolatore di corrente asse q

Considerando il solo asse q, come prima cosa si studia la risposta in frequenza della funzione di trasferimento GH_R che è la fdt ad anello aperto ad esclusione del regolatore R_{iq} che è ancora da definire.

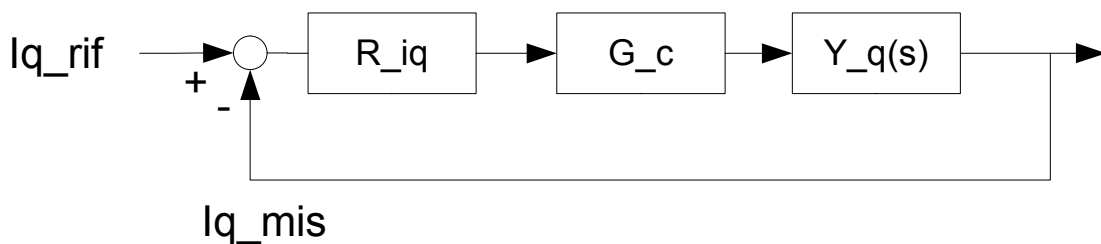


Figura 3.3.4: Schema di controllo della corrente I_q nel dominio di s

Dallo schema di controllo dell'asse q, ricavato dalla figura 3.3.3 e riportato in Fig.3.3.4 si ricava che il guadagno della catena di retroazione H è unitario mentre la GH_R è data dall'espressione:

$$GH_R(s) = G_c(s) Y_q(s) \quad (3.3.4)$$

nella quale $G_c(s)$ è la fdt dell'invertitore data dall'espressione (3.3.2) mentre la $Y_q(s)$ è la fdt tra la corrente I_q e la tensione U_q ricavabile dalle equazioni del paragrafo 2.3.1.2 e che risulta essere:

$$Y_q(s) = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{B + sJ}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2(s^2\tau_e\tau_{ml} + s\tau_{ml}(1 + \frac{\tau_e}{\tau_m}) + (1 + \frac{\tau_{ml}}{\tau_m}))} \quad (3.3.5)$$

nella quale si sono definite le seguenti costanti di tempo:

$$\tau_e = \frac{L_m}{R_m} \quad (\text{costante di tempo elettrica})$$

$$\tau_m = \frac{J}{B} \quad (\text{costante di tempo meccanica})$$

$$\tau_{ml} = \frac{JR}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2} \quad (\text{costante di tempo elettromeccanica})$$

Poichè si può ritenere verificata la condizione $\tau_e \ll \tau_{ml}$ la (3.3.5) può essere riscritta come

$$Y_q(s) = \frac{I_q(s)}{U_q(s)} = \frac{B + sJ}{\frac{3}{2}(p\Lambda_{mg})^2(1 + s\tau_e)(1 + s\tau_{ml})} \quad (3.3.6)$$

I digrammi di Bode della funzione di trasferimento ad anello aperto GH_R che si ottengono inserendo i dati di Tab.3.2.1 sono riportati in Fig.3.3.5. In tale figura è evidenziata anche la posizione di poli e zeri rappresentati dalle costanti di tempo. Si può notare come il sistema sia già stabile con un margine di fase pari a circa 85° e presenti una banda passante che possiamo ritenere in prima approssimazione sufficiente per la nostra applicazione. Tali considerazioni giustificano la scelta iniziale di controllo tramite regolatori PI: tali regolatori presentano infatti alle alte frequenze un comportamento del tutto simile ad un semplice regolatore proporzionale mentre permettono di modificare il comportamento del sistema in bassa frequenza fornendo in particolare la possibilità di annullare l'errore di corrente a regime. Una possibile tecnica di progetto per i guadagni del regolatore è quella di porre la costante di tempo τ_{Riq} della (3.3.3) all'incirca pari alla costante di tempo elettromeccanica τ_{ml} così da avere una cancellazione polo-zero nella catena diretta.

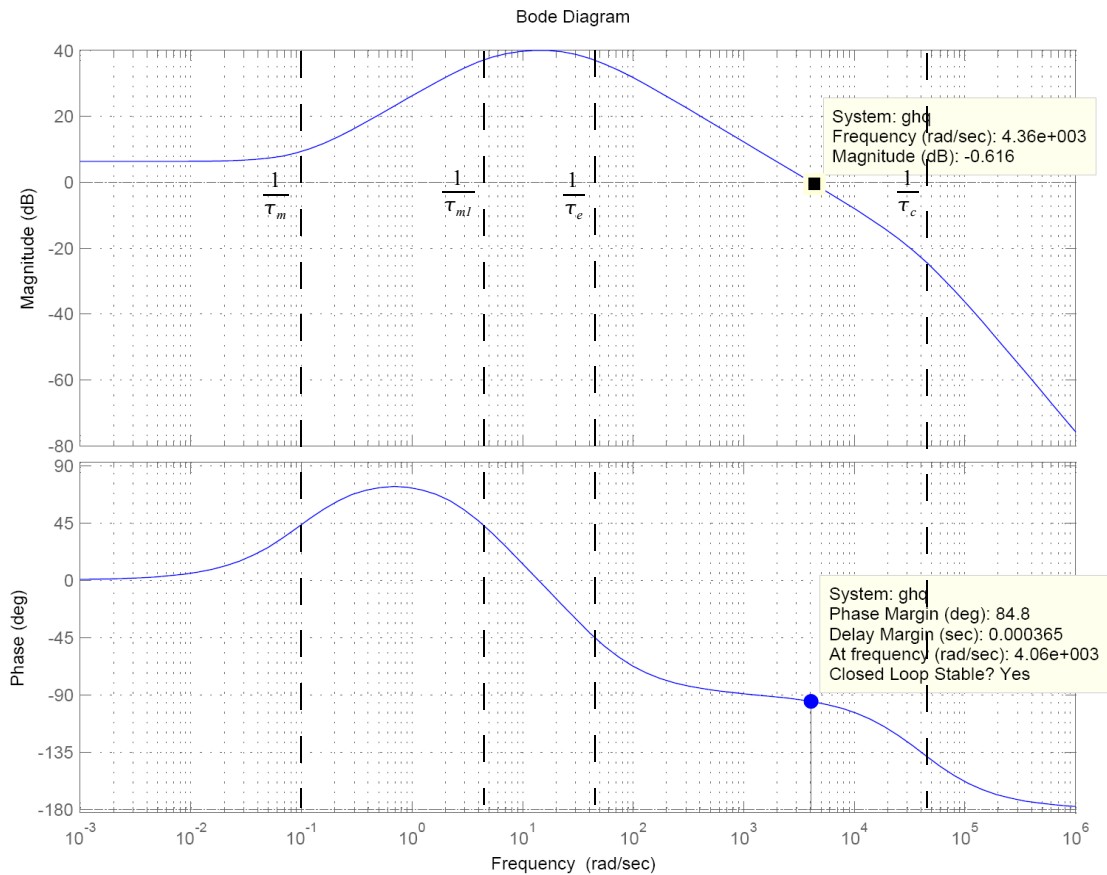


Figura 3.3.5: Diagramma di Bode di modulo e fase per la funzione di trasferimento GH_R

Ponendo dunque:

$$\tau_{Riq} = \frac{K_P}{K_I} = \tau_{ml} = 0.2058$$

rimane da fissare il guadagno K_P . Tale guadagno influisce sulla velocità di risposta del sistema e può essere scelto abbastanza liberamente in base alle specifiche da soddisfare. Un limite superiore al valore di K_P è dato tuttavia dal vincolo che, per avere un margine di stabilità superiore ai 45° , la frequenza di attraversamento della funzione $GH_R(s)$ non superi il valore corrispondente a $1/\tau_c$.

Si pone quindi inizialmente:

$$K_P = 20$$

$$K_i = 100$$

Tali valori verranno in seguito aggiustati con l'ausilio della simulazione. I diagrammi di Bode della fdt $GH(s)$ data dal prodotto della fdt del regolatore per la $GH_R(s)$ sono riportati in Fig. 3.3.6: si nota come ad un aumento della banda passante rispetto al diagramma della $GH_R(s)$ corrisponda una diminuzione del margine di stabilità e ciò è regolabile mediante il valore di K_i . Osservando invece il comportamento in bassa frequenza si può dedurre che il modulo di $GH(s)$ tende a infinito per s che tende a zero: poichè l'errore a regime ad un ingresso costante $\epsilon_{iq} = Iq_{rif} - Iq$ può essere espresso dalla

$$\frac{Iq_{rif} - Iq}{Iq_{rif}} = \frac{1}{1 + G(0)} \quad (3.3.7)$$

si deduce che l'errore a regime con questo tipo di regolatore risulta nullo.

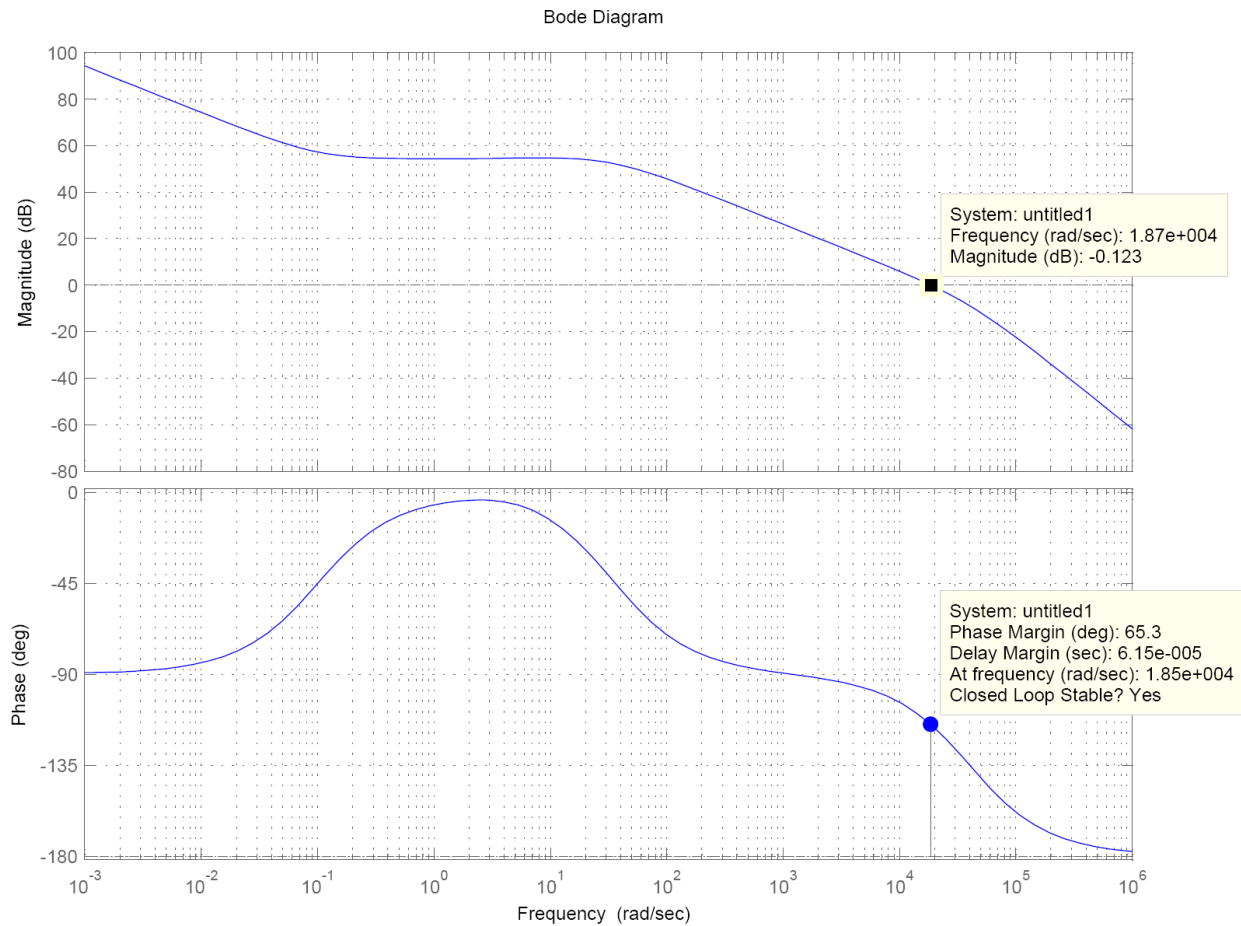


Figura 3.3.6: Diagrammi di Bode per la funzione di trasferimento $GH(s)=R_{iq}(s)GH_R(s)$

La funzione di trasferimento in catena chiusa del controllo di corrente in quadratura è legata alla fdt $GH(s)$ ad anello aperto dalla relazione:

$$W_{Iq}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H} \quad (3.3.8)$$

Nota la risposta in frequenza della $GH(s)$, una approssimazione spesso utilizzata per ottenere la W_{Iq} è la seguente:

$$W_{Iq}(s) = \frac{G(s)}{1 + G(s)H} \approx \begin{cases} 1/H & se |G(s)H| > 1 \\ G(s) & se |G(s)H| < 1 \end{cases} \quad (3.3.9)$$

3.3.2 Regolatore di corrente asse d

Per quanto riguarda il regolatore di corrente dell'asse d si può fare riferimento allo schema a blocchi riportato in Fig. 3.3.7 nella quale la fdt $Y_d(s)$ è data dalla relazione:

$$Y_d(s) = \frac{1}{R_m + sL_m} \quad (3.3.10)$$

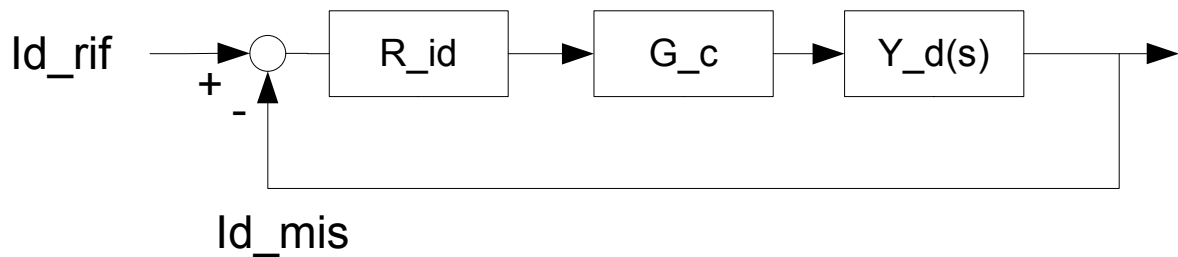


Figura 3.3.7: Schema di controllo della corrente I_q nel dominio di s

I diagrammi di Bode relativi ora alla funzione

$$GH_R(s) = G_c(s) Y_d(s) \quad (3.3.11)$$

sono riportati in Fig. 3.3.8.

Si nota ora che essendo diversa la funzione $Y_d(s)$ la frequenza di taglio risulta molto inferiore rispetto a quella dell'asse q: tuttavia poiché il riferimento di corrente I_{d_rif} sarà mantenuto costantemente a zero non è necessaria per tale asse una dinamica eccessivamente veloce. Si preferisce dunque, nella fase di progettazione del regolatore, massimizzare il margine fase (che implica un aumento della stabilità) tenendo basso il valore della costante proporzionale K_p e aumentare il guadagno integrale K_i che si è visto essere un fattore determinante per l'annullamento dell'errore a regime. Seguendo tale ragionamento un primo dimensionamento del regolatore di corrente I_d prevede:

$$K_p = 1$$

$$K_i = 300$$

I diagrammi di Bode della fdt $G(s)$ data dal prodotto della fdt del regolatore per la $GH_R(s)$ sono riportati in sempre in Fig.3.3.8 nella quale si nota come la pulsazione di attraversamento sia ora di circa 6 rad/s e il margine di fase sia pari a circa 82° .

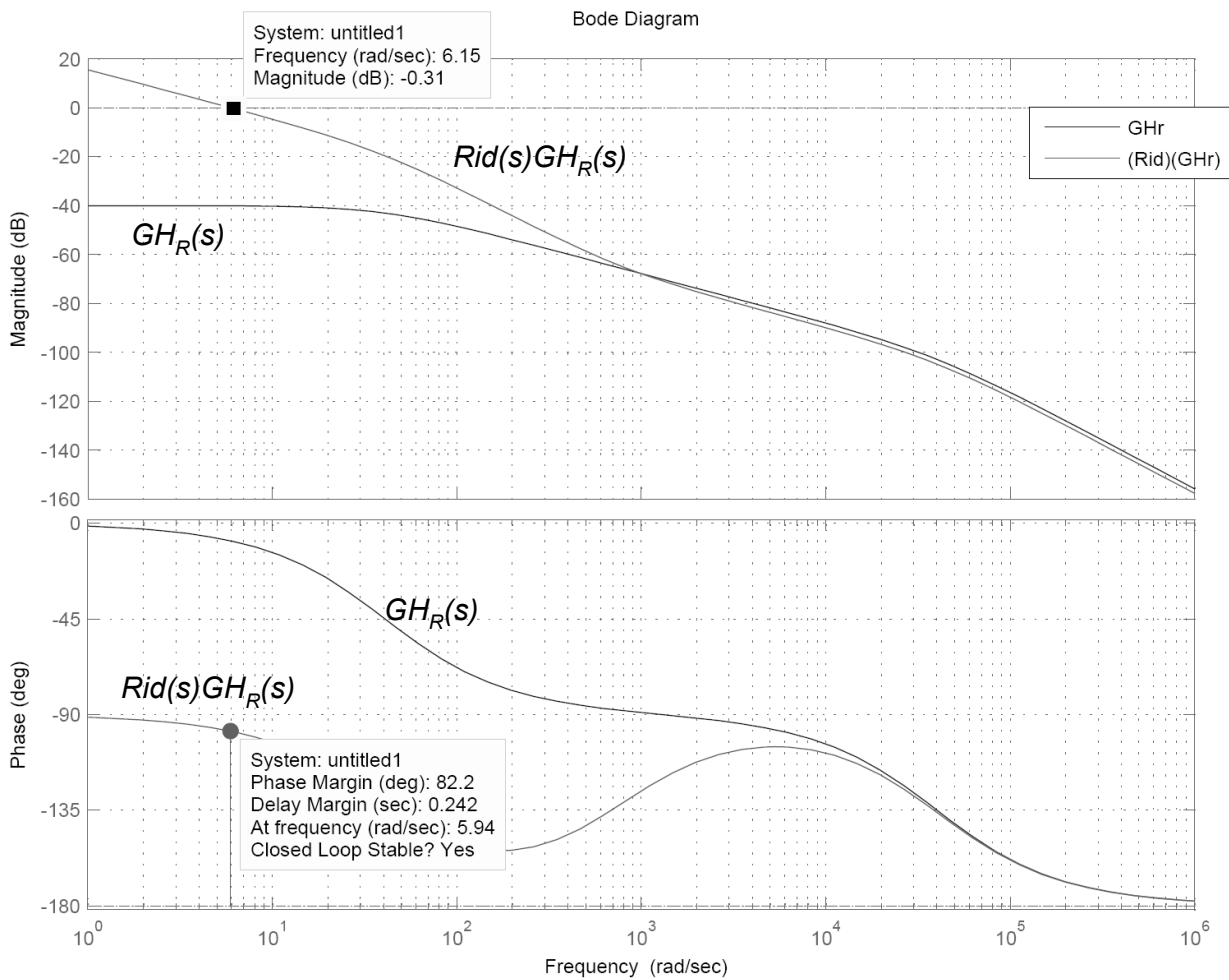


Figura 3.3.8: Diagrammi di Bode delle funzioni di trasferimento $GH_R(s)$ e $G(s)=R_{id}(s)GH_R(s)$

3.3.3 Regolatore di velocità

Per quanto riguarda il controllo di velocità si può far riferimento allo schema a blocchi di Fig.3.3.9

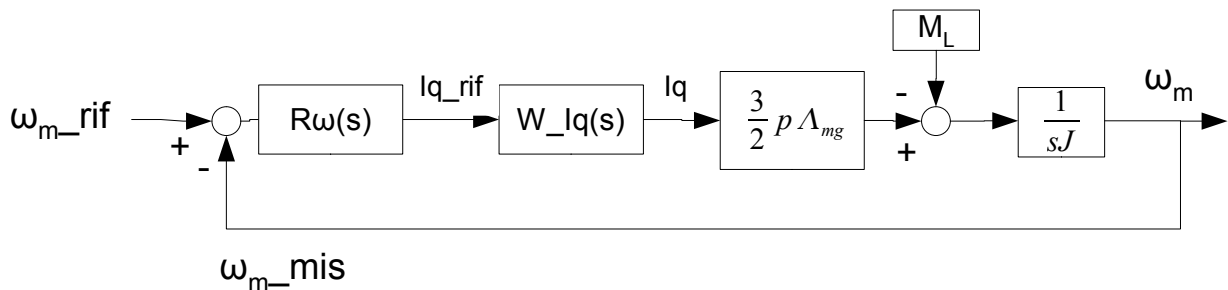


Figura 3.3.9: Schema di controllo della velocità

Anche in questo caso il regolatore scelto è di tipo PI caratterizzato dalla funzione di trasferimento:

$$R_{\omega}(s) = K_{P\omega} \frac{1 + s \tau_{R\omega}}{s \tau_{R\omega}} \quad (3.3.12)$$

mentre la $W_{Iq}(s)$ è la fdt in catena chiusa dell'anello di corrente I_q data dalla (3.3.8). La funzione $GH(s)$ ad anello aperto vale in questo caso:

$$GH(s) = \frac{K_{P\omega} 3 p \Lambda_{mg}}{2 \tau_{R\omega} J} \frac{1 + s \tau_{R\omega}}{s^2 \left(1 + \frac{s}{\nu_{AIq}}\right) (1 + s \tau_c)} \quad (3.3.13)$$

dove con ν_{AIq} si è indicata la pulsazione di attraversamento della fdt $W_{Iq}(s)$. Dall'esame della risposta in frequenza della $GH(s)$ si riconosce che per aver un intervallo nella scala delle frequenze ove collocare il punto di attraversamento $\nu_{A\omega}$ con sufficiente margine di fase occorre scegliere

$$1/\tau_{R\omega} \text{ minore di } 1/\tau_{R\omega}$$

Fig. 3.3.10 chiarisce questo concetto: in tale figura sono infatti riportate le fdt dell'anello di corrente $W_{Iq}(s)$ (colore blu), l'andamento della funzione di trasferimento del polo $1/s$ (colore verde), l'andamento della fdt del regolatore di velocità $R_{\omega}(s)$ (colore azzurro) e infine l'andamento della fdt $GH(s)$ data dal prodotto di tutte le precedenti (colore rosso). I guadagni del regolatore di velocità sono stati scelti seguendo la regola pratica di porre la pulsazione di attraversamento $\nu_{A\omega}$ in modo che sia la media geometrica fra $1/\tau_{R\omega}$ e $1/\tau_{R\omega}$ e posizionare queste due alla distanza di circa una decade. Secondo tale criterio risulta per $\tau_{R\omega}$ il seguente valore:

$$\tau_{R\omega} = \frac{K_{P\omega}}{K_{I\omega}} = 0.054 \quad (3.3.14)$$

Da tale relazione si è imposto il valore delle costante proporzionale tale da massimizzare il margine di fase che risulta, come visibile in Fig. 3.3.10, pari a 85° per un valore di $K_{I\omega}$ pari a:

$$K_{P\omega} = 1000 \quad .$$

Il guadagno della parte integrale è ricavato poi di conseguenza dalla relazione (3.3.14).

Si sottolinea l'importanza di avere l'anello interno che presenti una banda passante maggiore dell'anello esterno: solo così infatti il regolatore di corrente sarà in grado di seguire i riferimenti imposti dal regolatore di velocità senza portare il sistema all'instabilità.

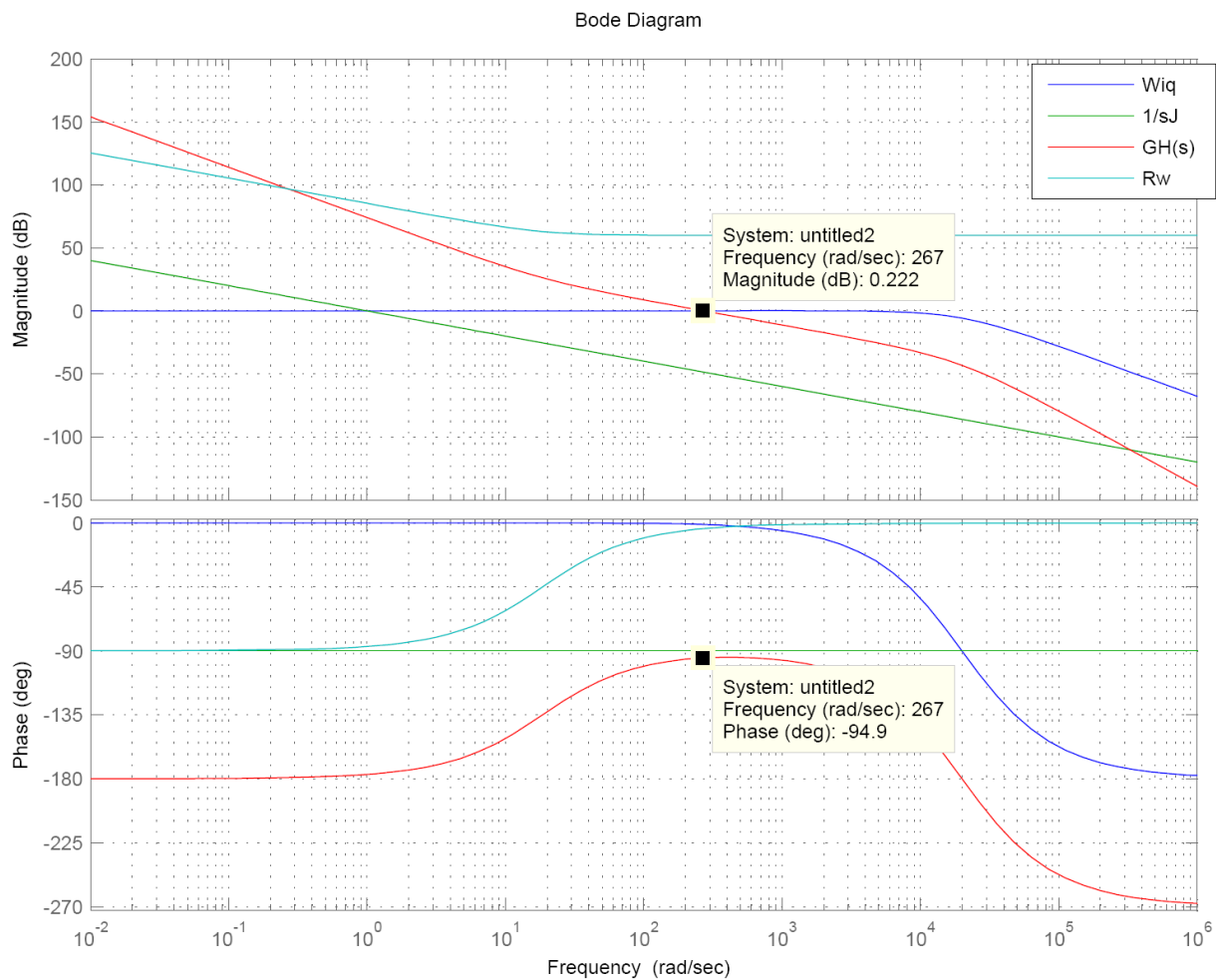


Figura 3.3.10: Diagrammi di Bode dell'anello di velocità

3.3.4 Regolatore di tensione del bus DC

Si estende ora il ragionamento precedente all'anello di regolazione della tensione sul bus DC. Il funzionamento del controllo di tensione è il seguente: viene misurata la tensione ai capi del condensatore connesso in parallelo al bus DC in uscita all'inverter e confrontata con il segnale di riferimento imposto che è la tensione desiderata. L'errore così prodotto viene elaborato da un regolatore PI che produce in uscita il riferimento di corrente I_q . Tale riferimento viene poi confrontato con la corrente misurata e l'errore così prodotto è dato come ingresso al regolatore di corrente I_q progettato in precedenza. In tal senso si dice che l'anello di regolazione della corrente è interno all'anello di regolazione della tensione: naturalmente anche qui la dinamica dell'anello interno deve essere molto più veloce della dinamica dell'anello esterno.

La legge di controllo con la quale viene prodotto il riferimento di corrente I_q si basa sul fatto che, imporre attraverso il motore elettrico una coppia di verso contrario alla velocità imposta dal motore endotermico, ha come effetto l'aumento della tensione sul bus DC. Ciò è dovuto al funzionamento del motore nel quarto quadrante di Fig. 3.3.11: esprimendo una coppia contraria al moto, il motore elettrico assorbe la potenza meccanica prodotta dall'endotermico e la restituisce ai suoi morsetti

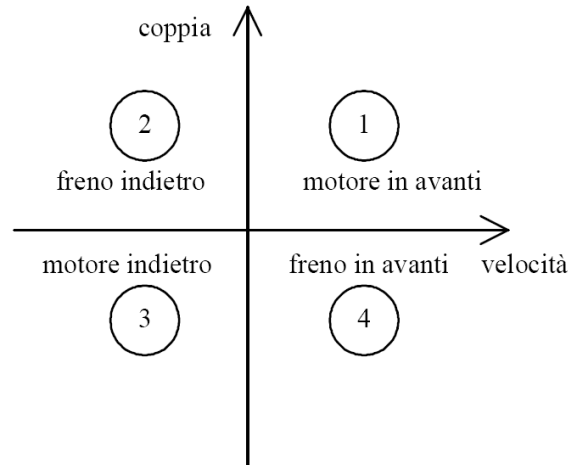


Figura 3.3.11: *Quadranti di funzionamento di una macchina elettrica*

elettrici, dai quali viene poi trasferita tramite l'inverter al condensatore e ai regolatori di carica delle batterie. Si adotta qui la convenzione generica secondo la quale una corrente I_q positiva corrisponde ad un funzionamento da motore mentre una I_q negativa corrisponde al funzionamento da generatore. Perciò se la tensione sul bus DC è minore del valore impostato, il controllo dovrà reagire imponendo un corrente I_q negativa in modo da riportare la tensione al valore corretto e viceversa. Il regolatore scelto è sempre di tipo PI i cui guadagni sono stati scelti inizialmente con considerazioni analoghe a quelle svolte per l'anello di velocità e sono stati poi aggiustati mediante l'uso della simulazione.

3.4 Implementazione del motore SPM in Simpower

Si analizzerà ora l'implementazione interna del blocco "Motore Sincrono a Magneti Permanenti" indicato con una freccia in Fig. 3.4.1. Tale figura è un richiamo del modello introdotto nel Capitolo 2 che verrà richiamato per comodità ogni qualvolta si andrà implementare uno dei suoi blocchi.

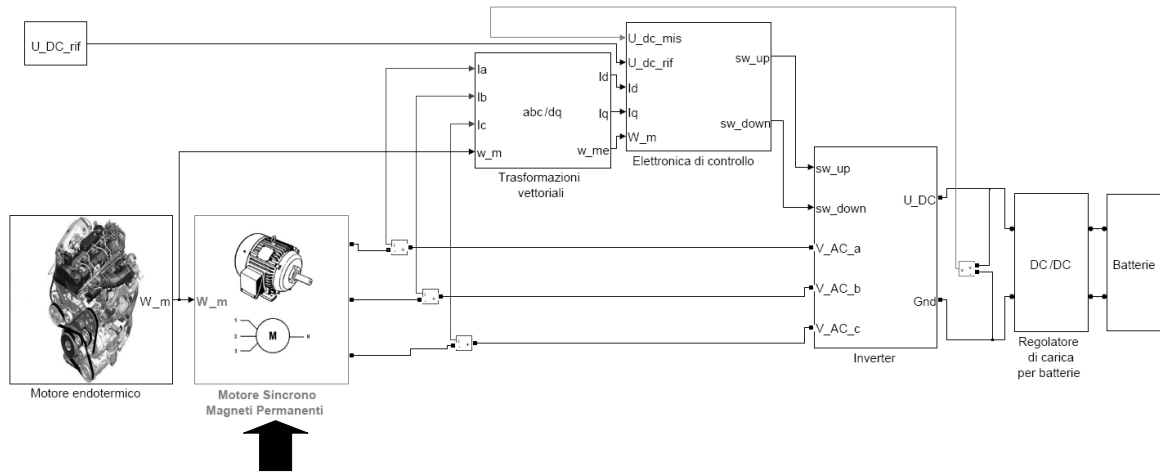


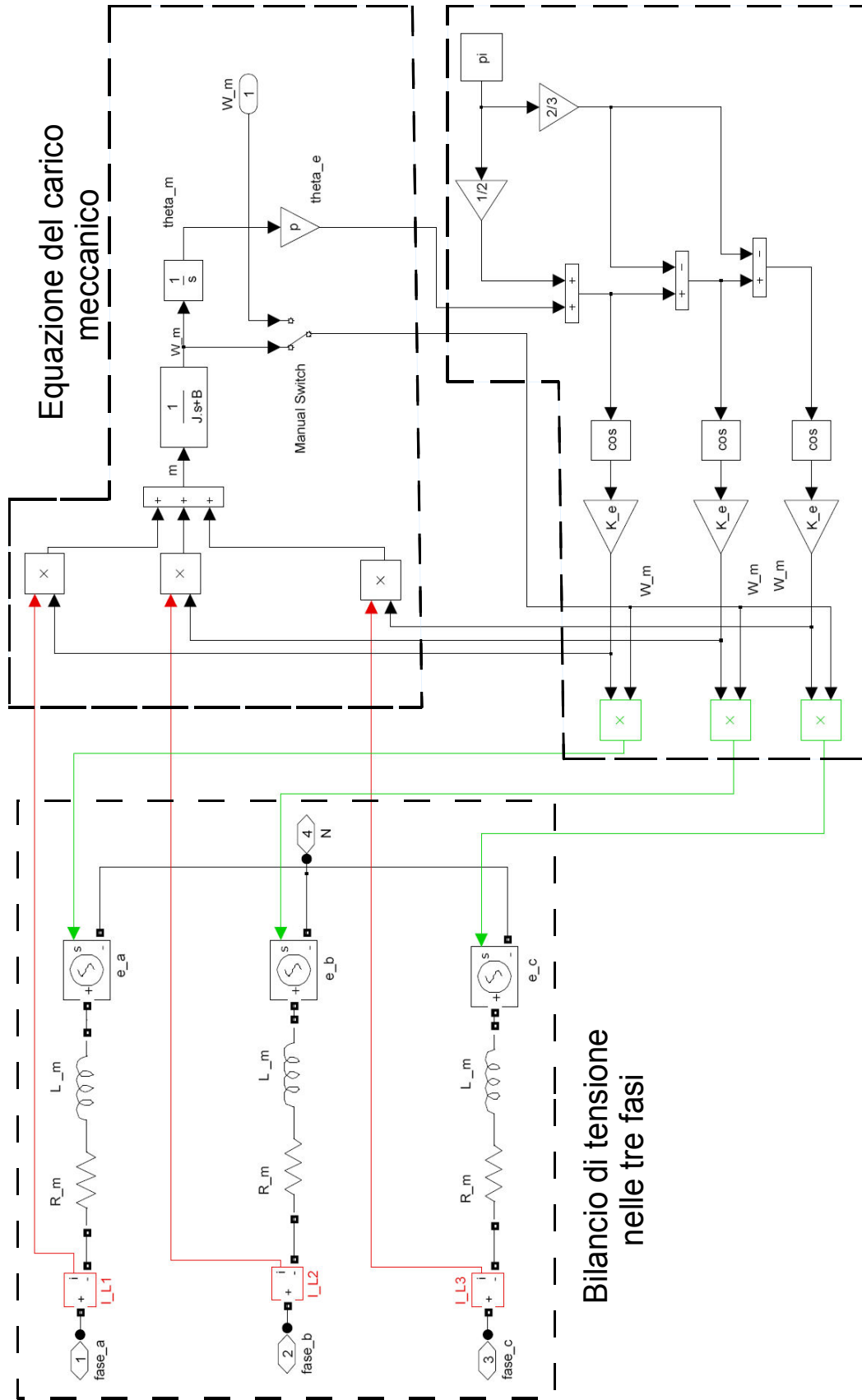
Figura 3.4.1: Modello di un veicolo ibrido

L'implementazione del motore elettrico è riportata in Fig. 3.4.2 ed è stata realizzata facendo uso delle librerie di Simpower al fine di ottenere simulazioni più realistiche, che mostrino in particolare l'andamento nel tempo delle tensioni e delle correnti in aggiunta all'utilizzo dei vettori spaziali. Il modello rispecchia il comportamento del motore secondo le equazioni del bilancio di tensione delle tre fasi (2.3.5) assieme alle espressioni delle forze controelettriche (2.3.6), alle quali si è aggiunta l'equazione che rappresenta il carico meccanico:

$$m = m_L + B \omega_m + J \frac{d \omega_m}{dt} \quad (3.4.1)$$

dove B rappresenta il coefficiente di attrito viscoso e J è il momento d'inerzia totale riferito all'albero motore.

Nel modello visibile in Fig. 3.4.2 appaiono elementi non lineari quali i moltiplicatori mentre i blocchi che rappresentano funzioni lineari sono stati espressi tramite la loro funzione di trasferimento ingresso-uscita.



Forze controelettrometriche

Figura 3.4.2: Modello Simpower del motore SPM

L'elemento "Manual Switch" visibile in Fig. 3.4.2 è usato nel passaggio dalla modalità di avviamento del motore endotermico a quella in cui il motore è già avviato: nella prima il motore elettrico deve imprimere una velocità con una coppia tale da fare avviare il motore endotermico, mentre nella seconda modalità la velocità è imposta dal motore endotermico e il motore elettrico è usato per il controllo della tensione sul bus DC.

Il termine K_e visibile nel blocco "forze controelettromotrici" di Fig. 3.4.2 è definito "costante di fem" ed è dato, in accordo con le (2.3.6), da:

$$K_e = \frac{E_{conc, eff}}{\omega_m} = \sqrt{\frac{3}{2}} p \Lambda_{mg} \quad (3.4.2)$$

3.5 Implementazione del controllo dell'inverter a due livelli in Simpower

Si descriverà ora il modo con cui è stato implementato e controllato l'invertitore di tensione a due livelli mediante il programma Simpower. Per quanto riguarda l'implementazione a livello circuitale si sono utilizzati i componenti della libreria "Power Electronics" di Simpower che permettono di simulare forme d'onda di tensione e corrente con un buon grado di affidabilità grazie alla possibilità di inserire le non idealità più tipiche dei componenti. Lo schema circuitale riprodotto per l'inverter è quello di Fig. 2.4.1 di pagina 29 nel quale ogni interruttore ideale è stato sostituito da un gruppo di otto Mosfet connessi in parallelo ognuno dei quali presenta già il diodo di ricircolo.

Particolare attenzione va dedicata alla descrizione di come è stata realizzata la parte che produce i segnali di comando per i gate dei Mosfet: si è voluto infatti controllare l'invertitore mediante la modulazione vettoriale introdotta nella sezione 2.4.1. Lo schema a blocchi del controllo dell'inverter è riportato in Fig. 3.5.2 e corrisponde al blocco indicato dalla freccia in Fig.3.5.1.

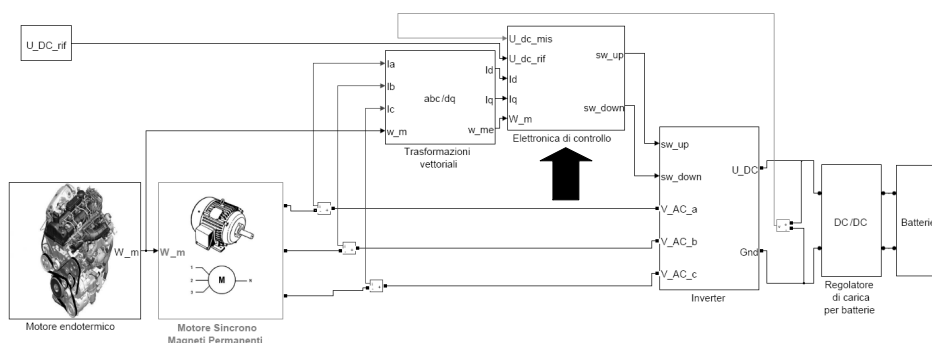


Figura 3.5.1: Modello di un veicolo ibrido

Tale blocco ha come ingressi le correnti misurate nelle tre fase del motore e convertite nel sistema di riferimento rotante dq , la tensione di riferimento desiderata sul bus DC, la tensione misurata sul

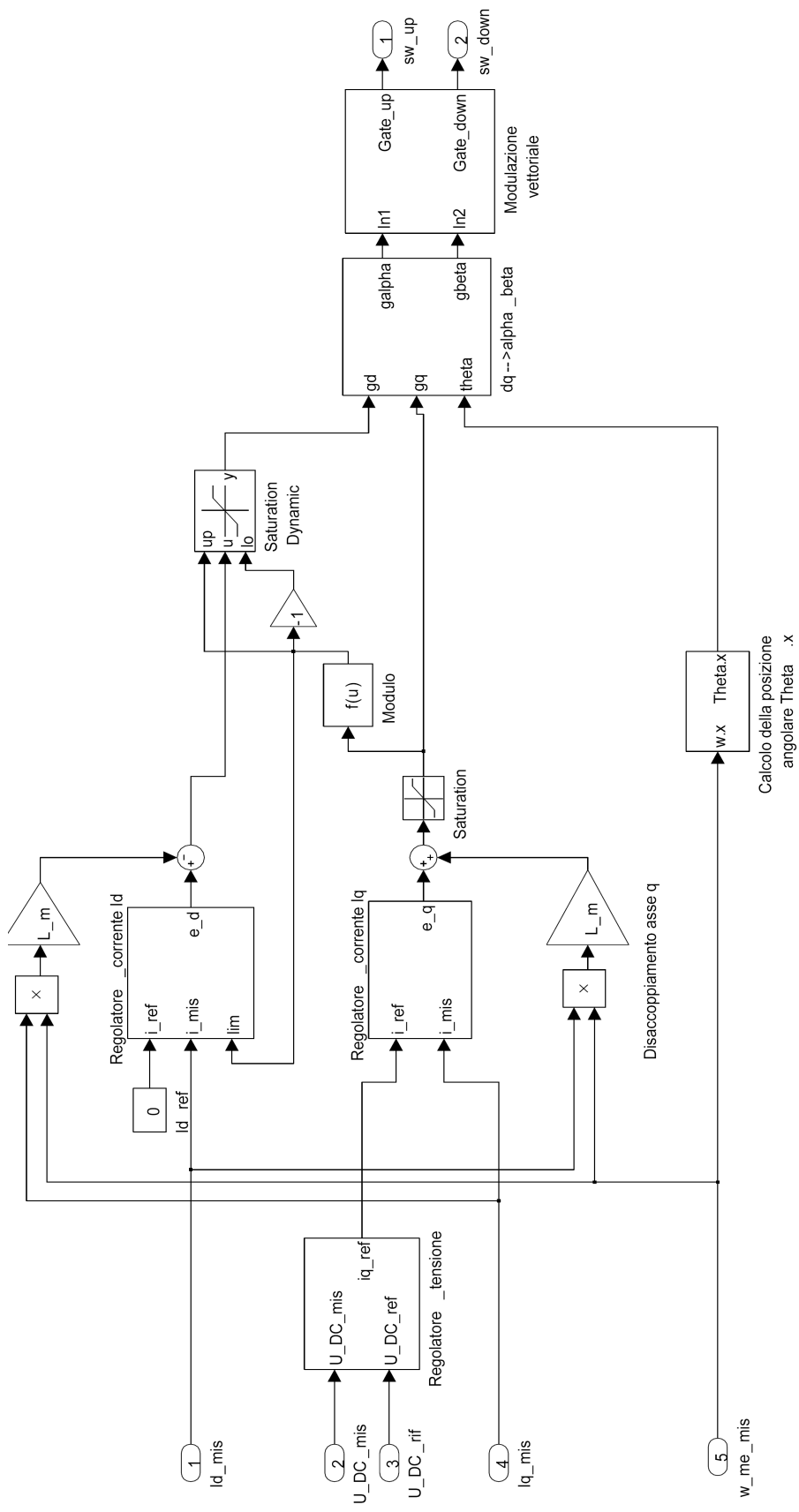


Figura 3.5.2: Controllo dell'invertitore a due livelli

bus DC, e infine la velocità elettromeccanica imposta dal motore endotermico. L'errore tra la tensione del bus misurata e quella imposta viene processato dal regolatore di tensione progettato in precedenza il quale produce il riferimento di corrente I_{q_rif} in ingresso al regolatore di corrente I_q . La struttura interna del blocco "regolatore_tensione" è riportata in Fig. 3.5.3.

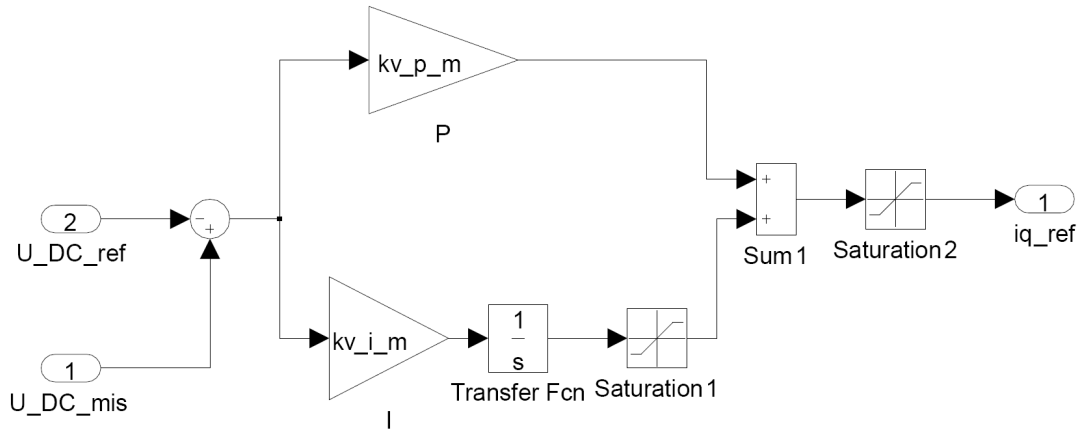


Figura 3.5.3: Implementazione del regolatore di tensione

Si noti come i segnali in ingresso al regolatore siano invertiti rispetto agli schemi classici di regolazione dati dalla teoria dei controlli: tale scelta è in accordo con la strategia di controllo presentata nel paragrafo 3.3.4. Il blocco "Saturation2" ha la funzione di limitare l'uscita del regolatore di tensione al valore massimo ammissibile per il riferimento di corrente I_q . Naturalmente è necessario limitare anche la parte integrale del regolatore per evitare fenomeni di wind-up: di ciò si occupa il blocco "Saturation1". I blocchi che implementano i regolatori di corrente hanno struttura analoga a quella del regolatore di tensione con i rispettivi valori dei coefficienti proporzionali e integrali e con gli ingressi al blocco sommatore invertiti. L'uscita del regolatore di corrente I_q è limitata in modo che il riferimento di tensione non superi il valore:

$$U_{q_{max}} = 0.98 U_N \quad (3.5.1)$$

dove U_N rappresenta il modulo del vettore spaziale delle tensioni statoriche corrispondente alla tensione nominale efficace concatenata del motore. L'uscita del regolatore di corrente è invece limitata in modo dinamico rispetto al valore dell'uscita del regolatore di corrente. La relazione che lega i riferimenti U_d e U_q rispetto al limite di tensione U_N è data dalla (2.3.13) qui riportata per comodità:

$$U_d^2 + U_q^2 \leq U_N^2$$

e dunque il limite del regolatore di corrente I_d è calcolato come:

$$U_{d_{max}} = \sqrt{U_N^2 - U_q^2} \quad (3.5.2)$$

Tale calcolo è svolto dal blocco "Modulo" di Fig. 3.5.2. Naturalmente per evitare fenomeni di wind-up il limite U_{d_max} così calcolato è portato all'interno del blocco che implementa il regolatore di corrente I_d al fine di limitarne anche la parte integrale.

I riferimenti di tensione U_d e U_q prodotti dai regolatori di corrente vengono quindi trasformati nei vettori U_{α} e U_{β} che fungono da ingressi per il blocco "Modulazione Vettoriale". La struttura interna di tale blocco è riportata in Fig. 3.5.4.

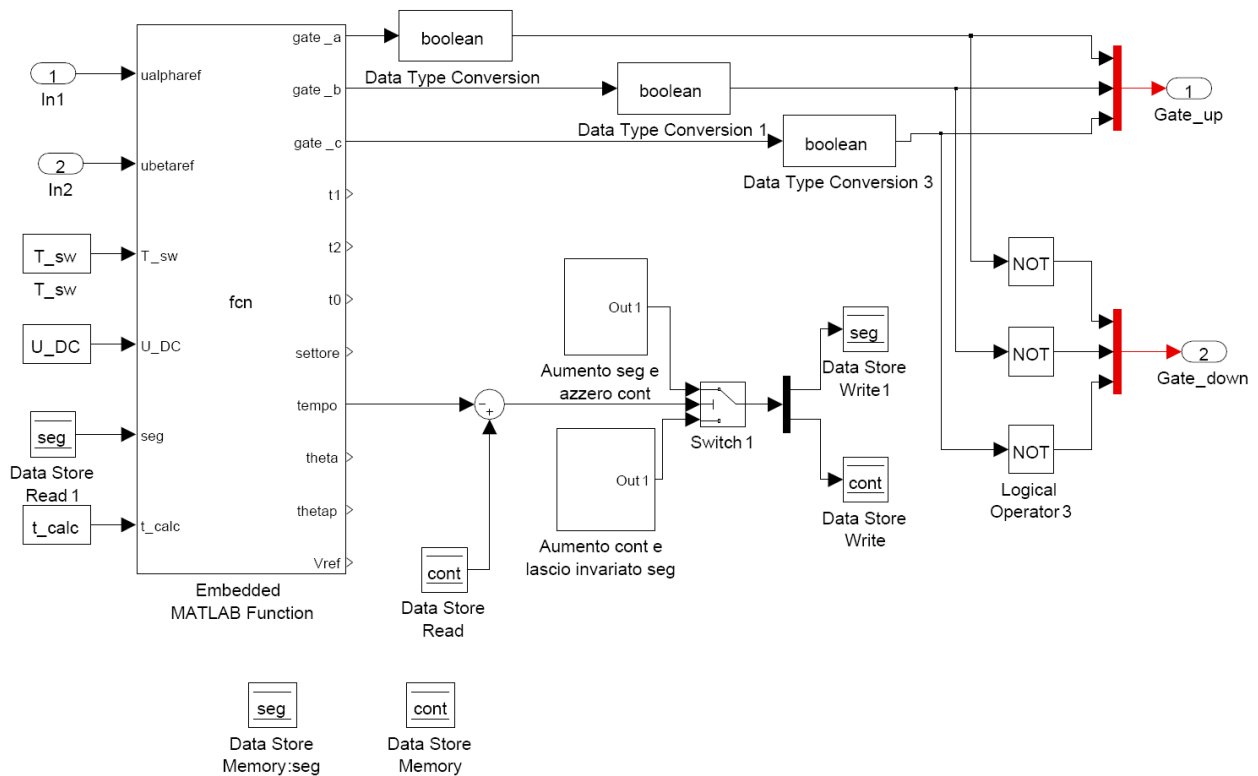


Figura 3.5.4: Struttura interna del blocco che implementa la modulazione vettoriale

Questo blocco ha la funzione di creare i segnali di gate per i Mosfet dell'inverter in modo tale che vengano riprodotte sulle tre fasi del motore le tensioni corrispondenti ai vettori U_{α} e U_{β} dati in ingresso al blocco. Si può paragonare tale blocco ad un microcontrollore o ad un Dsp dedicato al controllo degli interruttori dell'invertitore: seguendo tale analogia i due blocchetti "Data Store Memory" rappresentano due variabili il cui valore viene aggiornato ad ogni passo di calcolo. La variabile "seg" indica in quale segmento temporale si trova la modulazione vettoriale tra i sette in cui è diviso il periodo di modulazione T_s (cfr sezione 2.4.1.4 Sequenza di switching). La variabile "cont" è invece un contatore che permette di gestire il tempo in cui l'inverter permane in un determinato segmento: il suo valore viene incrementato finché non raggiunge il valore di tempo calcolato per quel segmento. Una volta raggiunto tale limite la variabile "cont" viene azzerata e la variabile "seg" aumentata in modo che lo stato dell'inverter passi al segmento successivo. Arrivati al settimo segmento si conclude un periodo di modulazione e il conteggio dei segmenti ricomincia

dal primo. Se volessimo proseguire l'analogia con un microcontrollore il blocco “Embedded MATLAB Function” ne rappresenterebbe il firmware: tale blocco contiene infatti il codice (riportato in appendice A) che permette di calcolare quali vettori spaziali applicare e i rispettivi intervalli temporali di applicazione. Tale calcolo viene eseguito elaborando gli ingressi e utilizzando la tabella 2.4.3 di pagina 35. Le uscite del blocco “Embedded MATLAB Function” che sembrano disconnesse sono in realtà collegate a degli “Scope” che ne permettono la visualizzazione ma che sono stati omessi per semplificare la figura.

3.6 Simulazione con inverter a due livelli

Si riportano in questa sezione i risultati ottenuti dalle simulazioni svolte utilizzando il modello introdotto nel Capitolo 2 e riportato in Fig. 3.6.1 nella quale è stato esplicitato il condensatore di uscita dell'inverter e il generatore di corrente che ha la funzione di emulare un carico in grado di assorbire una potenza selezionabile. Il file di inizializzazione delle variabili del modello è riportato sempre in appendice A.

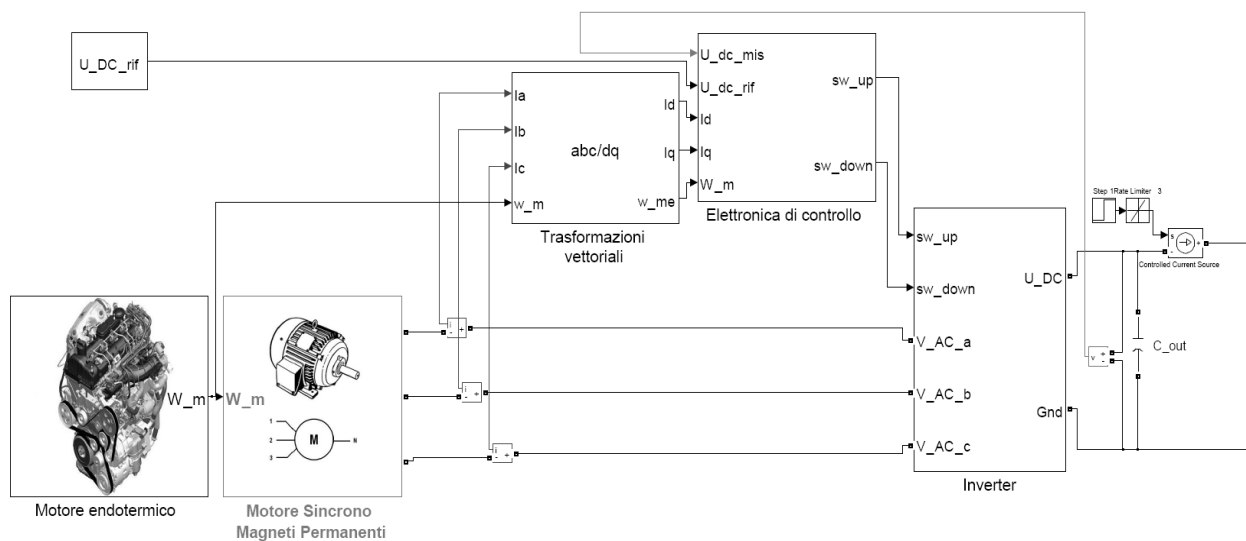


Figura 3.6.1: Modello utilizzato per le simulazioni con inverter a due livelli

Per vedere se il sistema è in grado di soddisfare le specifiche richieste si imposta il valore della tensione di riferimento del bus DC “U_DC_rif” al valore di 150 V e si fa in modo che il motore endotermico imprima una velocità pari a 3000 rpm (corrispondente ad una velocità meccanica di 314 rad/s). Per quanto riguarda l'uscita, poiché si deve simulare un carico che assorba almeno 3.5 Kw e la tensione d'uscita è pari a 150 V, si dovrà far assorbire al generatore di corrente di Fig. 3.6.1 una corrente pari a 25 A. Il generatore di corrente è comandato da un segnale a gradino che passa da 0 a 25 al tempo di simulazione $T = 0.03$ secondi: la salita del gradino di corrente è addolcita dal limitatore di pendenza “Rate limiter” visibile in Fig. 3.6.1.

Come prima cosa ora si analizzerà il comportamento dei regolatori di corrente e tensione progettati

nei paragrafi precedenti al fine di verificarne la stabilità e procedere, se necessario, ad una taratura delle costanti proporzionali e integrali al fine di migliorarne la risposta.

Si consideri l'andamento della tensione del bus DC. Con i valori progettati nel paragrafo 3.3 per i tre regolatori e riportati per comodità in Tab.3.6.1, si ottiene il grafico riportato in Fig3.6.2.

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore tensione del bus DC
Costante proporzionale	20	1	1
Costante integrale	100	300	1000

Tabella 3.6.1: Parametri dei regolatori determinati nel paragrafo 3.3 mediante l'analisi con i diagrammi di Bode

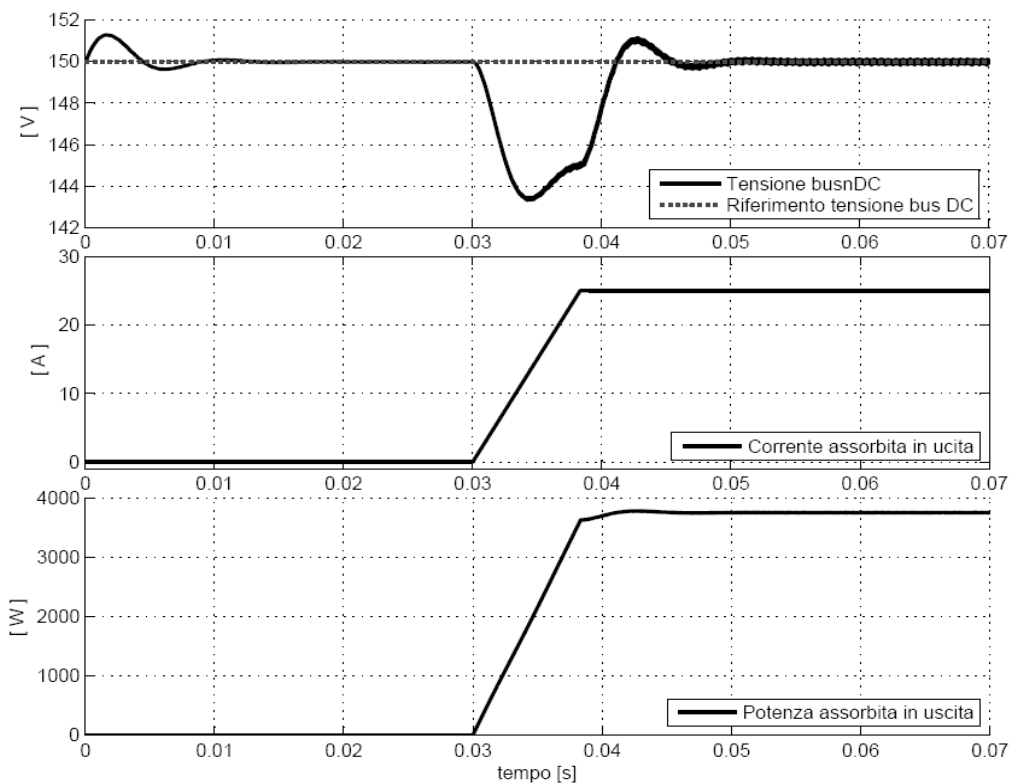


Figura 3.6.2: Andamento della tensione del bus DC in condizioni di carico

Tale figura riporta l'andamento della tensione del bus DC, l'andamento della corrente assorbita in uscita e l'andamento della potenza fornita dal motore elettrico. Come previsto, il sistema risulta stabile: per tempi t minori di 0.03 secondi, dopo una rapida oscillazione necessaria al modello per assestarsi, la tensione di uscita si porta a 150 V. In questa condizione il motore endotermico trascina il motore elettrico ad una velocità pari a 314 rad/s (3000 rpm) e non viene assorbita potenza dal carico. Al tempo $t = 0.03$ s il generatore di corrente in uscita inizia ad assorbire una corrente che al tempo $t = 0.038$ secondi raggiunge il valore di 25 A e dunque la potenza assorbita dal carico raggiunge un valore pari a 3.75 KW. L'anello di regolazione della tensione funziona dunque

correttamente.

Si consideri ora le correnti I_d e I_q controllate dai regolatori di corrente di Fig. 3.5.2: l'andamento nel tempo delle due correnti rispetto al riferimento imposto è riportato in Fig.3.6.3 . Come si può notare con i valori di Tab. 3.6.1 entrambi i regolatori risultano stabili: la corrente I_d presenta un'oscillazione rispetto al valore di riferimento (segnale costantemente nullo, non riportato in Fig.3.6.3) mentre il regolatore dell'asse q segue il riferimento imposto dal regolatore di tensione con un piccolo errore a regime.

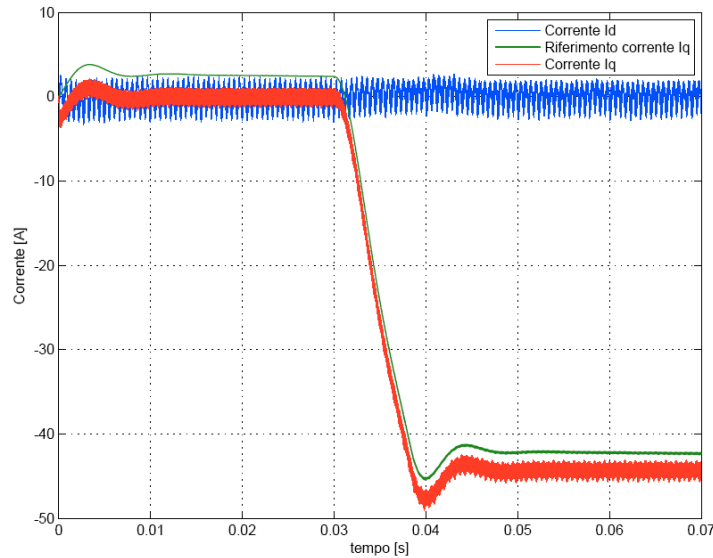


Figura 3.6.3: Andamento delle correnti I_d e I_q rispetto ai riferimenti con il primo dimensionamento dei regolatori

Tali imperfezioni possono essere corrette aumentando per entrambi i regolatori il contributo della parte integrale e diminuendo quello della parte proporzionale. La Fig.3.6.4 mostra i risultati che si ottengono impostando i regolatori di corrente con i parametri di Tab. 3.6.2.

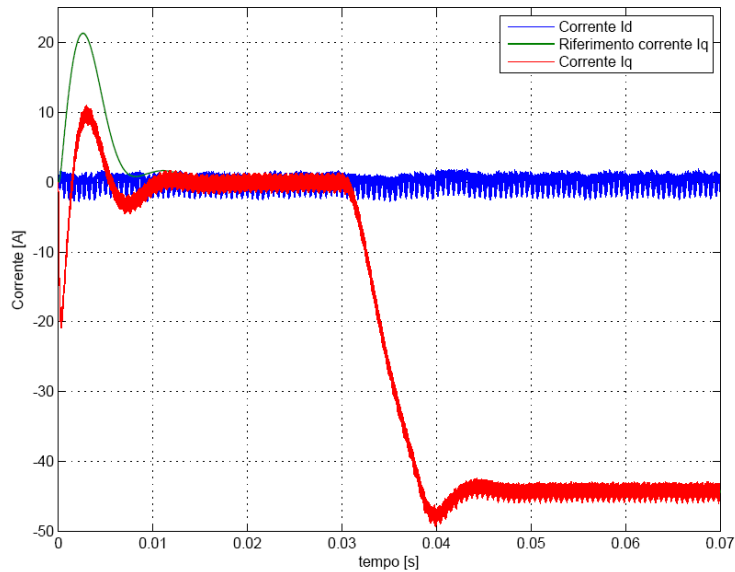


Figura 3.6.4: Andamento delle correnti I_d e I_q rispetto ai riferimenti con il secondo dimensionamento dei regolatori

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore tensione del bus DC
Costante proporzionale	2.5	0.8	1
Costante integrale	600	300	1000

Tabella 3.6.2: Taratura dei parametri dei regolatori con l'ausilio della simulazione

Si noti, nelle figure 3.6.3 e 3.6.4, come il riferimento di corrente I_q diventi negativo quando il carico assorbe potenza dal sistema: ciò è in accordo con la legge di controllo introdotta nel paragrafo 3.3.4. Come visibile in Fig. 3.6.5, l'andamento della tensione del bus DC con i parametri dei regolatori di Tab.3.6.2 rimane invariato se non per il transitorio iniziale che non risulta significativo ai fini dell'analisi condotta.

L'andamento delle correnti di fase è invece riportato in Fig.3.6.6 in condizioni di regime con il carico che assorbe la potenza richiesta (tempo di simulazione $t > 0.03$ s).

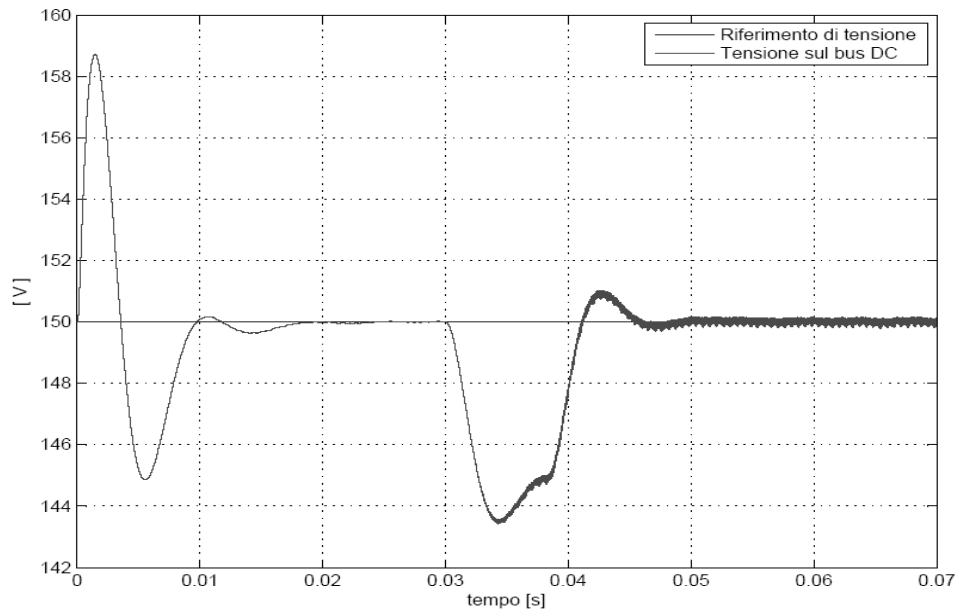


Figura 3.6.5: Andamento della tensione del bus DC con il valore dei regolatori riportati in Tab. 3.6.2

In Fig.3.6.7 è invece riportato un periodo delle tensioni concatenate tra la fase a e la fase b: tale figura riporta sia il valore di tensione effettivo presente ai morsetti delle due fasi e sia il valore di tensione mediato nel periodo di modulazione T_s

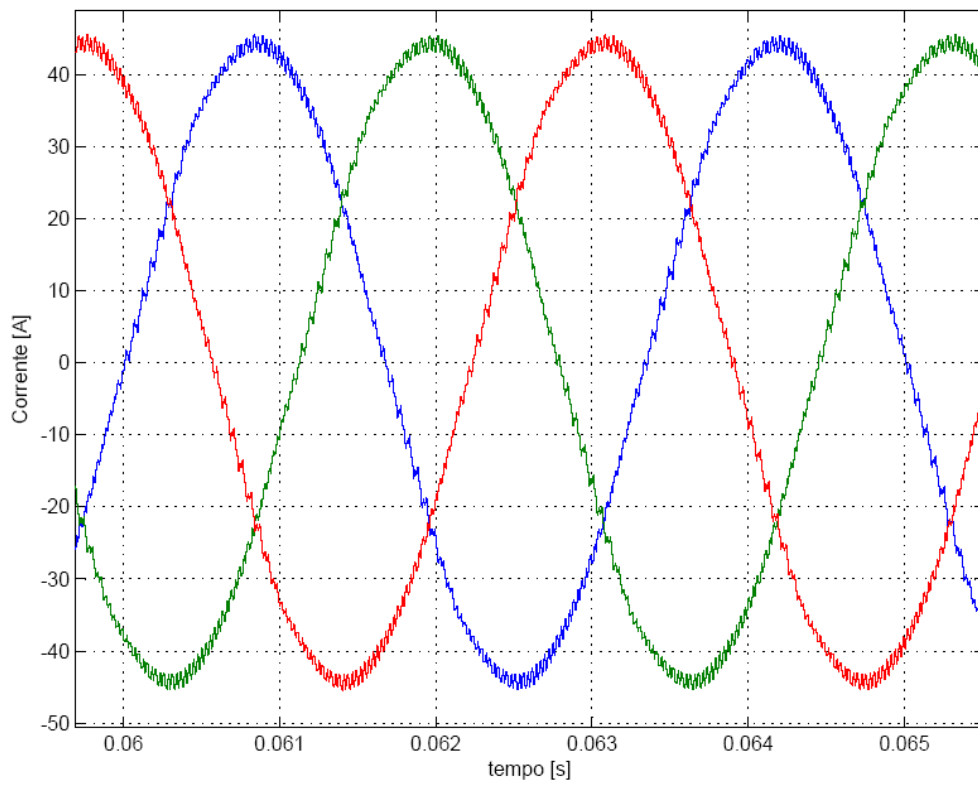


Figura 3.6.6: Andamento delle correnti nelle tre fasi

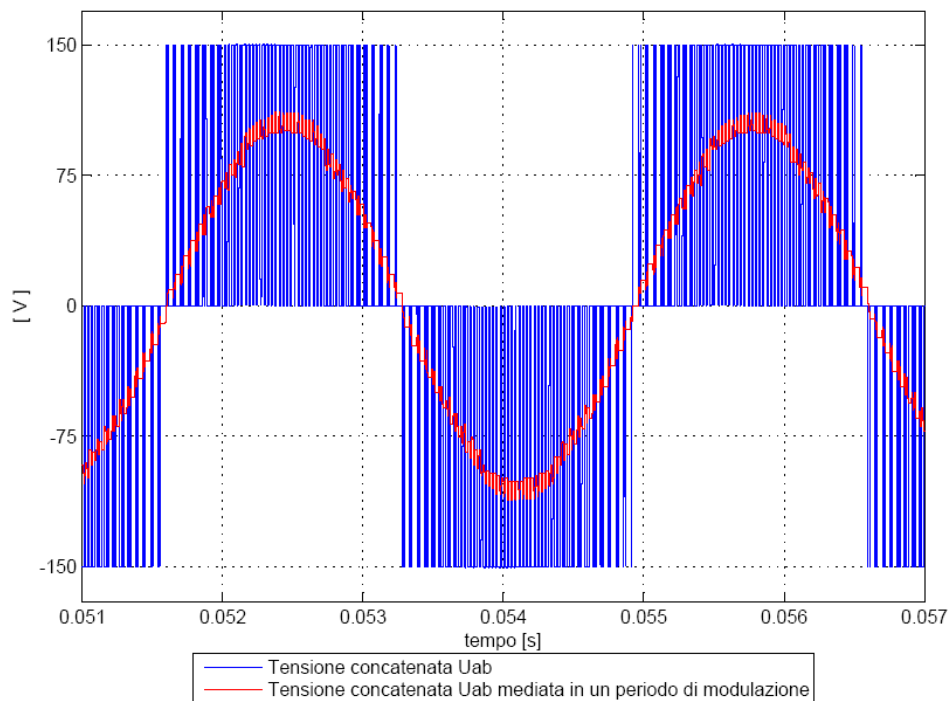


Figura 3.6.7: Andamento della tensione concatenata tra la fase a e la fase b in condizioni di funzionamento a regime

Naturalmente il sistema risulta stabile anche al variare delle velocità, pur di variare ragionevolmente anche la richiesta di potenza in uscita. Ad esempio, imponendo attraverso il motore endotermico una velocità pari a 1500 rpm (equivalente ad una velocità meccanica di 157 rad/s), e volendo prelevare in uscita una potenza pari ad 1 KW il controllo di tensione reagisce con la dinamica riportata in Fig.3.6.8. La stabilità è dunque garantita dopo una breve oscillazione della tensione del bus DC: per migliorare tale dinamica si deve agire sul regolatore di tensione in quanto si è visto prima che i regolatori di corrente seguono correttamente i riferimenti imposti. Dunque diminuendo la parte integrale del regolatore di tensione si dovrebbe diminuire l'oscillazione della tensione attorno al riferimento. In Fig.3.6.9 sono riportati i risultati ottenuti impostando i regolatori con i valori riportati in Tab. 3.6.3 .

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore tensione del bus DC
Costante proporzionale	2.5	0.8	1
Costante integrale	600	600	500

Tabella 3.6.3: Dimensionamento dei regolatori per una velocità imposta di 1500 rpm e una richiesta di potenza di 1 kW

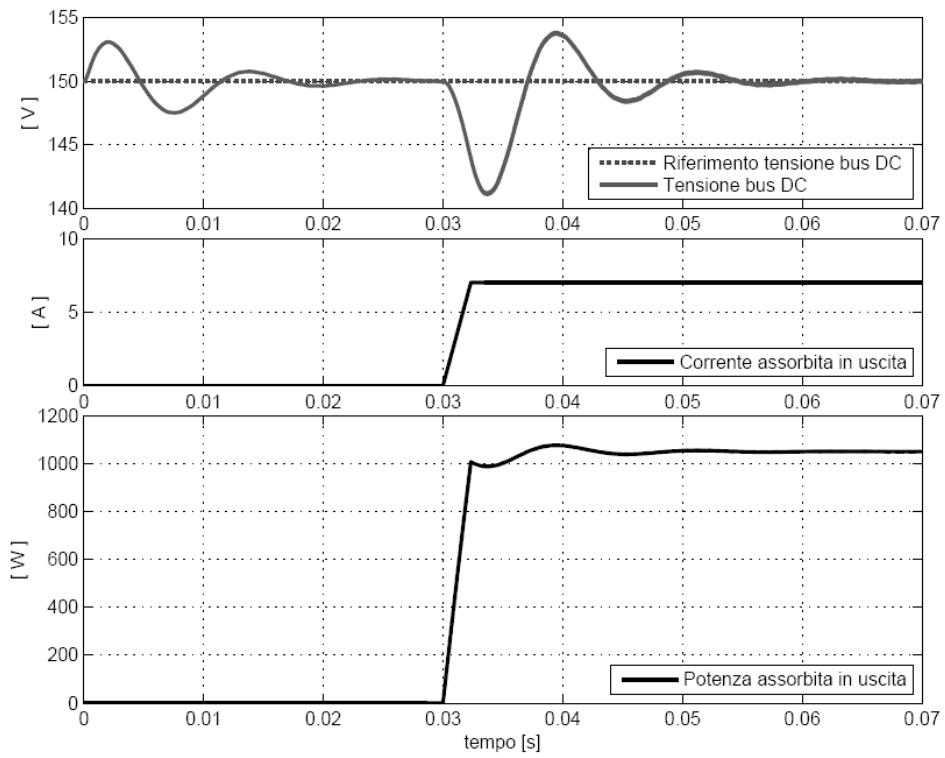


Figura 3.6.8: Dinamica del controllo di tensione in differenti condizioni di velocità e potenza assorbita

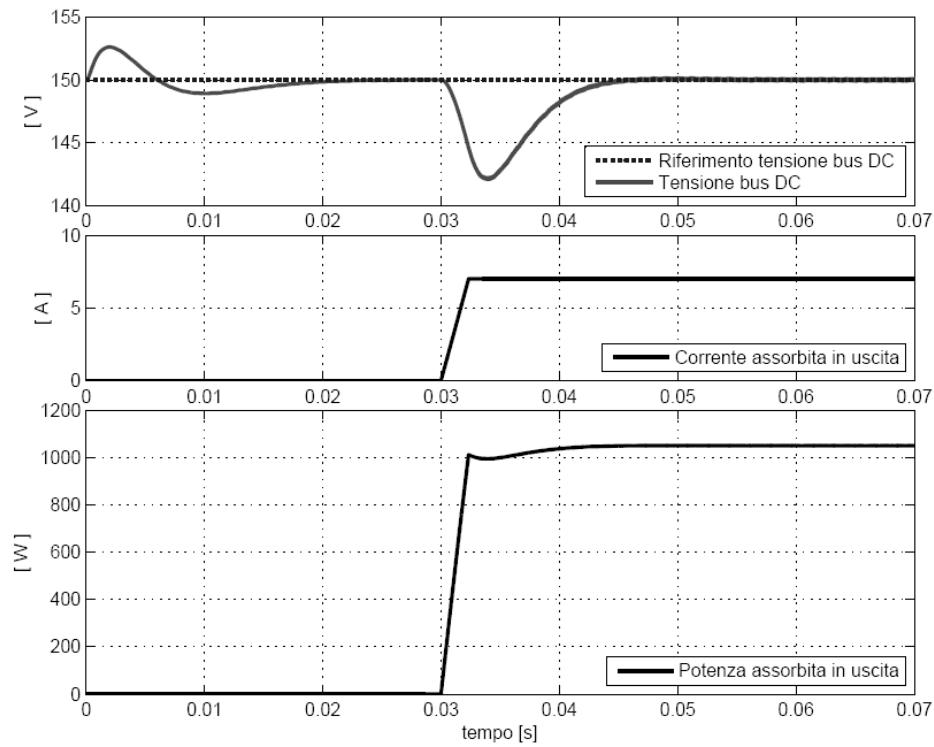


Figura 3.6.9: Dinamica del controllo di tensione con i il dimensionamento di Tab.3.6.3

3.7 Implementazione del controllo dell'inverter a tre livelli in Simpower

Si implementerà ora il controllo dell'invertitore a tre livelli. Il modello considerato è riportato in Fig. 3.7.1 nella quale sono state esplicitate le capacità di uscita dell'inverter: il blocco che si considera è indicato dalla freccia.

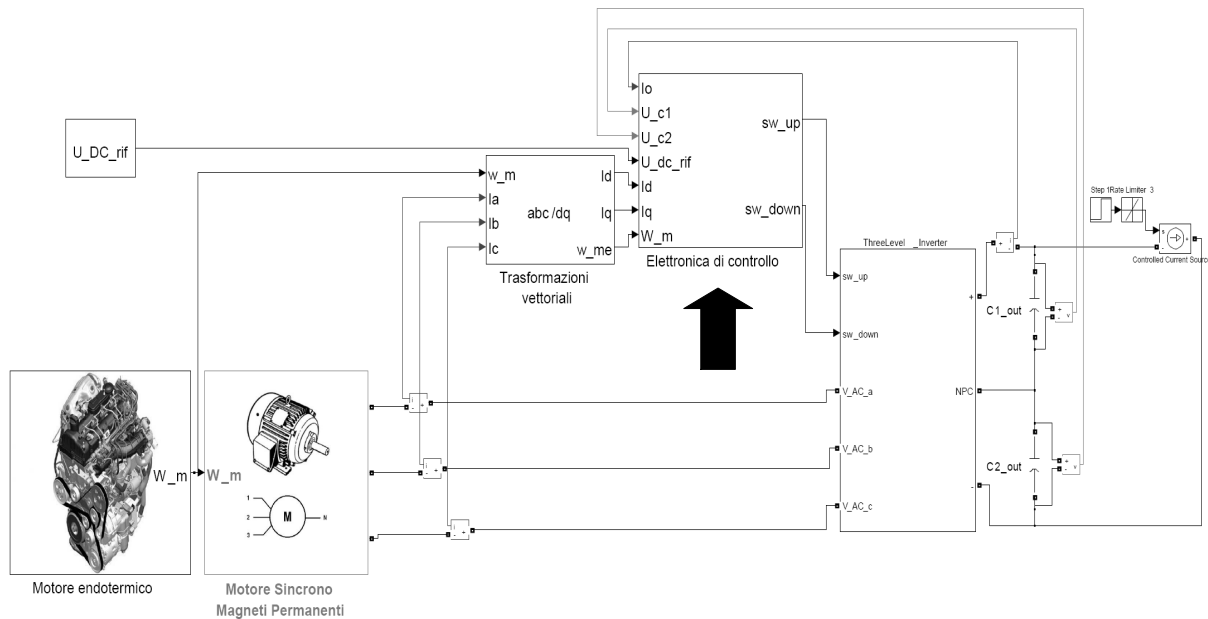


Figura 3.7.1: Modello di un veicolo ibrido con inverter a tre livelli

La struttura di tale blocco è analoga a quella vista per l'inverter a due livelli: l'unica differenza è che vengono prelevati come segnali di ingresso le tensioni ai capi delle due capacità (dalla somma delle quali si ricava la tensione del bus DC) e la corrente I_0 in uscita all'inverter che è utilizzata per il controllo a retroazione della tensione del punto centrale discusso nella sezione 2.4.2.5 : con la convenzione di segni di Fig. 3.7.1 quando la macchina elettrica funziona da generatore si ha $I_0 > 0$ mentre quando funziona da motore si ha $I_0 < 0$. Con queste informazioni è possibile applicare le relazioni tra variazione della tensione del punto centrale e tempo di applicazione di un dato vettore piccolo di tipo N o P riportate i Tab. 2.4.9 di pag. 47.

In appendice B è poi riportato il codice che permette di calcolare quali vettori spaziali applicare e i rispettivi intervalli temporali di applicazione analogamente a quanto visto per l'inverter a due livelli con le dovute differenze.

3.8 Simulazione con inverter a tre livelli

Il modello utilizzato per le simulazioni di questo paragrafo è quello di Fig.3.7.1. Le condizioni di prova che verranno simulate sono le stesse imposte al modello utilizzando l'inverter a due livelli del paragrafo 3.6 qui di seguito richiamate:

- tensione del bus DC 150 V
- velocità imposta dal motore endotermico pari a 3000 rpm
- potenza assorbita in uscita pari ad almeno 3.5 KW

Anche il valore delle costanti dei regolatori e la loro struttura è la stessa del paragrafo 3.6 : i valori dei parametri dei regolatori sono richiamati in Tab. 3.8.1.

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore tensione del bus DC
Costante proporzionale	2.5	0.8	1
Costante integrale	600	300	1000

Tabella 3.8.1: Parametri dei regolatori utilizzati per le simulazioni

L'andamento della tensione del bus DC al variare delle condizioni di carico è riportato in Fig. 3.8.1 mentre l'andamento delle correnti nel sistema di riferimento rotante d-q è riportato in Fig. 3.8.3. Si riportano infine gli andamenti delle correnti di fase (Fig. 3.8.4) e l'andamento della tensione concatenata tra la fase a e b (Fig. 3.8.5) nelle stesse condizioni viste nel paragrafo 3.6 per l'inverter a due livelli.

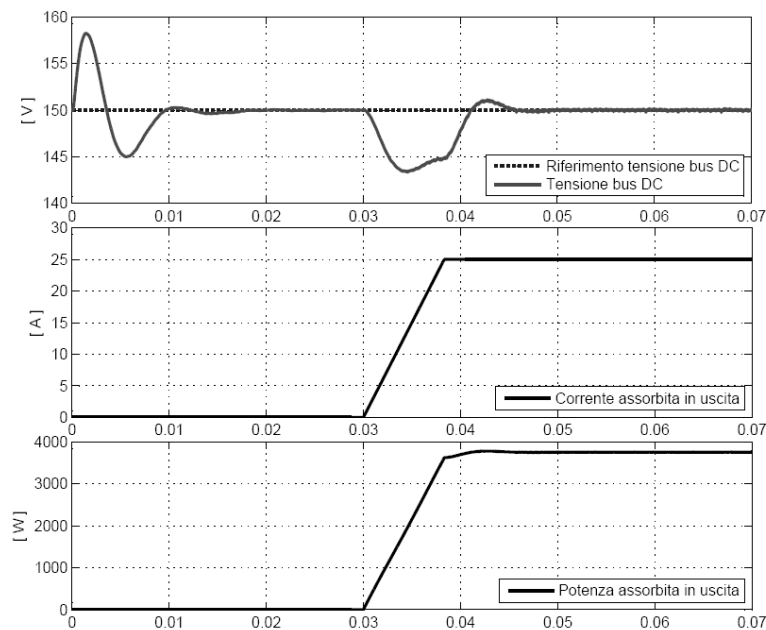


Figura 3.8.1: Andamento della tensione di bus in condizioni di carico per l'inverter a tre livelli

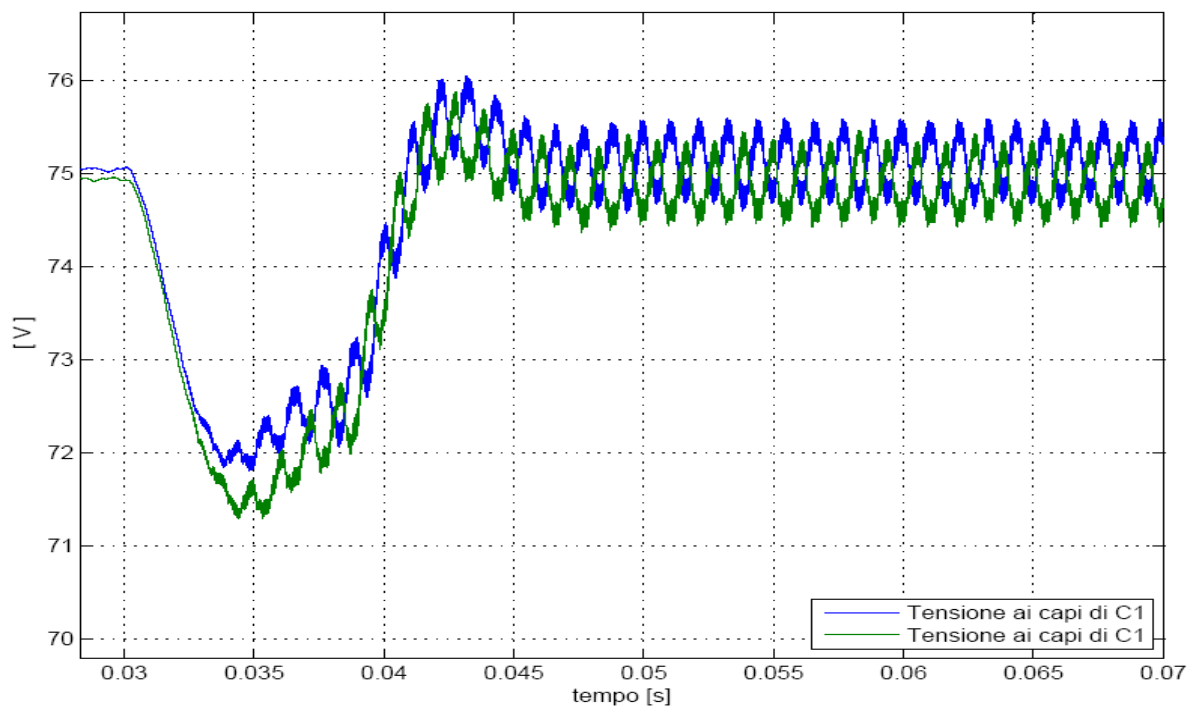


Figura 3.8.2: Tensione ai capi delle due capacità di uscita dell'inverter: in verde tensione ai capi di C_{1out} e in blu tensione ai capi di C_{2out}

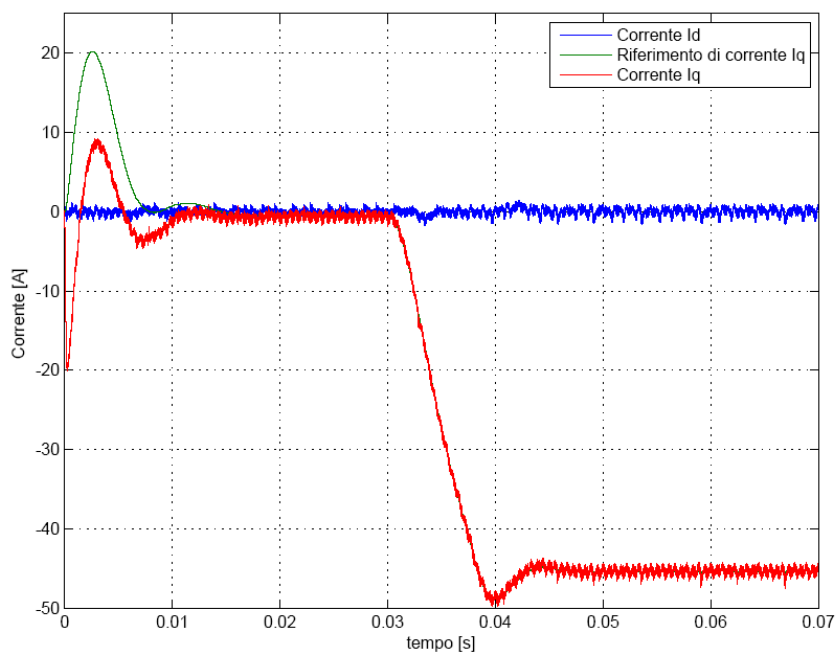


Figura 3.8.3: Andamento delle correnti nel sistema di riferimento rotante d-q

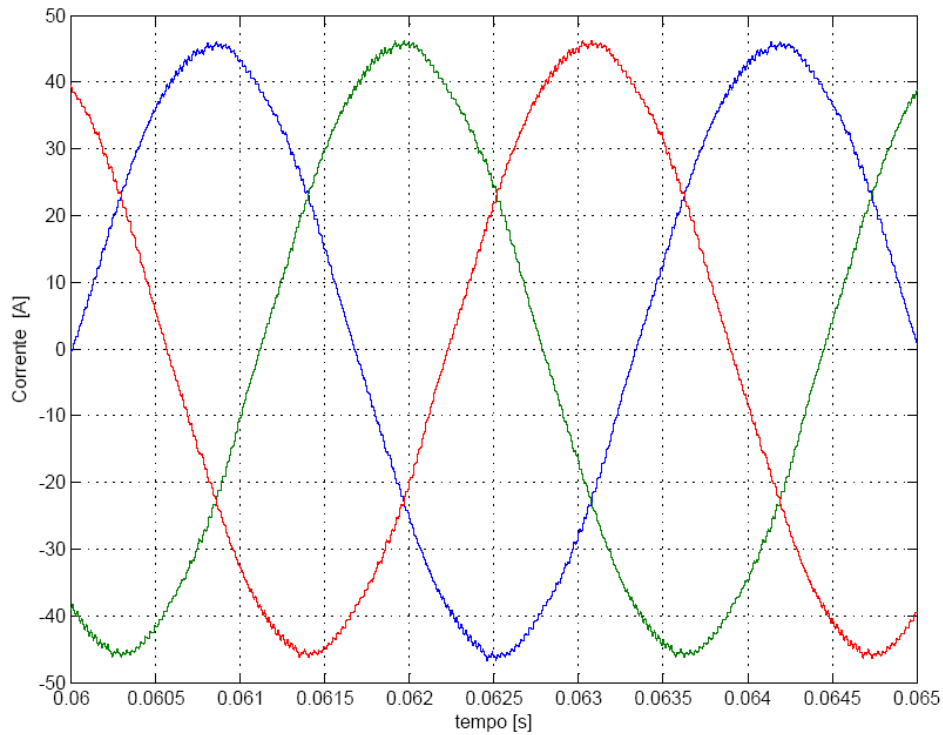


Figura 3.8.4: Andamento delle correnti nelle tre fasi per l'inverter a tre livelli

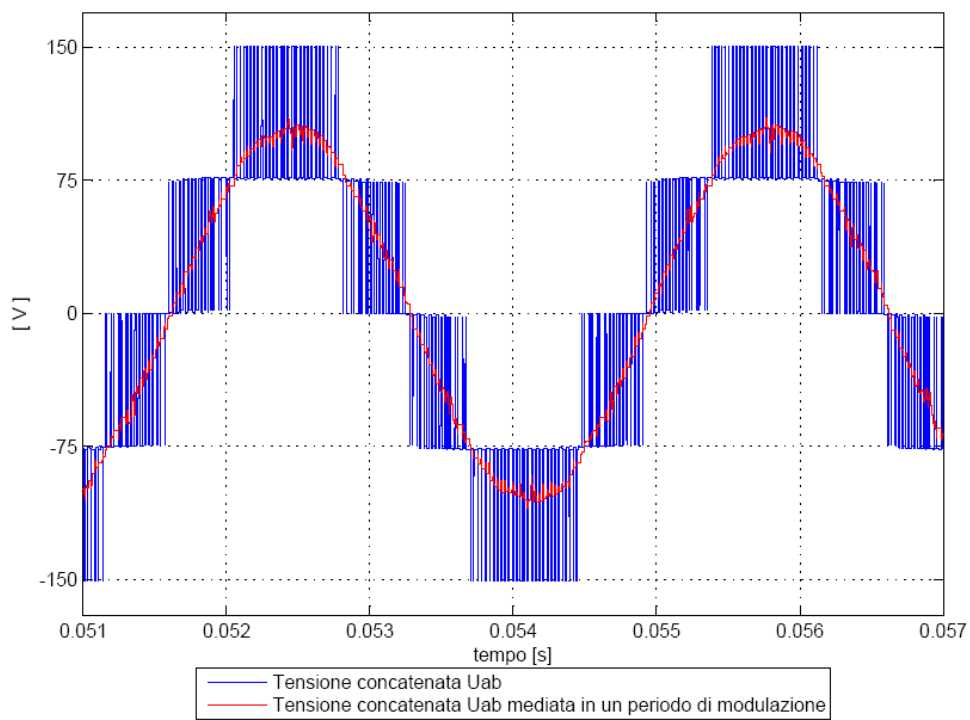


Figura 3.8.5: Andamento della tensione concatenata tra la fase a e la fase b in condizioni di funzionamento a regime per l'inverter a tre livelli

Si noti in particolare l'andamento delle tensioni ai capi delle condensatori C1_out e C2_out riportato in Fig. 3.8.2: tali tensioni sono mantenute a 75 V con un errore massimo pari a $\Delta v_d = 1 V$ grazie al controllo a retroazione della tensione del punto centrale introdotto nella sezione 2.4.2.5 .

3.9 Confronto tra le due tipologie di inverter

Si consideri l'andamento della tensione sul bus DC ottenuto con l'inverter a tre livelli riportato in Fig.3.8.1: si può notare che risulta avere lo stesso andamento riportato nella Fig.3.6.2 di pagina 69 ottenuta con l'inverter a due livelli. Lo stesso si può dire per le correnti I_d e I_q . Ciò non deve stupire in quanto il sistema da controllare è rimasto inalterato: è cambiato solo il modo con cui si produce la tensione alternata ai morsetti del motore. Come visibile in Fig. 3.8.5, la forma d'onda a tre livelli della tensione concatenata a confronto con la forma d'onda a due livelli di Fig 3.6.7 (pagina 73), produce un andamento sinusoidale della tensione ai morsetti del motore che presenta minore distorsione. Ciò si può riscontare anche nelle forme d'onda delle correnti trifase dell'inverter a tre livelli. L'entità della distorsione nella forma d'onda della tensione e della corrente può essere quantificata mediante un indice denominato *distorsione armonica totale* THD (*Total Harmonic Distorsion*).

Il THD della corrente è definito come

$$\%THD_I = 100 \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \quad (3.9.1)$$

dove I_1 indica il valore RMS della fondamentale della corrente mentre I_n con $n > 1$ indica il valore RMS della n-esima armonica di corrente. Analogamente si può definire il THD della tensione come:

$$\%THD_U = 100 \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \quad (3.9.2)$$

Utilizzando una funzione di Simulink che permette il calcolo della THD si sono ricavati i valori riportati in Tab. 3.9.1.

	Inverter a due livelli	Inverter a tre livelli
THD_U	91.8%	42.3%
THD_I	2.3%	1.2%

Tabella 3.9.1: Calcolo THD al variare della tipologia di inverter

Risulta dunque che la distorsione armonica prodotta dall'inverter a tre livelli è di molto inferiore rispetto a quella prodotta dall'inverter a due livelli soprattutto per quanto riguarda la forma d'onda della tensione.

Come fattore aggiuntivo che può giustificare l'aumento della complessità di controllo dell'inverter

NPC si può considerare il fatto che, a differenza dell'inverter a due livelli, ogni singolo switch deve sopportare al massimo una tensione pari a metà della tensione presente sul bus DC e ciò per applicazioni di elevata potenza può essere un fattore determinante sul costo dei dispositivi stessi.

Capitolo 4

Descrizione del banco prova

4.1 Introduzione

In questo capitolo si descriverà il banco prova utilizzato nella fase sperimentale della tesi. In tale fase sperimentale si studierà l'interazione tra un motore elettrico di tipo IPM (Interior Permanent Magnet) e un motore Diesel.

Si riporteranno le caratteristiche tecniche dei due motori utilizzati descrivendo in particolare la struttura che ne permette la connessione. Verrà infine riportata una panoramica sull'elettronica e la parte software che ha permesso il controllo del banco.

4.2 Motore Diesel

Il motore endotermico utilizzato nella fase sperimentale è un motore diesel monocilindrico con cilindrata pari a 500 cm^3 e di potenza pari a 4 kW. Il motore è visibile in Fig. 4.2.1 mentre Fig. 4.2.2 ne riporta uno spaccato dei componenti.



Figura 4.2.1: Motore Diesel impiegato nella fase sperimentale

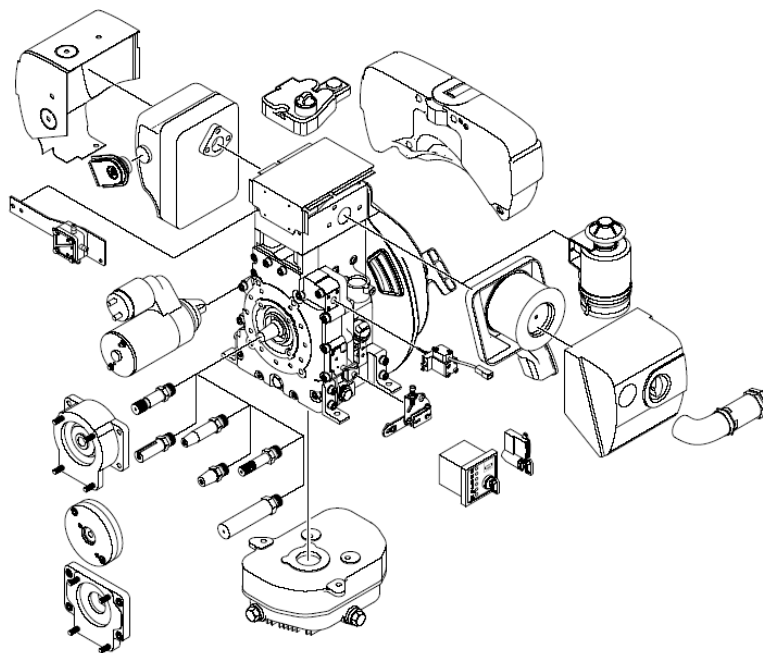


Figura 4.2.2: Vista spaccata del motore diesel

TECHNICAL DATA		1B20
▶ Number of cylinders		1
▶ Bore x stroke	mm	69 x 65
	inches	2.72 x 2.56
▶ Displacement	l	0.243
	cu.in.	14.82
▶ Mean piston speed at 3000 r.p.m.	m/s	6.5
	ft/min	1280
▶ Compression ratio		22

Tabella 4.2.1: Caratteristiche del motore endotermico

Le caratteristiche tecniche sono riportate in Tab. 4.2.1 mentre le curve di coppia sono riportate in Fig. 4.2.3

Si noti come il motore produca una coppia massima pari a 10.5 Nm ad una velocità di 2000 rpm (curva continua in Fig. 4.2.3) .Motore elettrico

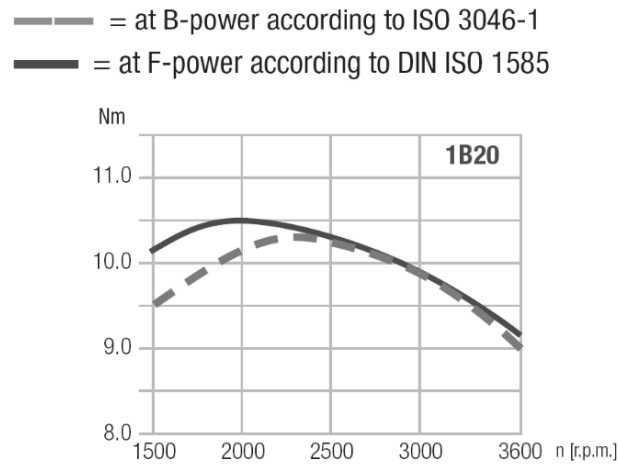


Figura 4.2.3: Curve di coppia per il motore diesel

Il motore elettrico considerato è un motore sincrono a magneti permanenti interni (IPM) progettato originariamente dal laboratorio EDLab nell'ambito della competizione universitaria “*IEEE International Future Energy Challenge (IFEC) 2007*” per soddisfare alle seguenti specifiche:

- potenza pari ad 1 kW alla velocità di 3000 rpm sia nel funzionamento da motore che nel funzionamento da generatore;
- capacità di imporre una coppia fino a 30 Nm nella fase di accensione;
- alimentazione: 200 V dc

I parametri di tale motore sono riportati in Tab. 4.2.2

Parametro	Simbolo	Valore	Unità di misura
Tipo motore	-	IPM	-
Numero coppie polari	p	4	-
Resistenza di fase	R_m	10	$m\Omega$
Induttanza sincrona asse d	L_d	17.5	mH
Induttanza sincrona asse q	L_q	70	mH
Flusso concatenato	A_{mg}	0.217	Vs
Limite di tensione nominale	U_n	200	V
Limite di corrente nominale	I_n	380	A

Tabella 4.2.2: Parametri del motore elettrico

4.3 Banco prova

La connessione dei due motori avviene per mezzo di un giunto che ne collega i due alberi secondo il modello tridimensionale di Fig. 4.3.1 del quale Fig.4.3.2 ne riporta lo spaccato.

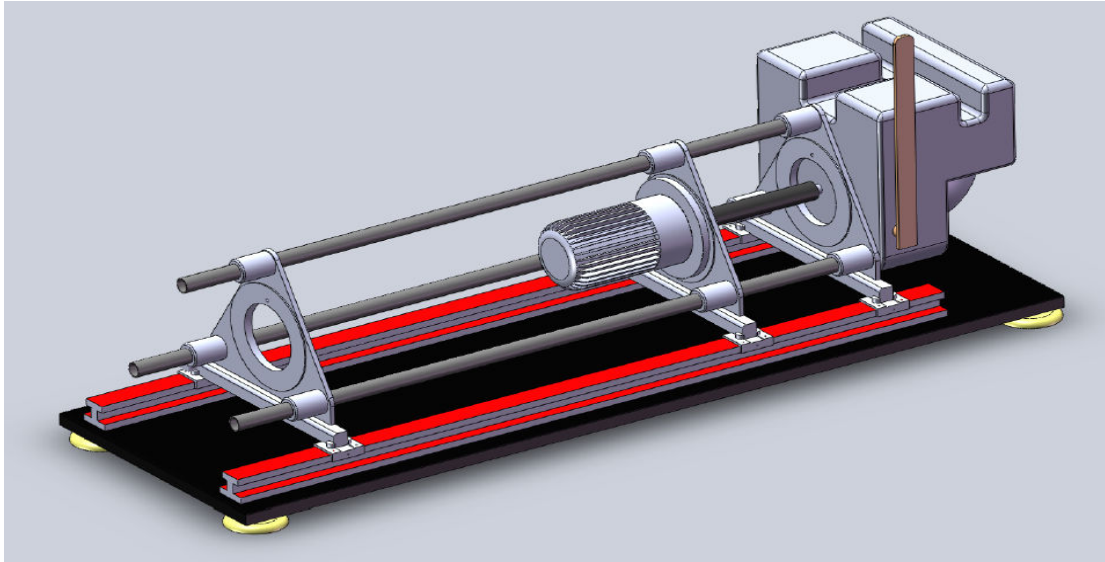


Figura 4.3.1: Modello tridimensionale del banco prova

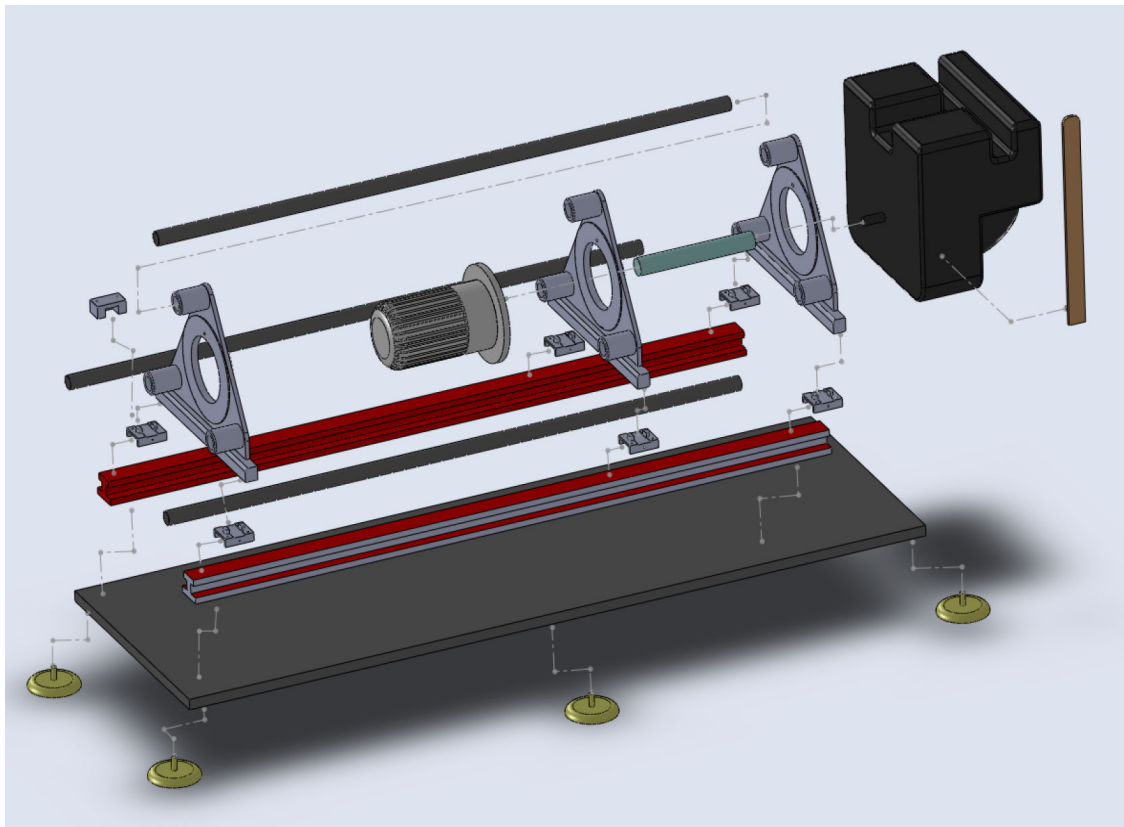


Figura 4.3.2: Spaccato del modello tridimensionale

Dall'analisi di tale figura si può osservare come i due motori siano sostenuti da delle flange triangolari.

Tali flange possono scorrere sui binari visibili in Fig.4.3.1 permettendo in maniera agevole la connessione e disconnessione tra i due motori e fornendo la possibilità, per un futuro sviluppo del banco, di introdurre ulteriori elementi quali ad esempio un volano per la simulazione di un carico inerziale.

Il blocco nella parte destra della Fig. 4.3.1 schematizza il motore diesel: l'asta marrone che si vede sporgere da tale blocco rappresenta un prolungamento della manopola che permette di accelerare il motore. Il motore elettrico è sostenuto dalla flangia centrale.

La realizzazione del banco prova è visibile nelle foto di Fig.4.3.3 e di Fig.4.3.4.

In Fig. 4.3.3 sono visibili i cavi elettrici che collegano il motore elettrico all'inverter e il tubo che si occupa di portare all'esterno del laboratorio i fumi prodotti dalla combustione del carburante nel funzionamento del motore diesel. Il pianale di ghisa che sostiene l'intero banco ha la funzione di smorzare le vibrazioni prodotte dal motore diesel e di ancorarlo in modo che non si sposti durante il funzionamento.

È tuttora in fase di costruzione una cabina che permetta l'insonorizzazione del rumore prodotto dal motore diesel e l'aspirazione dei gas di combustione.

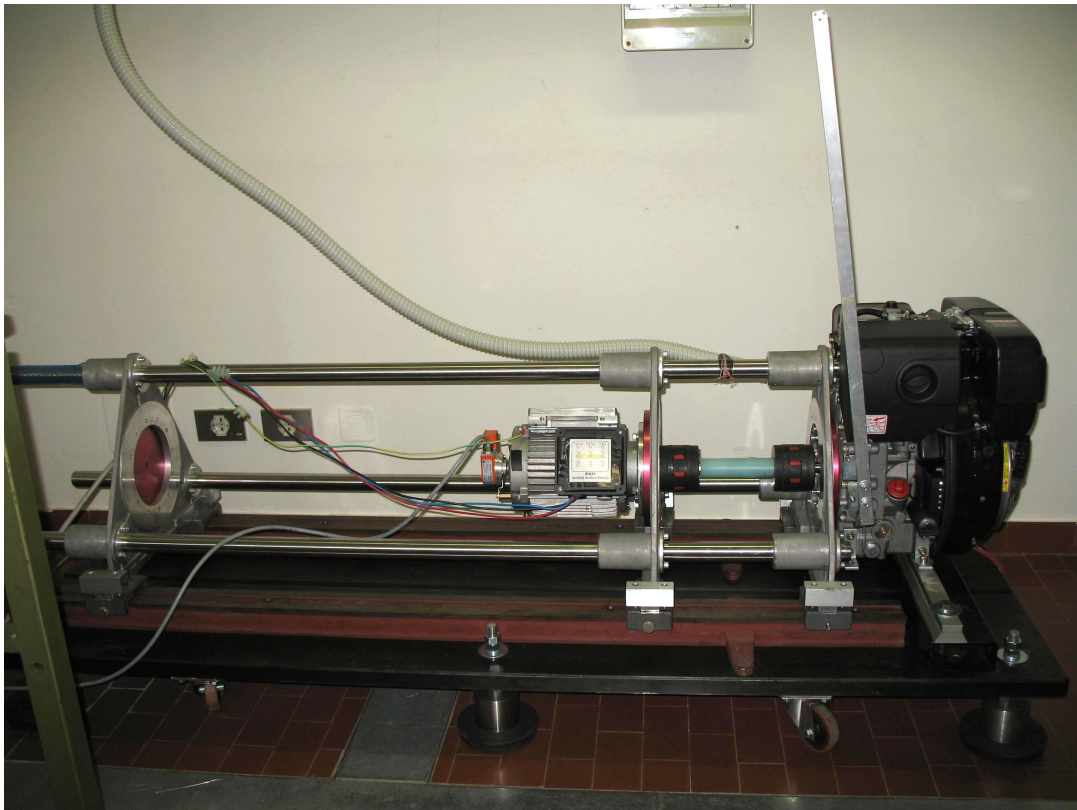


Figura 4.3.3: Foto del banco prova

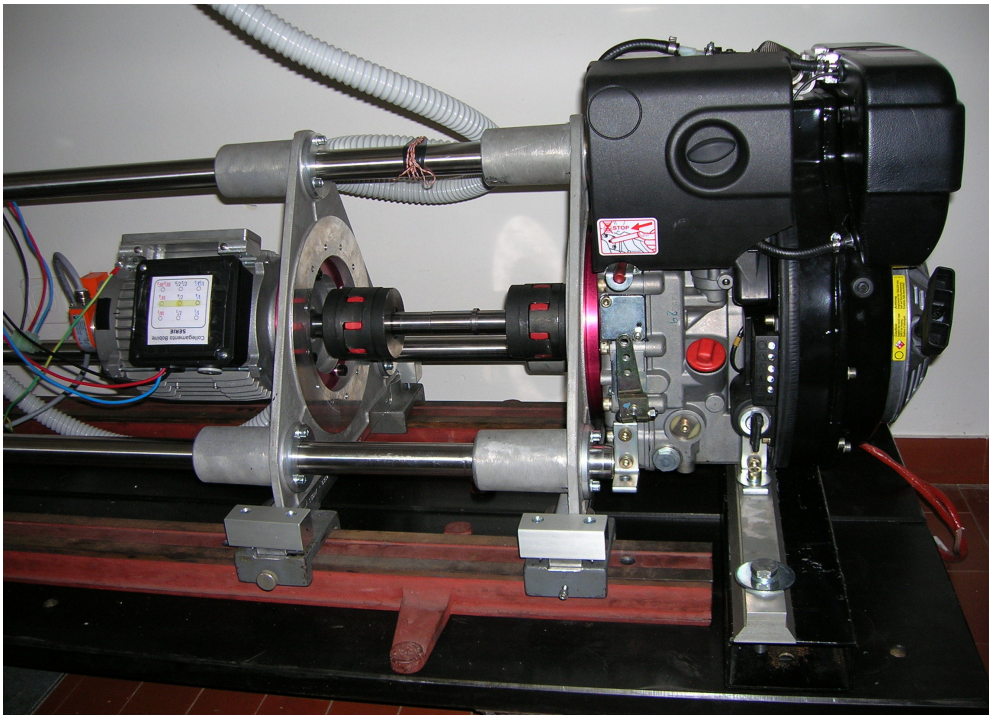


Figura 4.3.4: Particolare della connessione tra i due motori

4.4 Descrizione dell'azionamento

Uno schema a blocchi dell'azionamento che alimenta il motore elettrico è riportato in Fig. 4.4.1.

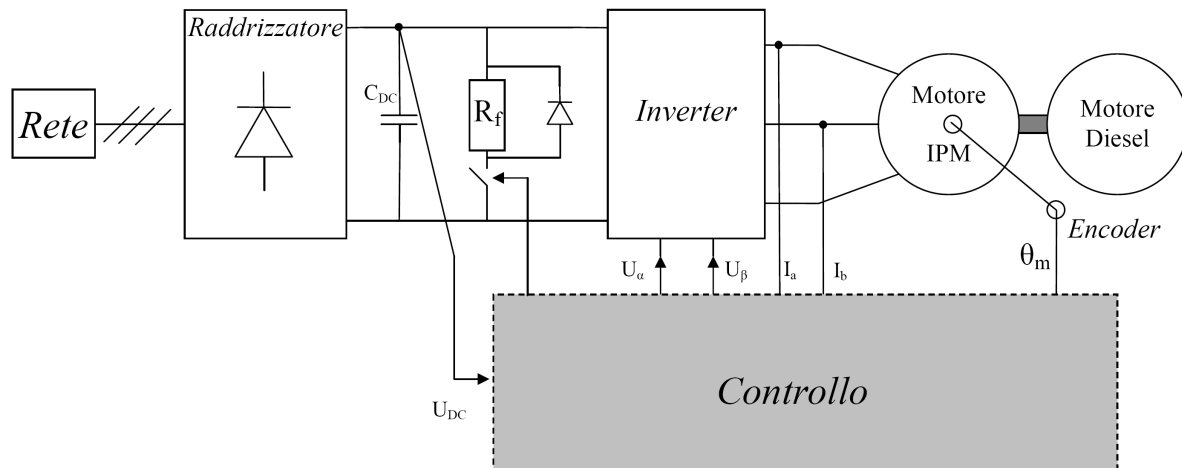


Figura 4.4.1: schema a blocchi dell'azionamento

La tensione sul bus DC è ottenuta raddrizzando la tensione della rete trifase tramite un raddrizzatore a diodi. In parallelo al bus DC è connessa, tramite l'interruttore mostrato in figura, la resistenza di frenatura R_f . L'interruttore viene chiuso quando la tensione a monte dell'inverter è maggiore di una certa soglia: il valore di tale soglia è imposto dal blocco "Controllo".

Il blocco controllo è implementato dal DSP Motorola DSP56F803 contenuto nell'inverter: il DSP elabora come ingressi le correnti di fase, la velocità alla quale ruota l'albero del motore e la tensione del bus DC e controlla l'inverter tramite i segnali d'uscita U_α e U_β .

La velocità è ricavata da letture, in un determinato intervallo temporale, dello spostamento misurato da un encoder calettato all'albero del motore.

La figura 4.4.2 riporta una foto dell'azionamento: si noti la presenza di un variac che permette di far salire gradualmente la tensione del bus DC quando lo si collega alla rete e la resistenza di frenatura montata su un apposito dissipatore.

Gli algoritmi di controllo che verranno esaminati nel seguito vengono memorizzati nella memoria interna del DSP: è possibile scrivere e memorizzare il firmware sul DSP mediante un PC. Il PC è collegato al DSP attraverso un protocollo di comunicazione RS232: il cavo ha un connettore RS232 a 9 pin dal lato computer mentre è collegato all'inverter attraverso un connettore di tipo telefonico.

Il sistema di sviluppo è il "CodeWarrior" ed è fornito dalla Motorola che inoltre fornisce una serie di librerie con diverse funzioni per il controllo.

Il linguaggio di programmazione utilizzato è il C: alcune funzioni più critiche, quali ad esempio le routine che implementano i regolatori, vengono scritte in Assembler.

Motorola fornisce anche un programma denominato "PC_Master" che permette di interfacciarsi

all'inverter: da tale programma è possibile leggere, modificare e plottare le variabili interne al DSP. Per ogni variabile è possibile decidere la modalità di visualizzazione (binario, esadecimale, decimale). Il valore delle variabili che leggono grandezze fisiche e che vengono visualizzate non

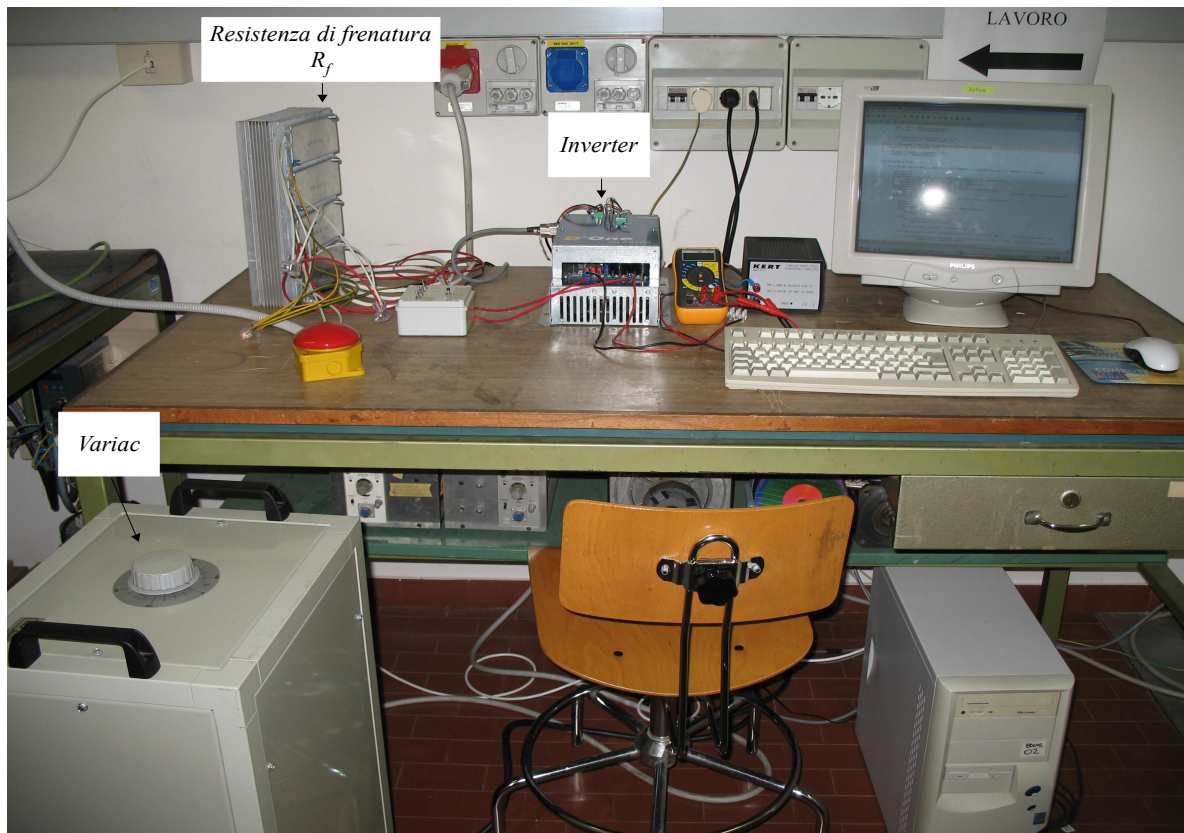


Figura 4.4.2: Foto dell'azionamento

corrisponde però al valore reale: ciò è dovuto al fatto che nel percorso dal motore alla porta d'ingresso del DSP si trovano diverse componenti elettroniche (come ad esempio il convertitore ADC) che portano ad uno scalamento delle variabili pari ad un fattore 0.002. Per fare un esempio una corrente di 15 A viene visualizzata nel PC_Master con il valore:

$$\frac{15}{0.002} = 7500$$

Per poter visualizzare il valore corretto, il "PC_master" permette di applicare trasformazioni lineari alla variabile che si vuole osservare.

Il DSP utilizzato dispone di un processore a 16 bit a virgola fissa: si è scelta per la rappresentazione delle variabili una notazione frazionaria con segno denominata "Frac16".

Per una visualizzazione corretta delle variabili interne si dovrà moltiplicare il valore delle variabile in considerazione per il fondo scala scelto per quella grandezza e dividerlo per il massimo numero rappresentabile con la notazione utilizzata e con i bit a disposizione.

Ad esempio, volendo definire una variabile che indica la coppia sviluppata dal motore, la relazione tra la coppia in espressa in Nm e la coppia espressa nella notazione "Frac16" è data da:

$$coppia_{[Frac16]} = \frac{coppia_{[Nm]}}{40} 32768$$

nella quale il numero 40 è il valore di fondo scala della coppia esprimibile mediante la variabile "coppia" mentre il numero 32767 è il massimo numero rappresentabile con 16 bit e la notazione scelta. Infatti, poichè si rappresentano sia numeri positivi che numeri negativi si ha:

$$\frac{2^{16}}{2} = 32768$$

Il tipo di inverter è a due livelli come quello presentato nella sezione 2.4.1 ed è controllato dalla modulazione vettoriale presentata nella sezione 2.4.1.2 . Motorola fornisce delle librerie che implementano tale modulazione assieme ad altre librerie che implementano le trasformazioni vettoriali viste nella sezione 2.2 .

Capitolo 5

Controllo di un azionamento per veicolo ibrido con motore IPM

5.1 Introduzione

In questo capitolo si riportano i risultati ottenuti con il banco prova esaminato nel capitolo precedente. Le prove sperimentali svolte riguardano in una prima fase l'avviamento del motore endotermico mentre in una seconda fase, a motore avviato, si effettuerà una prova di carico per verificare il funzionamento del controllo di tensione del bus DC.

Le prove qui svolte, daranno la possibilità di effettuare dei confronti tra i due diversi tipi di motore elettrico (SPM e IPM) e tra il diverso tipo di controllo che essi richiedono.

5.2 Avviamento del motore endotermico

Come prima cosa si vuole che il motore elettrico sia in grado di avviare il motore endotermico: si dovrà dunque progettare un controllo di velocità capace di imprimere una coppia tale da far avviare il motore diesel.

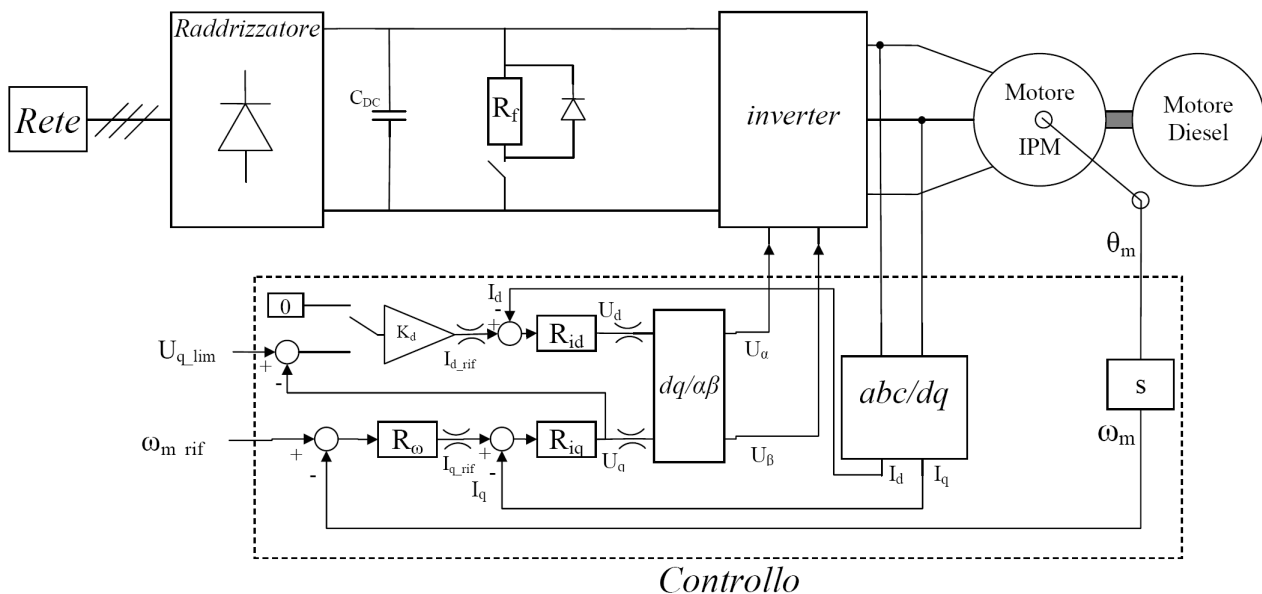


Figura 5.2.1: Schema di controllo nella fase di avviamento

Lo schema di controllo che regola l'avviamento è riportato in Fig.5.2.1 . Il riferimento di corrente I_d è dato dal seguente algoritmo di deflussaggio: la corrente I_d è mantenuta a zero se la tensione dell'asse U_q è inferiore al limite di tensione U_{q_lim} , se invece la tensione U_q tende a diventare maggiore del limite imposto allora il riferimento di corrente è dato da:

$$I_d = K_d (U_{q_lim} - U_q) \quad (5.2.1)$$

dove K_d è una costante che funge da regolatore proporzionale. Si noti che in questo secondo caso il riferimento di corrente I_d diventa negativo.

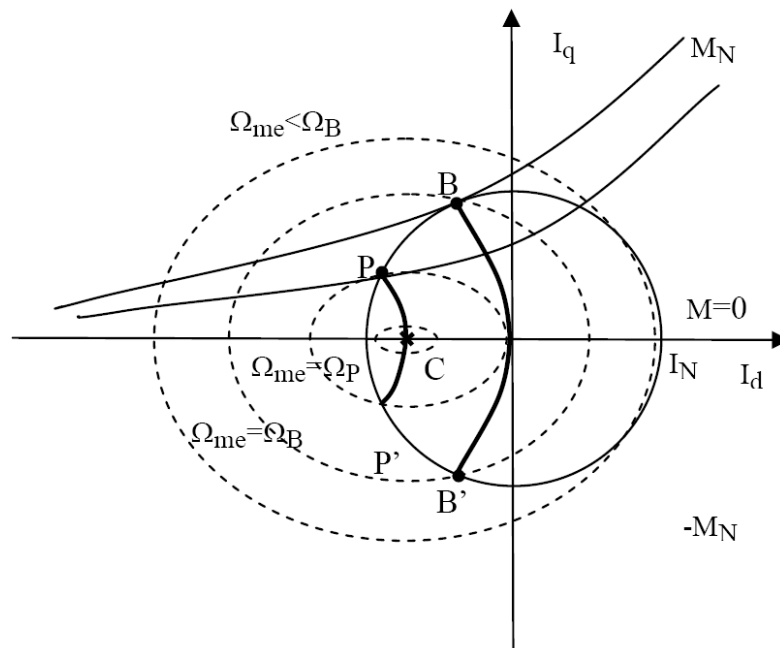


Figura 5.2.2: Limiti di funzionamento del motore IPM in esame

La strategia di controllo dell'asse d risulta dunque differente rispetto a quella impiegata per il controllo dell'asse d del motore SPM e la spiegazione di ciò può essere ottenuta osservando la Fig.5.2.2. Tale figura riporta i limiti di funzionamento del motore IPM in esame. Come si nota il punto C, che per i valori riportati in Tab. 4.2.2 risulta dato dalle coordinate:

$$I_{cd} = -\frac{\Lambda_{mg}}{L_d} = -6.5 A$$

$$I_{cq} = 0$$

è interno alla circonferenza limite di corrente (curva a tratto continuo in Fig.5.2.2.). Il motore IPM in esame è stato progettato per esibire un'ampia regione di funzionamento per velocità superiori alla velocità base che risulta essere pari a

$$\Omega_B = 105 \text{ rad/s} \rightarrow 1003 \text{ rpm}$$

Al crescere della velocità, il limite di tensione risulta espresso da ellissi sempre più piccole

(tratteggiate in Fig. 5.2.2) che degenerano nel punto C per velocità tendente all'infinito. Per mantenere dunque il punto di lavoro dentro al limite di tensione è necessario portare la corrente I_d verso la coordinata I_{cd} del punto C e ciò è svolto dal controllo dell'asse d riportato in Fig.5.2.1.

Il riferimento di corrente I_q è invece imposto, come visto nella sezione 3.3.3 per il motore SPM, da un regolatore di velocità. L'anello di controllo dell'asse q ha il seguente funzionamento: si impone una velocità che deve essere pari alle velocità che permette di avviare il motore diesel.

Finché tale velocità non sarà rivelata all'albero dei due motori, il regolatore di velocità imporrà un riferimento di corrente $I_q \neq 0$ e proporzionale alla coppia richiesta per l'avviamento. Si ricorda infatti che la coppia sviluppata dal motore elettrico è proporzionale alla corrente I_q secondo la relazione (2.3.17) qui richiamata:

$$m = \frac{3}{2} p \Lambda_{mg} i_q + \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q$$

Una volta avviato il motore diesel l'anello di regolazione della velocità deve essere disabilitato in quanto la velocità all'albero dei due motori è ora imposta dal motore endotermico: il riferimento di corrente I_q verrà prodotto dall'anello di regolazione della tensione del bus DC presentato nel paragrafo seguente. La modalità di passaggio da un tipo di controllo all'altro avviene quando è verificata una delle seguenti condizioni: la velocità rivelata all'albero del motore è maggiore di quella imposta dal riferimento oppure sono trascorsi tre secondi da quando è stato dato il segnale di accensione.

I regolatori utilizzati per il controllo sono di tipo PI e sono stati implementati mediante librerie fornite nella documentazione del Dsp Motorola. Il dimensionamento delle costanti integrali e proporzionali è stato progettato mediante le tecniche di analisi in frequenza viste nel Capitolo 3 con i dovuti adattamenti alle equazioni del motore IPM. I valori trovati sono stati poi tarati per via sperimentale. La Tabella 5.2.1 ne riporta il valore già moltiplicato per i fattori di scala introdotti nella paragrafo 4.4 mentre il codice che implementa l'avviamento è riportato in Appendice assieme al valore delle costanti dei regolatori non scalate.

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore di velocità	Kd
Costante proporzionale	512	256	10000	1.56
Costante integrale	8	4.5	1	

Tabella 5.2.1: Valori scalati dei regolatori per il controllo di velocità

Fig.5.2.3 riporta l'andamento delle principali grandezze misurate: gli andamenti riportati verranno ora discussi.

Si è visto per via sperimentale che per avere una corretta accensione del motore diesel, il riferimento di velocità deve essere posto a 1200 rpm. Con tale riferimento il regolatore di velocità

impone al regolatore di corrente una I_q di picco pari a 8.5 A. In realtà il motore si accende prima che la corrente I_q arrivi al valore di riferimento perciò la I_q richiesta per l'accensione corrisponde a 7.5A. A tale corrente corrisponde dalla (2.3.17) una coppia richiesta per l'avviamento pari a 12 Nm.

Una volta avviato il motore la velocità dell'albero aumenta e la corrente I_q si porta a zero. La tensione del bus U_{DC} cala leggermente all'accensione del motore a causa della dinamica con la quale risponde il variac collegato al raddrizzatore e presenta un rapido picco a 250 V durante la fase di assestamento della corrente I_q . I valori di tensione U_d e U_q sono riportati in una scala normalizzata rispetto al valore di tensione presente sul bus DC. I valori del limite U_{q_lim} e U_{d_lim} sono stati scelti imponendo le seguenti condizioni:

$$U_{d_{lim}}^2 + U_{q_{lim}}^2 = U_N^2$$

$$U_{d_{lim}} = 0.86 U_N$$

$$U_{q_{lim}} = 0.5 U_N$$

Si sono dovuti fissare entrambi i limiti di tensione perché il calcolo dinamico di uno dei due limiti dalla relazione (2.3.13) usato nel Capitolo 3 non è facilmente implementabile con un Dsp a virgola fissa come lo è stato usando Matlab.

Si è preferito per questa applicazione dare più "spazio" all'asse d fissando un limite U_{d_lim} più elevato poichè, come si vedrà, la dinamica richiesta a tale asse sarà maggiore di quella richiesta all'asse q.

Si noti come il riferimento di corrente I_d , nella fase di avviamento del motore, si porti al valore -6.5A in corrispondenza dell'avvicinarsi di entrambe le tensioni U_d e U_q al loro rispettivo limite. Terminata la fase di avviamento la corrente I_d diminuisce in modulo, senza però annullarsi: siamo infatti in una condizione in cui la velocità con cui ruota l'albero del motore è maggiore della velocità base perciò per stare dentro il limite di tensione il regolatore K_d impone una I_d di circa -4A.

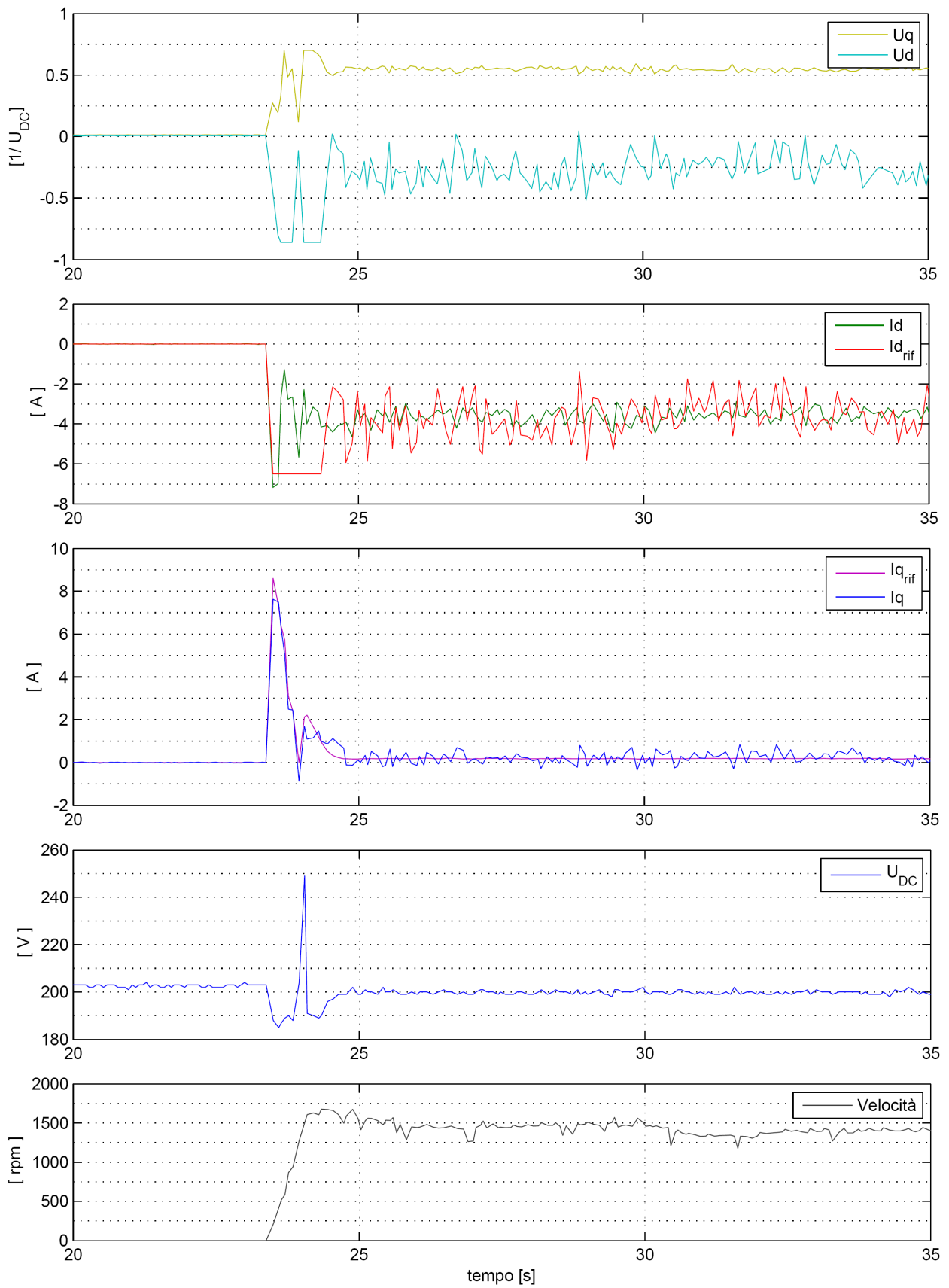


Figura 5.2.3: Dati rilevati durante l'avviamento del motore diesel

5.3 Prove di generazione

Una volta avviato il motore endotermico si vuole che la tensione del bus DC rimanga stabile ad un valore impostato anche togliendo l'alimentazione da rete elettrica. Si vuole infine che la tensione del bus DC, in assenza di alimentazione da rete, rimanga stabile anche connettendo un carico in grado di assorbire potenza dal sistema. Si dovrà dunque implementare un controllo di tensione del bus DC: lo schema a blocchi di tale controllo è riportato in Fig.5.3.1.

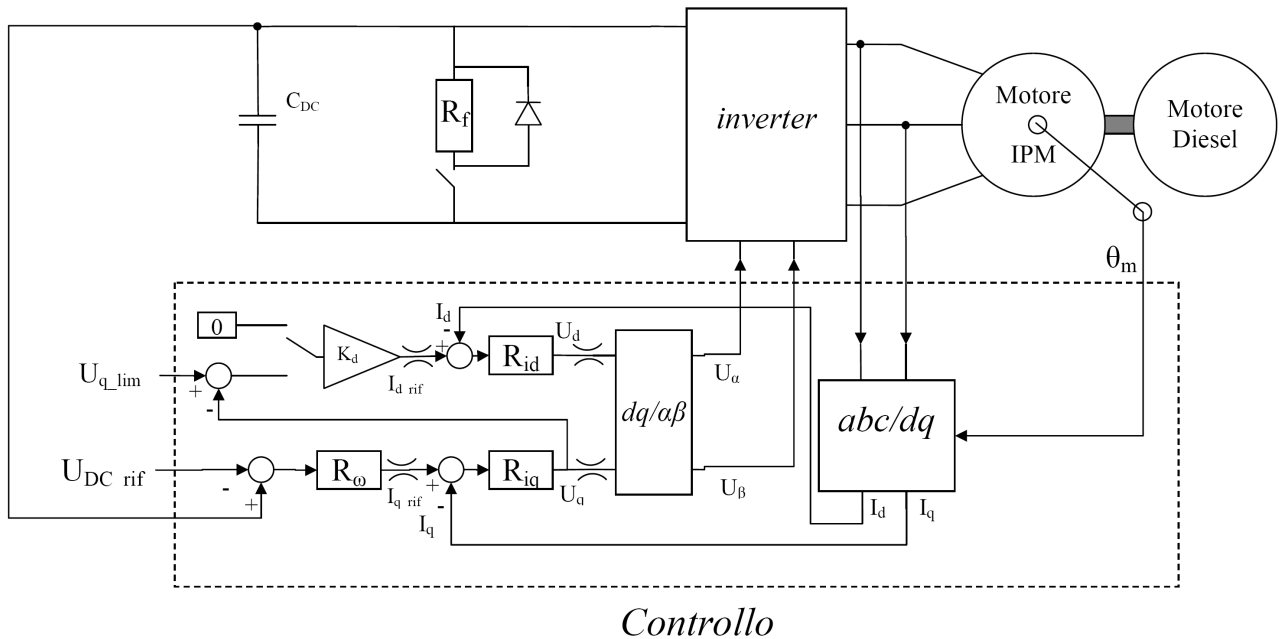


Figura 5.3.1: Schema di controllo nella fase controllo della tensione del bus DC

Il controllo dell'asse d è lo stesso descritto per la fase di accensione mentre il controllo dell'asse q è analogo di quello esaminato in dettaglio nel Capitolo 3 con gli opportuni adattamenti alle equazioni del motore IPM. Anche per il regolatore di tensione si è adottata una struttura di tipo PI i cui parametri sono riportati in Tab. 5.3.1.

	Regolatore di corrente I_q	Regolatore di corrente I_d	Regolatore di tensione	K_d
Costante proporzionale	512	256	0.8	1.56
Costante integrale	8	4.5	0.7	

Tabella 5.3.1: Valori scalati dei regolatori per l'anello esterno di controllo tensione sul bus DC

La prova che verrà svolta consisterà nell'avviare il motore endotermico attraverso il motore elettrico collegato alla rete di alimentazione. Una volta avviato il motore diesel, al tempo $t = 36$ secondi si toglierà l'alimentazione al motore elettrico scollegando il raddrizzatore dalla rete e si dovrà verificare che il controllo di tensione mantenga il bus DC al valore di riferimento pari a 200V. Verificato ciò, al tempo $t = 87$ secondi si collegherà in parallelo al bus DC un carico resistivo in grado di assorbire una potenza pari a 800W. Tale carico è rappresentato dalla resistenza di frenatura di Fig. 4.2.3. sorgente del riferimento non trovata che verrà collegata al bus DC tramite un interruttore comandato dal Dsp (cfr. Fig.4.4.1). Si concluderà la prova scollegando il carico al tempo $t = 105$ secondi.

Esaminando le curve di coppia del motore diesel riportate in Fig. 4.2.3 risulta che la coppia massima di tale motore è raggiunta per una velocità pari a 2000 rpm: per tale motivo si effettuerà la prova di carico a questa velocità. I risultati sperimentali ottenuti dalla prova appena descritta sono riportati in Fig. 5.3.2.

Dall'analisi di tale figura si può osservare che quando la rete elettrica viene scollegata al tempo $t = 36$ secondi, anche se con un aumento di rumorosità, la tensione sul bus rimane al valore impostato di 200 V. Quando viene collegato il carico al tempo $t = 87$ secondi la tensione sul bus DC scende per un brevissimo tempo al valore di 170 V, poi il controllo reagisce portando il riferimento di corrente I_q al valore di circa -2A e la tensione del bus DC rimane stabile a 200 V. Parallelamente si osserva che nell'intervallo temporale in cui è connesso il carico, la velocità del motore diesel diminuisce sensibilmente e ciò è dovuto al fatto che il motore elettrico sta imprimendo una coppia contraria alla velocità imposta dal diesel al fine di impedire che diminuisca la tensione sul bus. Quando il carico viene scollegato al tempo $t = 105$ secondi si osserva che la corrente I_q viene correttamente riportata a zero, la velocità imposta dal motore diesel si riporta a 2000 rpm e la tensione dopo un breve oscillazione del valore massimo di 50V si porta stabilmente al valore di 200V. L'oscillazione della tensione al rilascio del carico è dovuta alle condizioni di caso peggiore nella quali si è svolta la prova. Infatti l'inserimento e il disinserimento del carico avvengono istantaneamente: nelle caso di un veicolo ibrido reale, il carico è rappresentato da un convertitore che regola la carica delle batterie del veicolo e l'assorbimento di potenza può dunque essere regolato con fronti di salita e discesa meno ripidi.

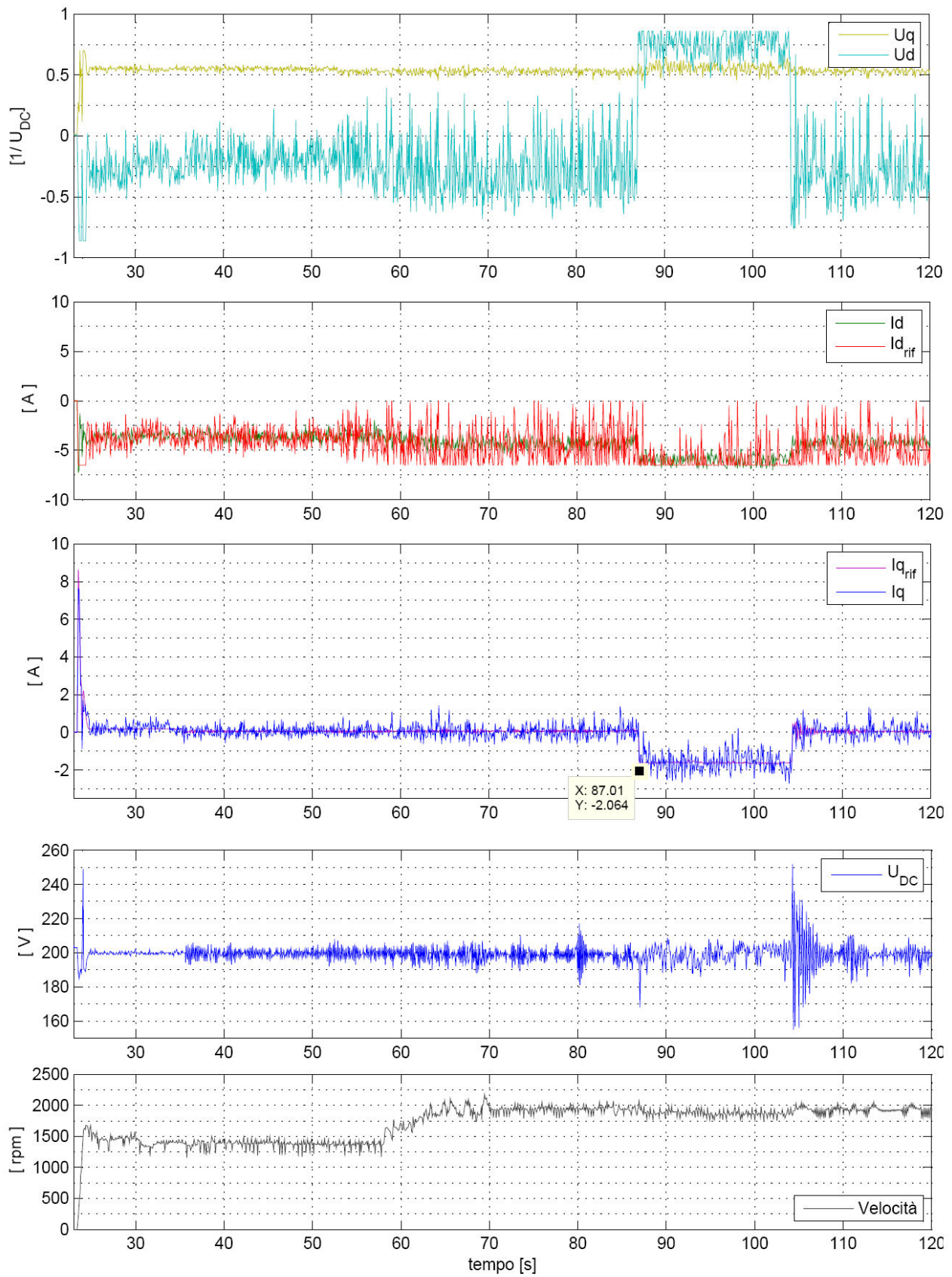


Figura 5.3.2: Risultati ottenuti nella prova di carico

L'andamento di tensione e corrente sulla resistenza R_f , misurato mediante un oscilloscopio, e riportato in Fig.5.3.3: la corrente è stata acquisita nel canale 3 (segnale viola) con la sonda impostata nella scala 100mV/A mentre la tensione (segnale verde) è stata acquisita con un fattore di scala 1/200. Risulta perciò che il carico nella fase in cui era collegato assorbiva 800 W.

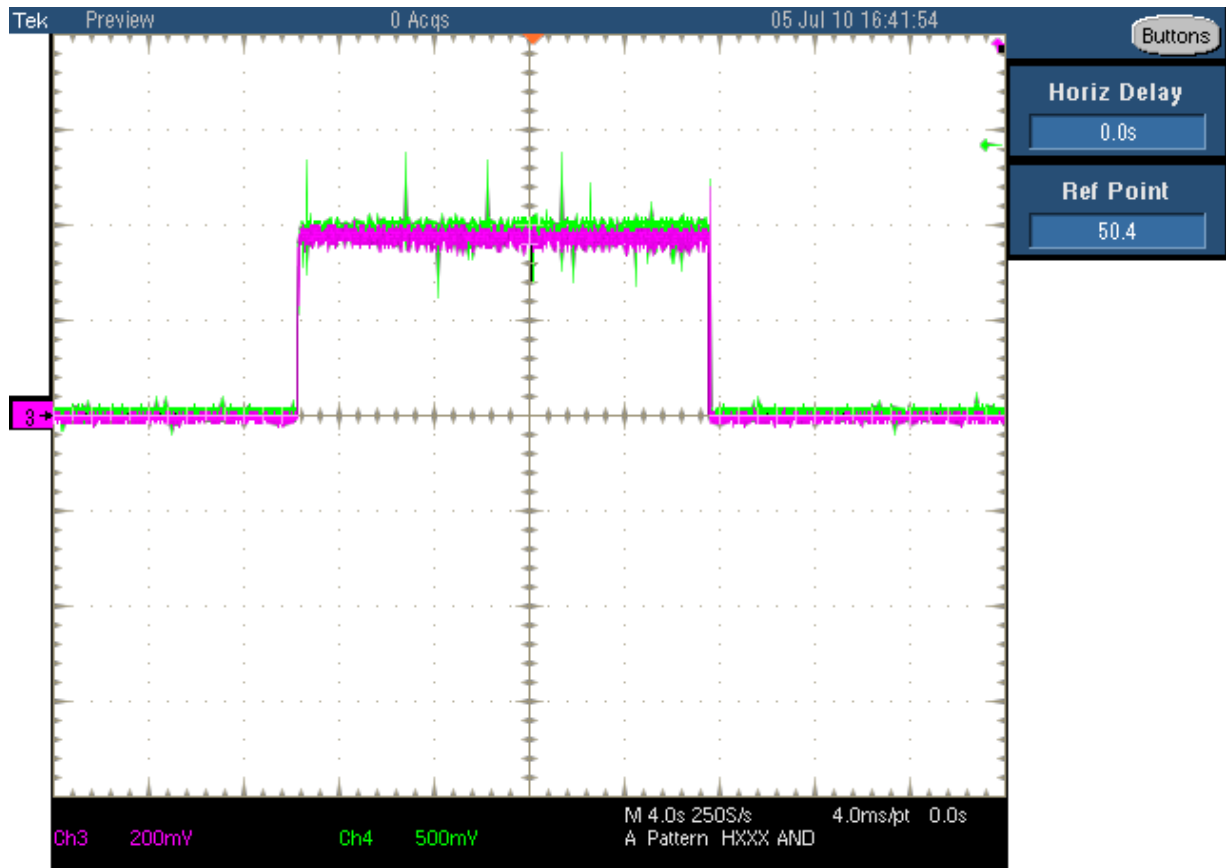


Figura 5.3.3: Andamento di tensione e corrente nella resistenza di carico R_f

Conclusioni

Nel corso di questa tesi si sono studiate diverse soluzioni nel campo degli azionamenti per veicoli ibridi. In una prima fase si è realizzato un modello in Simpower che ha permesso lo studio della gestione del flusso di potenza nella connessione di un motore elettrico con un motore endotermico. In particolare si sono analizzate due tipologie di invertitore di tensione che alimenta il motore elettrico: la prima soluzione è quella classica dell'invertitore a due livelli controllato con una modulazione vettoriale mentre come seconda soluzione si è presa in esame una struttura di invertitore a tre livelli. Dalle simulazioni è emerso che, a discapito di un aumento nella complessità del controllo, l'invertitore di tensione a tre livelli permette una considerevole riduzione della distorsione nella forma d'onda di tensione e corrente.

In aggiunta l'invertitore a tre livelli si dimostra più adatto in applicazioni di elevata potenza, in quanto, rispetto all'invertitore a due livelli, può raggiungere valori più elevati di tensione senza dover ricorrere alla connessione di più interruttori in serie.

Nelle fase sperimentale della tesi si è sviluppato un banco prova che ha permesso lo studio dell'interazione tra un *ISA (Integrated Starter Alternator)* e un motore endotermico. Come *ISA* si è usato un motore sincrono a magneti permanenti con rotore anisotropo mentre il motore endotermico è costituito da un motore diesel di potenza pari a 4 kW.

Durante lo sviluppo del banco si sono dovute affrontare e risolvere problematiche riguardanti la connessione dei due motori e legate in particolare alle vibrazioni prodotte dal motore diesel.

Tale banco ha permesso lo studio del comportamento di un veicolo ibrido riportato in scala ridotta: in particolare si è sviluppato un controllo del motore elettrico che permette l'avviamento del motore endotermico.

Si è implementato in seguito un controllo che permette di mantenere costante la tensione del bus DC ad un valore di riferimento impostato sia al variare della velocità e sia al variare della richiesta di potenza da parte di un eventuale convertitore collegato al bus e che regola la carica di un pacco batterie. Nella prova svolta il motore elettrico ha generato fino a 800W ad una velocità imposta dal diesel pari a 2000 rpm.

Gli sviluppi futuri del banco riguardano la possibilità di inserire tra i due motori un carico inerziale, rappresentato ad esempio da un volano, al fine di implementare e studiare la frenata rigenerativa e il supporto del motore elettrico al motore endotermico in condizioni di carico.

Appendice A

File di inizializzazione variabili per il modello Simpower

```
% Inizializzazione variabili Inverter trifase valido per sia per la versione
% a due livelli che per la versione a tre livelli

% Parametri motore
k_e = 80/440; % costante di fem
p= 6; % coppie polari
R_m = 10e-3; %resistenza di fase
L_m = 245e-6; % induttanza di fase
Un = 200; %limite di tensione nominale
Uq_lim = 0.98*Un; %limite di tensione asse q
Ud_lim = sqrt(Un^2-Uq_lim^2); %limite di tensione asse d
In = 380; %limite di corrente nominale
Iq_lim = In; %limite di corrente asse q

% Inizializzazione variabili Motore

B = 0.1; %attrito viscoso
J = 1; %momento di inerzia
p = 6; %coppie polari
Rs = 10e-3; %Resistenza di linea 3
Amg = 0.03;

=====
% Inizializzazione variabili Potenza

% Parametri Inverter

F_SW = 20e3;
T_sw = 1/F_SW;
t_calc=T_sw/100;

% Parametri Mosfet

Ron_sw = 35e-3; % Resistenza di ON dello sw
Rd_sw = 6e-3; % Resistenza di ON dello diodo
Vf_sw = 0.8; % tensione di ON dello diodo

% Parametri Capacità Uscita

C_DC = 1e-3; % capacità uscita
R_C = 7e-3; % Resistenza ESR
V_c0 = U_DC; % tensione iniziale sul condensatore

=====
% Regolatori corrente motore

%costanti di tempo
tc=1/(2*F_SW); %ritardo dell'inverter
te=L_m/R_m; %costante di tempo elettrica
tm=J/B; %costante di tempo meccanica
tml=J*R_m/(3/2*(p*Amg)^2); %costante di tempo elettromeccanica
p1=1/te*(-1+(1-4*te/tml)^(1/2)); %polo del motore
p2=1/te*(-1-(1-4*te/tml)^(1/2)); %polo del motore

%----- ASSE Q -----

ghq=B/(3/2*(p*Amg)^2)*tf([tm 1],[tc*te*tml tml*(te+tc) tml+tc 1]); % fdt catena aperta asse q
ki_p_m_q = 2.5e0; % regolatore proporzionale asse q
ki_i_m_q = 6e2; % regolatore integrale asse q
triq= ki_p_m_q/ki_i_m_q; %polo regolatore asse q
Riq=ki_i_m_q*tf([triq 1],[1 0]); %fdt regolatore asse q
Wiq=(ghq*Riq/(1+ghq*Riq)); % fdt anello chiuso

%----- ASSE D -----

ghd=R_m*tf(1,[L_m/(R_m*2*F_SW) (L_m/R_m + 1/(2*F_SW)) 1]); % fdt catena aperta asse d
ki_p_m_d = 0.8; % regolatore proporzionale asse d
```

```

ki_i_m_d = 6e2;          % regolatore integrale asse d
trid= ki_p_m_d/ki_i_m_d; %polo regolatore asse d
Rid=ki_i_m_d*tf([trid 1],[1 0]); %fdt regolatore asse d
%-----

% regolatore velocità

GhRw=(3/2*p*Amg)*Wiq*tf(1,[J 0]); % fdt catena aperta regolatore velocità
trw= 5.4e-4*100; %1/10 della freq di attravers di Wiq
kpw=1e3; % regolatore proporzionale
kiw=kpw/trw; % regolatore integrale

% Regolatori tensione motore

U_DC_rif=150; % tensione riferimento BUS DC
kv_p_m = 1e0; % regolatore proporzionale
kv_i_m = 1e3; % regolatore proporzionale

```

Codice per il blocco "Embedded Matlab function " per l'inverter a due livelli

```

function [gate_a , gate_b, gate_c, t1,t2,t0,setto, tempo,theta,thetap, Vref] = fcn(ualpharef,
ubetaref,T_sw, U_DC, seg, t_calc)

% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
gate_a=0;
gate_b=0;
gate_c=0;

Vref=(ualpharef)^2+(ubetaref)^2)^0.5; %calcolo del vettore di riferimento
theta=atan2(ubetaref,ualpharef); % calcolo della posizione angolare del vettore di
riferimento
if theta<0
theta= theta +2*pi;
end;

% Individuazione del settore nell'esagono della PWM
if theta <= pi/3;
setto=1;
elseif theta <= 2/3*pi;
setto=2;
elseif theta <= pi;
setto=3;
elseif theta <= 4/3*pi;
setto=4;
elseif theta <= 5/3*pi;
setto=5;
else theta <= 2*pi;
setto=6;
end

thetap=theta-(setto-1)*pi/3; % l'angolo viene riportato ad un valore compreso tra 0 e 60°

% Calcolo degli intervalli temporali della PWM (corrispondono ai tempi ta,tb,tc della sezione )
t1 = (1/U_DC)*(Vref*RADICE_DI_TRE*T_sw*sin(pi/3-thetap));
t2 = (1/U_DC)*(Vref*RADICE_DI_TRE*T_sw*sin(thetap));
t0 = T_sw-t1-t2;

% Calcolo dei duty-cycle per la modulazione simmetrica
tempo=0;
switch(setto)

case 1
switch (seg)
case 1;
gate_a=0;
gate_b=0;
gate_c=0;
tempo=(t0)/4;
case 2
gate_a=1;
gate_b=0;
gate_c=0;
tempo=(t1)/2;
case 3
gate_a=1;
gate_b=1;
gate_c=0;

```

```

        tempo=(t2)/2;
    case 4
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t0)/2;
    case 5
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t2)/2;
    case 6
        gate_a=1;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t1)/2;
    case 7
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    otherwise
        tempo=0;
end

case 2
    switch (seg)
    case 1;
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    case 2
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t2)/2;
    case 3
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t1)/2;
    case 4
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t0)/2;
    case 5
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t1)/2;
    case 6
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t2)/2;
    case 7
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    otherwise
        tempo=0;
end

case 3
    switch (seg)
    case 1;
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    case 2

```

```

        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t1)/2;
    case 3
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t2)/2;
    case 4
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t0)/2;
    case 5
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t2)/2;
    case 6
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=0;
        tempo=(t1)/2;
    case 7
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    otherwise
        tempo=0;
end

case 4
    switch (seg)
    case 1;
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    case 2
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=1;
        tempo=(t2)/2;
    case 3
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t1)/2;
    case 4
        gate_a=1;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t0)/2;
    case 5
        gate_a=0;
        gate_b=1;
        gate_c=1;
        tempo=(t1)/2;
    case 6
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=1;
        tempo=(t2)/2;
    case 7
        gate_a=0;
        gate_b=0;
        gate_c=0;
        tempo=(t0)/4;
    otherwise
        tempo=0;
end

```

```

case 5
    switch (seg)
        case 1;
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        case 2
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 3
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t2)/2;
        case 4
            gate_a=1;
            gate_b=1;
            gate_c=1;
            tempo=(t0)/2;
        case 5
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t2)/2;
        case 6
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 7
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        otherwise
            tempo=0;
    end

case 6
    switch (seg)
        case 1;
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        case 2
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 3
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 4
            gate_a=1;
            gate_b=1;
            gate_c=1;
            tempo=(t0)/2;
        case 5
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 6
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 7
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        otherwise
            tempo=0;
    end
end

case 6
    switch (seg)
        case 1;
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        case 2
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 3
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 4
            gate_a=1;
            gate_b=1;
            gate_c=1;
            tempo=(t0)/2;
        case 5
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 6
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 7
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        otherwise
            tempo=0;
    end
end

case 6
    switch (seg)
        case 1;
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        case 2
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 3
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 4
            gate_a=1;
            gate_b=1;
            gate_c=1;
            tempo=(t0)/2;
        case 5
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 6
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 7
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        otherwise
            tempo=0;
    end
end
end

case 6
    switch (seg)
        case 1;
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        case 2
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 3
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 4
            gate_a=1;
            gate_b=1;
            gate_c=1;
            tempo=(t0)/2;
        case 5
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=1;
            tempo=(t1)/2;
        case 6
            gate_a=1;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t2)/2;
        case 7
            gate_a=0;
            gate_b=0;
            gate_c=0;
            tempo=(t0)/4;
        otherwise
            tempo=0;
    end
end
end

```

Codice per il blocco "Embedded Matlab function " per l'inverter a tre livelli

```

function [gate_a1,gate_a2,gate_b1,gate_b2,gate_c1,gate_c2,ta,tb,tc,sett, time,theta,thetap, vett,
reg,dt,dv] = fcn(ualpharef, ubetaref,id,vd1,vd2,T_sw, U_DC, seg, t_calc)

% This block supports an embeddable subset of the MATLAB language.
% See the help menu for details.
gate_a1=0; % comando di gate per lo switch s1 di Fig.2.4.5 di pag 36
gate_a2=0; % comando di gate per lo switch s2 di Fig.2.4.5 di pag 36
gate_b1=0; % analogo per la gamba b
gate_b2=0; %analogo per la gamba c
gate_c1=0;
gate_c2=0;
sett=0; %variabile che indica il settore
reg=0; %variabile che indica la regione
ta=0;
tb=0;
tc=0;
time=0;
RADICE_DI_TRE=3^0.5;
vett= 222 ;

Vref=((ualpharef)^2+(ubetaref)^2)^0.5; % calcolo modulo vettore riferimento

theta=atan2(ubetaref,ualpharef); % calcolo angolo vettore di riferimento
if theta<0

```



```

        theta= theta +2*pi;
    end;
=====
    % calcolo dei settori
    if theta <= pi/3
        sett=1;
    elseif theta <= 2/3*pi
        sett=2;
    elseif theta <= pi
        sett=3;
    elseif theta <= 4/3*pi
        sett=4;
    elseif theta <= 5/3*pi
        sett=5;
    elseif theta <= 2*pi
        sett=6;
    end
=====

% calcolo regione
thetap=theta-(sett-1)*pi/3;
x=Vref*cos(thetap);
y=Vref*sin(thetap);
% ulteriore divisione dei settori per bilanciamento della tensione del punto centrale
if thetap <= pi/6
    uno=1;
    due=2;
else
    uno=1.5;
    due=2.5;
end
%calcolo reg uno, due, 3, 4
if x <= U_DC/3
    if x <= U_DC/6
        reg=uno;
    elseif y <= (U_DC/(RADICE_DI_TRE*2)-(x-U_DC/6)*RADICE_DI_TRE/2)
        reg=uno;
    elseif y > U_DC/(RADICE_DI_TRE*2)
        reg=4;
    else
        reg=due;
    end
else % x > U_DC/3
    if x > U_DC/2
        reg=3;
    elseif y > U_DC/(RADICE_DI_TRE*2)
        reg=4;
    elseif y >= (x-U_DC/3)*RADICE_DI_TRE
        reg=due;
    else
        reg=3;
    end
end
end
=====

% Calcolo degli intervalli temporali ta, tb, tc in funzione della reg
ma=RADICE_DI_TRE*Vref/U_DC; % indice di modulazione
reg=reg*10; % multiplico reg*10 unicamente perchè il case gestisce solo integer

switch reg

    case 10
        ta = T_sw*(2*ma*sin(pi/3-thetap));
        tb = T_sw*(1-2*ma*sin(pi/3+thetap));
        tc = T_sw*(2*ma*sin(thetap));

    case 15
        ta = T_sw*(2*ma*sin(pi/3-thetap));
        tb = T_sw*(1-2*ma*sin(pi/3+thetap));
        tc = T_sw*(2*ma*sin(thetap));

    case 20
        ta = T_sw*(1-2*ma*sin(thetap));

```

```

        tb = T_sw*(2*ma*sin(pi/3+thetap)-1);
        tc = T_sw*(1-2*ma*sin(pi/3-thetap));

    case 25
        ta = T_sw*(1-2*ma*sin(thetap));
        tb = T_sw*(2*ma*sin(pi/3+thetap)-1);
        tc = T_sw*(1-2*ma*sin(pi/3-thetap));

    case 30
        ta = T_sw*(2-2*ma*sin(pi/3+thetap));
        tb = T_sw*(2*ma*sin(thetap));
        tc = T_sw*(2*ma*sin(pi/3-thetap)-1);

    case 40
        ta = T_sw*(2*ma*sin(thetap)-1);
        tb = T_sw*(2*ma*sin(pi/3-thetap));
        tc = T_sw*(2-2*ma*sin(pi/3+thetap));
end

%=====
% Calcolo intervalli dt per il controllo a retroazione del punto centrale
dv_max=1; %fisso a 1V la deviazione massima della tensione d'uscita nei due condensatori
dv=0; % differenza di tensione tra i 2 C
dt=0; % intervallo temporale variabile in base alla differenza di tensione tra i 2 C

if id<=0
    if (vd1-vd2)>dv_max
        dv=vd1-vd2;
    elseif (vd2-vd1)>dv_max
        dv=vd1-vd2;
    else
        dv=0;
    end
else
    if (vd1-vd2)>dv_max
        dv=vd2-vd1;
    elseif (vd2-vd1)>dv_max
        dv=vd2-vd1;
    else
        dv=0;
    end
end

dt=dv/dv_max;
%limito dt tra -1 e 1
if dt>1
    dt=1;
elseif dt<-1
    dt=-1
end
%=====

% Calcolo della switching sequence con 7 segmenti

switch(sett)

case 1 %primo sett
    switch (reg)

        case 10
            switch (seg)
                case 1;
                    vett= 211 ;
                    time=(ta)/4;
                case 2
                    vett=221;
                    time=(tc)/2;
                case 3
                    vett=222;
                    time=(tb)/2;
                case 4
                    vett=322;
                    time=(ta)/2;
                case 5

                    vett=222;
                    time=(tb)/2;
                case 6
                    vett=221;
                    time=(tc)/2;
                case 7
                    vett=211;
                    time=(ta)/4;
                otherwise
                    vett=111;
                    time=0;
            end
        case 15
            switch (seg)
                case 1;
                    vett=221;
                    time=(tc)/4;
                case 2
                    vett=222;
                    time=(tb)/2;
                case 3
                    vett=322;

```

```

        time=(ta)/2;
    case 4
        vett=332;
        time=(tc)/2;
    case 5
        vett=322;
        time=(ta)/2;
    case 6
        vett=222;
        time=(tb)/2;
    case 7
        vett=221;
        time=(tc)/4;
    otherwise
        vett=111;
        time=0;
end
case 20
switch (seg)
case 1;
    vett=211;
    time=(ta)/4;
case 2
    vett=221;
    time=(tc)/2;
case 3
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 4
    vett=322;
    time=(ta)/2;
case 5
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 6
    vett=221;
    time=(tc)/2;
case 7
    vett=211;
    time=(ta)/4;
otherwise
    vett=111;
    time=0;
end
case 25
switch (seg)
case 1;
    vett=221;
    time=(tc)/4;
case 2
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 3
    vett=322;
    time=(ta)/2;
case 4
    vett=332;
    time=(tc)/2;
case 5
    vett=322;
    time=(ta)/2;
case 6
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 7
    vett=221;
    time=(tc)/4;
otherwise
    vett=111;
    time=0;
end
case 30
switch (seg)
case 1;
    vett=211;
    time=(ta)/4;
case 2
    vett=311;
    time=(tc)/2;
case 3
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 4
    vett=322;
    time=(ta)/2;
case 5
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 6
    vett=311;
    time=(tc)/2;
case 7
    vett=211;
    time=(ta)/4;
otherwise
    vett=111;
    time=0;
end
case 40
switch (seg)
case 1;
    vett=221;
    time=(tc)/4;
case 2
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 3
    vett=331;
    time=(ta)/2;
case 4
    vett=332;
    time=(tc)/2;
case 5
    vett=331;
    time=(ta)/2;
case 6
    vett=321;
    time=(tb)/2;
case 7
    vett=221;
    time=(tc)/4;
otherwise
    vett=111;
    time=0;
end
end

```

[... Calcolo per i settori 2,3,4,5,6,7...]

```

% modifico la durata temporale in cui applico vettori di tipo p o n per bilanciare il punto centrale
if seg==1
    time=time*(1-dt);
elseif seg==4
    time=time*(1+dt);
elseif seg==7

```

```

time=time*(1-dt);
else
time=time;
end

% traduco in segnale di comando per i gate
switch vett
case 333
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 222
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 111
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 322
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 211
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 332
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 221
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 232
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 121
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 233
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 122
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 223
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 112
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 323
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 212
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 321
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 231
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 132
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 123
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 213
gate_a1=0;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 312
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=1;
case 311
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 331
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 131
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=0;gate_c2=0;
case 133
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=1;gate_b2=1; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 113
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=1;gate_c2=1;
case 313
gate_a1=1;gate_a2=1; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=1;gate_c2=1;
otherwise
gate_a1=0;gate_a2=0; gate_b1=0;gate_b2=0; gate_c1=0;gate_c2=0;
end

```

Appendice B

Implementazione software dei regolatori PI

I regolatori vengono implementati da delle funzioni: tali funzioni hanno la stessa struttura per qualsiasi anello di controllo che si desidera fare (anello di corrente, velocità, tensione sul bus DC). Prendendo ad esempio in esame il caso dell'anello di corrente i riferimenti sono identificati con il seguente nome:

- `i_SDQ_desidered.d_axis` : valore di riferimento corrente Id
- `i_SDQ_desidered.q_axis` : valore di riferimento corrente Iq

L'uscita dei due controllori PI di corrente è la tensione da erogare al motore riferita sempre nel sistema d-q denominata con le seguenti variabili:

- `u_SDQ.d_axis` : valore di tensione Ud
- `u_SDQ.q_axis` : valore di tensione Uq

La struttura che permette di richiamare la funzione che implementa il regolatore PI digitale è data da:

```
uscita_PI = controllerPItype1_asmSc (riferimento, valore letto, &parametri_PI)
```

perciò per i due anelli di correnti si avrà:

```
u_SDQ.d_axis = controllerPItype1_asmSc(i_SDQ_desired.d_axis,  
                                       i_SDQ.d_axis,  
                                       &PIRegParams_i_SD)
```

```
u_SDQ.q_axis = controllerPItype1_asmSc(i_SDQ_desired.q_axis,  
                                       i_SDQ.q_axis,  
                                       &PIRegParams_i_SQ)
```

Per quanto riguarda la definizione dei parametri del regolatore si prende come esempio i coefficienti del regolatore dell'anello di corrente in quadratura: si potrà poi facilmente estendere la trattazione a tutti gli altri anelli di regolazione. Le costanti proporzionali sono identificate attraverso i parametri:

- `PIRegParams_i_SQ.ProportionalGain`
- `PIRegParams_i_SQ.ProportionalGainScale`

mentre le costanti integrali sono definite da:

- `PIRegParams_i_SQ.IntegralGain`
- `PIRegParams_i_SQ.IntegralGainScale`

La formula per il calcolo della costante è data da:

$$K = Gain \cdot 2^{-GainScale}$$

Applicandola all'esempio in considerazione si avrà perciò:

- `costante_proporzionale = PIRegParams_i_SQ.ProportionalGain · 2-(PIRegParams_i_SQ.ProportionalGainScale)`
- `costante_integrale = PIRegParams_i_SQ.IntegralGain · 2-(PIRegParams_i_SQ.IntegralGainScale)`

Codice che implementa il controllo del motore nella fase sperimentale

Si riporta di seguito il codice relativo solo alla parte del controllo del motore sia nella fase di avviamento dell'endotermico che nella fase di controllo di tensione del bus DC. Si noti che i segni dei riferimenti delle correnti sono invertiti rispetto al loro segno reale: tale inversione di segno è recuperata nell'esecuzione del codice globale.

```
/****** Definizione variabili******/

Frac16 diesel_start=0; // variabile che controlla l'accensione del motore diesel
Frac16 coeff_m_iq=17203; //coefficiente che serve per ricavare la Iq a partire dal valore di coppia corrispondente
UInt16 tempo_acc=30000; // limite per il contatore che gestisce la durata massima della fase di accensione:= 3s
UInt16 tempo=0; // contatore che gestisce la durata massima della fase di accensione
UInt16 u_dc_desidered=7000; // tensione del bus DC pari a 200V
Frac16 Vel_PC=0; // velocità di riferimento desiderata
Frac16 Ud_lim=28181; //limite tensione asse d =0.86
Frac16 Uq_lim=16384; // limite tensione asse q =0.5 -->il modulo dei due da 0.999
Frac16 iq_rif =0; // Variabile di appoggio per il riferimento di corrente Iq
Frac16 id_rif =0; // Variabile di appoggio per il riferimento di corrente Id
Frac16 iq_rif_NL=0; // ariabile di appoggio per il riferimento di corrente Iq non limitato
Frac16 Kd=25; // regolatore proporzionale asse d per il deflussaggio
Int32 appoQ=0; // variabile temporanea per calcolo modulo tens

Int16 spostamento8milli=0; //misura di velocità eseguita leggendo la posizione dell'encoder ogni 8 millisecondi

static volatile UInt16 u_dc_bus; /* tensione letta sul bus DC */

/****** Controllo motore ******/
{
  /*lettura delle correnti di fase*/
  i_Sabc_comp.PhaseB = (Frac16)IPhaseC;
  i_Sabc_comp.PhaseC = (Frac16)IPhaseB;
  i_Sabc_comp.PhaseA = (Frac16)IPhaseA;

  /* enable saturation arithmetic */
  archSetSat32();

  /* Currents Transformation */
  cptrfmClarke( &i_SAlphaBeta_comp, &i_Sabc_comp ); //trasformazione abc --> alpha-beta
  cptrfmPark( &i_SDQ, &i_SAlphaBeta_comp, &sinCos_theta_el); //trasformazione alpha-beta --> dq

  // Calcolo per passare da spostamento8milli alla velocità in rpm (valore di fondo scala +/- 4500 rpm)
  vel_rpm_temp=L_mult((Frac16)spostamento8milli,(Frac16)853)>>7; //Siccome non si può moltiplicare per
  //6.667=(1000*60*32768)/(8*8192*3500), // moltiplico per 853 e poi divido per 128.

  vel_rpm_temp=L_shl(vel_rpm_temp,(Int16)15);
  vel_rpm=extract_h(vel_rpm_temp);

  //*****
  //***** FUNZIONI diesel_start *****
  //
  // diesel_start=0 --> si da manualmente i_SDQ_desidered.d_axis e i_SDQ_desired.q_axis
  // diesel_start=1 --> accensione con controllo in velocità e tempo: passa automaticamente a diesel_start=2
  // diesel_start=2 --> controllo di tensione bus dc
  // diesel_start=3 --> si azzerano i_SDQ_desidered.d_axis, i_SDQ_desired.q_axis e VEL_PC

  // controllo di velocità per l'avviamento
  if (diesel_start==(Frac16)1)
  {
    Vel_PC = 8738; // velocità di riferimento imposta --> 1200 rpm

    //Il regolatore di velocità produce un riferimento di coppia
    coppia_rif_NL = controllerPItype1_asmSc(Vel_PC, vel_rpm,&PIRegParams_omega_mech);

    // limitazione della coppia
    limit_sup=16384; // la coppia prodotta viene limitata a 20Nm:
    //fondo scala delle coppia pari a +/- 40 Nm
    coppia_rif=coppia_rif_NL;
    if (coppia_rif_NL>limit_sup) coppia_rif=(Frac16)limit_sup;
    if (coppia_rif_NL<(Frac16)(0)) coppia_rif=(Frac16)(0); // faccio in modo che non generi quando
    //la velocità diventa maggiore del
    //riferimento

    // Dal riferimento di coppia si ricava il riferiemnto di corrente Iq
    iq_rif=-L_mult(coppia_rif,coeff_m_iq) >> 17;
  }
}
```

```

//calcolo riferimento della corrente Id con anello di deflussaggio dal limite Uq
if (Uq_lim > uQ_temp)      // uQ_temp contiene il valore della tensione Uq
    id_rif=0;

else
{
    appoQ=(uQ_temp-Uq_lim);      //errore di tensione
    appoQ=Kd*appoQ;              //moltiplico l'errore di tensione per Kd=25 e
                                // divido per 2^4 il Kd effettivo è 25/16=1.5625.
    appoQ=L_shr(appoQ,4);
    id_rif=extract_l(appoQ);
}

// limitazione Id a 0 % 6.5A
if (id_rif > 3250) id_rif = 3250;
if (id_rif < 0) id_rif = 0;

i_SDQ_desired.d_axis=id_rif;      // i riferimenti di corrente vengono trasmessi alle
i_SDQ_desired.q_axis=iq_rif;      // rispettive variabili per i regolatori

tempo=tempo+1;                    //incremento il contatore del tempo di accensione

//passaggio dalla modalità di accensione al modalità di controllo tensione sul bus
//passa quando la velocità rilevata supera di 200rpm(1450 in fracl6) la velocità imposta o dopo 3
//secondi
if ((vel_rpm>(Vel_PC + 1450)) || (tempo>tempo_acc))
{
    diesel_start=2;
    Vel_PC=0;
}

}

//controllo tensione sul bus dc
if (diesel_start==(Frac16)2)
{
    // se il rotore è fermo disabilito il controllo di tensione altrimenti lo abilito
    if (vel_rpm==0)

        iq_rif_NL=0;

    else
        iq_rif_NL = - controllerPItype1_asmSc(u_dc_bus,
                                                u_dc_desidered,
                                                &PIRegParams_U_dc);

//limite Iq a +/- 6A
iq_rif=iq_rif_NL;
limit_sup=3000;
if (iq_rif_NL>limit_sup)
    iq_rif=(Frac16)limit_sup;

if (iq_rif_NL<-limit_sup)
    iq_rif=(Frac16)-limit_sup;

//calcolo riferimento Id con anello di deflussaggio dal limite Uq
if (Uq_lim > uQ_temp)
    id_rif=0;

else
{
    appoQ=(uQ_temp-Uq_lim);      //errore di tensione
    appoQ=Kd*appoQ;              //moltiplico l'errore di tensione per Kd=25 e divido per 2^4
                                //il k effettivo è 25/16=1.5625.
}

```

```

        appoQ=L_shr(appoQ,4);
        id_rif=extract_1(appoQ);

    }

    // limitazione Id a 0 % 6.5A

    if (id_rif > 3250) id_rif = 3250;

    if (id_rif < 0) id_rif = 0;

    i_SDQ_desired.d_axis=id_rif; // i riferimenti di corrente vengono trasmessi alle
    i_SDQ_desired.q_axis=iq_rif; // rispettive variabili per i regolatori

}

//reset delle variabili utilizzate
if (diesel_start==(Frac16)3)
{
    id_prova=0;
    iq_prova=0;
    i_SDQ_desired.d_axis=0;
    i_SDQ_desired.q_axis=0;
    Vel_PC=0;
    coppia_rif=0;
    coppia_rif_NL=0;
    iq_rif_NL=0;
    iq_rif=0;
    id_rif=0;
    id_offset_fede=0;
    tmp=0;
    tempo=0;
    tempo_acc=30000;

}

//@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@@
// i riferimenti di correnti vengono inseriti nei regolatori di corrente che producono rif di tensione

uQ_temp =controllerPItype1_asmSc(i_SDQ_desired.q_axis, i_SDQ.q_axis, &PIRegParams_i_SQ);

u_SDQ.d_axis = controllerPItype1_asmSc(i_SDQ_desired.d_axis, i_SDQ.d_axis, &PIRegParams_i_SD);

u_SDQ.q_axis = uQ_temp;

/*limito i vettori di tensione in modo che stiano su una circonferenza unitaria*/
/*impongo limitazione asse d*/
if (u_SDQ.q_axis > Uq_lim) u_SDQ.q_axis = Uq_lim;
if (u_SDQ.q_axis < -Uq_lim) u_SDQ.q_axis = -Uq_lim;

/*impongo limitazio asse q*/
if (u_SDQ.d_axis > Ud_lim) u_SDQ.d_axis = Ud_lim;
if (u_SDQ.d_axis < -Ud_lim) u_SDQ.d_axis = -Ud_lim;

/* Voltages Transformation */
cptrfmParkInv( &u_SAlphaBeta, &u_SDQ, &sinCos_theta_el); // trasformazione dq-->alpha-beta
svmPwmIct( &u_SAlphaBeta, &pwmABC); // i vettori alpha-beta vengono passati alla //
//funzione
// che implementa la modulazione PWM

return(1);
}
/***** Fine Controllo motore *****/

/***** Definizione parametri del PI *****/

/ regolatore corrente asse d/
PIRegParams_i_SD.PositivePILimit = Ud_lim;
PIRegParams_i_SD.NegativePILimit = -Ud_lim;
PIRegParams_i_SD.ProportionalGain = -8000;
PIRegParams_i_SD.IntegralGain = -4000;
PIRegParams_i_SD.ProportionalGainScale = -5;
PIRegParams_i_SD.IntegralGainScale = 0;

/ regolatore corrente asse q/
PIRegParams_i_SQ.PositivePILimit = 16384;
PIRegParams_i_SQ.NegativePILimit = -16384;

```



```
PIRegParams_i_SQ.ProportionalGain = -4000;
PIRegParams_i_SQ.IntegralGain = -9000;
PIRegParams_i_SQ.ProportionalGainScale= -5;
PIRegParams_i_SQ.IntegralGainScale = 2;
```

```
PIRegParams_omega_mech.ProportionalGain = 10000;
PIRegParams_omega_mech.ProportionalGainScale= -3;
PIRegParams_omega_mech.IntegralGain = 0;
PIRegParams_omega_mech.IntegralGainScale = 0;
PIRegParams_omega_mech.IntegralPortionK_1 = 0;
PIRegParams_omega_mech.PositivePILimit = 32767.0;
PIRegParams_omega_mech.NegativePILimit = -32768.0;
```

```
PIRegParams_U_dc.ProportionalGain = 28;
PIRegParams_U_dc.ProportionalGainScale = 0;
PIRegParams_U_dc.IntegralGain= 25;
PIRegParams_U_dc.IntegralGainScale = 0;
PIRegParams_U_dc.IntegralPortionK_1 = 0;
PIRegParams_U_dc.PositivePILimit = 1550;
PIRegParams_U_dc.NegativePILimit = -1550;
```

```
/****** Fine Definizione parametri del PI *****/
```