

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea

CONTROLLO UNIFICATO DI COPPIA PER MOTORI SINCRONI

Applicazione al modello equivalente dei motori IPMSM e EESM



**Politecnico
di Torino**

Relatori

prof. Sandro Rubino
prof. Iustin Radu Bojoi

Candidato

Enrico Fiori

Marzo 2025

Indice

Elenco delle figure	5
Abstract	8
1 Introduzione	9
1.1 Il caso studio	9
1.2 Azionamento elettrico	10
1.2.1 Motore elettrico	11
1.2.2 Convertitore elettronico di potenza	11
1.2.3 Controllo digitale	12
1.2.4 Carico meccanico	13
1.3 Struttura e obiettivo	13
2 Requisiti e strumenti	14
2.1 Mappe dirette di flusso e di coppia	14
2.1.1 Ottenimento delle mappe	15
2.1.2 Struttura delle mappe in coordinate cartesiane	16
2.1.3 Struttura delle mappe in coordinate polari	17
2.2 Mappe inverse di corrente	19
2.2.1 Ottenimento e struttura delle mappe inverse	19
2.3 Mappe di perdita	21
2.3.1 Ottenimento e struttura delle mappe di perdita	21
2.4 Impiego e manipolazione delle mappe	23
2.4.1 Le Look-Up-Tables	23
2.4.2 LUT nel modello di un azionamento	24
3 Il motore elettrico	25
3.1 Introduzione	25
3.1.1 Assi di riferimento	25
3.1.2 Operazioni sui riferimenti	27
3.1.3 Considerazioni	30
3.2 Modello del motore IPMSM	31
3.2.1 Metodo di modello di un motore elettrico	31
3.2.2 Input e output	31
3.2.3 Equazioni elettriche e magnetiche	32
3.2.4 Equazione di coppia	34
3.2.5 Perdite nel motore IPM	34
3.3 Modello del motore EESM	39
3.3.1 Input e output	39
3.3.2 Equazioni elettriche e magnetiche	40

3.3.3	Equazione di coppia	41
3.3.4	Perdite nel motore EESM	41
3.3.5	Modello di rotore senza reazione di indotto	44
4	Il convertitore elettrico	45
4.1	Modello dei convertitori	45
4.1.1	Tecnologie e funzionamento	45
4.1.2	Input e output	46
4.1.3	Modello dell'inverter	47
4.1.4	Modello del convertitore buck	48
4.2	Modello delle perdite	49
4.2.1	Perdite per tempi morti	49
4.2.2	Perdite per conduzione	51
4.2.3	Perdite di commutazione	51
5	Il controllo digitale	53
5.1	Profili MTPx	53
5.1.1	MTPA	54
5.1.2	MTPV	55
5.1.3	MTPJ	55
5.1.4	MTPS	57
5.2	Mappe di efficienza	60
5.2.1	Motore sincrono IPM	60
5.2.2	Motore sincrono EESM	61
5.2.3	Considerazioni conclusive	62
5.3	Osservatore di posizione: PLL	62
5.4	Osservatore di flusso	64
5.5	Mappe di Bae-Patel	65
5.5.1	Mappa del limite di coppia	66
5.5.2	Mappa dei riferimenti di corrente e flusso	67
5.5.3	Mappa di riferimento della corrente di eccitazione	71
5.6	Controlli CVC e FVC	73
5.6.1	Current Vector Control	73
5.6.2	Flux Vector Control	74
5.7	Controlli DFVC e DTC	75
5.7.1	Direct Flux Vector Control	75
5.7.2	Direct Torque Control	78
5.8	Controllo FPC	80
5.8.1	Taratura dei regolatori PI	81
6	Le simulazioni	82
6.1	Profili di coppia e velocità simulati	82
6.1.1	Struttura della simulazione	84
6.1.2	Impostazioni di simulazione	84
6.2	Simulazioni del motore sincrono IPM	85
6.2.1	Dati di simulazione del motore IPM	85
6.2.2	Risultati per la strategia CVC	86
6.2.3	Risultati per la strategia FVC	87
6.2.4	Risultati per la strategia DFVC	88
6.2.5	Risultati per la strategia DTC	89
6.2.6	Risultati per la strategia FPC	90

6.3	Simulazioni del motore sincrono EESM	91
6.3.1	Dati di simulazione del motore EESM	91
6.3.2	Risultati per la strategia CVC	92
6.3.3	Risultati per la strategia FVC	93
6.3.4	Risultati per la strategia DFVC	94
6.3.5	Risultati per la strategia DTC	95
6.3.6	Risultati per la strategia FPC	96
6.4	Considerazioni sui risultati	97
6.4.1	CVC	97
6.4.2	FVC	97
6.4.3	DFVC	98
6.4.4	DTC	98
6.4.5	FPC	99
6.5	Confronto dei risultati	99
7	Conclusioni	100
	Bibliografia	101

Elenco delle figure

1.1	Esploso del Powertrain della Renault ZOE R135	9
1.2	Schematico essenziale di un azionamento elettrico	10
1.3	Sezioni schematiche del motore IPMSM (sinistra) e del motore EESM (destra)	11
1.4	Immagine di un modulo discreto per la realizzazione di un inverter	11
1.5	Macro schematico realizzativo di un controllo digitale	12
2.1	Macro schematico di una mappa diretta	14
2.2	Macro schematico delle mappe di flusso per un motore elettrico	15
2.3	Grafica esplicativa di una mappa in coordinate cartesiane a valori discreti	16
2.4	Esempio di mappa di flusso in coordinate cartesiane	17
2.5	Grafica esplicativa di una mappa in coordinate polari a valori discreti	18
2.6	Esempio di mappa di flusso in coordinate polari	18
2.7	Macro schematico delle mappe inverse di flusso per un motore elettrico	19
2.8	Schematico equivalente per l'algoritmo di realizzazione delle mappe inverse	20
2.9	Macro schematico di una mappa di perdita per un motore elettrico	21
2.10	Grafica esplicativa di una mappa 3D a valori discreti	21
2.11	Schematico equivalente per l'implementazione di "ndgrid"	22
2.12	Schematico equivalente per l'implementazione di "interp"	23
2.13	Schematico esplicativo di una Look-Up-Table	23
3.1	Assi di riferimento trifase $a - b - c$	26
3.2	Assi di riferimento bifase $\alpha - \beta$	26
3.3	Assi di riferimento bifase $d - q$ e $d_s - q_s$	27
3.4	Trasformazione degli assi di riferimento con la matrice $[T]$	27
3.5	Rotazione degli assi di riferimento con la matrice $[R]$	28
3.6	Trasformazione degli assi di riferimento con la matrice $[P]$	29
3.7	Macro schematico del modello di motore elettrico	32
3.8	Interpretazione grafica della differenza tra l_{xx} e L_x	33
3.9	Circuito equivalente per il modello di perdita	36
3.10	Circuito a parametri equivalenti del motore elettrico	37
3.11	Macro schematico del motore elettrico EESM	39
3.12	Circuito equivalente per il modello di perdita	43
3.13	Circuito a parametri equivalenti del motore elettrico	43
3.14	Schematico del modello di rotore semplificato	44
4.1	Macro schematico di un convertitore con input e output	46
4.2	Schematico di un inverter trifase controllato con PWM	47
4.3	Schematico di un convertitore buck con carico RLE	48
4.4	Visualizzazione grafica dei tempi morti nei comandi di una cella bidirezionale	50

4.5	Curva della resistenza di ON-state fornita dal costruttore	51
4.6	Curve dell'energia di switch-ON e switch-OFF fornite dal costruttore	51
5.1	Grafico della curva di MTPA di un motore IPM nel piano delle correnti	54
5.2	Schematico logico per l'algoritmo di calcolo della curva di MTPA	54
5.3	Grafico della curva di MTPV di un motore IPM nel piano delle correnti	55
5.4	Schematico logico per l'algoritmo di calcolo della curva di MTPV	55
5.5	Grafici delle superfici di MTPA e MTPV per la EESM ZOE	56
5.6	Grafico della curva di MTPJ per la EESM ZOE	56
5.7	Grafici di MTPS e potenza meccanica per un motore IPM rispetto alla velocità	57
5.8	Modello circuitale equivalente per il calcolo dei flussi di potenza	58
5.9	Grafici di MTPS e potenza meccanica per il motore EESM rispetto alla velocità	59
5.10	Mappa di efficienza del motore IPM nel piano Coppia-velocità	60
5.11	Schematico logico per l'algoritmo di calcolo delle Mappe di efficienza	61
5.12	Mappa di efficienza del motore IPM nel piano Coppia-velocità	61
5.13	Schematico logico per l'algoritmo di calcolo delle Mappe di efficienza	62
5.14	Schematico per la computazione della posizione angolare meccanica	63
5.15	Schematico dell'osservatore di posizione con la tecnica PLL	63
5.16	Schematico del regolatore PI per l'osservatore di posizione	63
5.17	Schematico dell'osservatore di flusso	64
5.18	Macro schematico di applicazione del metodo Bae-Patel per un motore IPM	65
5.19	Macro schematico di applicazione del metodo Bae-Patel per un motore EESM	65
5.20	Schematico del blocco per l'interpolazione della coppia limite per un IPM	66
5.21	Mappa del limite di coppia ottenuta col metodo Bae-Patel per il motore IPM	66
5.22	Schematico del blocco per l'interpolazione della coppia limite per un EESM	67
5.23	Mappa del limite di coppia ottenuta col metodo Bae-Patel per il motore EESM	67
5.24	Mappa di riferimento della corrente I_d per il motore IPM	68
5.25	Mappa di riferimento della corrente I_q per il motore IPM	68
5.26	Mappa di riferimento del flusso F_d per il motore IPM	69
5.27	Mappa di riferimento del flusso F_q per il motore IPM	69
5.28	Mappe di riferimento della corrente I_d per il motore EESM	70
5.29	Mappe di riferimento della corrente I_q per il motore EESM	70
5.30	Mappe di riferimento del flusso F_d per il motore EESM	71
5.31	Mappe di riferimento del flusso F_q per il motore EESM	71
5.32	Schematico dell'algoritmo per ottenere il riferimento di i_f della EESM	72
5.33	Mappa per il riferimento della corrente di eccitazione della EESM	72
5.34	Macro schematico di implementazione della strategia CVC	73
5.35	Schematico degli anelli di corrente per la strategia CVC	73
5.36	Macro schematico di implementazione della strategia FVC	74
5.37	Schematico degli anelli di flusso per la strategia FVC	74
5.38	Rotazione del sistema di riferimento dagli assi $(d - q)$ agli assi $(d_s - q_s)$	75
5.39	Macro schematico di implementazione della strategia DFVC	76
5.40	Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia DFVC	76
5.41	Schematico degli anelli di flusso e corrente per la strategia DFVC	77
5.42	Macro schematico di implementazione della strategia DTC	78
5.43	Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia DTC	78
5.44	Schematico degli anelli di flusso e corrente per la strategia DTC	79
5.45	Schematico di computazione del limite di corrente in asse (q_s)	79
5.46	Macro schematico di implementazione della strategia FPC	80
5.47	Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia FPC	80

5.48	Schematico degli anelli di flusso e angolo di carico per la strategia FPC	81
6.1	Software utilizzati: MATLAB e SIMULINK	82
6.2	Schematico per il profilo di coppia (blu) e il profilo di velocità (rosso)	83
6.3	Macro schematico dell'assetto di simulazione	84
6.4	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo CVC	86
6.5	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo CVC	86
6.6	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FVC	87
6.7	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FVC	87
6.8	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DFVC	88
6.9	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DFVC	88
6.10	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DTC	89
6.11	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DTC	89
6.12	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FPC	90
6.13	Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FPC	90
6.14	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo CVC	92
6.15	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo CVC	92
6.16	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FVC	93
6.17	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FVC	93
6.18	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DFVC	94
6.19	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DFVC	94
6.20	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DTC	95
6.21	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DTC	95
6.22	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FPC	96
6.23	Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FPC	96

Abstract

L'elettrificazione dei trasporti sta spingendo l'industria automobilistica a sviluppare soluzioni di trazione sempre più efficienti e sostenibili. I motori sincroni a magneti permanenti (PMSM) sono attualmente tra le tecnologie più diffuse grazie alla loro elevata densità di potenza e alle ottime prestazioni dinamiche. Tuttavia, l'uso di magneti a terre rare comporta problematiche legate ai costi e alla disponibilità di materiali, che dipendono da fattori geopolitici ed economici, rendendo necessaria la ricerca di alternative competitive. In questo scenario, diversi produttori automobilistici hanno proposto soluzioni alternative basate su motori sincroni a eccitazione elettrica (EESM). L'EESM, spesso chiamato anche motore sincrono a campo avvolto, sostituisce i magneti permanenti con un avvolgimento di eccitazione a rotore, la cui corrente può essere regolata tramite anelli di contatto o soluzioni di trasferimento di potenza wireless. In questo modo, il livello di magnetizzazione del motore può essere calibrato in qualsiasi punto di funzionamento per massimizzare l'efficienza.

Attualmente, la letteratura tecnica riporta pochi contributi sul controllo unificato di coppia negli EESM per trazione. Pertanto, l'obiettivo di questa tesi di laurea magistrale è supportare lo sviluppo di un regolatore di coppia unificato in grado di minimizzare le perdite Joule degli EESM per trazione in qualsiasi condizione di coppia e velocità. Il progetto è stato articolato in più fasi, a partire dalla manipolazione algoritmica delle mappe di flusso e coppia del motore, fino alla costruzione e simulazione di un modello complessivo per l'azionamento elettrico. Sulla base dei risultati ottenuti con il software Matlab [3], è stato progettato il controllo di coppia unificato in grado di adattare dinamicamente i riferimenti in funzione delle condizioni operative e della strategia desiderata, elevando le prestazioni del sistema.

Il modello di controllo è stato inizialmente sviluppato e testato in ambiente di simulazione Simulink [4] per un motore sincrono IPMSM, per valutarne il comportamento e ottimizzarne la risposta dinamica. Dopo la prima fase di validazione, il modello è stato adattato e testato per il motore EESM utilizzato nel veicolo elettrico Renault Zoe R135. I test hanno permesso di verificare la capacità del controllo di gestire correttamente la coppia in un'ampia gamma di condizioni di esercizio, garantendo un funzionamento efficiente e stabile del motore.

I risultati ottenuti dimostrano che l'adozione di un sistema di controllo basato su mappe sperimentali e mappe manipolate consente di semplificare significativamente il peso computazionale dei processi di calcolo, riducendo il dispendio di tempo e ottimizzando le prestazioni. L'approccio sviluppato in questo lavoro rappresenta un contributo all'evoluzione dei sistemi di controllo per motori sincroni a eccitazione elettrica, evidenziando il potenziale di queste macchine come alternativa sostenibile ai motori a magneti permanenti. L'integrazione di strategie di controllo avanzate potrebbe ulteriormente migliorare le prestazioni di questa tecnologia, rendendola una scelta sempre più competitiva nel panorama della mobilità elettrica.

Capitolo 1

Introduzione

L'industria elettromeccanica odierna sviluppa soluzioni avanzate per controllare e ottimizzare le macchine elettriche, dovuto alla crescita dell'interesse per l'efficienza energetica, la sostenibilità ambientale e le prestazioni elevate. In questo scenario, le macchine sincrone a eccitazione elettrica (EESM) sono considerate una tecnologia promettente per la loro flessibilità, affidabilità e capacità di funzionare senza magneti permanenti.

1.1 Il caso studio

Questa tesi, traendo ispirazione dal panorama attuale, mira a realizzare un controllo unificato per motori elettrici sincrini, concentrandosi in particolare sul motore IPM SyR-e default e sul motore EESM ZOE R135 in Figura (1.1). La trattazione affronterà quindi un intero azionamento per queste tipologie di macchina in totale complessità e completezza: si partirà dalla costruzione di un modello matematico per ogni parte del sistema e si arriverà alla simulazione del modello in molteplici condizioni di funzionamento. In questa sezione introduttiva viene proposta una breve presentazione delle peculiarità di una macchina sincrone a eccitazione elettrica (EESM), a cui seguiranno la definizione di azionamento elettrico e i capitoli dell'elaborato.



Figura 1.1: Esploso del Powertrain della Renault ZOE R135

Contrariamente alle tradizionali macchine sincrone a magneti permanenti (PMSM), il rotore di una EESM è composto da lamierini ferromagnetici e avvolgimenti in rame, senza l'impiego di magneti permanenti. Questo aspetto concede una precisa regolazione del flusso magnetico di

rotore tramite il sistema di eccitazione elettrica. L'approccio seguito per questa tecnologia elimina la dipendenza da materiali rari e dispendiosi, riducendo i costi e migliorando la sostenibilità di produzione. La possibilità di regolare in modo dinamico il campo magnetico di rotore rende l'EESM una scelta ottimale per settori che richiedono elevata efficienza e flessibilità, ma allo stesso tempo, la presenza di avvolgimenti e sistemi di eccitazione, porta nuove sfide nel controllo, richiedendo l'uso di strategie avanzate per ottimizzare il comportamento dinamico e assicurare la stabilità del sistema. La gestione di una EESM è una sfida complessa che richiede l'integrazione di modellazione matematica, progettazione di sistemi di controllo e implementazione di algoritmi ad alte performance. L'elaborato propone un'introduzione graduale al sistema complessivo, partendo dai cenni di teoria nel Cap.(2).

1.2 Azionamento elettrico

Si definisce "azionamento elettrico" un sistema composto da controllo digitale, convertitore di potenza, motore elettrico e carico meccanico. Tale configurazione integrata è progettata per gestire con precisione il funzionamento del motore in tutte le condizioni operative. La Figura (1.2) mostra la disposizione logica dei principali componenti.

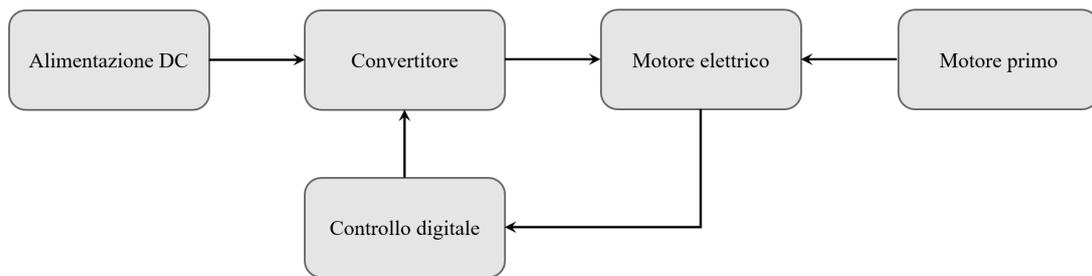


Figura 1.2: Schematico essenziale di un azionamento elettrico

Alla base del sistema vi è il controllore, responsabile dell'elaborazione dei segnali di ingresso come i riferimenti di coppia, velocità o posizione, e della generazione dei segnali di comando necessari per pilotare il convertitore elettronico di potenza. Il controllore utilizza algoritmi e tecniche predittive per regolare le grandezze fondamentali del motore, tenendo conto delle dinamiche e delle condizioni operative.

Il convertitore rappresenta il collegamento tra il controllore e il motore, convertendo la tensione continua, proveniente dalla sorgente di alimentazione, in tensioni alternate a frequenza e ampiezza variabili. Per motori trifase è di tipo DC/AC e prende il nome di "inverter". La conversione di potenza è effettuata attraverso la modulazione della commutazione degli interruttori di potenza, come IGBT o MOSFET, basata sui segnali ricevuti dal controllore.

Il motore elettrico, elemento attuatore del sistema, risponde ai segnali forniti dall'inverter generando la coppia desiderata. Il flusso di informazioni tra queste componenti è bidirezionale: il motore fornisce al controllore segnali di retroazione come correnti, velocità e posizione, misurati da sensori dedicati o stimati.

L'interazione tra i componenti corrisponde a collegamenti che possono rientrare nelle sfere di "potenza" o di "comunicazione". Sebbene nel caso pratico queste due sfere portino a notevoli differenze e complessità di convivenza, nelle simulazioni possono essere ridotte ad unico sistema in cui gli output di un blocco diventando input del successivo.

1.2.1 Motore elettrico

Il motore elettrico rappresenta l'elemento attuatore del sistema, trasformando l'energia elettrica fornita dall'inverter in energia meccanica. Questa sezione presenta i due motori elettrici che sono stati approfonditi durante lo studio e simulazione dell'azionamento.

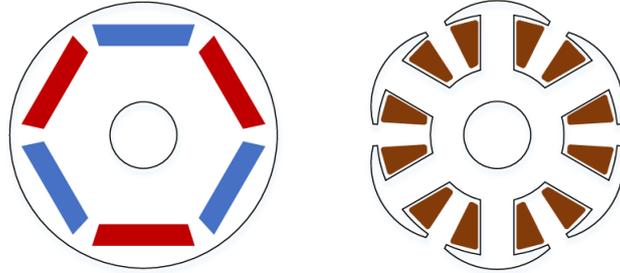


Figura 1.3: Sezioni schematiche del motore IPMSM (sinistra) e del motore EESM (destra)

Il primo motore considerato è un motore elettrico a magneti permanenti interni, noto come IPM (Interior Permanent Magnet), ovvero una macchina elettrica sincrona caratterizzata dalla presenza di magneti permanenti incorporati nel rotore. Il secondo e definitivo motore è la EESM di trazione della casa automobilistica Renault, progettato per le vetture ZOE. Questa tipologia di motore sostituisce i magneti permanenti di rotore con un avvolgimento eccitato in corrente continua, aggiungendo una variabile regolabile al sistema: la corrente di campo. Per entrambi i motori sono stati costruiti mappe e modelli necessari al controllo.

1.2.2 Convertitore elettronico di potenza

Il convertitore elettronico di potenza è il dispositivo utilizzato per trasformare una forma di energia elettrica in un'altra, in termini di tensione, corrente o frequenza, al fine di alimentare e controllare apparecchiature elettriche. Tra i vari tipi di convertitori elettrici, l'inverter riveste un ruolo fondamentale nei sistemi di azionamento elettrico, in quanto consente di convertire una tensione continua in una tensione alternata con caratteristiche controllabili, come frequenza e ampiezza.



Figura 1.4: Immagine di un modulo discreto per la realizzazione di un inverter

Il funzionamento di un inverter si basa sulla modulazione della sequenza di accensione e spegnimento dei dispositivi di potenza, controllata da un algoritmo che definisce le caratteristiche della

forma d'onda in uscita. Una delle tecniche più comuni è la modulazione di larghezza di impulso (PWM, Pulse Width Modulation), che regola la durata degli impulsi di tensione per approssimare una sinusoide. La frequenza e l'ampiezza della tensione in uscita sono determinate rispettivamente dalla frequenza di commutazione e dall'ampiezza dei segnali di controllo, consentendo di adattare la coppia del motore.

L'inverter è progettato per garantire un funzionamento efficiente e stabile in condizioni operative variabili, il che richiede sistemi di protezione e retroazione. Questi includono sensori e circuiti per la misura di tensione, corrente e temperatura, oltre a circuiti di protezione contro sovratensioni, cortocircuiti e sovraccarichi. L'integrazione di algoritmi di controllo avanzati consente di ottimizzare il funzionamento dell'inverter, riducendo le perdite. La sua progettazione richiede un equilibrio tra affidabilità, efficienza e compatibilità elettromagnetica, dato che le elevate frequenze di commutazione possono generare disturbi che richiedono adeguate tecniche di filtraggio. Questi argomenti esulano dagli scopi del presente lavoro.

1.2.3 Controllo digitale

Il controllo digitale di un azionamento elettrico rappresenta un elemento chiave per garantire prestazioni precise, efficienti e affidabili nei sistemi di azionamento moderni. Si fa utilizzo di dispositivi elettronici e algoritmi per regolare le grandezze fondamentali del sistema, come la velocità, la coppia e la posizione del motore, adattandosi dinamicamente alle variazioni delle condizioni operative e dei carichi applicati. Il funzionamento di un controllo digitale in un azionamento elettrico può essere riassunto come un processo iterativo di acquisizione dei dati di sistema, elaborazione attraverso l'algoritmo di controllo e applicazione delle correzioni necessarie al convertitore elettronico. Questo ciclo avviene in tempo reale, tipicamente con una frequenza di campionamento che garantisce una risposta dinamica adeguata alla specifica applicazione. La struttura di un sistema di controllo digitale per azionamenti elettrici è composta da tre parti principali: l'hardware di controllo, i sensori di retroazione e il software di gestione.

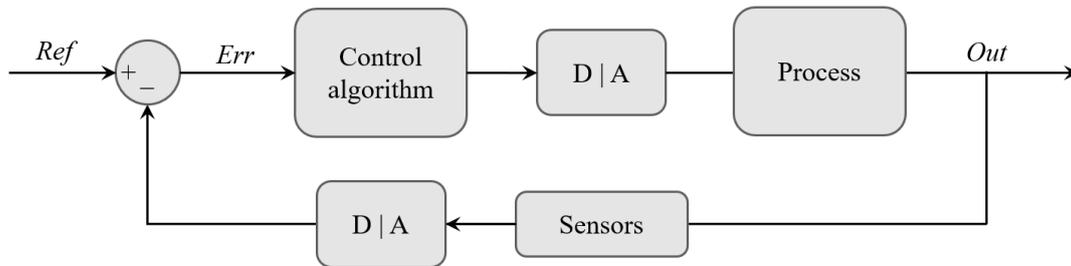


Figura 1.5: Macro schematico realizzativo di un controllo digitale

L'hardware di controllo è costituito da un microcontrollore, dispositivo che elabora i segnali in ingresso e genera i segnali di comando per il convertitore elettronico associato al motore. Questi dispositivi eseguono in tempo reale algoritmi complessi, spesso basati su modelli matematici del motore e del sistema di azionamento. La scelta dell'hardware dipende dalle specifiche dell'applicazione, come la frequenza di campionamento richiesta, la capacità di calcolo e la necessità di integrazione con altri componenti.

I sensori forniscono al controllore informazioni in tempo reale sullo stato del sistema. Si tratta di dispositivi in grado di misurare grandezze come la corrente del motore, la velocità angolare e la posizione del rotore, che sono poi convertite in segnali digitali. Con le informazioni raccolte si

alimenta l'algoritmo per mettere a confronto i valori reali con quelli di riferimento. Questo processo di confronto genera segnali di errore che alimentano l'algoritmo di controllo, consentendo di correggere eventuali deviazioni rispetto alle condizioni desiderate.

Il firmware è il cuore del controllo digitale e implementa le strategie necessarie per raggiungere le prestazioni richieste. Ogni azionamento può sfruttare un software specifico e adattato alla macchina elettrica da controllare. Inoltre, il software deve gestire funzionalità di protezione, come il rilevamento di sovracorrenti, e adattamenti automatici in condizioni operative variabili.

1.2.4 Carico meccanico

Un carico meccanico in un sistema di azionamento elettrico rappresenta l'insieme delle forze e delle resistenze opposte alla coppia generata dal motore elettrico. Il carico contribuisce a determinare il comportamento dinamico e le prestazioni dell'intero sistema, poiché influenza direttamente la coppia richiesta e la velocità a cui il motore deve operare. Nel controllo di coppia che si propone tuttavia non si è considerato un carico meccanico, bensì si è impostata la simulazione come se la EESM fosse trascinata da un motore primo.

1.3 Struttura e obiettivo

Un azionamento elettrico è un sistema esteso e complesso: l'elaborato di tesi si propone di presentare tutto il lavoro svolto suddividendo i macro argomenti in capitoli separati per una trattazione dedicata e ordinata. L'intento è di ripercorrere ogni argomento studiato e approfondito, partendo dalle fondamenta teoriche per arrivare poi agli algoritmi e le simulazioni.

L'obiettivo di questa tesi è sviluppare e validare strategie di controllo ad alta efficienza per un motore elettrico sincrono a eccitazione esterna (EESM), combinando modellazione, simulazione e implementazione algoritmica. Dopo aver costruito un modello teorico accurato del motore, tramite la progettazione e ottimizzazione di algoritmi di controllo avanzati su MATLAB, è stato realizzato un modello equivalente per mezzo del software Simulink, con l'obiettivo di migliorare le prestazioni in termini di efficienza energetica, risposta dinamica e robustezza alle variazioni dei parametri di esercizio. L'analisi include la valutazione dell'impatto delle strategie adottate sulle perdite e sulla gestione della coppia, verificando l'efficacia delle soluzioni proposte attraverso simulazioni dettagliate che riproducono scenari di test realistici e critici.

Capitolo 2

Requisiti e strumenti

La teoria degli azionamenti elettrici si erige sul concetto di modello. Per modello di un azionamento, o una porzione di esso, si intende la formulazione di un sistema matematico in grado di replicare, più o meno fedelmente, la dinamica delle grandezze elettriche, magnetiche e meccaniche del corrispettivo azionamento reale. Un modello è costruito con l'uso di relazioni, equazioni e vettori multidimensionali, noti come mappe, che ne permettono lo studio e approfondimento tramite software, ma allo stesso tempo introducono approssimazioni. Questo capitolo introduce gli strumenti matematici concorrenti alla costruzione del modello di azionamento elettrico.

2.1 Mappe dirette di flusso e di coppia

Il flusso magnetico in un motore elettrico dipende dalle correnti iniettate nelle fasi di statore secondo relazioni non lineari. Lo stesso vale per la coppia generata dall'interazione tra flusso magnetico e correnti elettriche. Conseguenza che per formulare un modello in funzione delle correnti, non basterà usare una relazione lineare tra quest'ultime e i flussi (o la coppia), bensì saranno necessario ricavare e manipolare le mappe del motore. Le mappe di flusso (FM) e di coppia (TM) di un motore elettrico sono vettori multidimensionali adoperati nella trattazione di sistemi non lineari. Le FM rappresentano la relazione tra le correnti statoriche e il flusso magnetico risultante nel circuito magnetico del motore. Le TM, invece, descrivono la relazione tra le correnti statoriche e la coppia generata dal motore. Queste rappresentazioni sono create utilizzando i risultati di prove a banco e mostrano in forma tabellare le grandezze fisiche di interesse per il motore in relazione alla corrente di statore.

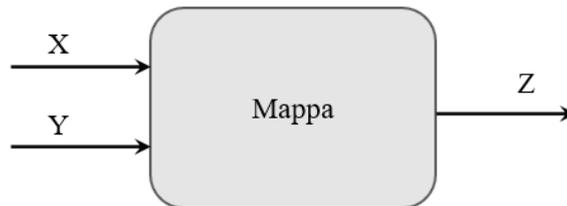


Figura 2.1: Macro schematico di una mappa diretta

L'impiego delle mappe consente di registrare le caratteristiche non lineari del motore senza la necessità di risolvere sistemi di equazioni differenziali complessi o di stimare il comportamento effettivo del sistema con modelli matematici semplificati. Questa metodologia crea una rappresentazione meno approssimata del motore, soprattutto nelle condizioni operative in cui il funzionamento potrebbe discostarsi dal modello teorico. Inoltre, le mappe sono più efficienti da un punto di vista computazionale, poiché l'interpolazione dei dati tabellari è di solito meno onerosa della risoluzione in tempo reale di equazioni matematiche. Questo aspetto è di particolare rilevanza nei regolatori attuali, dove è fondamentale minimizzare i tempi di risposta del controllore.

2.1.1 Ottenimento delle mappe

Questa sezione propone una rapida panoramica sui processi di costruzione delle mappe di flusso e di coppia di una macchina elettrica. Le FM e TM vengono utilizzate sia in fase di simulazione, che durante il controllo del motore per garantire che il funzionamento avvenga in condizioni coerenti con l'attuatore scelto. La loro costruzione richiede una combinazione di analisi teorica, simulazioni numeriche e misure al banco di prova.

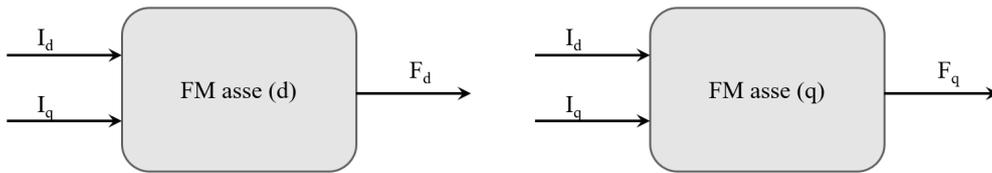


Figura 2.2: Macro schematico delle mappe di flusso per un motore elettrico

Le FM e TM possono essere calcolate anche utilizzando simulazioni numeriche avanzate, basate su metodi come l'analisi agli elementi finiti. Attraverso queste simulazioni, è possibile ottenere una rappresentazione accurata delle distribuzioni di flusso magnetico nel motore, tenendo conto di effetti di saturazione del materiale magnetico o delle perdite (p.e. correnti parassite). Una volta ottenute, le mappe di flusso sono generalmente rappresentate in forma tabellare o grafica per descrivere il comportamento del motore in funzione della corrente e della posizione del rotore. Per la costruzione delle mappe è necessario effettuare misurazioni su una gamma sufficientemente ampia di correnti e posizioni del rotore per garantire che le mappe siano rappresentative di tutte le condizioni operative possibili. Inoltre, gli effetti di non linearità, come la saturazione del nucleo magnetico, devono essere inclusi nel processo di mappatura per evitare imprecisioni. Una volta completate, le mappe vengono discretizzate in look-up table, che possono essere implementate direttamente nei microcontrollori per ottimizzare il funzionamento del motore.

L'uso delle mappe di flusso e di coppia offre un vantaggio significativo rispetto all'impiego diretto delle equazioni matematiche. Mentre le equazioni possono richiedere calcoli complessi e non sempre sono in grado di rappresentare accuratamente fenomeni non lineari, le mappe forniscono una rappresentazione pratica e veloce delle relazioni fondamentali del motore. Ciò permette al controllo digitale di accedere rapidamente ai dati necessari per calcolare le correnti ottimali o i parametri di funzionamento, riducendo il carico computazionale e quindi i tempi di risposta del sistema. L'importanza di queste mappe risiede nella loro capacità di rappresentare fenomeni complessi in una forma accessibile e utilizzabile, rendendole uno strumento indispensabile per la progettazione e il controllo dei motori elettrici.

2.1.2 Struttura delle mappe in coordinate cartesiane

Questa tipologia di mappa è solidale al sistema di riferimento (d-q) di rotore, le coordinate e quindi gli input, sono la corrente in asse (d) e la corrente in asse (q), mentre le mappe fondamentali, e quindi gli output, sono i flussi in asse d e asse q e la coppia elettrica. Ogni valore discreto contenuto nella mappa corrisponde al flusso magnetico (o coppia) che si ottiene nella macchina elettrica se si forniscono ad essa i valori di corrente corrispondenti alle coordinate della mappa. Esprimiamo questo concetto con le relazioni matematiche:

$$i_d = i_{d_1}, i_{d_2}, \dots, i_x, \dots, i_{d_{n-1}}, i_{d_n} \quad (2.1)$$

$$i_q = i_{q_1}, i_{q_2}, \dots, i_y, \dots, i_{q_{n-1}}, i_{q_n} \quad (2.2)$$

$$\lambda_d(i_d, i_q) = f(i_d, i_q) : \quad \lambda_d(i_x, i_y) = [FM_d](i_d = i_x; i_q = i_y) \quad (2.3)$$

$$\lambda_q(i_d, i_q) = f(i_d, i_q) : \quad \lambda_q(i_x, i_y) = [FM_q](i_d = i_x; i_q = i_y) \quad (2.4)$$

$$T_e(i_d, i_q) = f(i_d, i_q) : \quad T_e(i_x, i_y) = [TM](i_d = i_x; i_q = i_y) \quad (2.5)$$

Possiamo visualizzare la struttura e funzionamento di tali mappe dallo schematico in figura (2.3).

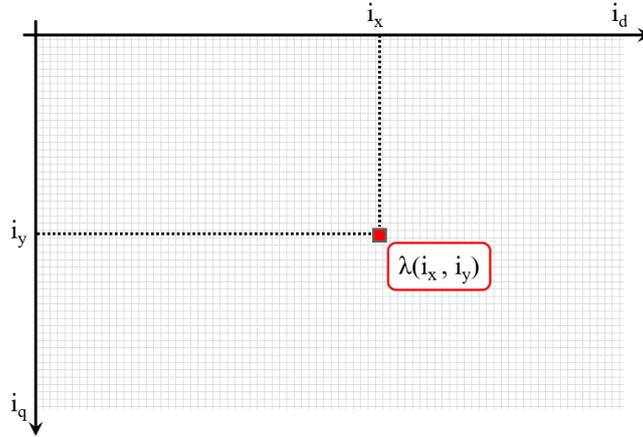


Figura 2.3: Grafica esplicativa di una mappa in coordinate cartesiane a valori discreti

Si capisce il potere di uno strumento di tale portata: le FM e TM risultano particolarmente utili nella realizzazione di un modello che si voglia simulare tramite software, in quanto è possibile usare le mappe o ricavare da esse le Look Up Table (LUT) da applicare in simulazione. Le LUT possono essere usate in ambienti di simulazione, come Simulink, per interpolare grandezze desiderate a partire da valori discreti noti.

Il caso diretto di impiego delle LUT, come già citato, è l'interpolazione del valore di flusso a partire dai valori di corrente, ma i maggiori vantaggi si ottengono per quanto riguarda le mappe inverse o le mappe di perdita, che saranno presentate successivamente.

Mappa di flusso in coordinate cartesiane

Si propone, come esempio per quanto appena spiegato, la mappa di flusso in asse (d) per un motore IPM. Si tratta di una superficie tridimensionale con quota pari ai valori di F_d e rappresentata in funzione delle correnti in assi (d-q)

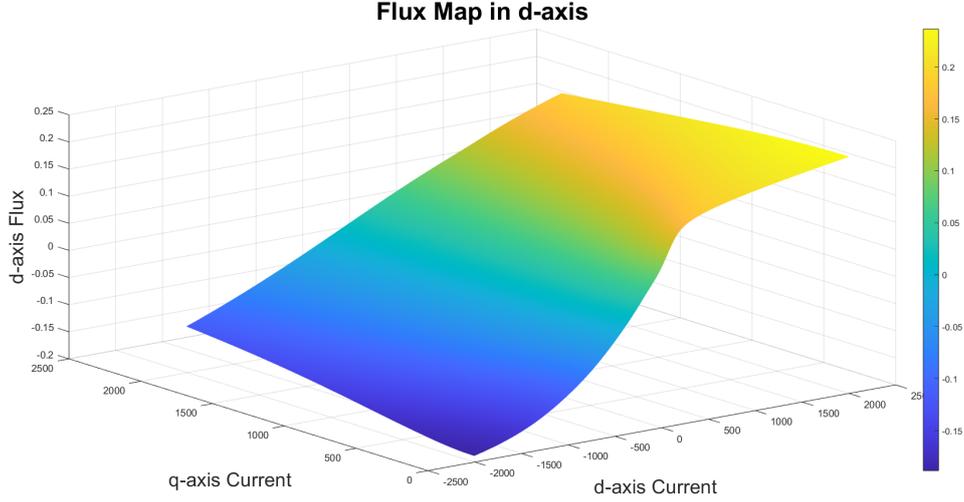


Figura 2.4: Esempio di mappa di flusso in coordinate cartesiane

2.1.3 Struttura delle mappe in coordinate polari

Questa tipologia di mappa permette di lavorare nel sistema di riferimento (d-q) di rotore, ma variando gli input e quindi la struttura intrinseca. L'utilizzo delle componenti di corrente in asse (d) e (q) è sostituito dal valore di ampiezza della corrente i_s e dalla posizione angolare γ_s del vettore spaziale di corrente. Conseguente che le componenti i_d e i_q possono essere calcolate a loro volta se necessario, ma le mappe di partenza faranno riferimento ai nuovi input. Possiamo scrivere quindi in forma matematica:

$$i_s = i_{s_1}, i_{s_2}, \dots, i_x, \dots, i_{s_{n-1}}, i_{s_n} \quad (2.6)$$

$$\gamma_s = \gamma_{s_1}, \gamma_{s_2}, \dots, \gamma_y, \dots, \gamma_{s_{n-1}}, \gamma_{s_n} \quad (2.7)$$

$$i_d(i_s, \gamma_s) = f(i_s, \gamma_s) : i_d(i_x, \gamma_y) = i_x \cdot \cos(\gamma_y) \quad (2.8)$$

$$i_q(i_s, \gamma_s) = f(i_s, \gamma_s) : i_q(i_x, \gamma_y) = i_x \cdot \sin(\gamma_y) \quad (2.9)$$

$$\lambda_d(i_s, \gamma_s) = f(i_s, \gamma_s) : \lambda_d(i_x, \gamma_y) = [FM_d](i_s = i_x; \gamma_s = \gamma_y) \quad (2.10)$$

$$\lambda_q(i_s, \gamma_s) = f(i_s, \gamma_s) : \lambda_q(i_x, \gamma_y) = [FM_q](i_s = i_x; \gamma_s = \gamma_y) \quad (2.11)$$

$$T_e(i_s, \gamma_s) = f(i_s, \gamma_s) : T_e(i_x, \gamma_y) = [TM](i_s = i_x; \gamma_s = \gamma_y) \quad (2.12)$$

Entrambe le tipologie di mappe sono state presentate al fine di permettere la comprensione totale del documento. Si anticipa infatti che nella prima parte del lavoro svolto per questa tesi si è lavorato con una macchina elettrica le cui mappe erano in coordinate cartesiane, mentre nella seconda fase si è passati al motore di interesse, le cui mappe sono in coordinate polari. Notiamo la sostanziale equivalenza che si ha dall'uso di mappe in coordinate cartesiane o in coordinate polari, come ribadisce lo schematico in Figura (2.5).

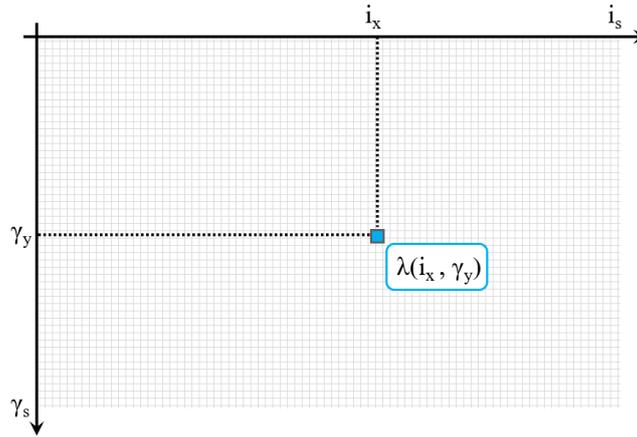


Figura 2.5: Grafica esplicativa di una mappa in coordinate polari a valori discreti

Mappa di flusso in coordinate polari

Come controparte alla figura del paragrafo precedente, si propone la mappa di flusso in asse (d) per il motore EESM ZOE con valore di corrente di eccitazione costante. La superficie tridimensionale rende palese la dipendenza dalle coordinate polari con delle sembianze di ventaglio.

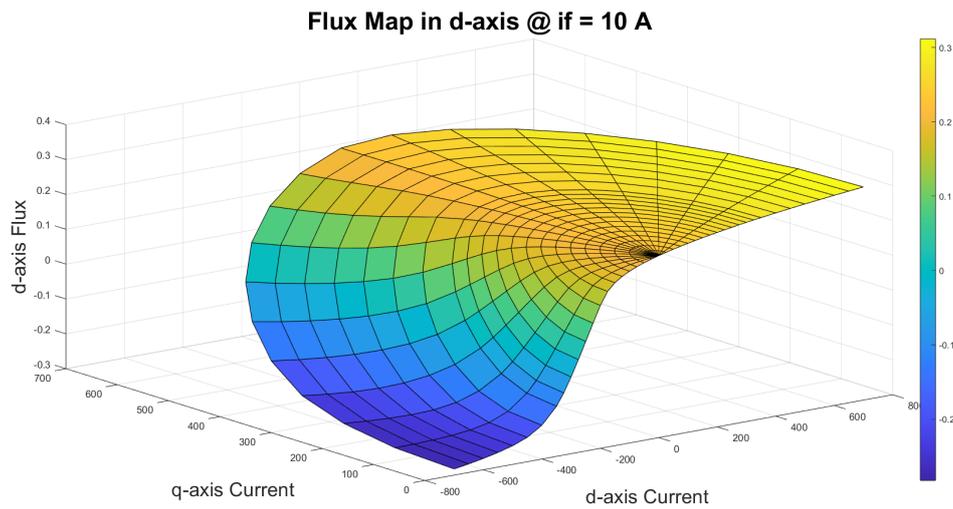


Figura 2.6: Esempio di mappa di flusso in coordinate polari

2.2 Mappe inverse di corrente

La sezione appena conclusa ha mostrato le principali peculiarità delle mappe dirette di flusso e coppia. Negli algoritmi di simulazione tuttavia è spesso richiesto conoscere anche la relazione inversa tra flusso e corrente, ovvero saper risalire alle componenti di corrente che hanno causato il valore noto delle componenti di flusso. Con questa finalità vengono costruite le mappe inverse (iFM), ovvero gli strumenti matematici in grado di fornire come output le grandezze con potere di causa, quando ricevono l'effetto suscitato come input. Nel caso applicativo di questa tesi, si fa uso delle mappe inverse per risalire alla corrente in asse (d) o in asse (q) a partire dalle componenti di flusso come input.

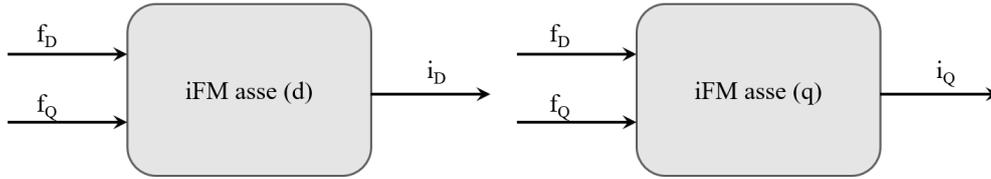


Figura 2.7: Macro schematico delle mappe inverse di flusso per un motore elettrico

Dalla Figura (2.7) si distingue l'insolita notazione per esprimere gli input e output. Le lettere minuscole e pedici maiuscoli contraddistinguono le variabili che interagiscono con mappe inverse e saranno impiegate come tali nelle formulazioni della tesi e degli algoritmi simulati.

La dipendenza delle componenti di corrente da entrambe le componenti di flusso rispecchia il fenomeno di cross coupling nelle macchine elettriche. La corrente di ciascun asse influisce sia sul valore di flusso del medesimo asse che dell'asse ortogonale: di conseguenza la mappa inversa dovrà tener conto sia del flusso generato in asse (d) che del flusso generato in asse (q).

2.2.1 Ottenimento e struttura delle mappe inverse

La costruzione delle mappe inverse è puramente matematica e prende forma dalle mappe dirette: si approfondisce la relazione tra le mappe di flusso e corrente, si ricava la legge interpolante tra le due grandezze, si definisce il dominio delle mappe inverse, si applica la funzione interpolante al nuovo dominio. Il risultato avrà una struttura simile a quella specificata per le mappe dirette, ma input e output invertiti. La struttura e l'utilizzo di questo strumento possono essere espresse con la formulazione seguente:

$$\lambda_D = \lambda_{D_1}, \lambda_{D_2}, \dots, \lambda_X, \dots, \lambda_{D_{n-1}}, \lambda_{D_n} \quad (2.13)$$

$$\lambda_Q = \lambda_{Q_1}, \lambda_{Q_2}, \dots, \lambda_Y, \dots, \lambda_{Q_{n-1}}, \lambda_{Q_n} \quad (2.14)$$

$$i_D(\lambda_D, \lambda_Q) = f(\lambda_D, \lambda_Q) : i_D(\lambda_X, \lambda_Y) = [iFM_D](\lambda_D = \lambda_X; \lambda_Q = \lambda_Y) \quad (2.15)$$

$$i_Q(\lambda_D, \lambda_Q) = f(\lambda_D, \lambda_Q) : i_Q(\lambda_X, \lambda_Y) = [iFM_Q](\lambda_D = \lambda_X; \lambda_Q = \lambda_Y) \quad (2.16)$$

Le mappe inverse di un motore elettrico sono indispensabili per il controllo avanzato dell'azionamento perché consentono di risalire alle grandezze elettriche necessarie per ottenere la prestazione desiderata. L'uso delle mappe inverse consente di implementare strategie di controllo più efficienti, riducendo la necessità di calcoli complessi in tempo reale: le stesse grandezze ottenute con le mappe (e quindi LUT nelle simulazioni) andrebbero calcolate come risultato di equazioni differenziali. Per svolgere e realizzare l'algoritmo presentato ci si è serviti del software Matlab e in particolare della funzione preconfezionata "ScatteredInterpolant".

Funzione ScatteredInterpolant()

La costruzione delle iFM poggia sul tassello essenziale della "ScatteredInterpolant". Le librerie del software Matlab [3] mettono a disposizione tale funzione per eseguire l'interpolazione in due o tre dimensioni per insiemi di dati discreti e disordinati. Lo strumento è adatto alle necessità di questa tesi ed è stato adoperato di conseguenza: si è costruito il termine interpolante per la corrente in assi (d-q) a partire dalle mappe dirette di flusso in assi (d-q) e lo si è applicato al dominio desiderato al fine di coprire tutti i valori di flusso possibili. Tra le opzioni a disposizione dell'utente c'è la scelta del metodo di interpolazione, per i punti interni al dominio di partenza, e la scelta del metodo di estrapolazione per i punti esterni al dominio di partenza, ma compresi al nuovo dominio richiesto.

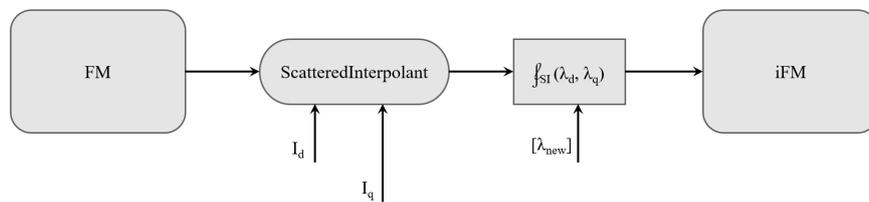


Figura 2.8: Schematico equivalente per l'algoritmo di realizzazione delle mappe inverse

2.3 Mappe di perdita

Le mappe di perdita di un motore elettrico completano il modello in costruzione ed elevano l'accuratezza di quest'ultimo nel replicare i fenomeni fisici reali. La simulazione di un modello, che includa le non-idealità della macchina, garantisce un'ottimizzazione dell'analisi e progettazione tramite software, prima di dedicarsi all'esperienza pratica.



Figura 2.9: Macro schematico di una mappa di perdita per un motore elettrico

La mappa di perdita (LM) presentate in questo lavoro garantiscono il calcolo delle perdite del motore in funzione delle condizioni operative: alla dinamica degli input adeguano il contributo di perdita fornito come output. La definizione di un sistema di equazioni per il calcolo delle perdite comporterebbe una sostanziosa complicazione computazionale. Risulta preferibile costruire le LM per via sperimentale ed elaborarne il contenuto successivamente per esprimere le dipendenze dalle variabili fisiche del sistema. Le leggi di proporzionalità del modello di perdita saranno approfondite nel capitolo 3, inerente il modello di motore.

2.3.1 Ottenimento e struttura delle mappe di perdita

Le mappe di perdita sono costruite sperimentalmente a banco, facendo riferimento alle condizioni ambientali. Per ogni macchina elettrica vengono effettuate le prove specifiche per ricavare i valori numerici di perdita, considerando costanti i parametri cruciali. Prendiamo come esempio le perdite nel ferro, che hanno una forte dipendenza dalla frequenza di rotazione: il processo di mappatura del motore sarà eseguito per un solo valore costante di frequenza. Il compito di adattare le mappe ad ogni possibile combinazione di variabili spetta alla figura del controllista.

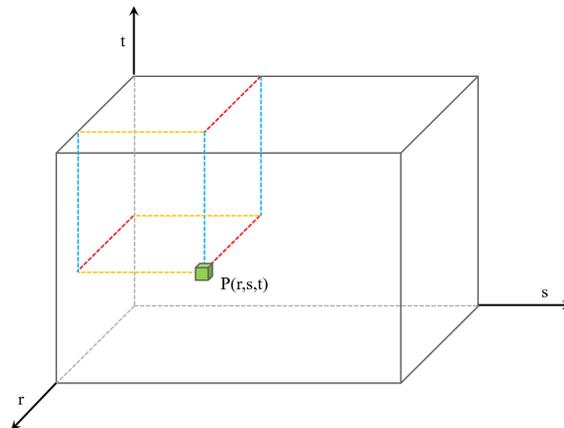


Figura 2.10: Grafica esplicativa di una mappa 3D a valori discreti

La struttura delle mappe di perdita non è divergente dalla struttura presentata per le mappe dirette di flusso e di coppia: anche in questo caso le coordinate possono essere cartesiane o polari. Tuttavia la dipendenza da ulteriori parametri oltre alle componenti di corrente, comporta una struttura delle LM sistematicamente superiore alle due dimensioni. Come si vedrà nel lavoro svolto, la LM possono assumere tre, quattro o n dimensioni. Esprimiamo allora questa loro natura con la formulazione:

$$r = r_1, r_2, \dots, r_x, \dots, r_{n-1}, r_n \quad (2.17)$$

$$s = s_1, s_2, \dots, s_y, \dots, s_{n-1}, s_n \quad (2.18)$$

$$t = t_1, t_2, \dots, t_z, \dots, t_{n-1}, t_n \quad (2.19)$$

$$u = u_1, u_2, \dots, u_k, \dots, u_{n-1}, u_n \quad (2.20)$$

$$V_{loss}(r, s, t) = f(r, s, t) : V_{loss}(x, y, z) = [LM_V](r = x; s = y; t = z) \quad (2.21)$$

$$I_{loss}(r, s, t, u) = f(r, s, t, u) : I_{loss}(x, y, z, k) = [LM_I](r = x; s = y; t = z; u = k) \quad (2.22)$$

$$P_{loss}(r, s, t, u) = f(r, s, t, u) : P_{loss}(x, y, z, k) = [LM_P](r = x; s = y; t = z; u = k) \quad (2.23)$$

Disporre di molteplici variabili in input concede un'elevata varietà di scenari in cui riprodurre la simulazione: rimanendo nei limiti imposti dall'intervallo operativo delle mappe, possiamo replicare la medesima simulazione al variare di parametri come la temperatura dei materiali, la frequenza delle grandezze elettriche, l'intensità di corrente. Le disparità generate dalla variazione di grandezze come quelle citate non sono trascurabili: un modello carente dei molteplici input sarebbe grossolano e inaffidabile.

Funzioni ndgrid() e interp()

Le funzioni "ndgrid" e "interp" del software Matlab [3] sono spesso richiamate negli algoritmi della presente tesi. Nonostante siano quindi uno strumento comune a numerose parti del lavoro svolto, vengono presentate in questo paragrafo in quanto indispensabili per gli intenti di realizzazione delle LM.

La funzione ndgrid costruisce un dominio a griglia di n-dimensioni, usando gli n vettori che l'utente ha fornito come input. Avendo già nota la struttura delle mappe che si vuole ottenere, si capisce l'efficacia di "ndgrid".

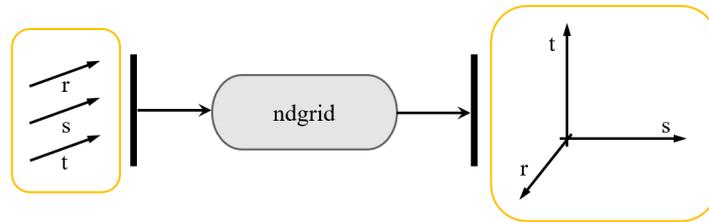


Figura 2.11: Schematico equivalente per l'implementazione di "ndgrid"

La funzione interp garantisce l'interpolazione delle mappe per una (interp1), due (interp2) o tre (interp3) dimensioni. Questo strumento concede una doppia praticità: l'impiego della mappa come una LUT per calcolare il punto desiderato e il ridimensionamento delle mappe per modificarne la risoluzione o le dimensioni del dominio.

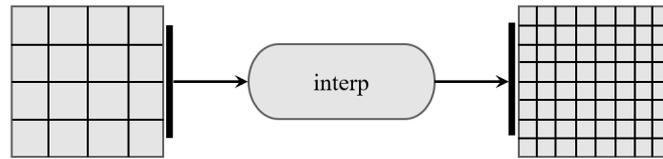


Figura 2.12: Schematico equivalente per l'implementazione di "interp"

2.4 Impiego e manipolazione delle mappe

Dopo essere state definite e ottenute tramite test sperimentali o simulazioni dettagliate, le mappe di flusso, coppia e perdite vengono convertite in tabelle di riferimento, ovvero danno vita a quelle che sono conosciute come look-up tables (LUT), per essere inserite in ambienti di simulazione come Simulink. Si fa uso della prossima sezione per introdurre e spiegare questa tipologia di strumento

2.4.1 Le Look-Up-Tables

Le LUT sono tabelle che permettono di tradurre il comportamento fisico di un sistema in forma discreta, risultando facilmente utilizzabili dai simulatori per calcolare in tempo reale le variabili fondamentali. Ciascuna tabella è organizzata in modo da mostrare il valore di una determinata grandezza, come ad esempio la coppia elettromagnetica o il flusso magnetico, in relazione a parametri indipendenti come le correnti del motore o la frequenza di rotazione. Nel corso della simulazione, il modello dinamico utilizza queste tabelle per ottenere immediatamente i valori desiderati tramite interpolazioni, evitando così calcoli analitici dispendiosi o la soluzione di equazioni non lineari.

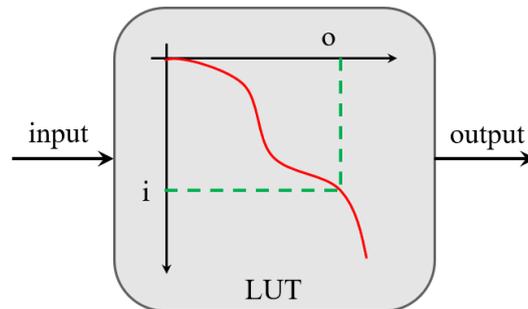


Figura 2.13: Schematico esplicativo di una Look-Up-Table

Utilizzando le LUT, è possibile ottenere una rappresentazione più fedele di un azionamento reale, considerando anche fenomeni non lineari come la saturazione magnetica e le perdite. Ciò avviene con un'efficienza computazionale che consente di rispettare i vincoli temporali di una simulazione in tempo reale. Questo metodo risulta particolarmente efficace nell'elaborazione e nella sperimentazione di strategie di controllo avanzate, garantendo un equilibrio ottimale tra accuratezza del modello e efficienza computazionale.

2.4.2 LUT nel modello di un azionamento

La costruzione e l'utilizzo delle LUT in un azionamento varia a seconda dell'elemento considerato: si mostra nei seguenti paragrafi una breve panoramica dell'impiego di LUT nel modello di azionamento sviluppato per questa tesi. La struttura di questo strumento sarà sempre uguale a quanto mostrato nei paragrafi precedenti, tuttavia cambieranno il contenuto e metodo di ottenimento delle LUT in base allo scopo specifico.

Mappe nel controllo digitale

Nel capitolo dedicato al controllo digitale saranno mostrate le mappe costruite e impiegate per realizzare, velocizzare e rendere efficace il controllo. La peculiarità delle LUT che vengono ricavate da tali mappe è la loro finalità: l'obiettivo è la definizione dei riferimenti per il sistema. Potrebbe sembrare banale, di conseguenza si preferisce approfondire tale concetto: l'utente definisce il riferimento di coppia desiderato per un profilo di velocità imposto, il controllo sfrutta le LUT costruite ad hoc per limitare e definire i riferimenti per il convertitore (duty cycles). L'elevata efficienza dell'azionamento dipende dal controllo digitale e dall'algoritmo scelto per ricavare le rispettive mappe.

Mappe nel modello dell'inverter

Nel capitolo dedicato ai convertitori di potenza saranno introdotte le mappe operate per completare il modello da simulazione. In questo blocco le LUT saranno necessarie esclusivamente per la definizione delle perdite dovute a commutazione e conduzione. Maggiore chiarezza è presente più avanti in questo elaborato, ma si denota da subito come la finalità in questa occasione sia deviata a inclusione delle non-idealità per non divergere dal comportamento reale.

Mappe nel modello del motore

Nel modello del motore elettrico si fa uso di mappe di flusso dirette, mappe inverse e mappe di perdita che vengono tradotte in LUT per implementare la simulazione. Si è già ampiamente anticipata la mole di vantaggi apportata da questa scelta, ma ribadiamo anche il loro ruolo indispensabile per progettare un sistema da simulare. Le mappe di flusso dirette devono essere ottenute per via sperimentale o tramite appositi software e senza esse non sarebbe realizzabile il lavoro che presenta questa tesi. Le mappe inverse e le mappe di perdita sono frutto dell'elaborazione e interpolazione dei dati noti sulla macchina elettrica. La collaborazione di questi strumenti ricrea le relazioni tra grandezze elettriche e magnetiche che convivono nel caso reale e che si è soliti tradurre in equazioni matematiche.

Capitolo 3

Il motore elettrico

Come anticipato nell'introduzione, il punto di partenza per la realizzazione di un azionamento è la conoscenza del motore elettrico. Nonostante esistano già nella letteratura controlli digitali unificati, applicabili a varie tipologie di motori elettrici, resta imprescindibile considerare le caratteristiche proprie di ogni attuatore.

3.1 Introduzione

La sezione introduttiva presenta le basi teoriche considerate nella modellizzazione di un qualsiasi motore elettrico [11] [12]. Per necessità si ricorre alla schematizzazione di grandezze fisiche con vettori spaziali scomponibili su assi di riferimento. L'utilizzo degli assi di riferimento è essenziale anche per modellare e simulare il comportamento delle macchine elettriche. In ambienti di simulazione come MATLAB/Simulink, le trasformazioni tra i diversi sistemi di assi consentono di rappresentare accuratamente il comportamento dinamico del motore, migliorando la progettazione e la validazione dei controlli.

3.1.1 Assi di riferimento

Gli assi di riferimento sono strumenti concettuali e matematici per l'analisi, la progettazione e il controllo delle macchine elettriche. Essi forniscono l'orientamento per descrivere il comportamento elettromagnetico del motore in termini matematici e fisici, facilitando la comprensione e l'implementazione delle strategie di controllo. Si può affermare che gli assi di riferimento fungono da anello di collegamento tra la fisica del motore e le sue applicazioni pratiche.

Nei motori elettrici, grandezze fondamentali come correnti, tensioni e campi magnetici sono distribuite nello spazio in modo sinusoidale e variano nel tempo. Per descrivere queste grandezze in modo sistematico e coerente, si utilizzano diversi sistemi di assi di riferimento.

Assi di riferimento trifase (a-b-c)

Il sistema trifase, formato dagli assi delle tre fasi statoriche, rappresenta il punto di partenza per la descrizione delle variabili del motore. Ogni fase viene nominata con una lettera dell'alfabeto: (a) per la prima fase, (b) per la seconda fase, (c) per la terza fase. Il sistema di riferimento adottato a livello schematico consiste di tre assi di riferimento sfasati spazialmente di 120 gradi e rappresenta gli assi su cui scomporre il vettore spaziale della grandezza in esame. Per esempio, per ottenere un determinato vettore spaziale di corrente sarà necessario fornire in ogni fase, e quindi su ogni asse di riferimento, una certa quantità di corrente. Tuttavia, questo sistema introduce complessità dovute alla natura oscillante e interdipendente delle grandezze elettriche.

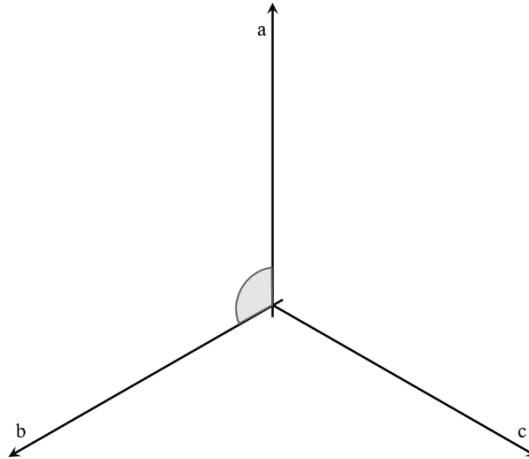


Figura 3.1: Assi di riferimento trifase $a - b - c$

Assi di riferimento (α - β) di statore

Per ridurre la complessità del sistema di riferimento abc , si ricorre alla definizione di assi di riferimento trasformati, come gli assi (α - β). Gli assi (α - β) formano un sistema di riferimento bidimensionale stazionario, ottenuto tramite la trasformata di Clarke, che proietta le grandezze trifase in un piano bidimensionale ortogonale. Di conseguenza lo stesso vettore spaziale, che potevamo scomporre sui tre assi del sistema di riferimento (a - b - c), sarà ora scomponibile in due componenti sugli assi (α - β).

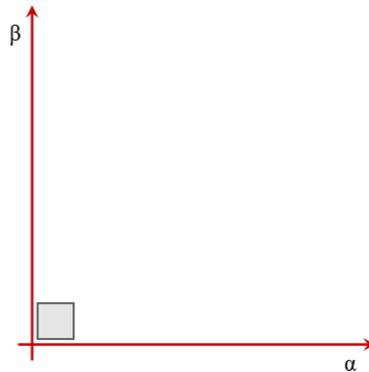


Figura 3.2: Assi di riferimento bifase $\alpha - \beta$

Questo sistema elimina la ridondanza intrinseca del sistema trifase, poiché la somma delle tre correnti o tensioni è zero in condizioni ideali, riducendo il numero di grandezze da analizzare.

Assi di riferimento (d - q) di rotore

Gli assi (d - q) formano il sistema di riferimento rotante, sincronizzato con il campo magnetico di motore (ds - qs) o con la posizione del rotore (d - q). Nel caso di un motore elettrico IPM, l'asse

diretto (d) è allineato al flusso magnetico dei magneti permanenti, mentre l'asse in quadratura (q) è ortogonale a esso.

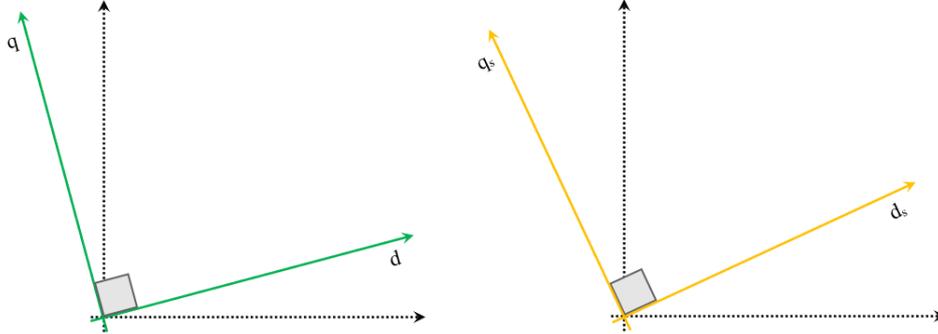


Figura 3.3: Assi di riferimento bifase $d - q$ e $d_s - q_s$

Lavorare nel sistema di riferimento (d - q) consente di regolare separatamente la corrente che genera il flusso magnetico e quella che produce la coppia. Questa distinzione non sarebbe possibile nel dominio trifase, dove le correnti delle diverse fasi sono interdipendenti.

3.1.2 Operazioni sui riferimenti

Nello studio di sistemi complessi come le macchine elettriche, poter scegliere il sistema di riferimento in cui lavorare, definire il controllo o leggere le grandezze reali a seconda delle necessità, è un grande vantaggio. Avere tale libertà di elaborazione dei dati diventa un'agevolazione sia da un punto di vista teorico, ma soprattutto da un punto di vista pratico. Gli strumenti matematici che permettono di modificare il sistema di riferimento delle grandezze elettriche e magnetiche sono: la trasformata di Clarke, la matrice di rotazione e la trasformata di Park [11] [12].

Trasformata di Clarke: $[T]$

La trasformata di Clarke è lo strumento matematico che consente di convertire le componenti di corrente, tensione o flusso da un sistema di coordinate trifase a un sistema di coordinate bidimensionale ortogonale. Questa trasformazione è particolarmente utile per affrontare la complessità delle grandezze alternate, offrendo una rappresentazione più intuitiva e pratica per il controllo.

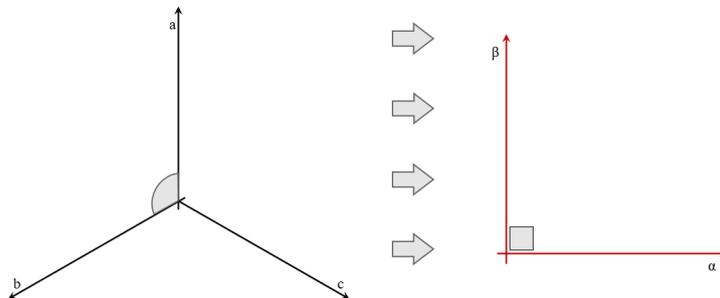


Figura 3.4: Trasformazione degli assi di riferimento con la matrice $[T]$

Applicare la trasformata di Clarke diretta (o inversa) significa moltiplicare le grandezze trifase (o bifase) per la matrice di trasformazione T (o T^{-1}).

$$[T] = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$[T^{-1}] = \frac{3}{2} \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Nel dominio trifase, le tensioni e le correnti hanno una natura sinusoidale e sono spazialmente sfasate tra loro di un angolo pari a 120 gradi. Sebbene questa rappresentazione sia perfettamente adatta alla descrizione fisica del sistema, essa introduce complessità nella gestione delle grandezze nel contesto di un controllo digitale. La trasformata di Clarke risolve questo problema mappando le tre grandezze trifase in due componenti riportate nel piano bidimensionale e ortogonale (α - β). Questo cambiamento semplifica notevolmente le operazioni matematiche.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = [T] \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = [T]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Matrice di rotazione: $[R]$

La matrice di rotazione è lo strumento matematico che consente di passare dagli assi (α - β) agli assi (d-q), e viceversa, ovvero di eseguire il cambio di coordinate tra un sistema di riferimento stazionario (statore), ad un sistema di riferimento rotante (rotore).

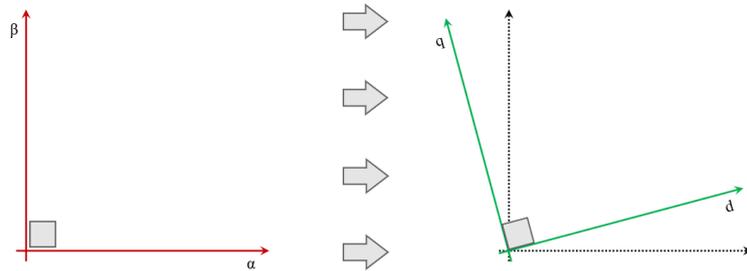


Figura 3.5: Rotazione degli assi di riferimento con la matrice $[R]$

Dopo la trasformata di Clarke, le grandezze elettriche e magnetiche sono definite in assi (α - β). La matrice di rotazione riporta le componenti di tali grandezze nel sistema di riferimento (d-q). Il vantaggio principale del sistema (d-q) è che le grandezze alternate vengono trasformate in valori

costanti nel dominio rotante, semplificando notevolmente il controllo.

L'interazione tra questi due sistemi di coordinate avviene tramite la matrice $[R]$, ottenuta tramite l'angolo θ , ovvero la posizione angolare relativa tra i due sistemi. Le componenti $(\alpha-\beta)$ vengono tradotte in componenti lungo gli assi (d-q).

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = [R(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

L'inverso di questa trasformazione permette di ritornare dagli assi (d-q) agli assi $(\alpha-\beta)$, utilizzando la matrice trasposta di rotazione. Questo passaggio è cruciale per convertire le grandezze calcolate o controllate nel dominio rotante in segnali che possono essere applicati fisicamente al sistema trifase.

$$[R(\theta)]^T = [R(-\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = [R(\theta)]^T \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

L'uso della matrice di rotazione richiede una conoscenza precisa dell'angolo θ , che può essere ottenuto attraverso sensori di posizione, come encoder o resolver, oppure stimato attraverso algoritmi di osservazione. Un errore nella stima dell'angolo può portare a una trasformazione inaccurata, influenzando negativamente il controllo e introducendo oscillazioni o instabilità nel sistema.

Trasformata di Park

La trasformata di Park è uno strumento matematico ampiamente utilizzato nel controllo di macchine elettriche. Essa permette di convertire le grandezze elettriche e magnetiche di un sistema trifase direttamente in un sistema di riferimento rotante, rappresentando le grandezze alternate come valori costanti.

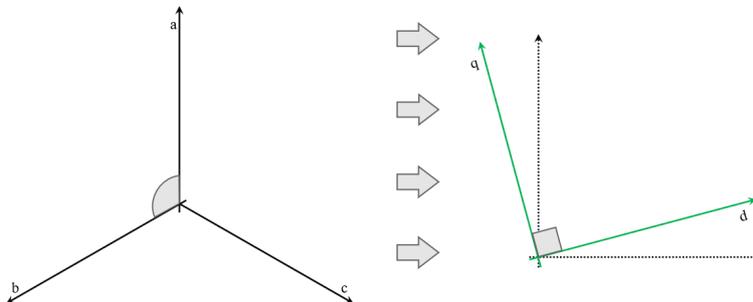


Figura 3.6: Trasformazione degli assi di riferimento con la matrice $[P]$

Da un punto di vista esclusivamente applicativo, la trasformata di Park è la composizione delle due trasformazioni citate nei paragrafi precedenti, ma ottenute con un solo passaggio.

$$\begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} = [R(\theta)] \cdot \left([T] \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \right) \quad (3.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = [T]^{-1} \cdot \left([R(\theta)]^T \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} \right) \quad (3.10)$$

Le stesse osservazioni fatte in precedenza, su vantaggi e criticità delle trasformate, valgono per la Park.

3.1.3 Considerazioni

Nei sistemi di simulazione, come quelli implementati in MATLAB/Simulink, la trasformata di Clarke, la matrice di rotazione e la trasformata di Park sono utilizzate per modellare e ottimizzare il comportamento del motore e del sistema di controllo. Esse consentono di rappresentare in modo intuitivo le variabili chiave, semplificando l'analisi del sistema e la progettazione degli algoritmi di regolazione. Nel caso studio presentato di seguito sono state formulate e sfruttate ripetutamente le trasformazioni citate.

3.2 Modello del motore IPMSM

Il proposito della tesi è sviluppare un controllo ad alta efficienza per un motore sincrono esternamente eccitato, noto con l'acronimo EESM. Questa tipologia di motore sincrono è frutto di una tecnologia giovane, che propone la realizzazione di un attuatore elettrico senza l'impiego di terre rare (magneti permanenti), generando il flusso magnetico di rotore per mezzo di un avvolgimento alimentato in corrente continua. Risulta da subito evidente come un sistema di questa caratura presenti la complessità aggiuntiva di controllare la corrente di eccitazione, che significa aggiungere un grado di libertà nel sistema.

Nell'ottica di costruire un iter di apprendimento e comprensione graduale del motore EESM e degli algoritmi necessari, si è partiti dall'analisi di un motore elettrico a magneti permanenti interni, noto con l'acronimo IPMSM o IPM. Partendo dalla teoria [11] [12] e dalle specifiche del motore considerato, si è costruito il modello elettrico della macchina IPM e lo si è impiegato come base per sviluppare l'algoritmo di controllo da poter applicare alla EESM in un secondo momento.

3.2.1 Metodo di modello di un motore elettrico

La modellizzazione di un motore elettrico può essere affrontata attraverso diversi approcci, tra cui il metodo flusso-corrente e il metodo delle variazioni basate sul rotore (VBR). Entrambi i metodi trovano applicazioni specifiche, con il primo più indicato per studi fisici approfonditi e il secondo per applicazioni pratiche nel controllo industriale e nella simulazione in tempo reale.

Metodo flusso-corrente

Nel metodo flusso-corrente, il comportamento del motore è descritto utilizzando il flusso magnetico come variabile principale, rappresentato in funzione delle correnti di fase. Questo approccio permette una descrizione accurata delle relazioni non lineari tra flusso e corrente, consentendo di modellare con precisione le caratteristiche del motore, come la saturazione magnetica e gli accoppiamenti tra le fasi. La sua forza risiede nella capacità di fornire una rappresentazione dettagliata dei fenomeni elettromagnetici, rendendolo ideale per l'analisi approfondita del motore e la generazione di mappe di flusso e coppia per il controllo.

Metodo voltage-behind-reactance

Il metodo VBR, invece, si basa su una descrizione diretta delle tensioni ai morsetti del motore e delle grandezze interne come il flusso rotorico e le induttanze, offrendo una modellizzazione orientata al controllo dinamico. Questo approccio semplifica l'implementazione pratica, poiché fornisce un legame diretto con le variabili utilizzate nei sistemi di controllo e negli inverter. Il vantaggio principale del metodo VBR è la sua capacità di adattarsi rapidamente ai sistemi di simulazione e controllo digitale, riducendo la complessità computazionale rispetto a modelli più dettagliati.

3.2.2 Input e output

Nell'approccio flusso-corrente, gli input del modello elettrico sono il riferimento di tensione per ciascuna fase, espresso in volt (V), e la velocità angolare meccanica del rotore, espressa in giri al minuto (rpm). A partire da questi input si ricavano flussi e correnti in assi (d-q) della macchina IPM per mezzo di mappe ed equazioni. Risulta quindi possibile stimare le correnti di fase, le perdite di conduzione e dei materiali, la posizione del vettore di flusso e la posizione del vettore di corrente. L'output è la coppia fornita dal motore.

Input e output sono localmente scorrelati all'esterno del blocco motore, ma i primi sono frutto

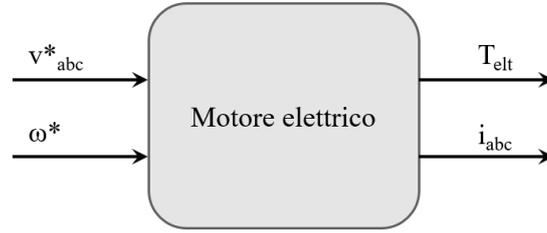


Figura 3.7: Macro schematico del modello di motore elettrico

del confronto tra riferimenti e retroazione che avviene nel controllo digitale, mentre i secondi costituiscono o contribuiscono a ricavare le grandezze di retroazione.

Nella prima fase della tesi si è rodato il modello del motore IPM impiegando input e output esternamente indipendenti. Consecutivamente si è costruito l'azionamento complesso, introducendo il modello dell'inverter e il controllo digitale, in cui non è più possibile scindere gli effetti degli output dagli input.

3.2.3 Equazioni elettriche e magnetiche

Il modello del blocco motore poggia le proprie basi sulle equazioni elettriche e magnetiche della macchina elettrica considerata. Le equazioni elettriche di un motore sincrono a magneti permanenti interni descrivono il comportamento delle tensioni e delle correnti nelle fasi statoriche, in relazione ai parametri del motore e alla posizione del rotore. Nel sistema di riferimento $(\alpha\text{-}\beta)$ si può scrivere:

$$\vec{v}_{\alpha\beta}(t) = R_s \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{\alpha\beta} \quad (3.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha(t) \\ \lambda_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Applicando le trasformazioni presentate in precedenza, nel sistema di riferimento $(d\text{-}q)$, sincronizzato con il campo magnetico rotorico, le equazioni delle tensioni statoriche sono espresse in termini delle componenti diretta e in quadratura delle correnti e dei flussi, della resistenza statorica R_s e della velocità angolare elettrica ω_e .

$$\vec{v}_{dq}(t) = R_s \cdot \vec{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dq} + j \cdot \omega_e \cdot \vec{\lambda}_{dq} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pp \cdot \omega & 0 \\ 0 & pp \cdot \omega \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\lambda_q(t) \\ \lambda_d(t) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

La tensione diretta è data dalla somma della caduta resistiva lungo l'asse diretto, della variazione temporale del flusso magnetico diretto e dal termine di accoppiamento tra gli assi d e q. Similmente la tensione in quadratura tiene conto sia della caduta resistiva lungo l'asse q, sia dell'effetto della

variazione del flusso magnetico in quadratura, sia del termine di accoppiamento tra gli assi d e q. Quest'ultimo è proporzionale al prodotto della velocità angolare e delle correnti e riflette la natura rotante del sistema di riferimento.

Modello lineare e induttanze differenziali

Assumendo un modello lineare della macchina, possiamo esprimere le equazioni magnetiche come:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Le induttanze lungo gli assi diretto e in quadratura non sono uguali, a causa della geometria anisotropa del rotore e della presenza dei magneti interni, e ciò introduce una dipendenza del flusso magnetico dalle correnti in entrambi gli assi (cross-coupling). Inoltre nel modello così espresso, L_d e L_q sono considerate costanti in quanto esprimono la linearità del rapporto flusso-corrente.

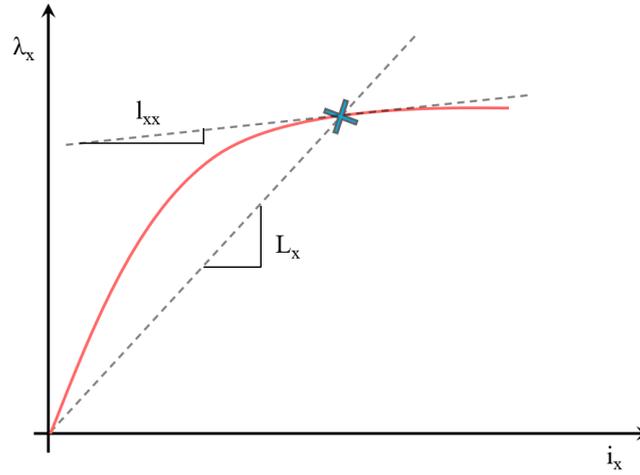


Figura 3.8: Interpretazione grafica della differenza tra l_{xx} e L_x

Tuttavia avendo noto il comportamento reale di queste grandezze, si è consapevoli che una tale approssimazione sarebbe accettabile esclusivamente per valori di corrente limitati. Per estendere la validità del modello a tutte le regioni di funzionamento sono state considerate e implementate le formulazioni di induttanza differenziale:

$$l_{dd} = \frac{d\lambda_d}{di_d} \quad l_{dq} = \frac{d\lambda_d}{di_q} \quad l_{qd} = \frac{d\lambda_q}{di_d} \quad l_{qq} = \frac{d\lambda_q}{di_q} \quad (3.16)$$

Da cui ne consegue la variazione del modello da lineare a modello con saturazione:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{PM} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

In figura 3.8 è possibile apprezzare la sostanziale differenza tra l'induttanza apparente e l'induttanza differenziale per un generico asse di riferimento "x". Nel modello simulato si è fatto uso delle mappe di induttanza differenziale ricavate tramite script.

3.2.4 Equazione di coppia

L'equazione della coppia elettrica in un motore sincrono a magneti permanenti interni descrive la relazione tra le correnti statoriche, i flussi magnetici e le caratteristiche geometriche ed elettromagnetiche del motore. La formulazione generica considerando le componenti in (d-q) è:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\vec{\lambda}_{dq} \wedge \vec{i}_{dq}) = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (3.18)$$

L'equazione di coppia, quindi, mette in evidenza come sia possibile controllare separatamente i due contributi mediante le correnti statoriche, permettendo una gestione ottimale del motore in termini di efficienza e prestazioni dinamiche. Questo aspetto rende i motori IPM particolarmente adatti a applicazioni avanzate, come quelle automobilistiche, dove si richiede un elevato rapporto tra coppia e peso, oltre a una capacità di funzionare efficacemente su un'ampia gamma di velocità e carichi.

Coppia di eccitazione e coppia di riluttanza

Assumendo il modello lineare semplificato delle equazioni magnetiche, si possono notare due contributi di coppia fisicamente distinti: uno legato all'interazione tra il flusso magnetico prodotto dai magneti permanenti e la corrente in quadratura, e uno derivante dall'anisotropia induttiva del rotore, cioè dalla differenza tra le induttanze lungo gli assi diretto e in quadratura.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\lambda_{PM} \cdot i_q + (L_d - L_q) \cdot i_q \cdot i_d) \quad (3.19)$$

La prima componente, spesso denominata "coppia di eccitazione", dipende direttamente dal flusso rotorico e dalla corrente lungo l'asse q, ed è responsabile della generazione di una coppia costante nelle macchine sincrone tradizionali. La seconda componente, detta "coppia di riluttanza", è generata dalla variazione differenziale delle energie magnetiche lungo i due assi, causata dalla geometria specifica del rotore con magneti permanenti, ed è proporzionale al prodotto delle correnti lungo gli assi diretto e in quadratura. Questo termine reluttivo è una caratteristica distintiva dei motori IPM e consente di ottenere un contributo aggiuntivo alla coppia totale senza un aumento significativo delle perdite.

3.2.5 Perdite nel motore IPM

In un motore sincrono a magneti permanenti interni coesistono numerosi fenomeni di natura elettromagnetica. Alcuni di questi non contribuiscono al processo di trasformazione dell'energia elettrica in meccanica (o viceversa), bensì si oppongono a tale scopo. Si definiscono tali fenomeni come perdite della macchina elettrica e possono essere suddivise in diverse categorie, ciascuna delle quali è legata a specifici fenomeni fisici. A partire dal materiale coinvolto, si distinguono:

i. Perdite nei materiali magnetici

Questi materiali presentano due fenomeni distinti: l'isteresi magnetica e la circolazione di correnti parassite. Le perdite per isteresi derivano dal processo ciclico di magnetizzazione e

smagnetizzazione del nucleo magnetico statorico, mentre le correnti parassite si manifestano a causa dell'induzione elettromagnetica nei materiali ferromagnetici.

ii. Perdite nei materiali conduttori

Quando il conduttore è attraversato da una corrente alternata, dissipa una potenza sotto forma di calore e si presenta il fenomeno dell'effetto pelle.

A queste voci di perdita potrebbero essere aggiunte le perdite meccaniche (attrito dei cuscinetti e ventilazione) e le perdite addizionali (armoniche di corrente o campo magnetico) dovute a effetti secondari, ma per semplicità sono state trascurate. Per entrambe le tipologie considerate è stato formulato e applicato un modello di perdita, che ne permettesse l'implementazione nelle simulazioni.

Perdite nei materiali magnetici

I materiali ferromagnetici dolci vengono impiegati nella realizzazione del pacco lamierini di statore e di rotore, i materiali ferromagnetici duri per la produzione di magneti permanenti. Le proprietà del materiale diventano cruciali nel determinare le prestazioni della macchina elettrica. L'analisi e modellizzazione di un motore IPM deve considerare i termini di perdita citati, affinché le simulazioni risultino accurate. Come anticipato, possiamo definire le perdite nei materiali magnetici come perdite interne P_i , date dalla somma di: perdite nel ferro per isteresi, perdite nel ferro per correnti parassite e perdite nei magneti permanenti per correnti parassite.

$$P_i = P_{Fe_h} + P_{Fe_e} + P_{PM_e} \tag{3.20}$$

Ciascuno dei termini di perdita elencati può essere calcolato o stimato con relazioni più o meno empiriche, ma che non sono oggetto di questa tesi. Dalle mappe di perdita ottenute per via sperimentale per una frequenza base f_0 e una temperatura di riferimento θ_0 , si possono ricavare i valori di perdita secondo le relazioni sotto riportate:

$$P_{Fe_h}(I_d, I_q, f_e) = P_{Fe_h}(I_d, I_q, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_h} \tag{3.21}$$

$$P_{Fe_e}(I_d, I_q, f_e) = P_{Fe_e}(I_d, I_q, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_e} \tag{3.22}$$

$$P_{PM_e}(I_d, I_q, f_e) = P_{PM_e}(I_d, I_q, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_e} \tag{3.23}$$

Come espresso nelle relazioni, le mappe di perdita variano con i valori di corrente in asse (d-q), con il valore di frequenza in relazione alla frequenza base e con la temperatura di lavoro. Difatti gli esponenti k_h e k_e variano rispetto a frequenza e temperatura di rotore.

Perdite nei materiali conduttori

Negli avvolgimenti delle fasi di statore fluisce la corrente che genera il campo magnetico rotante. Tale corrente, una volta fissata la tensione imposta alle fasi, è definita dalla proprietà di conduttività del materiale conduttore (rame) e dalla lunghezza e sezione degli avvolgimenti. Ovvero i materiali conduttori presentano una resistenza al passaggio di corrente, limitandone l'ampiezza.

Si definiscono quindi le perdite resistive nello statore, causate dalla resistenza elettrica dei conduttori delle fasi. Tali perdite dipendono dalla corrente circolante e dalla temperatura del materiale conduttore, che influisce sul valore della resistenza:

$$R_{s_{DC}}(\theta^\circ) = R_{s_{DC}}(\theta_0^\circ) \cdot \frac{234.5^\circ + \theta_s^\circ}{234.5^\circ + \theta_0^\circ} \quad (3.24)$$

L'altro fenomeno di perdita nei conduttori è l'effetto pelle: la densità di corrente nella sezione del conduttore non è uniforme, bensì tende ad aumentare verso i bordi del cavo al crescere della frequenza. Per tener conto di questa non-idealità si fa uso del fattore di skin-effect k_{se} dipendente da frequenza e temperatura. Con questo fattore possiamo calcolare:

$$R_{s_{AC}}(\theta^\circ) = R_{s_{DC}}(\theta^\circ) \cdot k_{se}(f_e, \theta^\circ) \quad (3.25)$$

Note queste due grandezze si arriva a definire la resistenza addizionale che permette di calcolare le perdite per conduzione in regime di corrente alternata:

$$R_{add}(\theta^\circ) = R_{s_{AC}}(\theta^\circ) - R_{s_{DC}}(\theta^\circ) = R_{s_{DC}}(\theta^\circ) \cdot (k_{se}(f_e, \theta^\circ) - 1) \quad (3.26)$$

$$P_{add} = \frac{3}{2} \cdot R_{add} \cdot I^2 \quad (3.27)$$

Nel paragrafo successivo viene mostrato come questo modello di perdite insieme a quello per i materiali magnetici vengano inseriti nel blocco motore IPM. La comprensione e la gestione delle perdite sono fondamentali per ottimizzare l'efficienza del motore, migliorandone le prestazioni e riducendo gli sprechi energetici nelle applicazioni reali.

Equazioni del modello di perdite

Il paragrafo ha l'obiettivo di mostrare come vengano incluse le perdite del motore nei calcoli della simulazione, tramite formule e schemi dei circuiti equivalenti di modellizzazione delle perdite.

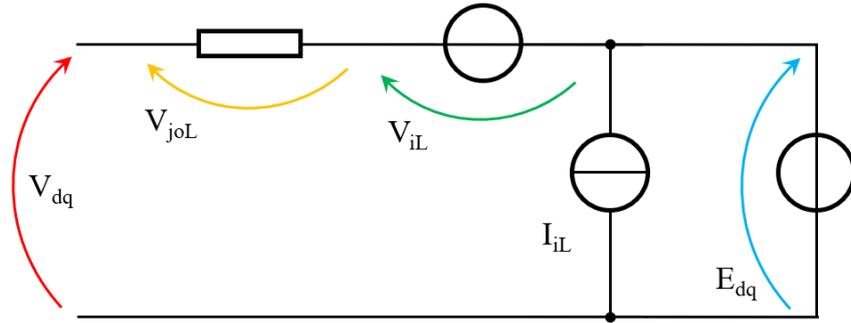


Figura 3.9: Circuito equivalente per il modello di perdita

L'intento è quello di tradurre tutti i termini di perdita presentati in precedenza in cadute di tensione, facilmente sommabili in un'unica equazione. Partiamo dunque dalle perdite interne alla macchina P_i dovute alle non-idealità del ferro di statore o rotore e ai magneti permanenti di rotore. Esprimiamo il loro valore numerico servendoci della formulazione di forza elettromotrice E , con cui determiniamo la corrente di perdita I_{loss} risolvendo il circuito mostrato in figura.

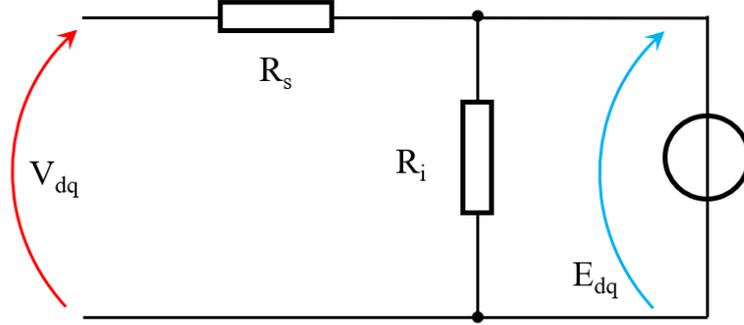


Figura 3.10: Circuito a parametri equivalenti del motore elettrico

$$E_{dq} = \omega \cdot \lambda_{dq} \quad (3.28)$$

$$I_{loss} = \frac{E_{dq}}{R_i} = \frac{\omega \cdot \lambda_{dq}}{R_i} \quad (3.29)$$

Da cui si ricava facilmente R_i che sostituiamo nella formulazione di perdite P_i :

$$R_i = \frac{\omega \cdot \lambda_{dq}}{I_{loss}} \quad (3.30)$$

$$P_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_{dq}^2}{R_i} = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_{dq}^2}{\omega \cdot \lambda_{dq}} \cdot I_{loss} = \frac{3}{2} \cdot \omega \cdot \lambda_{dq} \cdot I_{loss} \quad (3.31)$$

Con semplici passaggi algebrici, si risale all'espressione matematica per calcolare il valore della I_{loss} :

$$I_{loss} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_i}{\omega \cdot \lambda_{dq}} = \frac{1}{3\pi} \cdot \frac{P_i}{f_e \cdot \lambda_{dq}} \quad (3.32)$$

Risulta possibile osservare che per valori di frequenza elettrica tendente a zero, i contributi di perdita generati da tale modello saranno nulli, mentre per valori di flusso prossimi a zero, il modello avrà un punto di singolarità e tenderà a divergere.

Una volta ottenuta la mappa di ampiezza della corrente di perdita, verrà implementata nella simulazione sapendo che:

$$\vec{I}_{loss} = \frac{\vec{E}_{dq}}{R_i} = j \cdot \frac{\omega \cdot \vec{\lambda}_{dq}}{R_i} = \frac{\omega}{R_i} \cdot (-\lambda_q + j \cdot \lambda_d) = I_{loss} \cdot (-\sin(\delta) + j \cdot \cos(\delta)) \quad (3.33)$$

Passando alla definizione della tensione di perdita V_{loss} , similmente ricaviamo come primo step il valore di ampiezza, per poi passare alla forma vettoriale di calcolo:

$$V_{loss} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_{add}}{I_{loss}} = R_{add} \cdot I_{dq} \quad (3.34)$$

$$\vec{V}_{loss} = R_{add} \cdot \vec{I}_{dq} = R_{add} \cdot I_{dq} \cdot (\cos(\gamma) + j \cdot \sin(\gamma)) = V_{loss} \cdot (\cos(\gamma) + j \cdot \sin(\gamma)) \quad (3.35)$$

Conclusa la trattazione teorica, si sono applicate le relazioni scritte al modello simulato, sommando i contributi di perdita agli input del blocco motore. Le ampiezze citate sono state calcolate

in simulazione tramite mappe Look Up Table (LUT). Tali mappe sono state realizzate precedentemente con uno script Matlab, interpolando i valori di perdita a partire dalle mappe empiriche note.

$$\frac{d\vec{\lambda}_{dq}}{dt} = \vec{V}_{dq} - \vec{V}_{loss} - R_s \cdot \vec{I}_{dq} - j \cdot \omega \cdot \vec{\lambda}_{dq} \quad (3.36)$$

3.3 Modello del motore EESM

La trattazione del motore IPM pone basi fondamentali per l'apprendimento delle dinamiche di funzionamento del motore EESM. La macchina sincrona eccitata elettricamente presenta una struttura di statore identica alla macchina IPM, ma sostituisce i magneti permanenti a rotore con gli avvolgimenti di eccitazione. Questo è un grande vantaggio perché a differenza di un motore con magneti permanenti, dove la tensione ai terminali cresce con la velocità a causa del flusso generato dai magneti, in un EESM la corrente di eccitazione può essere ridotta per limitare l'aumento della tensione e consentire una maggiore estensione del range operativo in regime di deflussaggio. Il principio fisico che permette di generare coppia meccanica rimane pressoché invariato, tuttavia le conseguenze sul modello e sulla strategia di controllo non sono trascurabili. L'avvolgimento di rotore, quando percorso da corrente, genera una forza magnetomotrice in grado di interagire con la forza magnetomotrice generata dagli avvolgimenti di statore. Risulta evidente la dipendenza dell'intero sistema non solo più dalle correnti di statore, ma anche dalla corrente di rotore e si rende indispensabile riformulare le equazioni del modello complessivo introducendo il nuovo grado di libertà.

3.3.1 Input e output

La tipologia del modello flusso-corrente rimane invariata, seppur facendo attenzione alla "rimozione" dei magneti permanenti. Nel costituire il nuovo modello di motore sarà necessario includere nel conteggio degli input la tensione di rotore v_r , mentre nell'insieme degli output la corrente di campo i_f . Il blocco motore visto esternamente risulta quindi rappresentabile come in figura 3.11.

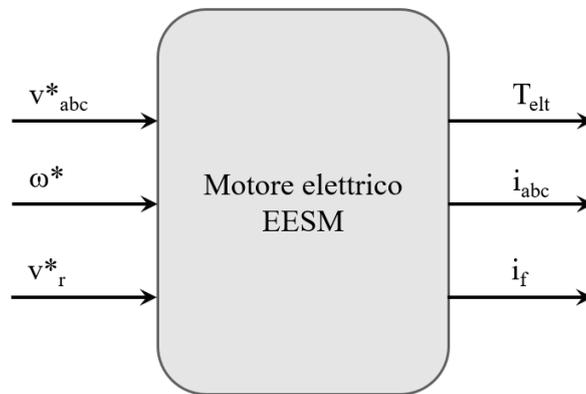


Figura 3.11: Macro schematico del motore elettrico EESM

La costruzione del modello della EESM è passata attraverso l'approfondimento delle equazioni elettriche e magnetiche inerenti [7], ma soprattutto tramite la manipolazione delle mappe di flusso e di coppia. Ricordiamo che per la simulazione del comportamento realistico del motore serve fare uso di mappe inverse e mappe di perdita proprie: l'algoritmo di realizzazione di tali mappe è stato già presentato, tuttavia la comprensione della macchina EESM per stabilire le relazioni tra grandezze elettriche e magnetiche può risultare ostica ad un primo approccio. Dall'osservazione delle mappe dirette e l'applicazione di metodologie "try and error" è stato possibile tradurre la realtà fisica in relazioni matematiche ed implementare gli algoritmi necessari.

3.3.2 Equazioni elettriche e magnetiche

La formazione del modello di motore parte dalle relazioni matematiche tra tensioni, correnti e flussi. La macchina EESM presenta un'equazione di statore e un'equazione di rotore.

$$\vec{v}_{\alpha\beta}(t) = R_s \cdot \vec{i}_{\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{\alpha\beta} \quad (3.37)$$

$$v_r(t) = R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \lambda_r \quad (3.38)$$

Esprimendo l'intero modello in forma matriciale, possiamo accoppiare le due equazioni in un'unica formulazione. Va specificato che la legge matematica di rotore è sempre espressa nel riferimento di rotore e deve essere considerata come indipendente dal modello di statore.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha(t) \\ v_\beta(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha(t) \\ \lambda_\beta(t) \\ \lambda_r(t) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Applicando le trasformazioni presentate in precedenza, nel sistema di riferimento (d-q), sincronizzato con il campo magnetico rotorico, le equazioni delle tensioni statoriche sono espresse in termini delle componenti diretta e in quadratura delle correnti e dei flussi, della resistenza statorica R_s e della velocità angolare elettrica ω_e . L'equazione di rotore mantiene la propria formulazione, esprimendo la dipendenza dalla resistenza dell'avvolgimento di rotore R_f .

$$\vec{v}_{dq}(t) = R_s \cdot \vec{i}_{dq} + \frac{d}{dt} \vec{\lambda}_{dq} + j \cdot \omega_e \cdot \vec{\lambda}_{dq} \quad (3.40)$$

$$v_r(t) = R_f \cdot i_f + \frac{d}{dt} \lambda_r \quad (3.41)$$

Nuovamente è possibile unificare le equazioni in una sola forma matriciale.

$$\begin{bmatrix} v_d(t) \\ v_q(t) \\ v_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \\ \lambda_r(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} pp \cdot \omega & 0 & 0 \\ 0 & pp \cdot \omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\lambda_q(t) \\ \lambda_d(t) \\ \lambda_r(t) \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

Trattando ora le equazioni di natura magnetica, ritroveremo la nozione di induttanza differenziale presentata in precedenza. La relazione flusso-corrente non può essere soddisfatta in maniera esauritiva implementando un modello con induttanze apparenti, bensì si pone indispensabile adoperare le derivate parziali:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d(t) \\ \lambda_q(t) \\ \lambda_r(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{dd} & l_{dq} & l_{df} \\ l_{qd} & l_{qq} & l_{qf} \\ l_{fd} & l_{fq} & l_{ff} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_f(t) \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

Induttanze differenziali in coordinate polari

Si presenta da subito un problema: le mappe di flusso e corrente dirette sono definite in coordinate polari. Questa peculiarità non inficia in modo particolare le altre trattazioni, ma rende complicata

la risoluzione di equazioni differenziali definite secondo coordinate cartesiane. Lo strumento matematico che permette di risolvere l'ostacolo è la matrice Jacobiana di conversione da coordinate polari a cartesiane. Nel caso di un vettore di ampiezza R e angolo γ avremo:

$$J_\gamma = \begin{bmatrix} J_{11} & J_{12} \\ J_{21} & J_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & -\frac{1}{R} \sin(\gamma) \\ \sin(\gamma) & \frac{1}{R} \cos(\gamma) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

Risulta dunque di facile applicazione il prodotto matriciale tra la matrice Jacobiana e i vettori di derivate differenziali ricordando che:

$$l_{dd} = \frac{d\lambda_d}{di_d} \quad l_{dq} = \frac{d\lambda_d}{di_q} \quad l_{qd} = \frac{d\lambda_q}{di_d} \quad l_{qq} = \frac{d\lambda_q}{di_q} \quad (3.45)$$

Otteniamo le induttanze differenziali in assi cartesiani come mappe con coordinate polari.

$$[l_{dd} \quad l_{dq}] = [J_\gamma] \cdot \left[\frac{d\lambda_d}{di_s} \quad \frac{d\lambda_d}{d\theta} \right] \quad (3.46)$$

$$[l_{qd} \quad l_{qq}] = [J_\gamma] \cdot \left[\frac{d\lambda_q}{di_s} \quad \frac{d\lambda_q}{d\theta} \right] \quad (3.47)$$

Infine completiamo la trattazione delle grandezze di natura magnetica ricavando l'induttanza differenziale di rotore:

$$l_{ff} = \frac{d\lambda_r}{di_f} \quad (3.48)$$

Ottenuta dal calcolo del gradiente del flusso di rotore:

$$\nabla\lambda_f = \frac{d\lambda_r}{di_s} + \frac{d\lambda_r}{d\theta} + \frac{d\lambda_r}{di_f} \quad (3.49)$$

3.3.3 Equazione di coppia

L'equazione della coppia elettrica in un motore sincrono a eccitazione elettrica descrive la relazione tra le correnti statoriche, i flussi magnetici e le caratteristiche geometriche ed elettromagnetiche del motore. La formulazione generica considerando le componenti in (d-q) è:

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\vec{\lambda}_{dq} \wedge \vec{i}_{dq}) = \frac{3}{2} \cdot pp \cdot (\lambda_d \cdot i_q - \lambda_q \cdot i_d) \quad (3.50)$$

L'equazione di coppia, quindi, non subisce variazioni evidenti nella propria legge di computazione. Tuttavia va specificato che le variabili di flusso, che ne compongono il calcolo, hanno inevitabilmente una netta dipendenza dal valore della corrente di eccitazione e implicitamente la definizione della coppia è fortemente influenzata dai riferimenti forniti al motore. Per apprendere meglio quanto detto, basta considerare le mappe di flusso dirette e la mappa di coppia della EESM, che vengono definite in un dominio tridimensionale ($I_d I_q I_f$).

3.3.4 Perdite nel motore EESM

In un motore sincrono a eccitazione elettrica coesistono i medesimi fenomeni di natura elettromagnetica di un motore IPM. Di conseguenza la stessa trattazione di definizione delle perdite eseguita per la macchina IPM rimane valida e attuale per la EESM. Tuttavia è doveroso escludere dal totale le perdite dei magneti permanenti, che erano presenti nel modello della sezione precedente. Sarà noto dalle formulazioni che seguono l'insieme dei termini di perdita considerati per formulare il modello complessivo del motore ZOE.

Perdite nei materiali ferromagnetici

Le proprietà dei materiali ferromagnetici dolci, che vengono impiegati nella realizzazione del pacco lamierini di statore e di rotore, sono cruciali nel determinare le prestazioni della macchina elettrica. L'analisi e modellizzazione di un motore EESM deve considerare i termini di perdita di isteresi e correnti parassite, affinché le simulazioni risultino accurate. Come anticipato, possiamo definire le perdite nei materiali magnetici come perdite interne P_i , date dalla somma di: perdite nel ferro per isteresi e perdite nel ferro per correnti parassite. Ovviamente il modello includerà sia le perdite nei materiali di statore che nei materiali del rotore.

$$P_i = P_{Fe_{hs}} + P_{Fe_{es}} + P_{Fe_{hr}} + P_{Fe_{er}} \quad (3.51)$$

Ciascuno dei termini di perdita elencati può essere calcolato o stimato con relazioni più o meno empiriche, ma che non sono oggetto di questa tesi. Dalle mappe di perdita ottenute per via sperimentale per una frequenza base f_0 e una temperatura di riferimento θ_0 , si possono ricavare i valori di perdita secondo le relazioni sotto riportate:

$$P_{Fe_{hs}}(I_d, I_q, I_f, f_e) = P_{Fe_{hs}}(I_d, I_q, I_f, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_{hs}} \quad (3.52)$$

$$P_{Fe_{hr}}(I_d, I_q, I_f, f_e) = P_{Fe_{hr}}(I_d, I_q, I_f, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_{hr}} \quad (3.53)$$

$$P_{Fe_{es}}(I_d, I_q, I_f, f_e) = P_{Fe_{es}}(I_d, I_q, I_f, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_{es}} \quad (3.54)$$

$$P_{Fe_{er}}(I_d, I_q, I_f, f_e) = P_{Fe_{er}}(I_d, I_q, I_f, f_0) \cdot \left(\frac{f_e}{f_0}\right)^{k_{er}} \quad (3.55)$$

Come espresso nelle relazioni, le mappe di perdita variano con i valori di corrente in asse (d-q), rispetto alla corrente di rotore in asse (f), con il valore di frequenza in relazione alla frequenza base e con la temperatura di lavoro. Difatti gli esponenti k_h e k_e variano rispetto a frequenza e temperatura di rotore. Si specifica che per il motore EESM si è considerata una temperatura costante nella definizione delle mappe di perdita. La conservazione della dipendenza dalla temperatura, a seguito dell'aggiunta di una dimensione dovuta alla variabile i_f , sarebbe risultata altrimenti una complicazione eccessiva in termini di influenza sui risultati. Si è dunque preferito agevolare il processo computazionale e alleggerire le dimensioni di interpolazione.

Perdite nei materiali conduttori

Negli avvolgimenti delle fasi di statore fluisce la corrente che genera il campo magnetico rotante. Tale corrente, una volta fissata la tensione imposta alle fasi, è definita dalla proprietà di conduttività del materiale conduttore (rame) e dalla lunghezza e sezione degli avvolgimenti. Ovvero i materiali conduttori presentano una resistenza al passaggio di corrente, limitandone l'ampiezza. Si definiscono quindi le perdite resistive nello statore, causate dalla resistenza elettrica dei conduttori delle fasi. Allo stesso tempo però, negli avvolgimenti di rotore fluisce la corrente che genera il campo magnetico costante. In un motore EESM non basta considerare e minimizzare le perdite di conduzione nel circuito di statore, ma bisogna tener conto anche dei materiali conduttori di rotore e valutarne le perdite causate.

$$R_{sDC}(\theta^\circ) = R_{sDC}(\theta_0^\circ) \cdot \frac{234.5^\circ + \theta_s^\circ}{234.5^\circ + \theta_0^\circ} \quad (3.56)$$

$$R_{f_{DC}}(\theta^\circ) = R_{f_{DC}}(\theta_0^\circ) \cdot \frac{234.5^\circ + \theta_r^\circ}{234.5^\circ + \theta_0^\circ} \quad (3.57)$$

L'altro fenomeno di perdita nei conduttori è l'effetto pelle, che non è considerato nel modello del motore ZOE EESM.

Equazioni del modello di perdite

Il paragrafo ha l'obiettivo di mostrare come vengano incluse le perdite del motore nei calcoli della simulazione, tramite formule e schemi dei circuiti equivalenti di modellizzazione delle perdite.

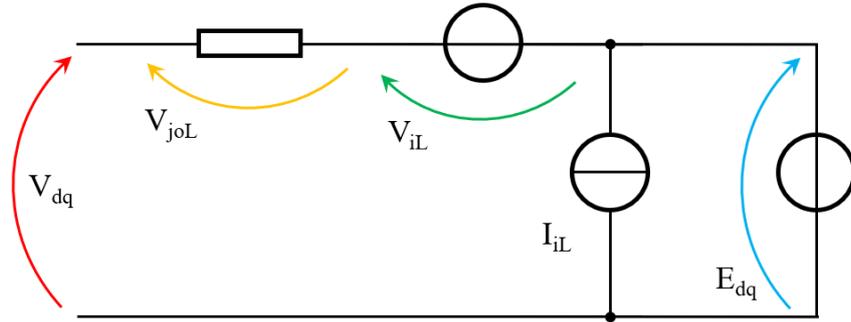


Figura 3.12: Circuito equivalente per il modello di perdita

L'intento è quello di tradurre tutti i termini di perdita presentati in precedenza in cadute di tensione, facilmente sommabili in un'unica equazione. Partiamo dunque dalle perdite interne alla macchina P_i dovute alle non-idealità del ferro di statore o rotore e ai magneti permanenti di rotore. Esprimiamo il loro valore numerico servendoci della formulazione di forza elettromotrice E , con cui determiniamo la corrente di perdita I_{loss} risolvendo il circuito mostrato in figura.

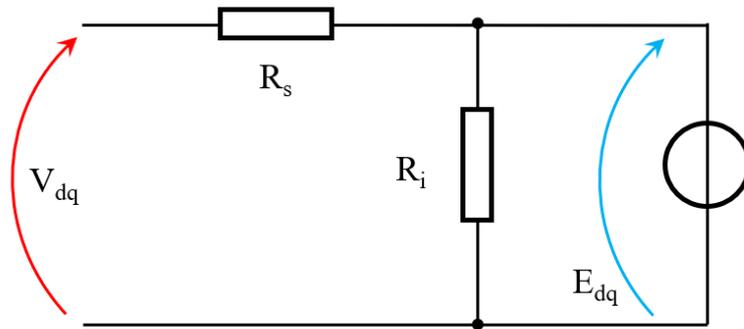


Figura 3.13: Circuito a parametri equivalenti del motore elettrico

$$E_{dq} = \omega \cdot \lambda_{dq} \quad (3.58)$$

$$I_{loss} = \frac{E_{dq}}{R_i} = \frac{\omega \cdot \lambda_{dq}}{R_i} \quad (3.59)$$

Da cui si ricava facilmente R_i che sostituiamo nella formulazione di perdite P_i :

$$R_i = \frac{\omega \cdot \lambda_{dq}}{I_{loss}} \quad (3.60)$$

$$P_i = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_{dq}^2}{R_i} = \frac{3}{2} \cdot \frac{E_{dq}^2}{\omega \cdot \lambda_{dq}} \cdot I_{loss} = \frac{3}{2} \cdot \omega \cdot \lambda_{dq} \cdot I_{loss} \quad (3.61)$$

Con semplici passaggi algebrici, si risale all'espressione matematica per calcolare il valore della I_{loss} :

$$I_{loss} = \frac{2}{3} \cdot \frac{P_i}{\omega \cdot \lambda_{dq}} = \frac{1}{3\pi} \cdot \frac{P_i}{f_e \cdot \lambda_{dq}} \quad (3.62)$$

Risulta possibile osservare che per valori di frequenza elettrica tendente a zero, i contributi di perdita generati da tale modello saranno nulli, mentre per valori di flusso prossimi a zero, il modello avrà un punto di singolarità e tenderà a divergere.

Una volta ottenuta la mappa di ampiezza della corrente di perdita, verrà implementata nella simulazione sapendo che:

$$\vec{I}_{loss} = \frac{\vec{E}_{dq}}{R_i} = j \cdot \frac{\omega \cdot \vec{\lambda}_{dq}}{R_i} = \frac{\omega}{R_i} \cdot (-\lambda_q + j \cdot \lambda_d) = I_{loss} \cdot (-\sin(\delta) + j \cdot \cos(\delta)) \quad (3.63)$$

Conclusa la trattazione teorica, si sono applicate le relazioni scritte al modello simulato, sommando i contributi di perdita agli input del blocco motore. Le ampiezze citate sono state calcolate in simulazione tramite mappe Look Up Table (LUT). Tali mappe sono state realizzate precedentemente con uno script Matlab, interpolando i valori di perdita a partire dalle mappe empiriche note.

$$\frac{d\vec{\lambda}_{dq}}{dt} = \vec{V}_{dq} - R_s \cdot \vec{I}_{dq} - j \cdot \omega \cdot \vec{\lambda}_{dq} \quad (3.64)$$

Dove per I_{dq} si intende la somma della corrente effettiva di produzione del flusso di macchina con la corrente dispersa per le non idealità dei materiali.

$$\vec{I}_{dq} = \vec{I}_{dqE} + \vec{I}_{loss} \quad (3.65)$$

3.3.5 Modello di rotore senza reazione di indotto

La modellizzazione della reazione di indotto in un motore EESM eleva la difficoltà degli algoritmi e simulazioni. Nelle prime fasi di test del blocco motore e dei controlli adattati alla macchina ZOE, si è preferito implementare il seguente modello di rotore semplificato, ovvero considerando il flusso di rotore per una corrente di statore nulla:

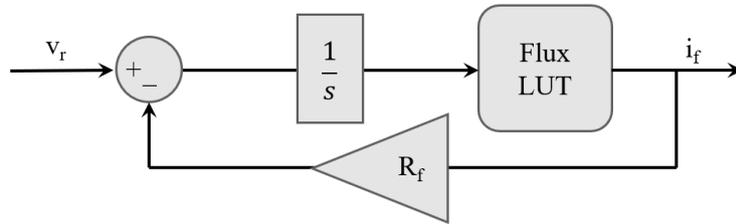


Figura 3.14: Schematico del modello di rotore semplificato

Capitolo 4

Il convertitore elettrico

I convertitori statici dell'energia elettrica sono elemento chiave nei sistemi di propulsione elettrica: grazie ad un convertitore elettrico è possibile gestire ed adattare i parametri elettrici tra una sorgente (batteria o sistema di accumulo) e uno o più attuatori (motore elettrico).

I parametri elettrici modificabili sono il regime (AC o DC), la frequenza, l'ampiezza. Agendo sul regime è possibile alimentare le fasi di un motore AC a partire da una sorgente DC. Il convertitore statico che adempie a tale compito è noto come "inverter" e basa il proprio funzionamento su interruttori elettronici, che commutando rapidamente, permettono di generare una forma d'onda alternata. Il processo di commutazione avviene impiegando la tecnica di modulazione PWM, che consente di approssimare la forma d'onda sinusoidale desiderata.

Nel caso studio di questa tesi inoltre, sarà necessario l'impiego di un ulteriore convertitore DC-DC, noto come Buck, al fine di controllare la tensione di alimentazione dell'avvolgimento di rotore.

4.1 Modello dei convertitori

Possiamo delineare la finalità di un convertitore come "ponte" tra il controllo digitale e la macchina attuatrice. Una responsabilità onerosa e delicata perché include la necessità di relazionare il mondo delle grandezze elettriche di potenza con le grandezze elettriche di segnale. Una gestione erronea comporterebbe danni al convertitore stesso e al motore connesso. Nuovamente, si conferma indispensabile la predisposizione di un modello dei convertitori per non trascurarne le non-idealità, i limiti e la dinamica.

4.1.1 Tecnologie e funzionamento

La classificazione dei convertitori principia dall'assetto del dispositivo elettronico, ma prosegue nella distinzione della tecnologia implementata. La composizione complessa ed elaborata concede enorme varietà e libertà di costituzione di un convertitore: il dimensionamento e la scelta dei componenti attivi e passivi non sono univoci. Conseguono la facoltà di preferire una tecnologia di transistor che assecondi l'applicazione specifica. Si denotano le macro-famiglie di convertitori elettrici basandosi sulla tecnologia degli interruttori elettronici di potenza impiegati:

i. IGBT

Gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sono interruttori elettronici di potenza in grado di sopportare elevate tensioni e correnti in stato di conduzione e di commutazione. A causa della loro natura bipolare presentano tuttavia tempi di commutazione maggiori rispetto ad altre tecnologie, che implica termini di perdita superiori nelle fasi di commutazione e dinamiche di lavoro più lente. Un convertitore che adotta la tecnologia IGBT è più

adatto per tensioni medio-alte, ma con una frequenza di commutazione inferiore, risultando comunque ottimale per azionamenti industriali e trazione elettrica.

ii. MOSFET

I MOSfet (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor) sono una famiglia di transistori largamente impiegata in elettronica di potenza. Le qualità di questi dispositivi sono l'ampio intervallo delle frequenze di commutazione a cui possono operare e le ridotte perdite nei transistori. Il limite principale di questa tecnologia è la ridotta tolleranza di tensioni e correnti elevate ai morsetti di drain e di source. Recentemente si sono raggiunti comunque ottimi compromessi di prestazioni, soprattutto con la fabbricazione in carburo di silicio (SiC MOSfet). Un convertitore dotato di tecnologia MOSfet offre elevate frequenze di commutazione e basse perdite di conduzione a tensioni ridotte, rendendolo ideale per applicazioni come piccoli motori e alimentatori.

iii. GaN

I transistori GaN (nitruro di gallio) combinano alta efficienza e commutazione ultrarapida con perdite molto ridotte, garantendo un design compatto ed efficiente, particolarmente vantaggioso in applicazioni ad elevata frequenza. Un convertitore progettato adottando questa tecnologia garantisce efficienza, dinamicità e permette di ridurre i volumi di ingombro. Gli svantaggi della tecnologia GaN risiedono nei costi elevati e nella relativa delicatezza dei dispositivi.

Ai fini dell'azionamento implementato, si è costruito il modello per un inverter con tecnologia MOSfet e il modello per un convertitore buck. Entrambi sono stati studiati in simulazione sia per il funzionamento a comandi istantanei, sia per il funzionamento a valori medi. Di seguito vengono presentati la costruzione del modello a partire dalla basi teoriche per arrivare alla trattazione delle mappe di perdita.

4.1.2 Input e output

In un convertitore reale l'unità di controllo è interna al medesimo involucro protettivo dei dispositivi di potenza. I comandi di commutazione per i transistori vengono inviati ai gate drivers che li traducono in un output di tensione da applicare direttamente al circuito di gate. In un modello equivalente l'insieme di questi passaggi può essere semplificato notevolmente, riportando il valore dei duty cycles direttamente come input del convertitore.

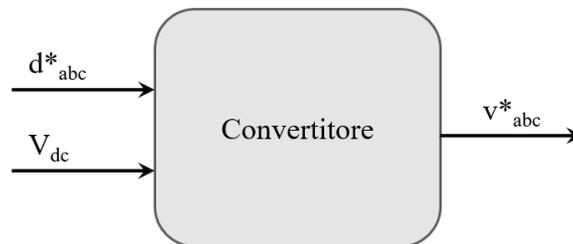


Figura 4.1: Macro schematico di un convertitore con input e output

Il modello presentato di seguito permette di tradurre i duty-cycles (input) nelle tensioni di alimentazione del motore (output) tenendo conto dei fenomeni interni al dispositivo reale.

4.1.3 Modello dell'inverter

L'inverter per un azionamento elettrico è il dispositivo elettronico di potenza che converte la tensione continua di alimentazione in tensione alternata a frequenza e ampiezza variabile, da fornire come input al motore elettrico per soddisfare le esigenze specifiche di lavoro. Con semplici nozioni di elettrotecnica [8] è possibile tradurre il circuito reale di un inverter nello schematico semplificato in Figura (4.2) e porre in relazione i duty cycles e le tensioni di alimentazione del motore. Nominando a-b-c la terna di tensioni per gli avvolgimenti trifase:

$$v_a(t) = \frac{2}{3} \cdot v_{AO}(t) - \frac{1}{3} \cdot (v_{BO}(t) + v_{CO}(t)) \quad (4.1)$$

$$v_b(t) = \frac{2}{3} \cdot v_{BO}(t) - \frac{1}{3} \cdot (v_{AO}(t) + v_{CO}(t)) \quad (4.2)$$

$$v_c(t) = \frac{2}{3} \cdot v_{CO}(t) - \frac{1}{3} \cdot (v_{AO}(t) + v_{BO}(t)) \quad (4.3)$$

Per motivare tali formulazioni si fa riferimento allo schematico in Figura (4.2) in cui le gambe dell'inverter sono semplificate con una cella bidirezionale ciascuna e la sorgente di tensione costante è considerata come scissa in due generatori di tensione dal valore $0.5 \cdot V_{dc}$. In questo modo il circuito diventa più intuitivo e di facile traduzione in equazioni.

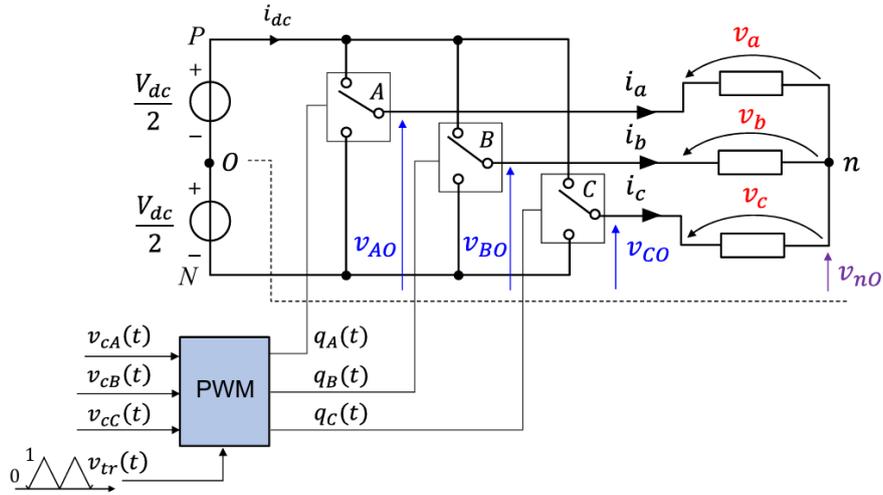


Figura 4.2: Schematico di un inverter trifase controllato con PWM

Da un punto di vista applicativo, è possibile definire il valore delle tensioni v_{xO} ricorrendo ai comandi q_x per un sistema ai valori istantanei, oppure ai duty-cycles d_x per un sistema ai valori medi. Definita la tensione di DC-link V_{dc} possiamo calcolare per ogni fase dell'inverter:

$$v_{AO}(t) = V_{dc} \cdot [d_a - 0.5] \quad (4.4)$$

$$v_{BO}(t) = V_{dc} \cdot [d_b - 0.5] \quad (4.5)$$

$$v_{CO}(t) = V_{dc} \cdot [d_c - 0.5] \quad (4.6)$$

Con semplici passaggi algebrici, è possibile risalire all'espressione delle tensioni di fase in funzione dei duty-cycles:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Con queste formulazioni è quindi possibile replicare il comportamento ideale di un inverter, definendo così la tensione di ciascuna fase e reiettando la tensione di modo comune.

Carrier based space vector modulation

La definizione dei duty cycles dalle tensioni di riferimento desiderate è ottenuta con la tecnica di modulazione scelta per il convertitore. Le tecniche di modulazione PWM possono essere di natura continua (C-PWM) o di natura discontinua (D-PWM) e permettono di definire la computazione dei duty-cycles di riferimento per i gate drivers del convertitore [10]. Basandosi sull'applicazione e le prestazioni desiderate è possibile preferire una tecnica di modulazione piuttosto che un'altra. Nell'azionamento studiato per questa tesi si è preferita una tecnica di modulazione continua, basata su una portante (carrier), ovvero la Carrier-based space vector modulation (CBSVM). La decisione è stata influenzata da facilità di realizzazione ed efficacia dello strumento. La trattazione delle equazioni che garantiscono la computazione dei duty-cycles sarà svolta nel prossimo capitolo, in quanto inclusa nel macro-blocco del controllo digitale.

4.1.4 Modello del convertitore buck

L'avvolgimento di rotore della macchina EESM necessita di un'alimentazione controllata affinché la corrente di rotore sia imposta correttamente. Per effettuare tale regolazione nell'applicazione reale si fa uso di un convertitore "ponte ad H", che garantisce la possibilità di invertire il senso della corrente di rotore. Tuttavia ai fini della simulazione si è considerato il caso semplificato con soli valori positivi di corrente i_f per cui è sufficiente l'implementazione di un convertitore buck [9].

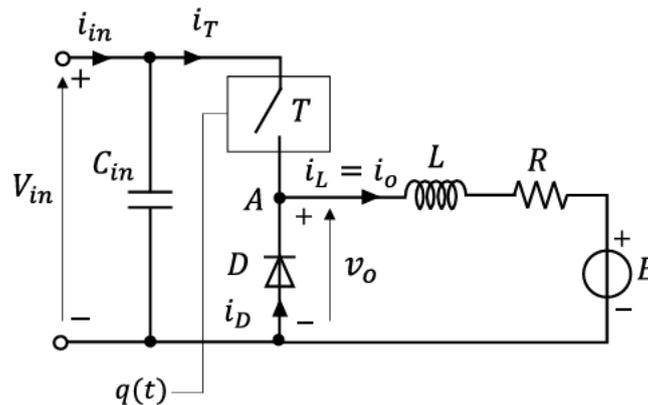


Figura 4.3: Schematico di un convertitore buck con carico RLE

Lo schematico rappresenta l'equivalente circuitale del convertitore DC-DC e consente la deduzione di nozioni ed equazioni fondamentali per descriverne il funzionamento:

$$v_O = q(t) \cdot V_{in} \quad (4.8)$$

$$v_L = q(t) \cdot V_{in} - E \quad (4.9)$$

Le equazioni (4.8) e (4.9) descrivono il valore istantaneo di tensione ai morsetti del diodo D e dell'induttore L rispettivamente. Per conoscere il valor medio di tensione fornito in output dal convertitore buck basterà calcolare il valore medio di tensione dell'induttore servendosi dell'integrazione:

$$V_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_L(t) dt = 0 \quad (4.10)$$

ovvero si otterrà che:

$$d \cdot T_s \cdot (V_{in} - E) - E \cdot (1 - d) \cdot T_s = 0 \quad (4.11)$$

con cui si dimostra quindi la legge che domina le dinamiche del convertitore:

$$V_O = E = d \cdot V_{in} \quad (4.12)$$

Il processo di computazione del duty-cycle d sarà approfondito nel prossimo capitolo.

4.2 Modello delle perdite

Le perdite in un convertitore a transistori derivano dai fenomeni fisici che hanno luogo nei componenti elettronici di potenza durante il funzionamento e possono essere suddivise in due principali contributi: perdite di conduzione e perdite di commutazione [5] [6].

i. Perdite di conduzione

Le prime sono dovute alla resistenza intrinseca dei dispositivi a semiconduttore, che quando si trovano nello stato di conduzione presentano una dissipazione di energia proporzionale alla corrente che li attraversa e alla caduta di tensione interna. Il calcolo delle perdite di conduzione avviene generalmente utilizzando il modello a resistenza equivalente o tramite la caratteristica tensione-corrente del dispositivo

ii. Perdite di commutazione

Le seconde si manifestano nei transistori di accensione e spegnimento dei transistori, a causa della sovrapposizione tra tensione e corrente durante le fasi di commutazione, e dipendono dalla frequenza di commutazione e dalle caratteristiche intrinseche dei semiconduttori. Le perdite di commutazione si stimano attraverso il prodotto dell'energia dissipata per ogni ciclo di commutazione e la frequenza operativa.

iii. Perdite nei componenti passivi

Per un modello più accurato bisognerebbe considerare anche le perdite negli induttori e condensatori, dovute agli effetti resistivi e alle correnti di dispersione, tuttavia non saranno oggetto di questa tesi in quanto trascurabili ai fini della trattazione.

La riduzione delle perdite complessive passa attraverso l'ottimizzazione della scelta dei semiconduttori, l'impiego di tecniche di modulazione avanzate e l'utilizzo di materiali e dispositivi a bassa resistenza e alta efficienza di commutazione.

4.2.1 Perdite per tempi morti

I componenti reali di un convertitore presentano dei transistori di commutazione del proprio stato operativo, che non coincidono con il caso ideale: i transistori di potenza dispongono di un tempo minimo per il transitorio di accensione e di un tempo massimo per il transitorio di spegnimento. Rispettare tali tempi limite è obbligatorio in qualsiasi applicazione del convertitore per non incorrere nel così detto "corto circuito di gamba". Difatti se il transistore inferiore di una gamba

entrasse in conduzione prima dello spegnimento del transistor superiore, sarebbe inevitabile il cortocircuito con la sorgente e la conseguente distruzione dei dispositivi. A tutela dello stesso convertitore vengono predisposti i tempi morti (Dead Time) che assicurano un breve intervallo di tempo in cui far terminare ogni transitorio indesiderato.

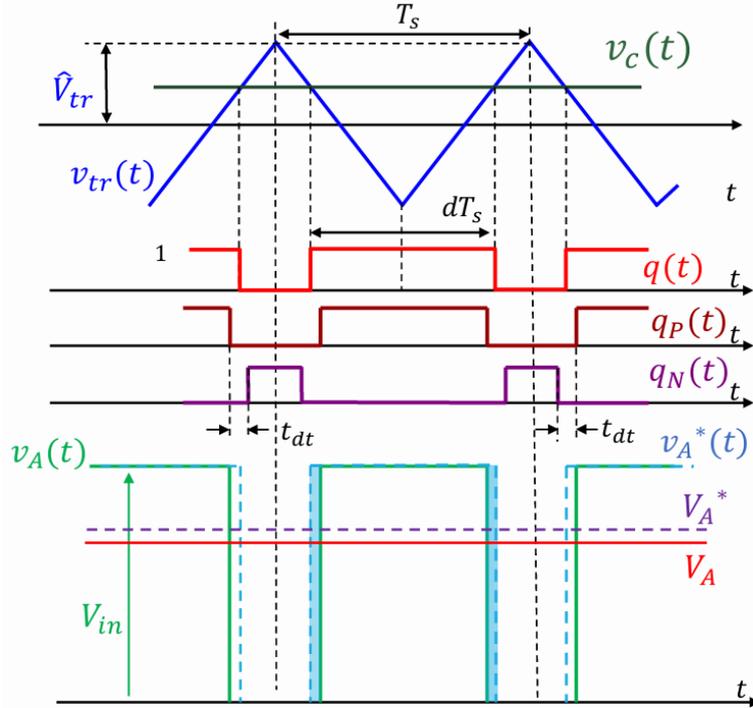


Figura 4.4: Visualizzazione grafica dei tempi morti nei comandi di una cella bidirezionale

Il valor medio della tensione fornita in output accuserà quindi una diminuzione che è possibile calcolare facendo uso della seguente relazione:

$$\vec{v}_{dt} = t_{dt} \cdot f_{sw} \cdot V_{dc} \cdot \text{sign}(\vec{i}_s) \quad (4.13)$$

Ovvero ad ogni tensione di fase si somma un errore di tensione proporzionale alla tensione di DC-link, la frequenza di commutazione, la durata di tempo morto e con segno determinato dalle correnti di fase [5]. La funzione segno può essere riportata nei sistemi di riferimento bifase definendola come:

$$\text{sign}(\vec{i}_s) = \frac{1}{2} \cdot [\text{sign}(i_a) + e^{j(2\pi/3)} \cdot \text{sign}(i_b) + e^{j(4\pi/3)} \cdot \text{sign}(i_c)] \quad (4.14)$$

Nel sistema trifase, l'attuazione della funzione $\text{sign}()$ corrisponde ad esplicitare la dipendenza di ogni errore di tensione, causato dai tempi morti, dal segno della corrente di fase rispettiva. La caduta di tensione dovuta ai tempi morti introduce inoltre una distorsione di sesta armonica, ovvero con frequenza pari a sei volte la frequenza fondamentale delle tensioni.

4.2.2 Perdite per conduzione

I transistori presentano due stati operativi: massima conduzione (stato di ON) e massima interruzione (stato di OFF). Il primo è particolarmente rilevante nella computazione delle perdite, in quanto ogni transistor è caratterizzato da una resistenza R_{on} se attraversato da una corrente. Per quanto ridotte, ogni interruttore elettronico di potenza attivo è causa di perdite, che sono dissipate sotto forma di calore. Nuovamente si definisce anche questo termine di perdita come una caduta di tensione:

$$\vec{v}_{on} = V_{th} \cdot \text{sign}(\vec{i}_s) + R_{don} \cdot \vec{i}_s \quad (4.15)$$

L'errore di tensione introdotto dipende dalla tensione di soglia V_{th} del dispositivo e dalla corrente che conduce, secondo la legge di Ohm [6]. La dipendenza diretta dal segno delle correnti di fase, concede la definizione degli errori di tensione come contributi linearmente accumulabili.

Figure 6 • Normalized $R_{DS(on)}$ vs. Temperature

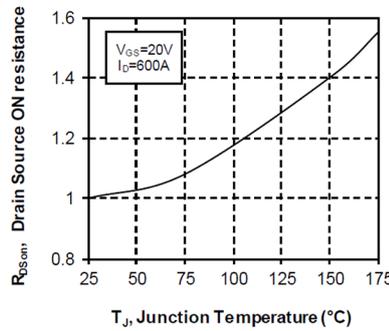


Figura 4.5: Curva della resistenza di ON-state fornita dal costruttore

La dipendenza di R_{don} dalla temperatura è ottenuta per interpolazione della caratteristica fornita dal costruttore.

4.2.3 Perdite di commutazione

Figure 8 • Switching Energy vs. Rg

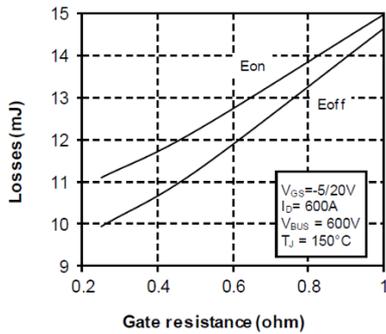


Figure 9 • Switching Energy vs. Current

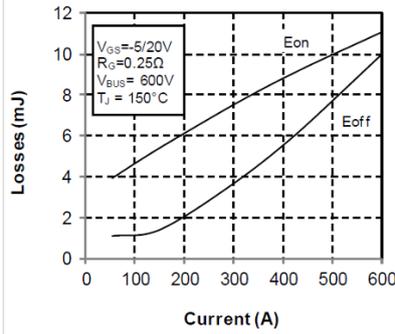


Figura 4.6: Curve dell'energia di switch-ON e switch-OFF fornite dal costruttore

I transistori di accensione e spegnimento di un interruttore elettronico di potenza influenzano il consumo energetico complessivo. Le capacità parassite interne al dispositivo causano tempi di commutazione maggiorati e necessitano una porzione di energia per essere caricate e scaricate.

Quantificare questa tipologia di perdita non è banale e richiede l'impiego di dati sperimentali forniti dal costruttore a catalogo: una legge matematica unificata non sarebbe accurata e valevole per tutte le tecnologie esistenti. Si ricorre dunque all'interpolazione di caratteristica normalizzate e all'ottenimento di mappe multidimensionali dipendenti dalle variabili che influenzano le quantità di energia dissipata E_{on} e E_{off} .

Una volta interpolati i valori utili, si ricorre alle seguenti formulazioni per ottenere il contributo di perdite causato:

$$P_{sw} = (E_{on} + E_{off}) \cdot V_{dc} \cdot f_{sw} \quad (4.16)$$

Capitolo 5

Il controllo digitale

Il capitolo che si introduce è il fulcro del lavoro svolto per questa tesi: la teoria presentata nei capitoli precedenti e i modelli costruiti sono finalizzati all'adempimento del controllo digitale. Nei prossimi paragrafi viene mostrata la manipolazione delle mappe e l'ottenimento dei mezzi necessari per la realizzazione della strategia di controllo unificata di un motore IPM e della macchina EESM, sviluppata per la trazione della vettura ZOE di produzione Renault.

5.1 Profili MTP_x

Un controllo di coppia efficiente può adottare molteplici strategie per la definizione dei riferimenti delle variabili governate. Tra queste non è raro l'impiego dei profili di MTPA (MTPJ), MTPV o MTPS, ovvero dell'insieme di punti di lavoro che garantiscono le migliori condizioni di funzionamento secondo una propria chiave logica. Si mostrano nei prossimi paragrafi il processo di computazione e i risultati ottenuti per il motore IPM e la macchina EESM.

Funzione "contour()"

La funzione "contour" fornita dalle librerie MATLAB [3] è in grado di rappresentare l'andamento di una grandezza su una griglia definita di punti, con curve che collegano le regioni caratterizzate dallo stesso valore numerico, facilitando l'individuazione di tendenze e la comparazione tra diverse configurazioni operative. Utilizzando "contour" è possibile ottenere la rappresentazione grafica di superfici tridimensionali attraverso curve di livello bidimensionali, permettendo una visualizzazione immediata della variazione di una grandezza su un piano cartesiano. Si tratta dunque di uno strumento vantaggioso per il calcolo delle isocurve di coppia di un motore elettrico, se si ha a disposizione la relazione tra le correnti in assi (d-q) e la coppia elettrica generata. Nel caso di questa tesi in particolare, si è fatto uso della funzione "contour" per ricavare e visualizzare i profili di MTPA e MTPV e ottenere le mappe di efficienza dei motori elettrici, contribuendo ad evidenziare le aree di massimo rendimento in funzione della coppia e della velocità.

Funzione "isosurface()"

La funzione "isosurface" fornita dalle librerie MATLAB [3] consente di identificare e rappresentare le regioni a valore costante di una grandezza scalare in funzione delle variabili prime. Attraverso "isosurface" è possibile estrarre e visualizzare le superfici isometriche desiderate all'interno di un dominio tridimensionale, facilitando l'interpretazione di fenomeni complessi. Questa funzionalità è particolarmente utile nel caso della macchina EESM, dove la natura tridimensionale della mappe

complica la manipolazione delle stesse. La funzione "isosurface" è stata adottata per calcolare le terne di variabili accomunate dall'appartenenza alla medesima isosuperficie di coppia.

5.1.1 MTPA

Il profilo di MTPA (Maximum Torque Per Ampere) rappresenta il luogo dei punti che massimizza la coppia erogata da un motore elettrico a fronte della minima corrente assorbita. Definendo il piano cartesiano delle correnti in assi (d-q) è possibile rappresentare la curva di MTPA per qualsiasi macchina elettrica. Noteremo che ogni curva sarà diversa e influenzata dalle caratteristiche costruttive del motore che descrive. Conoscendo le fondamenta teoriche che distinguono le tipologie di motori sincroni (o asincroni), risulta agevole persino prevedere il profilo di MTPA. Tuttavia, in una strategia di controllo che ambisce ad elevata accuratezza e prestazioni efficienti, si pone inoppugnabile la predisposizione di un algoritmo in grado di calcolare il profilo di massima coppia per corrente fornita.

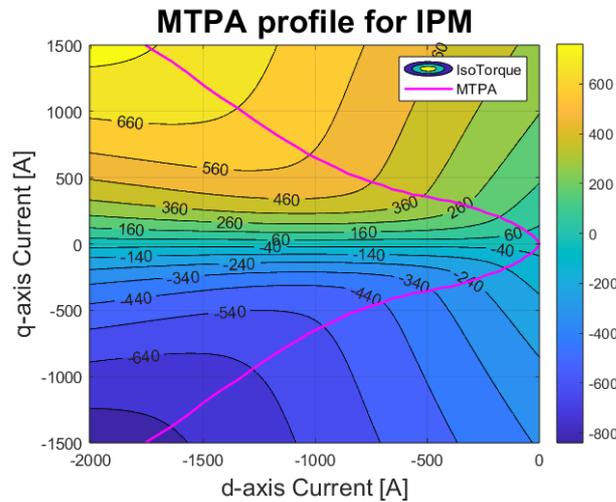


Figura 5.1: Grafico della curva di MTPA di un motore IPM nel piano delle correnti

L'algoritmo di computazione della mappa di MTPA per un motore IPM, apprezzabile nella figura 5.1, è mostrato nello schematico di figura 5.2, e basa la propria costituzione sul ciclo iterativo "for()" con cui sono ricavate le coppie di componenti I_d e I_q che minimizzano l'ampiezza I_s per ogni valore di coppia T_e .

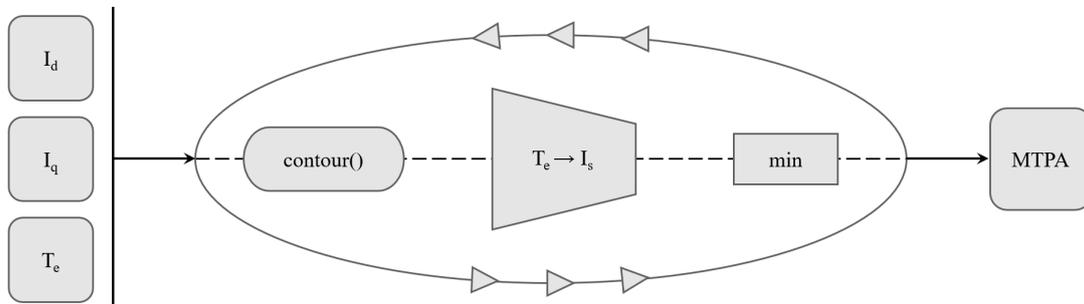


Figura 5.2: Schematico logico per l'algoritmo di calcolo della curva di MTPA

5.1.2 MTPV

Il profilo di MTPV (Maximum Torque Per Voltage) è il luogo dei punti che massimizza la coppia erogata da un motore elettrico garantendo il minimo flusso possibile nel circuito magnetico. Similmente a quanto detto per la curva di MTPA, anche il profilo di MTPV è specifico per ogni macchina elettrica considerata e varia a seconda delle peculiarità di costruzione e dei materiali impiegati. Ponendoci nel piano cartesiano dei flussi, con la componente F_d riportata sulle ascisse e la componente F_q sulle ordinate, è possibile rappresentare la curva di MTPV come coppie (F_d, F_q) con cui si ottiene il valore di coppia T_e .

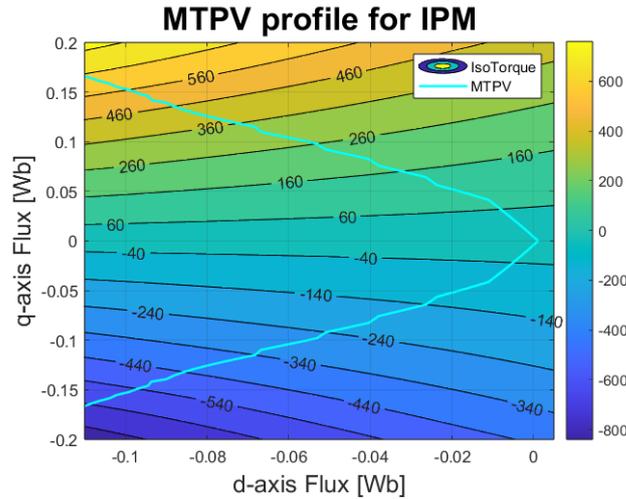


Figura 5.3: Grafico della curva di MTPV di un motore IPM nel piano delle correnti

La definizione dell'acronimo MTPV potrebbe causare confusione, tuttavia va ricordato che in un azionamento il convertitore impone un limite massimo di tensione, che al crescere della velocità di rotazione del motore, si traduce in un limite massimo di flusso. Da questa nozione prende forma l'algoritmo per la computazione della curva di MTPV, come mostra lo schematico in figura 5.4.

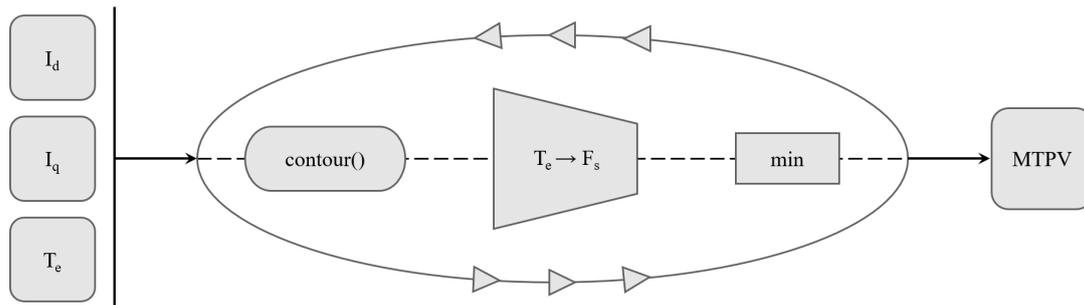


Figura 5.4: Schematico logico per l'algoritmo di calcolo della curva di MTPV

5.1.3 MTPJ

Un motore sincrono EESM (Electrically Excited Synchronous Motor) genera coppia dall'interazione tra il campo magnetico di statore e quello di rotore. Quest'ultimo ha origine dalla corrente

continua iniettata nell'avvolgimento di rotore e inevitabilmente condiziona l'intero funzionamento della macchina. Possiamo concludere che la EESM presenti un grado di libertà aggiuntivo: la corrente di campo i_f . Il risvolto principale in termini di mappe è apprezzabile nelle dimensioni: il profilo di MTPA non sarà più una curva bidimensionale, come nel caso del motore IPM, bensì otterremo una superficie tridimensionale, poiché servirà minimizzare sia la corrente di statore che la corrente di rotore. Lo stesso vale per il profilo di MTPV.

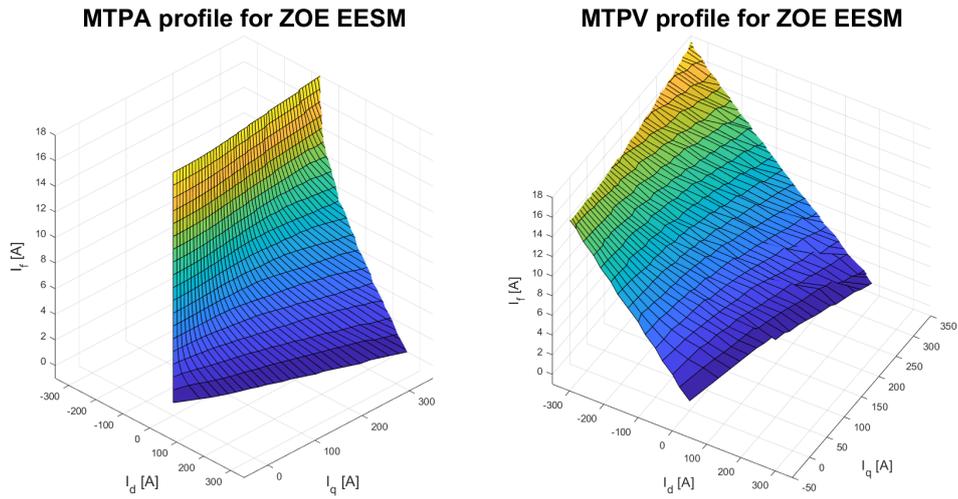


Figura 5.5: Grafici delle superfici di MTPA e MTPV per la EESM ZOE

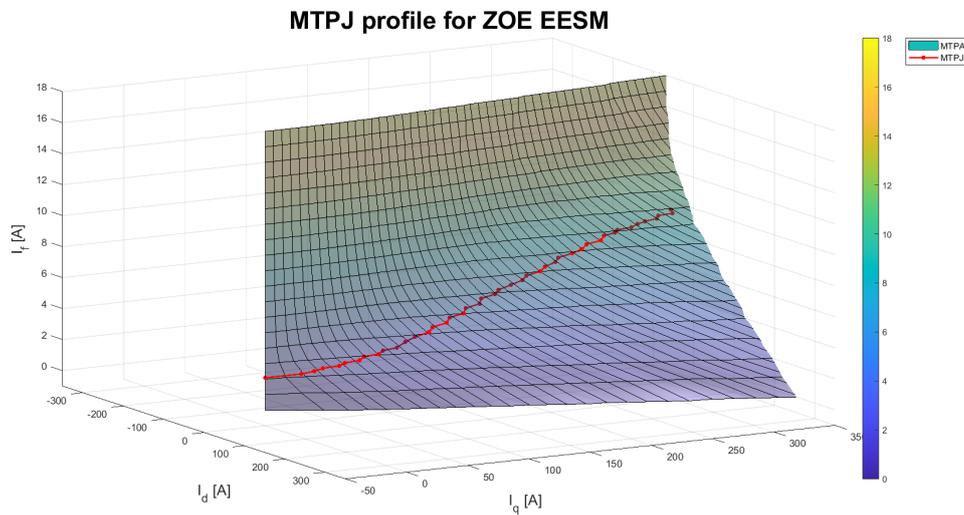


Figura 5.6: Grafico della curva di MTPJ per la EESM ZOE

La curva concettualmente equivalente al profilo di MTPA, che si è ricavata e mostrata nel caso del motore sincrono IPM, per un motore di tipo EESM prende il nome di MTPJ (Maximum Torque Per Joule): il profilo di MTPJ è il luogo dei punti che massimizza la coppia erogata da un motore

elettrico, a fronte delle minime perdite di conduzione negli avvolgimenti (di statore e di rotore). L'algoritmo di computazione fa uso della funzione "isosurface" e ricava la curva tridimensionale dei punti a minime perdite per ogni valore di coppia. Il profilo di MTPJ di un motore EESM giace sulla rispettiva superficie di MTPA, come mostrato nella figura 5.6.

5.1.4 MTPS

Il profilo MTPS (Maximum Torque Per Speed), caratteristico per ciascun motore elettrico, è il luogo dei punti di massima coppia erogata al variare della velocità di rotazione. La curva MTPS consente di svelare e studiare a fondo le capacità del motore lungo tutto il range operativo, esplicitando i limiti di azione e concedendo una panoramica immediata dei diversi punti di lavoro. Conoscere profilo e valori della curva di MTPS significa poter risalire anche ai termini di potenza fornita, potenza dissipata e massima efficienza del punto di lavoro.

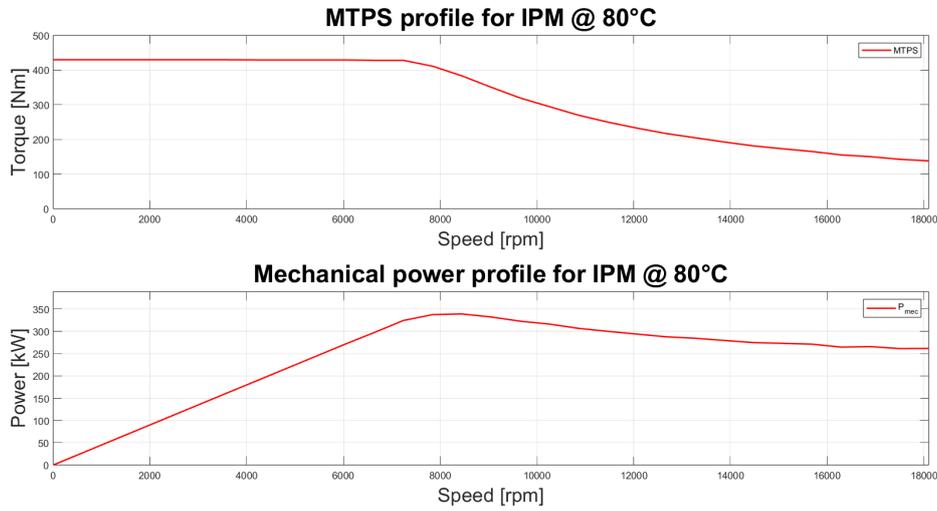


Figura 5.7: Grafici di MTPS e potenza meccanica per un motore IPM rispetto alla velocità

L'algoritmo implementato per ricavare i valori di MTPS e le grandezze correlate, applica un processo "a ritroso", che permette di risalire al valore di potenza elettrica ai morsetti del motore, avendo a disposizione le mappe di flusso, coppia e perdite interne, che sono state presentate nei primi capitoli di questa tesi.

Per garantire una trattazione categorica, si ricorre alla spiegazione del procedimento tramite formulazione matematica. Si considera il caso di un motore IPM, avendo note la velocità elettrica e le componenti della forza elettromotrice:

$$\omega_e = \frac{pp \cdot n_m}{60} \quad E_d = -\omega_e \cdot \lambda_q \quad E_q = \omega_e \cdot \lambda_d \quad (5.1)$$

Possiamo calcolare la potenza attiva e reattiva del modello circuitale equivalente:

$$P_e = \frac{3}{2} \cdot (I_{d_e} \cdot E_d + I_{q_e} \cdot E_q) \quad (5.2)$$

$$Q_e = \frac{3}{2} \cdot (I_{d_e} \cdot E_q - I_{q_e} \cdot E_d) \quad (5.3)$$

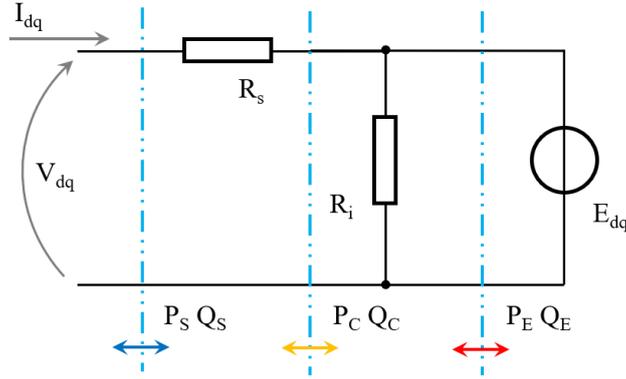


Figura 5.8: Modello circuitale equivalente per il calcolo dei flussi di potenza

Come anticipato nei primi capitoli di questa tesi, si fa uso del modello circuitale per le perdite interne al motore. Ogni termine di perdita è ricalcolato in funzione della frequenza di azione. Le perdite reattive interne sono considerate nulle:

$$P_i = P_{h0} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^{k_h} + P_{e0} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^{k_e} + P_{pm0} \cdot \left(\frac{f}{f_0}\right)^{k_{pm}} \quad (5.4)$$

$$Q_i = 0 \quad (5.5)$$

Sommando i due termini di potenza ricavati, si riesce a risalire ai valori intermedi P_c e Q_c , a cui vanno aggiunte le perdite di conduzione per ottenere la potenza elettrica di statore. Questo passaggio è necessario nel percorso a ritroso perché permette di calcolare le componenti in asse (d-q) della corrente di statore.

$$P_c = P_i + P_e = \frac{3}{2} \cdot (I_d \cdot E_d + I_q \cdot E_q) \quad (5.6)$$

$$Q_c = Q_i + Q_e = \frac{3}{2} \cdot (I_d \cdot E_q - I_q \cdot E_d) \quad (5.7)$$

Riscrivendo l'espressione in forma matriciale, è possibile semplificare il procedimento e calcolare la matrice inversa con cui giungere a definire le componenti di corrente I_d e I_q :

$$I_d = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{1}{E_d \cdot E_d + E_q \cdot E_q}\right) \cdot (E_d \cdot P_c + E_q \cdot Q_c) \quad (5.8)$$

$$I_q = \frac{2}{3} \cdot \left(\frac{1}{E_d \cdot E_d + E_q \cdot E_q}\right) \cdot (E_q \cdot P_c - E_d \cdot Q_c) \quad (5.9)$$

Il procedimento di completamento della trattazione passa attraverso semplici passaggi algebrici. Dallo schematico circuitale si intuisce come incorporare le cadute resistive, una volta nota la corrente nei morsetti:

$$V_d = R_s \cdot I_d + E_d \quad (5.10)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + E_q \quad (5.11)$$

L'ultimo passaggio, che garantisce l'approvvigionamento di tutti i dati necessari, è la computazione della potenza elettrica di statore:

$$P_s = \frac{3}{2} \cdot (I_d \cdot V_d + I_q \cdot V_q) \quad (5.12)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} \cdot (I_d \cdot V_q - I_q \cdot V_d) \quad (5.13)$$

Una volta calcolate tutte le grandezze fondamentali per la realizzazione della curva di MTPS, riusciamo ad ottenere tutti i termini di interesse. Procediamo a ricavare le perdite operative, l'efficienza della macchina in funzionamento da motore o da generatore e il fattore di potenza:

$$P_{loss} = P_s - T_e \cdot \omega_m \quad (5.14)$$

$$\eta_{gen} = 1 + \frac{P_{loss}}{P_m} \quad (5.15)$$

$$\eta_{mot} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_m} \quad (5.16)$$

$$\cos(\phi) = \cos(\arctan\left(\frac{Q_s}{P_s}\right)) \quad (5.17)$$

I passaggi matematici mostrati corrispondono all'algoritmo implementato nel calcolo del profilo di MTPS per il motore elettrico IPM: una volta note le componenti di tensione e di corrente ai morsetti della macchina, si procede con l'imposizione dei limiti operativi delle stesse. Si ricorda che la curva di MTPS rappresenta il massimo di coppia erogabile dal motore in funzione della velocità, garantendo il miglior compromesso tra prestazioni e limiti fisici del sistema. Aver nota questa caratteristica diventa particolarmente rilevante per azionamenti elettrici che debbano garantire alta velocità, dove la tensione di alimentazione e le caratteristiche del motore impongono vincoli imperativi. A differenza del profilo MTPA, che ottimizza la coppia rispetto alla corrente, e di MTPV, che lo fa rispetto alla tensione, il profilo di MTPS ottimizza la coppia rispetto alla frequenza, ovvero la velocità di rotazione.

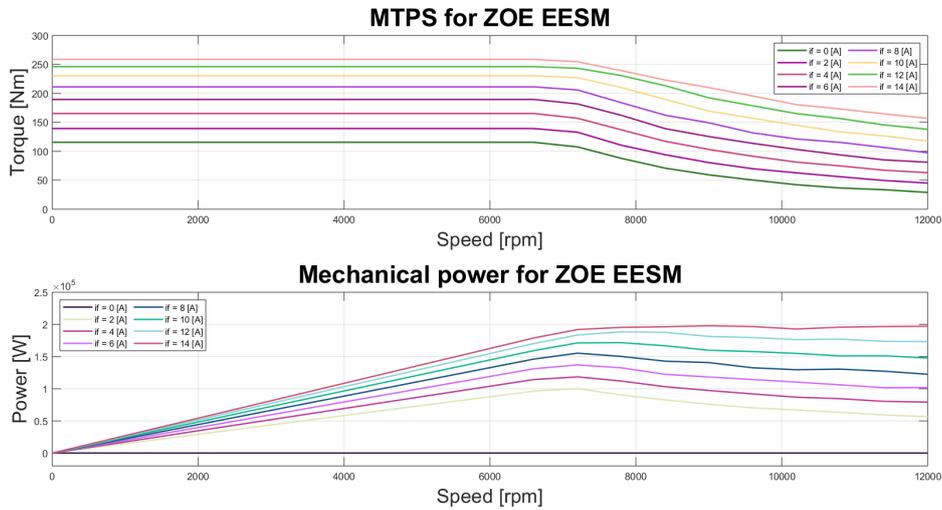


Figura 5.9: Grafici di MTPS e potenza meccanica per il motore EESM rispetto alla velocità

Come visto per i precedenti profili, modificando la macchina elettrica in analisi anche le rispettive curve presenteranno differenze grafiche. Si consideri la macchina EESM del veicolo ZOE: il profilo di MTPS sarà costruito similmente tramite algoritmo a partire dalle mappe di flusso, coppia e perdite interne del motore. L'effetto della peculiarità del EESM, ovvero la corrente dell'avvolgimento di rotore i_f , è inevitabile anche in questo caso applicativo: al variare della corrente di

rotore la curva di MTPS assumerà un profilo differente, esplicitando la forte influenza di questa variabile sulle prestazioni del motore. In particolare, è apprezzabile la riduzione del valore massimo di coppia erogabile da parte del motore EESM al diminuire della corrente di eccitazione. Quanto detto emerge dalla figura 5.9.

5.2 Mappe di efficienza

Inauguriamo una nuova sezione per approfondire il tema della mappe di efficienza dei motori elettrici da trazione analizzati per questa tesi. Le mappe di efficienza di un motore elettrico costituiscono la rappresentazione grafica delle prestazioni del motore, in termini di rendimento, in funzione della coppia e della velocità di rotazione. Ogni mappa può essere concepita come una griglia regolare dei valori di coppia elettrica e velocità, per cui è possibile assegnare ad ogni suo punto il rispettivo valore di efficienza. Con questa tecnica le mappe forniscono un'indicazione visiva delle zone operative in cui il motore lavora a massima efficienza e allo stesso tempo permettono di conoscere il più alto valore di efficienza ottenibile per determinate condizioni di lavoro desiderate.

5.2.1 Motore sincrono IPM

I valori numerici di output dell'algoritmo sono raccolti in vettori e matrici multidimensionali. Si fa uso degli strumenti del software MATLAB per rappresentare graficamente i risultati ottenuti.

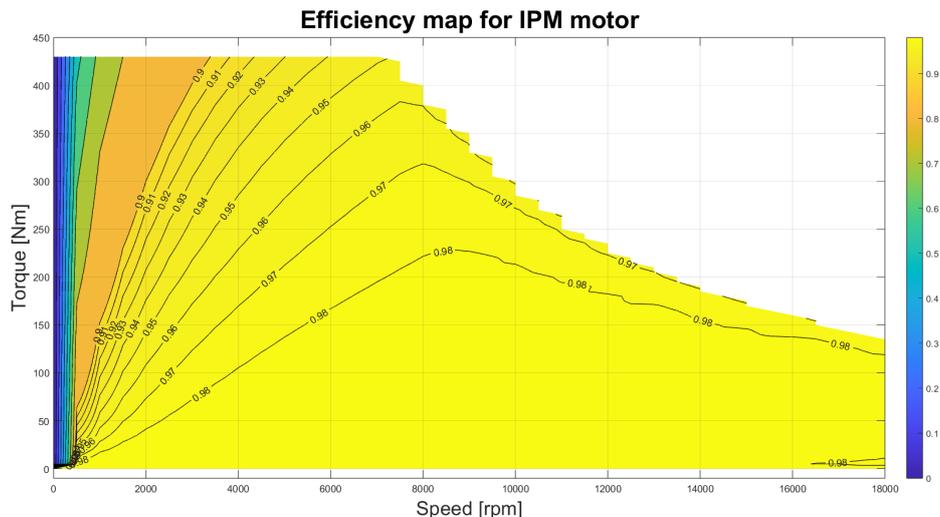


Figura 5.10: Mappa di efficienza del motore IPM nel piano Coppia-velocità

Possiamo notare come il valore di efficienza del motore IPM studiato rimanga elevato per velocità di rotazione medio-alte nell'intero range di coppia possibile. Tuttavia si delinea un sostanziale crollo di questo parametro a basse velocità e per una coppia desiderata elevata. Le stesse considerazioni possono essere effettuate se si approfondisce il funzionamento da generatore del motore elettrico IPM. Le mappe di efficienza nei due casi risultano quasi speculari. Va comunque ricordato che per il funzionamento da generatore i termini di perdita interna saranno considerati con segno positivo nel conteggio dei flussi di potenza.

L'algoritmo fa uso del ciclo "for()" per risalire ai valori di potenza elettrica ai morsetti del motore,

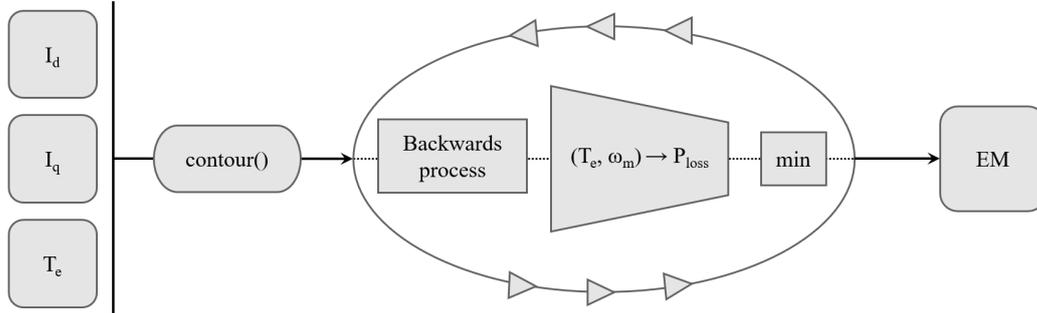


Figura 5.11: Schematico logico per l'algoritmo di calcolo delle Mappe di efficienza

come mostrato nel paragrafo precedente. Ad ogni iterazione vengono identificate le coordinate degli input che causano minime perdite e il rispettivo valore viene salvato in una mappa definita come griglia regolare di coppia-velocità. Il risultato finale, apprezzabile nelle immagini dei prossimi due sottoparagrafi, sono le mappe di efficienza del motore ovvero lo strumento necessario per conoscere il comportamento della macchina elettrica e per confrontarlo con altri motori in analisi.

5.2.2 Motore sincrono EESM

Il calcolo delle mappe di efficienza è stato similmente eseguito per la macchina elettrica ZOE EESM. Un motore IPM presenta a rotore solamente le perdite dovute al ferro e ai magneti permanenti, mentre un motore EESM annovera tra i propri termini di perdita anche l'effetto Joule nell'avvolgimento di eccitazione. Includendo questo contributo nel calcolo dei flussi di potenza si è potuti risalire all'efficienza di macchina nei vari punti di lavoro.

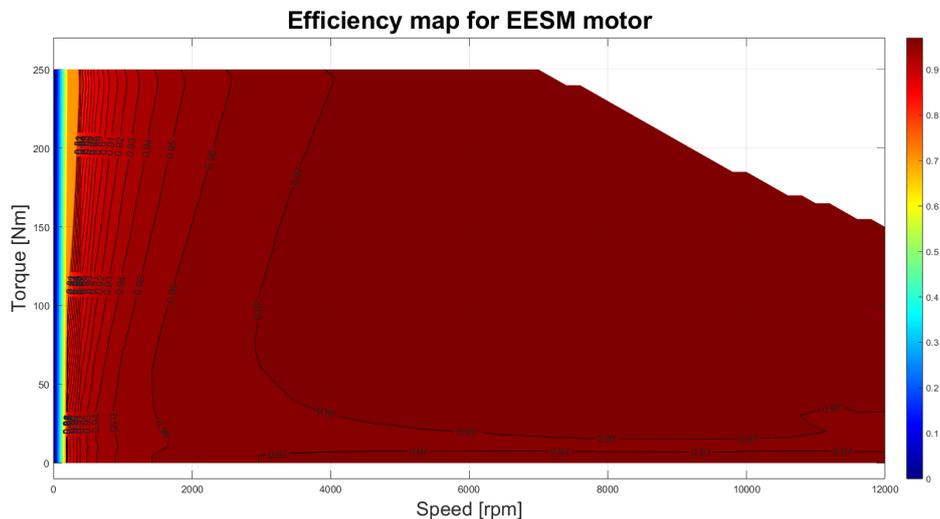


Figura 5.12: Mappa di efficienza del motore IPM nel piano Coppia-velocità

Lo scheletro portante dell'algoritmo anche in questo caso si discosta da quanto visto per il motore IPM: le mappe di flusso e coppia sono tridimensionali e la computazione dei bilanci di potenza

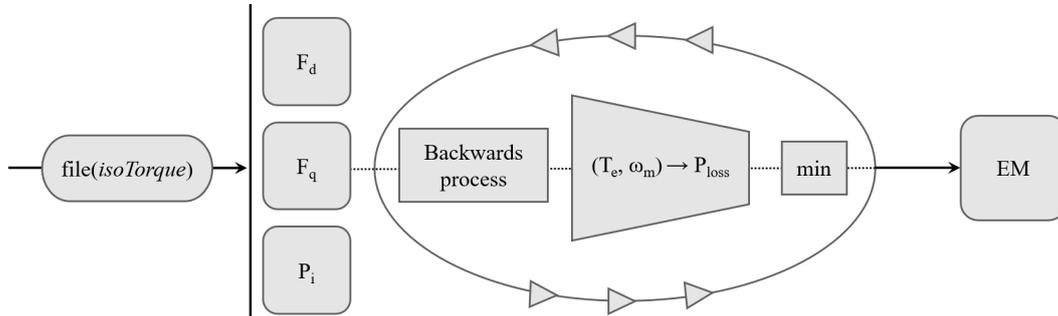


Figura 5.13: Schematico logico per l'algoritmo di calcolo delle Mappe di efficienza

per ciascuna corrente di eccitazione diventerebbe eccessivamente onerosa, soprattutto tenendo presente che per analizzare tutti i punti coppia-velocità si rende indispensabile l'impiego della funzione "isosurface()". Per agevolare i passaggi di calcolo iterativo, si sono quindi predisposti e salvati a priori i file di dati per ciascuna isocoppia ($\Delta T = 1 Nm$). All'interno del loop "for()" vengono richiamati i file desiderati, da cui si estrapolano i valori di corrente in assi (d-q-f) che garantiscano la minimizzazione delle perdite.

5.2.3 Considerazioni conclusive

L'efficienza di un motore elettrico è influenzata da diversi fattori, tra cui le perdite nel rame degli avvolgimenti, le perdite nel ferro dovute all'isteresi e alle correnti parassite, nonché le perdite meccaniche legate agli attriti e alla ventilazione. Nelle mappe di efficienza, le regioni con rendimento più elevato tendono a localizzarsi a velocità e carichi intermedi, mentre le zone a bassa efficienza si trovano tipicamente a basse velocità, dove le perdite resistive diventano predominanti. L'analisi di queste mappe è fondamentale per lo sviluppo di strategie di controllo avanzate, come la gestione ottimizzata della corrente e della tensione, che consentono di operare il motore nelle condizioni più favorevoli in termini di consumo energetico. Inoltre, l'uso delle mappe di efficienza è particolarmente rilevante nelle applicazioni automobilistiche ed industriali, dove la selezione del punto di funzionamento ottimale contribuisce significativamente alla riduzione dei consumi energetici e al miglioramento delle prestazioni complessive del sistema.

5.3 Osservatore di posizione: PLL

La posizione dell'albero di motore è un'informazione indispensabile per l'intero azionamento. Come visto nei capitoli precedenti, la matrice di rotazione necessita tale grandezza per garantire la propria mansione. Conseguentemente l'importanza di conoscere con precisione la posizione angolare θ_m per sviluppare un modello funzionante e accurato. Il primo approccio a questo problema è l'applicazione delle leggi di dinamica, ricordando che la velocità di rotazione è definibile come variazione di posizione nel tempo. Si ottiene così senza difficoltà la computazione della posizione di rotore con un unico passaggio matematico:

$$\theta_m(t) = \int \omega_m(t) dt \quad (5.18)$$

Tuttavia la realizzazione pratica si presenta come nello schematico in figura 5.14 in quanto la posizione di rotore è definita per logicità tra l'angolo nullo e l'angolo giro, ovvero:

$$0 \leq \theta_m(t) \leq 2\pi \quad (5.19)$$

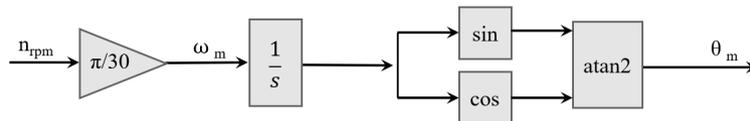


Figura 5.14: Schematico per la computazione della posizione angolare meccanica

Lo schematico costituito è valido solo per grandezze di natura continua, ossia il modello del motore. Impiegare uno strumento di questo tipo anche nel modello del controllo digitale comporterebbe un errore irrisolvibile. L'informazione di posizione in ingresso al blocco di controllo è di natura periodica e discreta.

$$\theta_m^n - \theta_m^{n-1} = \omega_m \cdot T_{sw} \quad (5.20)$$

Il calcolo integrale di tale grandezza comporterebbe dei punti di singolarità laddove si verificano i fronti verticali dal valore di 2π al valore nullo. Per sopperire a questa dinamica viene impiegato un osservatore di flusso con il principio del Phase Locked Loop, noto con l'acronimo di PLL.

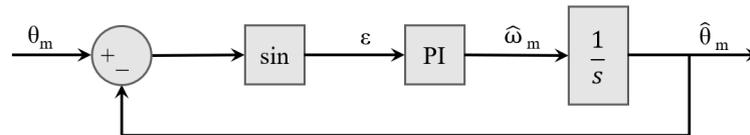


Figura 5.15: Schematico dell'osservatore di posizione con la tecnica PLL

Il PLL è un sistema di controllo a retroazione progettato per sincronizzare la fase di un oscillatore con quella di un segnale di riferimento, garantendo il tracciamento accurato di una frequenza o posizione di fase variabile nel tempo. Il risultato è un sistema capace di agganciarsi alla fase del segnale di ingresso e seguirne le variazioni in modo continuo e stabile. Lo stesso principio può essere applicato in un osservatore di posizione per motori elettrici. L'osservatore corregge continuamente la stima della posizione del rotore sulla base della differenza tra il segnale misurato e quello previsto. Per fare ciò si è realizzato manualmente il regolatore PI:

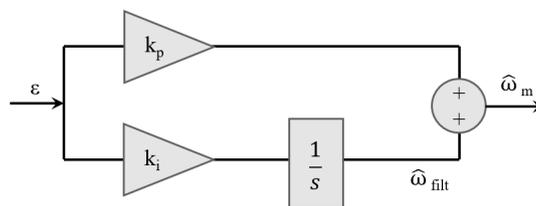


Figura 5.16: Schematico del regolatore PI per l'osservatore di posizione

La taratura del regolatore PI è stata effettuata secondo le formulazioni in funzione della frequenza

di banda f_{BW} e di margine di fase ϕ_m :

$$\omega_{BW} = 2\pi \cdot f_{BW} \quad (5.21)$$

$$k_p = \frac{\omega_{BW} \cdot \tan(\phi_m)}{\sqrt{1 + \tan^2(\phi_m)}} \quad (5.22)$$

$$k_i = \frac{\omega_{BW} \cdot \omega_{BW}}{\sqrt{1 + \tan^2(\phi_m)}} \quad (5.23)$$

Questo approccio consente di ottenere una stima robusta e precisa della posizione anche in condizioni di carico variabili o a basse velocità. Per questo è ampiamente utilizzato nei controlli sensorless, dove la posizione e la velocità devono essere ricostruite senza l'uso di encoder o resolver.

5.4 Osservatore di flusso

Un osservatore di flusso è l'algoritmo ideato nei sistemi di controllo per stimare il flusso magnetico di un motore elettrico senza l'uso di sensori fisici. Il principio di funzionamento si basa sulla fusione di due stimatori di flusso [13] con prestazioni ideali in range di velocità complementari, correggendo l'errore con il regolatore proporzionale $k_p = g$. Tra le diverse tecniche esistenti, si è adottato l'osservatore di flusso definito dal seguente schematico equivalente.

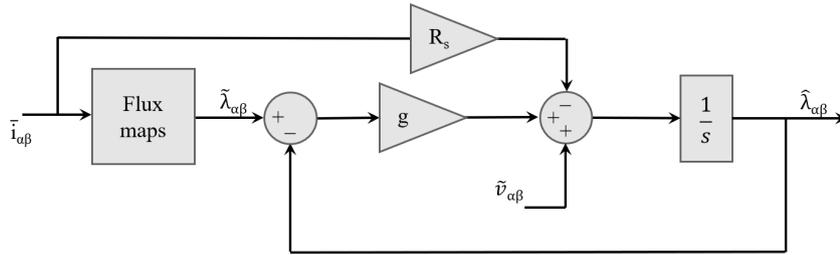


Figura 5.17: Schematico dell'osservatore di flusso

Le tensioni in assi $(\alpha - \beta)$ sono ricostruite a partire dai duty-cycles dell'iterazione precedente:

$$\vec{v}_{\alpha\beta} = [T] \cdot \left((d_{abc} \cdot V_{dc} - \frac{1}{2}) - \frac{1}{3} \sum (d_{abc} \cdot V_{dc} - \frac{1}{2}) \right) \quad (5.24)$$

Si rende noto inoltre che l'integratore deve essere di natura discreta e che l'interpolazione nelle mappe di flusso avviene in assi (d-q), data la natura delle mappe. Infine, il guadagno g viene definito con:

$$g = 2 \cdot \pi \cdot f_{obs} \quad (5.25)$$

L'osservatore di flusso può essere implementato in forma di un semplice integratore delle tensioni indotte o attraverso algoritmi più avanzati, che migliorano l'accuratezza della stima riducendo l'influenza del rumore e delle incertezze di modello. Questo strumento risulta essenziale nei sistemi di controllo: la misura diretta di un flusso magnetico interno alla macchina elettrica non è realizzabile. Grazie all'osservatore di flusso è possibile ottenere una dinamica del flusso osservato che rispetta il caso reale.

5.5 Mappe di Bae-Patel

Le realizzazione della strategia di controllo unificata, che presenta questo elaborato di tesi, poggia le proprie fondamenta sulla tecnica di definizione dei riferimenti, che verrà presentata in questa sezione. Gli ingegneri che hanno ideato il metodo omonimo sono Bon-Ho Bae e Nitin Patel, come mostrato nel documento [2]. L'approccio di base è la costituzione delle mappe necessarie per identificare i riferimenti da fornire al motore. Tali mappe sono costruite in funzione di flusso limite e coppia percentuale desiderata, fornendo come output la grandezza di riferimento adeguata. Procedendo con ordine, si riporta di seguito il macro schematico di applicazione del metodo Bae-Patel e nei paragrafi successivi si procede a sviscerarne l'implementazione.

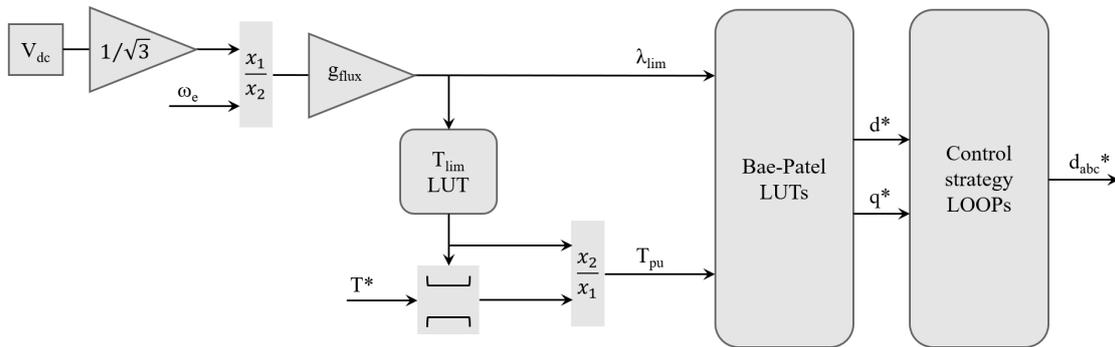


Figura 5.18: Macro schematico di applicazione del metodo Bae-Patel per un motore IPM

Nel caso di un motore sincrono IPM vale lo schematico in figura 5.18 che permette di estendere il metodo Bae-Patel a qualsivoglia strategia di controllo di un motore sincrono. Con gli input di coppia, di velocità e la tensione di DC-link si hanno sufficienti informazioni per ottenere i riferimenti da fornire agli anelli del controllo.

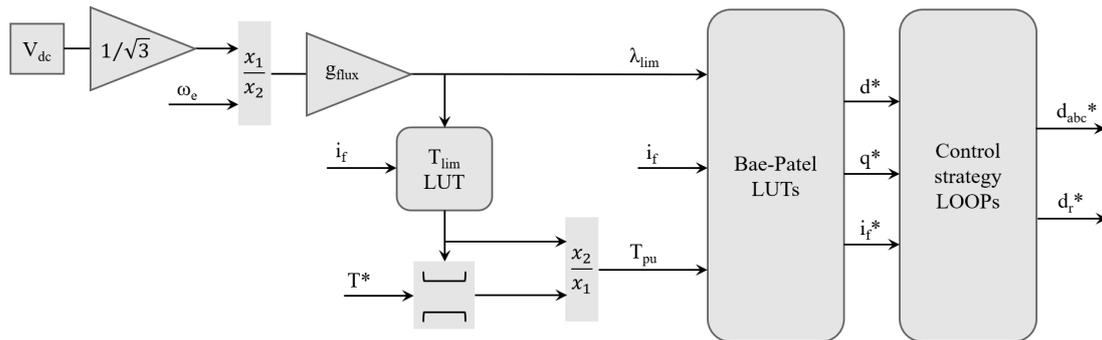


Figura 5.19: Macro schematico di applicazione del metodo Bae-Patel per un motore EESM

Nel caso di un motore sincrono EESM sarà necessario aver nota anche la corrente di eccitazione i_f , in quanto le LUT sono dipendenti anche da tale variabile. In Figura 5.19 viene mostrato anche lo schematico logico per il motore sincrono eccitato elettricamente.

5.5.1 Mappa del limite di coppia

Il valore di massima coppia erogabile da parte di un motore sincrono diminuisce all'aumentare della velocità di rotazione della macchina. Questo concetto è ben visibile nelle curve di MTPS e nelle mappe di efficienza, sia del motore IPM che del motore EESM. La motivazione va ricercata nei limiti di tensione e di corrente dell'azionamento, che quasi sempre coincidono con i limiti operativi del convertitore elettronico. Nel rispetto di tali limitazioni si deduce che, per valori elevati di velocità, il massimo valore di flusso presente nel giogo di motore sarà a sua volta ridotto. Dalla legge matematica di computazione della coppia elettrica concludiamo che anche quest'ultima sarà soggetta a limitazione nei punti di lavoro ad elevata velocità, in quanto il valore di coppia dipende direttamente dall'ampiezza del vettore di flusso.

Motore sincrono IPM

La mappa del limite di coppia è lo strumento necessario nel ricavare la massima coppia erogabile dal motore in analisi, data una certa velocità di rotazione, ovvero conoscendo il limite di flusso corrispondente.

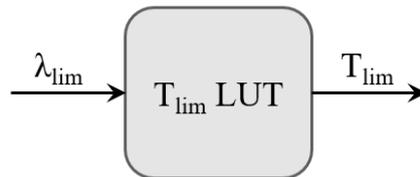


Figura 5.20: Schematico del blocco per l'interpolazione della coppia limite per un IPM

La Look Up Table è stata costruita iterativamente, ricavando il massimo valore di coppia erogabile dal motore per ciascun limite di flusso. In termini applicativi si fa uso della mappa T_{lim} per saturare il valore della coppia di riferimento e allo stesso tempo per determinare il valore di coppia percentuale da fornire come input della mappe di interpolazione dei riferimenti.

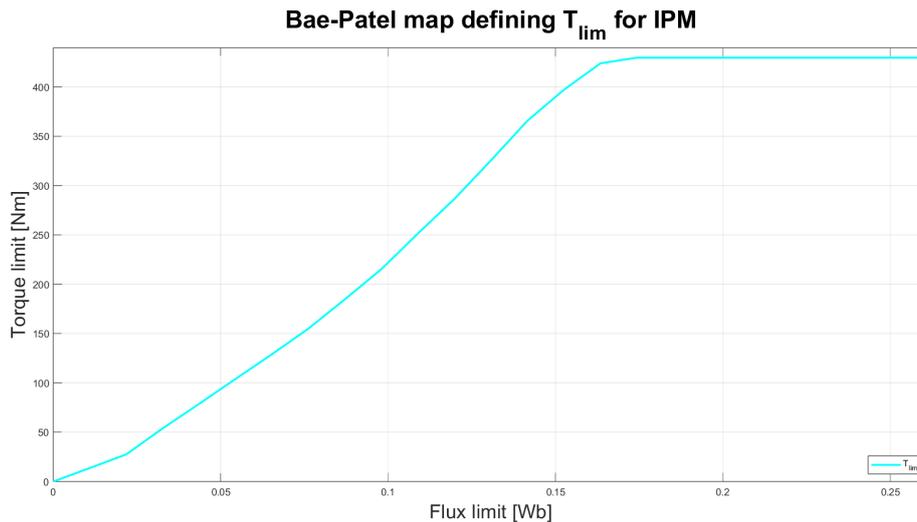


Figura 5.21: Mappa del limite di coppia ottenuta col metodo Bae-Patel per il motore IPM

Motore sincrono EESM

Come anticipato, l'equivalente mappa per il caso del motore ZOE viene costruita tenendo conto della possibilità di variare la corrente di eccitazione. Ad ogni iterazione si impongono il limite di flusso, il limite di corrente massima e si procede con la selezione del massimo valore di coppia realizzabile.

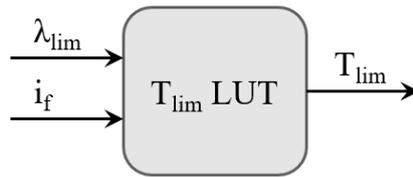


Figura 5.22: Schematico del blocco per l'interpolazione della coppia limite per un EESM

La Look Up Table per un EESM prende forma dallo stesso algoritmo appena descritto per il motore IPM, con l'accortezza di ripetere il processo per ogni valore di i_f . Ne consegue che la mappa sia rappresentabile come una superficie tridimensionale, composta dalla fusione delle curve bidimensionali per ogni valore della corrente di rotore.

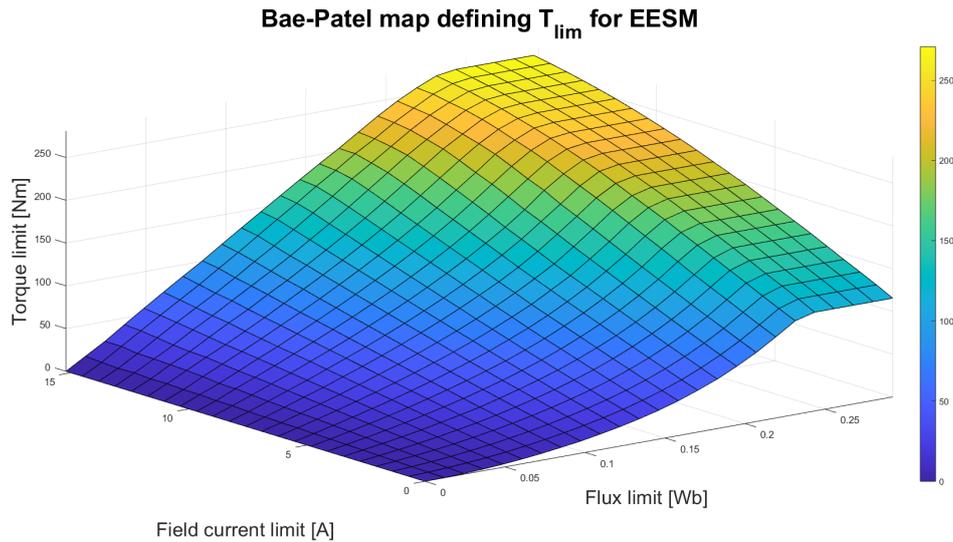


Figura 5.23: Mappa del limite di coppia ottenuta col metodo Bae-Patel per il motore EESM

5.5.2 Mappa dei riferimenti di corrente e flusso

Il fulcro del metodo Bae-Patel risiede nella costruzione delle omonime mappe. Lo scopo delle mappe è definire il riferimento di corrente, flusso o angolo di carico per una qualsiasi condizione di funzionamento del motore, minimizzando le perdite di conduzione. Per fare ciò si è definito un algoritmo che imponesse i vincoli di tensione e corrente massime, procedendo a determinare per ogni valore di coppia percentuale e di flusso limite, il riferimento di corrente (o flusso) da fornire per controllare il motore e minimizzarne le perdite.

Motore sincrono IPM

Il primo attuatore per cui sono state predisposte le mappe di Bae-Patel è il motore IPM. La mappa è costruita come un griglia regolare di coppia percentuale e flusso limite: in base agli input specificati si ricava il riferimento in asse (d) o in asse (q) per le correnti.

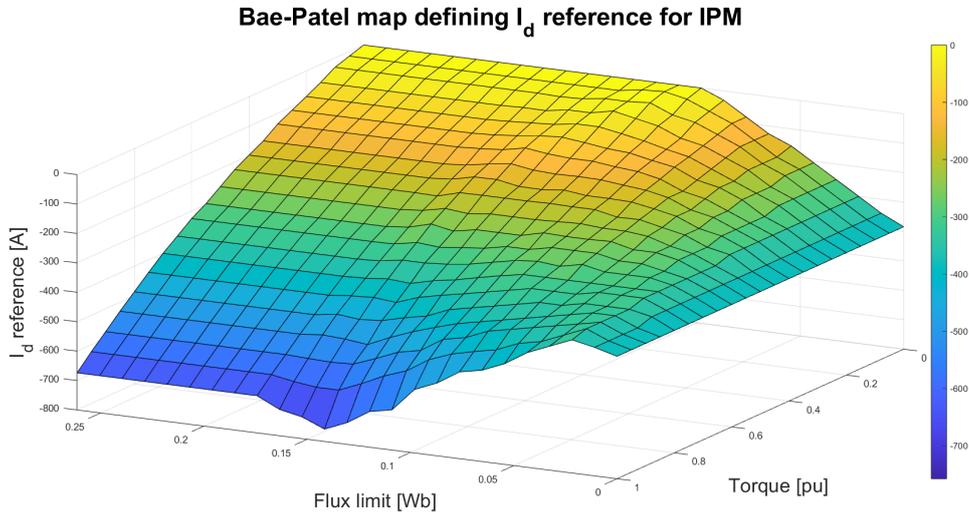


Figura 5.24: Mappa di riferimento della corrente I_d per il motore IPM

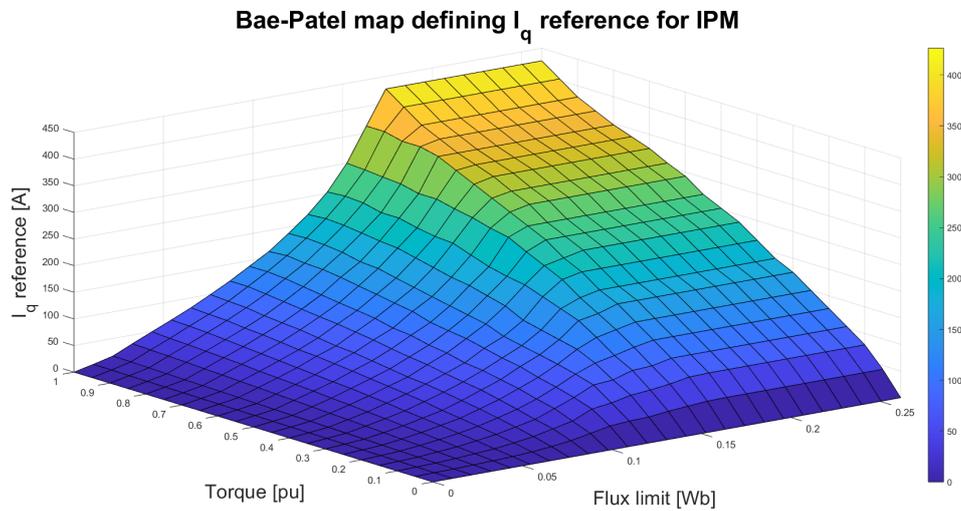


Figura 5.25: Mappa di riferimento della corrente I_q per il motore IPM

Allo stesso modo è possibile rappresentare le mappe ricavate per i riferimenti dei flussi. Sia le mappe dei riferimenti delle componenti di corrente, sia le mappe dei riferimenti delle componenti di flusso, sono finalizzate alla realizzazione delle strategie di controllo. Nei prossimi paragrafi sarà apprezzabile quanto anticipato.

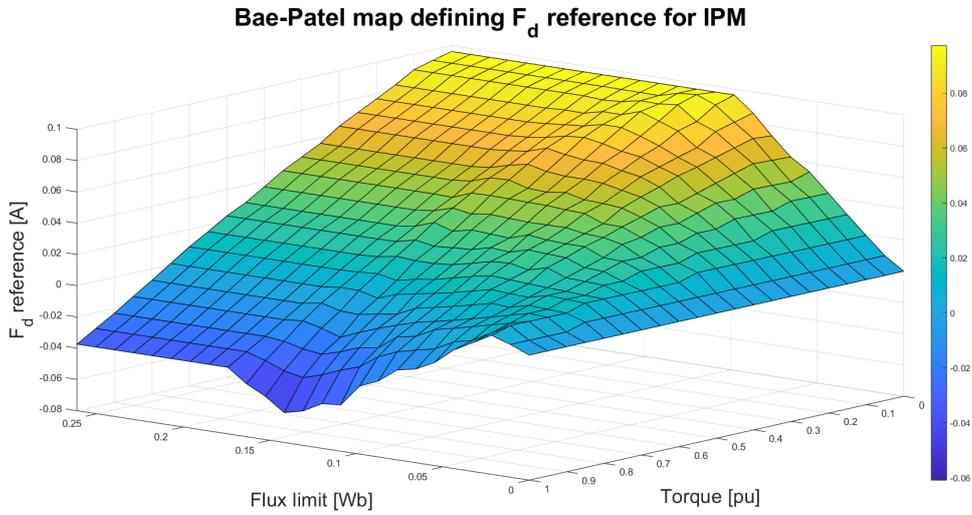


Figura 5.26: Mappa di riferimento del flusso F_d per il motore IPM

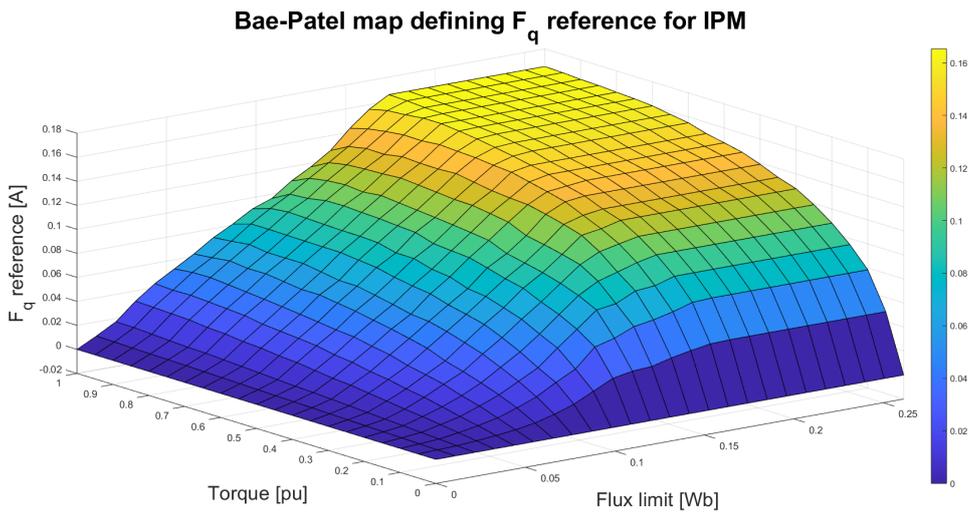


Figura 5.27: Mappa di riferimento del flusso F_q per il motore IPM

Si può constatare la somiglianza di profilo tra le mappe in asse (d) e le mappe in asse (q), così come la maggiore regolarità e levigatezza delle mappe in asse (q)

Motore sincro EESM

Il secondo attuatore considerato è la EESM, che introduce un grado di libertà aggiuntivo: le mappe di Bae-Patel diventano una griglia tridimensionale di coppia percentuale, flusso limite e corrente di eccitazione. La realizzazione delle mappe ha richiesto l'implementazione di un algoritmo iterativo che valutasse per ogni terna di variabili in input, ovvero per ogni posizione del dominio, il valore da fornire in output per minimizzare le perdite di conduzione. Si capisce che impiegando le mappe

ricavate come Look Up Tables nelle simulazioni, per ogni variabile di ingresso, si avrà in output il riferimento della grandezza desiderata. Il risultato ottenuto può essere interpretato come un volume di mappe, dove ad ogni valore di corrente i_f corrisponde uno strato del volume, ovvero una mappa di riferimento. L'interpolazione in questo caso avviene quindi su tre dimensioni e si possono rappresentare alcuni casi esempio.

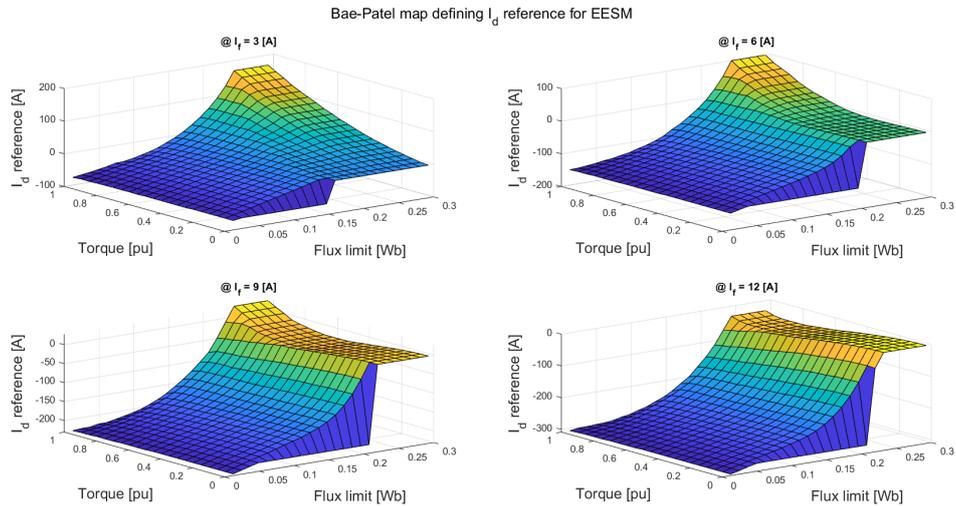


Figura 5.28: Mappe di riferimento della corrente I_d per il motore EESM

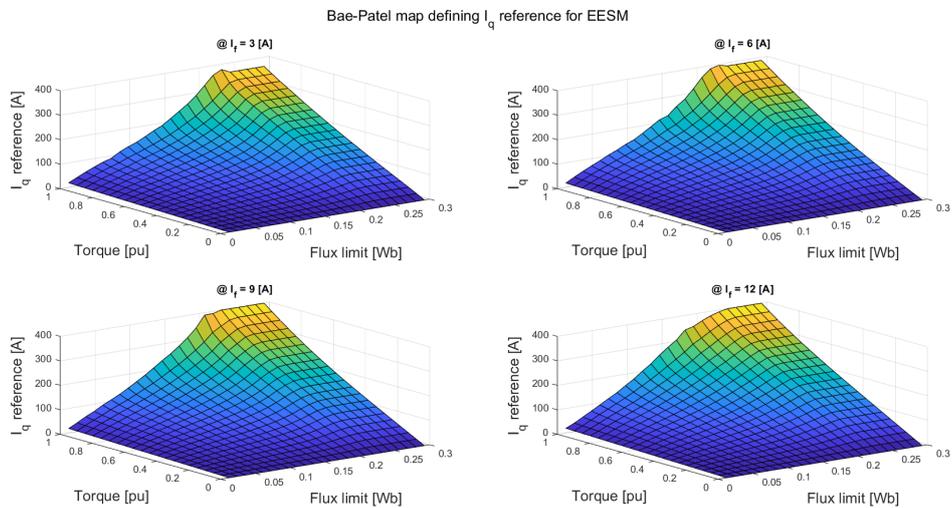


Figura 5.29: Mappe di riferimento della corrente I_q per il motore EESM

Allo stesso modo è possibile rappresentare le mappe ricavate per i riferimenti dei flussi. Osserviamo nelle mappe appena mostrate e in quelle che seguono, una variazione non trascurabile del profilo all'aumentare della corrente di eccitazione. Ancora una volta si esalta la forte dipendenza delle prestazioni della macchina EESM dalla corrente i_f

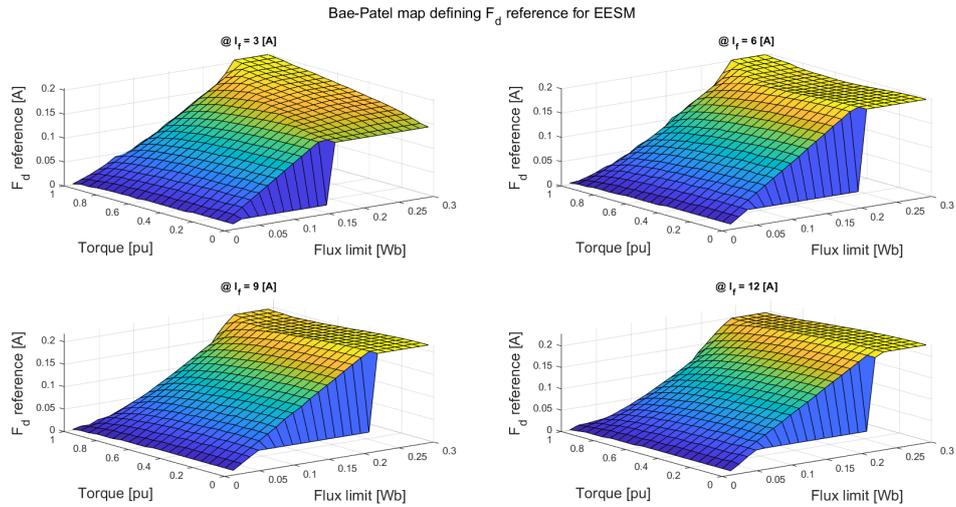


Figura 5.30: Mappe di riferimento del flusso F_d per il motore EESM

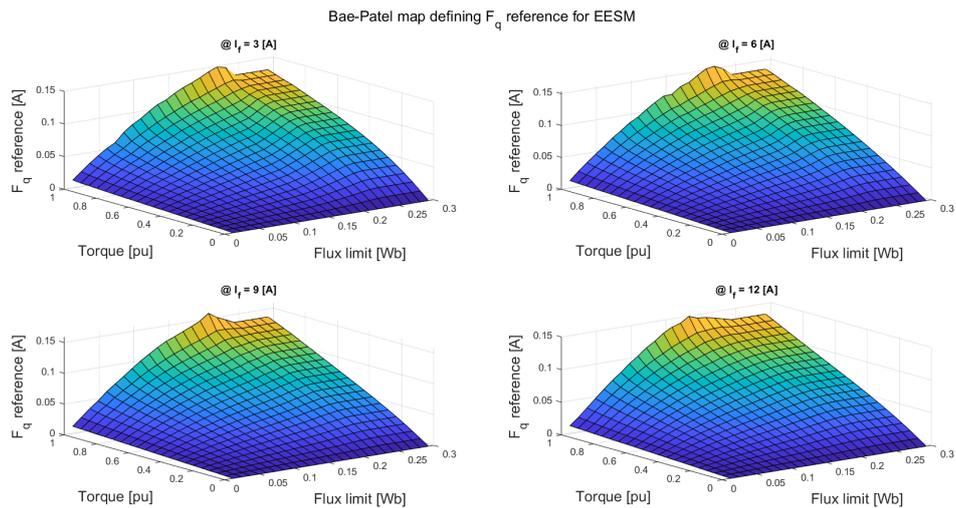


Figura 5.31: Mappe di riferimento del flusso F_q per il motore EESM

Esaminando le mappe ottenute, ci accorgiamo che le superfici in asse (q) mantengono sia un profilo molto simile (al variare della i_f), sia un range di valori costante (tra zero e 400 A). Non si può affermare lo stesso per le superfici in asse (d): il profilo varia (soprattutto per valori maggiori di flusso) e il valore massimo e minimo diminuiscono all'aumentare della corrente di rotore.

5.5.3 Mappa di riferimento della corrente di eccitazione

La macchina ZOE EESM dispone di tutte le peculiarità e complicazioni di un qualsiasi motore elettrico sincrono, ma con l'aggiunta di un grado di difficoltà: l'imprescindibile esigenza di regolare la corrente di eccitazione i_f nell'avvolgimento di rotore. Come reso evidente dalla presentazione

sul motore stesso e dalle mappe costruite per il controllo ad alta efficienza, risulta determinante il valore della corrente i_f nello stabilire le prestazioni dell'attuatore. Serve dunque agire sugli anelli del controllo digitale, aggiungendo la gestione delle dinamiche di rotore. Tutto ciò significa dover ricavare il riferimento della corrente di eccitazione e farlo sempre nell'ottica di massimizzare l'efficienza del controllo. Anche in questo caso si ricorre al metodo Bae-Patel implementando un algoritmo iterativo che realizzi la mappa di riferimento in funzione dei valori di coppia percentuale e del limite di flusso.

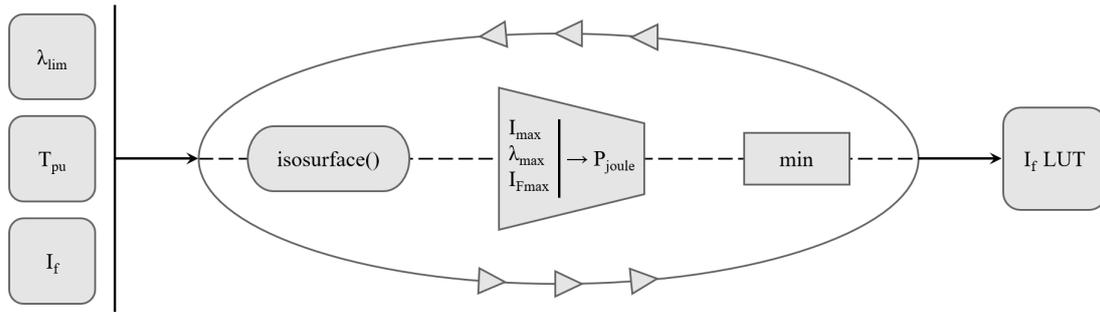


Figura 5.32: Schematico dell'algoritmo per ottenere il riferimento di i_f della EESM

Come mostrato dallo schematico, si ricorre alla funzione "isosurface()" per ricavare i valori di corrente in grado di fornire un determinato valore di coppia. Per ciascun punto di lavoro, definito in coordinate di coppia "per unit" e limite di flusso, viene dunque fornito in output il valore di corrente costante che si desidera instaurare nell'avvolgimento di rotore al fine di minimizzare le perdite di conduzione. Il risultato può essere implementato nelle simulazione come Look Up Table da cui attingere per interpolare ad ogni iterazione il riferimento di i_f , avendo note le condizioni del sistema in tempo reale.

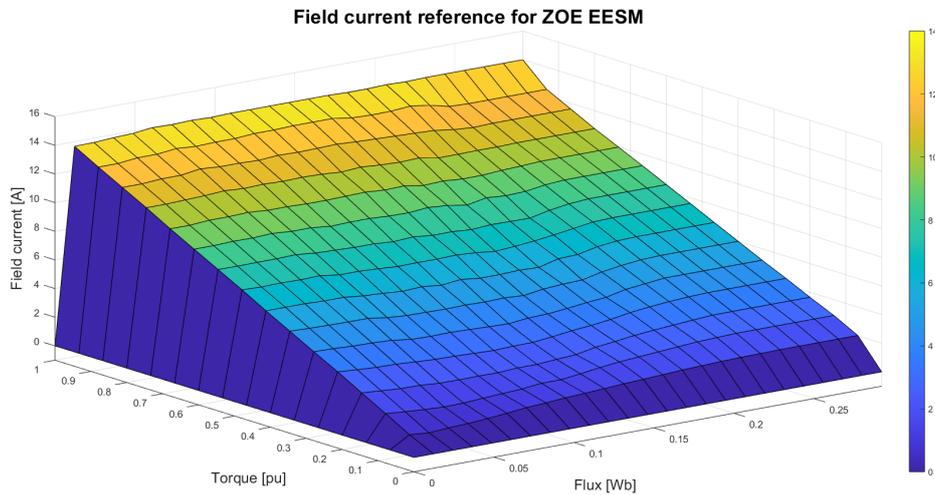


Figura 5.33: Mappa per il riferimento della corrente di eccitazione della EESM

Per valori di flusso e coppia nulli è stato imposto un riferimento di corrente nullo.

5.6 Controlli CVC e FVC

Le prime strategie di controllo costruite e testate nel modello dell'azionamento elettrico sono il "Current vector control", che mira ad imporre direttamente le componenti di corrente desiderate in assi (d-q), e il "Flux vector control", che esegue la medesima strategia sebbene designandosi di controllare le componenti del vettore di flusso in assi (d-q). Nei prossimi sottoparagrafi vengono presentate le strutture portanti delle strategie CVC e FVC e le rispettive tarature degli anelli di regolazione.

5.6.1 Current Vector Control

La tecnica di controllo CVC (Current Vector Control)[1] per motori elettrici è una strategia basata sulla regolazione diretta del vettore della corrente di statore per controllare coppia e flusso in modo preciso. Questo metodo si fonda sulla decomposizione della corrente in due componenti ortogonali, una responsabile della generazione del flusso magnetico e l'altra deputata alla produzione della coppia, consentendo un controllo indipendente di entrambe le grandezze. Le componenti di riferimento in assi (d-q) vengono stabilite per mezzo delle mappe di Bae-Patel presentate nel paragrafo precedente. Per ogni componente viene applicato il medesimo metodo di limitazione dei valori di flusso e coppia, che diventano input delle LUT per i riferimenti.

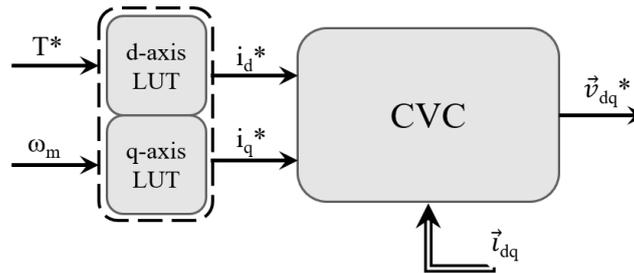


Figura 5.34: Macro schematico di implementazione della strategia CVC

Per ottenere una regolazione efficace delle componenti di corrente in assi (d-q) si ricorre alla retroazione, ovvero alla formazione di un anello di controllo in asse (d) e di un anello in asse (q). Procedendo in tal maniera si opera sull'annullamento degli errori del sistema rispetto ai riferimenti imposti. A titolo esplicativo si riportano gli anelli di corrente nella loro interezza:

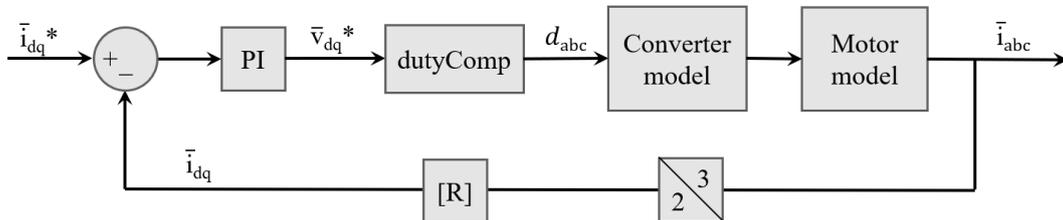


Figura 5.35: Schematico degli anelli di corrente per la strategia CVC

Rispetto ad altre strategie, il CVC offre una maggiore flessibilità nella gestione delle prestazioni del

motore, permettendo di adattare il comportamento del sistema alle diverse condizioni operative e migliorando l'efficienza energetica.

Taratura dei regolatori PI

Grazie alla corretta taratura dei regolatori PI è possibile garantire una risposta dinamica rapida e accurata. Di seguito sono riportate le formulazioni dei coefficienti proporzionali e dei coefficienti integrali sia per l'asse (d) che per l'asse (q). Come noto, la dinamica degli anelli è direttamente correlata al rapporto tra flusso e corrente, ovvero al parametro di induttanza differenziale.

$$k_{p_d} = \omega_{BW} \cdot l_{dd} \quad k_{p_q} = \omega_{BW} \cdot l_{qq} \quad (5.26)$$

$$k_{i_d} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_{p_d} \quad k_{i_q} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_{p_q} \quad (5.27)$$

Un'altra possibile computazione dei coefficienti k_p e k_i si rifà alla cosiddetta "cancellazione polo-zero", che ugualmente è stata testata nelle simulazioni.

5.6.2 Flux Vector Control

La tecnica di controllo FVC (Flux Vector Control)[1] per motori elettrici è un metodo basato sulla regolazione del flusso magnetico di statore, operando sulle componenti in assi (d-q). Similmente a quanto visto per il CVC sarà indispensabile impiegare le mappe di Bae-Patel per la definizione delle componenti di riferimento, che sono fornite in input agli anelli di regolazione.

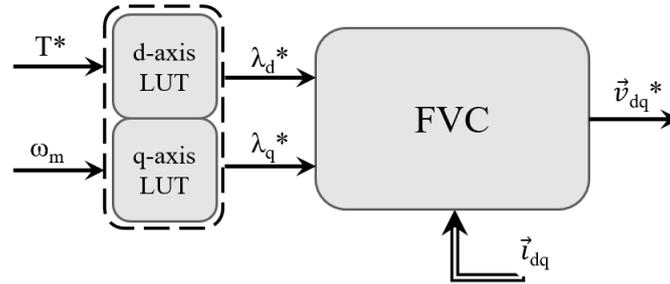


Figura 5.36: Macro schematico di implementazione della strategia FVC

Come per la strategia CVC, si procede a mostrare la struttura degli anelli di retroazione delle componenti di flusso, che si è considerata nell'implementazione della tecnica FVC.

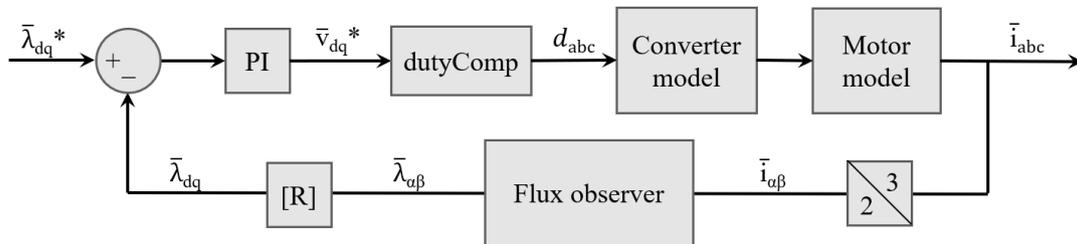


Figura 5.37: Schematico degli anelli di flusso per la strategia FVC

Il Flux Vector Control garantisce una maggiore precisione nella regolazione delle prestazioni dinamiche del motore, riducendo le oscillazioni di coppia e migliorando complessivamente l'attenuazione degli errori nel sistema. Questa tecnica ha nei propri punti di forza la rapidità di risposta e la stabilità del controllo, che sono fondamentali per garantire un funzionamento ottimale in diverse condizioni operative.

Taratura dei regolatori PI

Grazie alla corretta taratura dei regolatori PI è possibile garantire una risposta dinamica rapida e accurata. Di seguito sono riportate le formulazioni dei coefficienti proporzionali e dei coefficienti integrali sia per l'asse (d) che per l'asse (q). Si nota da subito la netta semplificazione di tali parametri, senza la necessità di ricavare le mappe di induttanza differenziale.

$$k_{p_d} = k_{p_q} = 2 \cdot \pi \cdot f_{BW} \quad (5.28)$$

$$k_{i_d} = k_{i_q} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_p \quad (5.29)$$

5.7 Controlli DFVC e DTC

Le strategie di controllo che si procede a presentare sono il "Direct Flux Vector Control" e il "Direct Torque Control". Ambo le tecniche mirano alla regolazione del vettore di flusso di statore, ponendo il proprio sistema di riferimento solidale ad esso. Si distinguono le due strategie per la seconda grandezza retroazionata: il DFVC mira a regolare la componente di corrente sull'asse in quadratura rispetto alla direzione di giacenza del flusso, ovvero la componente i_{q_s} , mentre il DTC prefissa come obiettivo la regolazione diretta del valore di coppia.

5.7.1 Direct Flux Vector Control

La tecnica di controllo DFVC (Direct Flux Vector Control)[14] [1] per motori elettrici è un approccio avanzato, che consente di regolare direttamente il flusso magnetico e la coppia del motore senza la necessità di anelli di controllo della corrente separati. Come anticipato, per lo sviluppo di tale tecnica ci si serve di un'ulteriore variazione del sistema di riferimento. Nei capitoli introduttivi si son mostrate la trasformazione in assi $(\alpha - \beta)$ e la rotazione in assi $(d - q)$; introduciamo la rotazione in assi $(d_s - q_s)$.

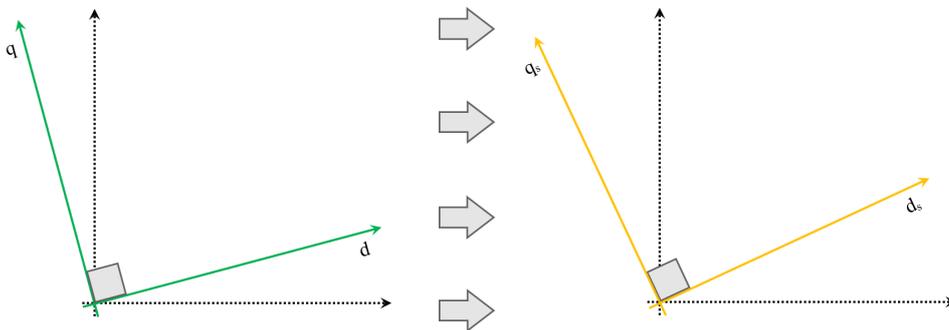


Figura 5.38: Rotazione del sistema di riferimento dagli assi $(d - q)$ agli assi $(d_s - q_s)$

Va specificato che l'asse (d_s) è solidale, e quindi sempre allineato, al vettore di flusso λ_s , di conseguenza la componente di flusso in asse (q_s) nel caso ideale risulterebbe nulla. Viceversa l'unica

componente di corrente direttamente regolata sarà in asse (q_s). Si deduce che tutte le trasformazioni di rotazione faranno uso dell'angolo θ_s ovvero la posizione angolare del flusso di statore nel riferimento ($\alpha - \beta$). Il ruolo dell'osservatore di flusso risulta quindi ancora più cruciale: l'accuratezza delle componenti osservate promuove o vanifica l'intero sistema. Di seguito viene mostrato lo schematico generale di implementazione del controllo DFVC, in cui notiamo da subito le prime differenze.

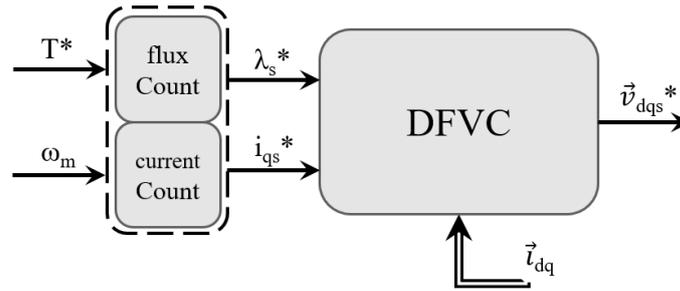


Figura 5.39: Macro schematico di implementazione della strategia DFVC

Concentrando l'attenzione sulle grandezze di riferimento, constatiamo procedure divergenti dai casi del CVC e FVC. In questo metodo difatti si ricorre alle mappe Bae-Patel nel calcolo dell'ampiezza di flusso di riferimento, mentre la componente di corrente i_{qs} è ottenuta dall'equazione di coppia. L'interpolazione del limite di coppia rimane necessaria per saturare il riferimento dato in input dall'utente. In figura (5.40) si è sottinteso il calcolo di T_{lim} .

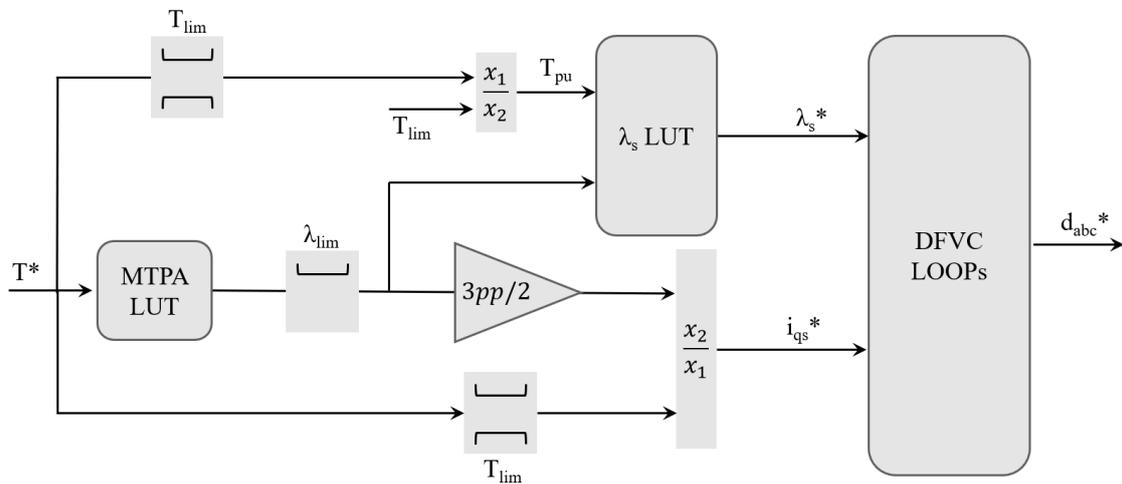


Figura 5.40: Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia DFVC

La definizione del flusso di riferimento passa attraverso l'impiego della mappa di MTPA per garantire l'efficienza operativa. Dall'equazione di coppia adattata alle componenti del nuovo sistema di riferimento, si ottiene la componente di corrente da fornire agli anelli. Questi ultimi hanno il dovere di regolare le variabili descritte e per farlo hanno bisogno della realizzazione di quanto mostrato in figura (5.41).

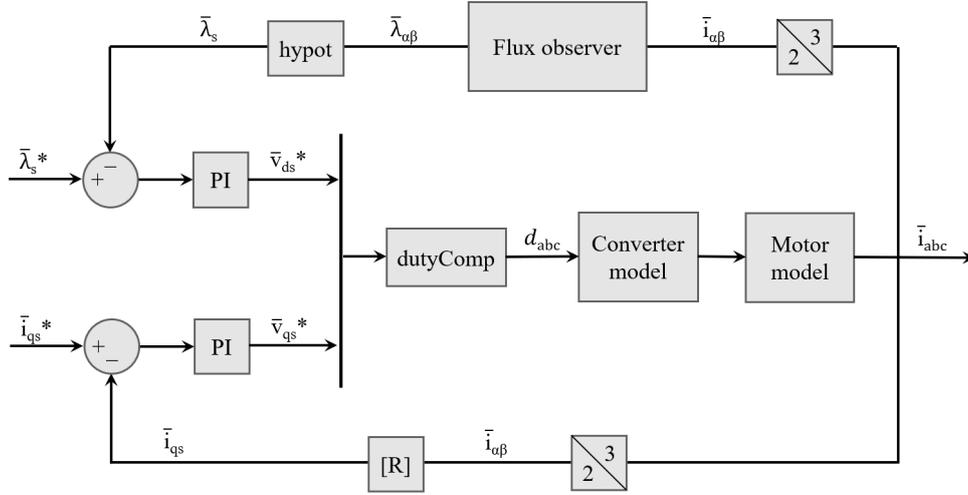


Figura 5.41: Schematico degli anelli di flusso e corrente per la strategia DFVC

Basandosi sul controllo del vettore di flusso di statore, questa metodologia garantisce una risposta dinamica rapida e una maggiore precisione rispetto ai tradizionali schemi di controllo indiretti. Questa strategia è particolarmente vantaggiosa nelle applicazioni ad alta dinamica, come la trazione elettrica e gli azionamenti industriali, dove è essenziale ottenere una regolazione immediata della coppia anche in condizioni di carico variabili.

Taratura dei regolatori PI

Grazie alla corretta taratura dei regolatori PI è possibile garantire una risposta dinamica rapida e accurata. Di seguito sono riportate le formulazioni dei coefficienti proporzionali e dei coefficienti integrali sia per l'anello di corrente che per l'anello di flusso.

$$k_{p_{ds}} = \omega_{BW} \quad k_{p_{qs}} = \omega_{BW} \cdot l_{qs} \quad (5.30)$$

$$k_{i_{ds}} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_{p_{ds}} \quad k_{i_{qs}} = \omega_{BW} \cdot R_s \quad (5.31)$$

Il regolatore PI in asse (q_s) presenta un parametro nuovo in confronto a quanto visto finora: l'induttanza differenziale equivalente l_{qs} . Essa viene definita con l'uso delle induttanze differenziali calcolate in assi (d-q) al fine di garantire la corretta regolazione nell'anello di corrente. Difatti senza tale parametro sarebbe erroneo l'utilizzo diretto delle induttanze differenziali viste in precedenza.

$$l_{qs} = \frac{2 \cdot l_{dd} \cdot l_{qq}}{l_{dd} + l_{qq} - (l_{qq} - l_{dd}) \cdot \cos(2\delta)} \quad (5.32)$$

Ricordando che l'angolo δ è noto come "angolo di carico" e può essere calcolato direttamente dalle componenti di flusso in assi (d-q):

$$\delta = \text{atan}\left(\frac{\lambda_q}{\lambda_d}\right) \quad (5.33)$$

Limite della corrente in quadratura al flusso

La componente di corrente in asse (q_s) va limitata nelle operazioni di deflussaggio della macchina elettrica. A tal proposito si definisce il termine di corrente i_{mtpv} , calcolato tramite l'angolo di

carico δ e il rispettivo massimo valore concesso δ_{max} , che subentri qualora il flusso limite superi il valore massimo di flusso di MTPV. Lo schematico di regolazione del limite di corrente è mostrato in figura 5.45.

5.7.2 Direct Torque Control

La tecnica di controllo DTC (Direct Torque Control)[1] è un metodo avanzato, che permette di regolare direttamente la coppia e il flusso di statore di un motore elettrico. Il principio fondamentale del DTC non si allontana drasticamente da quanto visto per il DFVC, ovvero presuppone la regolazione delle due grandezze su anelli separati con l'obiettivo di governare efficacemente la dinamica del sistema, come apprezzabile nel macro-schematico di seguito.

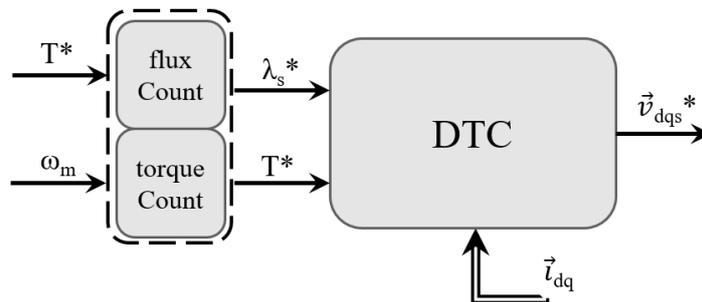


Figura 5.42: Macro schematico di implementazione della strategia DTC

Naturalmente servirà aggiornare lo schematico per la definizione del riferimento di coppia. Mentre precedentemente si è mostrato come risalire al valore di corrente in asse (q_s), in questa strategia possiamo notare una netta semplificazione della computazione dei riferimenti. In particolare non avvengono variazioni per quanto riguarda il riferimento del vettore di flusso, mentre il riferimento di coppia dispone della sola limitazione introdotta col metodo Bae-Patel. Nuovamente notiamo l'assenza di ulteriori mappe.

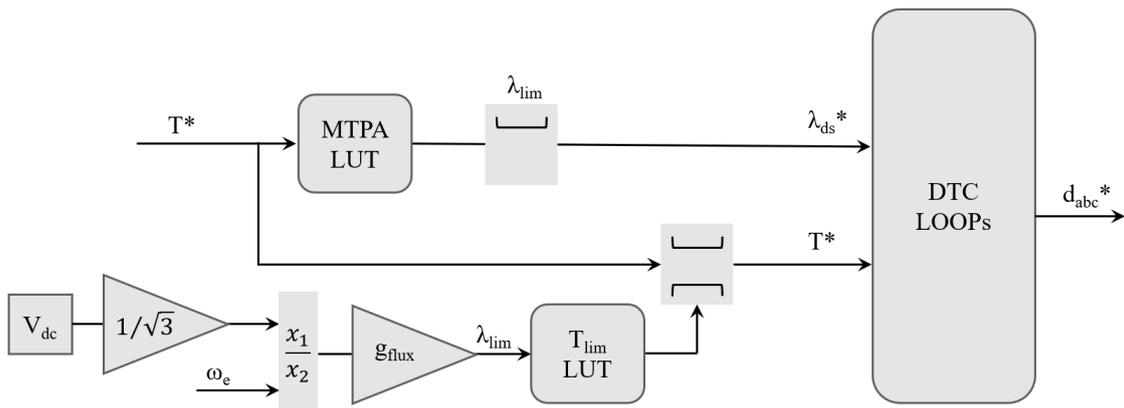


Figura 5.43: Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia DTC

Allo stesso modo, volgendo l'attenzione agli anelli di regolazione, riscontreremo un'evidente facilitazione dell'anello in quadratura in quanto dovrà solamente porre a confronto la coppia di riferimento e le coppia "misurata" dal motore, mantenendo invariati i parametri del regolatore

PI.

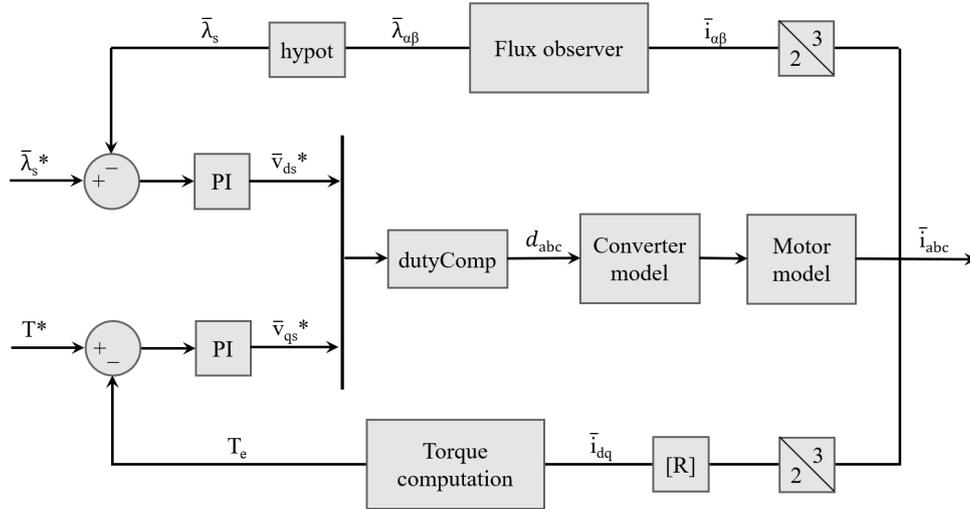


Figura 5.44: Schematico degli anelli di flusso e corrente per la strategia DTC

Il DTC è particolarmente efficace nelle applicazioni in cui è richiesta un'elevata reattività del sistema grazie alla sua capacità di adattarsi rapidamente alle variazioni di carico o di riferimento desiderato. Da molti punti di vista può essere definita una strategia di controllo "parente" del DFVC.

Taratura dei regolatori PI

Grazie alla corretta taratura dei regolatori PI è possibile garantire una risposta dinamica rapida e accurata. Di seguito sono riportate le formulazioni dei coefficienti proporzionali e dei coefficienti integrali sia per l'anello di coppia che per l'anello di flusso.

$$k_{p_{ds}} = \omega_{BW} \quad k_{p_{qs}} = \omega_{BW} \cdot l_{qs} \quad (5.34)$$

$$k_{i_{ds}} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_{p_{ds}} \quad k_{i_{qs}} = \omega_{BW} \cdot R_s \quad (5.35)$$

Anche per il DTC valgono le stesse misure adottate per il DFVC, ovvero si predispone necessario l'impiego dell'induttanza differenziale equivalente l_{qs} e l'impostazione della limitazione di corrente in asse (q_s). Viene riportato lo schematico necessario al calcolo del limite di i_{qs} .

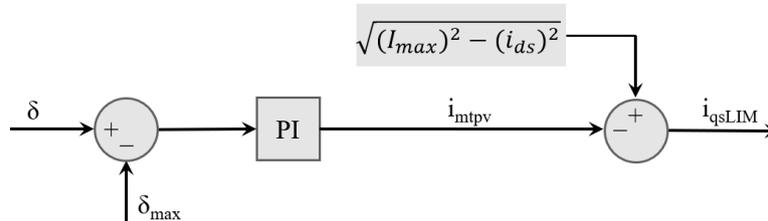


Figura 5.45: Schematico di computazione del limite di corrente in asse (q_s)

5.8 Controllo FPC

La tecnica di controllo FPC (Flux Polar Control)[1] è un metodo avanzato che si basa sulla regolazione diretta del vettore di flusso all'interno di un riferimento polare. A differenza delle tradizionali strategie di controllo vettoriale che operano in coordinate cartesiane, il Flux Polar Control utilizza una rappresentazione polare, in cui la magnitudo λ_s e l'angolo di carico del flusso δ vengono regolati separatamente. Rispetto alle strategie presentate nelle sezioni appena lette, la struttura del FPC non opera una regolazione delle variabili legate agli assi di riferimento, bensì si svincola dall'approccio comune.

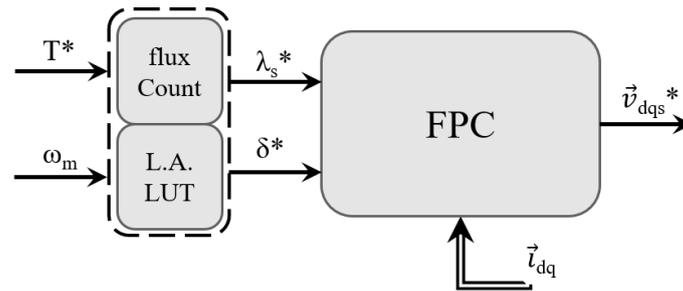


Figura 5.46: Macro schematico di implementazione della strategia FPC

La definizione dei riferimenti ricorre questa volta alla mappa di MTPA per l'imposizione del riferimento di flusso e alla mappa di angolo di carico, ottenibile con il metodo Bae-Patel, per delineare il riferimento dello stesso. Effettivamente, avendo note le mappe di riferimento per le componenti di flusso in assi (d-q), risulta triviale il calcolo della mappa di riferimento dell'angolo di carico. Nello schematico che segue vengono mostrati i passaggi.

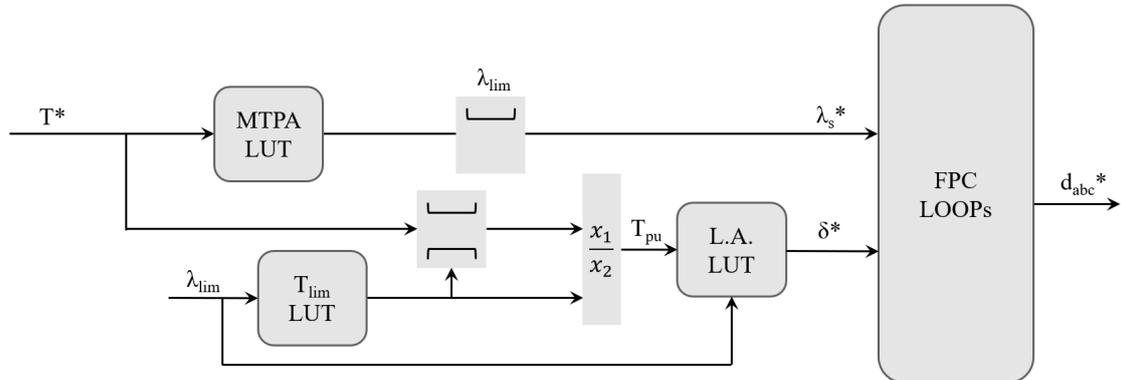


Figura 5.47: Schematico per la computazione dei riferimenti nella strategia FPC

Si precisa, per chiarezza dello schematico, che la definizione di flusso limite è stata implicitata per alleggerire la figura, tuttavia la computazione di λ_{lim} è invariata e può essere ripresa dagli schematici precedenti in questo elaborato. Proseguiamo con la rappresentazione degli anelli di regolazione per la tecnica di controllo FPC. Ancora una volta si può commentare il ruolo centrale dell'osservatore di flusso, che diventa indispensabile in quest'occasione per realizzare gli anelli del flusso e dell'angolo di carico.

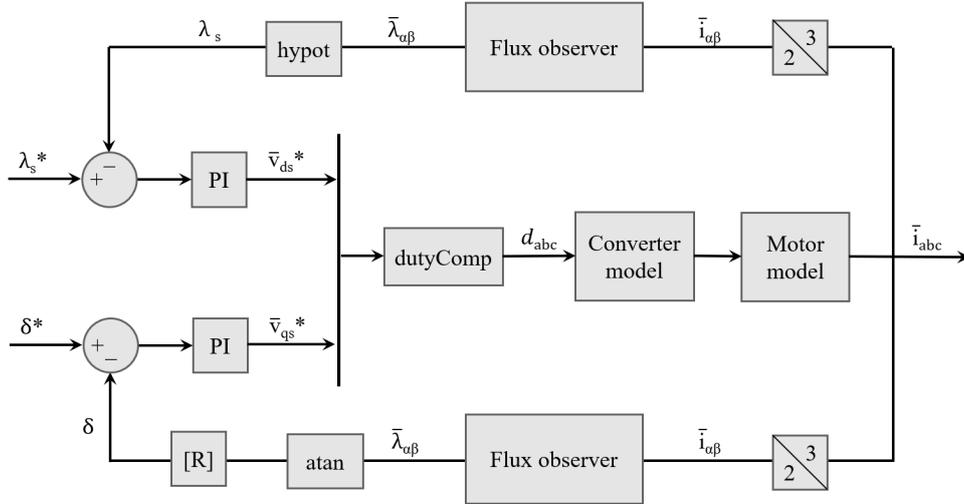


Figura 5.48: Schematico degli anelli di flusso e angolo di carico per la strategia FPC

Questa tecnica permette di gestire in modo ottimale il funzionamento del motore sia nelle condizioni di elevata coppia che in quelle di deflussaggio, migliorando la risposta dinamica e riducendo le perdite. Grazie alla sua capacità di adattarsi rapidamente alle variazioni delle condizioni operative e alla riduzione delle ondulazioni di coppia, il Flux Polar Control trova applicazione laddove è richiesta una regolazione precisa e un'elevata efficienza.

5.8.1 Taratura dei regolatori PI

Grazie alla corretta taratura dei regolatori PI è possibile garantire una risposta dinamica rapida e accurata. Di seguito sono riportate le formulazioni dei coefficienti proporzionali e dei coefficienti integrali sia per l'anello dell'angolo di carico che per l'anello di flusso.

$$k_{p\lambda} = \omega_{BW} \quad k_{p\delta} = k_{p\lambda} \cdot \hat{\lambda}_s \quad (5.36)$$

$$k_{i\lambda} = 0.1 \cdot \omega_{BW} \cdot k_{p\lambda} \quad k_{i\delta} = k_{i\lambda} \cdot \hat{\lambda}_s \quad (5.37)$$

Conviene osservare la facilità di implementazione del metodo di controllo FPC: la taratura dei regolatori PI risulta facile e veloce senza necessità di definire nuovi parametri equivalenti, ma soprattutto non si presentano vincoli aggiuntivi, come nel caso del limite di corrente per il DFVC e DTC, che comportano ulteriori difficoltà di realizzazione. Il piccolo prezzo da pagare è la necessità di sviluppare gli algoritmi in grado di ottenere le LUT per interpolare i riferimenti.

Capitolo 6

Le simulazioni

Dopo la fase di sviluppo del modello del motore sincrono a magneti permanenti interni, del motore sincrono a eccitazione elettrica e della strategia di controllo della coppia, è stata condotta una serie di simulazioni per analizzare il comportamento del sistema in diverse condizioni operative. L'obiettivo principale di questa fase è stato quello di verificare l'efficacia del controllore nel regolare la coppia e l'eccitazione del motore, garantendo un funzionamento stabile ed efficiente. Le simulazioni sono state realizzate utilizzando ambienti software avanzati (Matlab e Simulink)[3] [4], che hanno permesso di modellare con elevata accuratezza le dinamiche elettromagnetiche della macchina e l'interazione con il sistema di controllo. Attraverso queste analisi, è stato possibile studiare la risposta del sistema a variazioni di coppia e velocità, valutando la capacità del controllore di adattarsi a condizioni di lavoro variabili. In questo capitolo vengono presentati i principali risultati ottenuti dalle simulazioni, con particolare attenzione alla regolazione della coppia, all'andamento delle correnti di fase e all'efficienza complessiva del sistema. Il confronto tra i risultati simulati e i modelli teorici consente di validare l'approccio adottato, identificando eventuali criticità da affrontare nella successiva fase di sperimentazione su banco prova.



Figura 6.1: Software utilizzati: MATLAB e SIMULINK

6.1 Profili di coppia e velocità simulati

La prima informazione utile per meglio comprendere il tipo di simulazioni svolte è la descrizione dei profili di coppia e velocità a cui è stato sottoposto il modello. Come descritto nei capitoli di questo elaborato, si è sviluppato un controllo unificato di coppia e quindi il valore di quest'ultima sarà il riferimento di entrambi i modelli simulati. In particolare si è fatto uso di 3 possibili profili del riferimento di coppia al fine di testare il comportamento dinamico del sistema:

i. Massima coppia erogata come motore

Il riferimento è il massimo valore di coppia positiva che rientri nella soglia operativa scandita dai limiti di corrente e tensione massima. Come si noterà dai risultati, tale valore di riferimento costante sarà comunque modificato dal controllo, imponendo un limite massimo di coppia erogabile inferiore all'aumentare della velocità, ovvero dipendente dal flusso limite.

ii. Massima coppia erogata come generatore

Il riferimento è il minimo valore di coppia negativa che il motore può erogare rispettando i vincoli di corrente e tensione massima. Le stesse considerazioni fatte per il funzionamento da motore valgono in questo caso: per velocità elevate la coppia di riferimento verrà automaticamente ridimensionata.

ii. Rapide variazioni di coppia

Il riferimento di coppia è costituito da un profilo triangolare isoscele con pendenza pari al massimo valore di coppia erogabile dalla macchina elettrica. La variazione repentina del riferimento permette di testare il modello nell'intero intervallo di coppia disponibile, evidenziando la dinamica di risposta del sistema e verificando la transizione di funzionamento da motore a generatore (e viceversa). Delle tre opzioni proposte, il riferimento di coppia a rapide variazioni è il caso più critico, in quanto sottopone il modello alle massime condizioni di stress.

I tre profili di riferimento sono stati testati per entrambi i motori (IPM e EESM) in tutte le strategie di controllo presentate nel capitolo rispettivo. I risultati sono mostrati più avanti in questo capitolo. Nella figura 6.2 vengono rappresentati schematicamente il profilo a rapide variazioni della coppia di riferimento e il profilo di velocità del motore. Va ribadito che il controllo unificato proposto è un controllo di coppia e in quanto tale non viene applicata retroazione sulla velocità del motore. L'andamento di velocità di rotazione è infatti imposto alla macchina sotto test e viene realizzato fedelmente in forma di rampa fino al valore massimo possibile per ogni rispettiva macchina. Nell'applicazione reale il motore montato al banco di prova è posto in rotazione da un'altra macchina elettrica definita come "prime mover".

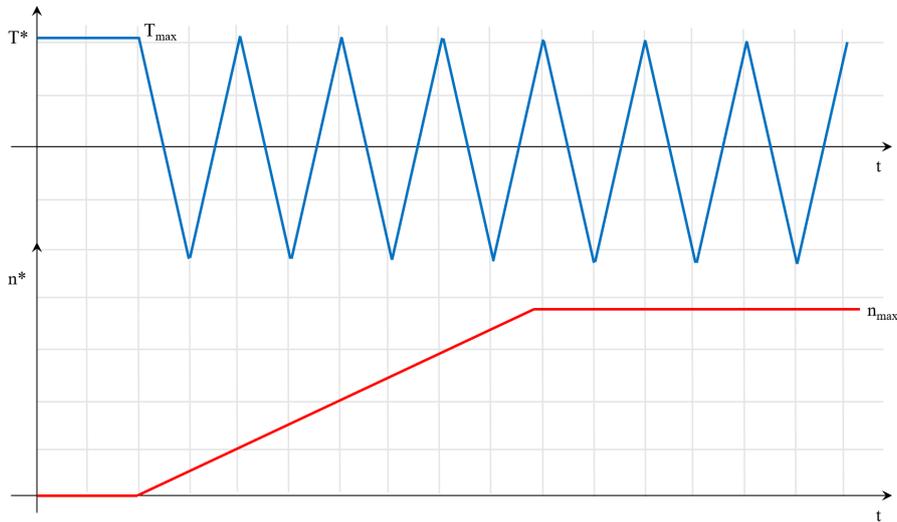


Figura 6.2: Schematico per il profilo di coppia (blu) e il profilo di velocità (rosso)

Come apprezzabile, si è deciso di rappresentare uno solo dei tre profili di coppia, in quanto il profilo di coppia da motore e il profilo di coppia da generatore risultano di più semplice intuizione.

6.1.1 Struttura della simulazione

La realizzazione dei singoli blocchi che compongono un azionamento elettrico è stata ampiamente trattata nei capitoli di questo elaborato. Tuttavia si ritiene importante fornire anche una visione di insieme della struttura assemblata e comune a tutte le simulazioni implementate.

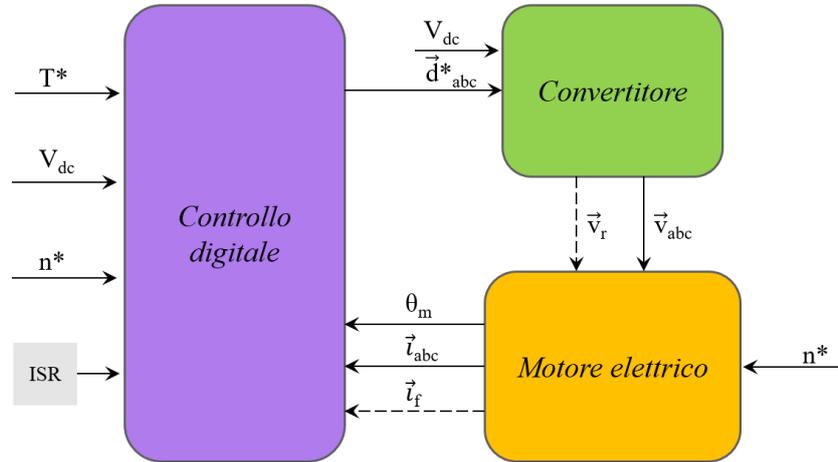


Figura 6.3: Macro schematico dell'assetto di simulazione

Si specifica che l'input "ISR" (Interrupt Service Routine) del blocco "controllo digitale" non rispecchia una grandezza fisica, bensì scandisce i ritmi di attivazione del blocco stesso fornendo un segnale di trigger. Questo concetto viene spiegato nel sottoparagrafo di seguito.

Trigger del blocco "controllo digitale"

L'acquisizione delle informazioni di retroazione dal blocco motore verso il controllo digitale non è continua, bensì discreta. Considerando il caso reale infatti, le azioni di calcolo svolte dai microcontrollori, che governano le operazioni dell'intero azionamento elettrico, sono dettate da una cadenza discreta. Ogni operazione segue una base tempi imposta direttamente o indirettamente da un timer e le campionature stesse di un segnale misurato avvengono ad istanti di tempo discreto. Si deduce l'inevitabilità di discretizzazione del modello di controllo digitale e l'adattamento del sistema (come per esempio l'utilizzo di integratori discreti). Il blocco "controllo digitale" è azionato da un comando di trigger che determina ogni quanto vengano aggiornate le variabili impiegate nei calcoli interni al blocco. Questo approccio permette di non trascurare parte delle non-idealità che si presentano nel caso reale.

6.1.2 Impostazioni di simulazione

Nella tabella 6.1 sono mostrate le impostazioni valide per tutte le simulazioni svolte.

Frequenza di commutazione	f_{sw}	20	[kHz]
Massimo step di tempo	ΔT_{step}	5	[μs]

Tabella 6.1: Tabella dei parametri di impostazione delle simulazioni

6.2 Simulazioni del motore sincrono IPM

La sezione si propone di mostrare i risultati ottenuti dalle simulazioni del modello di motore IPM regolato con le strategie di controllo CVC, FVC, DFVC, DTC e FPC. Ad ogni tecnica viene dedicata una sottosezione mostrando i grafici delle grandezze più significative per il profilo di coppia più critico (rapide variazioni di coppia). Tale scelta è stata dettata dalla necessità di mostrare i risultati ottenuti senza eccedere nella ripetizione e nelle dimensioni del capitolo. Si tenga presente però che si è ottenuta la convergenza al riferimento di coppia per tutti i metodi di controllo sia nel funzionamento da motore che nel funzionamento da generatore.

6.2.1 Dati di simulazione del motore IPM

Gli algoritmi in Matlab e le simulazioni in Simulink sono stati implementati facendo riferimento a grandezze e parametri fisici indispensabili nella composizione del modello e delle Look Up Tables impiegate. Si riportano nella tabella 6.2 i valori numerici caratterizzanti la macchina elettrica sincrona a magneti permanenti interni.

Grandezza	Simbolo	Valore	Unità di misura
Tipologia di motore	IPM		
Coppie polari	pp	3	
Limite di tensione massima	V_{max}	400	[V]
Limite di corrente di fase massima	I_{max}	800	[A]
Limite di velocità massima	n_{max}	18100	[rpm]
Resistenza avvolgimenti di statore	R_s	0.0167	[Ω]
Frequenza di riferimento delle mappe	f_0	200	[Hz]
Temperatura di riferimento delle mappe	θ_0°	120	[$^\circ\text{C}$]
Massima coppia erogabile	T_{max}	842.8	[Nm]
Coppia nominale	T_n	xxx	[Nm]
Potenza nominale	P_n	xxx	[kW]

Tabella 6.2: Tabella dei dati di targa riferiti al motore IPM

6.2.2 Risultati per la strategia CVC

Sono riportati in figura (6.4) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (i_d e i_q). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

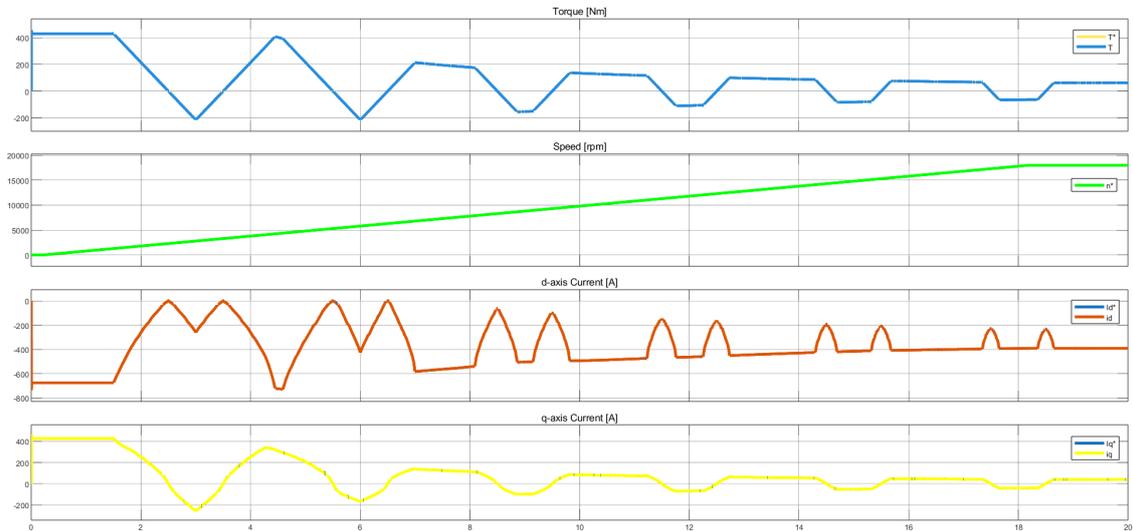


Figura 6.4: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo CVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

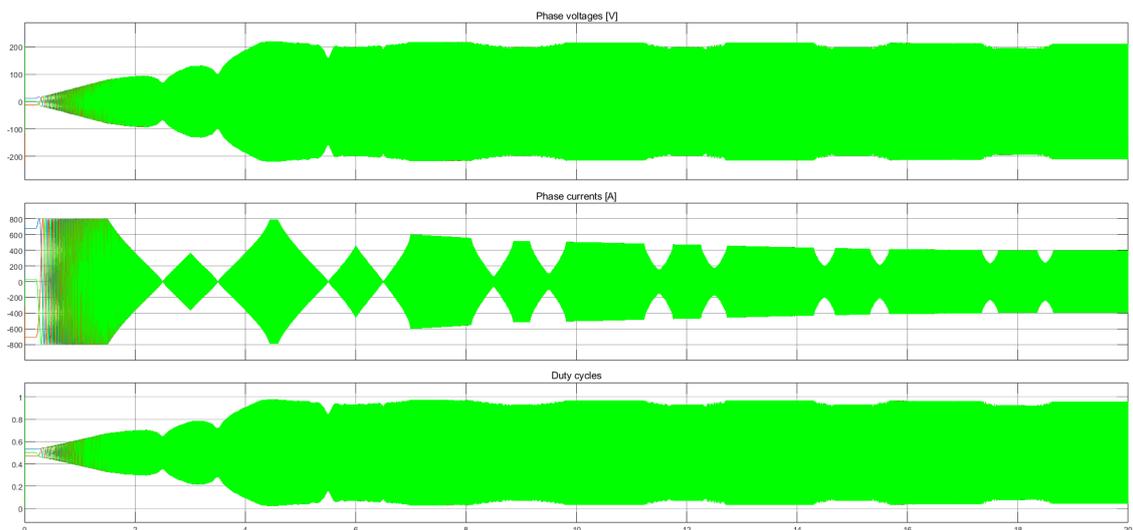


Figura 6.5: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo CVC

6.2.3 Risultati per la strategia FVC

Sono riportati in figura (6.6) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_d e λ_q). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

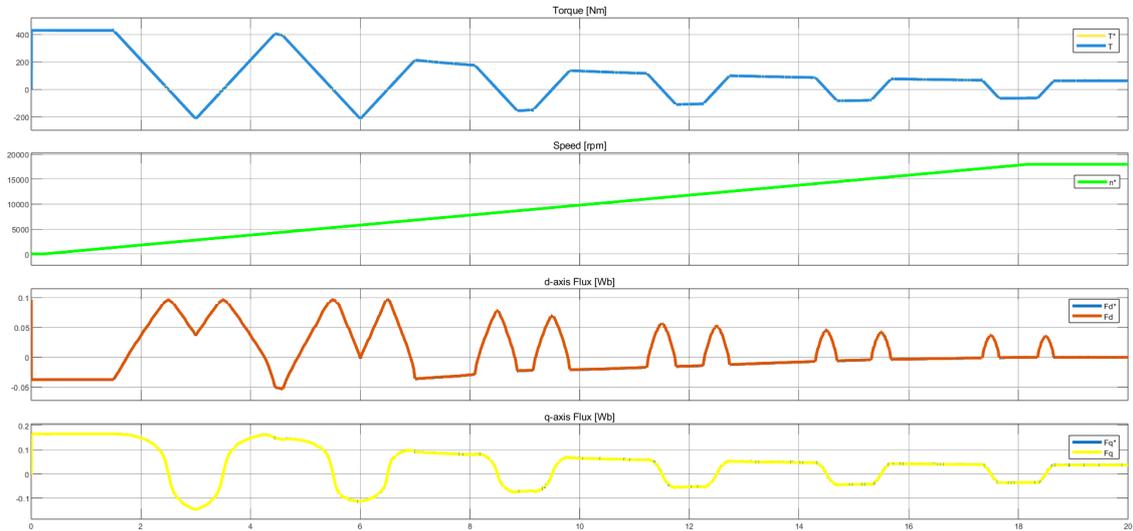


Figura 6.6: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

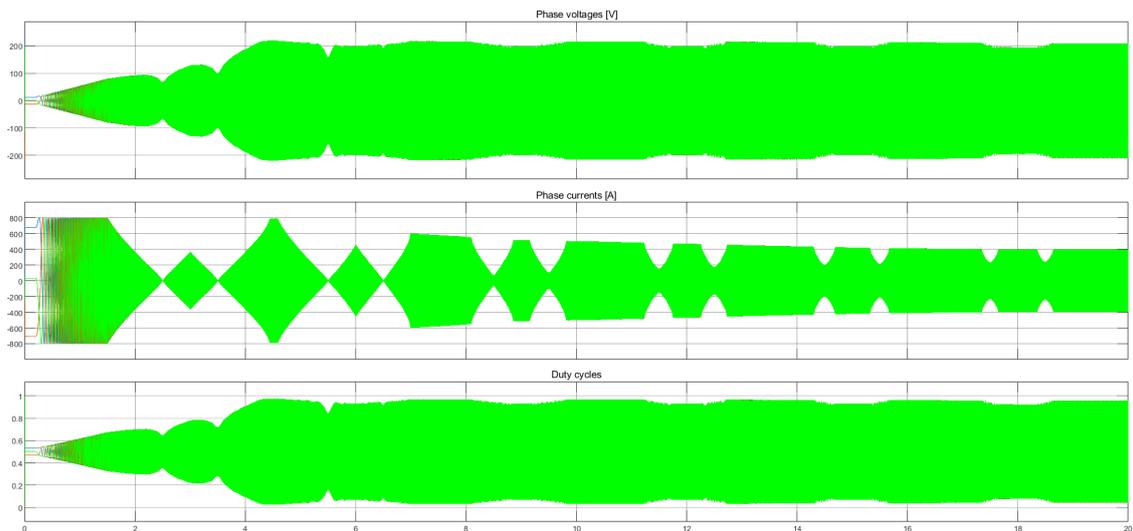


Figura 6.7: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FVC

6.2.4 Risultati per la strategia DFVC

Sono riportati in figura (6.8) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s e i_{qs}). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

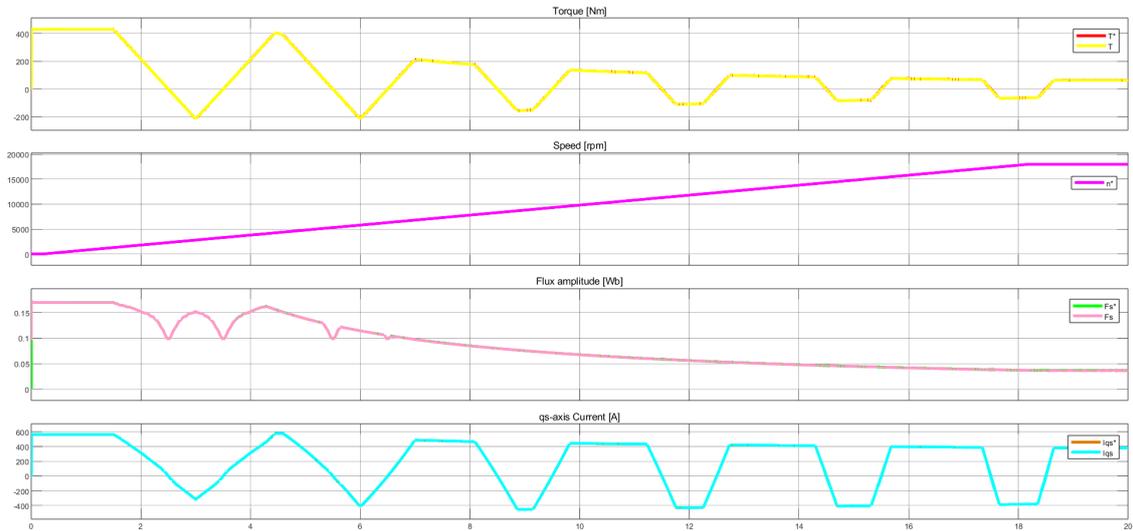


Figura 6.8: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DFVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

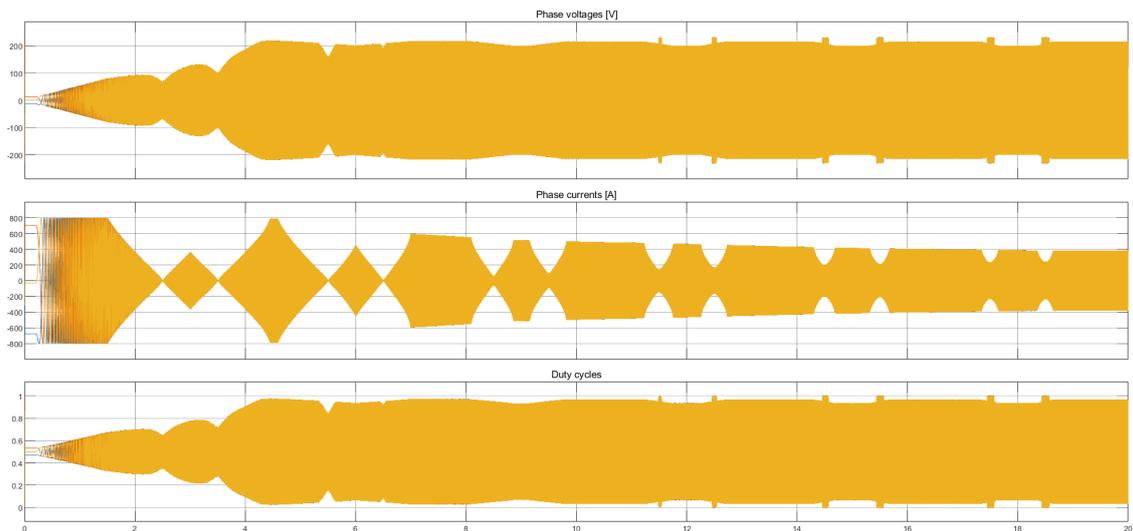


Figura 6.9: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DFVC

6.2.5 Risultati per la strategia DTC

Sono riportati in figura (6.10) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s e T_e). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

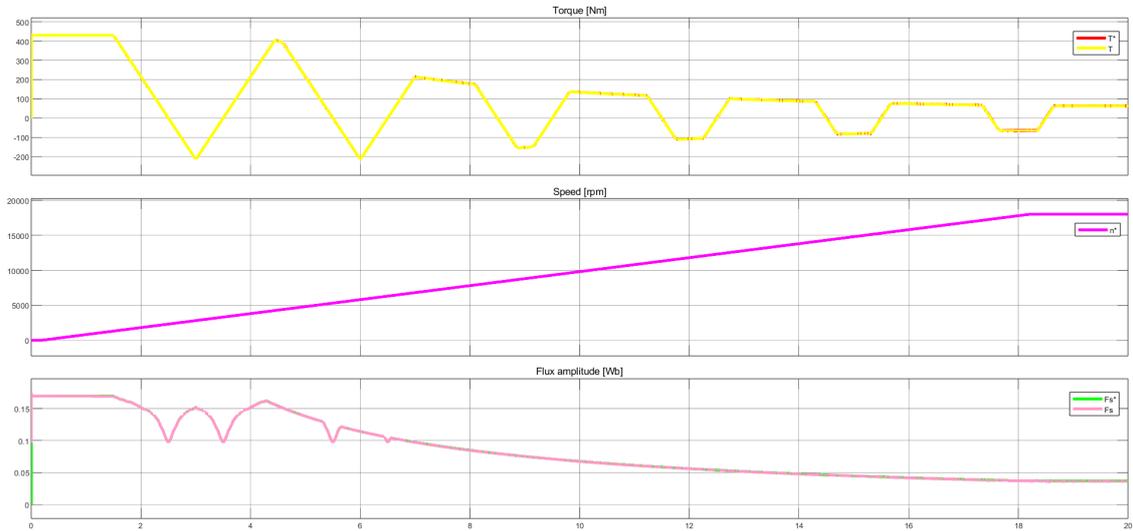


Figura 6.10: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DTC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

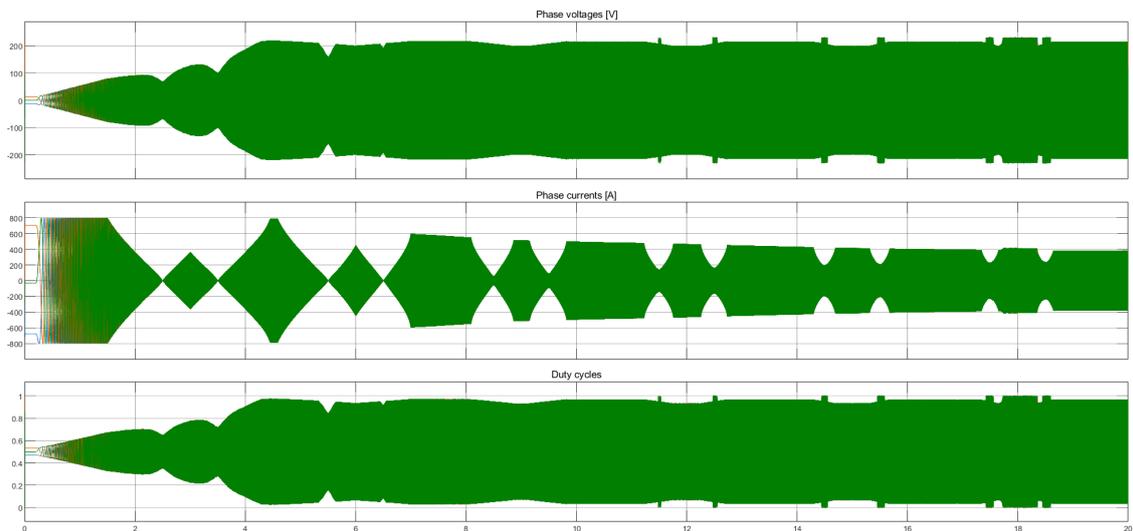


Figura 6.11: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo DTC

6.2.6 Risultati per la strategia FPC

Sono riportati in figura (6.12) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s e δ). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

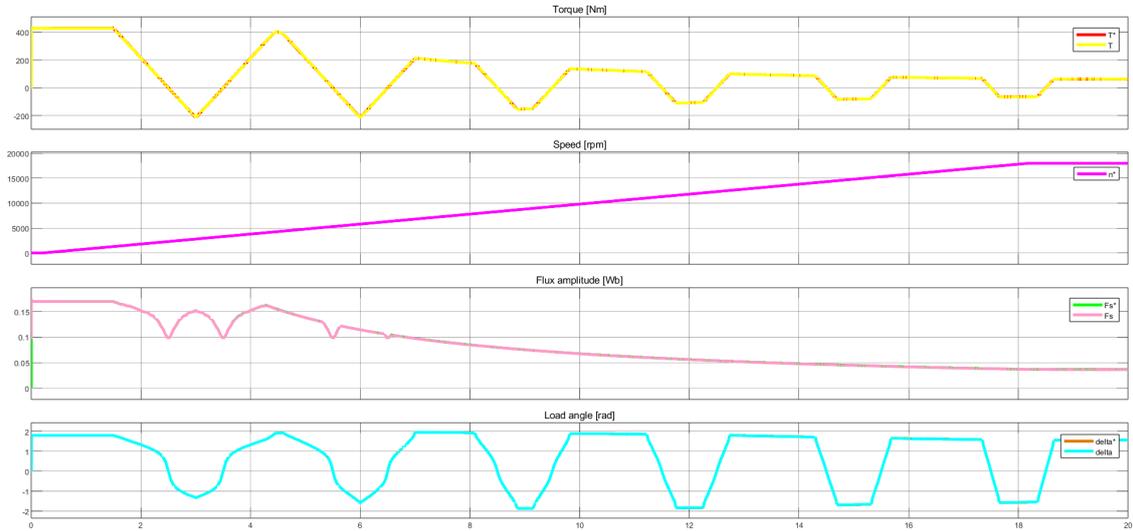


Figura 6.12: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FPC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

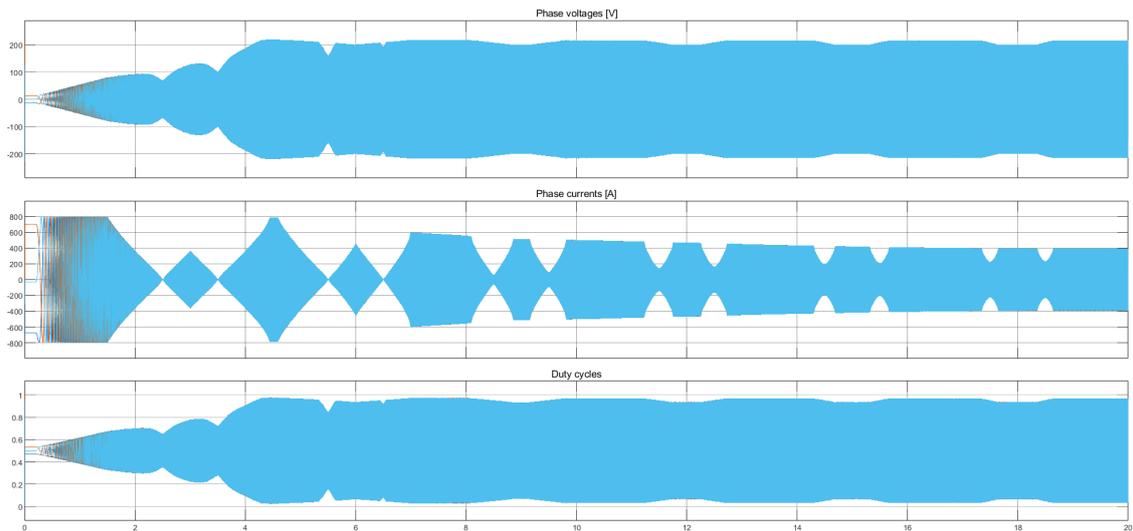


Figura 6.13: Grafici dalla simulazione del motore IPM col controllo FPC

6.3 Simulazioni del motore sincrono EESM

La sezione si propone di mostrare i risultati ottenuti dalle simulazioni del modello di motore EESM regolato con le strategie di controllo CVC, FVC, DFVC, DTC e FPC. Ad ogni tecnica viene dedicata una sottosezione mostrando i grafici delle grandezze più significative per il profilo di coppia più critico (rapide variazioni di coppia). Tale scelta è stata dettata dalla necessità di mostrare i risultati ottenuti senza eccedere nella ripetizione e nelle dimensioni del capitolo. Si tenga presente però che si è ottenuta la convergenza al riferimento di coppia per tutti i metodi di controllo sia nel funzionamento da motore che nel funzionamento da generatore.

6.3.1 Dati di simulazione del motore EESM

Grandezza	Simbolo	Valore	Unità di misura
Tipologia di motore	EESM		
Coppie polari	pp	2	
Limite di tensione massima	V_{max}	350	[V]
Limite di corrente di fase massima	I_{max}	400	[A]
Limite di velocità massima	n_{max}	12000	[rpm]
Velocità base	n_b	3900	[rpm]
Resistenza avvolgimenti di statore	R_s	0.0098	[Ω]
Resistenza avvolgimento di rotore	R_f	5.684	[Ω]
Frequenza di riferimento delle mappe	f_0	130	[Hz]
Temperatura di riferimento delle mappe	θ_0°	120	[$^\circ\text{C}$]
Massima coppia erogabile	T_{max}	438.9	[Nm]
Coppia nominale	T_n	xxx	[Nm]
Potenza nominale	P_n	xxx	[kW]

Tabella 6.3: Tabella dei dati di targa riferiti al motore EESM

6.3.2 Risultati per la strategia CVC

Sono riportati in figura (6.14) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (i_d , i_q e i_f). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

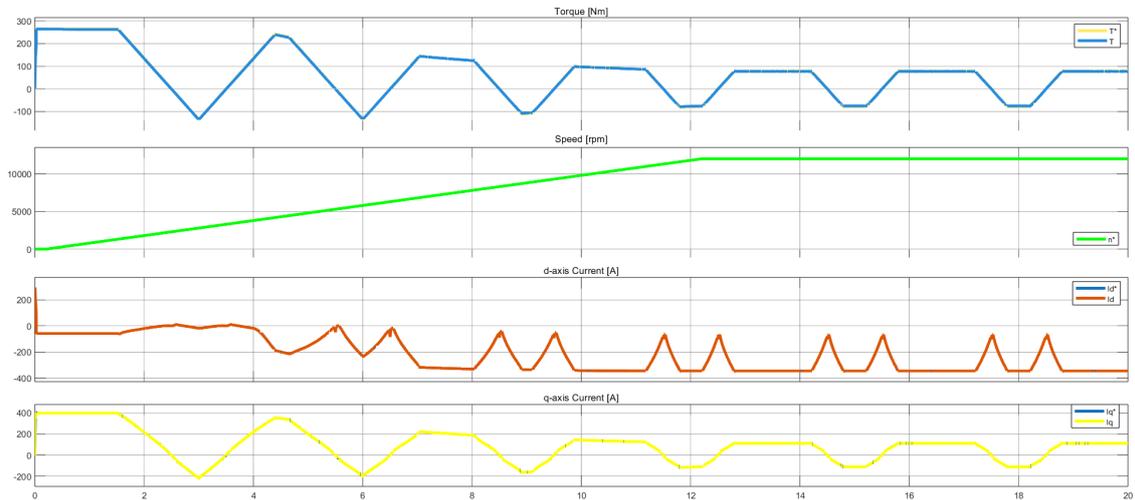


Figura 6.14: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo CVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

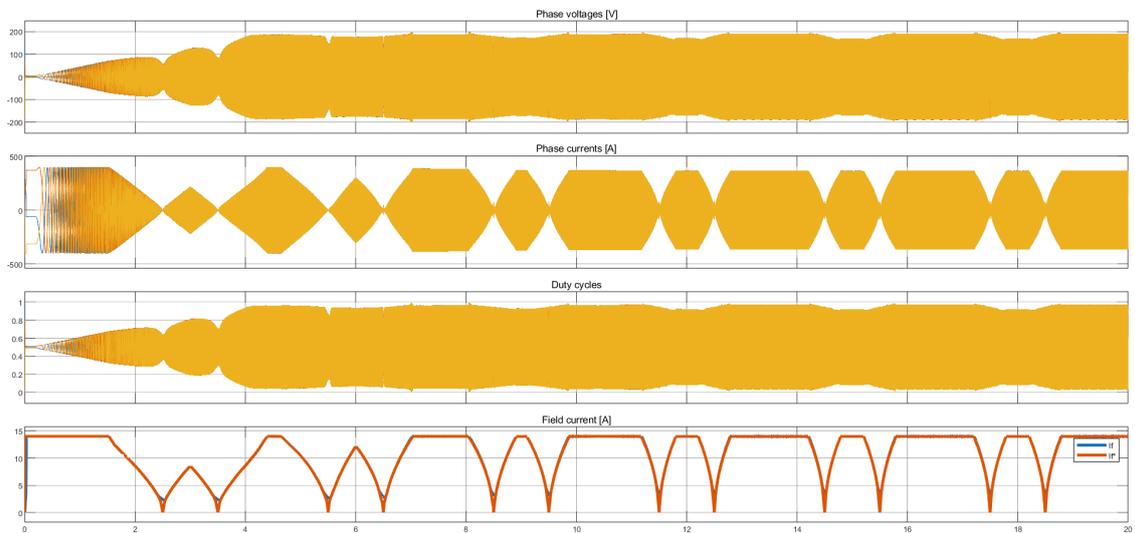


Figura 6.15: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo CVC

6.3.3 Risultati per la strategia FVC

Sono riportati in figura (6.16) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_d , λ_q e i_f). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

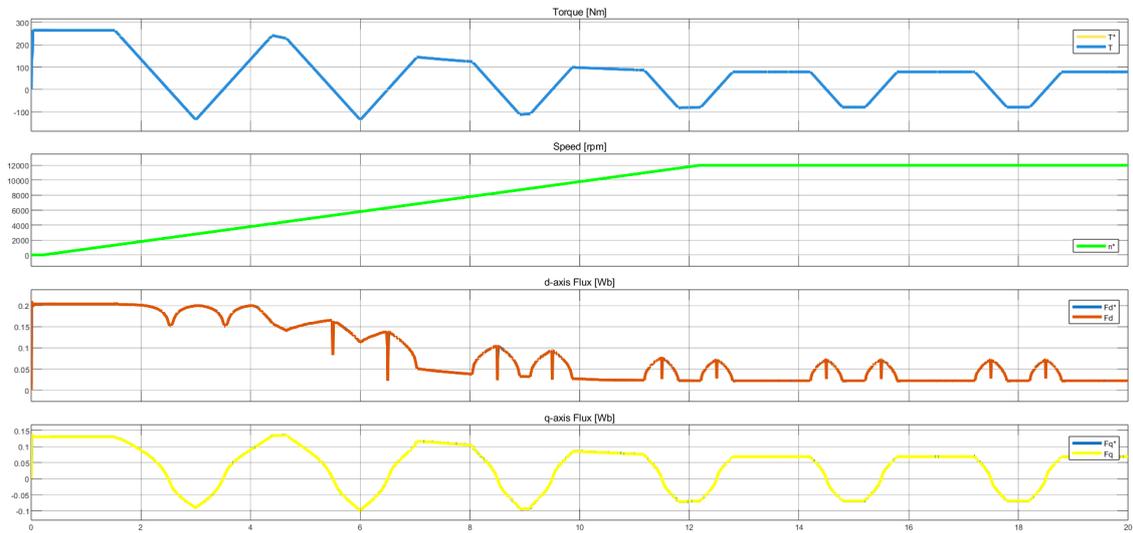


Figura 6.16: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

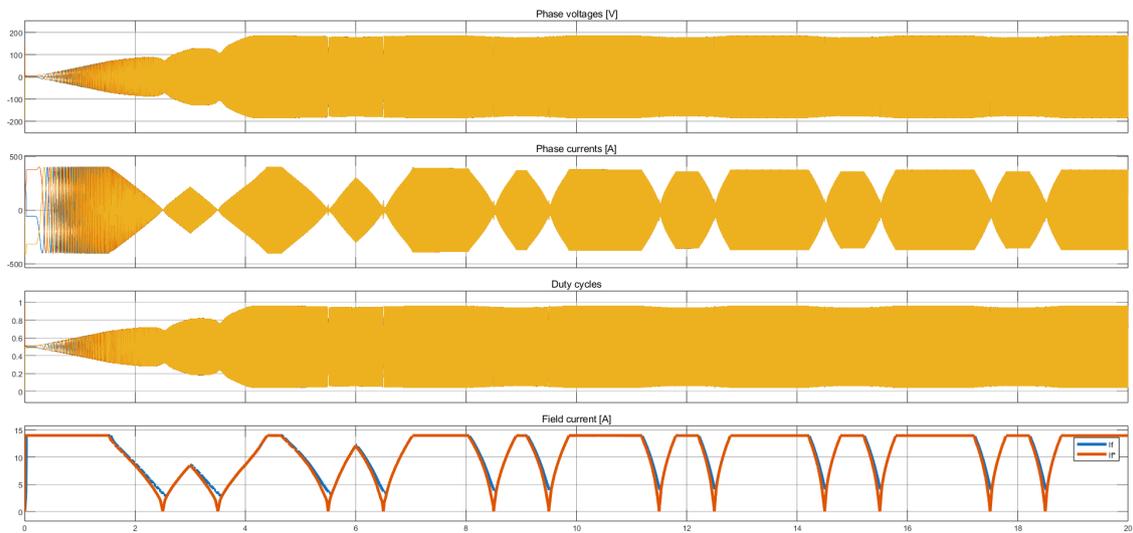


Figura 6.17: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FVC

6.3.4 Risultati per la strategia DFVC

Sono riportati in figura (6.18) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s , i_{qs} e i_f). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

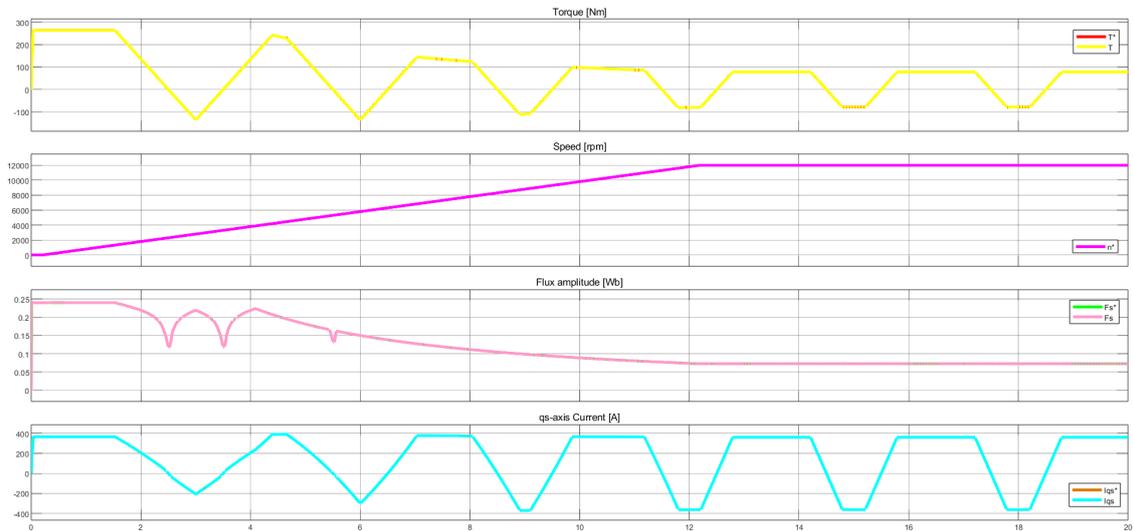


Figura 6.18: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DFVC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

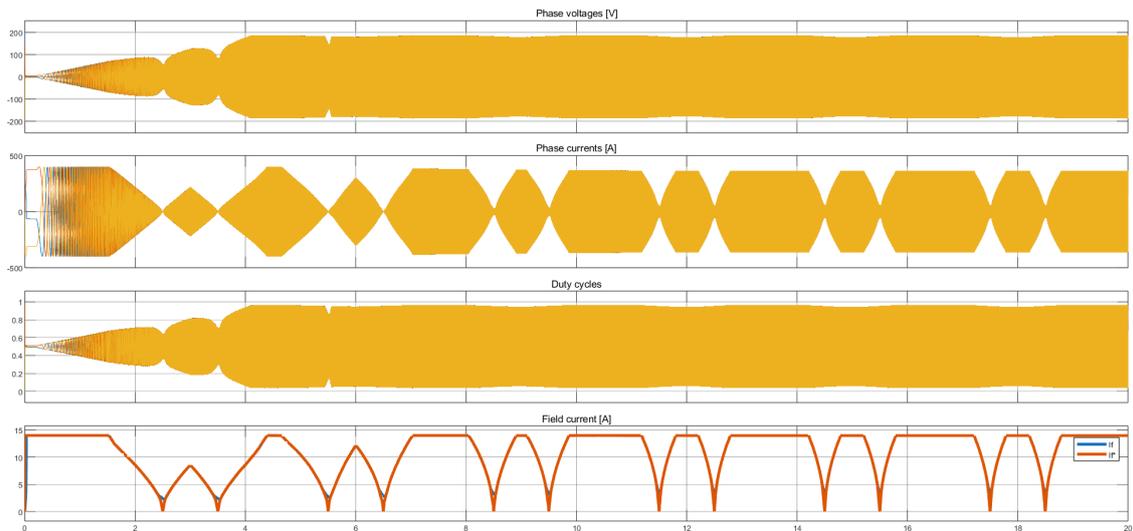


Figura 6.19: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DFVC

6.3.5 Risultati per la strategia DTC

Sono riportati in figura (6.20) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s , T_e e i_f). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

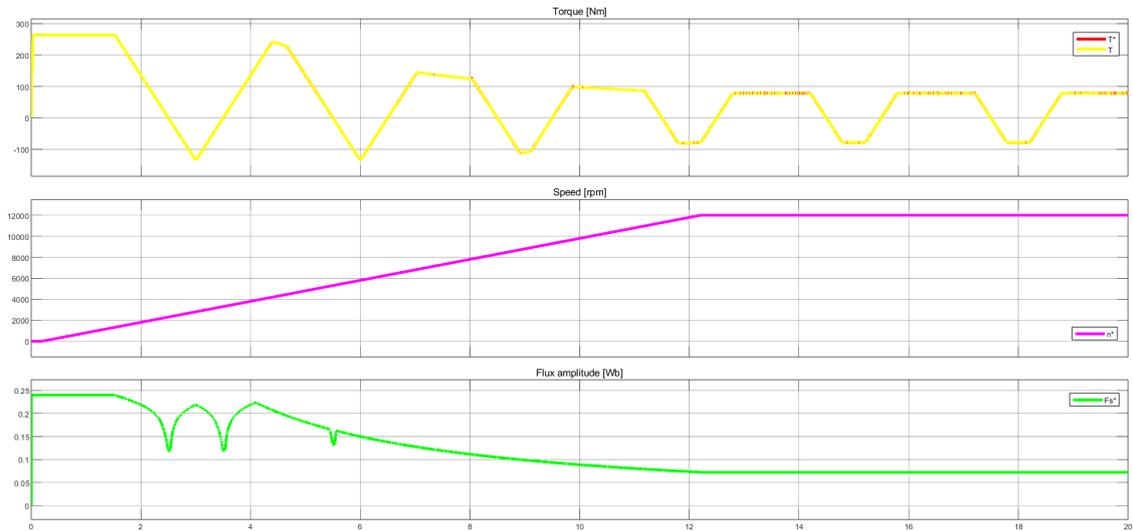


Figura 6.20: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DTC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

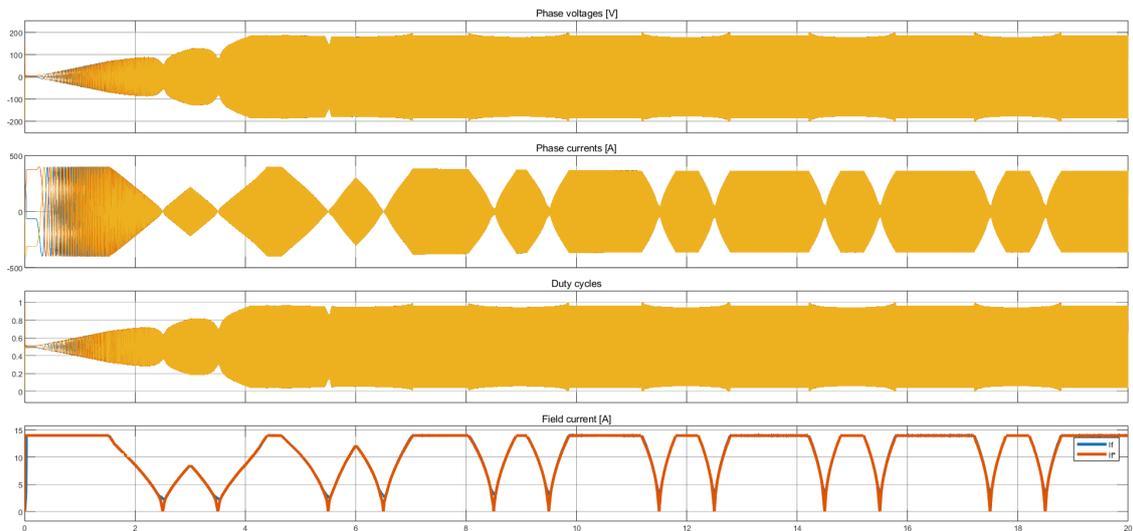


Figura 6.21: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo DTC

6.3.6 Risultati per la strategia FPC

Sono riportati in figura (6.22) le curve delle grandezze significative per la strategia di controllo. Oltre al profilo di coppia e di velocità vengono rappresentati i grafici delle grandezze sottoposte a retroazione negli anelli della tecnica simulata (λ_s , δ e i_f). Laddove le curve non risultino distinguibili si può intuire l'ottima sovrapposizione di riferimento e valore di output.

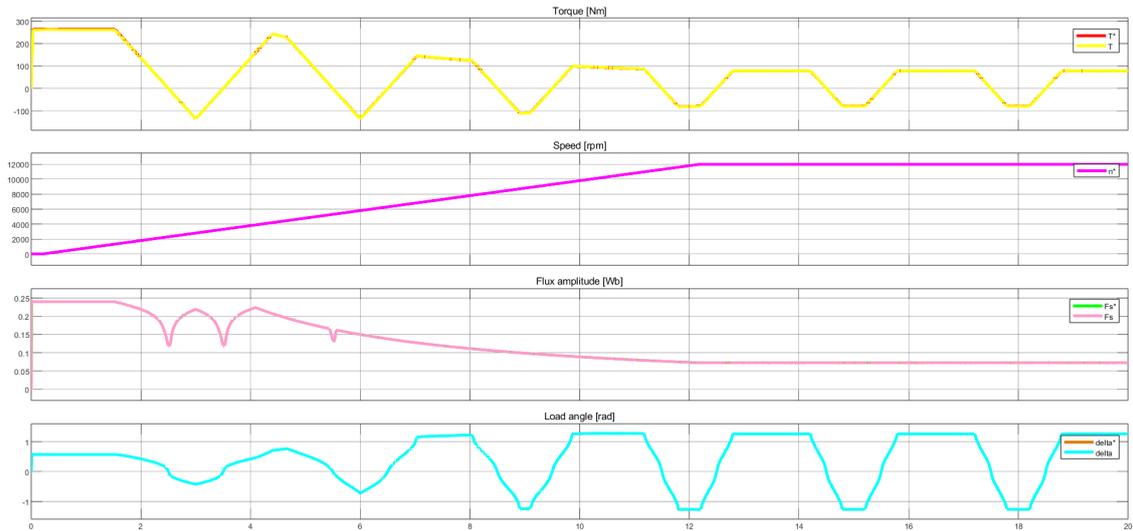


Figura 6.22: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FPC

Le tensioni trifase sono contemporaneamente output del convertitore e input del motore. Le correnti trifase sono l'output più significativo del motore, in quanto anche nel caso reale sono la grandezza elettrica da cui ricostruire le informazioni necessarie al controllo. Infine i duty-cycles sono l'input del convertitore e risultano indispensabili per verificare la correttezza del controllo.

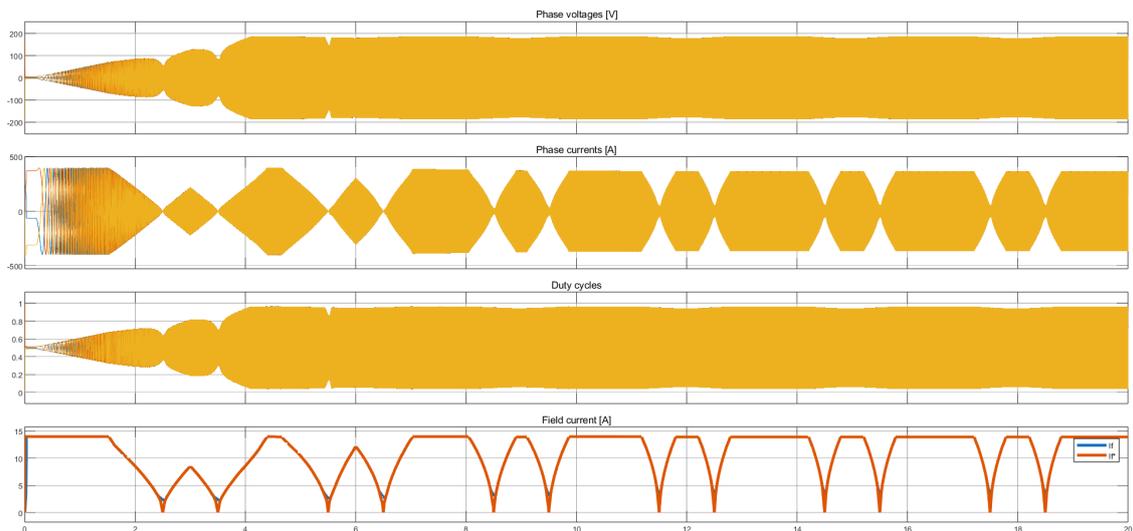


Figura 6.23: Grafici dalla simulazione del motore EESM col controllo FPC

6.4 Considerazioni sui risultati

Terminate le simulazioni è doveroso formulare adeguate constatazioni sulle strategie di controllo, comprendendo quanto appreso durante la costruzione del modello da simulare, così come quanto emerso dai risultati.

6.4.1 CVC

Il modello costruito dei motori IPM e EESM, sottoposto alla strategia "Current vector control" converge al riferimento di massima coppia erogabile nell'intero intervallo di velocità dichiarato da datasheet. I vantaggi per questa tecnica di controllo sono:

- La strategia CVC presenta due anelli chiusi di controllo che permettono di agire direttamente sulle componenti di corrente i_d e i_q con regolatori PI convenzionali, in quanto a regime corrispondono a grandezze costanti.
- La struttura realizzativa della strategia CVC è relativamente semplice e funzionante anche in fase di deflussaggio. L'informazione di posizione angolare è facilmente ottenibile nei motori sincroni tramite un trasduttore di posizione.

Tuttavia la tecnica del CVC presenta anche i seguenti svantaggi:

- L'asse di controllo prioritario, su cui si presenta il termine maggiore di tensione, non è sempre il medesimo, bensì varia col punto operativo della simulazione. Questo dettaglio rischia di causare il fenomeno di wind-up ed è necessario predisporre adeguate contromisure.
- La banda passante e lo smorzamento degli anelli dipendono dalle induttanze differenziali (principalmente l_{dd} e l_{qq}) che variano col punto di lavoro a causa della saturazione magnetica. I coefficienti k_p e k_i dei regolatori PI devono dunque essere adattati alle condizioni operative della macchina. Per variazioni improvvise di coppia, le prestazioni dinamiche degli anelli sono ridotte e la calibrazione è effettuata tramite test.

6.4.2 FVC

Il modello costruito dei motori IPM e EESM, sottoposto alla strategia "Flux vector control" converge al riferimento di massima coppia erogabile nell'intero intervallo di velocità dichiarato da datasheet. I vantaggi per questa tecnica di controllo sono:

- La strategia FVC presenta due anelli chiusi di controllo che permettono di agire direttamente sulle componenti di flusso λ_d e λ_q con regolatori PI convenzionali, in quanto a regime corrispondono a grandezze costanti.
- La struttura realizzativa della strategia FVC è relativamente semplice e funzionante anche in fase di deflussaggio. L'informazione di posizione angolare è facilmente ottenibile nei motori sincroni tramite un trasduttore di posizione.
- I regolatori PI possono essere calibrati indipendentemente dal valore di induttanza differenziale, in quanto l'azione di regolazione è svolta direttamente sul flusso. La strategia FVC garantisce prestazioni dinamiche buone non correlate al punto di funzionamento.

Tuttavia la tecnica del FVC presenta anche il seguente svantaggio:

- L'asse di controllo prioritario, su cui si presenta il termine maggiore di tensione, non è sempre il medesimo, bensì varia col punto operativo della simulazione. Questo dettaglio rischia di causare il fenomeno di wind-up ed è necessario predisporre adeguate contromisure.

- La linearità di regolazione di coppia non è sempre preservata, in quanto l'impiego di LUT per definire il riferimento introduce saturazione.

6.4.3 DFVC

Il modello costruito dei motori IPM e EESM, sottoposto alla strategia "Direct flux vector control" converge al riferimento di massima coppia erogabile nell'intero intervallo di velocità dichiarato da datasheet. I vantaggi per questa tecnica di controllo sono:

- La linearità della regolazione di coppia è sempre garantita, in quanto non si fa uso di LUT nella computazione dei riferimenti. Bisogna tenere presente che ciò accade solo imponendo le dovute limitazioni di corrente, tensione e angolo di carico (funzionamento in deflussaggio).
- Le prestazioni dinamiche degli anelli di controllo non dipendono dal punto di lavoro, in quanto la tensione in asse (d_s) corrisponde alla derivata del flusso λ_s .

Tuttavia la tecnica del DFVC presenta anche i seguenti svantaggi:

- Serve ricorrere ad un ulteriore regolatore PI per limitare il valore di corrente i_{qs} in fase di deflussaggio. La taratura non è eccessivamente complessa, ma viene effettuata comunque con metodi euristici.
- La modifica del sistema di riferimento non garantisce più la conoscenza accurata della posizione angolare. Deve essere predisposto un osservatore di flusso.
- La banda passante e lo smorzamento degli anelli dipendono dall'induttanza differenziale equivalente l_{qs} che varia col punto di lavoro a causa della saturazione magnetica. I coefficienti k_p e k_i dei regolatori PI devono dunque essere adattati alle condizioni operative della macchina.

6.4.4 DTC

Il modello costruito dei motori IPM e EESM, sottoposto alla strategia "Direct torque control" converge al riferimento di massima coppia erogabile nell'intero intervallo di velocità dichiarato da datasheet. I vantaggi per questa tecnica di controllo sono:

- La linearità della regolazione di coppia è sempre garantita, in quanto non si fa uso di LUT nella computazione dei riferimenti. Bisogna tenere presente che ciò accade solo imponendo le dovute limitazioni di corrente, tensione e angolo di carico (funzionamento in deflussaggio).
- Le prestazioni dinamiche dell'anello di coppia sono molto elevate e non dipendono dal punto di lavoro, in quanto l'asse q_s ha a disposizione quasi tutta la tensione fornita dal convertitore.

Tuttavia la tecnica del DTC presenta anche i seguenti svantaggi:

- Serve ricorrere ad un ulteriore regolatore PI per limitare il valore di corrente i_{qs} in fase di deflussaggio. La taratura non è eccessivamente complessa, ma viene effettuata comunque con metodi euristici.
- La modifica del sistema di riferimento non garantisce più la conoscenza accurata della posizione angolare. Deve essere predisposto un osservatore di flusso.
- La banda passante e lo smorzamento degli anelli dipendono dall'induttanza differenziale equivalente l_{qs} che varia col punto di lavoro a causa della saturazione magnetica. I coefficienti k_p e k_i dei regolatori PI devono dunque essere adattati alle condizioni operative della macchina.

6.4.5 FPC

Il modello costruito dei motori IPM e EESM, sottoposto alla strategia "Flux polar control" converge al riferimento di massima coppia erogabile nell'intero intervallo di velocità dichiarato da datasheet. I vantaggi per questa tecnica di controllo sono:

- Le prestazioni dinamiche dell'anello di regolazione dell'angolo di carico δ non dipendono dalle condizioni di funzionamento della macchina.
- La strategia di controllo FPC è costruita su due soli anelli di regolazione.

Tuttavia la tecnica del FPC presenta anche il seguente svantaggio:

- La linearità nella regolazione di coppia non è sempre preservata, in quanto l'impiego di LUT per definire il riferimento dell'angolo di carico introduce saturazione.

6.5 Confronto dei risultati

I dati e le informazioni ottenute con le simulazioni ci permettono di mettere a confronto le diverse strategie di controllo simulate sui motori IPM e EESM. Nella tabella 6.4 si cerca di dare una visione di insieme sulle diverse tecniche implementate, unendo una valutazione su più peculiarità, alcune legate alla complessità del modello, altre legate alle prestazioni garantite.

Termine di paragone	FVC	CVC	DTC	DFVC	FPC
Linearità della regolazione di coppia	+ -	+ -	+ +	+ +	+ -
Prestazioni dinamiche della regolazione di coppia	- -	- -	+ -	+ -	+ +
Semplicità della struttura di controllo	+ +	+ +	+ -	+ -	+ +
Difficoltà di taratura dei regolatori	- -	- -	+ -	+ -	+ +
Predisposizione alla struttura unificata	+ -	+ -	+ +	+ +	+ +

Tabella 6.4: Tabella di confronto tra le strategie di controllo simulate

Il confronto tra le diverse strategie di controllo può essere approfondito nel documento [1].

Capitolo 7

Conclusioni

I processi di elettrificazione nel settore dei trasporti stanno portando allo sviluppo di diverse soluzioni di trazione basate su motori in corrente alternata. Tra questi, diversi produttori automobilistici hanno proposto soluzioni di trazione alternative utilizzando motori sincroni a eccitazione elettrica (EESM). Attualmente, la letteratura tecnica riporta pochi contributi sul controllo efficiente di coppia negli EESM per trazione. Questo elaborato di tesi ha proposto un controllo di coppia unificato per motori sincroni in corrente alternata, in cui la regolazione della coppia viene eseguita minimizzando le perdite Joule della macchina elettrica. Sono state realizzate le mappe manipolate per la definizione dei riferimenti, adoperando la tecnica di Bae-Patel per la predisposizione degli input di coppia e flusso limitati. Facendo uso del software Simulink si è implementato un modello equivalente per il motore sincrono elettricamente eccitato ZOE R135 e per un motore sincrono a magneti permanenti IPM. Testando le strategie di controllo CVC, FVC, DFVC, DTC e FPC per ciascun motore, è stato possibile validare il corretto funzionamento del modello costruito e verificare la risposta del sistema a rapide variazioni dei riferimenti. I risultati ottenuti con le simulazioni hanno fatto emergere la semplicità applicativa e la reattività prestazionale della strategia di controllo FPC. Le tecniche DFVC e DTC si sono dimostrate similmente efficaci, ma di più ardua implementazione. Le strategie CVC e FVC hanno rivelato una semplicità realizzativa al pari del FPC, ma una difficoltà di taratura parzialmente influente. Il percorso di tesi si è concluso potendo affermare i seguenti contributi al settore e sviluppo della mobilità elettrica:

- Realizzazione e simulazione dei modelli equivalenti per il motore EESM ZOE R135 e un motore IPM, in ottica di attività di ricerca o didattiche.
- Implementazione e simulazione di un controllo per motori sincroni a computazione semplice e prestazioni elevate, finalizzato alla minimizzazione delle perdite Joule.
- Attuazione e validazione di una strategia di controllo unificata per motori sincroni, comprendente CVC, FVC, DTC, DFVC, FPC, applicando il metodo Bae-Patel.

Il modello della EESM è stato realizzato considerando assente la reazione di indotto e sarà compito dell'evoluzione futura sviluppare e completare un modello accurato che tenga conto di tutti i fenomeni interni alla macchina. L'ambiente di simulazione ha favorito e sostenuto la natura algoritmica di questa tesi, ma allo stesso tempo ha limitato i risultati ad una natura idealizzata, priva delle incertezze introdotte dal lavoro sperimentale. Nei futuri sviluppi di questo primo traguardo raggiunto, rientra la conferma e corrispondenza dei dati simulati con valori raccolti empiricamente nei test a banco di laboratorio. La ricerca e approfondimento sulle macchine sincrone ad eccitazione elettrica proseguirà presso le strutture del PEIC al Politecnico di Torino e mirerà alla realizzazione di un azionamento elettrico destinato a trazione.

Bibliografia

- [1] Flux Polar Control (FPC): A Unified Torque Controller for AC Motor Drives, Sandro Rubino, Member IEEE, Luisa Tolosano, Student Member IEEE, Fabio Mandrile, Member IEEE, Eric Armando, Senior Member IEEE, and Radu Bojoi, Fellow IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 59, NO. 4, JULY/AUGUST 2023.
- [2] New Field Weakening Technique for High Saliency Interior Permanent Magnet Motor, Bon-Ho Bae, Nitin Patel, Steven Schulz and Seung-Ki Sul.
- [3] Manualetto di Matlab[®], L. Scuderi.
- [4] Simulink[®] User's Guide, MathWorks.
- [5] Self-Commissioning Algorithm for Inverter Nonlinearity Compensation in Sensorless Induction Motor Drives, Gianmario Pellegrino, Member IEEE, Paolo Guglielmi, Member IEEE, Eric Armando, and Radu Iustin Bojoi, Member IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.46,NO.4,JULY/AUGUST2010.
- [6] Self-Commissioning of Inverter Nonlinear Effects in AC Drives , I.R. Bojoi, E. Armando, G. Pellegrino and S.G. Rosu, 2nd IEEE ENERGYCON, 2012.
- [7] Design and Control of Electrically Excited Synchronous Machines for Vehicle Applications, JUNFEI TANG, THESIS FOR THE DEGREE OF DOCTOR OF PHILOSOPHY, Gothenburg, Sweden 2021.
- [8] Lesson 9 – Voltage Source Inverters (VSI): single-phase inverters, Eric Armando, Radu Bojoi, Politecnico di Torino, Dipartimento Energia “G. Ferraris” , January 2024.
- [9] Lesson 8 – Elementary DC-DC converters Unidirectional, Eric Armando, Radu Bojoi, Politecnico di Torino, Dipartimento Energia “G. Ferraris” , January 2024.
- [10] Lesson 10 – Voltage Source Inverters (VSI): three-phase inverters (part II), Eric Armando, Radu Bojoi, Politecnico di Torino, Dipartimento Energia “G. Ferraris”, January 2024.
- [11] Macchine Elettriche, Appunti delle lezioni, Prof. Andrea CAVAGNINO, 2005/2006.
- [12] Dinamica delle Macchine Elettriche, Appunti delle lezioni, A.CAVAGNINO, 2018/2019.
- [13] Module 8: Control of PM and Reluctance Synchronous Machines, Gianmario Pellegrino, Laboratory of Power Converters and Electrical Drives, 2024.
- [14] Unified Direct-Flux Vector Control for AC Motor Drives, Gianmario Pellegrino, Member IEEE, Radu Iustin Bojoi, Senior Member IEEE and Paolo Guglielmi, Member IEEE, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL.47,NO.5,SEPTEMBER/OCTOBER2011.