



Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Estrazione del modello $dq\theta$ di motori sincroni a magneti permanenti da dati sperimentali esistenti

Autore: ALESSANDRO ROSSO matr. s266271

Anno Accademico: 2020/2021

Relatore: PELLEGRINO GIANMARIO

Corelatore: PAOLO PES CETTO

Indice

1	Introduzione	2
1.1	Peculiarità della macchina testata	4
2	Modello del motore sincrono a magneti permanenti	7
2.1	Mappe dq	8
2.2	Mappe $dq\theta$	10
3	Descrizione delle prove sperimentali	12
3.1	Descrizione dei banchi prova	13
3.2	Misura delle mappe di flusso	14
3.3	Misura della mappa di coppia	17
4	File dei risultati di Perception	19
4.1	Regole per l'estrazione dei dati di Perception	21
4.2	Ricostruzione del vettore tempo e del numero di campioni	23
5	Elaborazione delle mappe di flusso	25
5.1	Calcolo delle mappe di flusso - modello dq	26
5.2	Estrazione delle variabili dal file <i>*.pnrf</i>	27
5.3	Adattamento della resistenza R_s	33
5.4	Calcolo delle mappe di flusso - modello $dq\theta$	37
6	Elaborazione delle mappe di coppia	43
6.1	Calcolo della coppia - modello dq	44
6.2	Calcolo della coppia - modello $dq\theta$	44
6.3	Verifica incrociata tra mappe dq e $dq\theta$	48
7	Uso del modello $dq\theta$ per la simulazione del controllo di macchina	51
7.1	Analisi modello Simulink $dq\theta$ esistente	52
7.2	Primo modello Simulink $dq\theta$ proposto	56
7.3	Modello Simulink $dq\theta$ definitivo	58

7.4	Test di validazione del modello $dq\theta$ definitivo	63
8	Conclusioni	77

Elenco delle figure

1.1	Modello del motore PM-SyR	4
1.2	Curva di efficienza del motore ABB Baldor, della serie EC Titanium, confrontata con le classi di efficienza IE3, IE4 e IE5	5
1.3	Foto del Motore ABB Baldor	6
1.4	Dati di targa del motore ABB Baldor	6
2.1	Rappresentazione dell'andamento di λ_d rispetto ad i_d con saturazione incrociata dovuta a i_q variabile	9
2.2	Esempi di grafici di flusso e coppia dipendenti da (i_d, i_q, θ)	11
3.1	Data recorder HBM Genesis HighSpeed GEN3i	13
3.2	Foto del banco prova con l'inverter di alimentazione collegato alla scheda di controllo dSPACE	14
3.3	Foto del collegamento del motore ABB Baldor (a destra) al servomotore (a sinistra) attraverso un giunto meccanico	17
3.4	Foto dell'encoder predisposto per le prove	18
4.1	Parte iniziale del codice per la creazione del PNRf Reader Automation Server e richiamo del file <i>*.pnrf</i> di interesse	20
4.2	Salvataggio del numero di Recorder, nome e numero di Channels al suo interno, e salvataggio del percorso per raggiungere il primo Recorder	20
4.3	Esempio di estrazione dei dati	23
4.4	Estrazione del riferimento temporale	24
5.1	Estrazione degli istanti di inizio e fine registrazione ed estrazione della prima prova BEM con inizializzazione dei valori medi delle componenti di \mathbf{v}_{dq}	28
5.2	Estrazione delle tensioni concatenate dalla prova di identificazione magnetica e calcolo di $\mathbf{v}_{\alpha\beta}$	29
5.3	Estrazione dell'angolo meccanico e salvataggio dell'angolo elettrico in gradi e radianti, normalizzato tra 0 e 360°	30

5.4	Calcolo dei valori istantanei delle tensioni in assi dq e salvataggio del valore medio	30
5.5	Estrazione dei valori istantanei di tensioni concatenate e correnti di fase per la prova M2, utili per il calcolo delle mappe $dq\theta$ di flusso	31
5.6	Interpolazione dei valori istantanei di correnti $i_{\alpha\beta}$ e trasformazione di rotazione di correnti e tensioni, con salvataggio dei loro valori medi	32
5.7	Andamento della Resistenza calcolata dall'equazione elettrica in asse d in ciascuno sweep da motore M2, paragonata con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$	34
5.8	Risultati del valore di Resistenza R_{sd} in funzione della corrente i_d , paragonati con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$	34
5.9	Andamento della resistenza calcolata dall'equazione elettrica in asse q in ciascuno sweep da motore M2, paragonata con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$	35
5.10	Risultati del valore di Resistenza R_{sq} in funzione della corrente i_q , paragonati con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$	36
5.11	Andamento del modulo della Resistenza "complessa" calcolata dall'equazione elettrica complessa e andamento della fase in gradi	37
5.12	Calcolo completo dei valori istantanei di flusso rispetto alle correnti in assi dq e alla posizione di rotore	38
5.13	Creazione dei vettori utili per lo sviluppo delle funzioni interpolanti di flusso e corrente	39
5.14	Funzioni interpolanti di flusso e corrente utilizzando la funzione 'ScatteredInterpolant'	39
5.15	Andamento dei valori istantanei di λ_{dq} al variare delle correnti i_{dq} e θ	40
5.16	Confronto tra valori istantanei di λ_{dq} sperimentali e valori ricavati da funzione interpolante, rispetto al vettore θ variabile tra 0 e 360 con passo 2	41
5.17	Schema riassuntivo del processo di estrazione dei dati dalla prova MMI, per ottenere le mappe di flusso dq e $dq\theta$	42
6.1	Estrazione dei dati di registrazione della prova di torque ripple	45
6.2	Calcolo dell'angolo elettrico e interpolazione del valore istantaneo di coppia nel singolo periodo elettrico	45

6.3	Esempio dell'andamento dei valori istantanei di coppia variabili rispetto alle correnti i_{dq} e θ estratte dalla prova sperimentale (segnale rumoroso) e dalla funzione interpolante (segnale più smussato) per $i_q = 27A$ e $i_d = 30, 33, 36, 39, 42, 45A$	46
6.4	Mappa di $T(i_d, i_q, \theta)$	46
6.5	Vettori delle componenti utili per il calcolo della funzione interpolante di coppia tramite 'ScatteredInterpolant'	47
6.6	Funzione interpolante della mappa 3D di coppia utilizzando la funzione 'ScatteredInterpolant'	47
6.7	Esempio di confronto tra il valore istantaneo di coppia sperimentale e quello ottenuto tramite funzione interpolante in cui le due forme d'onda coincidono	48
6.8	Estrazione dei valori medi di coppia dalla tabella 2D ottenuta dalle prova di torque ripple	49
6.9	Andamento dell'errore percentuale tra il valore medio di coppia ottenuto dalla tabella 2D e quello estratto dalle prove sperimentali	50
7.1	Modello Simulink del motore in studio in cui sono sottolineati i blocchi di estrazione delle mappe di coppia e corrente $dq\theta$ e i relativi ingressi	52
7.2	Blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione delle correnti i_{dq} avendo come ingressi λ_{dq} , la posizione elettrica e i limiti delle relative mappe	53
7.3	Blocco function per l'estrazione delle correnti utilizzando la funzione <i>interp</i> n	54
7.4	Blocco Simulink contenente la mappa $dq\theta$ per l'estrazione di coppia, avendo come ingressi λ_{dq} , la posizione elettrica ed i limiti della mappa	54
7.5	Blocco function per l'estrazione della coppia utilizzando la funzione <i>interp</i> n	55
7.6	Nuovo blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione delle correnti i_{dq} avendo come ingressi λ_{dq} e la posizione di rotore	56
7.7	Nuovo blocco function per l'estrazione delle correnti utilizzando la funzione <i>interp</i> n	57
7.8	Nuovo blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione di coppia, avendo come ingressi i_{dq} , la posizione di rotore e λ_{dq} per il calcolo della coppia con il prodotto incrociato . . .	57
7.9	Nuovo blocco function per l'estrazione della coppia utilizzando la funzione <i>interp</i> n	58

7.10 Estrazione delle tabelle 3D di coppia e corrente dalle funzioni interpolanti estratte precedentemente	59
7.11 Schema a blocchi per l'estrazione delle correnti i_{dq} attraverso i blocchi Prelookup e 3D LUT	60
7.12 Schema a blocchi per l'estrazione della coppia T attraverso i blocchi Prelookup e 3D LUT	60
7.13 Aggiornamento file di inizializzazione con caricamento delle tabelle $dq\theta$ e dq del motore ABB Baldor	61
7.14 Infittimento delle tabelle di coppia e corrente	61
7.15 Nuovo andamento di coppia estratta dalla tabella 3D prima e dopo l'infittimento della griglia e confronto con la funzione ricavata con 'ScatteredInterpolant'	62
7.16 Rappresentazione dell'andamento di λ_d e λ_q rispetto ad i_d e i_q del motore in studio	63
7.17 Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione	65
7.18 Andamento della velocità e della coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione	66
7.19 Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione	67
7.20 Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$	69
7.21 Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$	70
7.22 Andamento della velocità e del valore assoluto di coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$	71
7.23 Schema a blocchi del controllo in corrente in asse d con modello 3D	72
7.24 Risposta in frequenza del controllo del motore con rumore dentro o fuori dalla banda del controllo di corrente	73
7.25 Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità	74
7.26 Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità	75
7.27 Andamento di velocità e coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità	76

Sommario

Lo scopo di questa tesi è di fornire un procedimento automatizzato per la caratterizzazione e simulazione avanzata di motori sincroni sulla base di dati sperimentali. La procedura è stata validata utilizzando un motore sincrono a riluttanza assistito da magneti permanenti (PM-SyR), della serie EC Titanium di ABB. Tale macchina presenta significative armoniche spaziali nella distribuzione delle forze magnetomotrici e di conseguenza oscillazioni di flusso concatenato e coppia particolarmente pronunciate. Il motore è quindi adatto a dimostrare l'utilità del modello avanzato $dq\theta$, dove nelle mappe di flusso e coppia della macchina viene tenuto in conto l'effetto della posizione di rotore (θ), oltre che delle correnti in assi d e q . Il contributo della tesi è di estrarre le mappe $dq\theta$ di flusso e coppia da dati sperimentali esistenti, utilizzando una nuova procedura per l'estrazione diretta da Matlab di dati nel formato *.pnrf proprietario di HBM Perception.

Capitolo 1

Introduzione

L'obiettivo di questa tesi è di ottenere un modello accurato di una macchina sincrona partendo direttamente da una caratterizzazione sperimentale. La modellistica include sia la caratteristica di saturazione magnetica sia quella di coppia. Per farlo, si è partiti dai risultati delle prove, misurati tramite il data recorder HBM Genesis 3i [1] e codificati da un programma proprietario, chiamato Perception, in un formato dati dedicato. L'estrazione dei dati di misura grezzi in formato Matlab e le procedure di post-processing sono state automatizzate per essere largamente utilizzabili indipendentemente dal motore sincrono testato.

I modelli magnetici corrispondono alla caratterizzazione del flusso concatenato di macchina, rispetto ai valori di riferimento di corrente in assi dq e possono essere classificati in funzione del grado di accuratezza in modelli 2D (dq) e 3D ($dq\theta$). Dai modelli magnetici 2D si possono osservare i fenomeni di saturazione magnetica e di cross-saturation, presenti in tutti i motori sincroni ma particolarmente significativi in quelli ad alta anisotropia. Il flusso stimato risulta però indipendente dalla posizione di rotore, in quanto le armoniche spaziali vengono trascurate. Con la mappa di flusso 3D invece, si è in grado di osservare l'influenza di tali armoniche, rispetto alla posizione di rotore. La coppia elettromagnetica erogata dal motore, per una modellistica 2D viene calcolata mediante il prodotto incrociato dei vettori corrente e flusso sempre in assi fissi dq , e risulta anch'essa indipendente dalla posizione di rotore. Mentre nel modello dq la mappa di coppia viene quindi ottenuta tramite elaborazione della mappa di flusso, nel modello $dq\theta$ questo non è facilmente ottenibile, per cui viene richiesta una terza mappa di coppia, misurata con una prova dedicata a bassa velocità. Con il modello 3D si può anche osservare come le oscillazioni di flusso incidano sull'andamento di coppia in uscita dal motore, introducendo rumore. Il modello $dq\theta$ risulta quindi utile per motori in cui sono presenti armoniche spaziali evidenti, al fine di

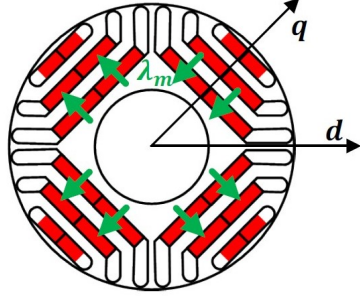
individuare eventuali oscillazioni di flusso concatenato e di coppia non osservabili dai modelli 2D.

Nel caso venisse richiesta per il controllo in corrente della macchina, una banda elevata in determinate condizioni di lavoro, tale ripple di flusso e coppia potrebbe causare instabilità del controllo del motore. Il problema è ancora più critico in caso di controlli sensorless, in quanto le armoniche spaziali non modellizzate influiscono la stima di posizione, che potrebbe diventare rumorosa o inaccurata. Per motori ad alto contenuto armonico, risulta quindi importante tenerne conto in fase di sviluppo e taratura del controllo, sfruttando modelli $dq\theta$. In tali modelli quindi, sia i flussi concatenati sia la coppia elettromagnetica sono dipendenti sia dal vettore corrente \mathbf{i}_{dq} sia dalla posizione angolare di rotore.

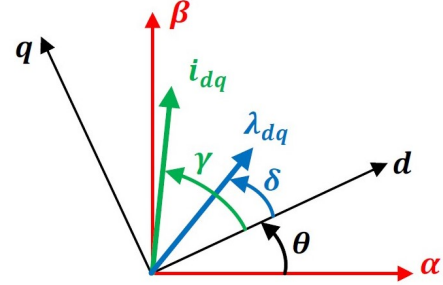
L'analisi e la modellistica proposte sono state validate sfruttando un motore commerciale PM-SyR (Sincrono a riluttanza assistito con magneti permanenti), che presenta armoniche spaziali rilevanti, le quali generano oscillazioni di flusso e coppia particolarmente pronunciate. Per i motivi esposti precedentemente, non sono sufficienti per il motore in studio le mappe 2D per descriverne accuratamente il comportamento. Inoltre, trattandosi di una macchina commerciale, non è disponibile un modello agli elementi finiti, da cui valutare il contenuto armonico, per cui si è reso necessario estrarre il modello 3D della macchina partendo dalle caratterizzazioni sperimentali. Con questo modello 3D ottenuto dalle prove sperimentali, si è in grado di tenere conto delle armoniche spaziali di ordine superiore, nel comportamento del motore.

Una volta ricavato il modello $dq\theta$, l'ultimo obiettivo è stato ricavare una simulazione di tale motore PM-SyR in ambiente Simulink. Per farlo si è partiti da una simulazione preesistente, ma estremamente lenta e quindi difficilmente utilizzabile per testare controlli avanzati. Inoltre, tale simulazione di base era compatibile solo con dati provenienti da analisi agli elementi finiti. All'interno della tesi questo modello di macchina è stato generalizzato in modo da essere compatibile con caratteristiche di flusso e coppia misurate sperimentalmente, e migliorato per ridurre drasticamente i tempi di simulazione. Infine sono state effettuate alcune prove per dimostrare la validità del modello $dq\theta$ nel descrivere fenomeni normalmente trascurati nei modelli dq .

SyR and PM-SyR



(a) Rotore del motore PM-SyR e definizione degli assi dq



(b) Diagramma vettoriale del motore PM-SyR

Figura 1.1: Modello del motore PM-SyR

1.1 Peculiarità della macchina testata

I motori PM-SyR sono una classe della famiglia delle macchine IPM (Internal Permanent Magnets) molto apprezzata soprattutto per l'utilizzo nella trazione di veicoli elettrici, grazie all'elevata efficienza e all'ampia area di lavoro coperta, oltre che al vantaggio in alcune applicazioni di poter utilizzare magneti in ferrite in sostituzione a quelli alle terre rare.

Questa struttura garantisce inoltre, come per tutti i motori sincroni, ridotte perdite rispetto ai comuni motori a induzione, dal momento che non si hanno avvolgimenti a rotore. Quindi è possibile l'utilizzo di una tecnologia meno complessa di raffreddamento, che risulta un enorme vantaggio, dal momento che le perdite di rotore sono le più complicate da gestire per il sistema di raffreddamento.

In Fig. 1.1, si può osservare il modello rappresentativo dei motori PM-SyR [4], rispetto agli assi di riferimento dq , dove l'asse d coincide con la direzione di minima induttanza, e quindi con la convenzione dei motori SyR, per cui il flusso dei magneti sarà orientato rispetto all'asse q negativo. La struttura dello statore in fase di progetto può essere realizzata come quella dei comuni motori a induzione, per cui i costruttori hanno il vantaggio di poter progettare questi motori, mantenendo anche le tecnologie precedenti. La struttura del rotore invece è costituita da ferro laminato la cui geometria è ottenuta per tranciatura, taglio laser o altre tecniche.

La macchina in studio, della serie EC Titanium [6] [7], oltre alle caratteristiche fino ad ora descritte, è un motore trifase con potenza nominale $P = 7.5HP$ e velocità nominale $n = 1800rpm$ con alto fattore di potenza (96.3%), dotato di magneti in ferrite che riducono l'impatto ambientale, evitando la soluzione alle terre rare. È una macchina con grado di efficienza IE5 (standard IEC TS 60034-30-2) e risulta superiore rispetto alle tradizionali soluzioni, come è possibile osservare in Fig. 1.2. Questo garantisce una riduzione del costo dell'energia consumata, sia in presenza di carico parziale che a pieno carico. Inoltre garantisce elevata densità di potenza, la quale permette di ridurre le dimensioni totali e quindi i costi dei materiali utilizzati, sempre rispetto alle soluzioni tradizionali. Grazie alle caratteristiche citate, questo motore è progettato specificatamente per soluzioni a velocità e coppia variabile, come l'utilizzo in ventole o pompe. In Fig. 1.3 e 1.4 vengono riportate una foto esemplificativa del motore in studio e la scheda tecnica con le caratteristiche meccaniche ed elettriche della macchina.

Efficiency

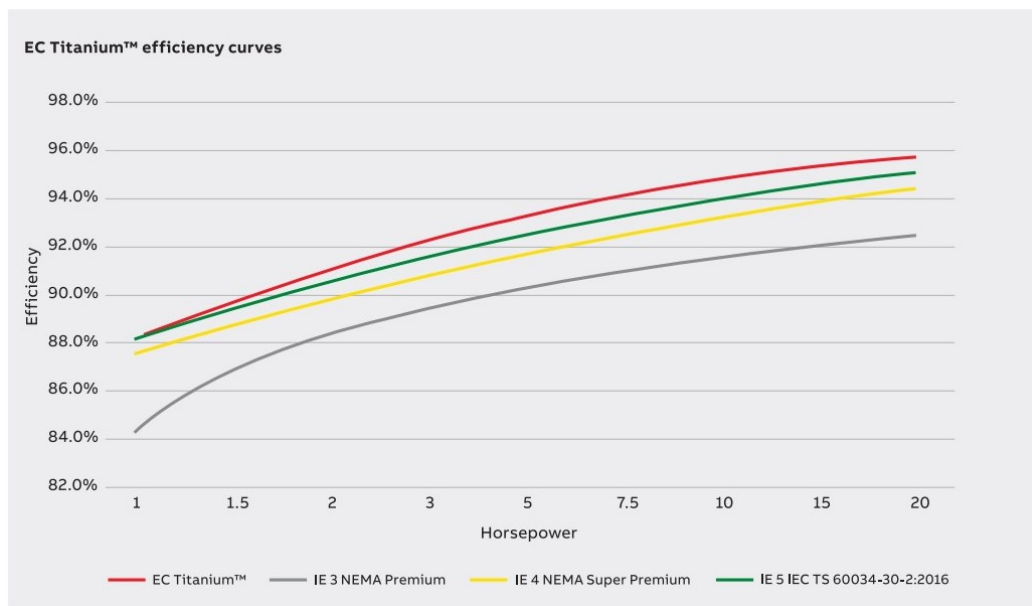


Figura 1.2: Curva di efficienza del motore ABB Baldor, della serie EC Titanium, confrontata con le classi di efficienza IE3, IE4 e IE5

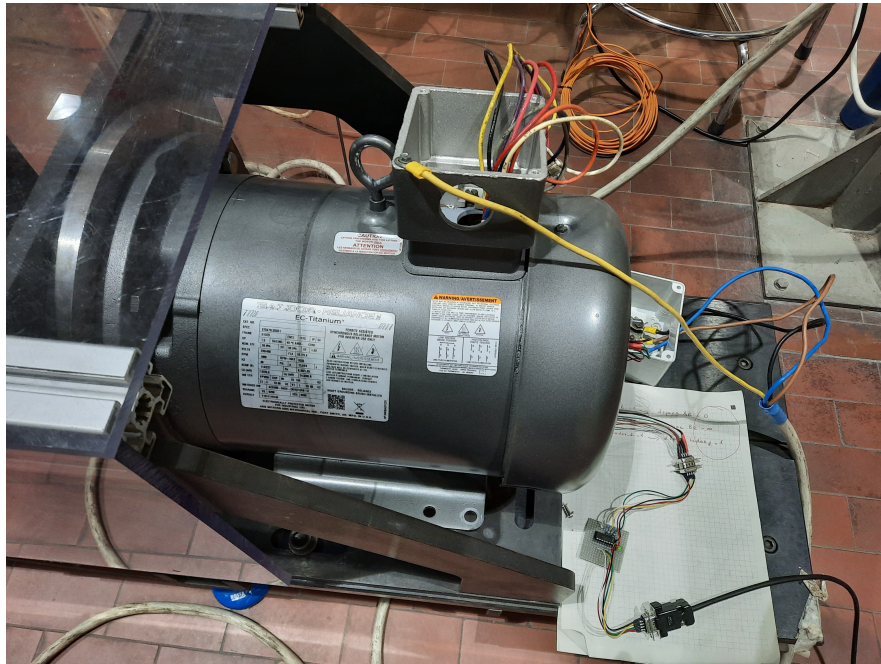


Figura 1.3: Foto del Motore ABB Baldor

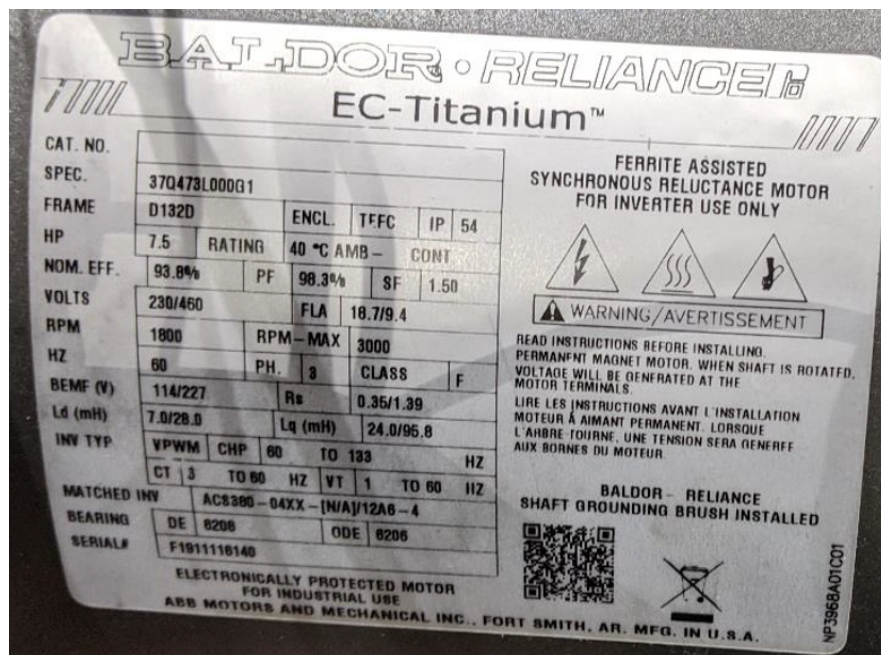


Figura 1.4: Dati di targa del motore ABB Baldor

Capitolo 2

Modello del motore sincrono a magneti permanenti

Il modello magnetico e la caratterizzazione di coppia vengono ricavate in questo studio sperimentalmente. Questa scelta porta vantaggi tra cui la possibilità di valutare le prestazioni del motore di cui è assente il modello agli elementi finiti, in modo preciso anche se scollegato dalla rete. Inoltre è possibile un confronto tra motori di altri produttori senza dover conoscerne materiali, design e caratteristiche meccaniche. Di seguito vengono descritte le equazioni del modello dinamico semplificato del motore PM-SyR, in cui viene ipotizzata linearità magnetica.

- Equazione elettrica e magnetica:

$$\begin{cases} \mathbf{v}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_{dq}}{dt} + \omega \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq} \\ \boldsymbol{\lambda}_{dq} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \mathbf{i}_{dq} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\lambda_m \end{bmatrix} \end{cases} \quad (2.1)$$

Dove R_s rappresenta la resistenza di fase degli avvolgimenti di statore, ω la velocità angolare elettrica e λ_m il flusso dei magneti. I vettori $\boldsymbol{\lambda}_{dq}$ e \mathbf{v}_{dq} rappresentano i flussi concatenati e le tensioni di macchina in assi fissi dq , la cui notazione vettoriale viene espressa mediante dicitura in grassetto. Le equazioni vengono espresse in tali assi per eliminare la dipendenza dalla posizione di rotore e la *fem* mozionale $\omega \mathbf{J} \boldsymbol{\lambda}_{dq}$ tiene conto del fatto che il riferimento dq è rotante, dove \mathbf{J} rappresenta la matrice ortogonale di rotazione. Tali equazioni costituiscono un modello

molto semplificato del motore, con le induttanze L_d ed L_q considerate costanti, che esprimono la linearità magnetica e non rappresentano quindi in modo efficace il comportamento reale dei motori sincroni né tanto meno della macchina in studio.

- Equazione meccanica:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (2.2)$$

Dove p rappresenta le coppie polari della macchina ($p = 2$ per il motore in studio). Anche in questo caso l'equazione risulta estremamente semplificata per esprimere il corretto comportamento dei motori sincroni, dal momento che non considera la saturazione magnetica.

I due modelli del motore, come detto precedentemente, servono a descrivere in maniera più accurata il comportamento magnetico della macchina e la produzione di coppia. Dal momento che, come detto, le equazioni precedenti sono troppo semplificate per descrivere il corretto comportamento del motore in studio, per ricavare tali modelli dalle prove sperimentali resterà valida solo l'equazione elettrica, mentre per il comportamento magnetico verrà considerata la saturazione magnetica, essenziale per valutare il reale comportamento del motore.

2.1 Mappe dq

In letteratura sono presenti molteplici studi sul comportamento e sul controllo dei motori SyR e PM-SyR [2] [8] [9]. Nello specifico si evidenziano i controlli di tipo sensorless, che possono sfruttare la salienza del motore per ricavare la posizione del rotore rispetto al riferimento, senza utilizzo di un encoder. Per questo motivo, per il controllo e la progettazione di questi motori è necessario ricavare in modo preciso e accurato il modello magnetico, che rappresenta la dipendenza dei flussi concatenati di macchina, con le correnti di statore, in uno stesso sistema di riferimento che in questo caso sarà in assi dq sincroni con il rotore. Dalle prove descritte in [2], vengono già estratti tutti i dati necessari allo sviluppo di tale modello e, come si vedrà successivamente, anche del modello $dq\theta$.

La valutazione del modello magnetico viene fatta dal momento che i motori sincroni e nello specifico i motori PM-SyR risultano altamente non lineari e presentano elevata saturazione magnetica e saturazione incrociata

(cross-saturation). Per questo è importante conoscere l'influenza anche delle correnti negli assi opposti sui flussi.

$$\begin{cases} \lambda_d = \lambda_d(i_d, i_q) \\ \lambda_q = \lambda_q(i_d, i_q) \end{cases} \quad (2.3)$$

In Fig. 2.1 [4] si può osservare la saturazione del flusso in asse d , evidenziando anche il comportamento dovuto alla saturazione incrociata. L'andamento è il medesimo per il flusso in asse q , con saturazione incrociata dovuta alla corrente in asse d .

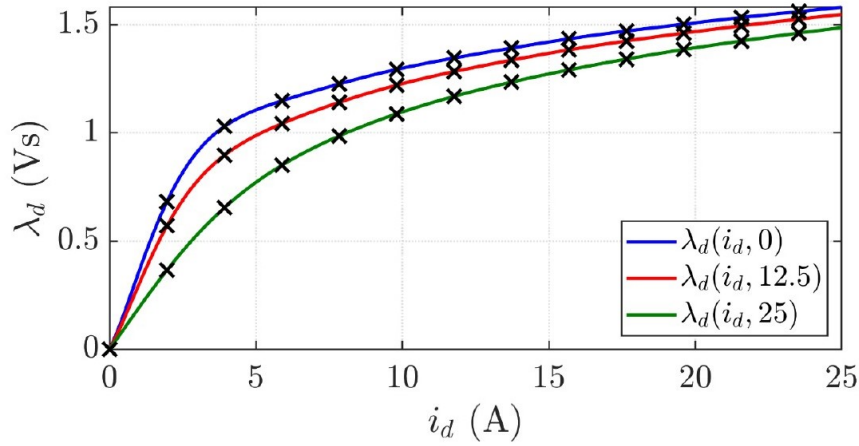


Figura 2.1: Rappresentazione dell'andamento di λ_d rispetto ad i_d con saturazione incrociata dovuta a i_q variabile

Una volta estratte le mappe di flusso 2D, il passaggio successivo consiste nella mappatura della coppia, anch'essa 2D e calcolata rispetto sempre a valori di correnti su assi fissi dq di rotore $T(i_d, i_q)$ come prodotto incrociato tra flussi e correnti in assi dq

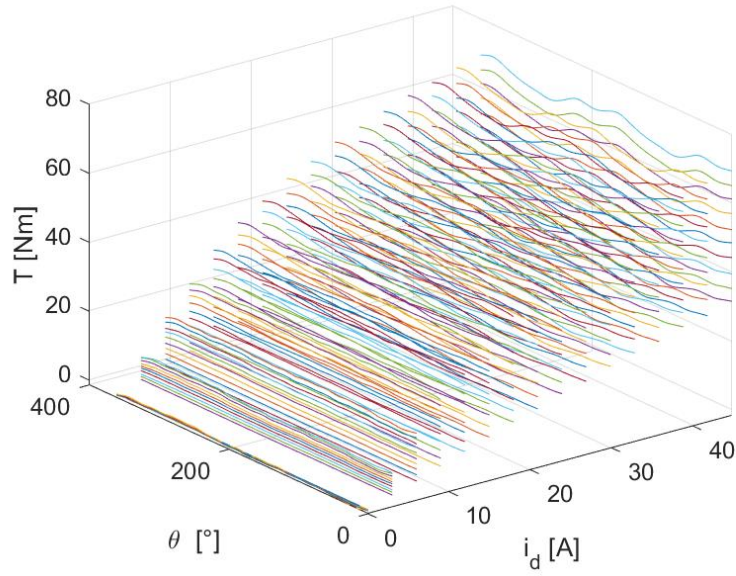
$$T = \frac{3}{2}p(\lambda_{dq} \times \mathbf{i}_{dq}) \quad (2.4)$$

2.2 Mappe $dq\theta$

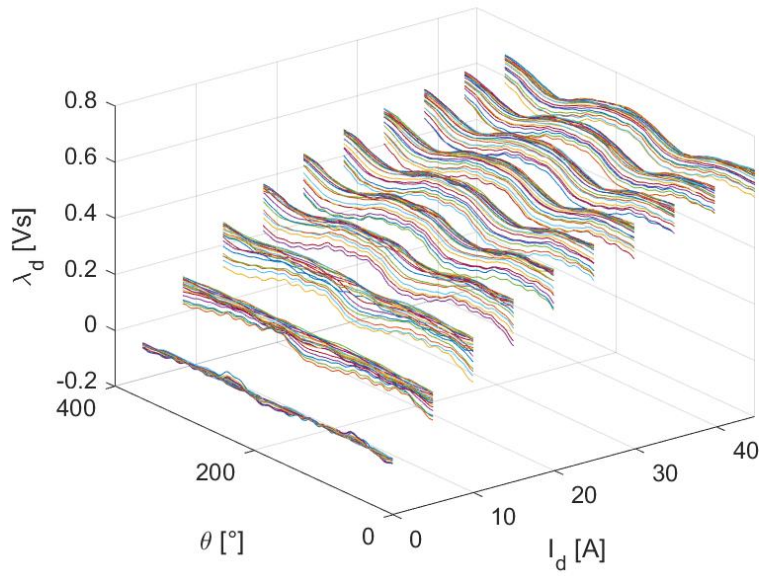
Per la macchina in studio, la mappatura 2D di flusso e coppia non è sufficiente, a causa delle oscillazioni dovute ad armoniche spaziali, sia sui flussi che sulla coppia, non previsti dall'analisi precedente. Al fine di ricavare un modello più accurato di tale motore in risposta all'eccitazione, tenendo conto delle armoniche spaziali, viene richiesto e implementato il modello $dq\theta$. In questo modello, flussi e coppia sono valutati in funzione delle correnti in assi dq e della posizione θ di rotore, utilizzata per tenere conto del comportamento delle armoniche spaziali. In questo caso le prove sperimentali [2] per ricavare le mappe $dq\theta$ coprono un'area di lavoro in cui vengono valutati i valori di flusso e coppia in funzione di una griglia di valori \mathbf{i}_{dq} che copre tutti i punti di lavoro del motore in prova. Nel caso in studio verranno valutati flussi concatenati e coppia, per valori di correnti \mathbf{i}_{dq} spaziate in modo regolare a formare una griglia rettangolare, mentre la terza dimensione sarà costituita dalla posizione di rotore, variabile con passo costante.

$$\begin{cases} \lambda_{dq} = \lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta) \\ T = T(i_d, i_q, \theta) \end{cases} \quad (2.5)$$

In Fig. 2.2 vengono riportati esempi di andamento di flusso e coppia variabili in funzione di i_d, i_q, θ . Come si può osservare, per gli andamenti di flusso è presente un ripple sovrapposto alla fondamentale, mentre nell'andamento di coppia è presente un ripple sovrapposto al valore medio. Queste oscillazioni sono dovute entrambe alle armoniche spaziali, variabili in funzione della posizione di rotore θ .



(a) Mappa di $T(i_d, i_q, \theta)$



(b) Mappa di $\lambda_d(i_d, i_q, \theta)$

Figura 2.2: Esempi di grafici di flusso e coppia dipendenti da (i_d, i_q, θ)

Capitolo 3

Descrizione delle prove sperimentali

Per questo studio, il modello avanzato $dq\theta$ del motore ABB-Baldor è stato ricavato da prove sperimentali esistenti. Queste prove sono state eseguite in precedenza in laboratorio, al fine di ottenere le misure necessarie alla caratterizzazione magnetica e di coppia del motore in studio. Di seguito vengono descritti brevemente i banchi prova, gli strumenti utilizzati e le relative procedure per le due prove sperimentali di interesse, ovvero la prova di identificazione magnetica e di torque ripple. Un'osservazione importante è che per l'identificazione delle mappe 2D, viene eseguita unicamente la prova di identificazione magnetica con metodo a velocità costante [2], in cui il motore in studio viene collegato ad un servomotore controllato in velocità. Questo perché la mappa di coppia è ottenibile per elaborazione delle mappe di flusso, tramite prodotto incrociato dei valori di flusso con i valori di riferimento di corrente.

$$T(i_d, i_q) = \frac{3}{2}p \cdot (\lambda_d(i_d, i_q)i_q - \lambda_q(i_d, i_q)i_d) \quad (3.1)$$

Per l'identificazione delle mappe 3D invece, non è possibile ottenere facilmente l'operazione precedente, per cui occorre una seconda prova di torque ripple dedicata all'estrazione della mappa di coppia. Le due prove sono state eseguite separatamente e questo, si osserverà più avanti, inciderà sui risultati ottenuti, dal momento che le variabili estratte non saranno eseguite perfettamente nelle stesse condizioni.

3.1 Descrizione dei banchi prova

Per entrambe le prove di identificazione magnetica e di caratterizzazione di coppia è stato utilizzato come strumento di misura il data recorder **HBM Genesis HighSpeed GEN3i** (Fig. 3.1) con frequenza di campionamento massima di 2 MS/S e risoluzione a 16bit. Il motore in prova è stato alimentato da un inverter prototipale sviluppato all'interno del dipartimento, dal nome interno E3. Tale inverter è stato controllato tramite piattaforma **dSPACE ds1104**, programmata con l'ausilio di Matlab e gestita tramite software dedicato. La tecnica di controllo motore dipende dal tipo di test effettuato. Per la prova di identificazione magnetica, la piattaforma dSPACE fornisce anche il trigger al data logger per l'acquisizione delle misure ed il riferimento di velocità per servozionamento del banco.



Figura 3.1: Data recorder HBM Genesis HighSpeed GEN3i

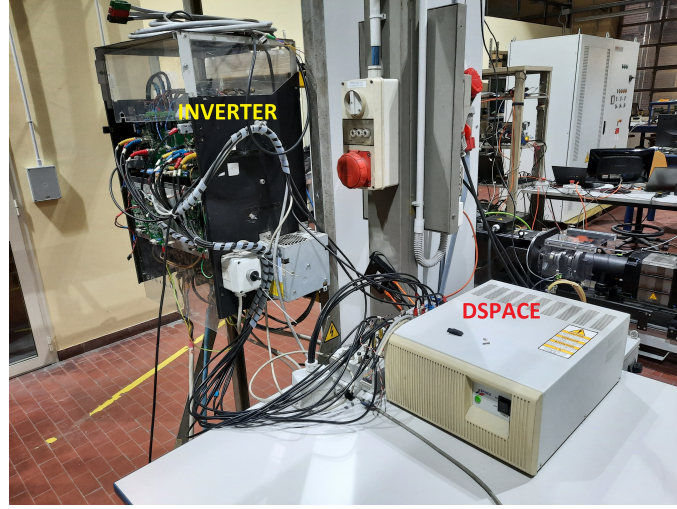


Figura 3.2: Foto del banco prova con l'inverter di alimentazione collegato alla scheda di controllo dSPACE

3.2 Misura delle mappe di flusso

Il test di identificazione magnetica (MMI) prevede di forzare il vettore corrente della macchina in prova in un determinato punto del piano dq , mentre il rotore è trascinato a velocità costante tramite un motore primo. Durante la prova vengono misurate tramite il data logger le tensioni concatenate, le correnti di fase a statore e la posizione di rotore ricavata tramite un encoder.

- Per la prova di MMI si sfrutta l'equazione di tensione in regime stazionario:

$$\begin{cases} v_d = R_s \cdot i_d - \omega_e \cdot \lambda_q \\ v_q = R_s \cdot i_q + \omega_e \cdot \lambda_d \end{cases} \quad (3.2)$$

- I flussi vengono ottenuti invertendo la (3.2):

$$\begin{cases} \lambda_d = \frac{v_q - R_s \cdot i_q}{\omega_e} \\ \lambda_q = - \left(\frac{v_d - R_s \cdot i_d}{\omega_e} \right) \end{cases} \quad (3.3)$$

In entrambe le equazioni, ciascun elemento risulta a regime, pertanto non compare la derivata di flusso.

Come detto, il motore primo trascina l'albero a velocità costante pari a circa un terzo di quella nominale. Il motore in test è invece controllato in corrente. Innanzitutto viene definita una griglia di punti equispaziati nel semipiano delle correnti con $i_d > 0$ (primo e quarto quadrante). Poi, per ciascun punto della griglia, viene eseguita una procedura a 3 step:

- Motore 1 (M1) - viene fissato il riferimento \mathbf{i}_{dq}^* costante in uno dei punti da testare, con $i_d > 0$, e mantenuto per almeno un periodo meccanico, durante il quale vengono acquisite le tensioni e le correnti di fase. In questa configurazione la macchina funziona da motore ($T > 0$).
- Generatore (G) - viene invertita la corrente i_d^* , portandosi in una situazione simmetrica rispetto al punto M1, ma con la macchina che funziona da generatore ($i_d < 0, T < 0$). Anche in questo caso vengono acquisite le correnti e le tensioni di statore per un intero periodo meccanico.
- Motore 2 (M2) - si impone lo stesso vettore \mathbf{i}_{dq}^* del punto M1, di nuovo con $i_d > 0, T > 0$. In questa fase, la macchina funziona di nuovo da motore. Si acquisiscono nuovamente tensioni e correnti per un periodo meccanico.

In fase di post-processing, per ogni acquisizione vengono estratte le tensioni medie su un periodo meccanico. Per ciascun punto della griglia di riferimento nel piano dq si ottengono dunque le tensioni medie corrispondenti a M1, G e M2, chiamate rispettivamente $\mathbf{v}_{dq1}, \mathbf{v}_{dq2}, \mathbf{v}_{dq3}$. Tali valori vengono quindi mediati per ottenere il flusso concatenato medio su un periodo meccanico:

$$\begin{cases} \lambda_d = \frac{1}{2} \frac{\left(\frac{v_{q,1} + v_{q,3}}{2} - v_{q,2} \right)}{\omega_e} \\ \lambda_q = -\frac{1}{2} \frac{\left(\frac{v_{d,1} + v_{d,3}}{2} + v_{d,2} \right)}{\omega_e} \end{cases} \quad (3.4)$$

Seguendo il sistema di riferimento con la convenzione dei motori SyR, ovvero con asse d coincidente con l'asse a minore induttanza (Fig. 1.1).

La media fra le tensioni misurate nei test M1-G-M2 permette di annullare l'effetto delle cadute resistive sul calcolo dei flussi, e pertanto essere praticamente immuni ad una eventuale variazione di temperatura durante la prova. Inoltre mediando le tensioni sul periodo meccanico viene eliminata la dipendenza dei flussi dalla posizione di rotore, ottenendo così i flussi concatenati di fondamentale, eliminando l'effetto delle armoniche spaziali.

Per quanto riguarda il calcolo dei flussi $\lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta)$, si ricorre sempre ai dati estratti dalla prova di identificazione magnetica, ma non si utilizza più l'equazione di tensione a regime. Questo perché si vuole mantenere la dipendenza dalla posizione di rotore delle variabili misurate, per individuare il contributo delle armoniche spaziali introdotte dal motore in studio. Per questo motivo, per il calcolo dei flussi $\lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta)$, si partirà dalla formula inversa dell'equazione elettrica in assi $\alpha\beta$:

$$\lambda_{\alpha\beta} = \int v_{\alpha\beta} - R_s i_{\alpha\beta} \quad (3.5)$$

Da cui successivamente verranno ricavati i flussi in assi dq tramite trasformata di rotazione.

In Fig. 3.3 viene riportato il motore collegato attraverso un giunto meccanico al servomotore attraverso cui viene controllata la velocità di rotazione.

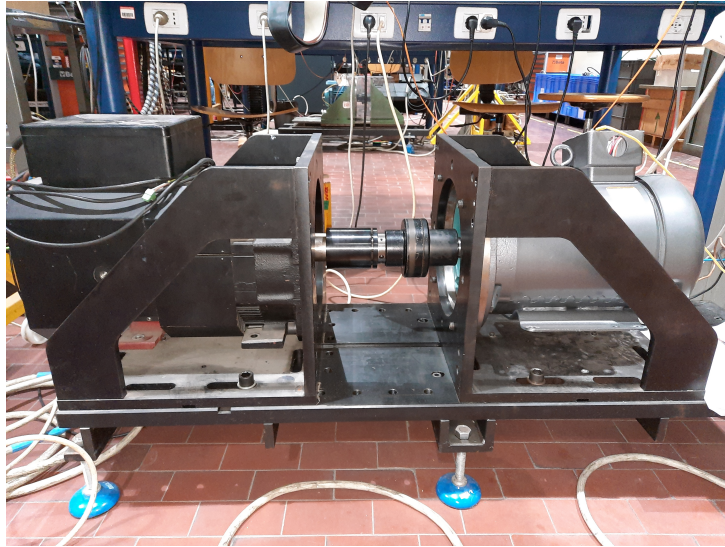


Figura 3.3: Foto del collegamento del motore ABB Baldor (a destra) al servomotore (a sinistra) attraverso un giunto meccanico

3.3 Misura della mappa di coppia

Come espresso nei capitoli precedenti, la mappa di coppia dq viene ricavata tramite prodotto incrociato tra i valori di flusso estratti dalla prova di identificazione magnetica, e i valori di riferimento di corrente in assi dq come in (3.1), per cui non è richiesta una prova dedicata per l'estrazione di tale modello. Per quanto riguarda l'estrazione della mappa $dq\theta$ l'operazione precedente non è facilmente ottenibile, per cui viene richiesta una prova di torque ripple operata a bassa velocità, da cui estrarre il valore corretto di coppia.

Nella prova di torque ripple, il motore è di nuovo trascinato a velocità costante da un servomotore, ma a velocità molto bassa ($10rpm$). Per ottenere un controllo di velocità accurato, fra il motore primo e quello testato viene posto un riduttore meccanico. Inoltre viene inserito un torsionometro all'albero per misurare la coppia trasmessa istantanea.

Durante la prova, il motore testato viene controllato in corrente. Il vettore corrente di riferimento \mathbf{i}_{dq}^* viene fissato nel piano dq e mantenuto per un tempo sufficiente ad eseguire un certo numero di cicli meccanici. Durante questo tempo vengono acquisite le correnti, la coppia all'albero e la posizione di rotore (Fig. 3.4), in modo da ricavare l'oscillazione di coppia in funzione di θ per un dato punto del piano dq . La prova viene poi ripetuta posizionando \mathbf{i}_{dq}^* in tutti i punti di una griglia di valori equispaziati nel piano dq .

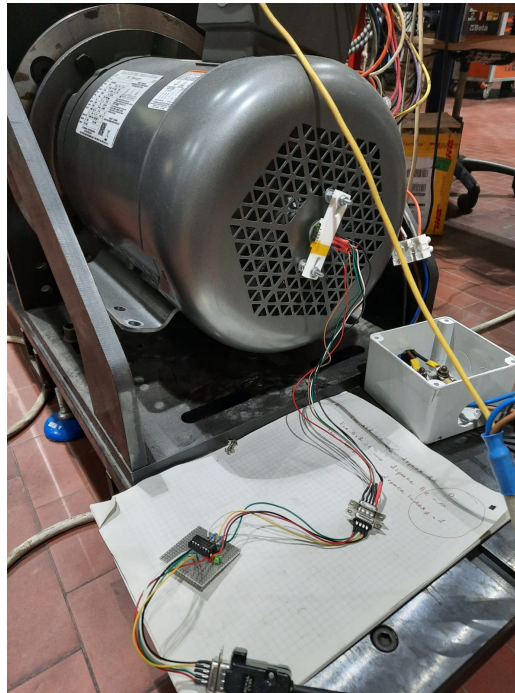


Figura 3.4: Foto dell'encoder predisposto per le prove

Capitolo 4

File dei risultati di Perception

Come detto nel capitolo precedente, in tutte le prove sperimentali considerate, le grandezze elettriche e meccaniche vengono misurate tramite data logger HBM. Tale strumento memorizza le misure in un formato dati dedicato, generando un file con estensione Perception Native Recording File (PNRF). Per una più semplice manipolazione dei dati acquisiti, risulta conveniente esportare tali dati in un file Matlab, grazie al toolkit PNRF Reader di HBM [5]. Matlab infatti permette di lavorare con server che comunicano tramite Component Object Model (COM). Per creare un server COM, nello specifico un PNRF Reader Automation Server con cui poter richiamare il file di registrazione delle prove, occorre utilizzare il comando **actxserver** come mostrato in Fig. 4.1, da cui ottengo un oggetto COM. Sempre dalla figura si osserva successivamente come venga scelto il file **.pnrf* su cui lavorare: esiste una prima opzione tramite cui attraverso il comando **uigetfile**, si può scegliere il file del formato prescelto dalla cartella desiderata, oppure si può forzare la scelta del folder tramite codice.

Ciascun file con estensione **.pnrf* contiene una registrazione (recording), costituita da un proprio istante di inizio e di fine. Tra questi due istanti i dati possono essere registrati in diversi modi dai **Recorders** di cui è dotato il dispositivo di registrazione dei dati (HBM), i quali sono composti da molteplici canali (**Channels**), dedicati alla registrazione di una specifica variabile. Per tenere traccia dei Recorders e dei relativi Channels, in Fig. 4.2 si osserva come siano stati salvati il numero e nome di ognuno: in questo modo sarà più immediato il percorso di estrazione delle variabili di interesse dalle prove sperimentali. Lo stesso principio è stato applicato per il percorso di estrazione del primo recorder, al fine di ottimizzare la ricerca dei valori di interesse al suo interno.

```
% Create PNRF reader OLE Automation server
FromDisk = actxserver('Perception.Loaders.pnrf');
if (1)
    % Use the open file dialog to select a recording file
    [FileName,PathName] = uigetfile('*.pnrf', ...
        'Select a Perception Recording File');
    MyRecordingName = [PathName, FileName];
else
    % But you also can do this via code:
    % MyRecordingName = 'H:\Schindler HiL\Schindler2020-036.pnrf';
end

% Get the filename without path in our example this will be:
% 'MyRecordingFile' and the extension will be '.pnrf'
[pathstr,name,ext] = fileparts(MyRecordingName);

% Load your recording, myData is a Recording Interface
MyData = FromDisk.LoadRecording(MyRecordingName);
MaxRecorders = MyData.Recorders.Count;
MaxChannels = MyData.Channels.Count;
```

Figura 4.1: Parte iniziale del codice per la creazione del PNRF Reader Automation Server e richiamo del file **.pnrf* di interesse

```
RecDescription.RecNames = cell(size(MaxRecorders));
RecDescription.NumberofCh = cell(size(MaxRecorders));
RecDescription.ChNames = cell(size(MaxChannels));

for h = 1:MaxRecorders
    RecDescription.RecNames{h} = MyData.Recorders.Item(h).Name;
    RecDescription.NumberofCh{h} = MyData.Recorders.Item(h).Channels.Count;
end
for h = 1:MaxChannels
    RecDescription.ChNames{h} = MyData.Channels.Item(h).Name;
end

% Use the recording interface to get an interface to the 1st recorder
MyFirstRecorder = MyData.Recorders.Item(1);
```

Figura 4.2: Salvataggio del numero di Recorder, nome e numero di Channels al suo interno, e salvataggio del percorso per raggiungere il primo Recorder

4.1 Regole per l'estrazione dei dati di Perception

Per l'estrazione dei dati delle prove sperimentali esposte nel capitolo precedente, verrà analizzata passo passo la procedura, partendo da Fig. 4.2 in cui si è preventivamente salvata una variabile Matlab al cui interno è contenuto il percorso del primo recorder da cui estrarre le variabili.

- Come prima cosa viene estratta la serie di canali presenti all'interno del Recorder, aggiungendo l'estensione **'Channels'** al vettore precedente.

$$MyFirst.Recorder.Channels \quad (4.1)$$

- Per estrarre il canale scelto, al cui interno è salvata la variabile misurata di interesse, si aggiunge alla formula già utilizzata (4.1), l'estensione **.Item()**, dove all'interno della parentesi occorre inserire la posizione del canale (quindi della variabile cercata) rispetto al proprio Recorder. Per estrarre tutti i canali occorre automatizzare tale processo in un ciclo pari al numero di variabili raccolte dal Recorder.

$$MyFirst.Recorder.Channels.Item() \quad (4.2)$$

- Per ricavare l'interfaccia DataSource dal canale, si inserisce l'ulteriore estensione **.DataSource(3)** dove (3) significa DataSourceSelect-Mixed.

$$MyFirst.Recorder.Channels.Item().DataSource(3) \quad (4.3)$$

- Al fine di ricavare la serie di sweeps dall'interfaccia DataSource si aggiunge a (4.3) ancora l'estensione **.Sweeps**.

$$MyFirst.Recorder.Channels.Item().DataSource(3).Sweeps \quad (4.4)$$

- Ricavati gli sweeps, ovvero le registrazioni eseguite per ciascun canale, si cerca l'istante di inizio e fine della registrazione dei dati, aggiungendo

all'ultimo passaggio (4.4) l'estensione **.StartTime** e **.EndTime**.

$$\begin{cases} .DataSource(3).Sweeps.StartTime \\ .DataSource(3).Sweeps.EndTime \end{cases} \quad (4.5)$$

- A questo punto, dopo aver salvato in due variabili a parte ('dStartTime', 'dEndTime') gli istanti di inizio e fine di ciascuno sweep, è possibile estrarre segmenti di dati tra l'istante di inizio e fine registrazione, tornando all'estensione **.DataSource(3)** in (4.3) e aggiungendo **.Data(dStartTime, dEndTime)**.

$$.DataSource(3).Data(dStartTime, dEndTime) \quad (4.6)$$

- Dopo quest'ultimo passaggio occorre estrarre i dati per ciascuna registrazione: con l'estensione **.Item(i)** aggiunto a (4.6), si estraggono i dati per l'i-esimo sweep. Per questo se si vuole estrarre tutte le prove occorre ripetere il passaggio in un ciclo for pari al numero di sweeps, al fine di raccogliere tutti i dati di ciascun canale, registrati durante la prova sperimentale.

$$.Data(dStartTime, dEndTime).Item(i) \quad (4.7)$$

- A questo punto le forme d'onda dell' i-esimo sweep possono essere lette aggiungendo a (4.7) l'ultima estensione **.Waveform('ResultDataType', 'FirstSample' , NumberOfSamples, 'Reduction')**, dove nel primo spazio si richiede la tipologia di dato (**5**= Double64 ; **2**= Int16 ; **-1**= Original). Nel secondo spazio viene richiesto l'indice del primo campione del segmento da estrarre (es: **1**); come terza richiesta il numero di campioni registrati, ottenuto aggiungendo alla precedente (4.7), l'estensione **.NumberOfSamples** mentre l'ultima richiesta consiste nel fattore di riduzione (es: **1**).

$$.Item(i).Waveform('...', '...', '...', '...') \quad (4.8)$$

In Fig. 4.3 viene riassunta l'intera sequenza appena enunciata.

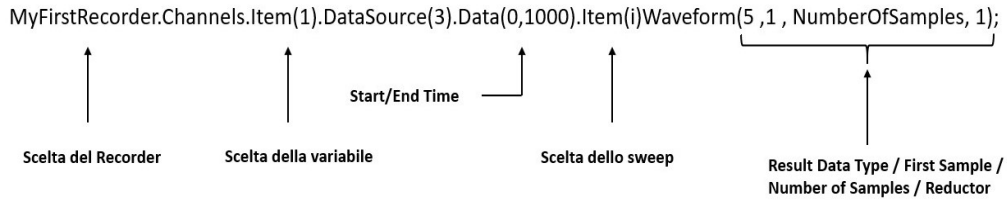


Figura 4.3: Esempio di estrazione dei dati

4.2 Ricostruzione del vettore tempo e del numero di campioni

Gli ultimi passaggi per completare l'estrazione dei dati utili delle prove sperimentali, consistono nell'estrazione del numero di campioni salvati per ciascuno sweep, come descritto precedentemente, su una variabile nominata 'NumberOfSamples' e nell'estrazione del riferimento temporale di ciascuno sweep:

- Per prima cosa si estrae il numero di campioni analizzati, partendo dal passaggio (4.7) e aggiungendo semplicemente l'estensione **.NumberOfSamples**

$$.Data(dStartTime, dEndTime).Item(i).NumberOfSamples \quad (4.9)$$

- Per il calcolo del periodo di ciascuno sweep si parte estraendo il tempo finale dei campioni, attraverso il passaggio riportato in Fig. 4.4 , riassunta pensando a t_{end} come istante iniziale + (NumberOfSamples - 1) volte l'intervallo di campionamento. La variabile tempo è quindi ottenuta come intervallo di tempo tra StartTime e tEnd, con passo pari all'intervallo di campionamento.

```
% Caculate the end time of the read data samples
tEnd = myFirstSegment.StartTime +...
      (NumberOfSamples - 1) * myFirstSegment.SampleInterval;
% Create a time series for the X-Axis
t = myFirstSegment.StartTime: myFirstSegment.SampleInterval : tEnd;
```

Figura 4.4: Estrazione del riferimento temporale

Capitolo 5

Elaborazione delle mappe di flusso

Come già descritto nei capitoli precedenti, il modello magnetico del motore viene estratto da una prova sperimentale in cui la macchina viene mantenuta a velocità costante e da cui vengono misurate correnti di fase e tensioni concatenate, avendo impresso sul motore determinati valori di corrente di riferimento in assi dq . I flussi sono poi ottenuti attraverso due procedimenti differenti, in funzione della mappa che si vuole ottenere. Per l'estrazione della mappa 2D, è stata utilizzata l'equazione a regime (3.3), per ciascun punto di lavoro studiato, ripetuto per le tre prove M-G-M. Per ciascuna prova M-G-M le tensioni sono state mediate su un giro meccanico al fine di eliminare la dipendenza dalla posizione di rotore θ , inoltre la media M-G-M permette di eliminare il contributo della caduta resistiva sui valori di λ_{dq} , come si vede in eq. (3.4).

Per quanto riguarda l'estrazione della mappa $dq\theta$, la prova svolta risulta medesima, ma l'operazione di estrazione dei flussi è stata eseguita rispetto a valori istantanei di tensione e corrente, per poter osservare il comportamento delle armoniche, variabili rispetto alla posizione θ . È stato scelto di valutare le mappe $dq\theta$ per un solo periodo elettrico, che permette comunque di osservare le eventuali armoniche sovrapposte alla fondamentale dei flussi in asse dq . Per questo motivo l'operazione di estrazione delle mappe di flusso 3D è stata svolta rispetto all'angolo θ variabile tra 0 e 360° elettrici. Il calcolo inoltre è stato ottenuto tramite formula inversa dell'equazione elettrica in assi $\alpha\beta$ (3.2), dal momento che in questo sistema di riferimento non è presente il contributo di fem mozionale, e i flussi concatenati istantanei sono più facili da ottenere.

Per la prova in questione, sono stati estratti i dati provenienti direttamente dal file registrato con il data logger HBM con estensione **pnrf*. Le prove sono state eseguite su una griglia regolare di valori di correnti, variabili tra 0 A e 44.5 A ($i_{d,min}$ e $i_{d,max}$) e tra -44.5A e 44.5A ($i_{q,min}$ e $i_{q,max}$), per un totale di 190 prove (19×10). Per ciascun punto di misura sono presenti 4 acquisizioni: prova back-emf, utilizzata per valutare la temperatura dei magneti, e le tre prove M1-G-M2. In totale il file **.pnrf* contiene quindi 760 sweeps.

Per l'elaborazione delle mappe di flusso, sono state estratte da tutte le prove, ad esclusione di quelle back-emf, le misure delle tensioni concatenate e la posizione di rotore θ registrati dal data logger HBM, mentre solo per le prove M2 sono state estratte anche le correnti di fase. Dalle tensioni concatenate estratte dalle prove M1-G-M2 infatti, sono stati ricavati il valori medi di tensione v_{dq1} , v_{dq2} , v_{dq3} mediati nel periodo meccanico, per il calcolo del flusso concatenato medio da (3.4). Grazie all'estrazione ulteriore dei valori istantanei delle correnti di fase per le sole prove M2, sono stati invece calcolati i valori istantanei di flusso $\lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta)$, tramite (3.2), al fine di estrarre le mappe $dq\theta$, valutate per un solo periodo elettrico.

Un'osservazione importante è che per il motore in studio erano già stati calcolati tramite Perception i valori medi di tensione v_{dq1} , v_{dq2} , v_{dq3} dalle tensioni concatenate misurate durante le prove. Da questo calcolo di sono ottenuti i valori medi dei flussi per ciascun punto di lavoro, ricavando dunque la mappa 2D $\lambda_{dq}(i_d, i_q)$. Grazie però al procedimento di estrazione automatizzata dei dati di misura dal file **.pnrf* direttamente in Matlab svolto in questa tesi, il processo di ottenimento delle mappe 2D e 3D di flusso è risultato più semplice, potendo eseguire i calcoli direttamente in ambiente Matlab.

5.1 Calcolo delle mappe di flusso - modello dq

Come espresso nel Cap. 3, l'obiettivo dell'estrazione del modello 2D consiste nel ricavare dalla prova di identificazione magnetica i valori di flusso in funzione delle correnti di riferimento in assi dq fissi di rotore, in condizioni di regime. Le correnti di riferimento coprono i valori definiti precedentemente, per cui sono state analizzate correnti i_d positive e i_q positive e negative, variabili con stesso passo. Il modello infatti risulta simmetrico per correnti $i_d < 0$, mentre non lo è per $i_q < 0$ e grazie alla successiva interpolazione dei punti di lavoro dalla griglia regolare, si possono valutare le mappe di flusso su tutto il dominio, in maniera continua; discorso analogo per le mappe $dq\theta$.

Per il calcolo dei flussi a partire dalle tensioni e correnti misurate, si ricorre all'equazione di tensione per macchine sincrone (3.2), dalla cui formula inversa si ottengono i flussi λ_{dq} (3.3). É stato specificato precedentemente che, per eliminare la dipendenza dalla caduta di tensione resistiva e da eventuali disturbi sul periodo meccanico, vengono eseguite le tre prove **M-G-M** sulla macchina. Da queste prove è possibile ottenere i valori a regime dei flussi concatenati $\lambda_{dq}(i_d, i_q)$ dall'eq. (3.4). Come già accennato, la mappa 2D di flusso era già presente in questo studio come dato, ma il processo di estrazione automatizzata da *.pnrf a Matlab ha permesso di ottenere un procedimento più efficace e semplice nel calcolo dei valori medi di flusso.

5.2 Estrazione delle variabili dal file *.pnrf

Una volta definito il metodo di estrazione dei dati dal file con estensione *.pnrf (Cap. 4) della prova di identificazione magnetica, l'obiettivo successivo è quello di poter fare operazioni con tali dati. Nel caso in studio, si cerca di ricavare i valori istantanei dei flussi concatenati prima in assi $\alpha\beta$ (eq. 3.2) e poi in assi dq , per osservare eventuali armoniche di disturbo sovrapposte alla fondamentale.

Si è partiti dai file della registrazione della prova sperimentale già svolta, da cui era richiesta l'estrazione delle variabili necessarie per il calcolo del modello magnetico e quindi del calcolo dei flussi λ_{dq} rispetto alle correnti i_{dq} e alla posizione di rotore θ . Non potendo gestire una quantità di variabili così vasta (760 per il numero di campioni), è stato necessario analizzare quali fossero le informazioni strettamente necessarie al caso in studio. Dal momento che il data logger HBM Genesis High-Speed GEN3i possiede una frequenza di campionamento di 2 MS/S, considerando un tempo di registrazione per ogni sweep di 0.25s, il numero di campioni registrati per sweep risulta $N = 500000$, per cui un valore di campioni pari a $760 \times N$ risulta ingestibile per Matlab. Per questo motivo nel procedimento di estrazione e calcolo delle mappe di flusso sono stati elaborati i dati caricando in Matlab uno sweep per volta.

Dopo una prima parte di inizializzazione del codice per la lettura del file *.pnrf, spiegata nel Cap. 4, vengono estratte in un ciclo pari al numero di sweeps (760) e salvate in variabili Matlab gli istanti di inizio e fine prova, comune a tutti gli sweeps (Fig. 5.1).

```

a=1:4:Sweeps; %Prove BEM
b=2:4:Sweeps; %Prove M1
c=3:4:Sweeps; %Prove G
d=4:4:Sweeps; %Prove M2
m2=1; %contatore prove M2
v_dm=0; %inizializzo vettori tensione dq
v_qm=0;

for h=1:Sweeps

    tStart=MyFirstRecorder.Channels.Item(1).DataSource(3).Sweeps.StartTime;
    tEnd=MyFirstRecorder.Channels.Item(1).DataSource(3).Sweeps.EndTime;

    if (find(h==a)~=0) % siamo nella prova BEM-->non si fa nulla

        if (h>1)
            v_dm=[v_dm 0];
            v_qm=[v_qm 0];
        end

    end

end

```

Figura 5.1: Estrazione degli istanti di inizio e fine registrazione ed estrazione della prima prova BEM con inizializzazione dei valori medi delle componenti di v_{dq}

Successivamente è stato diviso tale ciclo per le tre prove M-G-M, più la prova di back-emf (BEM), in cui si valuta la temperatura dei magneti: all'interno di quest'ultima si pone unicamente pari a zero il valore di tensione media di ogni prova BEM. Per tutte le prove successive da motore e generatore invece, al fine di ricavare il valore medio delle tensioni per ottenere i flussi medi dalla formula (3.4), vengono estratte le tensioni concatenate, per poi ottenere le componenti sugli assi di riferimento $\alpha\beta$ (Fig. 5.2).

Per ricavare le tensioni in assi fissi dq , occorre conoscere l'informazione della posizione elettrica di rotore, ricavata dalla posizione meccanica misurata tramite l'encoder. Come si osserva da Fig. 5.3, l'informazione d'angolo è salvata sul secondo Recorder, ma il procedimento di estrazione segue lo stesso principio. Ricavati l'istante di inizio e fine sweep (i medesimi di quelli ricavati precedentemente), è possibile estrarre l'informazione d'angolo meccanico, che viene subito convertito in elettrico moltiplicando l'angolo meccanico, corretto eliminando l'offset dell'encoder, per le paia poli del motore. Successivamente l'angolo viene normalizzato tra 0 e 360 gradi al fine di scalarlo correttamente, conservando anche il valore in radianti per l'operazione di rotazione delle tensioni in assi $\alpha\beta$.

```

    if (find(h==b)~=0) %siamo nella prova M1

NumberOfSamples=MyFirstRecorder.Channels.Item(1).DataSource(3)...
                .Data(tStart,tEnd).Item(h).NumberOfSamples;

u_12=MyFirstRecorder.Channels.Item(4).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
                .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
u_23=MyFirstRecorder.Channels.Item(5).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
                .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
u_31=MyFirstRecorder.Channels.Item(6).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
                .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);

u_1=(u_12-u_31)./3;
u_2=-(u_12-u_23)./3;
u_3=-(u_23-u_31)./3;

v_a=(2/3).*(u_1) -(2/3)*0.5.*(u_2+u_3);
v_b=1/(sqrt(3)).*(u_2-u_3);

```

Figura 5.2: Estrazione delle tensioni concatenate dalla prova di identificazione magnetica e calcolo di $v_{\alpha\beta}$

Infine (Fig. 5.4) si isola un solo periodo meccanico, all'interno del quale verranno valutati i valori medi di tensione in assi dq dai valori istantanei v_{dq} , per il calcolo delle mappe di flusso dq . Il vettore dei valori medi di tensione sarà di dimensione pari al numero di sweep (760), con valori nulli per tutte le prove BEM.


```
%angolo mecc ed elt per calcolo flussi

tStart_1=MyData.Recorders.Item(2).Channels.Item(3).DataSource(3).Sweeps...
    .StartTime;
tEnd_1=MyData.Recorders.Item(2).Channels.Item(3).DataSource(3).Sweeps...
    .EndTime;

gamma_enc= MyData.Recorders.Item(2).Channels.Item(3).DataSource(3)...
    .Data(tStart_1,tEnd_1)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);

angle_elt= (gamma_enc+enc_offset).*pp;

for aa=1:pp
    angle_elt(angle_elt>360)=angle_elt(angle_elt>360)-360;
    angle_elt(angle_elt<0)=angle_elt(angle_elt<0)+360;
end

th_el=deg2rad(angle_elt);
```

Figura 5.3: Estrazione dell'angolo meccanico e salvataggio dell'angolo elettrico in gradi e radianti, normalizzato tra 0 e 360°

```
%ricalclo indice che stabilisce inizio e fine dei due periodi elettrici

zeri_in=find(diff(angle_elt)<-300);

ind_m=(zeri_in(1)+1:zeri_in(3)-1);

%calcolo tensioni assi dq
v_d= v_a.*cos(th_el) + v_b.*sin(th_el);    %rot trasf
v_q= -v_a.*sin(th_el) + v_b.*cos(th_el);

%calcolo valori medi tensioni dq per un periodo meccanico
v_dm=[v_dm mean(v_d(1,ind_m))];
v_qm=[v_qm mean(v_q(1,ind_m))];

end
```

Figura 5.4: Calcolo dei valori istantanei delle tensioni in assi dq e salvataggio del valore medio

Per ciascuno sweep da motore M2, oltre alle operazioni fino ad ora elencate, sono state estratte tutte le informazioni utili per il calcolo dei valori istantanei dei flussi in assi $\alpha\beta$. Da Fig. 5.5 si osserva che sono stati ricavati i valori istantanei delle tensioni concatenate e delle correnti di fase registrate durante la prova, per poi essere calcolati i relativi valori in assi $\alpha\beta$.

```

if (find(h==d)~=0) %M2

NumberOfSamples=MyFirstRecorder.Channels.Item(1).DataSource(3)...
    .Data(tStart,tEnd).Item(h).NumberOfSamples;
%estrazione correnti di fase
i_1=MyFirstRecorder.Channels.Item(3).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
i_2=MyFirstRecorder.Channels.Item(2).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
i_3=MyFirstRecorder.Channels.Item(1).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
%calcolo correnti in assi alpha/beta
i_a=2/3*(i_1) -(2/3)*0.5*(i_2+i_3);
i_b=1/(sqrt(3)).*(i_2-i_3);

%estrazione tensioni concatenate
u_12=MyFirstRecorder.Channels.Item(4).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
u_23=MyFirstRecorder.Channels.Item(5).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);
u_31=MyFirstRecorder.Channels.Item(6).DataSource(3).Data(tStart,tEnd)...
    .Item(h).Waveform(5, 1, NumberOfSamples, 1);

u_1=(u_12-u_31)./3;
u_2=-(u_12-u_23)./3;
u_3=-(u_23-u_31)./3;

%calcolo tensioni in assi alpha/beta
v_a=(2/3).*(u_1) -(2/3)*0.5*(u_2+u_3);
v_b=1/(sqrt(3)).*(u_2-u_3);

```

Figura 5.5: Estrazione dei valori istantanei di tensioni concatenate e correnti di fase per la prova M2, utili per il calcolo delle mappe $dq\theta$ di flusso

Dopo aver eseguito la stessa operazione di estrazione del vettore dell'angolo elettrico completo, l'operazione successiva è stata l'interpolazione delle correnti, per ridurre il numero i campioni da dover gestire e ridurre il rumore di misura, smussando le forme d'onda. In Fig. 5.6 si osserva come si sia effettuata un'interpolazione delle correnti prese per un singolo periodo, rispetto all'angolo meccanico, da cui verranno valutate le relative componenti in assi dq . Lo scopo di questo calcolo è quello di ottenere i relativi valori medi, mediati nel periodo meccanico, che serviranno invece per l'adattamento del valore di resistenza R_s , descritto nel paragrafo seguente. Successivamente sono stati calcolati come per le altre prove, i valori istantanei delle tensioni in assi dq e salvati i loro valori medi, necessari per il calcolo delle mappe di flusso 2D.

```
%calcolo correnti in assi dq

i_ax=i_a(1,ind_m);
i_bx=i_b(1,ind_m);

[xData, yData] = prepareCurveData( theta, i_ax );
ft = fittype( 'smoothingspline' );% Set up fittype and options.
fit_a = fit( xData, yData, ft );% Fit model to data.
i_al(1,:) = fit_a(th);

[xData, yData] = prepareCurveData( theta, i_bx );
ft = fittype( 'smoothingspline' );% Set up fittype and options
fit_b = fit( xData, yData, ft );% Fit model to data.
i_bl(1,:) = fit_b(th); % corrente CON NUMERO DI ELEMENTI PRESCELTO

i_d(1,:)= i_al.*cos(th_el) + i_bl.*sin(th_el); %rot trasf
i_q(1,:)= -i_al.*sin(th_el) + i_bl.*cos(th_el);

v_d= v_a.*cos(th_el) + v_b.*sin(th_el); %rot trasf
v_q= -v_a.*sin(th_el) + v_b.*cos(th_el);

%calcolo valori medi tensioni dq per un periodo meccanico
v_dm=[v_dm mean(v_d(1,ind_m))];
v_qm=[v_qm mean(v_q(1,ind_m))];

%calcolo correnti medie in assi dq per un periodo meccanico
i_dm(m2)=mean(i_d(1,:));
i_qm(m2)=mean(i_q(1,:));
```

Figura 5.6: Interpolazione dei valori istantanei di correnti $i_{\alpha\beta}$ e trasformazione di rotazione di correnti e tensioni, con salvataggio dei loro valori medi

5.3 Adattamento della resistenza R_s

Come già spiegato precedentemente, per il calcolo dei flussi in assi $\alpha\beta$ si ricorre alla formula inversa dell'equazione elettrica (3.5), dove R_s rappresenta la resistenza di fase del motore in studio. Il problema fondamentale di questo approccio è che i flussi vengono calcolati tramite integrale ad anello aperto delle forze elettromotrici, stimate in base alle tensioni di fase epurate della caduta di tensione sulla resistenza statorica. Un eventuale errore nella stima delle forze elettromotrici, dovuto ad esempio ad offset di misura o ad una inaccurata stima di resistenza, produce un drift della caratteristica di flusso stimata.

In particolare, nonostante la prova di MMI venga eseguita cercando di mantenere costante la temperatura degli avvolgimenti, un eventuale variazione termica produrrebbe un errore non trascurabile nella stima dei flussi. Per questo motivo, non avendo a disposizione una misura di temperatura durante le prove, è stato fondamentale ricavarsi il valore corretto di resistenza ottenuto, partendo dai valori medi di flussi, tensioni e correnti che si sono ottenuti per le tre prove, attraverso tre possibili equazioni ricavate dall'equazione elettrica in assi dq in regime stazionario:

$$\begin{cases} R_{s,q} = \frac{(v_{qm} - \omega_e \cdot \lambda_d)}{i_{qm}} \\ R_{s,d} = \frac{(v_{dm} + \omega_e \cdot \lambda_q)}{i_{dm}} \\ R_{s,dq} = \frac{((v_{dm} + j \cdot v_{qm}) - \omega_e \cdot (\lambda_d + j \cdot \lambda_q))}{(i_{dm} + j \cdot i_{qm})} \end{cases} \quad (5.1)$$

In linea di principio, tutte e 3 le equazioni in (5.1) dovrebbero fornire la R_s corretta durante la prova. Per verificarlo, ciascuna equazione è stata testata separatamente, confrontando i risultati con la R_s misurata a temperatura ambiente.

La resistenza R_s è stata calcolata per ogni punto di misura dalla formula inversa dell'equazione elettrica rispetto all'asse d . I risultati riportati in Fig. 5.7 e 5.8 mostrano un valore di resistenza con picchi divergenti per i punti di misura con i_d molto bassa. Questo è ragionevole considerando che la i_d è a denominatore. Data la loro scarsa significatività, la stima di resistenza R_{sd} non è stata considerata per valori di $i_d < 10A$. Inoltre per le acquisizioni effettuate a fine prova, nonostante la corrente fosse alta, la stima di R_{sd} risulta

minore del valore misurato a vuoto. Questo fenomeno, tuttora da spiegare, sarà oggetto di lavori futuri.

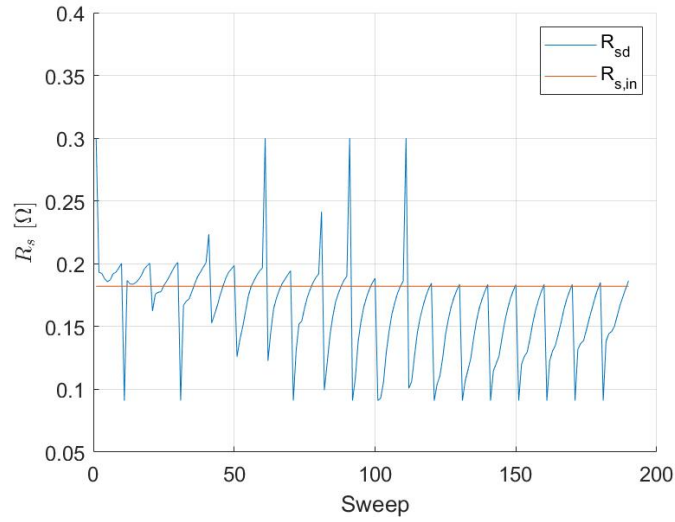


Figura 5.7: Andamento della Resistenza calcolata dall'equazione elettrica in **asse d** in ciascuno sweep da motore M2, paragonata con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$

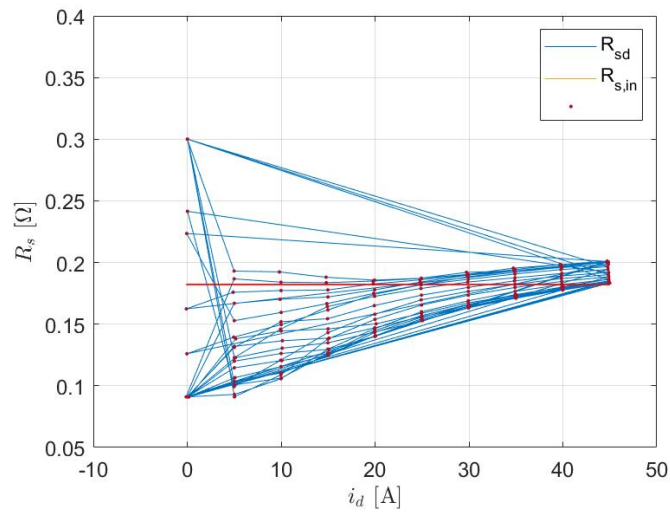


Figura 5.8: Risultati del valore di Resistenza R_{sd} in funzione della corrente i_d , paragonati con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$

Il grafico sull'andamento della resistenza in Fig. 5.7 dimostra quanto detto precedentemente, dove i picchi positivi e negativi eccessivi, dovuti ai valori di corrente in asse d prossimi allo zero, sono stati ridotti laddove necessario. Questa equazione è quindi da ritenersi non adatta al calcolo corretto di R_s . La seconda prova è stata eseguita rispetto alla formula inversa dell'equazione in asse q e ciò che si è osservato (Fig. 5.9 e 5.10) è stato un valore di R_s sempre superiore a quello costante, ma molto prossimo ad esso, dove i picchi positivi e negativi sono stati troncati entro valori prossimi a R_s a temperatura ambiente. Anche in questo caso, la stima di R_{sq} diverge per i punti di misura con $i_q \rightarrow 0$. Pertanto, in tali punti la stima R_{sq} è stata sostituita con il valore di resistenza misurato a freddo $R_{s,in}$. Questo andamento risulta ragionevole, dal momento che la temperatura di lavoro durante l'intera prova risulta sempre superiore a quella ambiente, per cui si immagina un valore sempre superiore a quello iniziale, come si osserva dalla Fig. 5.9. Pertanto, la stima di resistenza R_{sq} è stata utilizzata nell'equazione (3.2) per il calcolo delle forze elettromotrici durante la prova di MMI, correggendo un eventuale drift dell'integrale ad anello aperto.

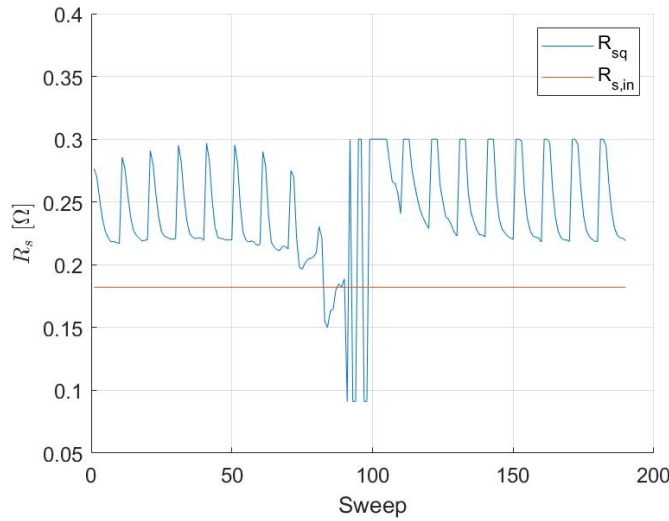


Figura 5.9: Andamento della resistenza calcolata dall'equazione elettrica in **asse q** in ciascuno sweep da motore M2, paragonata con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$

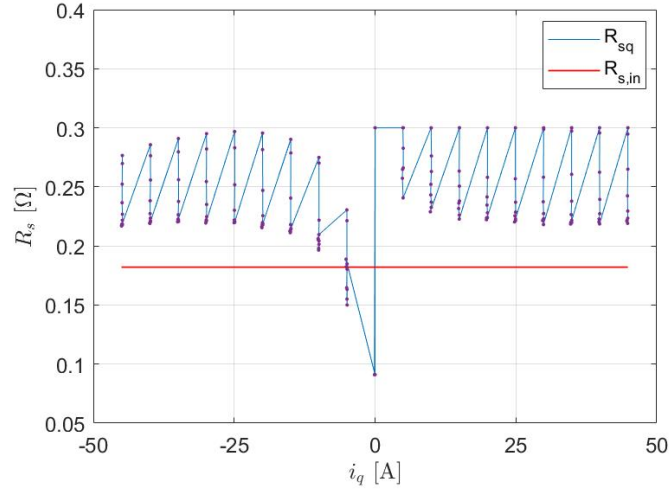


Figura 5.10: Risultati del valore di Resistenza R_{sq} in funzione della corrente i_q , paragonati con il valore di resistenza a temperatura ambiente $R_{s,in}$

Come ultima verifica è stata considerata l'equazione elettrica in forma vettoriale. Secondo il modello del motore, invertendo l'equazione elettrica si ottiene una R_s reale data dal rapporto fra grandezze vettoriali. In base ai dati sperimentali, tuttavia, si ottiene un numero complesso a fase non nulla. L'idea alla base è quella di osservare il valore della fase di questo numero complesso: se questa fosse molto prossima allo zero per tutte le prove, allora il calcolo risulterebbe affidabile. In caso contrario non potrebbe essere utilizzato, dal momento che si otterrebbe una resistenza complessa, la quale non ha un significato fisico. I risultati di Fig. 5.11 mostrano che seppure il modulo di \mathbf{R}_{sdq} presenti un andamento corretto, la fase resta troppo elevata, perciò questa stima è stata considerata non affidabile.

In conclusione, delle tre equazioni in (5.1) la stima R_{sq} è risultata la più affidabile, ed è quindi stata utilizzata per il calcolo delle mappe di flusso.

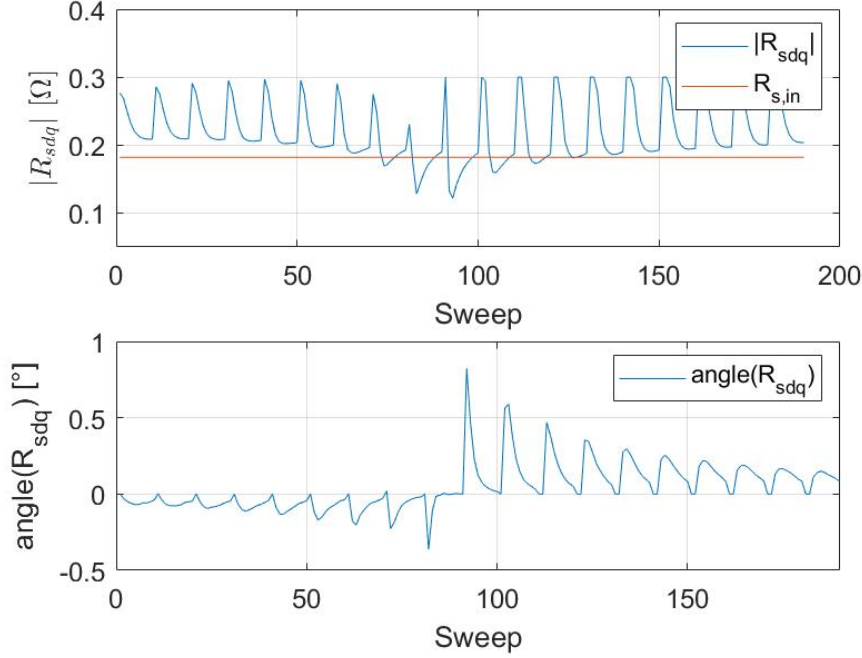


Figura 5.11: Andamento del modulo della Resistenza "complessa" calcolata dall'equazione elettrica complessa e andamento della fase in gradi

5.4 Calcolo delle mappe di flusso - modello $dq\theta$

Successivamente, dopo aver scelto la misura più corretta del valore di R_s , si è effettuato il calcolo dei valori istantanei dei flussi in asse dq per le sole terze prove da motore delle prove M1-G-M2. Partendo dalla componente fondamentale dei flussi ottenuta da (3.4), è stata sovrapposta la componente armonica, estraendo le forme d'onda di flusso attraverso il seguente procedimento. Il primo passaggio è stato il calcolo dei flussi in assi $\alpha\beta$ partendo dalla formula inversa dell'equazione elettrica, eseguendo l'integrale discreto rispetto a Δt , passo costante del vettore tempo precedentemente estratto (Fig. 5.12).

Sempre da Fig. 5.12 si osserva come si siano interpolati tali valori istantanei di flusso rispetto ad un singolo periodo elettrico e ridotto il numero di campioni rispetto al vettore \mathbf{th} variabile tra 0 e 360 gradi con passo 2, ottenendo 181 campioni di ciascuna forma d'onda, variabile rispetto a θ . L'ultimo passaggio, dopo aver eliminato l'offset dai flussi $\lambda_{\alpha\beta}$ prodotto dall'operazione di integrazione, consiste nel calcolo dei flussi in assi dq tramite la trasformatio-

ne di rotazione.

```
%calcolo flussi assi alpha/beta

dlambda_a=v_a-Rsq(m2).*i_a;
dlambda_b=v_b-Rsq(m2).*i_b;

lambda_a= cumsum(delta_t.*dlambda_a(1,1:end-1));
lambda_b= cumsum(delta_t.*dlambda_b(1,1:end-1));

lambda_a_x=lambda_a(1,ind);
lambda_b_x=lambda_b(1,ind);

[xData, yData] = prepareCurveData( theta, lambda_a_x );
ft = fittype( 'smoothingspline' ); % Set up fittype and options.
fit_f_a = fit( xData, yData, ft ); % Fit model to data.
lambda_a1(1,:) = fit_f_a(th); % FLUSSO CON NUMERO DI ELEMENTI PRESCELTO

[xData, yData] = prepareCurveData( theta, lambda_b_x );
ft = fittype( 'smoothingspline' ); % Set up fittype and options.
fit_f_b = fit( xData, yData, ft ); % Fit model to data.
lambda_b1(1,:) = fit_f_b(th); % FLUSSO CON NUMERO DI ELEMENTI PRESCELTO

lambda_aa=lambda_a1-mean(lambda_a1); %elimino offset e riscalo
lambda_bb=lambda_b1-mean(lambda_b1);

lambda_d(m2,:)= lambda_aa.*cos(th_r) + lambda_bb.*sin(th_r); %rot trasf
lambda_q(m2,:)= -lambda_aa.*sin(th_r) + lambda_bb.*cos(th_r);
```

Figura 5.12: Calcolo completo dei valori istantanei di flusso rispetto alle correnti in assi dq e alla posizione di rotore

A questo punto, prima di uscire dal ciclo, vengono salvati dalle seconde prove motore i valori medi di corrente, della posizione di rotore θ e dei flussi in assi dq in vettori (Fig. 5.13). Questi valori risultano infatti fondamentali per lo sviluppo delle funzioni interpolanti di flusso, rispetto alle correnti i_{dq} e alla posizione θ , e delle correnti rispetto ai flussi λ_{dq} e θ mostrate in Fig. 5.14. Queste funzioni vengono create al fine di valutare qualsiasi valore di flusso o corrente compresi nel dominio delle tabelle 3D in modo continuo, come già anticipato precedentemente.

```
% creazione vettori per funzione interpolante di Fd e Fq

id_th1=[id_th1;i_dm(m2)+th'*0];
iq_th1=[iq_th1;i_qm(m2)+th'*0];
Fd_th1=[Fd_th1;lambda_d(m2,:)'];
Fq_th1=[Fq_th1;lambda_q(m2,:)'];
th1=[th1;th'];
```

Figura 5.13: Creazione dei vettori utili per lo sviluppo delle funzioni interpolanti di flusso e corrente

```
%% funzioni interpolanti F_int_Fd F_int_Fq

id_th1=id_th1(2:end);
iq_th1=iq_th1(2:end);
Fd_th1=Fd_th1(2:end);
Fq_th1=Fq_th1(2:end);
th1=th1(2:end);

P=[id_th1 iq_th1 th1];

F_Fd=scatteredInterpolant(P,Fd_th1);
F_Fq=scatteredInterpolant(P,Fq_th1);

% funzione interpolante inversa

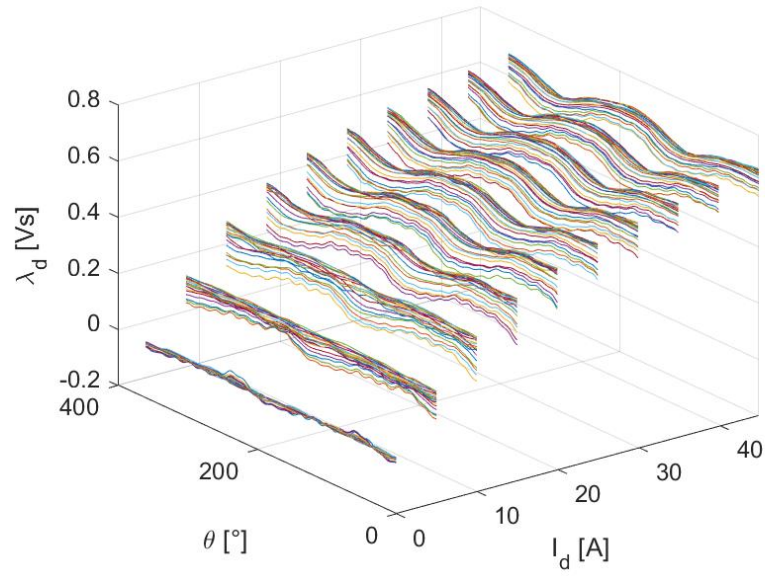
P=[Fd_th1 Fq_th1 th1];

F_Id=scatteredInterpolant(P,id_th1);
F_Iq=scatteredInterpolant(P,iq_th1);
```

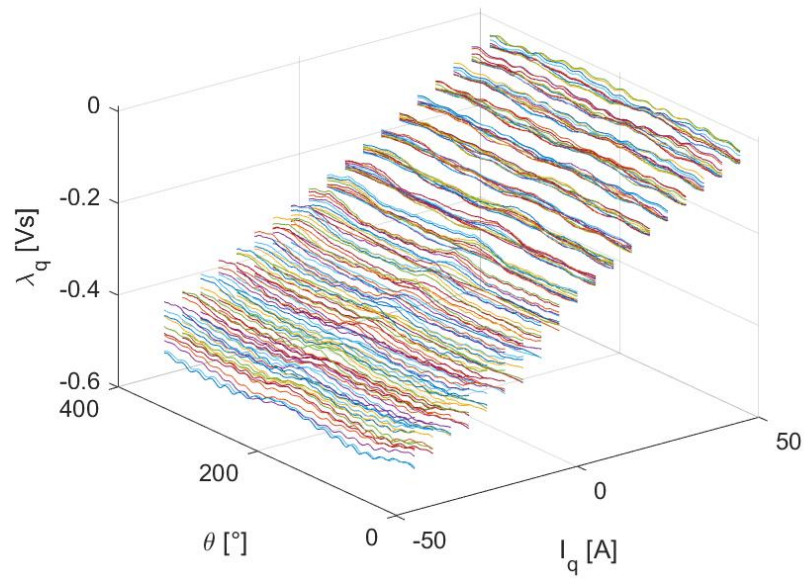
Figura 5.14: Funzioni interpolanti di flusso e corrente utilizzando la funzione 'ScatteredInterpolant'

In Fig. 5.15 sono rappresentati i grafici 3D dei flussi in asse dq variabili rispetto alle correnti i_{dq} e θ e si può osservare soprattutto nella zona di saturazione di $\lambda_d(i_d, i_q, \theta)$, il contributo delle armoniche spaziali che risulta prevalentemente di seconda armonica rispetto al periodo elettrico.

I flussi misurati $\lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta)$ sono quindi stati utilizzati per generare una funzione interpolante del tipo ScatteredInterpolant. Questo permette sia di filtrare il residuo rumore di misura sia di valutare il flusso in maniera continua sull'intero dominio di misura. Infine le mappe di flusso 3D sono state invertite, ottenendo la funzione interpolante della caratteristica inversa $i_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$. Tale funzione verrà poi impiegata all'interno del modello Simulink $dq\theta$, come descritto nel Capitolo 7.



(a) Mappa di $\lambda_d(i_d, i_q, \theta)$



(b) Mappa di $\lambda_q(i_d, i_q, \theta)$

Figura 5.15: Andamento dei valori istantanei di λ_{dq} al variare delle correnti i_{dq} e θ

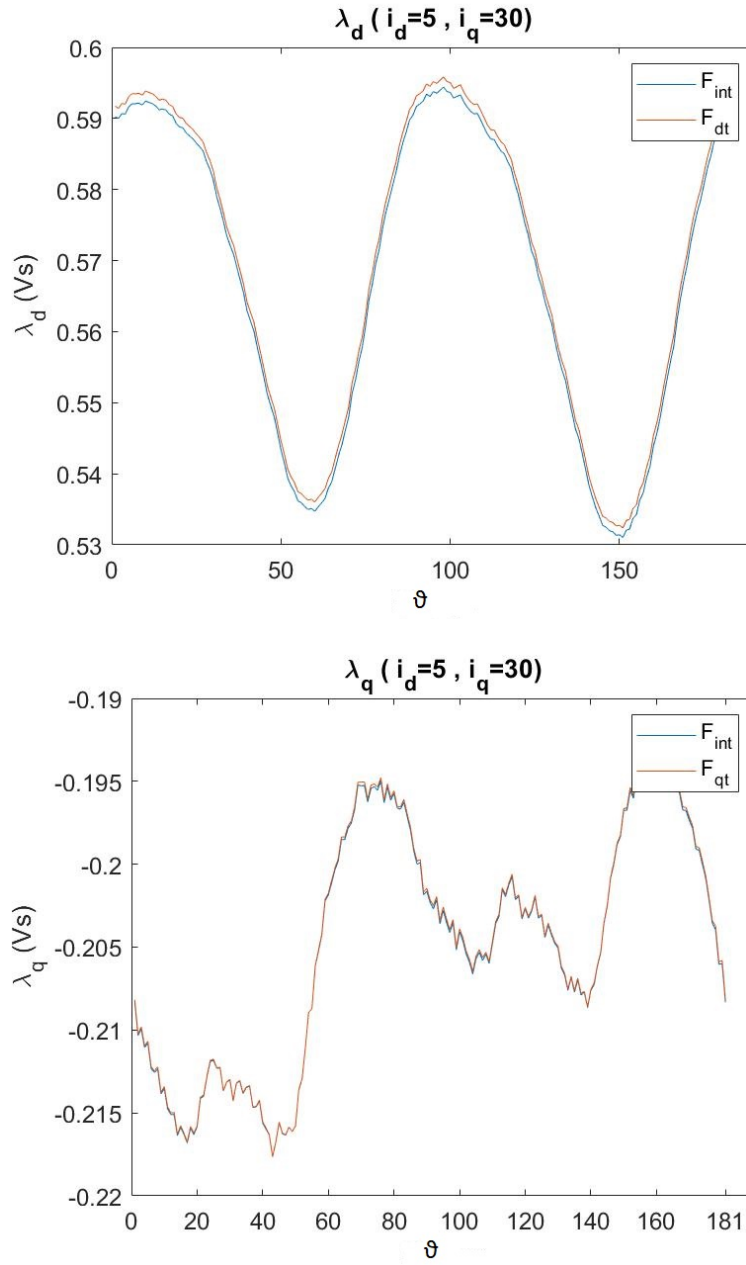


Figura 5.16: Confronto tra valori istantanei di λ_{dq} sperimentali e valori ricavati da funzione interpolante, rispetto al vettore θ variabile tra 0 e 360 con passo 2

Infine in Fig. 5.17 viene riportato lo schema riassuntivo dell'intera procedura automatizzata di estrazione dei dati direttamente in Matlab dalla prova di identificazione magnetica, per il calcolo delle mappe di flusso dq e $dq\theta$. Partendo da un singolo sweep si verifica a quale delle prove esso appartiene: in caso di prova BEM, si pongono a zero i valori medi delle tensioni in assi dq . In caso di prova M1 o G, vengono calcolati e salvati v_{dq1} , v_{dq2} , mentre in caso di prove M2 vengono calcolati, oltre a v_{dq3} , anche il valore di resistenza R_s da (5.1) e dei flussi istantanei in assi $\alpha\beta$ tramite (3.2). Terminata la ricerca, viene richiamato lo sweep successivo svolgendo le stesse operazioni, ma sovrascrivendo i dati dello sweep precedente, estratti per ottenere le variabili di interesse. Questo giustifica il motivo per cui sono stati ricavati i valori necessari all'elaborazione delle mappe $dq\theta$ dalle prove M2, anziché dalle prime prove motore M1. Il ciclo è quindi ripetuto per i 760 sweep della prova sperimentale. Dalle prove M1-G-M2 quindi viene estratta la mappa dq di flusso tramite il calcolo dei valori medi λ_{dq} da (3.4), mentre per ricavare il comportamento delle armoniche spaziali vengono estratte le forme d'onda di flusso dalle sole prove M2, sovrapponendo alla componente fondamentale dei flussi ottenuta da (3.4), la componente armonica, ricavata da (3.2), ottenendo le mappe $dq\theta$ $\lambda_{dq}(i_d, i_q, \theta)$.

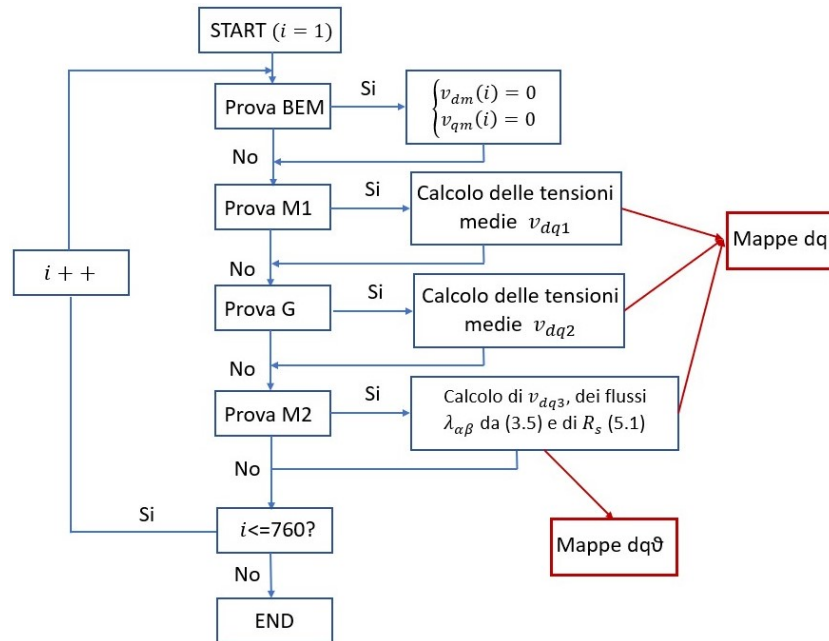


Figura 5.17: Schema riassuntivo del processo di estrazione dei dati dalla prova MMI, per ottenere le mappe di flusso dq e $dq\theta$

Capitolo 6

Elaborazione delle mappe di coppia

Nello svolgimento della prova di torque ripple, sono state registrate le correnti di riferimento in assi dq imposte al motore, la posizione meccanica in uscita dall'encoder e il valore di coppia in uscita dal torsionometro. Quest'ultimo segnale è modulato e di scarso significato ai fini dell'analisi delle mappe di coppia. Occorre prima un passaggio su Perception di demodulazione di tale dato, che è stato salvato e utilizzato per il caso in studio. Le prove effettuate sono state 256, per i_d e i_q variabili tra 0 e 44.5 con passo 3A (16 valori ciascuno), a formare una griglia equi spaziata di valori di coppia. Il file iniziale ha subito un danneggiamento, per cui è stato solo possibile recuperare 160 sweep dalla prova, perdendo gli ultimi 6 valori di corrente i_q^* , ovvero le ultime sei righe della tabella $T(i_d, i_q, \theta)$. Le prove restano comunque sufficienti per caratterizzare adeguatamente il modello.

Come è stato descritto nei capitoli precedenti, il modello 2D di coppia, non dipendente dalla posizione di rotore, viene estratto direttamente dal modello magnetico, per cui non è richiesta una prova ulteriore a quella di identificazione magnetica. Per il modello $dq\theta$ invece, risulta indispensabile l'estrazione dei valori di coppia registrati dalla prova di torque ripple, in cui si può osservare appunto l'oscillazione dipendente dalle armoniche spaziali particolarmente significative nel motore, ignorate invece da modello dq .

6.1 Calcolo della coppia - modello dq

Per il calcolo del modello 2D di coppia, la prova sperimentale è la medesima di quella per la caratterizzazione magnetica 2D: partendo dai flussi estratti nella prova precedente, per ricavare il valore di coppia rispetto alle correnti, occorre un'unica formula che corrisponde al prodotto incrociato dei flussi concatenati misurati dalla prova e delle correnti di riferimento in assi dq (3.1). L'operazione, ripetuta per tutti i punti di lavoro, consente di ottenere il modello di coppia richiesto.

6.2 Calcolo della coppia - modello $dq\theta$

Per l'estrazione dei valori di coppia per il modello $dq\theta$, la prova sperimentale non coincide con quella di identificazione magnetica 3D descritta nel Capitolo 5 e nemmeno con il relativo procedimento di estrazione dei dati acquisiti. Infatti dalla prova di torque ripple, i valori di coppia veri ottenuti dalla demodulazione del segnale del torsionmetro, sono stati salvati in file con estensione **.mat* separati. È stato quindi necessario richiamarne uno per uno, senza utilizzare il file **.pnr.f* specifico della registrazione della prova, perché sprovvisto del valore di coppia richiesto. Questo perché durante la prova è stato solamente registrato il segnale modulato in uscita dal torsionmetro.

In Fig. 6.1 si osserva il primo passaggio del procedimento di estrazione, in cui si sono caricati i file **.mat* con all'interno le informazioni utili per la creazione del modello 3D. L'intero procedimento è svolto all'interno di un ciclo pari al numero di sweep recuperati dalla prova. Il secondo passaggio consiste nel calcolo del valore dell'angolo elettrico completo, ridotto poi ad un singolo periodo elettrico, partendo dal segnale di posizione meccanica del rotore (Fig. 6.2). Quest'ultimo viene utilizzato, come per le mappe di flusso, per l'interpolazione del segnale di coppia nel singolo periodo elettrico, con un numero di campioni ridotto e pari a quello ottenuto per le mappe di flusso, utilizzando il vettore **th** variabile tra 0 e 360 gradi con passo 2.

```

for kk=1:160
    nome = ['file',num2str(kk),'MMI_ABB_Baldor_063_Copy02_09_2020'];
    if kk<100
        nome = ['file0',num2str(kk),'MMI_ABB_Baldor_063_Copy02_09_2020'];
    end
    if kk<10
        nome = ['file00',num2str(kk),'MMI_ABB_Baldor_063_Copy02_09_2020'];
    end
    eval(['load ',nome])

    th_m=Recorder1.Channels.Segments.Data.Samples;
    id=Recorder2.Channels.Segments.Data.Samples;
    iq=Recorder3.Channels.Segments.Data.Samples;
    T=Recorder4.Channels.Segments.Data.Samples;

```

Figura 6.1: Estrazione dei dati di registrazione della prova di torque ripple

```

th_e=(th_m+enc_offset).*pp;
for aa=1:pp
    th_e(th_e>360)=th_e(th_e>360)-360;
    th_e(th_e<0)=th_e(th_e<0)+360;
end

zeri=find(diff(th_e)<-300); %300 gradi
ind=(zeri(1)+1:zeri(2)-1);

[xData, yData] = prepareCurveData( th_e(ind), T(ind) );
ft = fittype( 'smoothespline' );
opts = fitoptions( 'Method', 'SmoothingSpline' );
opts.Normalize = 'on';
opts.SmoothingParam = 0.75;
fit_T = fit( xData, yData, ft, opts );

Tth(kk,:)=fit_T(th); %Valore in uscita da prove risulta negativo

```

Figura 6.2: Calcolo dell'angolo elettrico e interpolazione del valore istantaneo di coppia nel singolo periodo elettrico

Come si può osservare in Fig. 6.3, i valori istantanei di coppia, variabili rispetto all'angolo θ di rotore, presentano un ripple prevalentemente di seconda armonica, come ci si aspettava. Inoltre si osserva come il segnale di coppia sia stato filtrato con la funzione interpolante (linea tratteggiata), per ridurne il rumore di misura, poiché di ostacolo per una corretta valutazione del modello. In Fig. 6.4 sono riportati i risultati completi dell'estrazione della mappa di coppia $T(i_d, i_q, \theta)$.

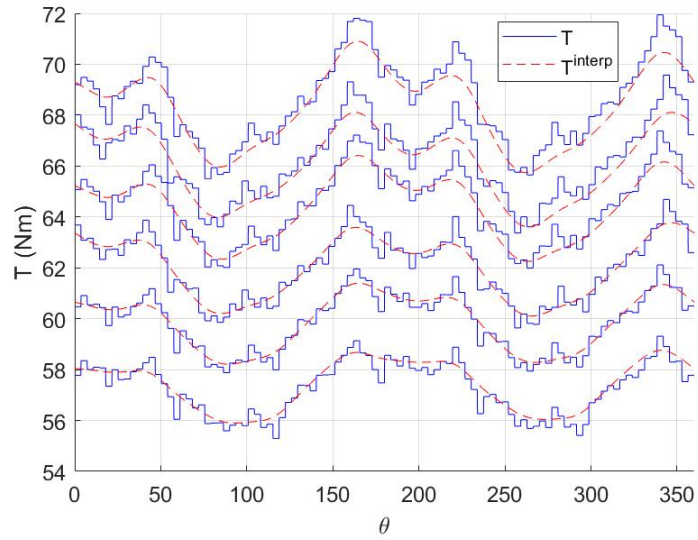


Figura 6.3: Esempio dell'andamento dei valori istantanei di coppia variabili rispetto alle correnti i_{dq} e θ estratte dalla prova sperimentale (segnale rumoroso) e dalla funzione interpolante (segnale più smussato) per $i_q = 27A$ e $i_d = 30, 33, 36, 39, 42, 45A$

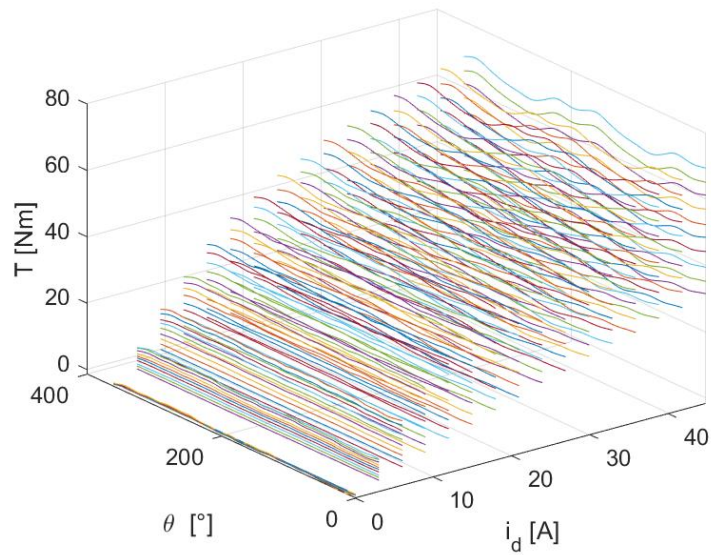


Figura 6.4: Mappa di $T(i_d, i_q, \theta)$

Prima di terminare il ciclo di estrazione dei dati dalla prova di torque ripple, vengono salvati in Fig. 6.5 i valori di coppia, i valori medi delle correnti in assi dq e la posizione elettrica in vettori, come per l'analisi del modello magnetico. Questo procedimento è necessario per lo sviluppo della funzione interpolante di coppia $T(i_d, i_q, \theta)$ tramite la funzione 'ScatteredInterpolant', per ottenere il valore corretto di coppia per qualsiasi valore di corrente in assi dq e di posizione θ all'interno del dominio della mappa (Fig. 6.6). Un altro vantaggio nella creazione delle funzioni interpolanti si ha perché le due prove sperimentali sono state eseguite per punti di lavoro differenti, per cui, grazie a queste funzioni, è possibile estrarre i valori di coppia, flusso e corrente per gli stessi punti di lavoro. Questo risulta fondamentale per studiare il comportamento del motore attraverso il suo modello in ambiente Matlab-Simulink.

```
Tth1=[Tth1;Tth(kk,:)'];  
  
id_th1=[id_th1;mean(id(ind))+th'*0];  
iq_th1=[iq_th1;mean(iq(ind))+th'*0];  
th1=[th1;th'];
```

Figura 6.5: Vettori delle componenti utili per il calcolo della funzione interpolante di coppia tramite 'ScatteredInterpolant'

```
%% calcolo interpolante  
  
Tth1=Tth1(2:end);  
id_th1=id_th1(2:end);  
iq_th1=iq_th1(2:end);  
th1=th1(2:end);  
  
P=[id_th1 iq_th1 th1];  
  
F_T=scatteredInterpolant(P,Tth1);  
  
save ('F_T.mat','F_T');
```

Figura 6.6: Funzione interpolante della mappa 3D di coppia utilizzando la funzione 'ScatteredInterpolant'

Come per i flussi, un'ulteriore verifica è stata eseguita per confrontare il valore di coppia estratto dalla prova sperimentale, con quello ottenuto valutando la funzione interpolante per lo stesso punto di lavoro e in Fig.

6.7 si osserva come i due valori coincidano perfettamente, confermando la correttezza di *ScatteredInterpolant*.

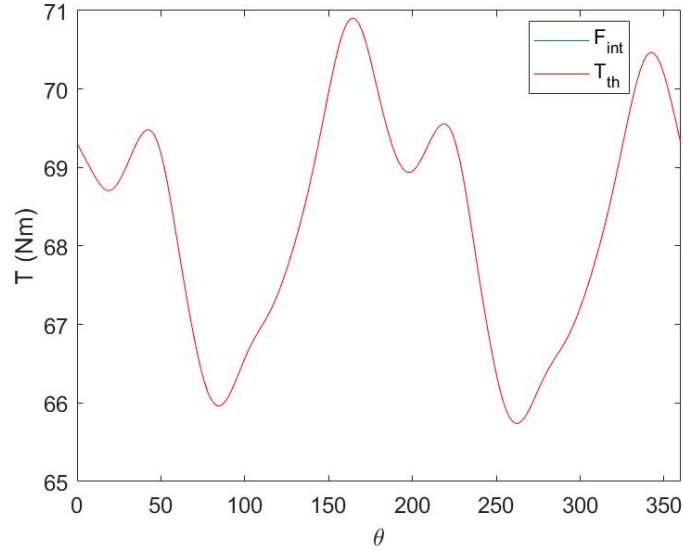


Figura 6.7: Esempio di confronto tra il valore istantaneo di coppia sperimentale e quello ottenuto tramite funzione interpolante in cui le due forme d'onda coincidono

6.3 Verifica incrociata tra mappe dq e $dq\theta$

L'ultima analisi ha riguardato la ricerca del valore medio di coppia T_m del modello 3D da confrontare con quello calcolato delle tabelle 2D, per verificare che i due valori fossero coincidenti. Questa verifica risulta importante, dal momento che le due prove sperimentali sono state realizzate in momenti differenti, non garantendo sulla perfetta coincidenza delle condizioni di lavoro. Come si vede in Fig. 6.8 nello script, dopo aver estratto tutti i valori di coppia e correnti dalle prove sperimentali, vengono caricate le mappe 2D, al fine di estrarre una funzione interpolante di coppia, variabile in funzione delle correnti in assi dq . In questo modo si ha la possibilità di estrarre i valori medi di coppia per le correnti desiderate, ovvero quelle di riferimento della prova di torque ripple. Una volta salvati i valori medi di coppia dalla prova sperimentale e dalle mappe 2D, l'intento è stato quello di valutare la differenza tra i due valori per i 160 sweep della prova, come errore percentuale, per garantire la correttezza dei valori di coppia estratti dalle prove di torque ripple (Fig. 6.9). Come si osserva, l'errore percentuale non supera mai il

4%, a parte alcuni punti di lavoro in cui risulta evidente. Questo errore, che tocca anche valori intorno al 30%, può essere dovuto come detto al fatto che la prova di torque ripple non venga eseguita con le stesse esatte condizioni della prova di identificazione magnetica. I risultati possono quindi discostarsi da quelli ricavati nel modello 2D e occorre tenere conto di questo errore nell'identificazione delle mappe $dq\theta$.

```
% estrazione valore medio coppia e confronto con valore medio da tabelle 2D

load ('fdfq_idiq_n256_EXP.mat')

id=reshape(Id,1,[]);
iq=reshape(Iq,1,[]);
T_vett=reshape(T,1,[]);
int=scatteredInterpolant(id',iq',T_vett');

for a=1:length(Tm)
    T_int(a)=int(id_th(a),iq_th(a));
end

save ('valori_coppie','Tm');
save ('valori_coppie','T_int','-append');
```

Figura 6.8: Estrazione dei valori medi di coppia dalla tabella 2D ottenuta dalle prova di torque ripple

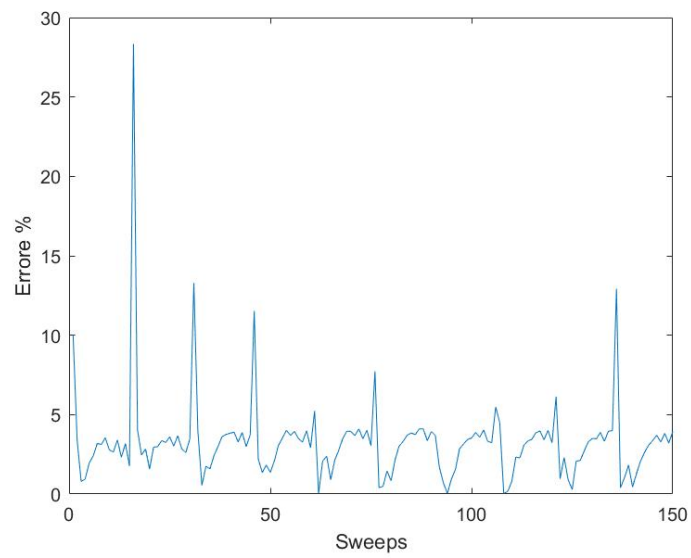


Figura 6.9: Andamento dell'errore percentuale tra il valore medio di coppia ottenuto dalla tabella 2D e quello estratto dalle prove sperimentali

Capitolo 7

Uso del modello $dq\theta$ per la simulazione del controllo di macchina

Ottenuto il modello 3D del motore ABB Baldor dalle prove sperimentali, l'ultimo obiettivo di questa analisi riguarda la realizzazione della simulazione in ambiente Matlab-Simulink della macchina, in caso di utilizzo del modello $dq\theta$. Nello studio in questione si è partiti da una simulazione preesistente [3], dotata oltre che del modello del motore sincrono, anche di un modello dell'inverter e del relativo algoritmo di controllo. Per questa simulazione, dal momento che risultava utilizzabile solo con dati del motore provenienti da analisi agli elementi finiti, è stato prima necessario renderla compatibile anche con i dati della macchina in studio provenienti da prove sperimentali. Il problema ulteriore di tale simulazione si ha nella situazione in cui si utilizzi per il controllo della macchina, il modello 3D in sostituzione a quello 2D, poiché risulta eccessivamente lenta l'elaborazione di tale modello. Pertanto è stata migliorata la procedura di lettura delle mappe 3D di flusso e coppia, al fine di portare il tempo di simulazione paragonabile a quello ottenuto con il modello dq . Questo passaggio è necessario per poter simulare correttamente controlli di tipo avanzato su motori sincroni che presentano significative armoniche spaziali, come il motore ABB Baldor.

Infine sono state eseguite prove sulla simulazione, controllando il motore in corrente, per diversi punti di lavoro, al fine di verificare l'efficacia del modello 3D nel rappresentare il comportamento della macchina in risposta alle armoniche spaziali. Il tutto è stato confrontato con il comportamento osservato dalle mappe 2D, in cui il modello magnetico e la caratteristica di coppia sono insensibili alla variazione della posizione di rotore θ .

7.1 Analisi modello Simulink $dq\theta$ esistente

In Fig. 7.1 è mostrato il modello originale [3] in cui sono stati evidenziati i blocchi dedicati alla lettura delle mappe 3D. Le modifiche apportate alla simulazione si sono concentrate soprattutto su questi elementi. Nel riquadro in basso è evidenziato il blocco di estrazione dalle mappe $dq\theta$ delle correnti i_{dq} , dati i flussi λ_{dq} e l'angolo θ in ingresso, mentre nel riquadro in alto è riportato il blocco di estrazione dalla mappa 3D della coppia, dati in ingresso i flussi λ_{dq} e la posizione θ .

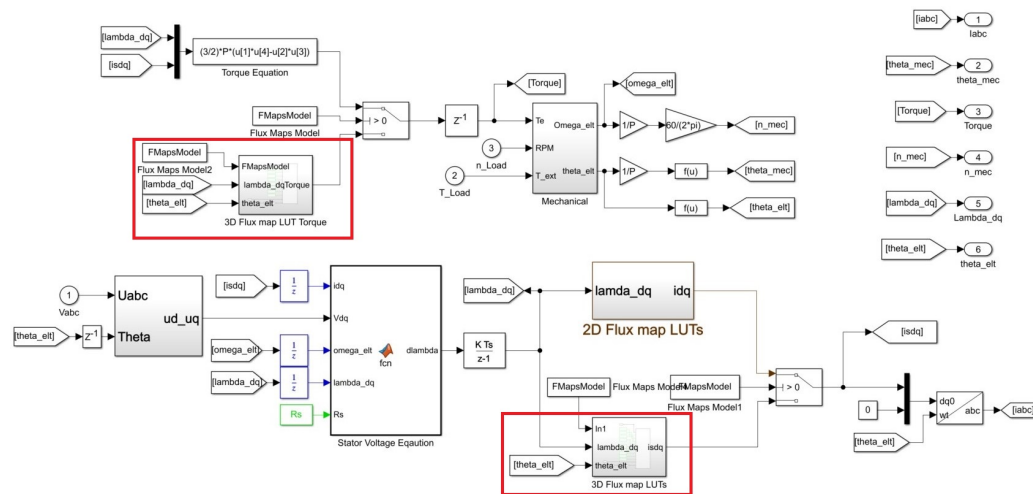


Figura 7.1: Modello Simulink del motore in studio in cui sono sottolineati i blocchi di estrazione delle mappe di coppia e corrente $dq\theta$ e i relativi ingressi

In Fig7.2 è riportato l'interno del blocco **3D Flux map LUTs** di estrazione dei valori di corrente $\mathbf{i}_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$ dai valori di flusso λ_{dq} e dalla posizione di rotore. Come si può notare, la lettura delle tabelle viene eseguita all'interno di una funzione Matlab. Tale funzione richiede in ingresso i limiti delle tabelle di flusso, oltre che le tabelle di correnti, flussi e l'informazione dell'angolo. Questo perché all'interno della *function* di Matlab, l'estrazione delle correnti $\mathbf{i}_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$ in ingresso al blocco, viene svolta effettuando un'interpolazione mediante la funzione *interp*, dopo aver saturato i valori di flusso, entro i limiti delle relative tabelle (Fig. 7.3), chiesti anche loro in ingresso al blocco. La simulazione risulta eccessivamente lenta proprio a causa di questa funzione, poiché viene richiesta l'interpolazione ogni passo della simulazione, portando quindi ad un carico computazionale eccessivo. Stesso concetto per le mappe di coppia nel blocco **3D Flux map LUT Torque** in Fig. 7.4, in cui in ingresso vengono richieste le tabelle $dq\theta$ ed i relativi limiti, per poi

svolgere all'interno del blocco *function*, l'operazione di interpolazione (Fig. 7.5). Sia per il calcolo delle correnti, che per quello di coppia viene effettuata la moltiplicazione finale delle correnti e della coppia per la funzione **segno** estratta dai flussi λ_{dq} in ingresso. Questa operazione è eseguita perché le tabelle 3D sono valutate solo per valori positivi di corrente i_d , per cui dei valori λ_{dq} in ingresso occorre ricavarne il valore assoluto per valutare la funzione interpolante per quel punto di lavoro.

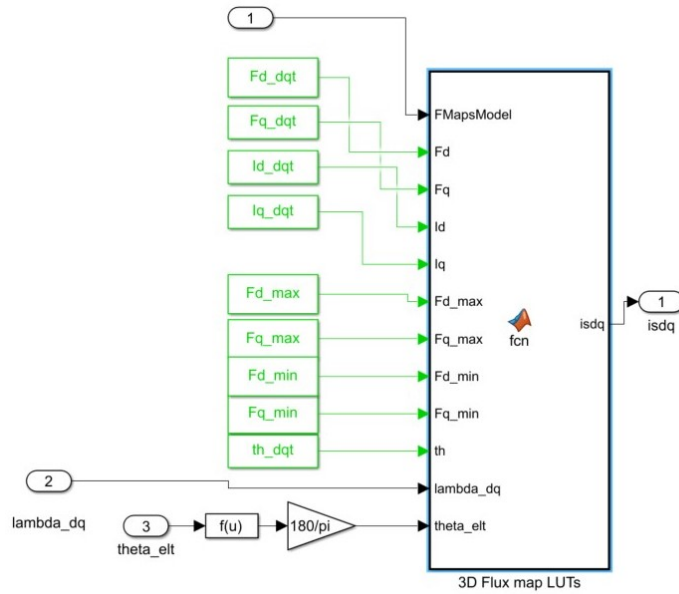


Figura 7.2: Blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione delle correnti i_{dq} avendo come ingressi λ_{dq} , la posizione elettrica e i limiti delle relative mappe


```
% Flux saturation
if lambda_dq(1) < Fd_min
    lambda_dq(1) = Fd_min;
end

if lambda_dq(2) < Fq_min
    lambda_dq(2) = Fq_min;
end

if lambda_dq(1) > Fd_max
    lambda_dq(1) = Fd_max;
end

if lambda_dq(2) > Fq_max
    lambda_dq(2) = Fq_max;
end

% Current interpolation
isdq(1) = interpn(Fd,Fq,th,Id,lambda_dq(1),lambda_dq(2),theta_elt);
isdq(2) = interpn(Fd,Fq,th,Iq,lambda_dq(1),lambda_dq(2),theta_elt);

isdq(1) = sign1 * isdq(1);
isdq(2) = sign2 * isdq(2);
```

Figura 7.3: Blocco function per l'estrazione delle correnti utilizzando la funzione *interp*

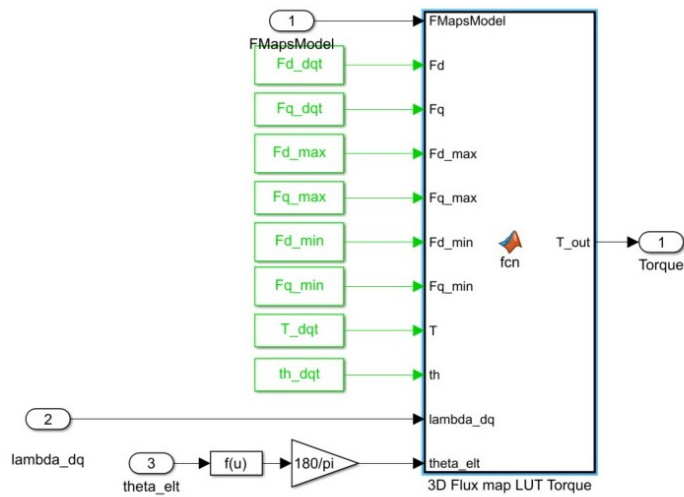


Figura 7.4: Blocco Simulink contenente la mappa $dq\theta$ per l'estrazione di coppia, avendo come ingressi λ_{dq} , la posizione elettrica ed i limiti della mappa

```
% Flux saturation
if lambda_dq(1) < Fd_min
    lambda_dq(1) = Fd_min;
end

if lambda_dq(2) < Fq_min
    lambda_dq(2) = Fq_min;
end

if lambda_dq(1) > Fd_max
    lambda_dq(1) = Fd_max;
end

if lambda_dq(2) > Fq_max
    lambda_dq(2) = Fq_max;
end

% Torque interpolation
T_out = interpn(Fd,Fq,th,T,lambda_dq(1),lambda_dq(2),theta_elt);

T_out = sign1 * sign2 * T_out;
```

Figura 7.5: Blocco function per l'estrazione della coppia utilizzando la funzione *interp*

In aggiunta, per rendere la simulazione compatibile con le mappe di flusso e coppia ricavate sperimentalmente è stato necessario adattare lo script Matlab di inizializzazione del codice in cui sono stati salvati i parametri di macchina, le caratteristiche del convertitore e le mappe 2D e 3D di flusso, corrente e coppia, oltre che i comandi per il controllo del motore. Dal momento che questo progetto è stato eseguito per un motore di cui era noto il modello agli elementi finiti, è stata eseguita anche una modifica sostanziale di tale codice, al fine di adattarlo al caso in studio. Questo perché del motore ABB Baldor sono noti solo i dati di targa e le caratteristiche estratte dalle prove sperimentali.

7.2 Primo modello Simulink $dq\theta$ proposto

La prima modifica, come è stato anticipato precedentemente, è stata l'eliminazione della funzione interpolante da dover richiamare ogni passo di simulazione. Come primo tentativo, sono state utilizzate direttamente le funzioni interpolanti di corrente e coppia prodotte precedentemente con la funzione **ScatteredInterpolant**. In questo modo si svolge anticipatamente l'operazione di creazione della funzione interpolante, per poi doverla esclusivamente valutare nel punto di lavoro richiesto, richiamandola in ciascuno step di simulazione.

In Fig. 7.6 e 7.7, si possono osservare le modifiche al blocco del modello 3D di corrente in funzione dei flussi, per cui si osserva come siano stati spostati i saturatori al di fuori del blocco *function* e all'ingresso del blocco vengono svolte le interpolazioni delle correnti in funzione dei flussi λ_{dq} e dell'angolo elettrico, utilizzando il blocco *InterpretedMatlabFcn*. Nella *function* non verrà più svolta dunque la funzione interpolante, ma verrà semplicemente richiamata, per poi correggerne eventualmente il segno.

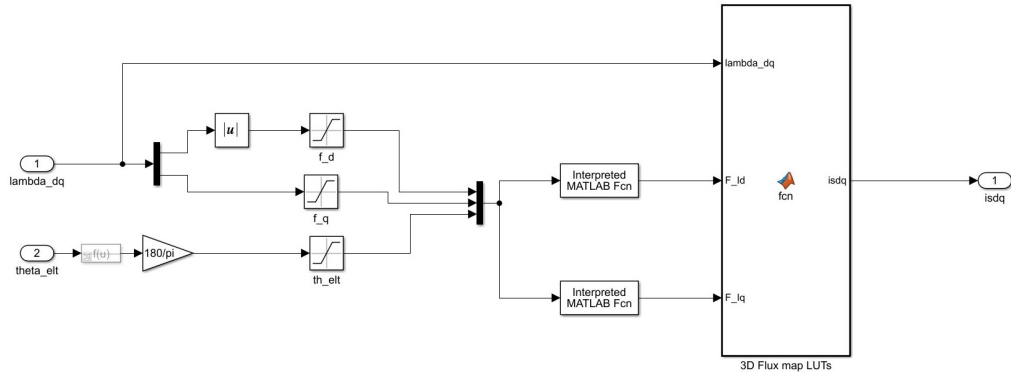


Figura 7.6: Nuovo blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione delle correnti i_{dq} avendo come ingressi λ_{dq} e la posizione di rotore

Stesso discorso per quando riguarda **3D Flux map LUT Torque** in cui all'interno del blocco *function* è stato solo più assegnato il valore alla coppia in uscita. Questo valore è pari a quello ottenuto richiamando la funzione interpolante di coppia in caso di corrente i_q positiva, oppure pari alla formula del prodotto incrociato (3.1), in caso di i_q negativa, dal momento che la prova di caratterizzazione di coppia è stata eseguita solo per correnti $i_q > 0$. In Fig. 7.8 e 7.9 si può osservare tutto ciò che è stato appena descritto.

Come si osserva in Fig. 5.16 e 6.7 nei capitoli precedenti, l'andamento di coppia e flusso prodotto con la funzione interpolante, coincide con l'andamento reale estratto dalle prove sperimentali, ma mantiene ancora il difetto

```

sign1 = sign(lambda_dq(1));

% Current interpolation

isdq(1) = F_Id;
isdq(2) = F_Iq;

isdq(1) = sign1 * isdq(1);
isdq(2) = isdq(2);

```

Figura 7.7: Nuovo blocco function per l'estrazione delle correnti utilizzando la funzione *interp*

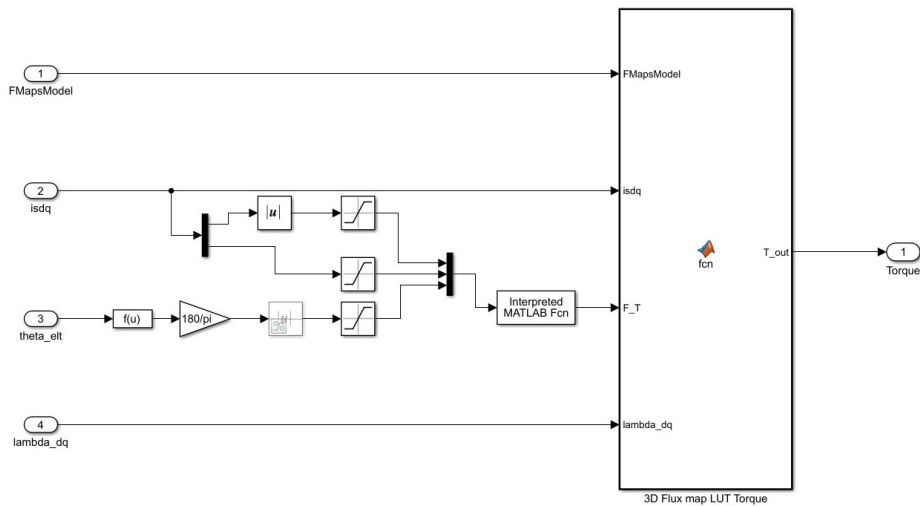


Figura 7.8: Nuovo blocco Simulink contenente le mappe $dq\theta$ per l'estrazione di coppia, avendo come ingressi i_{dq} , la posizione di rotore e λ_{dq} per il calcolo della coppia con il prodotto incrociato

di non fare raggiungere alla simulazione tempi di esecuzione comparabili con il modello dq . Questo perché per poter calcolare le correnti e la coppia sulla base delle rispettive funzioni interpolanti è necessario inserire un blocco di "Interpreted MATLAB Function", che risulta particolarmente oneroso in termini computazionali.

```

    sign1 = sign(isdq(1));

    if isdq(2)<0 % Se iq negativa uso prodotto incrociato
        T_out= (3/2)*P*(lambda_dq(1)*isdq(2)-lambda_dq(2)*isdq(1));
    else if isdq(2)>=0 % Se iq positiva utilizzo mappe di coppia dqt
        % Torque interpolation
        T_out = F_T;
    end
end

T_out = sign1 * T_out;

```

Figura 7.9: Nuovo blocco function per l'estrazione della coppia utilizzando la funzione *interp*

7.3 Modello Simulink $dq\theta$ definitivo

Per ovviare al problema dell'eccessivo tempo di simulazione dovuto all'elaborazione del blocco *InterpretedMatlabFunction*, la soluzione è stata quella di virare sui blocchi Prelookup e Interpolation 3D. Questi blocchi, anziché leggere la funzione interpolante già creata con *ScatteredInterpolant*, eseguono nuovamente l'interpolazione durante la simulazione, partendo dalle tabelle 3D estratte dalle funzioni interpolanti (Fig. 7.10).

Le caratteristiche delle correnti in assi dq vengono memorizzate lungo una griglia regolare nello spazio $(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$. Per ciascuna delle tre dimensioni, un blocco di prelookup esegue un'interpolazione 1D in base al flusso o alla posizione in ingresso, leggendo il vettore che definisce la corrispondente dimensione della tabella 3D. Ciascun blocco prelookup fornisce quindi la posizione della grandezza da interpolare in termini di indice e residuo sul dominio vettore. Gli indici ed i residui delle tre dimensioni vengono quindi dati in ingresso al blocco Interpolation 3D, che fornisce la lettura di corrente richiesta (Fig. 7.11).

Si noti che le mappe $i_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$ sono calcolate e memorizzate partendo dalla stessa griglia di punti nello spazio $(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$. Pertanto, dato un certo punto di lavoro $(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$ gli stessi indici e residui sono validi sia per l'interpolazione di i_d sia per l'interpolazione di i_q . Grazie a questa proprietà, è possibile utilizzare i blocchi di prelookup una sola volta ed ottenere gli indici

e i residui per entrambe le mappe 3D di i_d ed i_q , riducendo ulteriormente il tempo di calcolo.

Dal momento che nella simulazione del motore vengono ricavate le correnti $i_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$ in funzione di $(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$, non possono essere utilizzati gli stessi indici e residui per il calcolo di $T(i_d, i_q, \theta)$ dalla mappa di coppia. Viene comunque eseguito un procedimento analogo di prelookup + interpolazione per la caratteristica di coppia (Fig 7.12). In questo caso, la mappa utilizzata è $T(i_d, i_q, \theta)$, quindi i tre blocchi prelookup interpolano il punto di misura nei vettori corrente e posizione. Nonostante non si possano dunque utilizzare gli stessi indici per la lettura delle mappe $dq\theta$, l'aumento del tempo di calcolo risulta irrilevante. Effettuando come esempio una simulazione di 6 secondi, se con il modello $dq\theta$ originale su un Core Intel i5 8250U si è registrato un tempo di simulazione pari a 5000s, con il nuovo modello, il tempo si è ridotto in modo sostanziale ($\cong 200s$).

```
%% estrazione tabelle dqt CORRENTE

for d = 1:n+1
    for q = 1:n+1
        for ind = 1:(360/th_span)+1

            Id_dqt_ex(d,q,ind) = F_Id(Fd_map(d),Fq_map(q),th(ind));
            Iq_dqt_ex(d,q,ind) = F_Iq(Fd_map(d),Fq_map(q),th(ind));

        end
    end
end

%% estrazione tabelle dqt COPPIA

for dd = 1:n+1
    for qq = 1:n+1
        for ind = 1:(360/th_span)+1

            T_dqt_ex(dd,qq,ind) = F_T(Idt(dd),Iqt(qq),th(ind));

        end
    end
end
```

Figura 7.10: Estrazione delle tabelle 3D di coppia e corrente dalle funzioni interpolanti estratte precedentemente

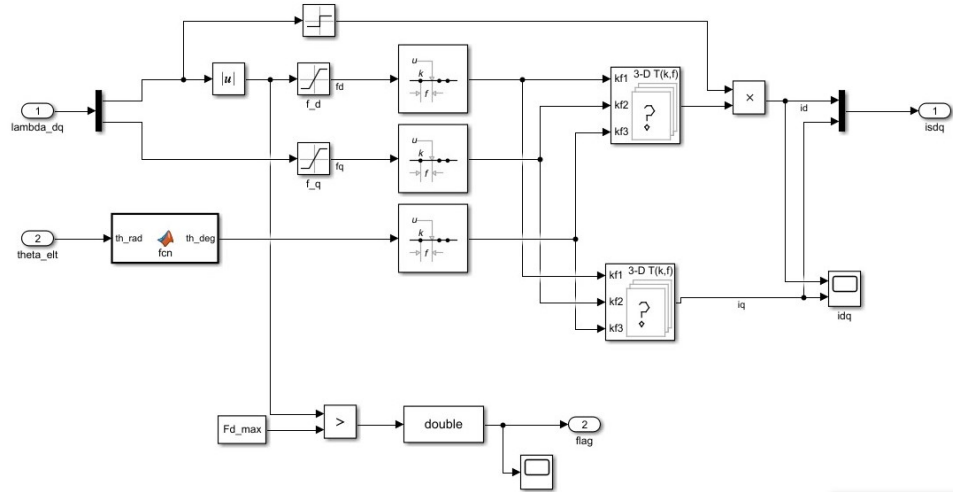


Figura 7.11: Schema a blocchi per l'estrazione delle correnti i_{dq} attraverso i blocchi Prelookup e 3D LUT

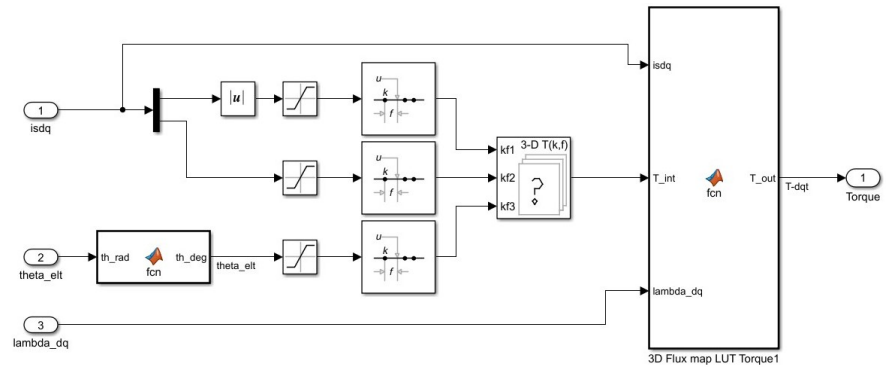


Figura 7.12: Schema a blocchi per l'estrazione della coppia T attraverso i blocchi Prelookup e 3D LUT

Questa soluzione quindi riduce in modo consistente il tempo di simulazione, portandolo a valori confrontabili con quelli registrati con il modello canonico dq , anch'essi intorno ai 200 secondi. Con le nuove modifiche apportate nella simulazione del modello del motore estratto dalle prove sperimentali, il file di inizializzazione deve essere aggiornato, caricando il file contenente tutti i dati necessari per l'estrazione dei valori richiesti utilizzando le Prelookup+LUT (Fig. 7.13).

```
%% Estrazione tabelle di coppia e corrente da prove sperimentali

%Carico mappe di coppia e di corrente dqt per funzioni interpolanti
load tabelle_dqt.mat

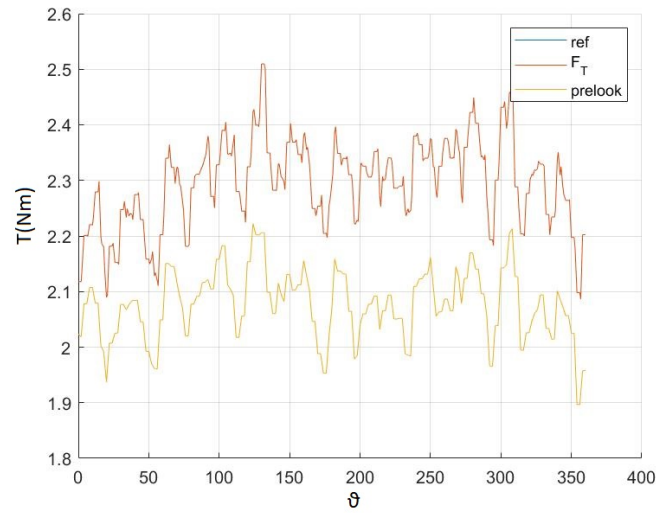
%%
%modello 2D ABB Baldor
load fdfq_idiq_n256_EXP.mat
load idiq_fdfq_n256.mat %tabelle inverse
```

Figura 7.13: Aggiornamento file di inizializzazione con caricamento delle tabelle $dq\theta$ e dq del motore ABB Baldor

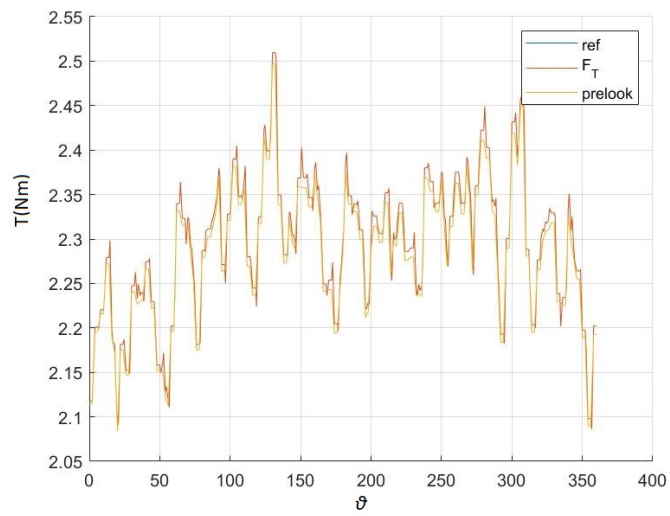
Nonostante l'uso delle prelookup tables velocizzi enormemente la simulazione, un possibile svantaggio è che si riduce l'accuratezza dell'interpolazione per punti di lavoro relativamente lontani dai punti di misura, contenuti nella mappa 3D. L'errore è tanto più rilevante quanto meno le mappe da interpolare sono fitte. Pertanto, per ovviare a questo problema si sono quindi infittite le tabelle ottenute dalle prove sperimentali sulla base delle funzioni interpolanti, portando i vettori di corrente e flusso ad avere per entrambe le mappe 256 valori a passo costante (Fig. 7.14) e limiti uguali ai precedenti. L'operazione, come si vede sempre dalla figura, è stata svolta, estraendo dalle funzioni interpolanti ricavate precedentemente, i valori di coppia $T(i_d, i_q, \theta)$ e correnti $i_{dq}(\lambda_d, \lambda_q, \theta)$, per i valori di posizione θ , correnti e flussi in assi dq desiderati. Questo garantisce una migliore interpolazione da parte dei blocchi Prelookup+LUT, con un aumento trascurabile del tempo di calcolo. In Fig. 7.15 viene confrontato l'andamento di coppia ricavato dalla funzione interpolante prodotta con *ScatteredInterpolant*, con quello prodotto con i nuovi blocchi, prima (7.15a) e dopo (7.15b) l'infittimento delle tabelle, confermando la correttezza del valore estratto dalle nuove tabelle.

```
%% dati
n= 255; % divisioni tabella correnti e coppia -1 (prima 15)
th_span= 2; % passo divisione angolo theta in gradi
Idt = Id_min:(Id_max-Id_min)/n:Id_max;
Iqt = 0:(Iq_max-0)/n:Iq_max;
Fd_map = Fd_min:(Fd_max-Fd_min)/n:Fd_max;
Fq_map = Fq_min:(Fq_max-Fq_min)/n:Fq_max;
th = 0:th_span:360;
```

Figura 7.14: Infittimento delle tabelle di coppia e corrente



(a) Risultati con la tabella di coppia 16x16x181



(b) Risultati con la tabella di coppia 256x256x181

Figura 7.15: Nuovo andamento di coppia estratta dalla tabella 3D prima e dopo l'infittimento della griglia e confronto con la funzione ricavata con 'ScatteredInterpolant'

7.4 Test di validazione del modello $dq\theta$ definitivo

Lo scopo dell'ottimizzazione del modello sviluppato in ambiente Matlab-Simulink in caso di utilizzo delle mappe $dq\theta$, consiste nel poter osservare il comportamento delle armoniche spaziali ed i disturbi che esse causano nel controllo di tale macchina. Di seguito verranno descritte le prove eseguite sul modello $dq\theta$ definitivo, appena sviluppato. Il motore verrà controllato in corrente (i_{dq}^*) per diversi punti di lavoro e verrà utilizzata la misura di posizione meccanica in uscita dall'encoder. Questi comandi vengono decisi all'interno dello script Matlab di inizializzazione.

- **Test 1: controllo di corrente in regione di saturazione**

In questa prova, il motore viene controllato con correnti $i_d^* = 30A$, $i_q^* = 10A$ a velocità $n = 50rpm$ costante, cercando di osservare il comportamento del modello 3D in corrispondenza di un punto di lavoro in zona di saturazione del flusso $\lambda_d(i_d, i_q)$ (Fig. 7.16).

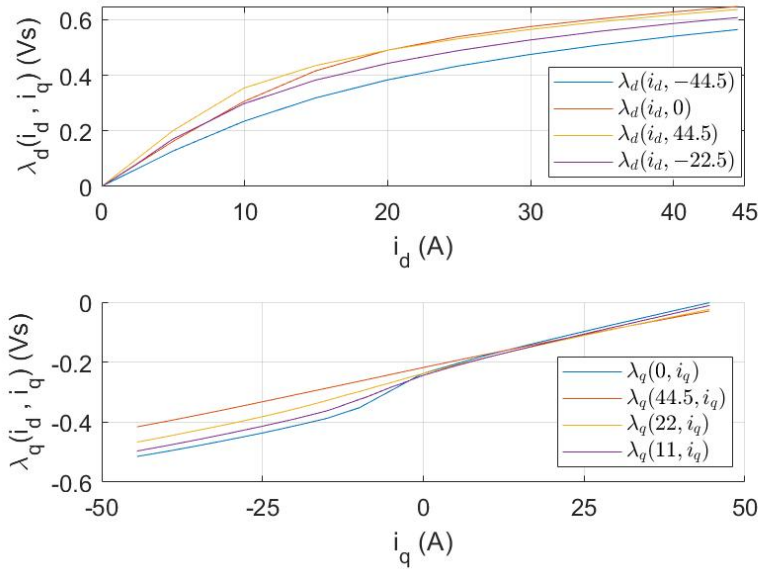
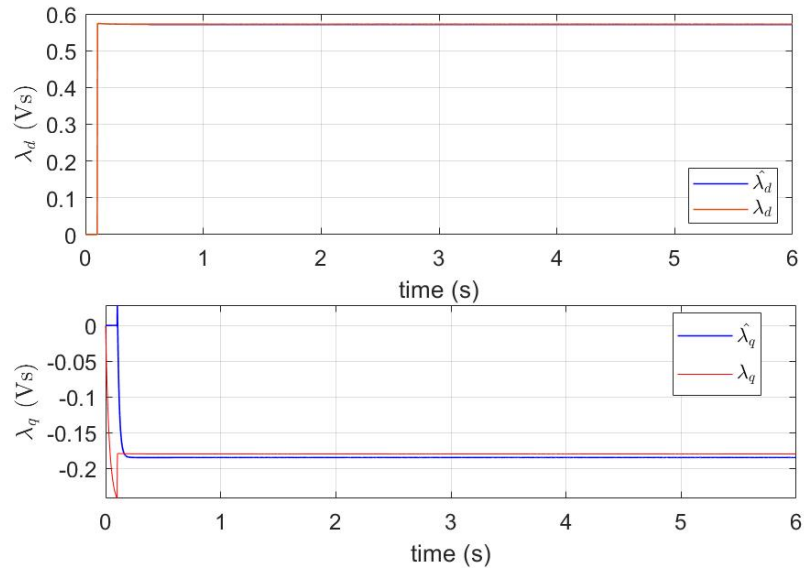


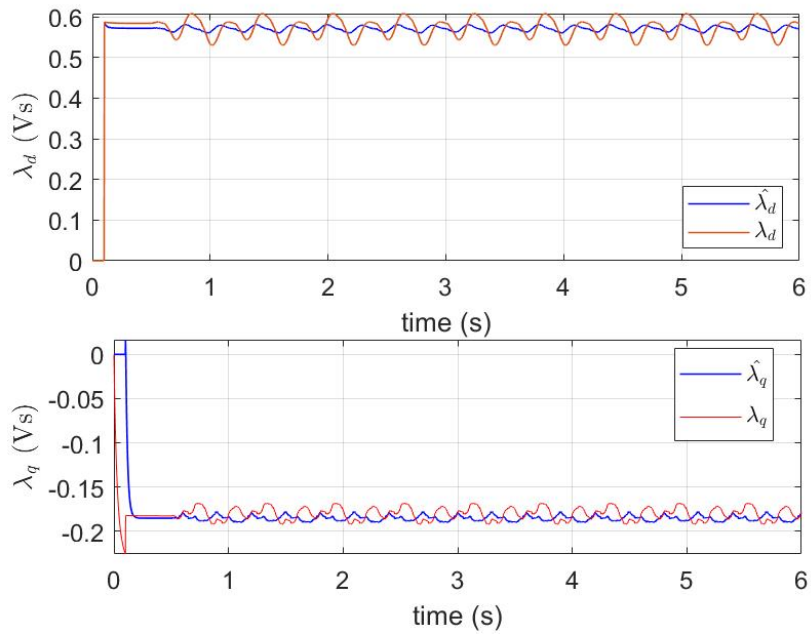
Figura 7.16: Rappresentazione dell'andamento di λ_d e λ_q rispetto ad i_d e i_q del motore in studio

Affidandoci al grafico 3D di flusso (Fig. 5.15), si osserva che lavorando con correnti i_d^* elevate, il ripple di flusso $\lambda_d(i_d, i_q, \theta)$ risulta molto evidente, pertanto ci si aspetta di ottenere un valore elevato di ripple sovrapposto alla fondamentale del flusso in asse d . Questo è anche ciò che si osserva dai risultati della simulazione, come mostrato in Fig. 7.17, dove è presente anche il confronto con il modello 2D, che non è in grado di osservare gli effetti delle armoniche spaziali, ma si limita a considerare il valore di flusso invariato rispetto alla posizione di rotore.

Lo stesso confronto può essere eseguito per quanto riguarda la coppia (Fig. 7.18) e le correnti in assi dq (Fig. 7.19). Per queste ultime, è possibile osservare come, a basse velocità, il controllo in corrente è in grado di correggere e mantenere le correnti sufficientemente fisse, nonostante la presenza delle armoniche di flusso. Un'ultima osservazione viene fatta riguardo i valori di flusso misurati ed osservati in questa prova, utilizzando il modello 3D, che risultano di valore non coincidente. Questo risultato si ha perché i flussi osservati $\hat{\lambda}_{dq}$ sono ottenuti dalle mappe dq del motore, per cui può nascere un errore rispetto ai valori di flusso misurati dalle mappe $dq\theta$. L'errore di conseguenza si osserva poi anche tra valori di coppia misurata ed osservata.

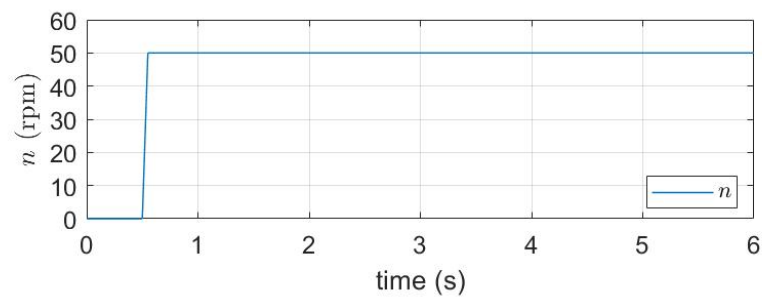
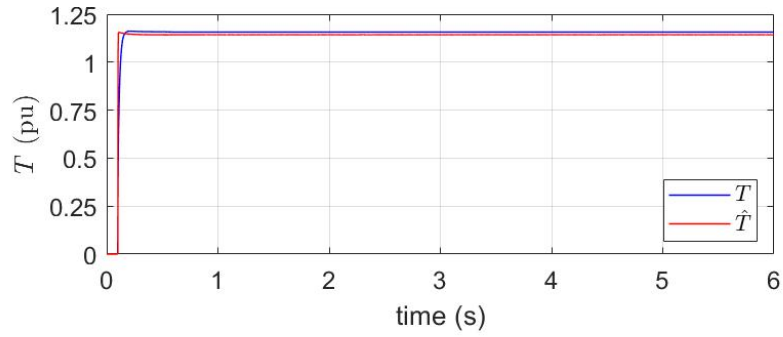


(a) λ_{dq} , modello 2D

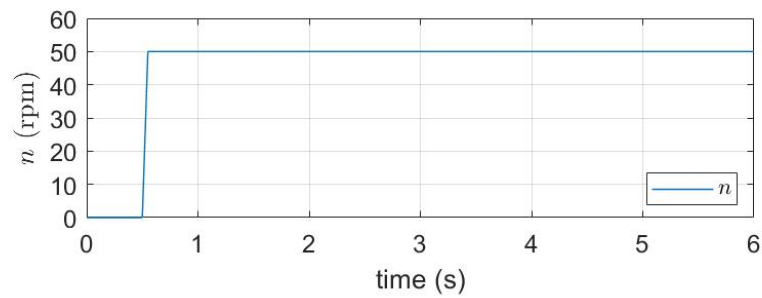
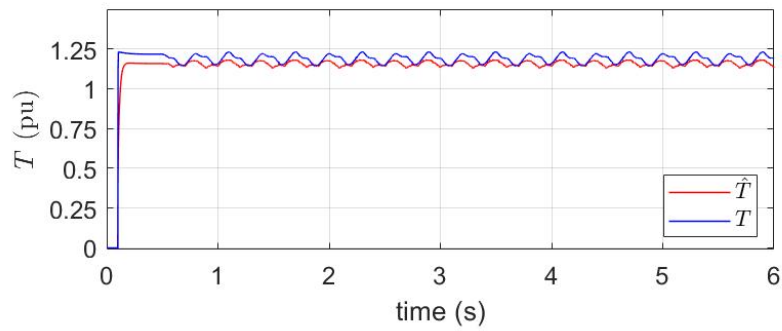


(b) λ_{dq} , modello 3D

Figura 7.17: Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione

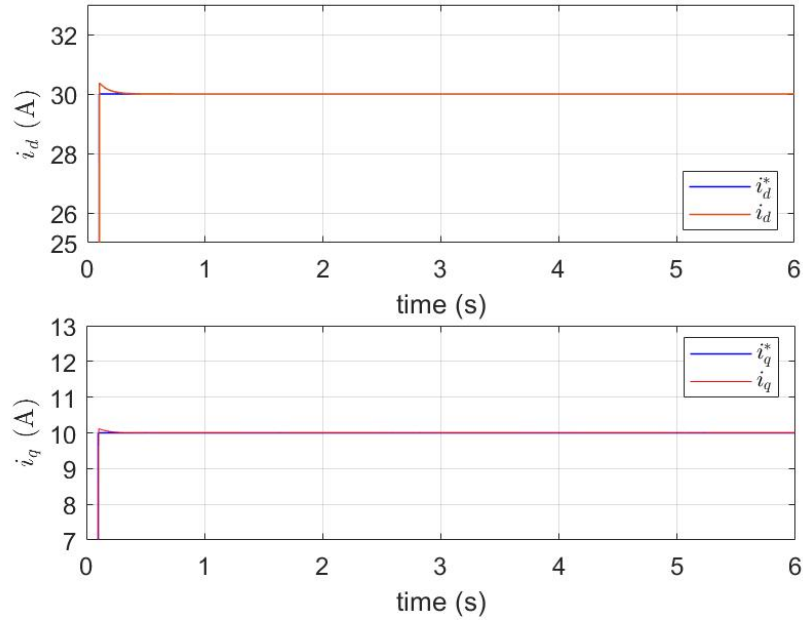


(a) Andamento della coppia, modello 2D

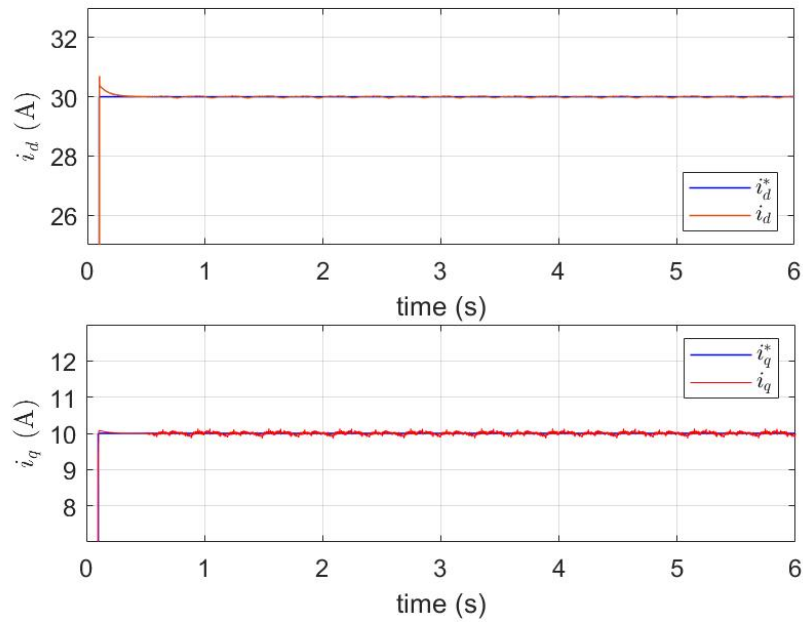


(b) Andamento della coppia, modello 3D

Figura 7.18: Andamento della velocità e della coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione



(a) i_{dq} , modello 2D

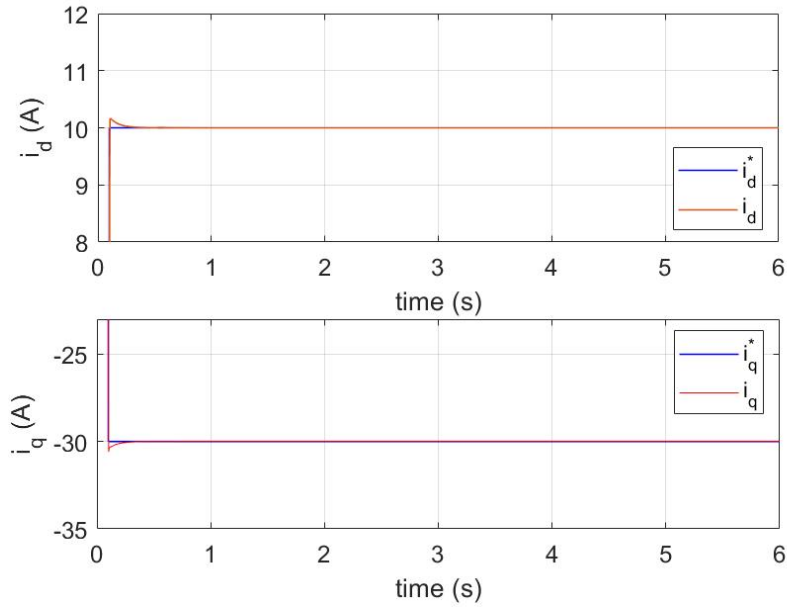


(b) i_{dq} , modello 3D

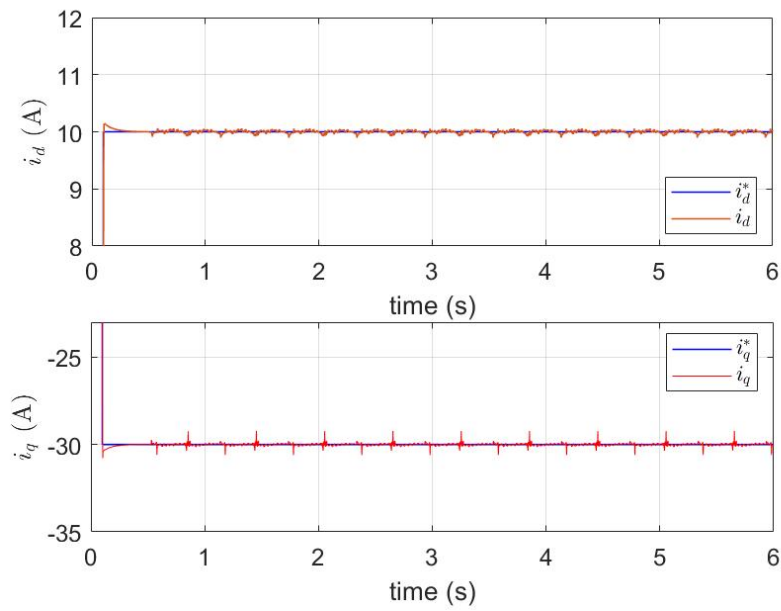
Figura 7.19: Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D per corrente i_d^* in zona di saturazione

• **Test 2: controllo di corrente con $i_q^* < 0$**

Un'ulteriore prova è stata effettuata per corrente in asse d nella zona lineare di flusso (Fig. 7.16), dove teoricamente il ripple sovrapposto all'andamento nel modello $dq\theta$ dovrebbe risultare inferiore. Da Fig. 5.15 si osserva come, in corrispondenza di i_d^* pari a 10A, tra il gruppo di valori istantanei di flusso, sia comunque presente un ripple pronunciato per correnti $i_q^* < 0$ e massimo per i_q^* pari a -44.5A. In questa prova si vuole osservare il comportamento del modello in risposta ai valori di corrente $i_d^* = 10A$, $i_q^* = -30A$, in cui ci si aspetta di osservare un'oscillazione evidente sull'andamento del flusso λ_d . In Fig. 7.20 e 7.21 è possibile confermare la tesi appena enunciata, per cui il ripple di flusso in asse d risulta pronunciato, nonostante ci si trovi in zona lineare. Questo comporta rumore sulla coppia in uscita superiore rispetto agli stessi punti di lavoro a $i_d^* = \text{cost} = 10A$, ma con i_q^* positiva, come è possibile osservare in Fig. 7.22, dove è riportato il valore assoluto di coppia misurata ed osservata dal controllo del motore. In tutte le immagini è affiancato il medesimo grafico con modello 2D, che non risente di questo fenomeno, sempre perché insensibile alla variazione di posizione.

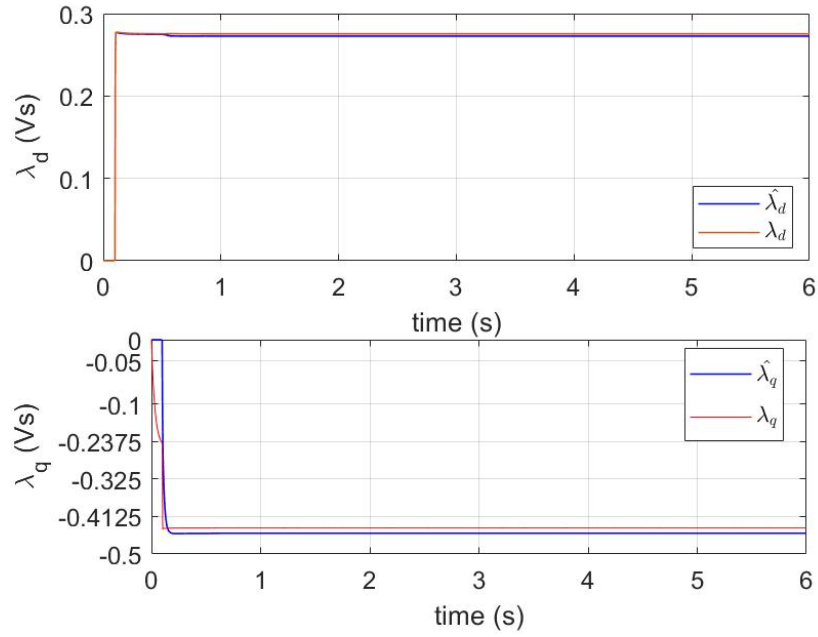


(a) i_{dq} , modello 2D

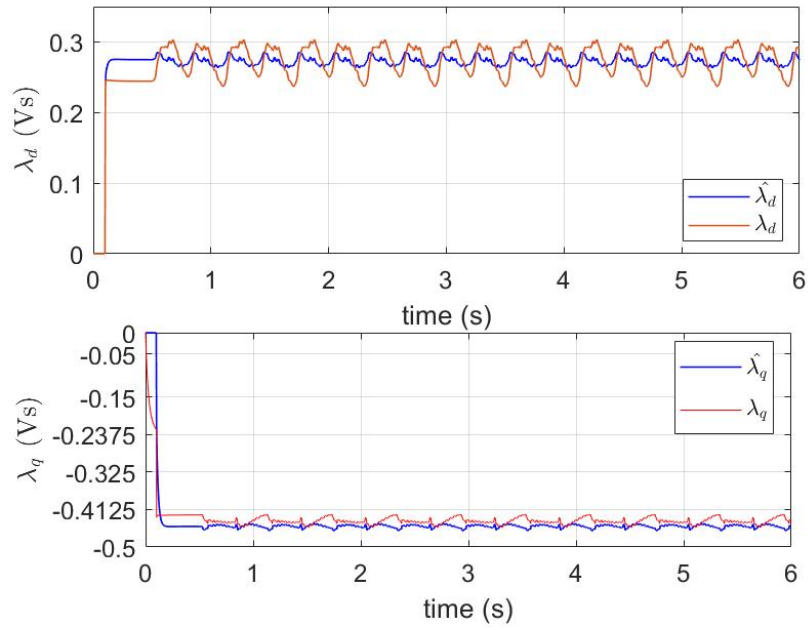


(b) i_{dq} , modello 3D

Figura 7.20: Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$

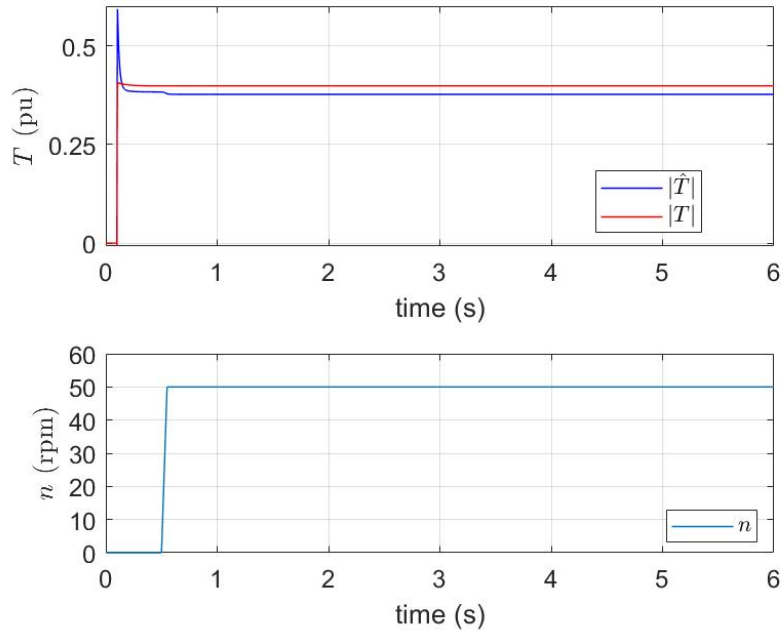


(a) λ_{dq} , modello 2D

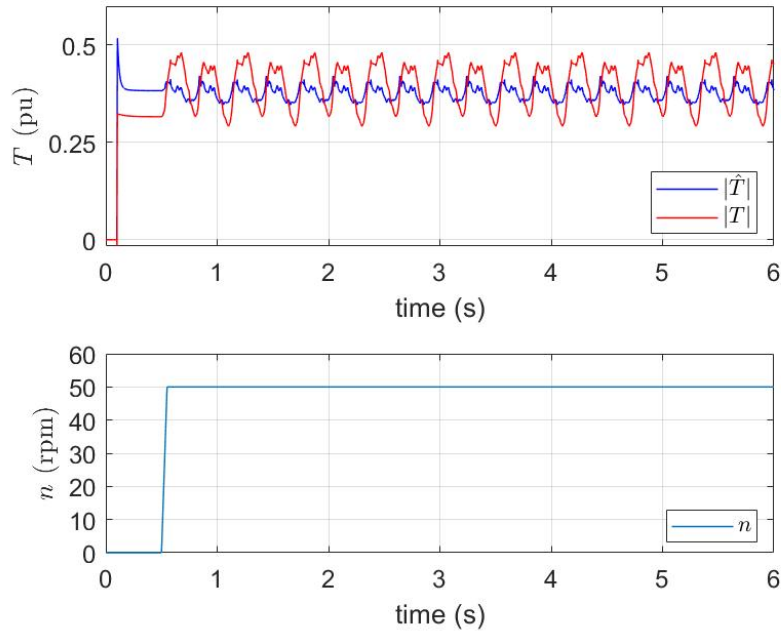


(b) λ_{dq} , modello 3D

Figura 7.21: Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$



(a) Andamento del valore assoluto di coppia, modello 2D



(b) Andamento del valore assoluto di coppia, modello 3D

Figura 7.22: Andamento della velocità e del valore assoluto di coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D con i_d^* in zona lineare e $i_q^* < 0$

• **Test 3: controllo di corrente con rampa di velocità**

In questa prova si cerca di osservare il comportamento del controllo del motore per correnti $i_d^* = 20A$, $i_q^* = 10A$, in caso di aumento di velocità a rampa. Ciò che si vuole osservare rispetto ai casi precedenti è l'aumento (differenza) di ripple di corrente tra inizio e fine prova e la conseguenza negativa di questo fenomeno sul controllo del motore. Infatti, a differenza del modello 2D, il controllo di corrente nel modello 3D del motore, rappresentato in Fig. 7.23 si ha l'aggiunta del ripple dovuto alle armoniche spaziali, espresso come "noise" e rappresentato come un disturbo additivo. Tale disturbo può essere corretto se la sua frequenza rientra nello spettro controllabile dal regolatore, ovvero se risulta minore della banda del controllo di corrente (Fig. 7.24). In caso di aumento di velocità a rampa del motore, la frequenza del ripple aumenterà fino ad oltrepassare la banda del controllo, diventando non correggibile dall'anello.

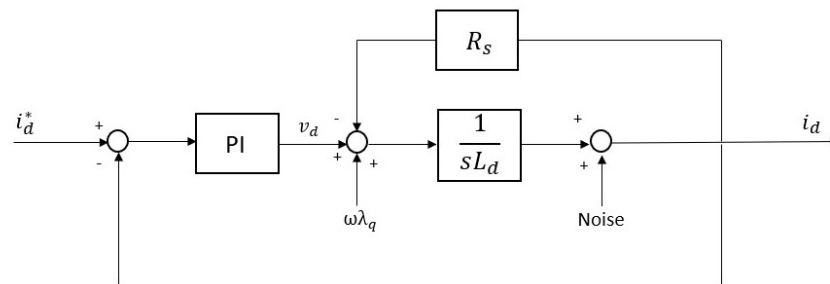


Figura 7.23: Schema a blocchi del controllo in corrente in asse d con modello 3D

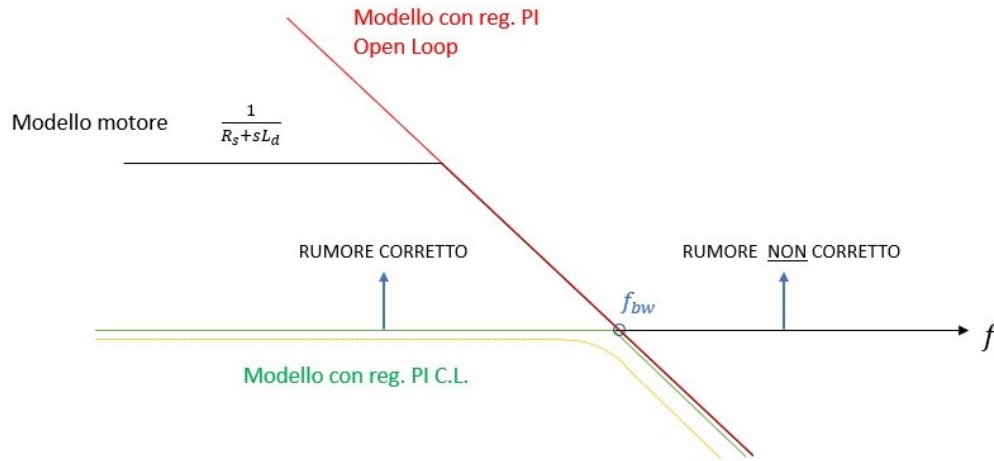
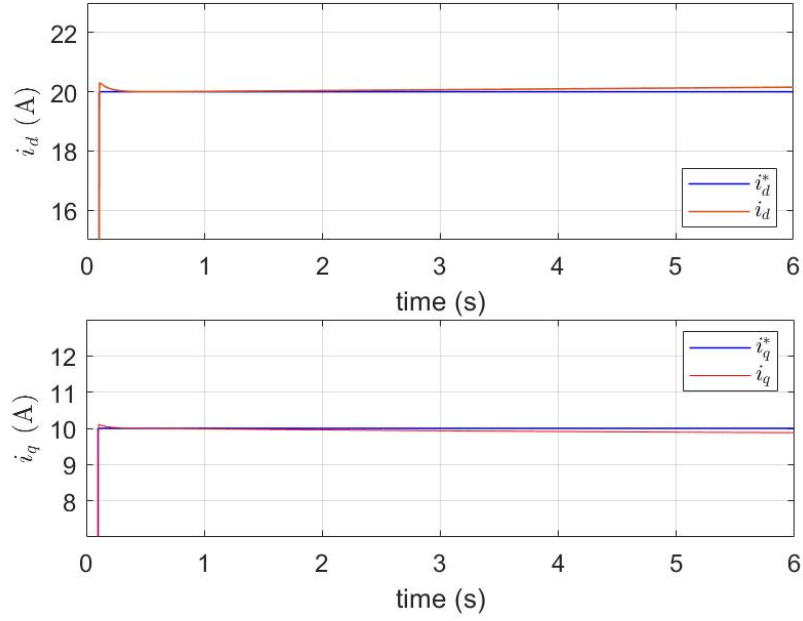
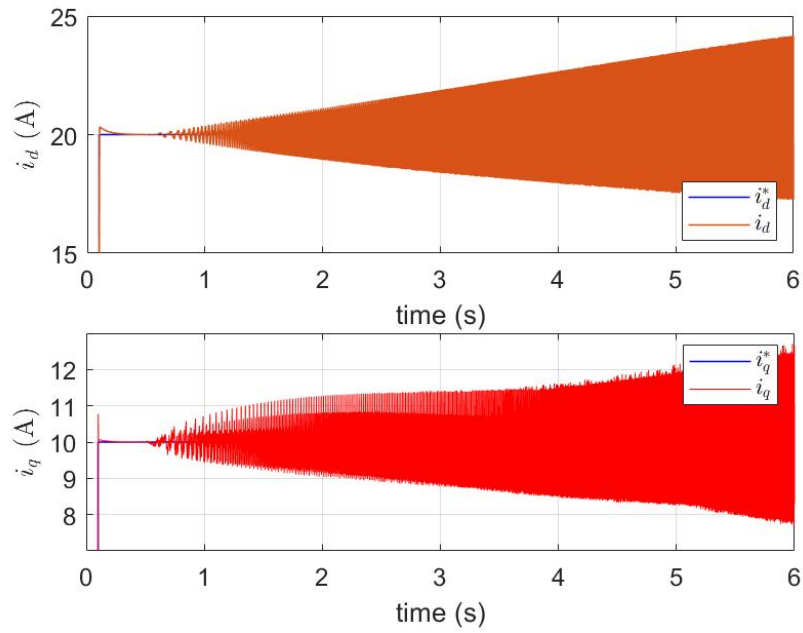


Figura 7.24: Risposta in frequenza del controllo del motore con rumore dentro o fuori dalla banda del controllo di corrente

Ciò che ci si aspetta dai grafici della simulazione, sarà quindi una variazione del valore di corrente da quasi costante, a un valore istantaneo con ripple sovrapposto crescente al salire della velocità. Questo infatti è ciò che si osserva dalle Fig. 7.25 e 7.26, in cui viene anche effettuato il confronto con il comportamento del modello 2D, che non risente chiaramente di ciò che è stato appena descritto. L'andamento della coppia è mostrato in Fig. 7.27 e si può osservare, come per i casi precedenti, un ripple rilevante sovrapposto.

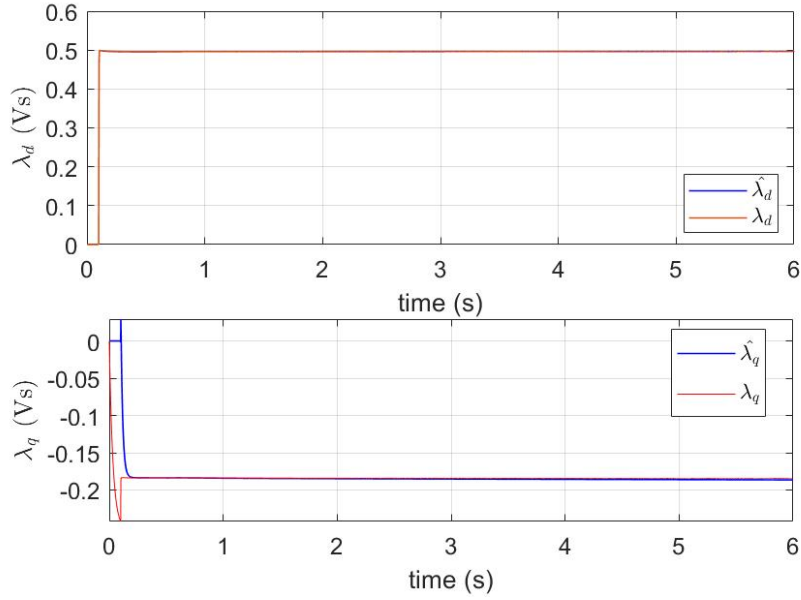


(a) i_{dq} modello 2D

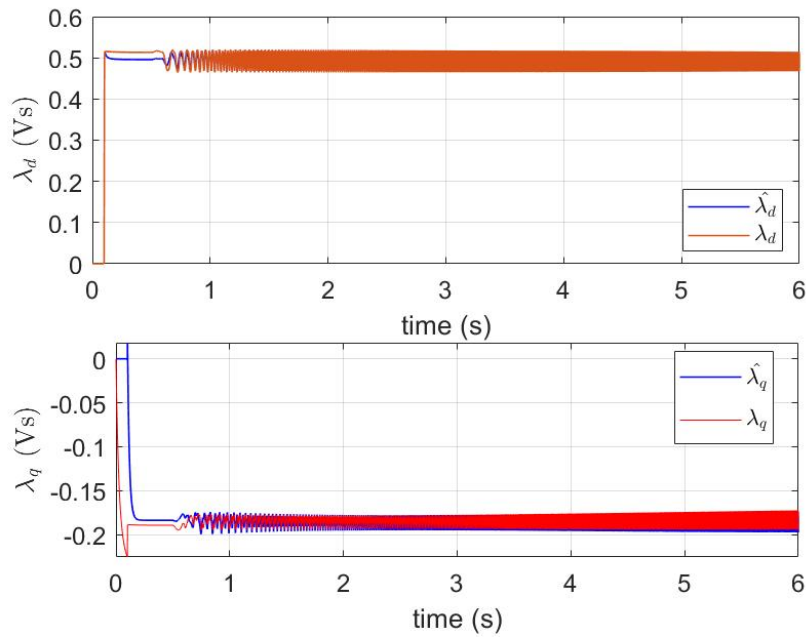


(b) i_{dq} modello 3D

Figura 7.25: Andamento delle correnti in assi dq misurate ed osservate per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità

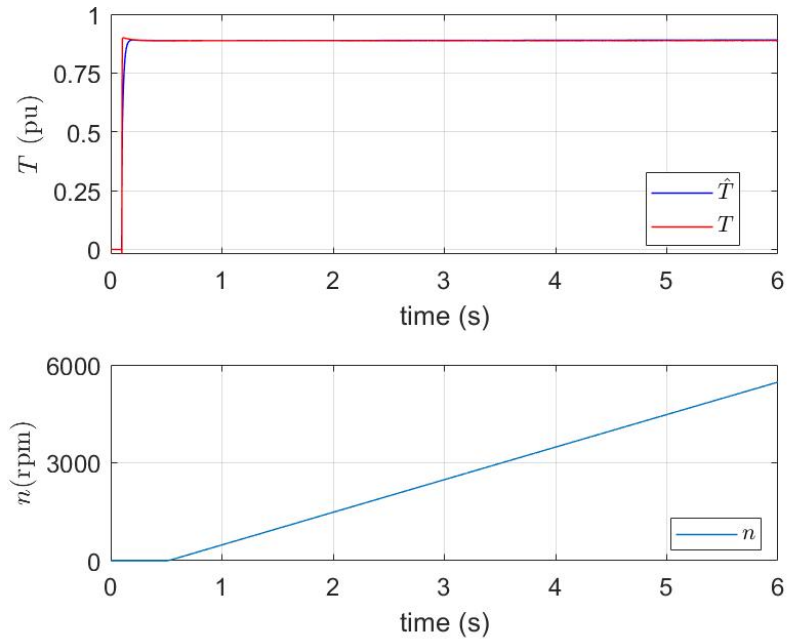


(a) λ_{dq} modello 2D

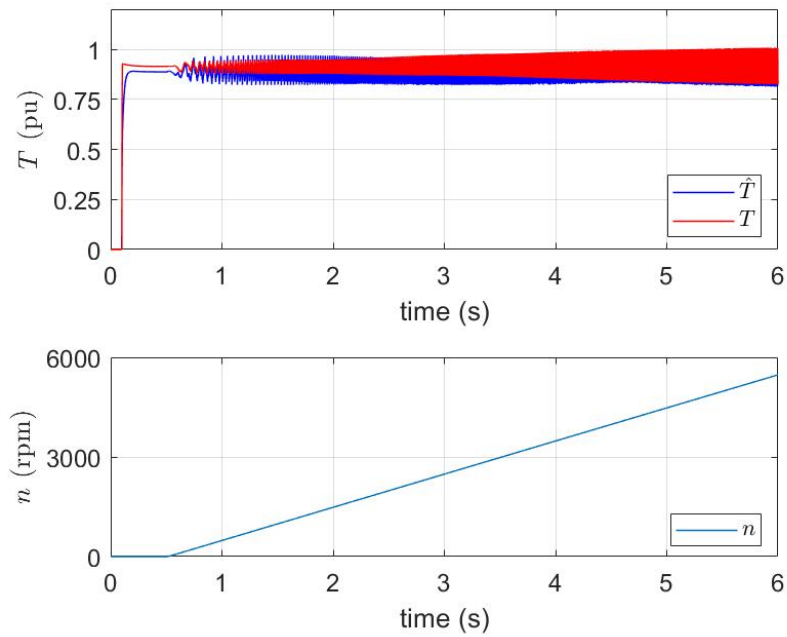


(b) λ_{dq} modello 3D

Figura 7.26: Andamento del flusso misurato ed osservato per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità



(a) Andamento della coppia, modello 2D



(b) Andamento della coppia, modello 3D

Figura 7.27: Andamento di velocità e coppia misurata ed osservata per modelli 2D e 3D, con variazione a rampa della velocità

Capitolo 8

Conclusioni

Lo scopo di questo studio si è concentrato sulla possibilità di ottenere il modello $dq\theta$ di una macchina sincrona sulla base di dati sperimentali esistenti. Tali dati sono stati ricavati da prove effettuate in laboratorio, registrate tramite il data recorder HBM Genesis High Speed GEN3i e salvate in file con estensione **.pnrf* proprietario di HBM Perception. Nello studio specifico, tale ricerca è stata effettuata per la macchina ABB-Baldor della serie EC Titanium (Fig. 1.3), un motore sincrono a riluttanza assistito da magneti permanenti (PM-SyR). Il primo processo di ottimizzazione ha riguardato l'estrazione ed elaborazione di tali dati direttamente in ambiente Matlab. Per questo scopo è stata elaborata una procedura di post-processing automatizzata per l'estrazione e manipolazione dei dati, in cui si è cercato di ridurre al minimo il carico computazionale e quindi il tempo di elaborazione per l'estrazione delle mappe $dq\theta$. Le mappe $dq\theta$ ottenute possiedono un grado di accuratezza superiore dato dalla posizione di rotore θ , per cui sono in grado di descrivere il comportamento delle armoniche spaziali che influisce sull'andamento del flusso concatenato e di conseguenza su quello di coppia in uscita dal motore. La valutazione di queste mappe risulta quindi essenziale per descrivere il corretto comportamento di motori sincroni caratterizzati da armoniche spaziali particolarmente evidenti, rendendo possibile l'utilizzo di algoritmi di controllo avanzato sul motore, in modo preciso ed accurato. Ottenute le mappe 3D, è stato implementato un modello del motore in studio in ambiente Matlab-Simulink. Un'attenta analisi ha portato all'utilizzo del modello definito nel Capitolo 7, portando ad una riduzione del tempo di simulazione rispetto ai modelli $dq\theta$ preesistenti, arrivando a valori confrontabili con quello impiegato per la simulazione del modello 2D. L'ultimo passaggio è stato quello di effettuare prove sul modello del motore studiato, estratto dalle prove sperimentali, con l'obiettivo di osservare per più punti di lavoro il grado di accuratezza superiore del modello 3D, che è in

grado di individuare le armoniche spaziali trascurate nei modelli dq . Inoltre è stata verificata la corrispondenza tra valore medio del modello $dq\theta$ e il modello dq , confermando la correttezza dei due modelli, oltre che considerazioni importanti sul controllo del motore. Per punti di lavoro in zona di saturazione del flusso, ovvero per correnti i_d elevate, le armoniche spaziali producono ripple di flusso e di conseguenza di coppia elevati. Questo rumore, che non è visibile nel modello dq , in sperimentale può causare problemi di banda di controllo, di convergenza degli algoritmi sensorless e problemi in generale di controllo inaccurato o rumoroso. Grazie alla simulazione del modello $dq\theta$ quindi si è stati in grado di valutare gli effetti delle armoniche spaziali sul controllo del motore.

In definitiva si può garantire sul livello di accuratezza superiore delle mappe 3D, che risultano essenziali per l'utilizzo nei controlli di tipo avanzato dei motori sincroni con significative armoniche spaziali.

Bibliografia

- [1] *Data sheet GEN Series GEN3i, transient Recorder and Data Acquisition System.*
- [2] Eric Armando, Radu Iustin Bojoi, Paolo Guglielmi, Gianmario Pellegrino, and Michele Pastorelli. Experimental identification of the magnetic model of synchronous machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 49(5):2116–2125, 2013.
- [3] Dario Brunelli, Gianmario Pellegrino, Anantaram Varatharajan, and Simone Ferrari. syredrive: A new add-on to the motor design framework for automated sensorless control simulation. 2020.
- [4] Pellegrino Gianmario. *Appunti corso Laboratory of Power Converters and Electrical Drives prof. Pellegrino Gianmario.* 2020.
- [5] HBM. *PNRF Reader toolkit.* <http://www.hbm.com>.
- [6] ABB Motors and Mechanical Inc. *Data sheet EC Titanium, Beyond EC efficiency performance.* <http://new.abb.com/motors-generators>.
- [7] ABB Motors and Mechanical Inc. *Product Note Baldor-Reliance EC Titanium, VFD ready IE5+ motor technology.* <http://new.abb.com/motors-generators>.
- [8] Toni Tuovinen and Marko Hinkkanen. Adaptive full-order observer with high-frequency signal injection for synchronous reluctance motor drives. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2(2):181–189, 2013.
- [9] Anantaram Varatharajan, Paolo Pescetto, and Gianmario Pellegrino. Injectionless sensorless control of synchronous reluctance machine for zero to low speeds region. In *2018 IEEE 9th International Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, pages 72–77. IEEE, 2018.